



**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

---

**Fakulta elektrotechnická  
Katedra mikroelektroniky**

## **Hybridní Baskytarový Zesilovač**

### **Hybrid Bassguitar Amplifier**

Bakalářská práce

Studijní program: Komunikace, multimédia, elektronika  
Studijní obor: Aplikovaná elektronika

Vedoucí práce: Ing. Vladimír JANÍČEK, Ph.D.

**David KUDELÁSEK**

---

**Praha 2017**



# ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **K U D E L Á S E K David**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika  
Obor: Aplikovaná elektronika

Název tématu: **Hybridní baskytarový zesilovač**

### ***Pokyny pro vypracování:***

- 1) Proveďte analýzu konceptů výkonových zesilovačů pro hudební nástroje.
- 2) Navrhněte koncept a zapojení hybridního výkonového zesilovače využívajícího vstupní díl s elektronkami a výstupní díl založený na tranzistorech. Zařízení bude vybaveno ochranami proti zkratu na výstupu, přetížení, teplotní ochranou a vstupním filtrem.
- 3) Zkonstruujte funkční prototyp.
- 4) Ověřte funkčnost a změřte parametry postaveného prototypu.
- 5) Proveďte diskusi řešení a porovnejte dosažené parametry s komerčně dostupnými výrobky.


### ***Seznam odborné literatury:***


- 1) Kotisa Z. - NF zesilovače 1-3, ISBN 807300030X, 2001-2003
- 2) Jones M. - Building Valve Amplifiers, ISBN 978-0080966380, 2013
- 3) Self D. - Audio Power Amplifier Design Handbook, ISBN 978-0750680721, 2006

Vedoucí: **Ing. Vladimír Janíček, Ph.D.**

Platnost zadání: 9. 9. 2017



  
prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.  
vedoucí katedry

  
prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 11. 2. 2016

# PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych velmi poděkovat Ing. Vladimíru Janíčkoví, Ph.D., jehož nápomoc, dobré rady a užitečné informace z dané problematiky vedly k dokončení této práce. Dále bych chtěl poděkovat předně kolegovi Janu Sixtovi, jehož užitečné doporučení literatury vedlo k objasnění dlouhotrvajícího problému, ale i všem dalším, kteří mě v mojí práci podporovali.

# Anotace

Tato bakalářská práce pojednává o stavbě hybridního baskytarového zesilovače (tj. kombinujícího elektronky a tranzistory). Namísto popisu návrhu a konstrukce se zaměřím na obecný přístup k této problematice a možnosti, které z ní vyplývají. V souvislosti s tím se budu zabývat i faktem, že jinde již dávno nahrazené elektronky stále mají v této oblasti nemalé zastoupení. Výsledný návrh podložený simulacemi pak prezentuji společně s výsledky měření sestaveného prototypu.

Věřím tedy, že v mé práci naleznete užitečné informace ohledně návrhu i konstrukce výkonových audio zesilovačů. Jsou zde zmíněna i možná rizika konkrétních zapojení včetně toho, jak se jich vyvarovat. To vše zasazeno do kontextu hudební teorie, analýzy signálů a vlastností konkrétních nástrojů.

## **Klíčová slova:**

Baskytara; zesilovač; audio; elektronky; hybridní

# Summary

This bachelor project is about building hybrid bass guitar amplifier (i.e. amplifier combining valves and solid-stage). Instead of describing design and construction I'm going to focus on general attitude to this topic and options arising from it. Related to it I'm going to discuss the fact that sort of archaic valves still have their place in music industry. Final design with simulations is presented with completed prototype measurements.

I believe that you can find useful information about power audio amplifiers design and application in this bachelor project. I also mention possible hazards of the design and how to avoid it. All is set to the context of music theory, signal analysis and musical instruments parameters.

## **Index terms:**

Bassguitar; amplifier; audio; valves; hybrid

## Seznam obrázků

Obrázek 1 Detektor maximální hodnoty .....	5
Obrázek 2 Hra palcem .....	6
Obrázek 3 Hra prsty .....	7
Obrázek 4 Hra trsátkem .....	7
Obrázek 5 Přiklep / Slap .....	8
Obrázek 6 Spektrum ihned po přiklepu .....	9
Obrázek 7 Spektrum <i>mrtvých tónů</i> .....	9
Obrázek 8 Spektrum po odeznění přiklepu .....	10
Obrázek 9 Křivky stejné hlasitosti; zdroj [12] .....	10
Obrázek 10 Hra palcem (kopie) .....	11
Obrázek 11 Spektrum hry palcem .....	13
Obrázek 12 Blokové schéma zesilovače .....	18
Obrázek 13 Kanál 1 .....	20
Obrázek 14 Kanál 1 - možnosti korekce .....	21
Obrázek 15 Kanál 2 .....	22
Obrázek 16 Kanál 2 - možnosti korekce .....	23
Obrázek 17 SOA tranzistorů 2SK1530 a 2SC5200; zdroj [13] a [14] .....	25
Obrázek 18 Závislost převodní charakteristiky na teplotě; zdroj [13] .....	26
Obrázek 19 Simulované schéma .....	27
Obrázek 20 Simulace přenosové funkce .....	28
Obrázek 21 Schéma proudové limitace .....	30
Obrázek 22 Průběh proudové regulace a SOA .....	31
Obrázek 23 Časová prodleva a ochranné ztlumení .....	32
Obrázek 24 Princip spínání ochran .....	33
Obrázek 25 Řízení ventilátoru .....	33
Obrázek 26 Vstupní díl zesilovače .....	34
Obrázek 27 Frekvenční charakteristika zvukové karty .....	35
Obrázek 28 Možnosti korekce - basy .....	36
Obrázek 29 Možnosti korekce - střední .....	37
Obrázek 30 Možnosti korekce - výšky .....	38
Obrázek 31 Fotografie koncového stupně .....	39
Obrázek 32 Měření zesílení pro nezatížený výstup .....	40
Obrázek 33 Měření fázového posunu .....	41
Obrázek 34 Měření zesílení pro různé zatížení .....	41
Obrázek 35 Měření THD .....	42
Obrázek 36 Úprava proudové ochrany .....	42

## Seznam zkratk

**AUX** – vstup vnějšího zdroje

**BOT** – cesty na spodní straně DPS

**D** – Drain, elektroda MOSFETu

**DPS** – Deska plošných spojů

**G** – Gate, elektroda MOSFETu

**I<sub>Lim</sub>** – hodnota proudového omezení

**IO** – integrovaný obvod

**NTC** – teplotně závislý rezistor s negativním teplotním koeficientem

**OZ** – operační zesilovač

**P; N; PN** – prvky skupiny P či N, PN spojení těchto prvků

**PSRR** – Power supply rejection ratio = Potlačení zvlnění napájecího napětí na výstupu zesilovače, vzorec pro výpočet je  $PSRR_{[dB]} = 20 * \log_{10} \left( \frac{\Delta U_{zdroj}}{\Delta U_{výstup}} \right)$

**RF** – rádiové frekvence

**RMS; TrueRMS** – z angl. Root Mean Square = efektivní hodnota

**R<sub>th</sub>** – tepelná rezistence

**S** – Source, elektroda MOSFETu

**SMD** – z angl. Surface-mounted device = součástka pro povrchovou montáž

**SOA** – Safe operating area = Bezpečná pracovní oblast (oblast na voltampérové charakteristice, ve které je možné pracovat bez rizika poškození tranzistoru)

**THD; THD+N** – z angl. Total Harmonic Distortion (+ Noise) = Celkové harmonické zkreslení (+ šum)

**THT** – z angl. Through-hole technology = součástky s drátovými vývody

**TOP** – cesty na horní straně DPS

**VU** – z angl. Volume Unit = jednotka hlasitosti



# Obsah

Kapitola 1	1
Úvod	1
1.1 Zesilovače pro hudební nástroje	1
1.2 Části zesilovače	1
1.2.1 Úprava signálu	2
1.2.2 Zesílení výkonu	2
1.2.2 Doplnky a další funkce	3
1.3 Typy zesilovačů pro hudební nástroje	3
1.3.1 Elektronkové	3
1.3.2 Tranzistorové	3
1.3.3 Hybridní	4
1.3.4 Digitální (modelingové)	4
1.3.5 Akustické	4
Kapitola 2	5
Baskytarové zesilovače	5
2.1 Signál z baskytary	5
2.1.1 Základní techniky hry na baskytaru	6
2.1.2 Kmitočtový rozsah a spektrum	8
2.1.3 Požadavky na zesilovače a reproboxy, výkonová analýza	10
2.2 Náhled na trh baskytarových zesilovačů	15
2.2.1 Důležité parametry zesilovače	15
2.2.1 Cenové kategorie baskytarových zesilovačů a vybrané modely	15
Kapitola 3	18
Návrh konstrukce	18
3.1 O elektronkách v hudebním průmyslu	19
3.2 Předzesilovač	20
3.2.1 Kanál 1 – předzesilovač s OZ	20
3.2.2 Kanál 2 – předzesilovač s elektronkami	22
3.3 Koncový stupeň	24
3.3.1 Volba koncových tranzistorů	24
3.3.2 Návrh a simulace koncového stupně	26
3.3.3 Ztrátový výkon a odvod tepla	29
3.3.4 Omezení proudu a ochrana proti zkratu	30
3.3.5 Celkový systém ochran	32
Kapitola 4	34
Vlastní konstrukce a měření	34
4.1 Předzesilovač	34
4.1.1 Měření předzesilovače	35
4.2 Koncový stupeň	39
4.1.1 Napájení koncového stupně	39
4.1.2 Měření přenosové funkce	40
4.1.3 Měření THD	42
4.1.4 Měření ochran	42
Kapitola 5	44
Zhodnocení a závěr	44
Zdroje	45
Přílohy	47
Příloha 1 Schéma kanálu 1 (1/2)	47
Příloha 2 Schéma kanálu 1 (2/2)	48
Příloha 3 Schéma kanálu 2 (1/2)	49
Příloha 4 Schéma kanálu 1 (2/2)	50
Příloha 5 Schéma řízení ventilátoru (1/1)	50
Příloha 6 Schéma koncového stupně (1/3)	51
Příloha 7 Schéma koncového stupně (2/3)	52
Příloha 8 Schéma koncového stupně (3/3)	53
Příloha 9 Schéma napájecího zdroje (1/1)	54
Příloha 10 DPS koncového stupně (1/1)	55

# Kapitola 1

## Úvod

Dříve, než přistoupím k problematice návrhu a konstrukce zesilovače, si dovolím krátký vhled do více než stoleté historie audio zesilovačů. Tedy konkrétně ne těch určených pro domácí (či jiný) poslech, nýbrž těch, které byly svou konstrukcí předurčené pro hudební nástroje. Z těchto poměrně obsáhlých dějin jsem se pokusil vybrat ty nejdůležitější informace a fakta směřující právě do oblasti baskytarových zesilovačů. Každopádně pro trochu širší ponoření se do problematiky doporučuji zdroje, ze kterých jsem čerpal: [1], [2], [3], částečně pak [9] a [10].

### 1.1 Zesilovače pro hudební nástroje

S novými styly 20. a 30. let 20. století (blues, swing, odnože jazzu atd.) již nebyla hlasitost hudebních nástrojů vždy dostačující a bylo nutné je zesílit – zde tedy nalezneme počátky těchto zesilovačů. Tenkrát jediným možným zesilovacím prvkem byly elektronky, konstrukce tehdejších zesilovačů byly spíše primitivní, často vycházely ze zesilovačů určených pro radiové přijímače. Jejich účelem bylo ale jen drobné zesílení, primárním zdrojem zvuku byl stále nástroj samotný. Zlom začal s příchodem první elektrické kytary ve 30. letech - byl zapotřebí vyšší výkon, vedle potenciometru pro hlasitost se zde vyskytly i první možnosti úpravy barvy tónu. Ohromný rozmach začal v poválečném období, na scénu nastupuje rock & roll, beat a další. S těmito styly se objevují první baskytary, které zde nahradily kontrabas. Ačkoli první tranzistor spatřil světlo světa v roce 1947 a sériová výroba následovala nedlouho poté, v hudebních zesilovačích začínají převládat nad elektronkami až v průběhu osmdesátých let.

Pokud jde o rozdělení zesilovačů, je opravdu mnoho možností, jak hierarchii sestavit. Z technického hlediska by určitě nebylo nelogické dělení dle výkonu (či různých výkonových kategorií), podle třídy zesilovače (A, AB, ...), nebo dle zesilovacích prvků (tranzistory vs. elektronky). Pokud se porozhlédnete po online obchodech s hudebními nástroji (pro příklad [5]) či navštívíte jejich kamennou prodejnu, prvotní rozdělení je téměř vždy dle určení (kytarové, baskytarové atd.). Pokud projdeme zmíněné kategorie, je zde ještě jedno důležité kritérium: tím je podoba zesilovače. Ta může být dvojitá: buďto samotný zesilovač (v muzikantském slangu často označován jako *hlava/z* angl. *head*) a k němu připojený externí reprobox, anebo takzvané kombo, kde zesilovač a reprobox jsou spojeny v jeden aparát. Aby nedošlo k omylu: obzvláště v muzikantském prostředí je pojmem *zesilovač* označena zmíněná *hlava*; nejen v této kapitole je ovšem pod pojmem *zesilovač* myšlen zesilovač jako elektronické zařízení bez ohledu na jeho konstrukci. Pokud konstrukce bude hrát roli, budu používat výhradně termíny „kombo“ a „hlava“ pro daný případ.

Komba se většinou používají pro menší výkony, jsou levnější, je snadnější jejich převoz a skladování. Jejich cílová skupina je velmi široká: od začínajících amatérů až po některé profesionály. Kombinace hlavy a reproboxu bývá dražší, téměř všichni hudebníci objíždějící větší pódia jí však dávají přednost nejen z důvodu vyšší kvality zvuku: některé tyto zesilovače jsou konstruovány v podobě modulu 19" Rack systému, který nabízí možnost rozšíření o další efekty a příslušenství (ladička, bezdrátový set, digitální multieffekt atd.). Celému systému 19" rack spolu s jedním či více reproboxy se přezdívá *stack*. Nejen v tomto tkví výhoda této kombinace – kupříkladu při vyšších výkonech je už nemalá hmotnost jak hlavy, tak reproboxu. Transport komba ze stejných komponent by byl vskutku obtížný.

### 1.2 Části zesilovače

Každý audio zesilovač má své specifické určení a podle toho se odvíjí i jeho vnitřní vybavení. Není tomu jinak ani u zesilovačů určených pro hudební nástroje. Pokud jde o samotný signál z nástroje, nestačí jej pouze zesílit, kdežto je více než vhodné trochu upravit barvu tónu. Za tímto účelem je zde předzesilovač, o zesílení výkonu se pak stará koncový stupeň. Neměl by chybět alespoň základní systém ochran nejen samotného zesilovače, kdežto i reproduktoru či reproboxu k němu připojeného. V následujících podkapitolách jsem shrnul základní fakta ze zdrojů [1 – 6].

## 1.2.1 Úprava signálu

Mělo by být pravidlem, že ihned na vstupu zesilovače je filtr, který (s dostatečnou rezervou) propustí jen užitečné frekvenční pásmo. Je to nutné z vícero důvodů – jedním z nich je nelinearita na vyšších frekvencích, která může v krajním případě vést k nestabilitě. Je možné, že by se vlivem různých nelinearit stal z nějaké části demodulátor amplitudové modulace, takže by na výstupu klidně mohla být slyšet rozhlasová stanice. Nejedná se jen o rozhlas – takto by zesilovač mohl zarušit jakýkoliv zářič v oblasti RF (například špatně stíněný spínaný zdroj). Tato problematika je obsáhleji popsána v [6] a [9]. Na opačném konci spektra by zase při vyšší úrovni stejnosměrné napětí anebo velmi nízké kmitočty mohly po přičtení užitečného signálu posunout pracovní bod do nelineární oblasti.

Pro úpravu zvuku je nejčastěji použit třípásmový ekvalizér pro regulaci basových, středových a výškových frekvencí. Je typické, že zesilovače mají i více těchto ekvalizérů – rozdělených do dalších kanálů. Přepnutí mezi jednotlivými kanály během hry je vítanou možností v různých částech skladby: například pro sólo by měl být zvuk nástroje silnější než v běžné lince. Jelikož různé druhy zkreslení mohou být obzvláště v oblastech novějších hudebních stylů velmi žádané, velká část zesilovačů disponuje jednou z forem zkreslení, nejčastěji *overdrive* – zkreslení dané přebuzením. Častou formou bývá dvoukanálový předzesilovač, jehož jeden kanál je nezkraslený a druhý zkreslený.

## 1.2.2 Zesílení výkonu

Po úpravě signálu následuje jeho zesílení koncovým stupněm. Jako výkonové součástky zde mohou být tranzistory, nebo dnes již málo používané elektronky. Audio zesilovače mohou pracovat v několika možných třídách, v závislosti na nich se odvíjí účinnost a zkreslení. U zesilovačů pro hudební nástroje se aktuálně (až na výjimky) používají třídy dvě: AB a D. Nebudu se zde zabývat specifikací jednotlivých tříd, zaměřím se na jejich výhody a nevýhody u tohoto typu zesilovačů.

Se třídou A se dnes již nesetkáme. V minulosti ale byla hojně používaná u elektronkových zesilovačů s nízkým výkonem (cca 5 – 15 W), protože v koncovém stupni byla pouze jedna elektronka, tehdy nejdražší součástka. Třída A se vyznačuje velmi nízkým zkreslením, neboť to zde vzniká pouze nelinearitou anebo přebuzením. U tranzistorových zesilovačů při použití třídy AB je přechodové zkreslení do značné míry eliminováno, takže celkové zkreslení je srovnatelné se třídou A. Každopádně maximální teoretická účinnost je 25%, případně 33% při napájení ze zdroje proudu.

Zmíněná třída AB je u současných zesilovačů nejrozšířenější, a to jak u elektronkových, tak u tranzistorových. Ačkoli zde zkreslení může být stále malé, maximální teoretická účinnost zde vzrostla až na 78,5%. Jak v tomto případě, tak u třídy A, jsou tyto hodnoty účinností často velmi vzdálené od reálných: obojí platí pro maximální vybuzení a za předpokladu nulového napětí na koncových součástkách při špičkové hodnotě výstupního napětí (v případě třídy AB ještě nulový příčný proud).

Záležitostí posledních pár let jsou zesilovače třídy D, téměř výlučně jen pro větší výkony (tj. baskytarové zesilovače, subwoofery, ozvučování apod.). Jako baskytarové se využívají opravdu hojně - pro jejich vysokou účinnost (teoreticky jdoucí k 100% - ryze z principu zesílení ztráty neplynou) jsou totiž ideální právě pro basové aplikace, které vyžadující vysoký výkon. Nevýhodou je vyšší zkreslení, především v oblasti vyšších kmitočtů, ty však nejsou pro baskytaru tak zásadní. V kombinaci se spínaným zdrojem místo transformátoru tyto zesilovače vytvořili podkategorii přezdívanou *Ultra Light Head*. Jedná se převážně o hlavy nižší třídy, které nabízejí přijatelný zvuk, vyšší výkon a nízkou hmotnost, přičemž cena začíná už pod 10 000 Kč.

V předchozích odstavcích jsem několikrát zmínil výkon a účinnost. Výkon je zásadní parametr koncového stupně, u audio zesilovačů se udává většinou dvojí: RMS a špičkový (*peak*). Hudba je obecně velmi nesymetrická a mezi těmito výkony může být velký rozdíl. Pokud je tomu tak, je to velký bod pro třídu D – v jejím případě účinnost ovlivňuje především vlastní spotřeba řídicích obvodů a spínací ztráty. Obojí je nepříliš závislé na výkonu, takže graf účinnosti oproti výstupnímu výkonu má tendenci rychle naběhnout na účinnost téměř maximální, s rostoucím výkonem se pak mění jen mírně. Oproti tomu třída AB má tuto tendenci přibližně lineární, takže pro nižší výkony je účinnost znatelně horší. V první části další kapitoly se vrátím k tématu poměru špičkové hodnoty výkonu k jeho střední hodnotě v souvislosti s analýzou signálu z baskytary.

## 1.2.2 Doplnky a další funkce

Zesilovače mohou obsahovat několik dalších prvků, některé z nich mohou být přidány externě a zesilovač je má v sobě pouze integrované; jiné nejsou nezbytně nutné pro funkci, ale poskytují někdy vhodné možnosti či užitečné informace.

**Clip detektor a VU metr** Tato dvojice dává uživateli informace o vybuzení. Tzv. clip detektor představuje pouze LED, která se rozsvítí při překročení maximální amplitudy vstupního signálu. Intenzitu signálu je vždy možné regulovat na nástroji samotném, některé zesilovače obsahují regulátor zisku pro nastavení vhodné úrovně. VU metr zobrazuje aktuální nebo špičkovou hladinu signálu, takže hráč má informaci o výkonové rezervě. Clip detektor se umísťuje přímo ke vstupu, případně ihned za regulaci zisku, kdežto VU metr bývá zařazen jako poslední člen před koncovým stupněm.

**Efektová smyčka** Provšechny různé úpravy zvuku nástroje se používá tzv. efektů. Ty mohou být buď ve formě malých *krabiček* s nožním přepínačem či pedálem, nebo pro profesionální použití jsou uzpůsobené pro 19" rack systém. Je možné je připojit mezi nástroj a zesilovač, nebo některé zesilovače obsahují efektovou smyčku, do které se potřebné efekty zapojí. Tohoto řešení se využívá především ve zmíněném 19" rack systému. Smyčka má výstup a vstup, přičemž pokud na vstup není nic připojeno, je vypnutá. Na výstupu je stále signál, který je možné použít například pro ladičku.

**Limitér a kompresor** Z názvu již vyplývá, že limitér je určen k limitování amplitudy signálu. Pokud signál nepřekročí danou mez, projde limitérem bez korekce. Jakmile je maximální amplituda překročena, limitér zeslabí signál, aby amplituda odpovídala maximální dovolené úrovni. Toto zeslabení je pak zachováno, aby nedocházelo k dalším takovým ořezům. Kompresor se oproti tomu snaží zbytek signálu co nejvíce přiblížit jeho počáteční amplitudě. Signál se totiž velmi rychle tlumí, kompresor zajistí delší dozvuk (angl. *sustain*).

**Hall effect a reverb** Pokud je vyžadován efekt ozvěny, je k tomu určená tato dvojice. Výsledný zvuk je (nebo by měl být) stejný, rozdíl je v jeho dosažení: *Reverb* využívá reálného dozvuku na pružinách, pod pojmem *Hall effect* jsou obsaženy efekty simulující ozvěnu digitálně.

## 1.3 Typy zesilovačů pro hudební nástroje

Jak již bylo zmíněno v minulé podkapitole, účelem zesilovačů pro hudební nástroje není jen zesílit signál, ale upravit také barvu tónu. Toto rozhoduje o dalším rozdělení: zaprvé podle typu nástroje (kytarové, baskytarové, atd.), zadruhé podle použitých komponent, které mají na barvu tónu vliv (elektronky, tranzistory, obojí, procesor). Proto zde uvádím stručné charakteristiky jednotlivých kategorií. Jedná se o stručný výčet ze zdrojů [1 – 6].

### 1.3.1 Elektronkové

Elektronkové (v muzikantském slangu jim nikdo neřekne jinak než *lampové*) zesilovače využívají k úpravě barvy tónu i zesílení výkonu jen elektronky. Ačkoli se z technického hlediska jedná o zcela zastaralou technologii (nízká účinnost, rychlé opotřebení, náchylnost na náraz), v hudebním průmyslu stále nalézá uplatnění. Pokud odbočíme od čisté techniky a přejdeme na pole psychoakustiky, nalezneme patrně hlavní důvod, proč se elektronkové zesilovače stále těší oblibě. Při hodnocení kvality zvuku se (kromě měření THD a dalších technických údajů) používá hodnocení poslechem. Jedná se sice o ryze subjektivní metodu, ovšem elektronkové zesilovače v ní úspěšně bodují. Onen *elektronkový zvuk* je dán jejich nelinearitou a vyšším zkreslením, obzvláště při přebuzení – takzvaný *overdrive*. Tento zvuk je velice vítaný právě u stylů, kde je zkreslení žádaným jevem (rock, hard rock, metal, alternativní styly, částečně i blues). I přes oblibu u mnoha muzikantů, v dnešní době tvoří elektronkové zesilovače nepříliš velké procento na trhu. Detailněji se tématu elektronek a zesilovačů pro hudební nástroje věnuji v podkapitole 3.1.

### 1.3.2 Tranzistorové

Oproti tomu tranzistorové zesilovače současnému trhu dominují. Nejprodávanějším typem zesilovačů pro hudební nástroje jsou právě tranzistorová komba. Jejich největší výhodou je velmi příznivá pořizo-

vací cena a nulové náklady na údržbu (u elektronkových je třeba po čase elektronky vyměnit). I pomocí tranzistorů lze dosáhnout dobré barvy tónu a případně i požadovaného zkreslení. Na rozdíl od elektronkových zesilovačů zde odpadá jedna drahá a těžká součástka – výstupní transformátor. Koncový stupeň elektronkového zesilovače má totiž impedanci řádově vyšší, než je nejvyšší možná konstrukční impedance reproduktorů, proto je nutné impedanci koncového stupně přizpůsobit zátěži. Pro výkonové tranzistory není impedance reproduktoru v řádu jednotek  $\Omega$  problémem, zároveň jejich velikost je značně menší, než u výkonových elektronek. Značnou nevýhodou oproti elektronkám je nižší maximální pracovní teplota, takže je často nezbytné použít chladič.

### 1.3.3 Hybridní

V průběhu 90. let se začala objevovat nová kategorie zesilovačů – hybridní. Tento typ kombinuje elektronky a tranzistory. Původně byl určen pro baskytary, kde byl vyžadován *elektronkový zvuk*, ale na výkon v řádech několika set wattů elektronky již nestačily. Zanedlouho se rozšířil i do kytarového odvětví, kde vyplnil cenovou mezeru mezi tranzistorovými a elektronkovými zesilovači. Pokud jde o rozšíření, je přibližně stejné či o trochu nižší než u elektronkových.

### 1.3.4 Digitální (modelingové)

Tento typ je záležitostí posledních pár let. Koncový stupeň je zde založen na tranzistorech, předzesilovač obsahuje procesor se širokou škálou možností úpravy tónu digitální formou. Úprava signálu digitálně se v hudebním průmyslu používá již delší dobu, ovšem pouze v závěrečném zpracování při studiovém nahrávání. Její zakomponování do přímé reprodukce mělo dvě zásadní úskalí: vysokou cenu elektroniky a nutnost zpracovávat data v reálném čase, což klade nemalé nároky na výkon a rychlost. Jelikož i přes rostoucí výkon mikroprocesorů se jejich cena snižovala, už nejsou *digitální* komba hudbou budoucnosti, ba navíc jsou cenou blízko obyčejným analogovým tranzistorovým modelům. Téměř výhradně se používají jako tzv. *modelingová komba*, v oblasti hlav se využívá kombinace klasického zesilovače a digitálního multieffektu.

### 1.3.5 Akustické

Ryze hypoteticky, tato řada zesilovačů je zde nejdéle, neboť slouží k ozvučování klasických akustických hudebních nástrojů. Realita je ovšem trochu odlišná: ve větší míře jsou zde akustické zesilovače až po přelomu tisíciletí. U těchto zesilovačů je požadavkem co nejnižší zkreslení, stejné zesílení a případně minimální fázový posun v celé šířce pásma. Jelikož dříve (především u elektronkových zesilovačů) to nebylo možné vždy dobře zajistit, vznikla tato rodina zesilovačů až později. Cílí na majitele klasických nástrojů ale i elektrických kytar a baskytar, kteří potřebují při zesílení zachovat maximální věrnost zvuku. Jakákoliv úprava barvy tónu často není nutná (ta by měla být identická se zvukem nástroje), většinou je zde jen parametrický ekvalizér pro korekci použitého snímače (piezo nebo mikrofon).

# Kapitola 2

## Baskytarové zesilovače

Ačkoli nejsou baskytarové zesilovače zásadně rozdílné od ostatních, pro účely této práce je nutné se na ně podívat podrobněji. Hned na začátek ovšem nezačnu zesilovači, nýbrž baskytarou, jakožto zdrojem zesilovaného signálu. Více než historii se budu věnovat současné podobě trhu, novými trendy a funkcemi nabízenými výrobci, ale také požadavkům dnešních baskytaristů. Do tohoto kontextu pak zasadím i konkrétní zesilovače, objektivně srovnám katalogové parametry, výhody a nevýhody konkrétního modelu i celé kategorie. Samozřejmě vedle těchto kusů zařadím i můj prototyp.

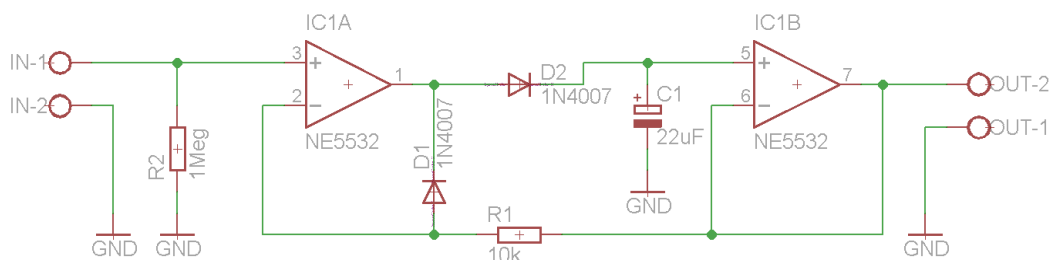
Myslím si, že obsáhlý popis konstrukce baskytary není nutný a je možné i základní *obecně známé fakty* považovat za dostačující (více informací lze čerpat z [16] a [17]). Z důležitých prvků zmíním především snímač: jedná se o součástku, která převádí mechanické chvění strun na elektrický signál. Princip snímače je vcelku primitivní – cívka na (většinou kovovém) jádře, v jejímž blízkém poli se chvějí kovové struny, čímž se naindukuje napětí [19]. Za snímačem následuje vždy elektronika: ta může být pasivní (nevyžaduje napájení), aktivní (napájena z přídavné baterie) nebo i kombinovaná (např. při náhlém vybití baterie je možné jednoduše přepnout na pasivní). Tato elektronika plní funkci prvotní úpravy signálu, zejména pokud baskytara obsahuje více snímačů, je nutné provést syntézu jednotlivých signálů hned zde. Nejjednodušší možnou pasivní elektronikou je potenciometr pro regulování hlasitosti, ty trochu obsáhlejší (většinou aktivní) mají i ekvalizér pro dorovnání jednotlivých pásem.

### 2.1 Signál z baskytary

Než přikročím k parametrům zesilovačů a především pak k vlastní konstrukci, je dobré vědět, jaký signál se bude upravovat a zesilovat. Ve světle těchto faktů lze lépe posoudit dostatečnost parametrů udávaných výrobcem, vzejde z nich i smysl některých funkcí dnešních zesilovačů. Každopádně tento signál nelze nikterak přesně klasifikovat: baskytar je opravdu mnoho typů, není přesně dán počet strun, jsou pražcové i bezpražcové (a nejen podle toho se odvíjí barva tónu). Samotná intenzita výstupního signálu je navíc značně závislá na technice hry: jednotlivé techniky lze částečně zobecnit, nicméně každý hráč je interpretuje trochu jinak (někdo hraje jemněji, někdo ne). V této podkapitole se budu v oblastech hudební teorie opírat o [11], technika hry je stručně shrnuta z pramenů [16] a [17] a podložena základními měřeními.

Pro všechna měření byla použita pětistrunná baskytara Warwick Streamer v provedení s aktivní elektronikou. U několika dalších měření byla použita pasivní čtyřstrunná bezpražcová baskytara nespécifikovaného výrobce po četných úpravách.

Pro zobrazení průběhu byl použit osciloskop Hantek DSO5072P, pro měření napětí multimetr Owon B35T s funkcí TrueRMS. Špičkové hodnoty napětí byly měřeny taktéž tímto multimetrem v režimu zobrazení maximální hodnoty, anebo přípravkem s operačním zesilovačem zapojeným jako detektor maximální hodnoty – Obrázek 1, z jehož výstupu pak bylo napětí odečítáno multimetrem Owon. Toto řešení bylo použito z důvodu nedostatečně rychlé změny rozsahu multimetru a sloužilo ke kontrole hodnot napětí z osciloskopu. Spektrum signálu bylo měřeno za pomoci zvukové karty Focusrite Scarlett 2i4 a programu Arta. Tato měření mají přiblížit charakter signálu a jeho tendence, nebylo tedy zapotřebí velmi přesné měření konkrétních hodnot, nýbrž vystihnouti podstatných parametrů.

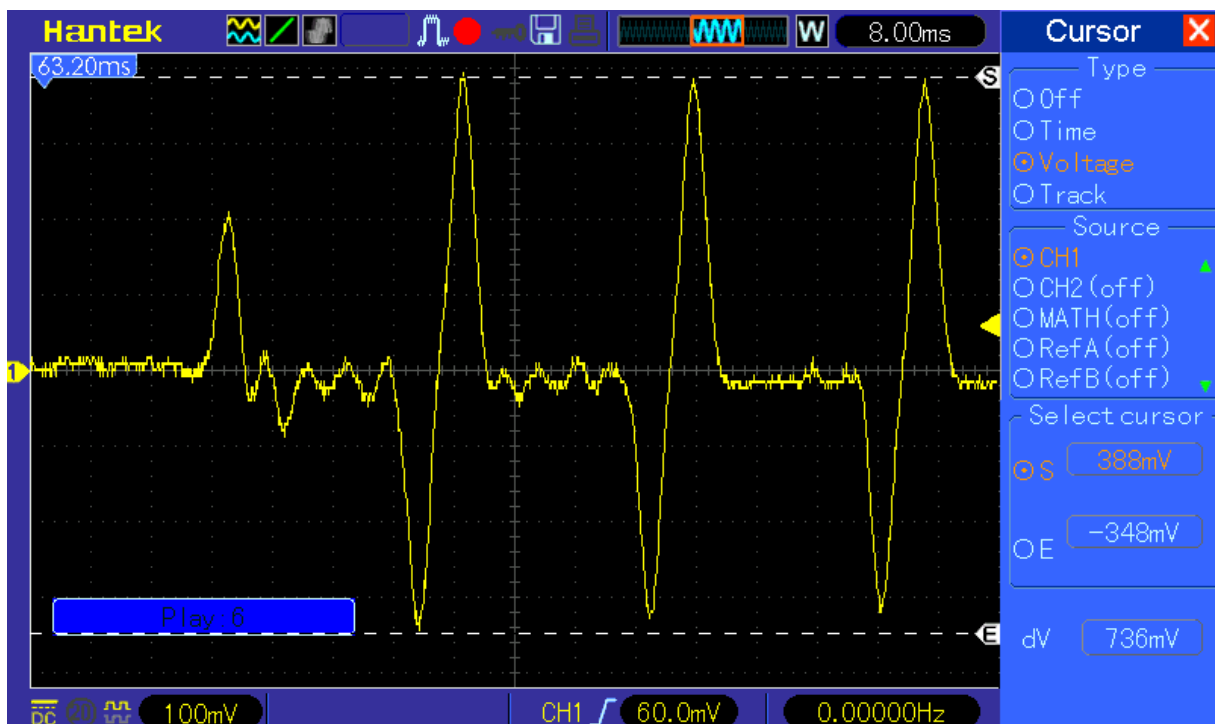


Obrázek 1 Detektor maximální hodnoty

## 2.1.1 Základní techniky hry na baskytaru

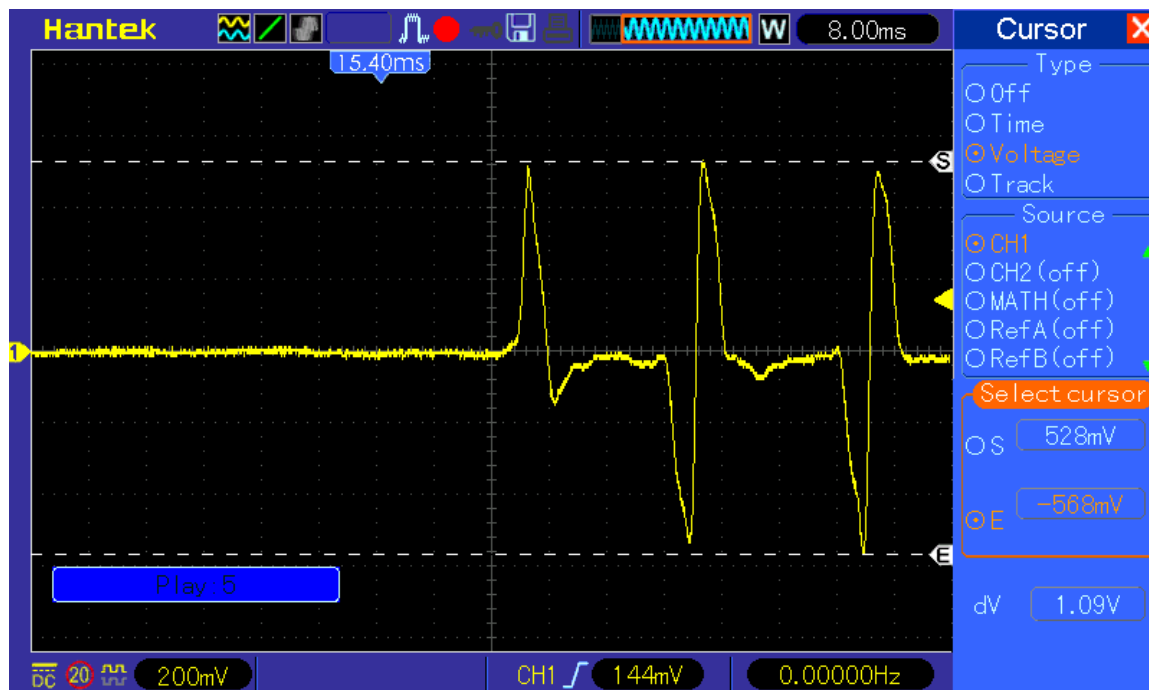
Jako pro jakýkoliv další nástroj tak i pro baskytaru platí, že hru je možno interpretovat za pomoci několika technik – mezi ty základní patří hra palcem, trsátkem, prsty a (už trochu pokročilejší) příklep neboli *slap*. Nebudu zde příliš obsáhle rozebírat jejich princip anebo jak je správně interpretovat, shrnu zde pouze jejich vlastnosti jakožto elektrického signálu z baskytary. Struna baskytary vždy kmitá na základní frekvenci, která určuje výšku tónu, jsou zde ale velmi dominantní další harmonické složky této základní frekvence (v hudbě označované jako *aliquótní tóny*[11]), díky nimž se průběh signálu jeví velmi zkreslený. Samotné problematice spektra se budu věnovat až v následující části podkapitoly 2.1, zde uvádím především průběhy a přibližné hodnoty napětí.

**Hra palcem** vychází z techniky hry na kontrabas. Struna je rozkmitána palcem přibližně v rovině snímačů, takže je výsledný signál symetrický – na osciloskopu nebyla naměřena žádná stejnosměrná složka. Samotné brnknutí je vůči zbytku signálu spíše nepatrné, signál je pak stálý a pomalu doznívá. Průběh brnknutí je na Obrázek 2.



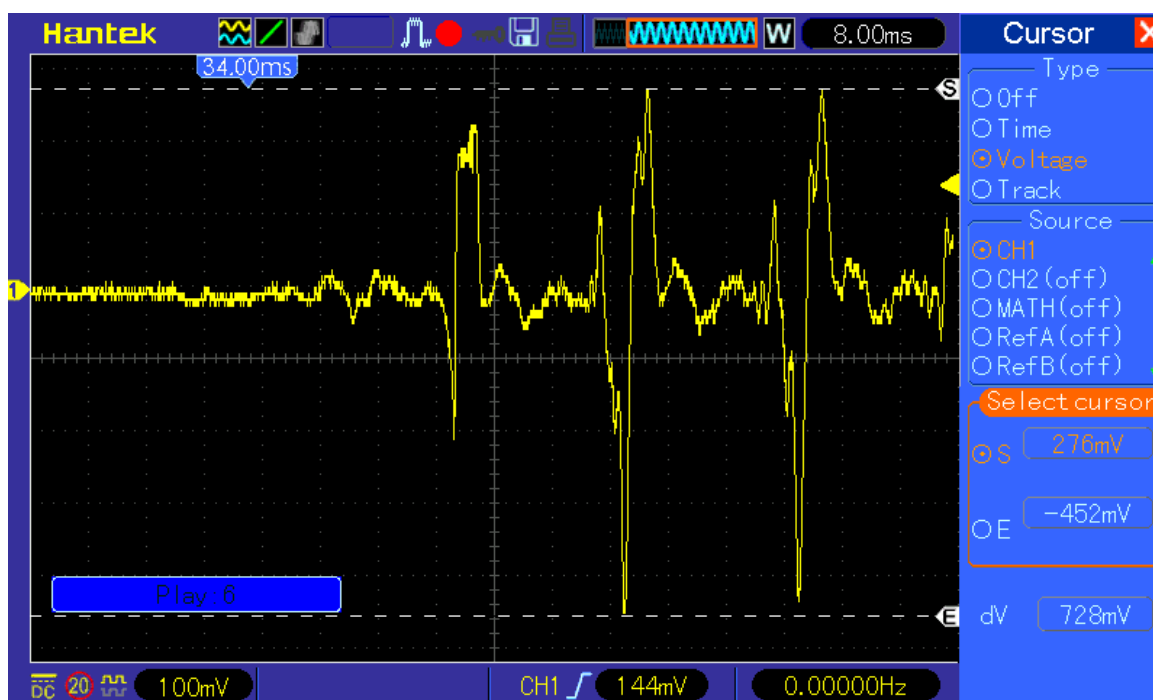
Obrázek 2 Hra palcem

**Hra prsty** je do velké míry podobná hře palcem. Struna je zde ovšem rozkmitána směrem ke snímačům a při větší intenzitě jsou patrné nelinearity, které se mohou projevit drobnou stejnosměrnou složkou. Taktéž je již více znatelné samotné brnknutí – průběh je na Obrázek 3.



Obrázek 3 Hra prsty

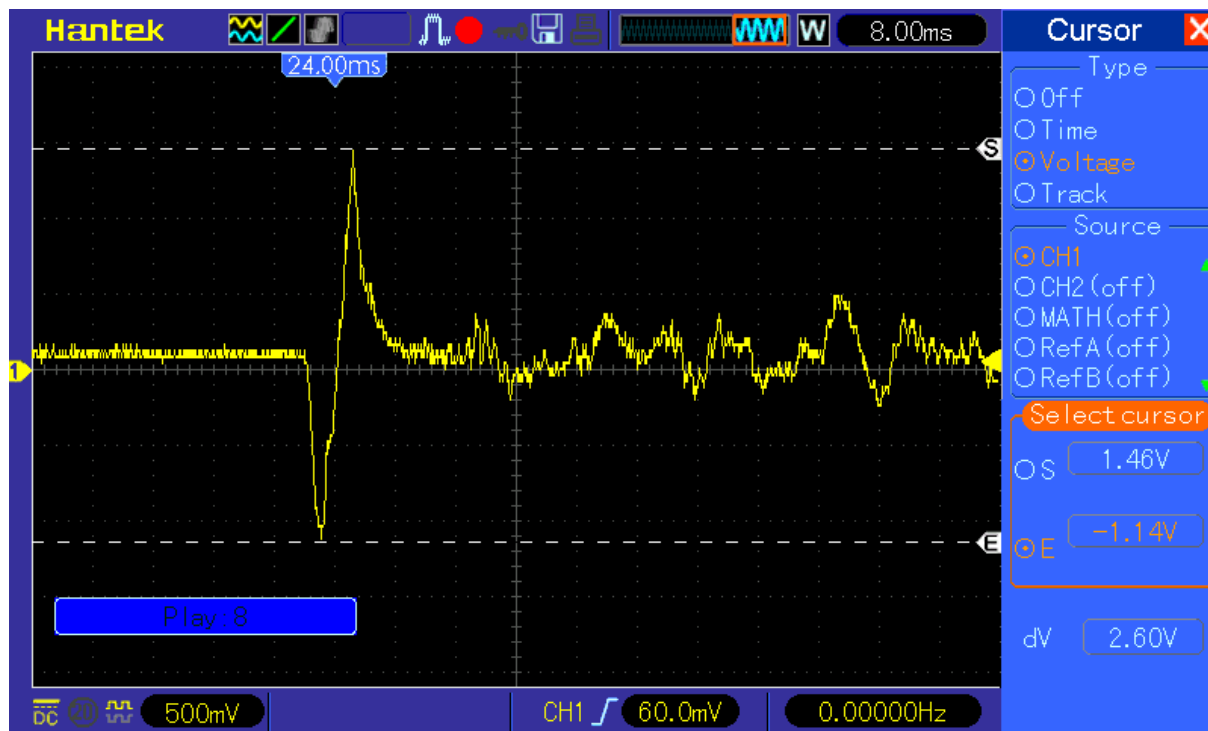
Již dosti jinou formou je **hra trsátkem**. Ačkoli je drknutí vedeno v rovině strun (a tedy i snímačů), struna se rozechvívá téměř ve všech směrech a nesouměrnost signálu je vidět na první pohled. Pouze z charakteru průběhu signálu je také evidentní, že se zvýšil počet dalších harmonických složek. Nejen amplituda, kdežto i poměr dalších harmonických složek je velmi ovlivněn intenzitou drknutí – na Obrázek 4 je průběh středně intenzivního drknutí.



Obrázek 4 Hra trsátkem



**Příklep** neboli *slap* je svým průběhem možná nejzajímavější. Jádrem této techniky spočívá v silném úderu palcem do struny, přesto struna není rozeznána jen úderem samotným, významnou roli zde hraje odrazení struny od pražců baskytary. To je důvodem opravdu nezaměnitelného zvuku, ve kterém se vyskytují ve značné míře harmonické složky vyšší až o dva řády. Asi nikoho nepřekvapí, že zcela dominantní na průběhu signálu na Obrázek 5 bude právě onen příklep struny k pražcům. Po něm amplituda rychle klesne, avšak signál je natolik zkreslený, že základní kmitočet je sotva patrný.



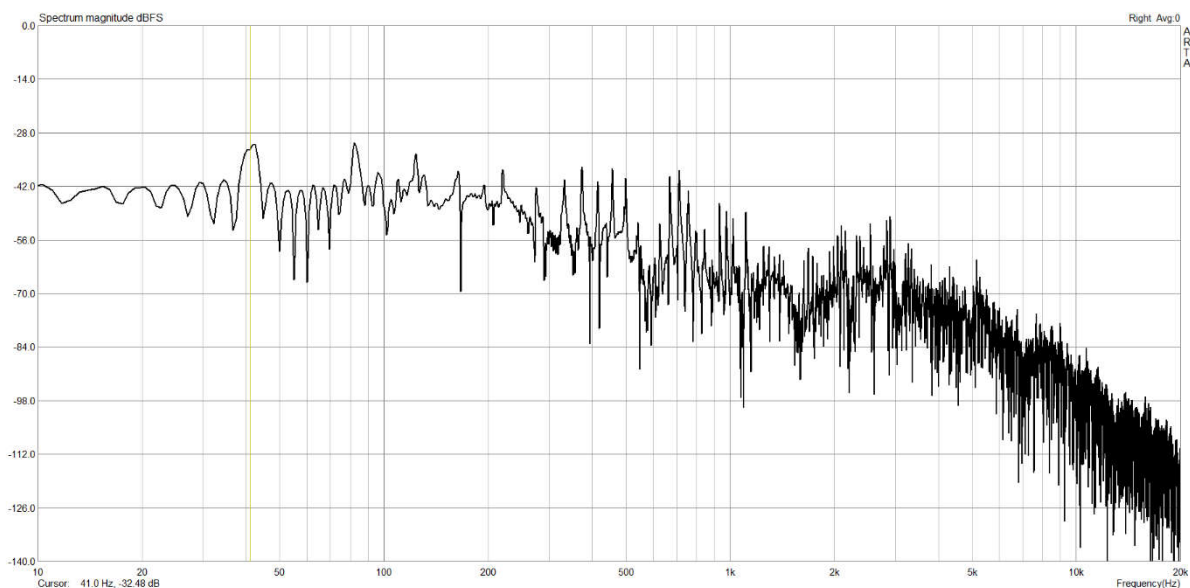
Obrázek 5 Příklep / Slap

## 2.1.2 Kmitočtový rozsah a spektrum

Jak jsem se zmínil v prvním odstavci této podkapitoly, počet strun na baskytarách se různí dle konkrétního modelu, takže i kmitočty nejnižších tónů jsou rozdílné. Nejrozšířenějším typem jsou zcela jasně čtyřstrunné baskytary, ale jelikož někteří baskytaristé jich chtějí víc, čím dál tím častější jsou pěti- a někdy i šestistrunné baskytary (nedá se říct, že *čím víc, tím líp* – jednomu z nejimpozantnějších baskytaristů Marku Sandmanovi vystačily struny jen dvě [18]). Navíc počtem strun nemusí být tóny přesně definované. Pro čtyřstrunné (až na naprosté výjimky) platí ladění po kvartách nahoru od kontra e (čili e, a, d, g). Další struna na pětistrunných nástrojích je nižší než e, buďto pro zachování kvart se ladí na subkontra h; jelikož h není příliš používanou tóninou, není nezvyklé ani ladění (po vzoru pětistrunných kontrabasů) na kontra c. Občas se v hudbě ještě využije (pro lepší rozsah či zajímavější zvuk) podladění, kvůli mechanickým limitům strun lze baskytaru naladit z mé zkušenosti nejnižše cca k subkontra a. Šestá struna baskytar jde oproti základní čtveřici o kvartu nahoru, takže pro otázku dolního kmitočtového rozsahu lze zanedbat.

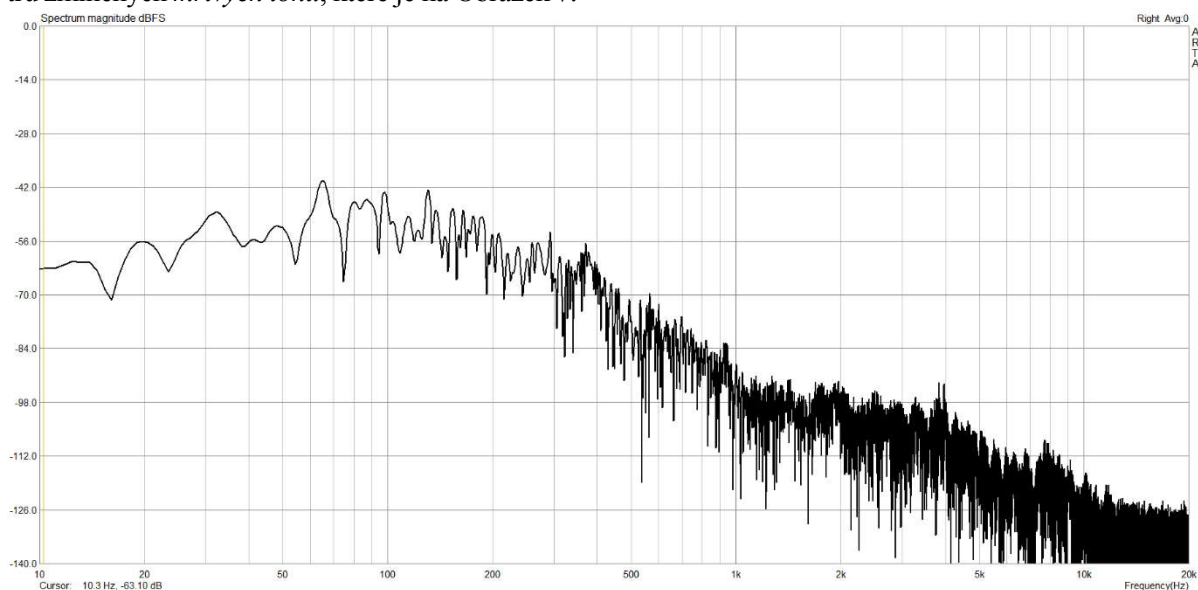
Dejme tomu, že nejnižším tónem vyprodukovatelným baskytarou bude subkontra a, tedy 27,5 Hz [11]. Ze stejného zdroje je možné se dočíst, že veškeré zvuky kolem nás je možné dělit na „*hluky atóny*“. U tónů lze stanovit přesnou výšku, tj. z technického hlediska základní frekvenci; definice hluku je ještě snazší: *hluk je vše, co není tón* [11]. Tóny tedy nemohou jít pod 27,5 Hz, kdežto hluky ano – a je důležité na ně nezapomenout. Tyto *hluky* totiž tvoří často dosti podstatnou část zvuku baskytary: například, jak je možno vidět na Obrázek 5, *slap* má dominantní ze svého zvuku právě onen úder palcem, který v žádném případě není tónem. Nejen toto je příkladem *hluku* – těch se na baskytaře využívá celá řada. Častými jsou tzv. *mrtvé tóny* (z angl. dead notes, ghost notes), tj. zvuk, kdy je brnkuta (či palcem přiklepnuta) zatlučená struna [17]. Těchto a dalších principů (např. klepání do snímačů) se využívá coby rytmických doplňků, podobně jako klepání dob na luby kontrabasů.

Pokud přihlídneme i k těmto hlukům, dolní hrana požadované šířky pásma daná tóny nebude stačit. Kmitočty těchto hluků nelze určit (viz [11]), podívejme se na ně tedy jinak: uvažujme, že onen úder či podobný *hluk* je do jisté míry podobný Diracovu impulzu. V jeho spektru jsou zastoupeny všechny frekvence se stejnou amplitudou. Pro úder podmínka stejné amplitudy platit nebude, nicméně jeho spektrum opravdu sahá dosti nízko, jak je možno vidět na Obrázek 6. Ještě nutno dodat, že dolní hranice lidského slyšení je okolo 16 Hz [11], ale zvláště při vyšších amplitudách člověk vnímá i nižší kmitočty – nikoliv uchem, kdežto přímo tělem [20]. Z tohoto hlediska by pro návrh zesilovače bylo nejlepší mít dolní okraj spektra tak nízko, jak jen to bude možné. Zde se skrývá další limit, kterým je reproduktor – i u nejlepších subwooferů pod 7 Hz frekvenční charakteristika strmě padá. Bylo by tedy dobré, aby zesilovač byl schopen zesilovat i u těchto hodnot.



**Obrázek 6** Spektrum ihned po příklepu

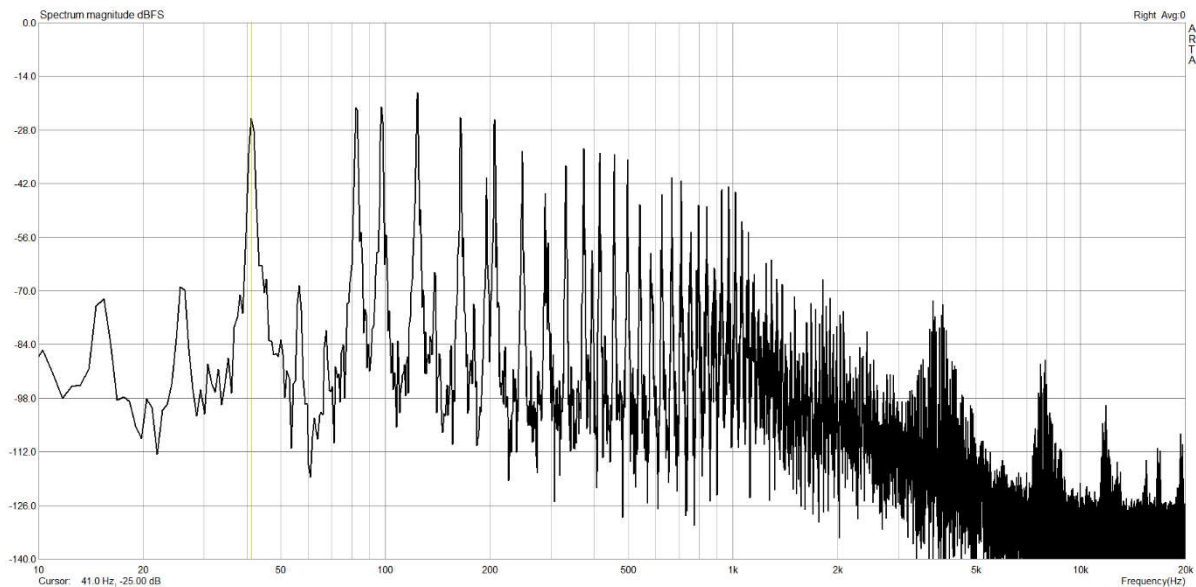
To, že nízké frekvenční složky jsou součástí i dalších baskytarových *hluků* je možné vidět i na spektru zmíněných *mrtvých tónů*, které je na Obrázek 7.



**Obrázek 7** Spektrum *mrtvých tónů*

Ač Obrázek 6 zobrazuje spektrum v době příklepu, jsou zde již dobře patrné další harmonické složky základní frekvence, která by pro hrané kontra e měla být okolo 41 Hz. Dokonale se projeví až po odezně-

ní prvotního úderu, kdy zní jen struna – tento případ je na Obrázek 8. Tyto další harmonické složky zásadním způsobem ovlivňují barvu tónu. Je pozoruhodné, že ačkoli se jedná stále o zmíněné kontra e, jsou zde zastoupeny složky až k hornímu okraji možností lidského ucha. Není tedy možné říct, že pro baskytarový zesilovač nejsou vysoké kmitočty důležité. Tímto je dána přenosová šířka pásma zesilovače: nejlépe již od 7 Hz až po 20 kHz či ještě dál (tyto kmitočty již člověk není schopen vnímat).

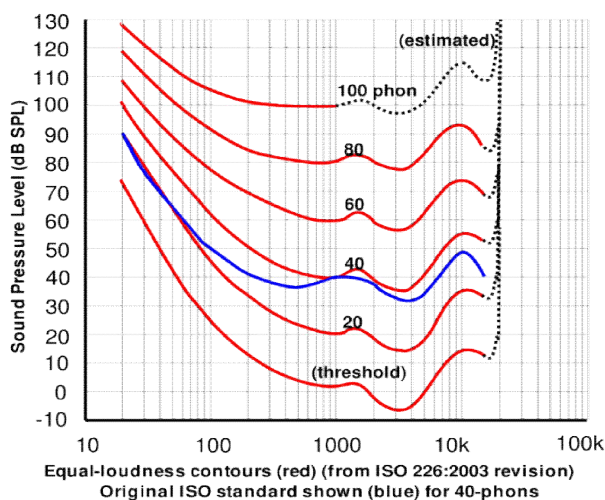


Obrázek 8 Spektrum po odeznění přiklepu

### 2.1.3 Požadavky na zesilovače a reproboxy, výkonová analýza

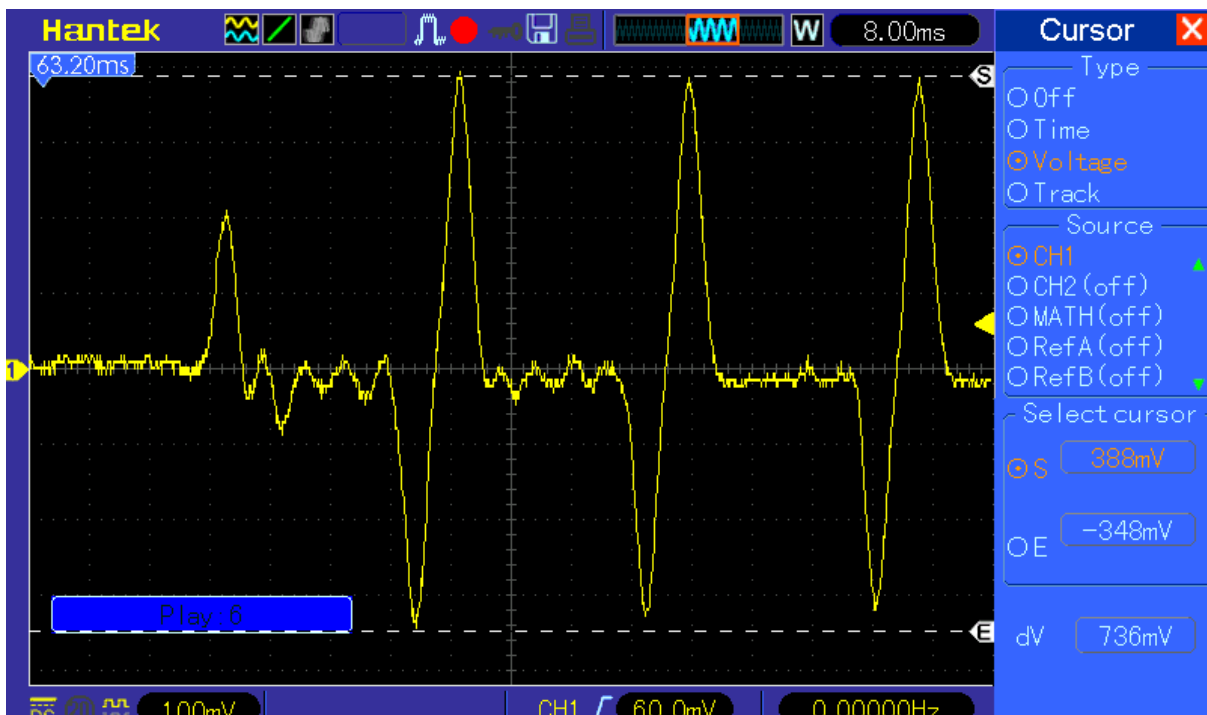
#### Výkon zesilovače

Toto je vždy jeden z nejdůležitějších parametrů, proto je záhodno ho dobře spočítat. Když pomíne ozvučovací aparatury či některé silnější vokálové zesilovače, baskytarové jsou ty s nejvyšším výkonem. Vyšší výkon je důsledkem vlastností lidského ucha – pro stejný vjem je na nižších frekvencích třeba vyšší intenzity. K vlastnostem lidského ucha je vztažena jednotka phon, která udává hladinu hlasitosti, přičemž její průběh přes frekvenční spektrum odpovídá stejnému vjemu. Tyto průběhy vůči decibelům jsou na Obrázek 9.



Obrázek 9 Křivky stejné hlasitosti; zdroj [12]

Jak jsem zmínil v první kapitole, obecně v hudbě může nastat velký rozdíl mezi špičkovou hodnotou výkonu a jeho střední hodnotou. Pro názorný příklad se podívejme znovu na průběh hry palcem – znovu přidán jakožto Obrázek 10. Pro každou periodu je zde vidět velký zámit na začátku, dále již jen menší kmity. Toto lze do značné míry upravit ekvalizérem, obrázek chci použít trochu k jinému příkladu: tím bude odvození hodnoty špičkového výkonu. Špičkovým výkonem u zesilovačů v této práci rozumím výkon, který je zesilovač schopen po krátkou dobu dodávat do jmenovité zátěže. Pokud by na výstupu zesilovače byl právě tento signál, špičkový výkon by byl střední hodnotou výkonu počátečního překmitu. Není jím tedy myšlena ta opravdová výkonová špička po nekonečně krátkou dobu při amplitudě, nýbrž střední hodnota delšího úseku, při němž se toho opravdového maxima dosáhne. I z Obrázek 10 Hra palcem (kopie) je možné vidět, že střední hodnota výkonu tohoto úseku nebude příliš odlišná od hodnoty harmonického signálu o stejné amplitudě – maximální výkon zesilovače tedy budu udávat střední hodnotu výkonu harmonického signálu při maximální amplitudě do jmenovité zátěže.



Obrázek 10 Hra palcem (kopie)

Špičkový výkon signálu je tedy vůči signálu pevně stanoven, střední hodnota výkonu je pak dosti závislá na čase, po který se bude integrovat. Časový úsek můžeme vztáhnout na periodu základní frekvence tónu, celou dobu tónu, určitou část skladby či celou skladbu, nebo na neomezeně dlouhou dobu pro typický baskytarový signál.

Pro obecné určení poměru špičkového výkonu a středního výkonu jsem použil nahrávky následujících baskytarových linek: Money (Pink Floyd), Can't stop (Red hot chili peppers), Born under a bad sign (Cream), I've got a feeling (The Beatles), Bad boy (The Beatles), Butcher Blues (Kasabian, hráno na bezpražcovou kytaru) a několik krátkých rifů pro jednotlivé techniky hry. Tyto nahrávky byly použité v syrové nahrané formě a formě upravené pro optimální zvuk. Poté následovala analýza za pomoci programu MATLAB: byla určena špičková hodnota výkonu a střední hodnoty výkonu po dobu jedné sekundy, deseti sekund, čtvrtiny skladby a celé skladby, přičemž do poměru špičkového a středního výkonu byla vzata maxima těchto hodnot.

Myslím si, že je zbytečné uvádět konkrétní hodnoty pro všechny tyto parametry, obzvláště když výsledek má mít obecný charakter. Použiji značení 1:X, kde 1 odpovídá špičkové hodnotě výkonu a X přečtené hodnotě středního výkonu. U všech nahrávek bylo X větší pro upravenou variantu, největší rozdíl výkonů byl u *slapu* – poměr zhruba 1:0,15. Pro dobu střední hodnoty 1 sekunda byl poměr největší: až 1:0,6. Pro desetisekundové vzorky bylo maximum 1:0,28, pro čtvrt skladby 1:0,22 a celou skladbu 0,21. Improvizovaný dodatek analýzy – přidání času 2,5 sekundy – ukázal, že poměr 1:0,6 lze ještě částečně přiřadit ke špičkovému výkonu, neboť pro nový čas byl poměr již jen 1:0,35.

Lze tedy říci, že špičkový výkon by měl zesilovač být schopen dodávat po dobu alespoň jedné sekundy, přičemž střední hodnota výkonu po delší čas bude zhruba jedna čtvrtina výkonu špičkového. Je dobré zde mít rezervu, neboť i po dobu delší než deset sekund může mít výkon střední hodnotu vyšší.

### Intenzita signálu z baskytary

U zobrazení průběhů různých technik hry na baskytaru je možné vidět na svislé ose i hodnoty špičkového napětí (pro jistotu bylo kontrolováno i multimetrem). Jelikož zesílení předzesilovače a koncového stupně je dimenzováno na tento špičkový výkon, je nutné změřit toto špičkové napětí a dle něj nastavit citlivost předzesilovače. Toto napětí je (viz průběhy) velmi závislé na stylu hry, ale i na tom, zda baskytara obsahuje aktivní či pasivní elektroniku. Za účelem většího odstupu signálu od šumu či rušení mají baskytary s aktivní elektronikou vyšší výstupní napětí. Tomu pak bývají uzpůsobené i zesilovače, které mají buďto dvě různé vstupní zdířky nebo přepínač (aktivní / pasivní), či přímo regulovatelný vstupní zisk.

Jelikož mám baskytary jak s aktivní tak pasivní elektronikou, proměřil jsem špičkové hodnoty napětí u obou pro různé styly hry a pro hru na jedné struně a všech strunách dohromady<sup>1</sup>. Využit byl výše zmíněný přípravek detektoru maximální hodnoty s OZ. Byla měřena jak kladná tak záporná špička napětí, naměřená maxima jsou uvedena v Tabulka 1.

Technika	Pražcová		Bezpražcová	
	Jedna struna	Všechny struny	Jedna struna	Všechny struny
Palec	394 mV	511 mV	165 mV	230 mV
Prsty	750 mV	X	230 mV	X
Slap	1,52 V	2,925 V	400 mV	513 mV
Trsátko	800 mV	1,2 mV	210 mV	276 mV

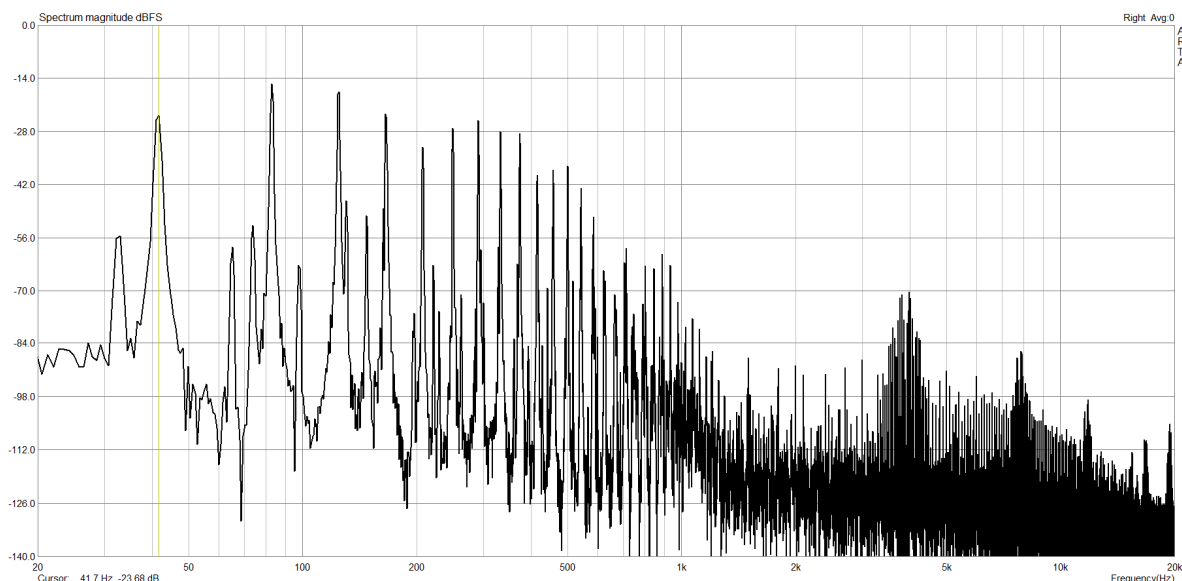
**Tabulka 1 Špičkové hodnoty napětí**

Z Tabulka 1 je jasné vidět, že aktivní baskytary mají opravdu silnější výstupní signál. Bohužel, nelze zahrát stejnou notu dvakrát zcela identicky, takže tento poměr je nekonstantní. Obecně lze konstatovat, že signál z baskytary s aktivní elektronikou je o trochu více než třikrát silnější, než signál z baskytary s pasivní elektronikou.

<sup>1</sup> Na baskytaře se většinou hraje jen na jedné struně, nicméně nikde není zakázáno využít strun více: například pro zdůraznění dur – moll, zahrání celého akordu atp.

## Úprava barvy tónu

Vrátíme-li se ještě ke spektru, nejen u příklepu (viz Obrázek 8) jsou velmi výrazné další harmonické složky: na Obrázek 11 jsou přítomné i pro hru palcem.

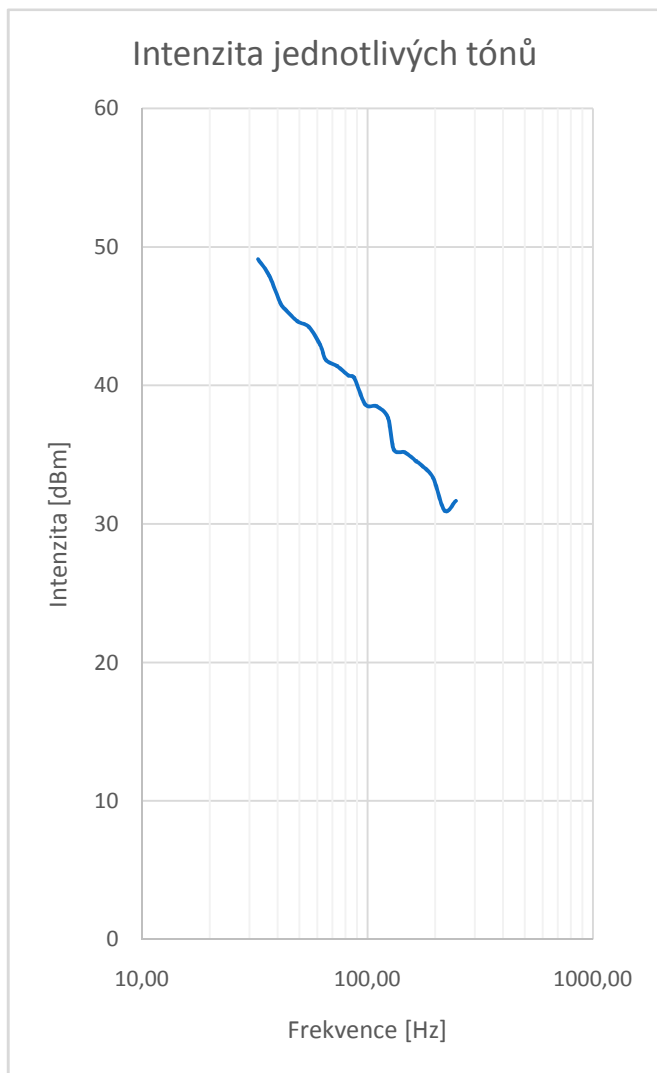


Obrázek 11 Spektrum hry palcem

Bylo již řečeno, že právě tyto složky jsou důležité pro barvu tónu. Nelze říct, jaké spektrum odpovídá *ideální* barvě tónu, neboť to je ryze subjektivní pocit, záleží na hudebním žánru, stylu hry i dané skladbě. Pro *konkrétní* vyznění hraného tónu je dobré zvýšit odstup nejbližších harmonických složek (těch v rozmezí přibližně 200 Hz až 1 kHz v tomto případě), aby jimi hraný tón nebyl upozaděn (jak tomu je na Obrázek 8 a Obrázek 11 – je vidět, že některé další složky svojí amplitudou přesahují základní frekvenci). Je tedy dobré, aby byl zesilovač vybaven možností potlačení těchto středních kmitočtů. Pásmo by nemělo být zmíněných 200 Hz až 1 kHz, neboť až cirká k 300 Hz mohou sahat základní frekvence vyšších tónů (závisí na počtu strun a počtu pražců).

Tónové složky v řádu jednotek kHz až k hranici slyšení jsou často dané technologickou výrobou strun, jejich zesílení přidá zvuku *zvonivý* charakter, jejich potlačení má význam pro zvuk ryze basový. Už z principu by měl baskytarový zesilovač obsahovat regulaci basů – přihlédneme-li tedy k těmto okolnostem, můžeme snadno vyvodit, že pro základní úpravu barvy tónu by byl vhodný třípásmový ekvalizér. Na další straně se nachází Tabulka 2: pro jednotlivé tóny jsem provedl tři měření jejich amplitudy (hra palcem), průměr těchto amplitud byl pak přepočten na decibely. U jednotlivých tónů jsou uvedeny jejich frekvence (frekvence nebyla měřena, byla vztažena k  $a^1 = 440$  Hz), součástí Tabulka 2 je i graf, kde je zobrazena intenzita jednotlivých tónů v dBm v závislosti na jejich frekvenci. Tímto měřením jsem chtěl ukázat, že intenzita jednotlivých tónů odpovídá frekvenční charakteristice lidského ucha – viz hladniny fonů vůči decibelům na Obrázek 9. Naměřené charakteristiky nejvíce z vybraných křivek odpovídá cirká 100 fonová hladina, avšak víceméně jen tím, že rozdíl mezi 30 Hz a 220 Hz je přibližně 20 dB. Ačkoli míra korelace není velká, můžeme z ní vyvodit, že pro dobrý vjem není nezbytně nutné korigovat zisk v oblasti těchto nejnižších kmitočtů – postačí rozdíl intenzity signálu z baskytary.

V krátkosti se podívám také na reprobox: prvotně by měl samozřejmě být schopen velmi dobře interpretovat basy, tj. co nejnižší kmitočty. Zároveň, aby neovlivňoval požadovanou barvu tónu, je nutná dobrá interpretace i dalších harmonických složek a to nejlépe až k 20 kHz. Ze spekter je možné vyčíst, že výkon na těchto frekvencích bude znatelně nižší. Na požadovaný výkon může být tedy dimenzován jen basový reproduktor, který je ovšem dobré doplnit buďto kombinací středového a výškového reproduktoru, nebo jen jedním, nejlépe širokopásmovým reproduktorem.



	Oktáva	c	d	e	f	g	a	h	
Frekvence [Hz]	Kontra	32,70	36,71	41,20	43,65	48,98	55,00	61,74	
Úroveň [mV]		1	267	259	194	187	153	162	140
		2	295	256	198	183	187	172	142
		3	294	232	201	190	171	154	138
		Průměr	285,333	249	197,667	186,667	170,333	162,667	140
Intenzita [dBm]		<b>49,1071</b>	<b>47,924</b>	<b>45,9187</b>	<b>45,4213</b>	<b>44,626</b>	<b>44,226</b>	<b>42,9226</b>	
Frekvence [Hz]	Velká	65,41	73,42	82,41	87,31	97,97	110,00	123,48	
Úroveň [mV]		1	127	122	112	109	91	89	80
		2	128	111	105	104	81	85	77
		3	116	119	109	107	84	78	72
		Průměr	123,667	117,333	108,667	106,667	85,3333	84	76,3333
Intenzita [dBm]		<b>41,8451</b>	<b>41,3884</b>	<b>40,7219</b>	<b>40,5606</b>	<b>38,6224</b>	<b>38,4856</b>	<b>37,6543</b>	
Frekvence [Hz]	Malá	130,82	146,84	164,82	174,62	195,94	220,00	246,96	
Úroveň [mV]		1	58	63	68	60	42	33	36
		2	60	53	44	49	47	36	44
		3	58	56	48	45	50	37	35
		Průměr	58,6667	57,3333	53,3333	51,3333	46,3333	35,3333	38,3333
Intenzita [dBm]		<b>35,3678</b>	<b>35,1681</b>	<b>34,54</b>	<b>34,208</b>	<b>33,3179</b>	<b>30,9637</b>	<b>31,6715</b>	

Tabulka 2 Intenzita různých tónů pro hru palcem

## 2.2 Náhled na trh baskytarových zesilovačů

Jak jsem již popsal v úvodu, baskytarové zesilovače ve třídě D se rozšířili velmi rychle. Každopádně u mnoha z nich jsou udávány parametry a obsažené funkce dosti rozdílné, proto zde v souvislosti s informacemi z minulé podkapitoly vypíši stručný souhrn všeho, co by měl zesilovač obsahovat. Přeskočím trochu do následující kapitoly: rozhodl jsem se stavět zesilovač typu *hlava* nikoli *kombo*, proto tuto analýzu trhu zaměřím na tento typ zesilovačů.

### 2.2.1 Důležité parametry zesilovače

Hned na prvním místě bude výkon. Pokud se jedná o baskytarové kombo, tak se špičkový výkon pohybuje od 15 W u aparátů pro domácí cvičení až po přibližně 250 W u aparátů určených převážně pro malé zkušebny, kde výkon postačí a zároveň se s kombem nebude příliš manipulovat, takže vyšší hmotnost není na obtíž. V případě baskytarových hlav je dolní hranice špičkového výkonu přibližně tam, kde končí komba, tj. 250 W. Horní hranice pak není nijak omezená, zvláště pak u zesilovačů vyráběných na zakázku; pro velká pódia postačí špičkový výkon okolo 1 kW.

Dalším zásadním parametrem jsou možnosti korekce barvy tónu. Nejedná se o žádnou těžkou podmínku, ale pokud je korekce nedostačující, je to zásadní problém. V minulé podkapitole jsem se tomuto tématu dosti věnoval, přičemž jsem dobrou korekci pro baskytaru definoval jakožto třípásmovou, která je schopná dobře potlačit středové tónové složky a má zásadní či lepší regulaci výšek a basů.

Podmínky, které bych se nebál u baskytarové hlavy označit jako nutné, jsou základní ochrany. Tím rozumím především ochranu proti zkratu na výstupu, teplotní ochranu a ochranu proti přetížení (na výstup připojena nižší než jmenovitá zátěž). Jelikož se reprobox připojuje externě, tak zde hrozí riziko zkratu; například při častém transportu se může poškodit silový kabel od zesilovače k reproboxu a může v něm dojít ke zkratu. Pokud je jako konektor pro připojení reproboxu použit 6,3mm jack, může k chvilkovému zkratu dojít i zde. Ve zkušebnách i na pódiiích hudebních klubů pak může být zesilovač ve špatných podmínkách pro odvod tepla, například mohou být zakryty průduchy či výdech ventilátoru další aparaturou, být příliš blízko u zdi atp. Přetížení může nastat snadno – připojením špatné zátěže, ale i jinak: některé reproboxy využívají pro reprodukci vyšších kmitočtů piezo-akustický měnič, který má oproti klasickému reproduktoru kapacitní charakter. Pokud není připojen přes ochranný odpor, může na vyšších frekvencích dosáhnout kriticky nízké impedance. Pokud je zesilovač navržen dobře, všechny tyto ochrany pouze ošetřují chybu uživatele. Z tohoto důvodu výrobce nemusí žádnou z těchto ochranných implementovat, neboť pokud by byl zesilovač užíván vždy přesně v souladu s manuálem, nebyly by nutné. Každá z těchto uživatelských chyb může mít fatální následky, proto si myslím, že je-li to možné, měli by být ošetřeny.

### 2.2.1 Cenové kategorie baskytarových zesilovačů a vybrané modely

V nejlevnější kategorii zmíněné v první kapitole, tj. *Ultra Light Head*, nalezneme aktuálně nejvíce produktů. Zúžíme-li výběr jen na ty hybridní, je to asi třetina. Z nabídek výrobců jsem se pokusil vybrat pro různé cenové kategorie ty nejlepší hybridní baskytarové zesilovače – kdybych si chtěl zesilovač pořídit, v dané kategorii by vybrané kusy byly žhavými kandidáty. Posuzoval jsem technické parametry a možnosti úpravy barvy tónu. Za tímto účelem jsem využil orientační vzorky zvuku na stránkách prodejců, propagační či informační videa na stránkách výrobců, nebo videa na serveru youtube.com přímo od uživatelů. Zesilovače jsou řazeny od nejlevnějšího po nejdražší, kompletní shrnutí pro a proti porovnám dohromady.

#### Hartke TX600 [29]

Z těch úplně nejlevnějších (zhruba 6 000 až 8 000 Kč), není dle mého sluchu použitelný žádný. Při ceně mírně přes 10 000 Kč má pak podle mě nejlepší zvuk právě Hartke TX600. Jak by bylo možné odvodit z názvu, výkon udávaný výrobcem je 600 W. V manuálu však chybí informace, jestli se jedná o výkon špičkový či RMS. Předzesilovač má dva vstupy pro aktivní a pasivní baskytaru, řízení zisku (gain), třípásmový ekvalizér, přičemž je možné regulovat frekvenci středových kmitočtů. Z dalších funkcí je přítomný jednoduchý kompresor, efektní smyčka, galvanicky oddělený výstup, výstup na sluchátka a AUX.



### GK MB Fusion 500 [30]

Za cenu okolo 18 000 Kč je možné si pořídit tento model. Mám s ním osobní zkušenost a po zvukové stránce nabídne dobrý zvuk. Výkon 500 W je opět definován jen číslem, není k němu informace, jestli se jedná o výkon špičkový či RMS. Místo toho je zde informace o příkonu, který je udáván 580 W při plném výkonu, ale jen 75,6 W průměr. Pokud tento průměrný příkon odpovídá přibližně výstupnímu RMS výkonu, pak je zde velký nepoměr mezi jím a výkonem špičkovým. Z analýzy signálu baskytary vyplývá, že pro RMS výkon cirká 70 W by měl být špičkový výkon asi 210 W až 250 W. Nabízí se úvaha, jestli udávaný výkon neodpovídá špičkovému výkonu za nekonečně krátkou dobu během amplitudy výstupního signálu namísto RMS hodnotě této špičky – viz definice špičkového výkonu v minulé podkapitole.

Předzesilovač má jen jeden vstup a atenuátor -14 dB, následují dva přepínatelné regulátory ziskukanálů A a B. Následuje čtyřpásmový ekvalizér pro basy, dolní a horní střední kmitočty a výšky. Dvojí řízení hlasitosti podle kanálu A nebo B. Z dalších možností je zde potenciometr *contour* (funkce bude popsána níže), přepínač pro dozvuk, přepínač pro přidání extra basového pásma (*deep*), efektová smyčka, galvanicky oddělený výstup, sluchátkový výstup přepnutelný na linkový a výstup na nožní přepínač kanálů.

### GK MB Fusion 550[31]

Cena asi 31 000 Kč. V této kategorii bylo vybírání zesilovače nejtěžší. Nakonec byl zvolen tento typ, neboť se oproti předešlým nejedná o *Ultra Light Head* a oproti zesilovačům Eden má tónové korekce přizpůsobitelné více stylům. Je zde zajímavostí, že jde o tzv. *Bi-Amp*, tj. „dvozesilovač“ – 500 W výstup je použit pro basový reprobox, 50 W pak slouží k interpretaci výškových kmitočtů. Tato varianta se občas používá u basových komb, nicméně hlavy jí obvykle nemívají. Výhoda je, že pro rozdělení basového a výškového signálu neslouží pasivní výhybka, na níž jsou vždy ztráty. Bohužel, u informací o výkonu nastává stejná situace jako s výše popsaným kolegou. V technické dokumentaci se nikde nepíše, že se jedná o třídu G, z odstavce o účinnosti, kde se píše o využití dvou napájecích větví, bych takto usuzoval. Jednalo by se tedy o jediný mně známý komerčně prodávaný zesilovač, který využívá třídu G.

Za vstupem je v předzesilovači přepínač pro aktivní / pasivní baskytaru, přepínač kanálů, regulace zisku, potenciometr *contour* s nastavitelnou frekvencí, stejný čtyřpásmový ekvalizér jako u MB Fusion 500 a hlasitost. Z dalších možností přidání basového pásma (*deep*), přidání výškového pásma (*bright*), efektová smyčka, galvanicky oddělený výstup, nožní přepínač a řízení druhého zesilovače.

### EBS TD660[32]

V cenové kategorii okolo 40 000 Kč není příliš z čeho vybírat, takže další vybraný model začíná na ceně okolo 46 500 Kč. Výkon zesilovače je definován trvalý 540 W a dynamický 660 W (výstupní výkon se pohybuje kolem této hodnoty, ale nejedná se o trvalý odběr); hodnoty obou výkonů jsou RMS. Předzesilovač je složen z jednoho vstupu s regulovatelným ziskem, třípásmovým ekvalizérem s možností nastavení frekvence regulace středů, potenciometr pro přidání výšek (*bright*), možnost zkraslení (*drive*) a hlasitost. Z dalších možností je zde efektová smyčka, limiter, galvanicky oddělený výstup a možnosti frekvenční korekce zkraslení.

### Mesa/Boogie M6 Carbine[33]

Alternativa k EBS TD660 s cenou na hranici 50 000 Kč. Výkon 600 W RMS, přičemž oproti všem minulým zesilovačům není pevně fixován na připojenou zátěž. V předzesilovači nalezneme přepínač pro aktivní / pasivní baskytaru, řízení zisku, třípásmový ekvalizér s možností *voicing* – navolení základní úrovně potlačení či zisku středových tónových složek. Z dalších funkcí je zde efektová smyčka, přepínač pro zdůraznění basů (*deep*), galvanicky oddělený výstup s regulací intenzity signálu a výstup pro nožní přepínač funkce *voicing*.

### Shrnutí

Prislíbil jsem, že popíši funkci *contour* – nejedná se o nic víc, než jen o potlačení středových frekvencí vůči výškovým a basovým. Z mého úhlu pohledu je tato funkce při dobře provedeném ekvalizéru naprosto zbytečná, neboť se nejedná opravdu o nic jiného, než korekci nastavitelnou ekvalizérem.

Z nejlevnější kategorie *Ultra Light Head* zde jsou dva modely, přičemž hlavní nevýhodou je nejasně specifikovaný výkon. Nikde není uvedeno, že výkon 600 W potažmo 500 W je možné odebírat trvale. Každopádně to tak může být, ale v takovém případě mi není jasné, proč to není specifikováno a (v jednom případě) je zde velký rozdíl v příkonu špičkovém a průměrném. Obecně mi tento koncept není příliš sympa-

tický, neboť co nejmenší zesilovač nevidím jako užitečnou věc. Zároveň ani design hlavy Hartke (konstrukce přechází v madlo) se mi nezdá vzhledný či užitečný.

Hartke má celkem dobré možnosti korekce – možnost regulace frekvence pro středové kmitočty může být užitečná. O možnostech optimálního nastavení komprese jen jedním potenciometrem můžeme polemizovat, ze zbylých funkcí zesilovač obsahuje jen to nejdůležitější.

U GK MB Fusion 500 se mi vedle čtyřpásmového ekvalizéru jeví funkce *contour* ještě zbytečnější. Osobně preferuji ekvalizér třípásmový, čtyřpásmový ale také není špatnou volbou. Každopádně tento kus na mě svojí výbavou působí, jako by výrobce měl v úmyslu do co nejmenší hlavy dostat co nejvíce funkcí, ať jsou užitečné, nebo ne. Kompletně zaplněný čelní i zadní panel totiž doplňuje trojice přepínačů umístěná na vrchním víku zesilovače. Musím ale uznat, že po dlouhém nastavování barvy tónu pěti potenciometry (čtyřpásmový ekvalizér a *contour*) výsledný zvuk není špatný.

GK MB Fusion 550 je z velké části možná jen předchozí model upravený do rozměrů pro něj vhodných. Výbavou se příliš neliší, problém s neurčitostí výkonu zůstává dál. Pro majitele reproboxu s odděleným basovým a výškovým reproduktorem je tento model jistě o něco atraktivnější, zbylé uživatele ale varianta dvou zesilovačů patrně příliš nenadchne.

Cenový skok k EBS TD660 je sice velký, oproti předchozímu modelu bych pravděpodobně doporučil si připlatit – všechny parametry jsou dobře definovány, zesilovač neobsahuje nic zbytečného a při zvažování koupě potěší velmi dobře zpracované grafy tónové korekce v manuálu. Krom základní úpravy tónu je zde i zkresení.

Mesa/Boogie M6 Carbine se od EBS TD660 příliš neliší. Uživatelský manuál má sice hůř zpracovaný, důležité informace a dobře popsané jednotlivé prvky v něm jsou také. Místo možnosti zkresení je zde *voicing*, po prostudování informací od výrobce si ale myslím, že to je jen přepínačová forma *contour*.

### **Můj zesilovač**

Kompletní návrh konstrukce je uveden dále, pokud bych ho měl zařadit do určité cenové kategorie, byl by vedle GK MB Fusion 550. U zesilovače nepotřebuji žádné speciální funkce, pokud bude ekvalizér navrhnut dobře, postačí tři pásma a nebude nutný prvek *contour*. Dle prvotních odhadů by se cena výroby celého prototypu měla pohybovat nejvýše kolem 20 000 Kč (prodejní cena sériově vyráběného modelu by mohla být okolo 30 000 Kč).

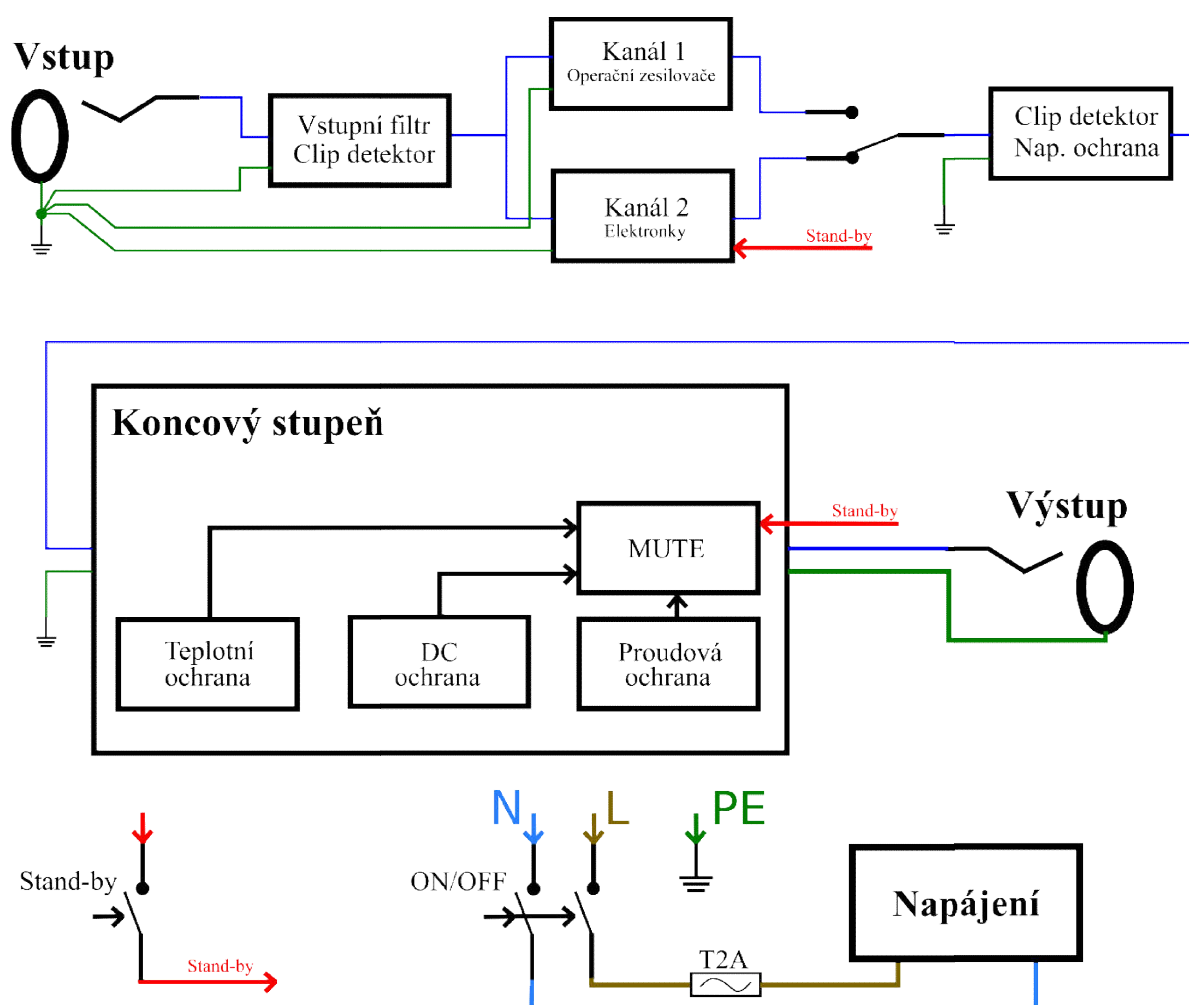
Zesilovač podobných parametrů jsem nenašel. Z vybraných modelů je vidět, že dražší zesilovače nemusejí mít příliš mnoho funkcí (samozřejmě, takové také jsou), ale v cenové relaci mezi 20 000 Kč a 30 000 Kč jsem nenašel žádný zesilovač, který by se tohoto pravidla držel. Toto byl také jeden z důvodů, proč jsem se pro stavbu rozhodl – nekoupil bych si zesilovač, u kterého mi je jasné, že polovinu jeho funkcí nikdy nevyužiji. Nevím, zda bych se spokojil se zesilovačem Hartke a jemu podobným – jednak kvůli nevyřešené otázce výkonu; jelikož se jedná o variantu, kde je důležitým faktorem cena, bál bych se i krátké životnosti. Rád bych, aby zesilovač vydržel nejlépe 5 až 10 let – uvidíme, zda to ten můj splní.

# Kapitola 3

## Návrh konstrukce

Ač název této bakalářské zni *Hybridní baskytarový zesilovač*, k celému konceptu zesilovače jsem přistupoval tak, aby bylo možné jej dále modifikovat, doplňovat o další funkční bloky a především aby jeho použití nebylo hned omezeno jen na baskytaru. Pro stavbu zesilovače k mé baskytaře jsem se rozhodl již pár let zpátky: na baskytaru hrají už skoro 10 let a delší dobu jsem se poohlížel po zesilovači trochu vyšší kategorie. V minulé kapitole jsem zmínil fakt, že jsem v této kategorii nenašel zesilovač, který by mi plně vyhovoval. Cena těch, které mi vyhovovali, mě přivedla na myšlenku, že by nemuselo být od věci, kdybych si takový zesilovač postavil sám. Upřímně jsem nedoufal v to, že by mnou zvolené zapojení bylo schopné konkurovat nejlepším zesilovačům na trhu, ve zvolené cenové kategorii by ale zesilovač mohl obstát. Jelikož jsem nechtěl pouze okopírovat již stávající zapojení některého z lepších zesilovačů, hned zpočátku jsem se ponořil do problematiky hlouběji a téma obrysově rozpracoval. Tak se zrodily základy této práce.

Z výše popsaných variant *kombo* či *hlavabylo* od začátku rozhodnuto o druhé možnosti. Především, rád bych si nechal do budoucna možnost úpravy či přidání dalších prvků; to je snazší provádět na samostatném modulu zesilovače než na celém kombi. Primárním požadavkem byl výkon – zesilovač této kategorie by měl být schopen ve špičce dodat alespoň 300 W. Blokové schéma celého zesilovače je zobrazeno na Obrázek 12.



Obrázek 12 Blokové schéma zesilovače

### 3.1 O elektronkách v hudebním průmyslu

Jak jsem psal již v první kapitole, elektronky provázejí zesilovače pro hudební nástroje od jejich samotného počátku. Je pro ně typická vyšší míra harmonického zkreslení, vyšší tepelný šum (využívá se zde termální emise elektronů ze žhavené katody) a mají poměrně krátkou životnost (kolem 1500 až 2000 hodin). Přesto je mají muzikanti stále v oblibě – jak jsem se již zmínil v úvodu, THD nemusí být vždy na závadu a může být i líbivé. Vzájemný poměr dalších harmonických složek, určující výslednou barvu tónu, může být rozdílný dle typu zesilovacího prvku; zapojení elektronek bez zpětné vazby (jak tomu často bývá v předzesilovačích) vytváří větší míru těch sudých, kdežto OZ se zpětnou vazbou více ty liché [25]. Každopádně u OZ se zpětnou vazbou se THD předpokládá velmi nízké, kdežto u elektronek, které díky nelinearitám zkreslují více a navíc nejsou ani částečně linearizované pomocí zpětné vazby, bude THD vyšší o několik řádů.

Při přihlédnutí ke všem těmto parametrům by neměl být výsledný rozdíl zvuků takový, aby obhájil míru jejich obliby v zesilovačích pro hudební nástroje. S dosti zajímavým odůvodněním tohoto jevu přišel dokument [26]. Ten jsem bohužel neměl k dispozici, jelikož je zdarma přístupný jen pro členy Audio Engineering Society, ale jen z anotace či pak sumarizace zde [27] je jádro celé záležitosti objasněno: je jím velmi silné přebuzení. V případě zainteresovaných hudebníků byly jejich zesilovače přebuzeny až na THD 30%.

Pokud k této míře THD připočteme i rozdílný poměr sudých a lichých harmonických složek, velká část podstaty *elektronkového zvuku* je rozkryta. Velmi důležité ale je podívat se na rozdíl signálů přebuzených na THD 30% u elektronkových a tranzistorových zesilovačů. Tranzistorové zesilovače pracují přibližně lineárně, jenom u přiblížení se k napájecímu napětí začne docházet k postupné limitaci – signál je *oříznut*. Tento přechod od signálu lineárního k limitovanému je poměrně rychlý – i pro vybudování blízko k hranicím maximálního možného napětí na výstupu je signál celkem málo zkreslený. U elektronek tomu tak není – vyznačují se velkým tvarovým zkreslením už při úrovni výstupního signálu značně menší, než je maximální hodnota nejvyššího dosažitelného napětí na výstupu [10], [27]. Signál je tedy již velmi zkreslen přebuzením, nicméně pro zvyšující se amplitudu stále poroste i amplituda výstupu (u tranzistorů jen naprosto minimálně). Zcela opačným případem jsou koncové stupně ve třídě D – jakmile amplituda signálu dosáhne maximální (resp. minimální) střídý, zesilovač na výstup spíná stále tuto střídý, dokud se amplituda nedostane pod tuto hranici. Signál je tedy oříznut naprosto přesně a zvýšení amplitudy vstupního signálu nikterak nezvýší amplitudu signálu výstupního (pokud je hodnota max. střídý konstantní, což by měla být). Fakt, že tato vlastnost je uchu nepříjemná, potvrzuje i do IO zesilovačů třídy D často implementovaná funkce *No Clip* – kupříkladu zde [28]. V souvislosti s tímto si dovoluji ještě krátkou vsuvku: z úst hudebníků jsem na obhajobu *elektronkového zvuku* slyšel různá přídavná jména, ale kdysi ho někdo popsal slovy „*takový zaoblený*“, což je z technického hlediska opravdu trefné.

Doufal jsem, že o tzv. *elektronkovém zvuku* se více dočtu v [23], avšak tento zdroj odkazuje především na faktory důležité přímo pro konstrukci, nikoliv pro návrh samotný. Z tohoto materiálu jsem pak vycházel při samotné konstrukci, ale zmínil bych ještě jedno negativum elektronek zde popsané: tím je mikrofoničnost, čili přenos mechanického chvění na elektrický signál. To je zapříčiněno parazitní kapacitou mezi mřížkou a katodou elektrony; jelikož kapacita je i funkcí vzájemné vzdálenosti dvou elektrod, můžeme snadno odvodit, že při jejím záchvěvu se na elektrodách naindukuje napětí.

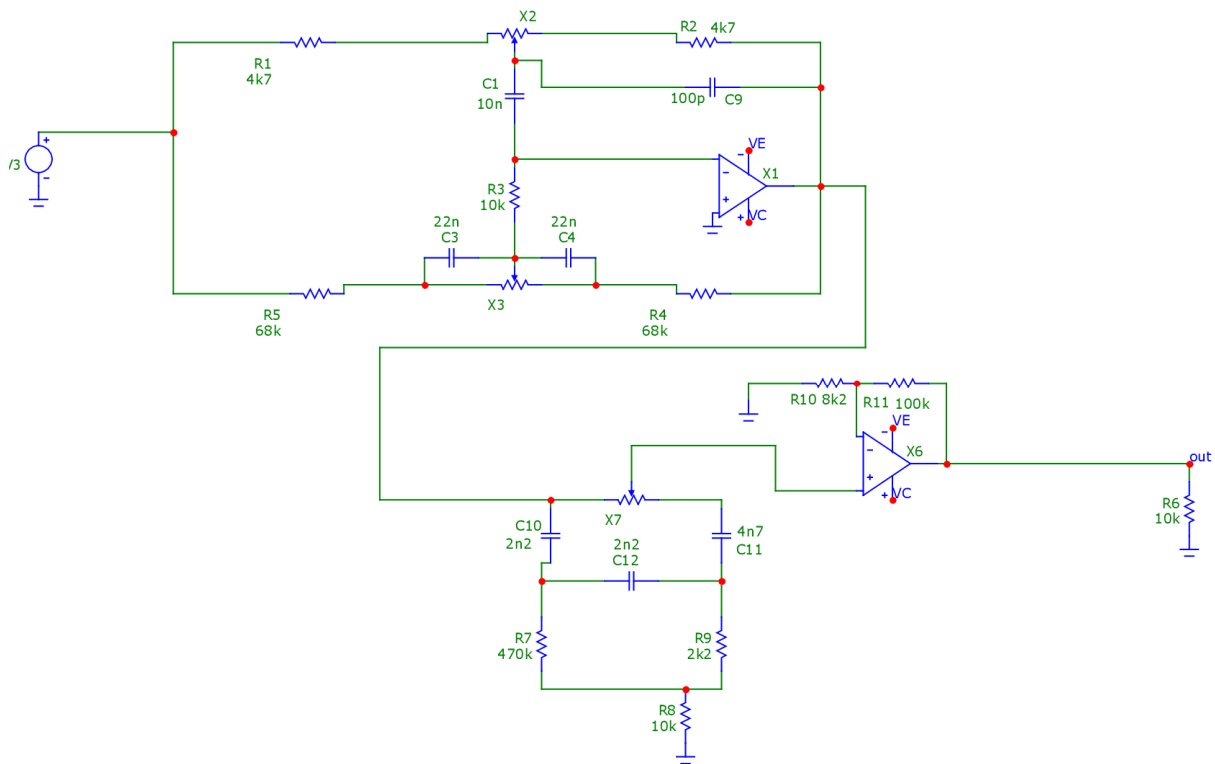
Osobně nejsem zarytým zastáncem elektronek, jen z důvodů výše uvedených si myslím, že jejich použití nemusí být a priori špatné. V žádném případě se nedomnívám, že by pouze elektronky byly dobrou volbou a že jejich použití vede k *lepšímu* zvuku (asi nejlepší slovní spojení by bylo *líbivěji zkreslenému*). Z tohoto důvodu jsem se rozhodl pro stavbu hybridního zesilovače – zkreslení elektronkami je možné dosáhnout v předzesilovači, přičemž koncový stupeň má pak za úkol již zkreslený zvuk pouze zesílit, nikoliv dále zkreslovat.

## 3.2 Předzesilovač

Pro možnost subjektivního porovnání barvy tónu ale i objektivního porovnání spektra jsem se rozhodl zkonstruovat dvoukanalový předzesilovač, přičemž kanál 1 bude využívat operační zesilovače, kanál 2 elektronky. Z analýzy baskytarového signálu v podkapitole 2.1 jsem se rozhodl vybavit kanály třípásmovým ekvalizérem, přičemž konstrukce obou kanálů bude uzpůsobena tak, aby přenosové charakteristiky byly identické. Kanál 1 je navržen s velmi dobrou linearitou, kdežto kanál 2 jsem navrhl podle technické literatury z roku 1955 [10] tak, aby již bylo částečně patrné tvarové zkreslení dané nelinearitou. Elektronky jsou zapojené ve třídě A, zpětná vazba je využita pouze v jednom případě za účelem dobré možnosti korekce, která bude téměř stejná s kanálem 1.

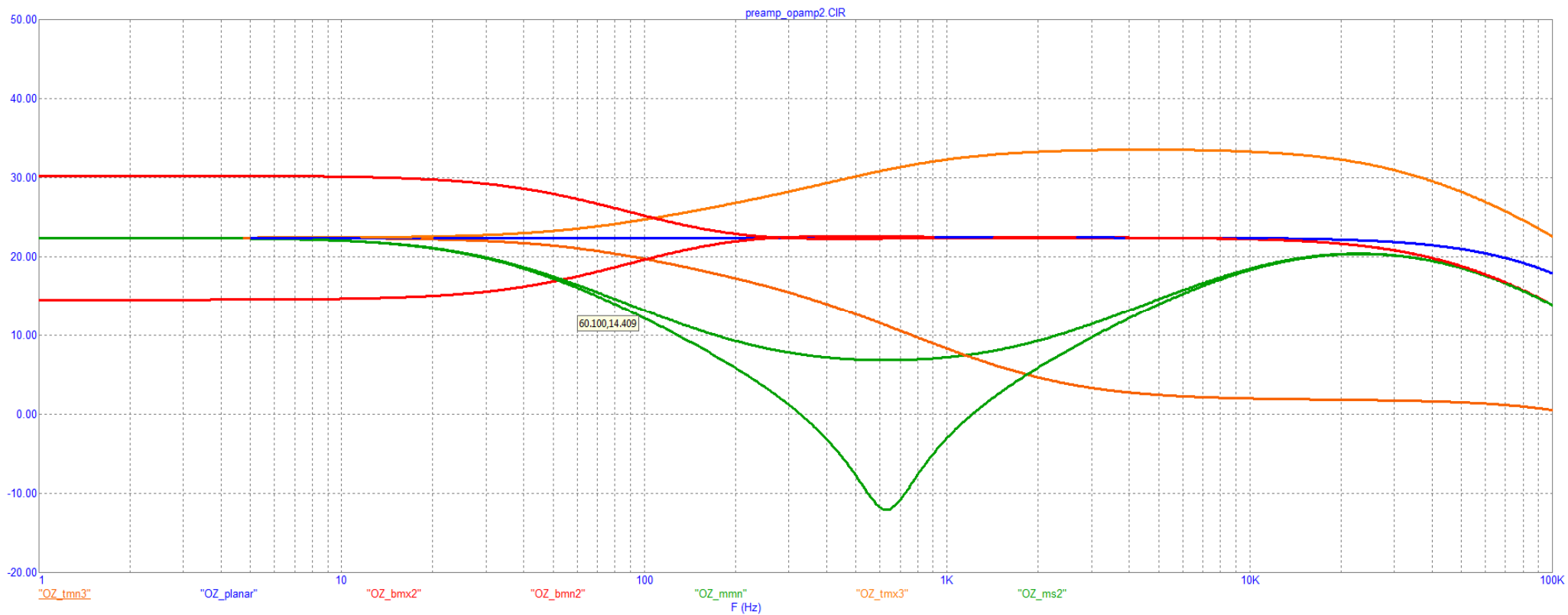
### 3.2.1 Kanál 1 – předzesilovač s OZ

K simulaci jsem využil program Micro-Cap verzi 10. Tento program má velkou výhodu přímo v implementaci modelů elektronek, možnost krokování hodnot jednotlivých součástek při simulaci, či jejich manuální změnu s okamžitým přepočítáním simulace.



Obrázek 13 Kanál 1

Na Obrázek 13 je zobrazeno použité schéma. Korekce výšek (potenciometr X2) a basů (potenciometr X3) je regulována za pomoci zpětné vazby, umožňuje zesílení i zeslabení. Jelikož z analýzy v podkapitole 2.1 vyplynulo, že středové kmitočty bude třeba více potlačovat než zesilovat, jejich korekce je realizována pomocí pásmové zadržky, která umožňuje vysokou úroveň potlačení. Možnosti korekce kanálu 1 jsou zobrazeny na další straně (Obrázek 14). Hodnoty a průběhy použitých potenciometrů jsou X2 a X3 100 k $\Omega$  lineární, X7 500 k $\Omega$  logaritmický.



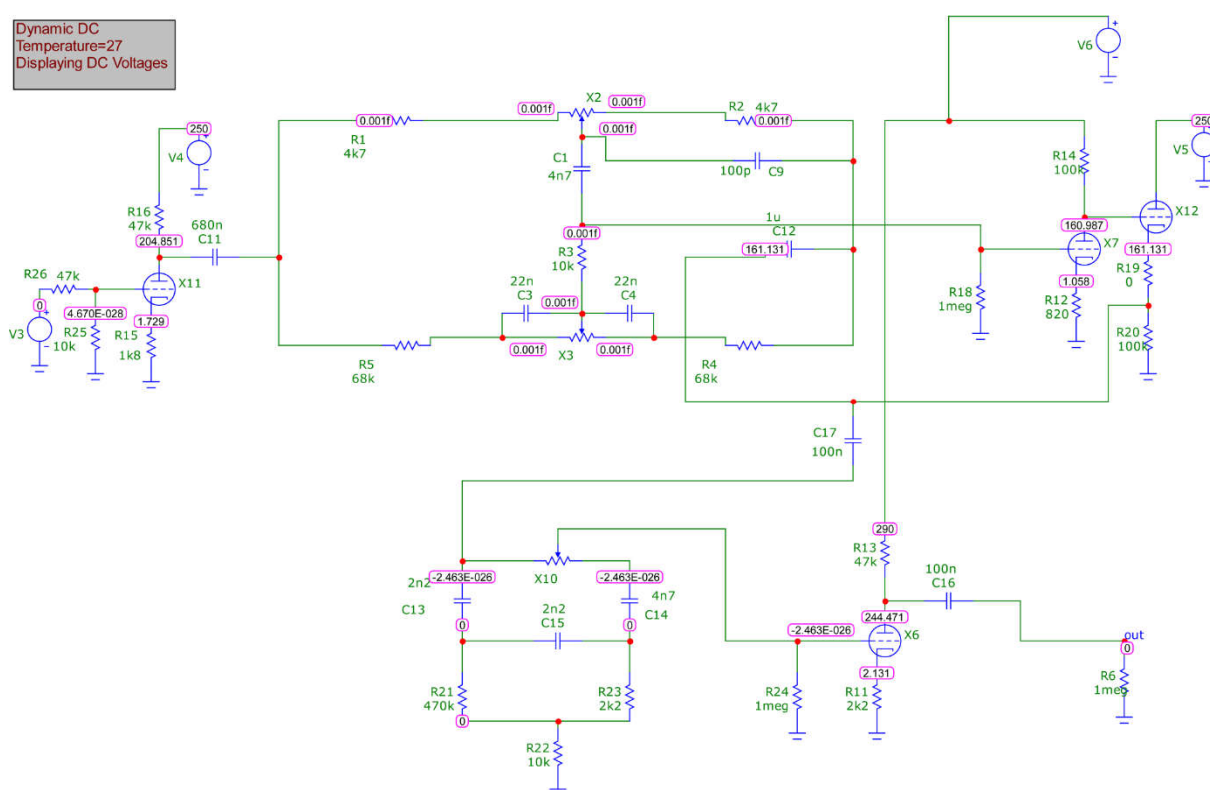
Obrázek 14 Kanál 1 - možnosti korekce

### 3.2.2 Kanál 2 – předzesilovač s elektronkami

Výše zmíněný kanál 1 je jen variantou tohoto kanálu s využitím OZ. Elektronkový kanál byl navrhován jako první, přičemž k návrhu bylo přistupováno podle výše popsaných požadavků: třípásmová korekce, přičemž středové kmitočty je nutné primárně potlačovat.

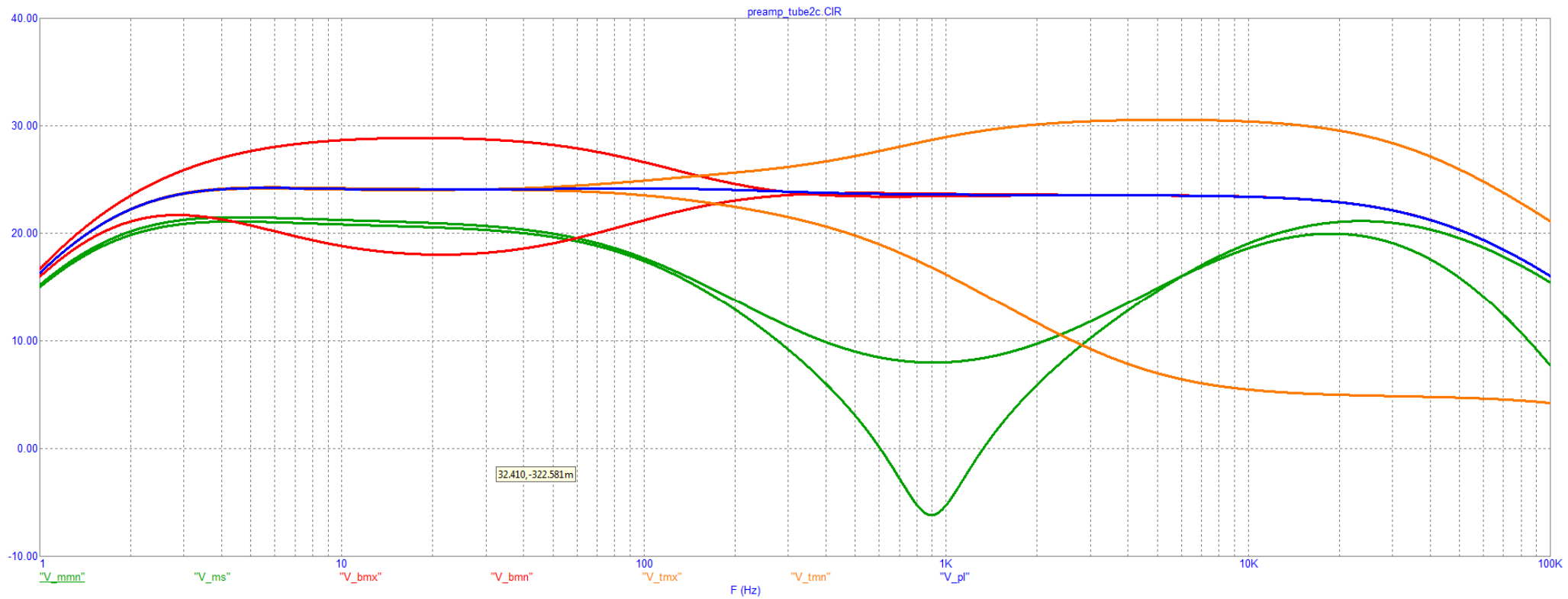
Návrh z části vychází z *tranzistorového třípásmového ekvalizéru* popsaného v [6], přičemž tranzistory byly zaměněny za elektronky. Jakožto elektronky jsem zvolil běžné dvojité triody 12AX7 (=ECC83), neboť jsou stále a snadno dostupné – hojně se využívají právě v kytarových a baskytarových zesilovačích. Pro optimální nastavení pracovního bodu jsem využil údaje z [22], přičemž jsem se držel postupů popsaných v [10] a [23]. Na Obrázek 15 je zobrazeno simulované schéma včetně simulací spočítaných uzlových napětí. Dvě různá napájecí napětí nejsou nutností, drobnou úpravou je možné dosáhnout přibližně stejných parametrů pouze s jedním zdrojem. Jelikož jsem v době návrhu již vlastnil transformátor s více výstupními napětími pro předzesilovač ideální, optimalizoval jsem zapojení pro něj.

Hodnoty a průběhy použitých potenciometrů jsou X2 a X3 100 k $\Omega$  lineární, X10 500 k $\Omega$  logaritmický.



Obrázek 15 Kanál 2

Na další stránce jsou opět zobrazeny možnosti korekce – Obrázek 16. Oproti kanálu 1 je zde několik rozdílů. Jelikož je nutné použít oddělovací kondenzátory, dolní frekvenční rozsah není dokonale rovný. Na druhém konci spektra zas přenosová funkce vlivem mřížkových kapacit elektronek a dalších parazitních jevů dříve a strměji klesá. Zároveň, jelikož mřížka elektronky musí být v tomto zapojení vztahena k nule, vlivem R24 pro snížení středy vzniká napěťový dělič, který způsobí drobný pokles i na ostatních frekvencích. V případě nutnosti je možné R24 zvýšit či upravit regulaci středů pro nižší hodnotu X10, avšak – dovoluji si drobně předběhnout – tento pokles při poslechu nevádí (mé subjektivní hodnocení).



Obrázek 16 Kanál 2 - možnosti korekce



## 3.3 Koncový stupeň

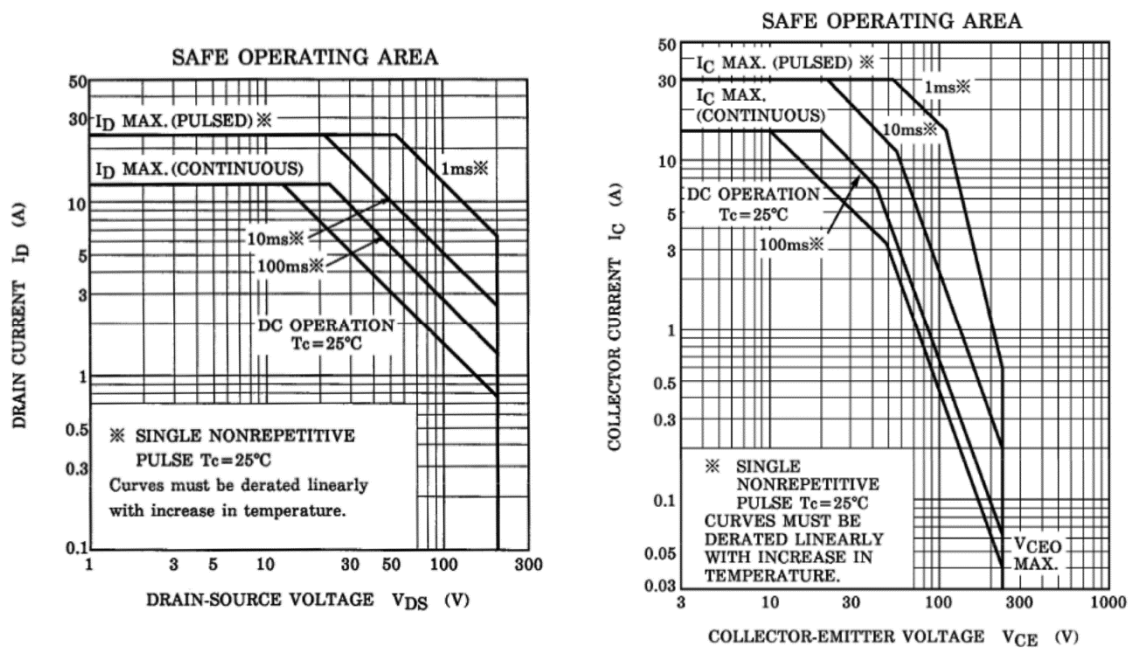
Jak jsem již zmínil v začátku této kapitoly, myšlenka celého zesilovače byla taková, aby veškerá úprava zvuku proběhla v předzesilovači a koncový stupeň tento signál jen zesílil s co nejmenším možným zkreslením. Vzhledem k mým požadavkům jsem výkon zesilovače po analýze signálu z baskytary (viz 2.1) stanovil na 350 W ve špičce při střední hodnotě výkonu 100 W. Pracovní třídu zesilovače jsem z možností AB nebo D vybral AB, a to hned z vícero důvodů. Prvním, celkem podstatným důvodem, byl fakt, že se jedná o mou první větší práci a – vzhledem k mým dosavadním zkušenostem – bych nebyl schopen zesilovač ve třídě D správně navrhnout a především optimalizovat. Třída AB oproti D nabízí více možností, jak výslednou konstrukci zesilovače poupravit k nejlepším možným parametrům. Třída D má navíc velkou řadu nevýhod: kupříkladu z principu funkce má velmi nízký parametr PSRR (bez výstupního filtru by byl roven 0 dB), takže jakýkoliv záchvěv napětí se promítne velkou měrou na výstup. Nejen kvůli tomu je vhodné použít pro napájení spínaný zdroj, který je navržen tak, aby měl velmi dobrou zatěžovací charakteristiku a nízké výstupní zvlnění. I kdybych tedy navrhl dobrý zesilovač ve třídě D, bylo by záhodno doplnit ho o spínaný zdroj, a přihlédneme-li k požadovanému výkonu, tak nejlépe přidat i korekci účinnosti. Troufám si tedy tvrdit, že mnou zvolená třída AB, je vzhledem k okolnostem nejlepší volba.

### 3.3.1 Volba koncových tranzistorů

Pro možnost lepšího měření a z důvodu, že na výkon 350 W ve špičce neexistuje integrovaná forma zesilovače ve třídě AB, jsem se rozhodl postavit výkonovou část koncového stupně z diskretních součástek. Zesilovač je určen pro reprobox s impedancí 8  $\Omega$  a není těžké vypočítat, že pro výstupní výkon 350 W je zapotřebí amplituda výstupního napětí necelých 75 V (vztaženo na sinus). Obecně lze tohoto napětí dosáhnout dvěma způsoby: za pomoci jednoho koncového stupně proti zemi anebo mezi výstupy dvou koncových stupňů pracujících v můstkovém zapojení. Obě varianty mají své klady a zápory a těžko říci, co pro kterou variantu v tomto případě převažuje. Normální zapojení vyžaduje symetrické napájení (výstup oddělený přes kondenzátor je při tomto výkonu a nutnosti dobré interpretace nízkých kmitočtů nesmysl), kdežto můstkové lze realizovat i na jedné napájecí větvi. V takovém případě je ovšem výstup plovoucí. Zvolil jsem první variantu, tak trochu také proto, že je možné provést základní měření na mém dvoukanálovém osciloskopu (výstup je vztažen vůči zemi stejně jako vstup), a pokud bych v budoucnu potřeboval ještě větší výkon, neměl by být problém zesilovač poupravit na můstkové zapojení.

Naprostá většina těchto zesilovačů využívá ve výkonové části bipolární tranzistory. Já se rozhodl pro MOSFETy, zaprvé aby se jednalo o trochu více originální zapojení, ale hlavně zadruhé se domnívám, že pro tuto aplikaci jsou lepší, což se pokusím obhájit v následujících dvou odstavcích.

Na Obrázek 17 na další straně jsou zobrazeny SOA MOSFETu 2SK1530 (vlevo) a bipolárního tranzistoru 2SC5200 (vpravo). Oba dva tyto tranzistory jsou určeny mj. pro audio aplikace. Je dobře patrné, že SOA u MOSFETu je limitována jen maximálním napětím, maximálním proudem a maximálním ztrátovým výkonem (ten je závislý na teplotě). Tyto krajní křivky nalezneme i u bipolárního tranzistoru, avšak je zde ještě omezení proti druhému průrazu. Ten je zapříčiněn lokálním přehřátím přechodu Báze-Emitor při příliš velkém proudu do Báze tranzistoru [15]. Z tohoto důvodu by pro moji aplikaci bylo nutné použít více párů tranzistorů (pár ve smyslu N a P). To by sám o sobě nebyl až takový problém, nicméně je nutné co nejvíce sjednotit jejich převodní charakteristiky, což ve výsledku znamená koupit mnohem více tranzistorů a z nich vybrat ty (téměř) identické.



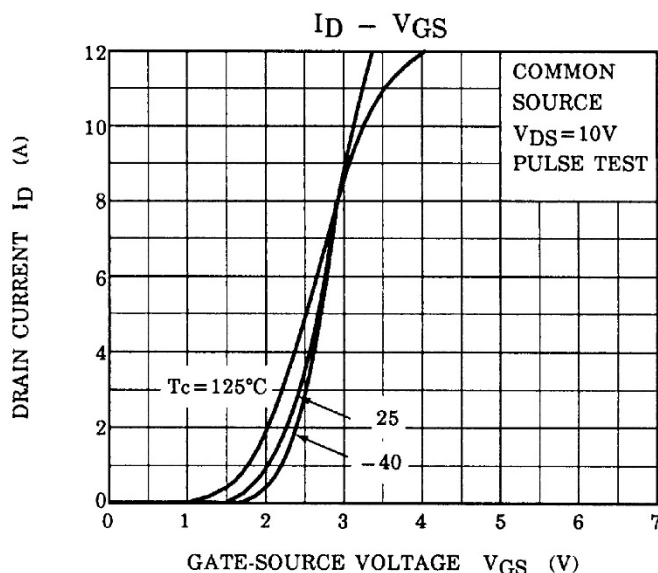
Obrázek 17 SOA tranzistorů 2SK1530 a 2SC5200; zdroj [13] a [14]

Dalším důvodem je tzv. termická zpětná vazba, tj. změna proudového zesílení respektive transkonduktance<sup>2</sup> v závislosti na teplotě. U bipolárních tranzistorů je pozitivní (tj. roste s rostoucí teplotou), kdežto u MOSFETů je mírně negativní. U MOSFETů toto nemusí být pravidlem, vždy záleží na použité technologii, z datasheetů [13] a [14] je možné vyčíst, že u těchto typů tranzistorů tomu tak je. Proč je to tak zásadní: dejme tomu, že i přes dobré sjednocení převodních charakteristik má jeden tranzistor drobnou odchylku – zesiluje víc. V případě bipolárního tranzistoru tedy při stejném proudu do báze teče kolektorem větší proud, tím pádem je na něm větší ztrátový výkon. Větší ztrátový výkon znamená větší tepelné ztráty a tranzistor se ohřívá. Zde může nastat problém – s vyšší teplotou vzrostlo proudové zesílení a celá situace se zhoršuje. V krajním případě to může vést ke zničení tranzistoru: jak jest popsáno v minulém odstavci, hraniční křivka SOA dle maximálního ztrátového výkonu je závislá na teplotě (s rostoucí teplotou směřuje k nule), takže v případě přehřátí tranzistoru není zas tak těžké dostat se do oblasti s možným rizikem zničení. S tímto jevem je nutné počítat už při návrhu a volit pracovní oblast s dostatečnou rezervou od hranic SOA.

Elegantní řešení vymyslel Marshall Leach, podle kterého se přímo nazývá jedno odvětví: zesilovače typu Leach. Ty využívají speciální bipolární tranzistory, které obsahují na čipu vedle samotného tranzistoru ještě jednu diodu stejných vlastností, jako má PN přechod Báze-Emitor. Jelikož prahové napětí diody s rostoucí teplotou klesá přibližně lineárně a zde přidaná dioda má stejnou teplotu jako čip tranzistoru, je zde použita pro korekci proudu daným tranzistorem (tj. je-li tranzistor teplejší než ostatní, pomocí této diody se mu oproti ostatním sníží proud do báze). Tato problematika je podrobněji popsána v pramenu [8].

<sup>2</sup> Převodní vodivost – jakou změnu výstupního proudu způsobí změna vstupního napětí:  $\frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_D} = \frac{1}{R} = G$

U MOSFETů problém s teplotním driftem může nastat stejně snadno, neboť s teplotou se nemění jen transkonduktance, ale i prahové napětí G-S. Převodní charakteristika pro vyšší teplotu má počátek blíže k nule, ale nebude stoupat tak strmě – viz Obrázek 18. Pro lepší dorovnání stačí přidat vhodně volený odpor mezi S každého tranzistoru a výstup (stejně tak by tomu bylo u bipolárních tranzistorů – mezi Emitory a výstup). Pokud jsou převodní charakteristiky vcelku dobře sjednocené, pro statický režim se případné nuance vyhladí tímto odporem. Pokud je zamezeno driftu pracovního bodu pro statický režim, neměl by nastat problém ani v tom dynamickém: pro větší proudy bude úbytek napětí na odporu větší, čímž se při dobré transkonduktanci rozdíl vždy dorovná.



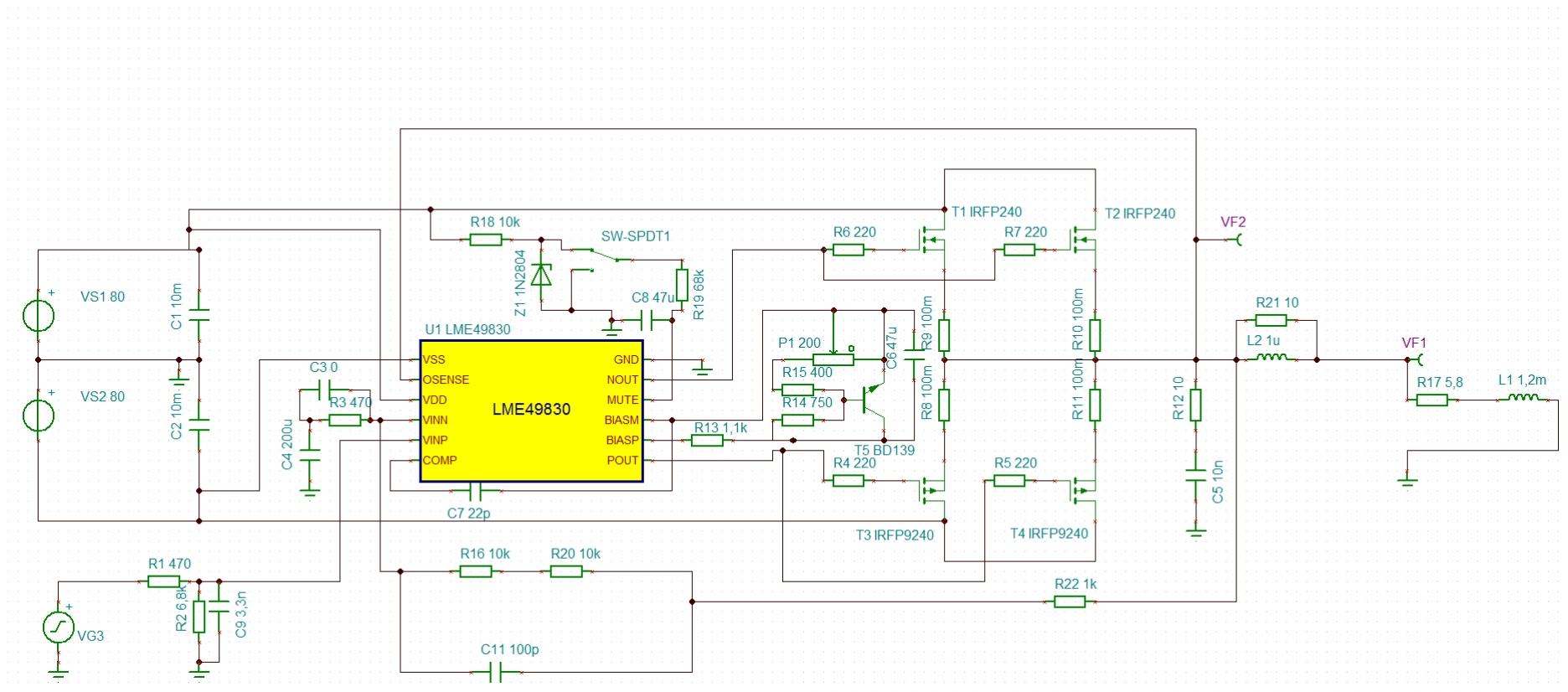
Obrázek 18 Závislost převodní charakteristiky na teplotě; zdroj [13]

### 3.3.2 Návrh a simulace koncového stupně

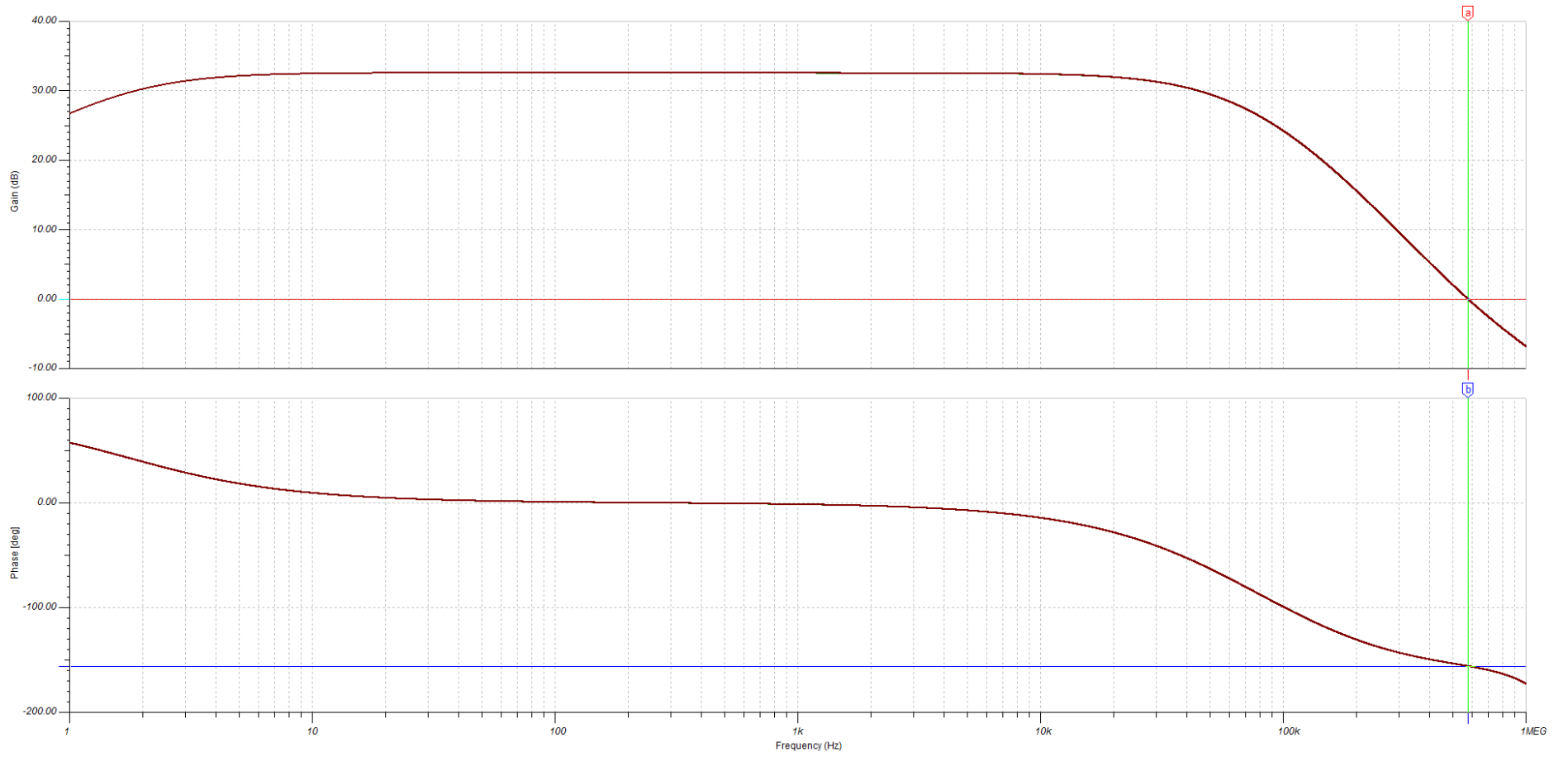
Rozhodl jsem se využít pro koncový stupeň MOSFETy Toshiba 2SK1530 a k nim komplementární 2SJ201. Jelikož se mi je ale nepodařilo obstarat, jako nejlepší vhodná alternativa se ukázaly být MOSFETy Semelab ALF16N20K a ALF16P20K. Jako budič jsem pro jeho velmi dobré parametry zvolil IO od Texas Instruments LME49830. Ten je přímo určen pro řízení výkonových MOSFETů, nepostrádá žádnou důležitou funkci (ztlumení – mute, možnost nastavení pracovního bodu, kontrola stejnosměrného napětí na výstupu), takže je pro tuto aplikaci ideální.

#### Simulace

Pro nasimulování základních parametrů zesilovače jsem využil přímo program od Texas Instruments TINA. V simulaci jsou použity jiné koncové tranzistory, avšak jejich parametry jsou dosti podobné a simulaci ovlivní jen v malém rozsahu – zejména na přenos je důležitějším faktorem vnitřní uspořádání IO. Na další straně na Obrázek 19 je zobrazeno simulované schéma, na Obrázek 20 o dvě strany dál očekávaná přenosová funkce zesilovače se zátěží o impedanci 8 Ω (na Obrázek 19 je vyobrazen LC člen jakožto částečný náhradní obvod pro reproduktor použitý k měření fázového posunu). Celé schéma zesilovače vychází primárně ze zapojení doporučeného výrobcem [21].



Obrázek 19 Simulované schéma



Obrázek 20 Simulace přenosové funkce

Po optimalizaci hodnot jednotlivých součástí bylo v simulaci dosaženo následujících parametrů: zesílení na 1 kHz je 32,54 dB, přičemž šířka pásma -1 dB je 3,26 Hz až 26,24 kHz. Nulového zesílení je dosaženo při frekvenci 577,34 kHz a fáze je zde otočená o  $-156^\circ$  – podmínka záporné zpětné vazby je tedy zajištěna s rezervou.

### 3.3.3 Ztrátový výkon a odvod tepla

Tranzistory koncového stupně musí vždy pracovat v SOA. Ta je definovaná v závislosti na teplotě, proto je nutné spočítat chladič tak, aby při maximálním ztrátovém výkonu zvládl uchládit tranzistory na takovou teplotu. Zde je zejména nutné napočítat správně všechny tepelné rezistence přechodů rozhraní: hned první přechod je z čipu na pouzdro tranzistoru, z pouzdra na izolační podložku (pokud je použita) a až poté přímo na chladič. Zde se pak počítá přechod chladič – okolní prostředí. Výsledná tepelná rezistence je dána součtem těchto dílčích. V této části práce jsou shrnuty informace z [21], [7], [9].

Ze simulace vzešel celkem důležitý fakt: maximální výstupní napětí IO je přibližně o 5 V nižší, než napětí napájecí. Pro plné vybudování je nezbytně nutné vyšší napětí G-S (přibližně 5 V pro tranzistory ALF16), takže pokud by byly IO i tranzistory napájeny ze stejné větve, úbytek na tranzistorech by byl při amplitudě 10V. Špičkový výstupní proud při 350 W do  $8 \Omega$  zátěže je 9,4 A, z čehož při 10 V úbytku plyne 94 W ryze ztrátového výkonu. Pokud by byl MOSFET při amplitudě plně sepnutý, úbytek napětí by mohl být pod 3 V – viz dokumentace [24]. To není zas až takový rozdíl, ale jelikož napájení nebude stabilizované, je nutné připočítat rezervu (pro typické průběhy a filtrační kondenzátory 10 mF na každé napájecí větvi by 3 V měly stačit), aby nedošlo k nechtěné limitaci. Po jejím započítání dostaneme při amplitudě ztrátový výkon 122 W pro stejné napájecí napětí, ale jen 56,4 W pro oddělená napájecí napětí. Není těžké spočítat, že maximální ztrátový výkon na tranzistoru (pokud zanedbáme příčný proud) nastane při výstupním napětí rovném polovině napětí napájecího (uvážujeme-li rezistivní zátěž). Zde ztrátový výkon bude dosahovat 225 W pro společné napájecí napětí a 200 W pro napájení oddělená. I 25W rozdíl hraje roli, neboť tento výkon je ten, který musí být vždy pod hranicí SOA (tranzistory série ALF16 mají SOA definovanou jen pro DC režim stejně tak 2SK1530 /SOA pro 100ms pulz je *nonrepetitive*, tj. neopakovatelná/, takže by zmíněná hranice neměla být překročena nikdy). Z tohoto důvodu jsem se rozhodl napájet IO a koncové tranzistory zvlášť.

Je tedy určené, že špičkový výkon musí tranzistory zvládat 200 W (napájecí napětí 80 V), přičemž se mohou zahřát pouze tolik, aby nebyla překročena SOA (nejlépe s dostatečnou rezervou). Podle toho se pak odvíjí počet tranzistorů, tj. kompromis mezi co nejstudenějšími tranzistory a realizovatelným chladičem. Výpočet byl původně proveden na tři páry tranzistorů Toshiba, posléze na dva páry ALF16. Tím připadá na každý tranzistor 100 W; jelikož ALF16 mají dovolený ztrátový výkon při  $25^\circ\text{C}$  250 W a maximální teplotu čipu  $150^\circ\text{C}$ , hraniční přímce SOA pro výkon 100 W odpovídá teplota čipu  $100^\circ\text{C}$ .

Pro výpočet chladiče je nutné znát výkon, který je potřeba uchládit, a maximální teplotu, kterou mohou mít čipy tranzistorů. Druhý parametr je dán v minulém odstavci, avšak ztrátový výkon souvisí s výkonem dodaným do zátěže a ten jsem u zesilovače v kapitole 2 popsal dvojnásobně (RMS a špičkový), přičemž je mezi nimi celkem velký rozdíl. Dimenzovat chladič na ten nejvyšší možný ztrátový výkon by bylo dobré, nicméně finančně a prostorově ne příliš efektivní. Druhý přístup, který jsem zvolil i já, počítá se střední hodnotou výkonu. Tento přístup lze použít v případě, že špičkový ztrátový výkon nebude od RMS řádově rozdílný a chladič vede teplo velmi dobře. Princip je následující: výpočet chladiče je proveden na výkon RMS, přičemž se dopočítá teplotní rezerva, která musí být vyšší než teplota, o kterou se chladič ohřeje po dobu špičkového výkonu. Při určení dostatečné rezervy je možné tuto zanedbat – pro příklad, kdyby byl špičkový ztrátový výkon 500 W, trval by 2 sekundy a chladič o hmotnosti 0,5 kg by všechnu energii vstřebal jen do své teploty a neodevzdal z ní nic do okolí, ohřál by se o necelých  $2,2^\circ\text{C}$ . Podmínka použití tohoto principu tkívá i v nepříliš velkém rozdílu výkonů – neměla by příliš narůst teplota na termických rezistencích přechodů rozhraní.

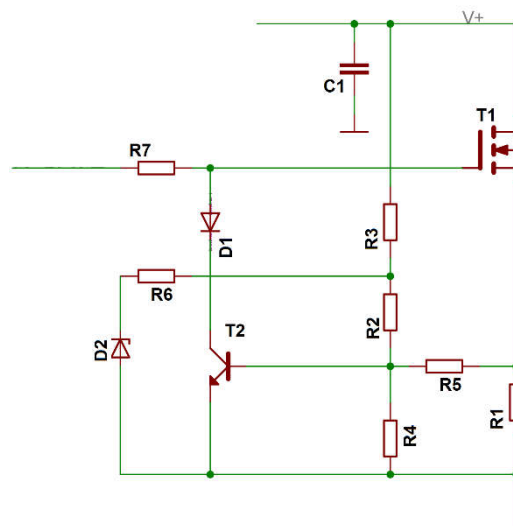
Stejně jako pro určení poměru výkonu špičkovému k RMS, jsem i zde využil program MATLAB. Pro stejné basové linky jako v podkapitole 2.1 byla nejvyšší střední hodnota ztrátového výkonu rovna 131,57 W. Po úpravě signálu, kdy jsem jej silně přebudil, tato hodnota vzrostla až k 140 W. Pro ověření výše odvozené hodnoty, při na napájecím napětí 80 V byla špičková hodnota výkonu rovna přesně 200 W. Jenom ještě krátká poznámka, aby nevznikla mýlka – zde počítaný ztrátový výkon je vztáhnut na celý koncový stupeň, kdežto hodnotě špičkového výkonu musí čelit vždy N nebo P kanálové MOSFETy zvlášť.

Tepelná rezistence přechodu čipu k pouzdru (*junction to case*) je u tranzistorů ALF16 0,5 K/W. Předběhnu trochu do následující kapitoly věnované konstrukci, následuje přechod na malý chladič blok, jehož  $R_{th}$  je přibližně 0,2 K/W [7], posléze přechod na chladič s izolační podložkou, jejíž  $R_{th} = 0,25$  K/W. Máme tedy započítané  $R_{th}$  všech tepelných přechodů a zbývá spočítat jen chladič. Nyní se vrátím k úvaze ohledně výkonů o 2 odstavce výš: chladič bude dimenzován na RMS výkon, přičemž přidám rezervu pro špičkový výkon. Jelikož oněch 100 W na tranzistor je pouze velmi krátkodobý přechod v rámci půlperrody, na dorovnání k RMS ztrátovému výkonu možná bude stačit jen tepelná kapacita pouzdra tranzistoru, z nějž se teplo přenáší ihned do zmíněného chladičového bloku. Součet všech  $R_{th} = 0,95$  K/W, ztrátový výkon RMS pro jeden tranzistor je 35 W (propřebuzený signál se 140 W ztrátového výkonu), tudíž rozdíl teplot mezi chladičem a čipem tranzistoru vyjde po zaokrouhlení nahoru 33,3°C. Z maximální teploty čipu tranzistoru 100°C a tepelné ztráty od něj k chladiči vyjde nejvyšší přijatelná teplota chladiče 66,7°C. Posledním parametrem pro určení tepelné rezistence chladiče je teplota okolí. Jelikož zesilovač bude umístěn napůl uzavřené hliníkové krabici (budou zde velké větrací otvory), teplota uvnitř bude větší než v okolí – pro okolní teplotu 25°C ji odhaduji přibližně 40°C. Z rozdílu teplot a RMS ztrátového výkonu vyjde, že tepelná rezistence chladiče by měla být nižší než 0,19 K/W. To je dosti nízké číslo, proto bude nezbytně nutné vybavit zesilovač ventilátorem a dobrou tepelnou ochranou. Tato hodnota je již s rezervou – díky výpočtům s vyšším ztrátovým výkonem, ale i proto, že největší vypočtené tepelné ztráty jsou na přechodu od čipu k pouzdru tranzistoru. Jelikož výkonové tranzistory v jiných pouzdrech mají tuto  $R_{th}$  často nižší, domnívám se, že hodnota 0,5 K/W platí pro okraj pouzdra (celé dno pouzdra je chladič podložkou), přímo pod čipem by nemusela být takto vysoká. Každopádně, i kdyby tato teze neplatila, je zde rezerva započítána.

### 3.3.4 Omezení proudu a ochrana proti zkratu

Ochrana proti maximálnímu proudu je zde velmi důležitá, neboť pokud by nastala nejhorší možná situace z minulé kapitoly a čip tranzistoru by měl téměř 100°C, stačil by nepřilíh vyší proud pro překročení hranic SOA. Při návrhu řešení jsem se opíral o postup popsany v [9], po vypočtení hodnot jsem vše simuloval v programu Micro-Cap.

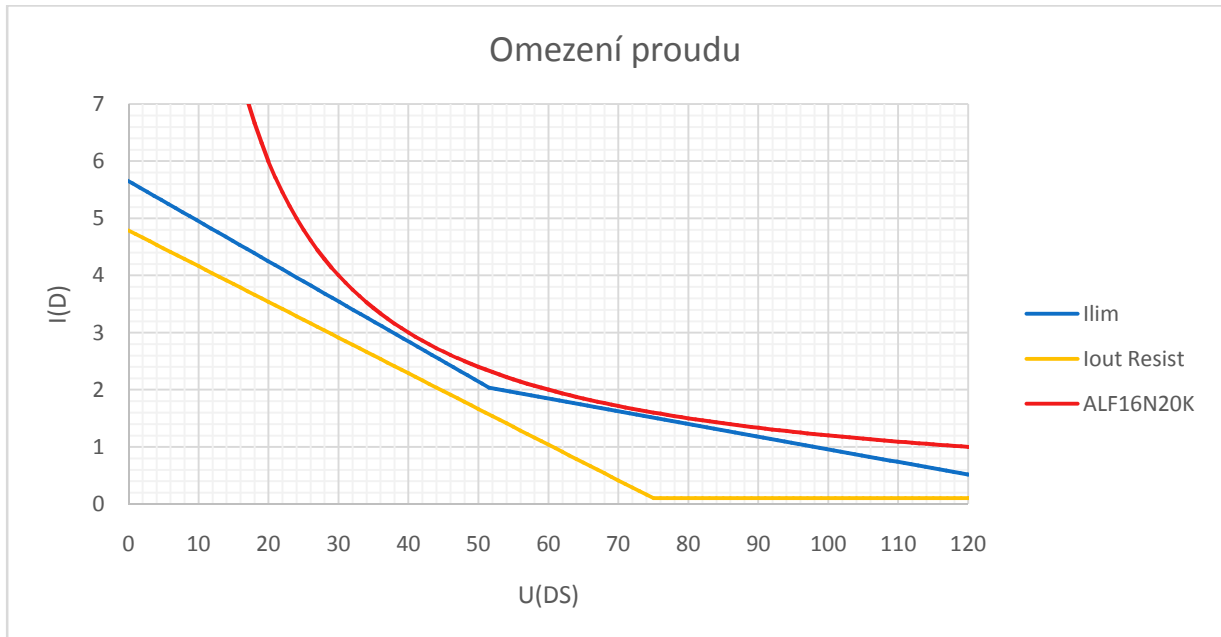
Pro snímání proudu se běžně využívá rezistorů pod S MOSFETů. Toho jsem se držel nakonec i já; přičemž původní návrh počítal s měřením proudu přímo z napájecího napětí do drainů tranzistorů (ty by pak musely mít velmi dobře sjednocené převodní charakteristiky, aby proud jimi byl totožný), avšak toto řešení se ukázalo jako nedostatečné, neboť v případě zkratu na výstupu byl špičkový proud tranzistory příliš vysoký.



Obrázek 21 Schéma proudové limitace

Na Obrázek 21 je schéma mnou použitého zapojení proudové limitace. Toto, trochu složitější zapojení, bylo zvoleno pro možnost navrhnout křivku  $I_{lim}$  blízko ke hranicím SOA. V datasheetech bývá graf SOA vždy v logaritmických souřadnicích proudu a napětí – hranice maximálního ztrátového výkonu má pak tvar přímky.

Na Obrázek 22 je červenou barvou vykreslena hraniční křivka SOA maximálního ztrátového výkonu, žlutou barvou proud do rezistivní zátěže a modrou hranice sepnutí proudového omezení; souřadnice jsou použity lineární. Konkrétní hodnoty součástek jsou uvedeny ve schématu v příloze. Omezení proudu při použitém zapojení začne ve chvíli, kdy je překročeno prahové napětí tranzistoru T2. To nastane při maximálním vybudování pouze úbytkem napětí na odporu R1, při nižší úrovni signálu roste napětí na T1 a proud R2 a R3 posouvá hranici  $I_{Lim}$  k nižšímu úbytku napětí na R1. Tato křivka je schválně nastavená dosti prudce, neboť jí po dosažení dostatečného napětí začne brzdit Zenerova dioda D2. Pokud by R6 byl roven 0, proudová limitace by byla pro zvyšující se rozdíl napětí napájecího a výstupního téměř konstantní (dle stálosti napětí na D2). Hodnota R6 určuje následující sklon křivky sepnutí  $I_{Lim}$ , přičemž nulu protne pro zvolené hodnoty okolo 140 V.



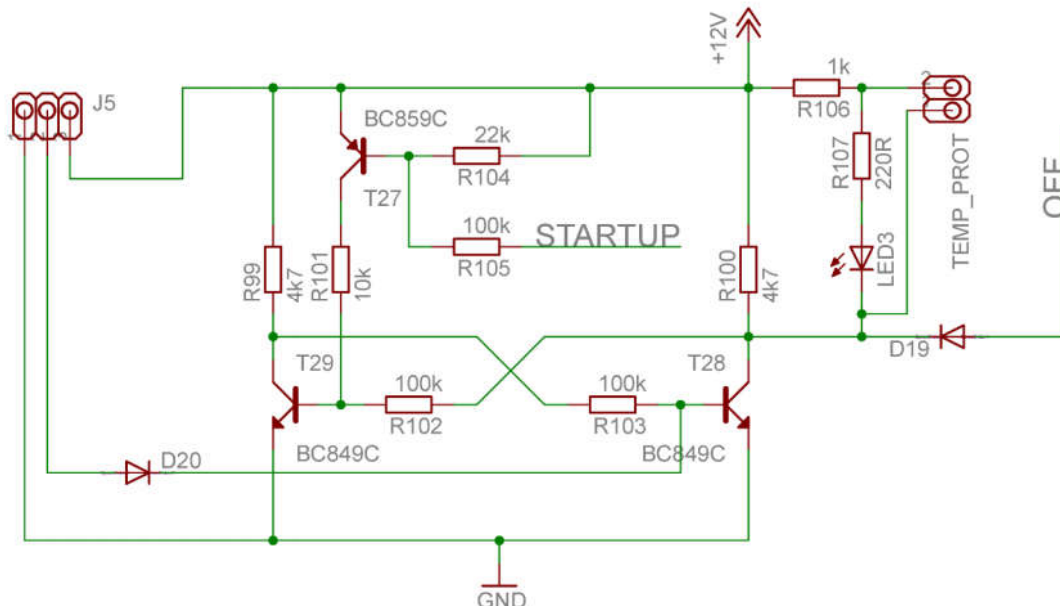
**Obrázek 22 Průběh proudové regulace a SOA**

Jednak pro příčný proud tranzistoru, ale i pro možný fázový posun vlivem indukčnosti reproduktoru, je dobré hraniční křivku omezení proudu vést trochu dál od průběhu proudu do zátěže, zejména pak tehdy, má-li být nulový. Použité řešení má tuto vzdálenost optimální, vede však velmi blízko hranicím SOA. Zde by byla vhodná decentně vyšší rezerva, každopádně toto by měl být zcela nejhorší možný případ, takže pro běžné průběhy bude odstup více než dostatečný. Uvedený graf je jen teoretický výpočet v Excelu a je v něm zanedbáno mnoho faktorů. Byl použit jen pro základní odhad hodnot součástek, vybrané hodnoty definitivně potvrdila simulace v Micro-Capu.



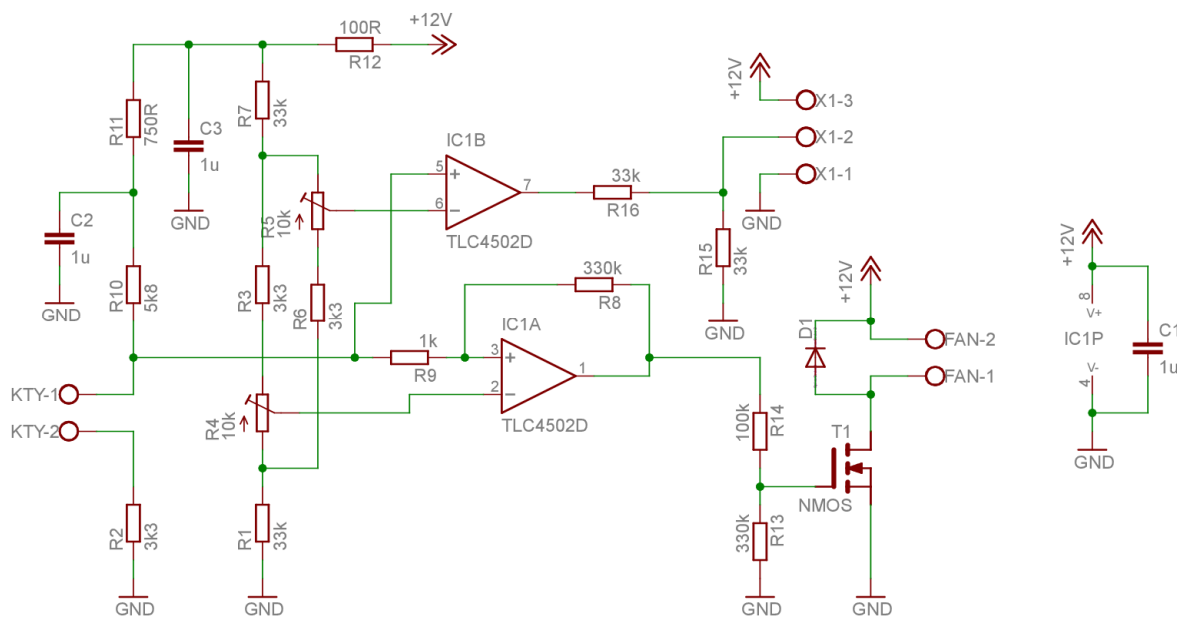


Samotný princip spínání ochran je založen na diskretním klopném obvodu. Tento klopný obvod je na Obrázek 24 – počáteční nízké napětí uzlu STARTUP sepne T29, ten setrvává sepnutý do doby, než z výstupu některé z ochran proteče přes diodu D20 proud do báze T28. Tehdy dojde k překlopení a napětí uzlu OFF je přes D19 sníženo na hodnotu nutnou k přepnutí do režimu *Protect*, tj. stavu, kdy je odpojená zátěž a výstup je ztlumen. Z tohoto režimu je možné se dostat pouze vypnutím a opětovným zapnutím zesilovače.



Obrázek 24 Princip spínání ochran

Na Obrázek 25 je schéma řízení ventilátoru – tato jednotka je umístěna přímo u něj, ne na DPS koncového stupně. Teplotní senzor je použit KTY 81/210; jelikož jsem pro tento zesilovač zakoupil dostatečně tichý a výkonný ventilátor, není potřeba měnit jeho otáčky v závislosti na teplotě – je tedy buďto zapnutý, nebo vypnutý. Spínání a vypínání je s hysterezí přibližně 3 V. IC1B při překročení mezní teploty překlopí klopný obvod umístěný na DPS koncového stupně.



Obrázek 25 Řízení ventilátoru

# Kapitola 4

## Vlastní konstrukce a měření

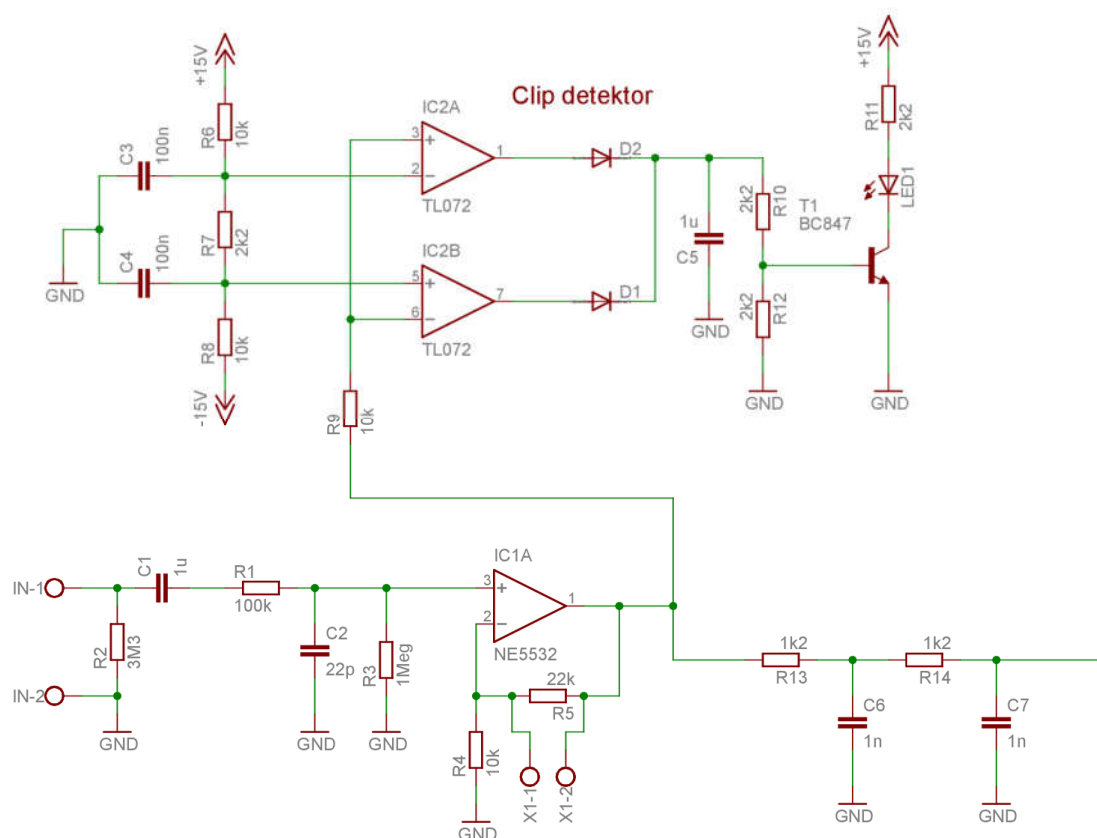
Celý zesilovač byl úspěšně zkonstruován a byly změřeny jeho základní vlastnosti. Zde uvádím vždy jen schémata jednotlivých součástí, jejich kompletní podoba je uvedena v příloze, použité DPS ve formátu Gerber obsahuje příložené CD, TOP a BOT DPS koncového stupně je pro rychlý náhled také v příloze.

Plošný spoj koncového stupně byl vyroben pro původně plánovanou trojici párů MOSFETů Toshiba, bez nutnosti úprav jej ale bylo možné použít i pro finální podobu s tranzistory ALF16.

### 4.1 Předzesilovač

Celý předzesilovač byl koncipován do dvou různých plošných spojů. Na prvním se nachází kanál 1 včetně vstupních filtrů, dvou clip detektorů (přebuzení vstupu, přebuzení koncového stupně) a přepínače kanálů. Na druhém je pak kompletní kanál 2 včetně elektronek. Pro montáž plošného spoje kanálu 2 je využito souhrnných doporučení z knihy [23] – plošný spoj je možné uchytit přes gumové podložky omezující přechod vibrací na elektronky. Ty mohou díky parazitní mikrofoničnosti tyto vibrace přičíst k užitečnému signálu. Pro lepší ztlumení síťové frekvence je pro žhavení elektronek využito lineárně stabilizované stejnosměrné napětí.

Jelikož se jedná o prototyp a popsany předzesilovač splňuje mé požadavky, neobsahuje žádné další funkce. Pokud se osvědčí, do budoucna jej možná rozšířím o efektovou smyčku, případně zkreslený kanál.



Obrázek 26 Vstupní díl zesilovače

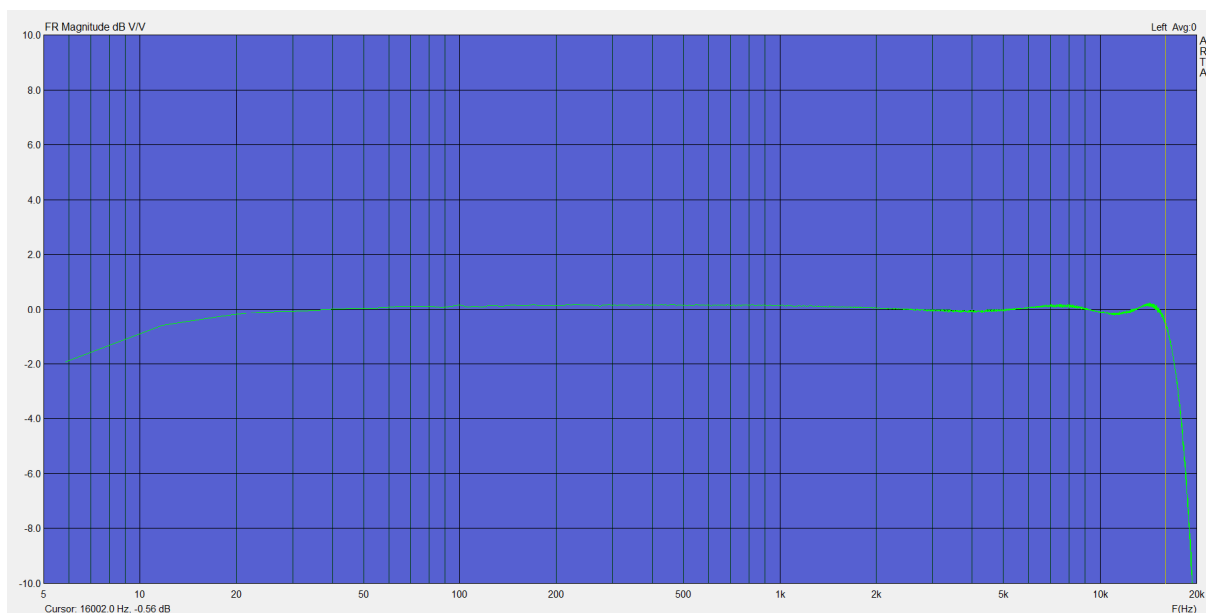
Na Obrázek 26 je vstupní díl zesilovače. Série RC členů ihned na vstupu filtruje DC a RF. Pro lepší filtraci RF je pak použit ještě dvojitý RC filtr (R43, R44, C16, C17) ze kterého signál pokračuje dál (nebyl

použit ihned na vstupu, aby svojí impedancí neovlivňoval signál z baskytary). Spojka X1 je určená k regulaci zisku pro pasivní / aktivní baskytary. Vstupní clip detektor je nastaven na hodnotu přibližně 1,48 V, která by měla být dostatečná pro jakýkoliv signál v případě hry na jedné struně a pro většinu signálů při hraní na více strunách.

#### 4.1.1 Měření předzesilovače

Jelikož celý předzesilovač byl optimalizován pro plně vyhovující zvuk ve slyšitelném pásmu, důležitá měření byla provedena za pomoci zvukové karty Focusrite Scarlett 2i4 a programu Arta, za hranicemi jejich možností pak byla provedena již jen kontrolní měření na osciloskopu Hantek DSO5072P a multimetru Owon B35T s funkcí TrueRMS, jako generátor posloužil Wienův článek.

Limit zmíněné zvukové karty je už blízko za 16 kHz – zde zvuková karta vykazovala již nelinearity a chybně určení intenzity signálu (měření kontrolováno osciloskopem a multimetrem), proto jsou všechna tato měření jen do této hodnoty.

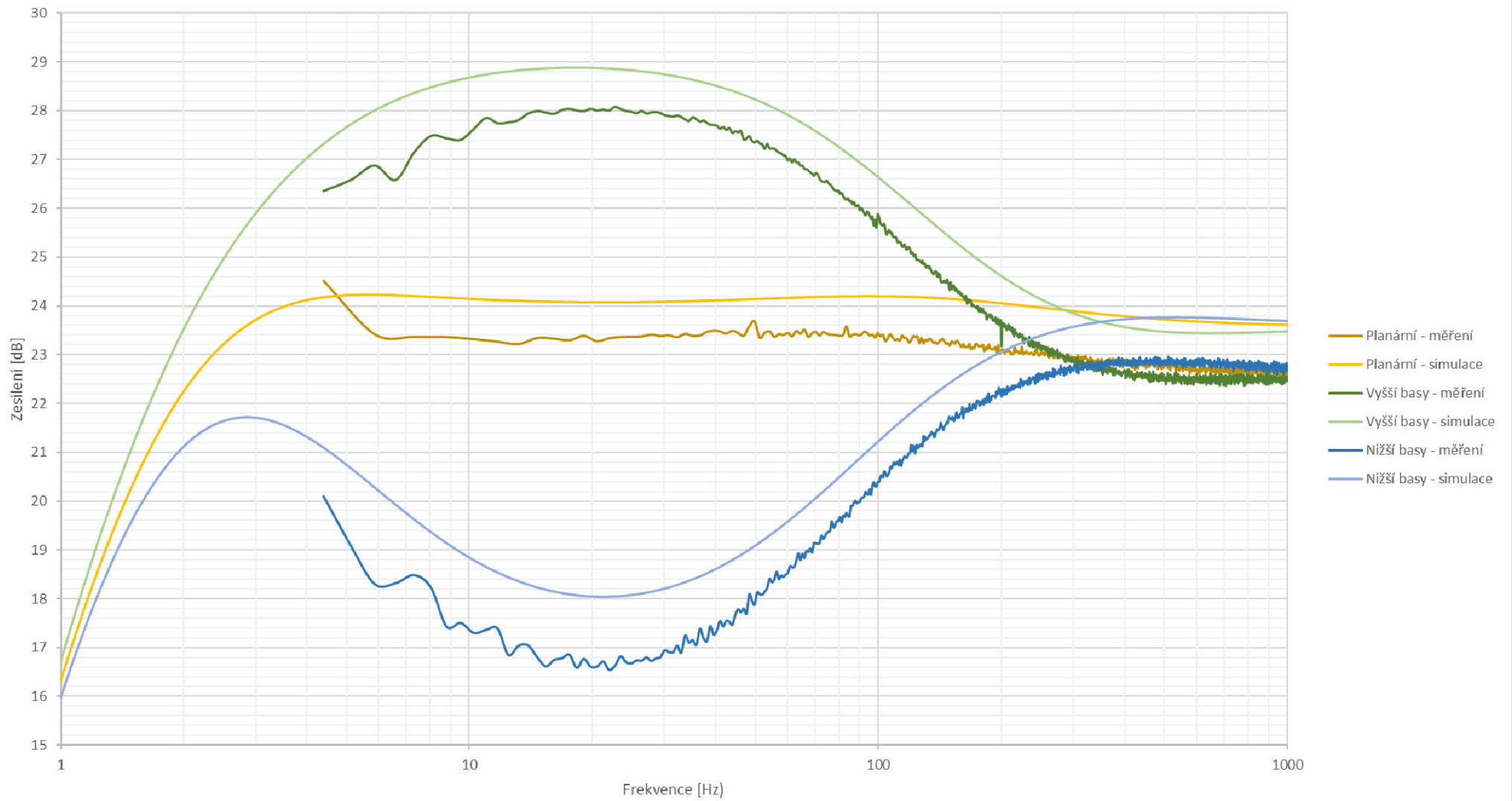


Obrázek 27 Frekvenční charakteristika zvukové karty

U obou dvou kanálů byly proměřeny požadované možnosti korekce. Na dalších stranách jsou Obrázek 28, Obrázek 29 a Obrázek 30. Jedná se o průběhy korekce kanálu 2, přičemž bylo využito exportu průběhů z programu Micro-Cap a programu Arta do souborů .CSV, takže každý obrázek obsahuje pro stejné nastavené parametry křivku simulovanou a křivku měřenou. Jelikož má zvuková karta regulovatelný zisk, křivky byly normované podle zesílení na frekvenci 1 kHz, které bylo 22,5 dB oproti simulovaným 23,6 dB. Důvod této odchylky tkví v toleranci parametrů elektronik a v rozdílném napájecím napětí – to není stabilizováno a je dáno pouze převodním poměrem transformátoru a jeho zatěžovací charakteristikou, kdežto simulace uvažuje přesné hodnoty 250 V a 290 V. Nutno zmínit, že to opravdu nehraje roli – tolerance zisku byla očekávána, přepínač kanálů je vybaven trimrem pro doladění zisku. V oblasti okolo 14 kHz až 16 kHz je patrná drobná nelinearita, v kontextu Obrázek 27 je evidentně způsobená zvukovou kartou.

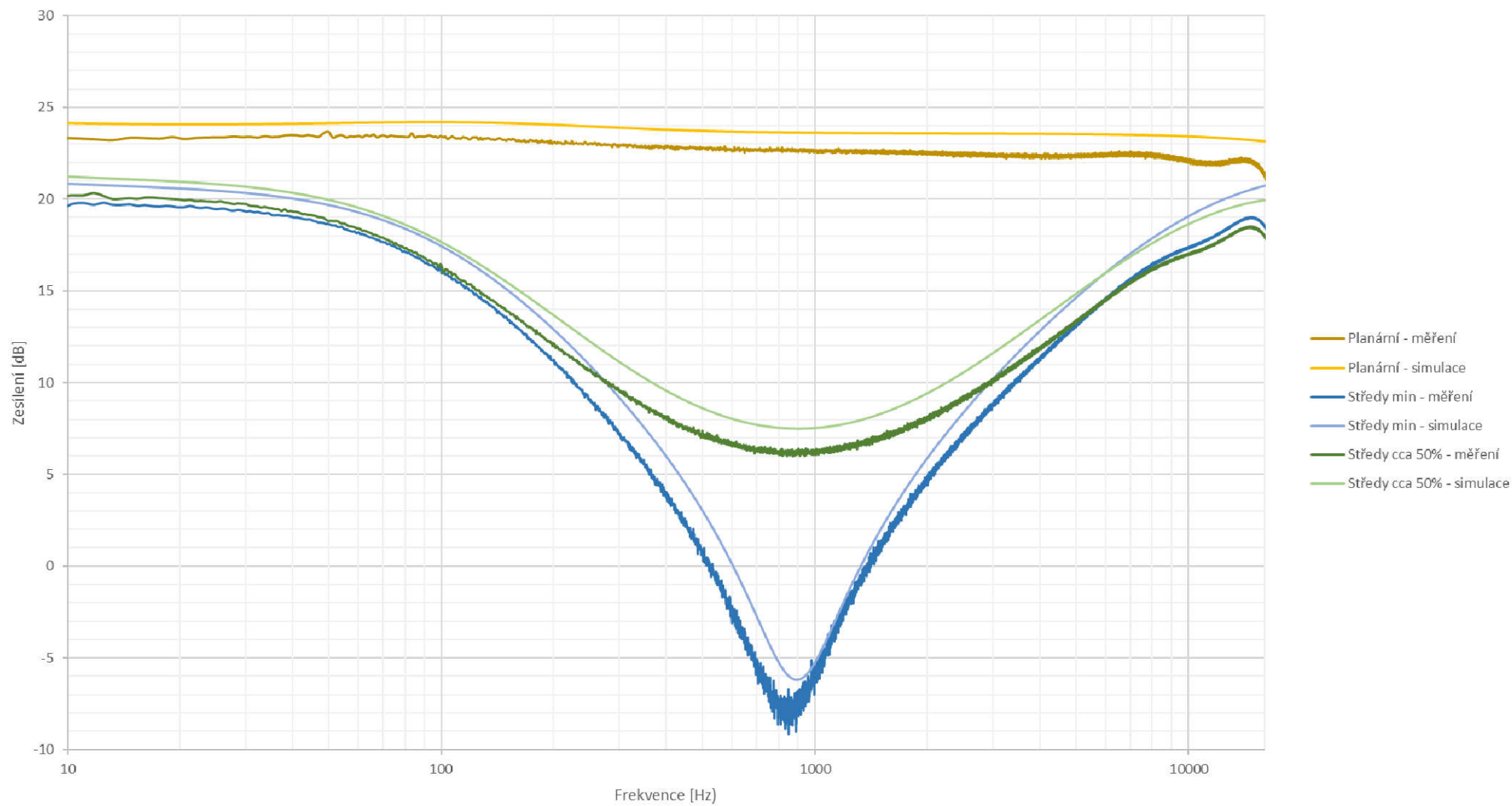
Neuvádím zde křivky měření kanálu 1 – důvod je ten, že se jednalo v podstatě jen o měření nedokonalostí zvukové karty. Proto byly frekvenční charakteristiky proměřeny za pomoci osciloskopu, multimetru a generátoru; až do 40 kHz se velmi dobře shodují s výsledky simulace, zde však končil rozsah použitého generátoru.

### Regulace basů



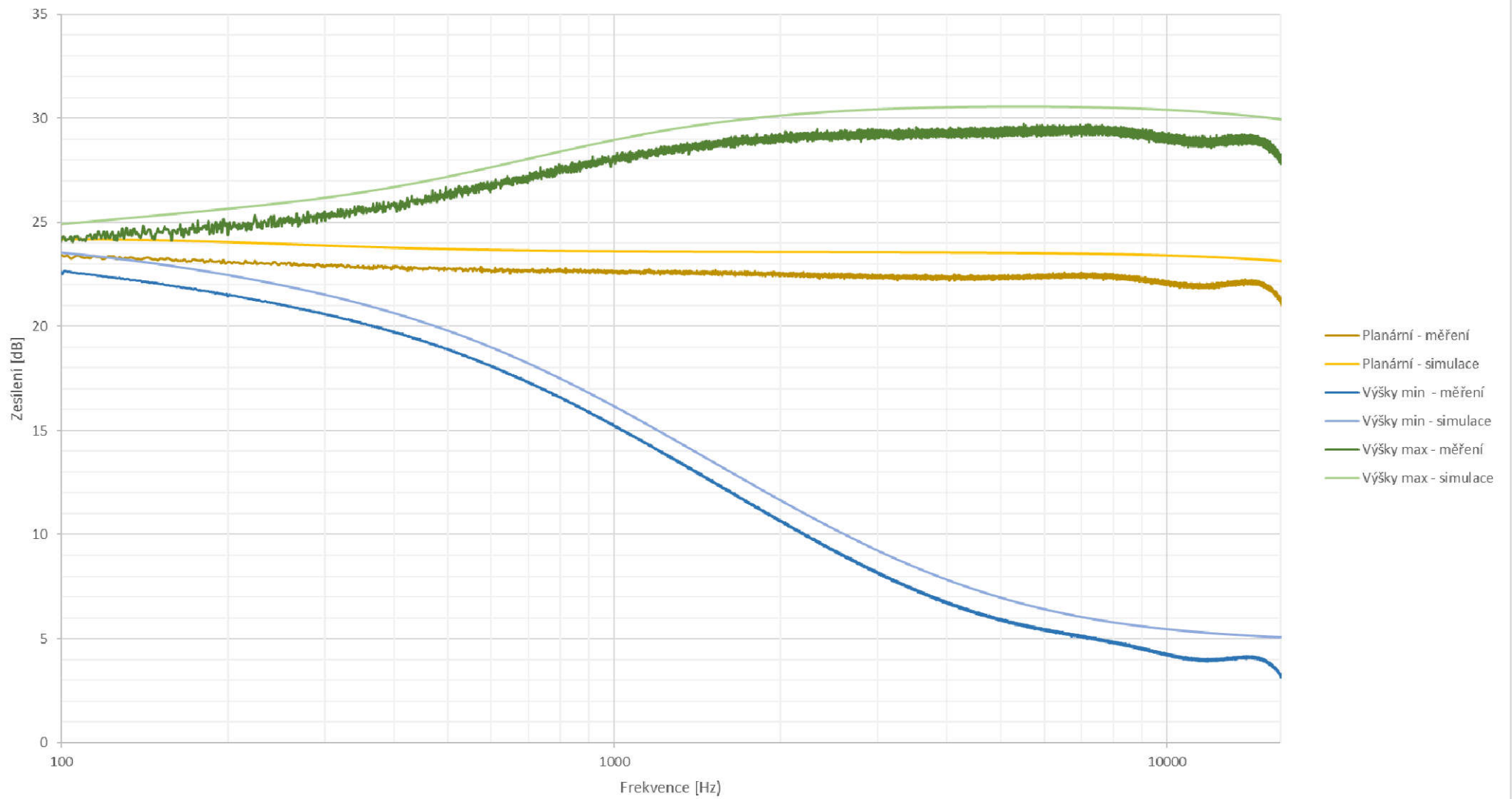
Obrázek 28 Možnosti korekce - basy

### Regulace středů



Obrázek 29 Možnosti korekce - středů

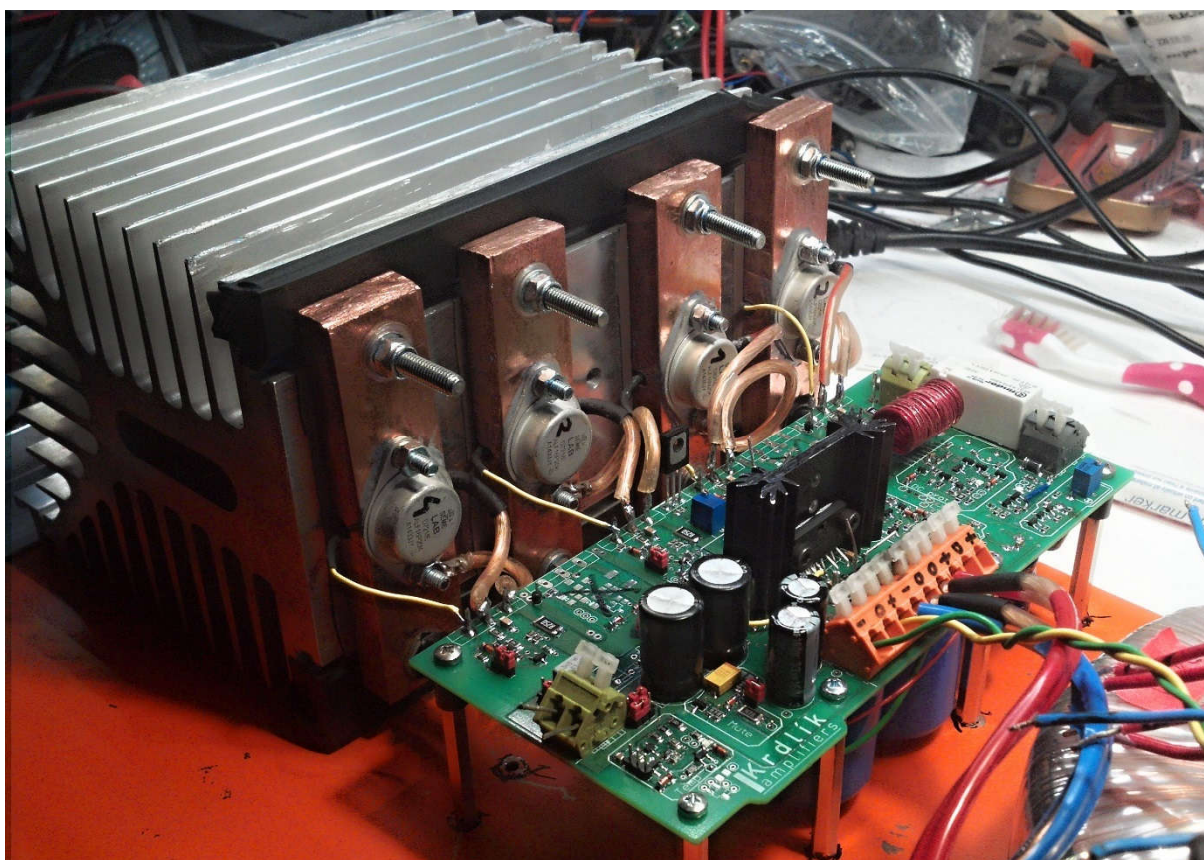
### Regulace výšek



Obrázek 30 Možnosti korekce - výšky

## 4.2 Koncový stupeň

Jak jsem psal v minulé kapitole, původní návrh koncového stupně byl vymyšlen s třemi páry MOSFETů Toshiba 2SK1530 a 2SJ201. Podařilo se mi sehnat i výborný chladič – tepelnou rezistenci výrobce udával 0,47 K/W a při ofukování ventilátorem dokonce 0,18 K/W. Uchycení tranzistorů bylo plánováno přímo na chladič, jenže s přechodem na MOSFETy ALF16 bylo nutné vymyslet nové řešení. Tranzistory jsou posazeny na měděných blocích, ty jsou přes izolační podložky přišroubovány na chladič. Pro velmi dobrý přenos tepla z tranzistorů na chladič byla použita teplovodivá pasta Kerafol a jakožto teplovodivá izolační podložka T GLOBAL H486A. Návrh plošného spoje je uzpůsoben aplikaci – testování a doladování. Proto jsou všechny SMD umístěny na horní vrstvě a THT kondenzátory zespod, aby na nich bylo snazší měřit napětí – fotografie výsledné podoby včetně uchycení tranzistorů je na Obrázek 31. Klidový proud tranzistorů byl nastaven 70 mA při pokojové teplotě.



Obrázek 31 Fotografie koncového stupně

### 4.1.1 Napájení koncového stupně

V příloze je schéma dvojího napájení koncového stupně zmíněného v minulé kapitole. Usměrněný výstup z transformátoru je pro koncové tranzistory filtrován na každé větvi dvěma 5,6mF kondenzátory; diody usměrňovacího můstku jsou přemostěny 100nF kondenzátory pro potlačení RF rušení (viz [9]). Napájení OZ koncového stupně je realizované pomocí jednoduchých stabilizátorů napětí na přibližně 92 V. Stabilizátory jsou použity z důvodu pracovní oblasti blízké maximálním parametrům IO a tolerance napětí nestabilizovaného napájení by mohla tyto parametry překročit. Filtrační kondenzátory jsou vybíjeny pomocí vysokonapěťového měniče buck s IO VIPer013X. Ten napájí jasnou červenou LED, která informuje o přítomnosti napětí i po vypnutí zesilovače.

Transformátor byl z vypočtených parametrů zvolen 400VA toroid, primární vinutí 230 V, sekundární vinutí pro koncové tranzistory 2x 56,5 V a 2x 75V pro napájení IO. Zátěžové měření se silně přebuzeným signálem popsáním v minulé kapitole i s dalšími signály potvrdilo, že i přes vysoký špičkový příkon

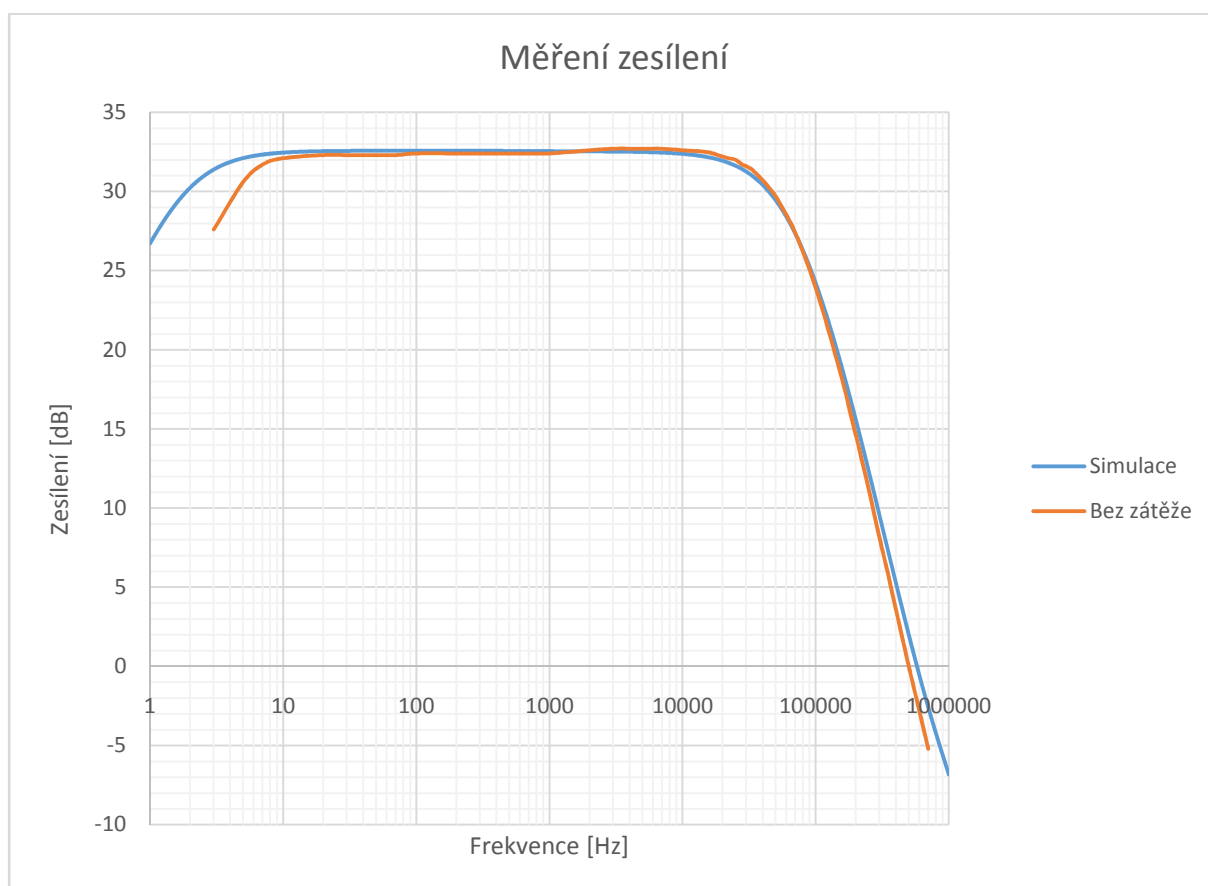


je výkon 400 VA dostatečný: napětí bez zátěže bylo na kladné větvi 80,2 V a 80,7 V na záporné větvi, při zatížení testovacími signály baskytarových linek (viz kapitola 2) a rezistivní zátěží 8  $\Omega$  nekleslo napětí pod 77 V. Pro omezení nárazového proudu je transformátor připojen přes výkonový NTC o hodnotě 33  $\Omega$  při 25°C.

#### 4.1.2 Měření přenosové funkce

K měření byl použit generátor HAMEG HM8135 a vektorový analyzátor Rhode&Schwarz ZPV 291.4012.93. Jelikož vektorový analyzátor měl dolní rozsah 10 Hz, pro měření amplitudy nižších frekvencí byl použit multimetr KEITHLEY 2000.

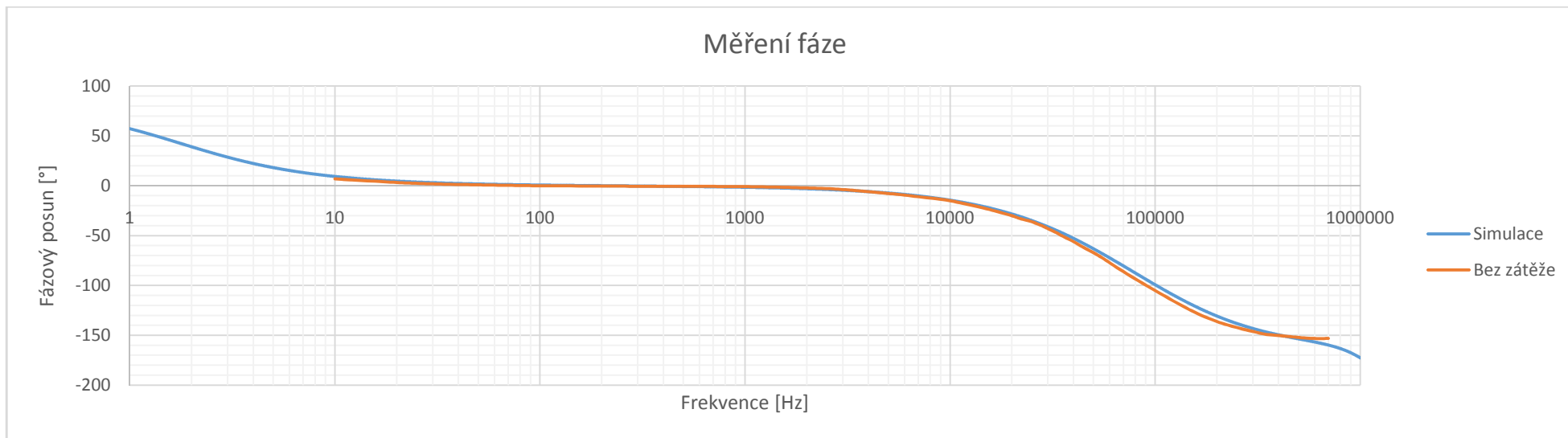
Na Obrázek 32 je opět simulace a měření zesílení dohromady v jednom grafu, zde pouze pro nezatížený výstup (amplituda výstupního napětí 40 V). Na další straně je na Obrázek 33 fázová charakteristika pro stejné podmínky. Na této straně je i Obrázek 34, na kterém se nachází znovu měření zesílení, tentokrát detail pásma v oblasti 10 Hz až 100 kHz. Vynesena je opět křivka vzešlá ze simulace a křivka nezatíženého výstupu, dále křivky pro výstupní výkon 10 W, 50 W a 100 W. Křivky pro výstupní výkon 10 W a 50 W se až na pár odchylek překrývají.



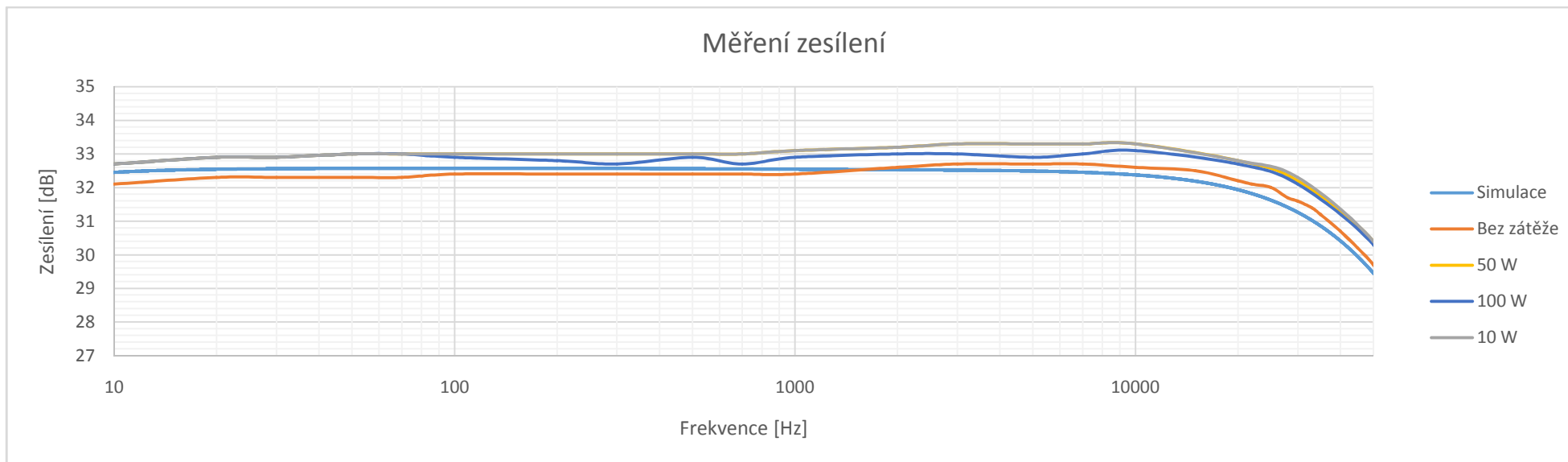
Obrázek 32 Měření zesílení pro nezatížený výstup

Měření přenosové funkce pro zatížený i nezatížený výstup zesilovače dopadlo dle očekávání, naměřené odchylky jsou vzhledem k rozlišení vektorového analyzátoru dané částečně i nejistotou měření. Fázový posun se po připojení zátěže nezměnil v žádném bodě o více než stupeň, v pásmu 20 Hz až 20 kHz o více než 0,7°.

Činitel tlumení neboli *Dumping factor* (poměr mezi odporem zátěže a vnitřním odporem zesilovače) se nepovedlo změřit: zpětná vazba je natolik silná, že pro nepřebuzený signál je změna napětí tak malá, že je obtížné jí změřit. Z naměřených hodnot rozdílu výstupního napětí vycházela průměrná hodnota přes 1 000, ale s velkým příliš velkým rozptylem na to, aby to byl statisticky věrohodný údaj.



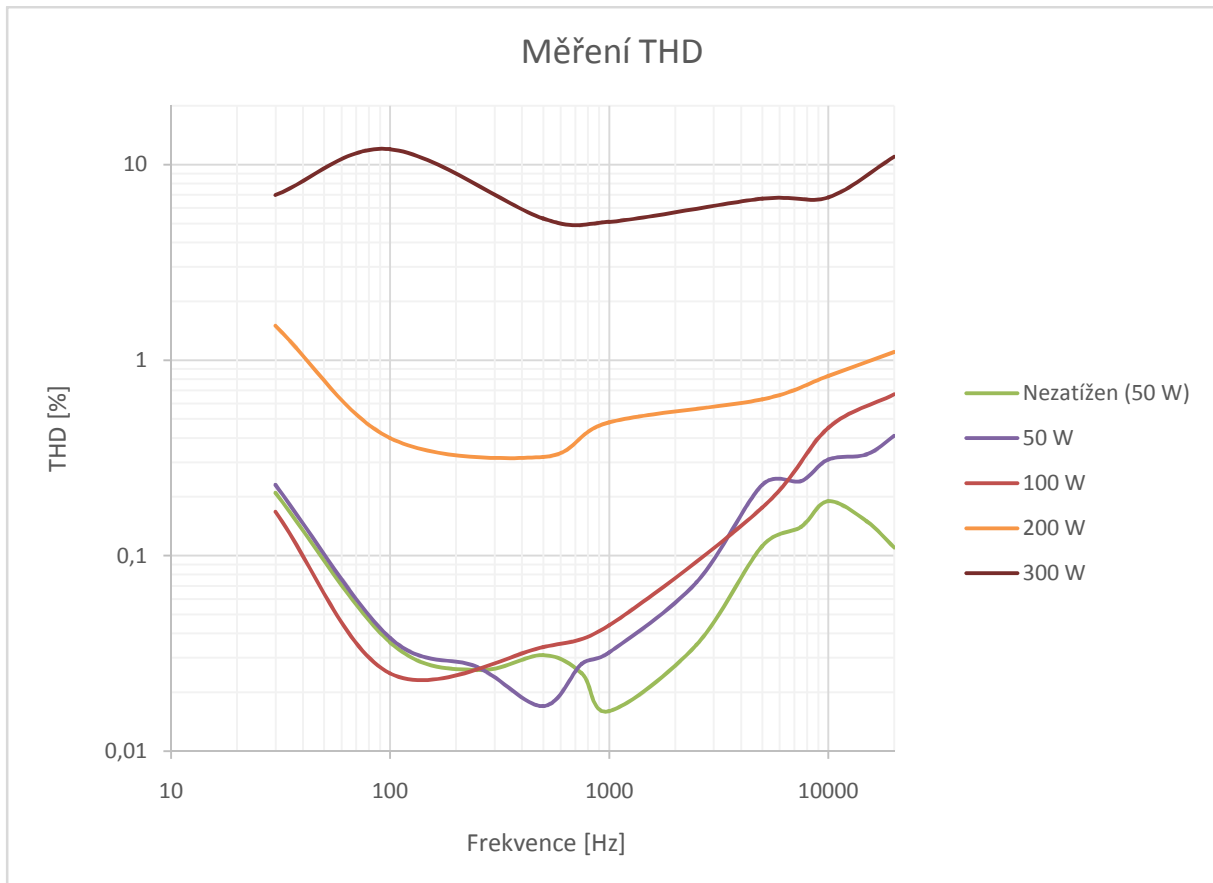
Obrázek 33 Měření fázového posunu



Obrázek 34 Měření zesílení pro různé zatížení

### 4.1.3 Měření THD

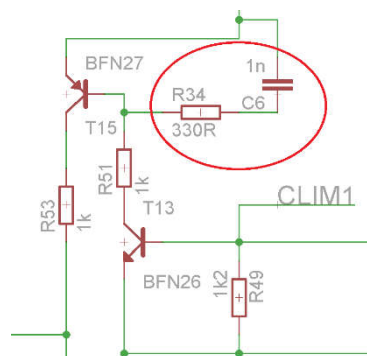
Harmonické zkreslení bylo měřeno na KEITHLEY 2016-P Audio analyzing Digital Multimeter, generátor byl použit Rigol DG1022. Průběhy pro různé výkony jsou zobrazeny na Obrázek 35. Jelikož bylo nutné mít pro odečtení hodnoty THD připojenou zátěž po dobu zhruba 1 s, nebylo možné změřit THD směrodatně pro maximální výstupní výkon 350 W z důvodu poklesu napájecího napětí ovlivňujícího měření.



Obrázek 35 Měření THD

### 4.1.4 Měření ochran

Nejprve bylo nutné provést drobné úpravy oproti původnímu návrhu, neboť proudová ochrana spínala i pro nezatížený výstup. Ve schématu již zanesené R34 a C6 v červené elipse na Obrázek 36 (R35 a C24 pro zápornou větev) nejsou implementované na DPS, jejich přidání problém vyřešilo. K hodnotám jsem dospěl empiricky.



Obrázek 36 Úprava proudové ochrany

Samotné spínání proudové ochrany bylo naměřeno pro lehce vyšší proudy, než byl předpoklad ze simulace. Při přerušeném přepnutí do režimu *Protect* vlivem proudové ochrany byl maximální proud do rezistivní zátěže 4  $\Omega$  1,98 A pro kladnou půlvlnu a -2,1 A pro zápornou půlvlnu. Očekávaná hodnota byla 1,85 A, přibližně při této hodnotě byl počátek proudové limitace – u omezování proudu byla ve výsledku jen vyšší závislost na amplitudě vstupního signálu, než se očekávalo. Pro zkrat na výstupu nastala větší shoda se simulací (1,58 A); maximální proud byl 1,6 A pro kladnou a -1,63 A pro zápornou půlvlnu. Měření proudu bylo prováděno nepřímo přes úbytek napětí na odporu 10 m $\Omega$ . Nesymetrie omezení proudu byla nejspíše způsobena různým proudovým zesílením tranzistorů snižujících napětí G-S.

Doba přepnutí do režimu *Protect* od připojení zátěže 4  $\Omega$  byla zhruba 20  $\mu$ s od počátku proudové limitace (maximální naměřená doba byla 62  $\mu$ s pro signál s amplitudou jen mírně přesahující  $I_{lim}$ ). Pro zkrat byla tato doba velmi blízká změřené době přepnutí IO koncového stupně z režimu *Play* do *Mute*; 12  $\mu$ s pro *Protect*, čas nutný pro přepnutí do *Mute* 8,5  $\mu$ s. Všechny tyto časy byly měřeny pomocí osciloskopu Hantek.

Ochrana pro DC na výstupu musela být proti původnímu návrhu také mírně poupravena, oproti proudové ochraně však jen změnou součástek. Ve schématu uvedené hodnoty 100 k $\Omega$  pro R108 a R109 byly původně pro oba odpory 56 k $\Omega$ , avšak při hře trsátkem či při přiklepu (*slapu*) díky nesymetrii těchto signálů tato ochrana vždy sepnula. Při použití nových hodnot se mi již běžným signálem z basketyary tuto ochranu sepnout nepodařilo.

U teplotní ochrany bylo provedeno měření zahříváním čidla KTY. Teplota pro sepnutí ventilátoru byla nastavena zhruba 43°C, pro *Protect* přibližně 63°C. Dostatečnost chlazení byla testována signálem basketarových linek popsanych v kapitole 2. Tento signál byl dán do nekonečné smyčky, zesilovač byl při testování zakrytý jako pro běžné použití a doba testu byla 5 hodin. Teplota byla měřena termočlánkem a multimetrem Owon s nejistotou měření +/- 3°C; termočlánek byl umístěn veprostřed chladiče mezi N a P MOSFETy. Teplota chladiče se ustálila po 40 minutách na 56°C (+/- 3°C), v průběhu měření zakolísala jen výjimečně na 55°C. Průběh signálu byl sledován osciloskopem, ani po 5 hodinách nebylo patrné žádné tvarové zkreslení výstupního signálu a zesilovač fungoval bez problému.

# Kapitola 5

## Zhodnocení a závěr

Velkou část této práce jsem věnoval analýze signálu z baskytary, nutným vlastnostem celého zesilovače a parametrům, které nejsou nutností z technického hlediska, ale pro baskytaristy hrají velkou roli. Abych se vyvaroval jednostranného pohledu, zvolil jsem přístup k problematice z technického hlediska s přihlédnutím k faktům z oboru dosti odlišného – hudební teorie.

Z toho jsem pak vycházel při návrhu předzesilovače i koncového stupně. S předzesilovačem jsem velmi spokojen; simulované a změřené možnosti korekce jsou velmi podobné až identické v případě kanálu 1, navíc i po poslechové stránce se mi zvuk líbí. Možnosti korekce jsou optimální – pro nastavení různých požadovaných zvuků není uživatel jimi limitován, jsou dostačující i s drobnou rezervou; jen výjimečně byl některý potenciometr vytočen do krajní polohy.

Pokud jde o subjektivní hodnocení *elektronkového zvuku*, tak rozdíl v barvě tónu je poznatelný. Předzesilovač je vybaven trimery pro regulaci zesílení a nastavení vstupní intenzity kanálu 2, pomocí nichž jsem se snažil zvuk co nejvíce optimalizovat. Z důvodu závislosti zkreslení elektronek na vstupní intenzitě by možná bylo nejlepší nahradit tento trimmer potenciometrem a požadovanou úroveň vždy nastavit.

Ač to z předchozích kapitol možná tak nevyznělo, situace s MOSFETy Toshiba a přechodem na ALF16 nebyla očekávaná a rozhodně ne žádaná – v době, kdy byl hotový celý návrh a DPS koncového stupně byl ve výrobě jsem zjistil, že MOSFETy Toshiba objednané online od neautorizovaného prodejce jsou padělky. P kanálové totiž nebyly MOSFETy, nýbrž PNP tranzistory, dle jejich převodních vlastností jsem je tipoval na 2SA1943. Následoval velmi důkladný průzkum trhu a poté úprava celého zapojení. Vše jsem od začátku přepočítal a znovu simuloval, až jsem dospěl k finální podobě uvedené zde. O to lepší dojem mám z naměřených hodnot a charakteristik, které kopírují simulaci velmi dobře. Změřené frekvenční pásmo udává šířku pásma s odchylkou menší než 1 dB od +/- 6 až 7 Hz po 30 kHz. Kritérium zpětné vazby je také naplněno, zisk 0 dB nastává při 500 kHz s fázovým posunem -152°.

Psal jsem, že veškeré požadované zkreslení by mělo být jen v předzesilovači a koncový stupeň by měl mít zkreslení co nejmenší. THD na nízkých kmitočtech pro výstupní výkon 100 W, který odpovídá střední hodnotě očekávaného signálu, je menší, než 0,2%, tedy podmínka je dobře splněna. I pro vyšší 200W výstupní výkon je THD stále dobré, strmě začne narůstat až pro výkon špičkový (300 W; 350 W nebylo možné věrně změřit) – zde si trůfám tvrdit, že pro skutečný signál bude nižší, než naměřené, neboť doba měření při zatížení několikrát přesáhla očekávanou dobu tohoto špičkového výkonu, tudíž nemohla být udržena rezerva poklesu napájecího napětí napočítaná pro očekávaný signál.

Po různých formách doladění jsou všechny požadované ochrany dle naměřených hodnot funkční dostatečně. Zde však vidím prostor pro možné zlepšení – vyhodnocování stejnosměrného napětí na výstupu i proudového omezení není zcela ideální. Na reprodukci zvuku, na kterou byl kladen největší důraz, nemají vliv, proto jsem se spokojil s řešením *dostatečným* namísto *ideálního*. Při krajních naměřených hodnotách sepnutí proudové ochrany je možné se dostat za hranice teoreticky odvozené SOA – zde byla započítána rezerva, která je nyní využita pro tuto odchylku. Ze zátěžového testu s měřením teploty (ač ne příliš přesně) je možné usoudit, že určitá míra rezervy zde stále je.

V závěru kapitoly jsem zmínil, že odhadovaná cena výroby prototypu bude kolem 20 000 Kč. I přes důslednou archivaci všech účtů a faktur bohužel nemůžu říci přesnou cenu, neboť především od menších položek se nic nedochovalo. Po sečtení všech zachovaných údajů a odhadu zbytku součástek a konstrukčních dílů je výsledná cena 17 500 Kč. Není zde započtena práce, spotřební materiál (pájka, tavidlo) a především všechen nakoupený a nevyužitý materiál a materiál zničený či poškozený při výrobě.

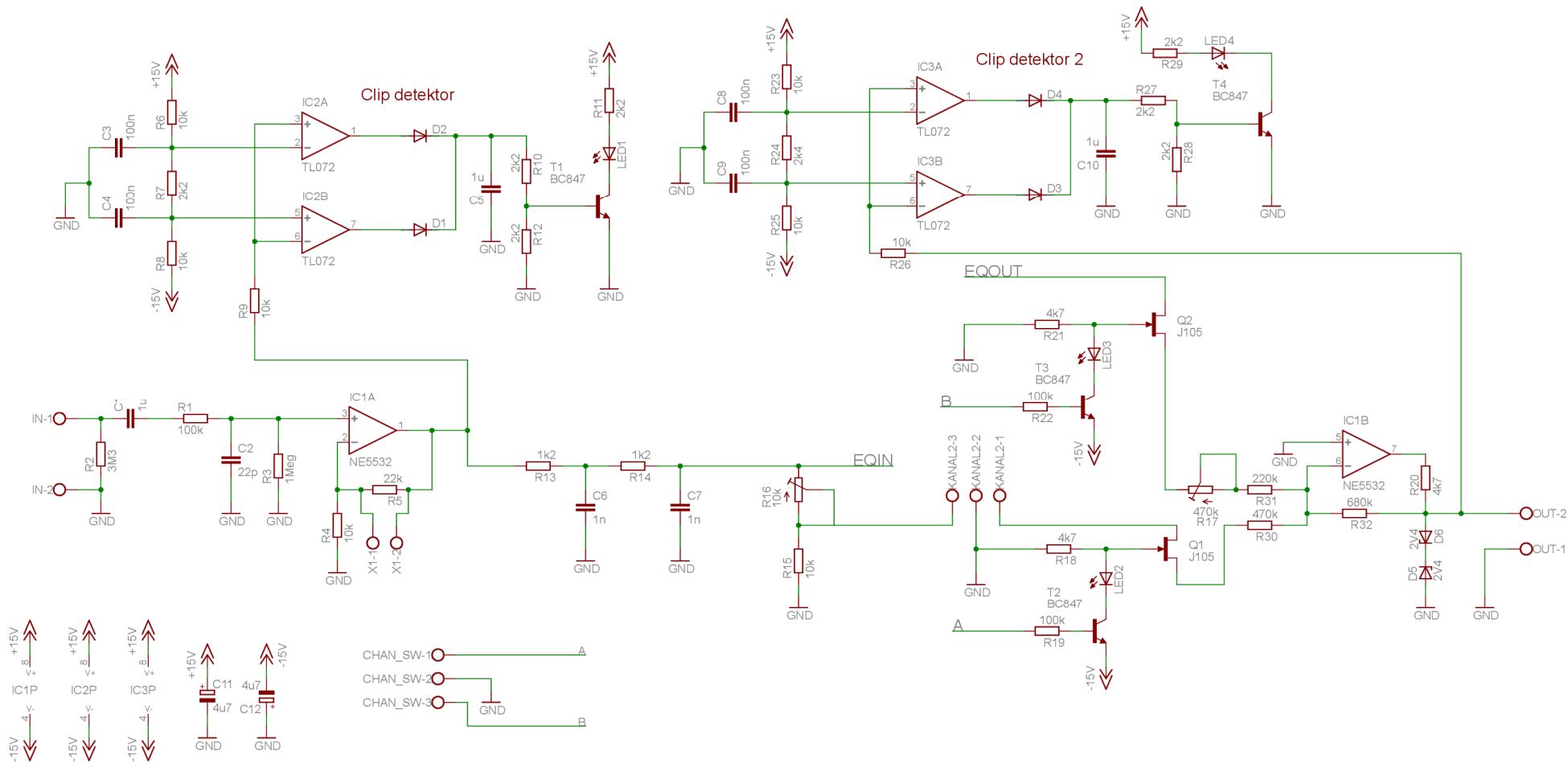
# Zdroje:

- [1] WIKIPEDIA; Instrument Amplifier; [https://en.wikipedia.org/wiki/Instrument\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Instrument_amplifier)
- [2] WIKIPEDIA; Amplifier; <https://en.wikipedia.org/wiki/Amplifier>
- [3] WIKIPEDIA; Bass Instrument Amplification; [https://en.wikipedia.org/wiki/Bass\\_instrument\\_amplification](https://en.wikipedia.org/wiki/Bass_instrument_amplification)
- [4] WIKIPEDIA; A-weighting; <https://en.wikipedia.org/wiki/A-weighting>
- [5] Webové stránky hudebnin:  
<https://www.thomann.de/>  
<https://kytary.cz/>  
<https://www.music-city.cz/>  
<https://www.muziker.cz/>  
<http://www.alexim.cz/>  
<http://www.guitarpark.cz/>
- [6] KOTISA Zdeněk; NF zesilovače – 1. díl Předzesilovače; BEN – technická literatura; Praha 2001; 1. vyd.; ISBN 80-7300-030-X
- [7] KOTISA Zdeněk; NF zesilovače – 3. díl Tranzistorové výkonové zesilovače; BEN – technická literatura; Praha 2003; 1. vyd.; ISBN 80-7300-211-6
- [8] VORÁČEK Vojtěch; NF zesilovače – 4. díl Zesilovače Leach a jejich doplňky; BEN – technická literatura; Praha 2006; 1. vyd.; ISBN 80-7300-065-2
- [9] SELF Douglas; Audio Power Amplifier Design Handbook; Newnes – ELSEVIER; Oxford 2006; 4th edition; ISBN 0-7506-8072-5
- [10] ŠIPOVSKIJ A. N.; Jakostní nízkofrekvenční zesilovače; Státní nakladatelství technické literatury, n. p.; Praha 1955; 1. vyd; DT 621.396.645.3.029.4
- [11] ZENKL Luděk; ABC hudební nauky; Editio Bärenreiter; Praha 2003; ISBN 80-86385-21-3
- [12] SKIRROW Peter J.; Equal-loudness contours; <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Lindos1.svg>
- [13] TOSHIBA; 2SK1530; 2009-12-21; <http://www.cordellaudio.com/book/datasheets/2SK1530.pdf>
- [14] TOSHIBA; 2SC5200; 2001-11-5; <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/toshiba/3228.pdf>
- [15] WIKIPEDIA; Safe Operating Area; [https://en.wikipedia.org/wiki/Safe\\_operating\\_area#Second\\_breakdown](https://en.wikipedia.org/wiki/Safe_operating_area#Second_breakdown)
- [16] KÖPPING Dieter, et al.; Basová kytara – škola pro vyučování i samouky; Editio Supraphon; Praha 1984; 3. vydání; ISBN neuvedeno
- [17] WIKIPEDIA; Bass guitar; [https://en.wikipedia.org/wiki/Bass\\_guitar](https://en.wikipedia.org/wiki/Bass_guitar)
- [18] WIKIPEDIA; Mark Sandman; [https://en.wikipedia.org/wiki/Mark\\_Sandman](https://en.wikipedia.org/wiki/Mark_Sandman)
- [19] WIKIPEDIA; Pickup; [https://en.wikipedia.org/wiki/Pickup\\_\(music\\_technology\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Pickup_(music_technology))
- [20] WIKIPEDIA; Infrasound; <https://en.wikipedia.org/wiki/Infrasound>
- [21] Texas Instruments; AN-1850 LME49830TB Ultra-High Fidelity High Power Amplifier Reference Design; July 2008 – Revised May 2013; <http://www.ti.com/lit/an/snua058b/snua058b.pdf>
- [22] Telefunken Elektroakustik; ECC83-TK Tube Data Sheet; <http://www.telefunken-elektroakustik.com/products/tubes/black-diamond-tubes/ECC83-TK-Tube-Data-Sheet.pdf>
- [23] JONES Morgan; Building valve amplifier; Newnes – ELSEVIER; Oxford 2014; 2nd edition; ISBN 978-0-08-096638-0
- [24] TT electronics – Semelab; ALF16N20K – N-Channel Lateral Power MOSFET for Audio; <http://products.semelab-tt.com/pdf/magnatec/ALF16N16K%20ALF16N20K.pdf>
- [25] BERNERS Dave; Ask the Doctors: Tube vs. Solid-State Harmonics; <http://www.uaudio.com/webzine/2005/october/index2.html>
- [26] HAMM Russell O.; Tubes Versus Transistors – Is There an Audible Difference; <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=1980>
- [27] WIKIPEDIA; Tube Sound; [https://en.wikipedia.org/wiki/Tube\\_sound](https://en.wikipedia.org/wiki/Tube_sound)
- [28] Texas Instruments; LM49251; 2011-2013; <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm49251.pdf>
- [29] Samsontech; Hartke TX600; [http://www.samsontech.com/site\\_media/support/manuals/TX600\\_OM\\_5L\\_V2.pdf](http://www.samsontech.com/site_media/support/manuals/TX600_OM_5L_V2.pdf)

- [30] Gallien-Krueger; GK MB Fusion  
500;<https://static1.squarespace.com/static/52d881e0e4b093afad1a2ae2/t/54a30ef8e4b041b86ae8c86e/1419972344297/mbfusion-manual.pdf>
- [31] Gallien-Krueger; GK MB Fusion 550;  
<http://gallienkrueger.mivamerchant.net/wp-content/uploads/fusion550.pdf>
- [32] Mesa/Boogie; M6 Carbine;  
[http://www.mesaboogie.com/media/User%20Manuals/070398-m6Carbine\\_140313.pdf](http://www.mesaboogie.com/media/User%20Manuals/070398-m6Carbine_140313.pdf)
- [33] EBS; TD660;<http://media1.ebssweden.com/2016/05/TD660.pdf>

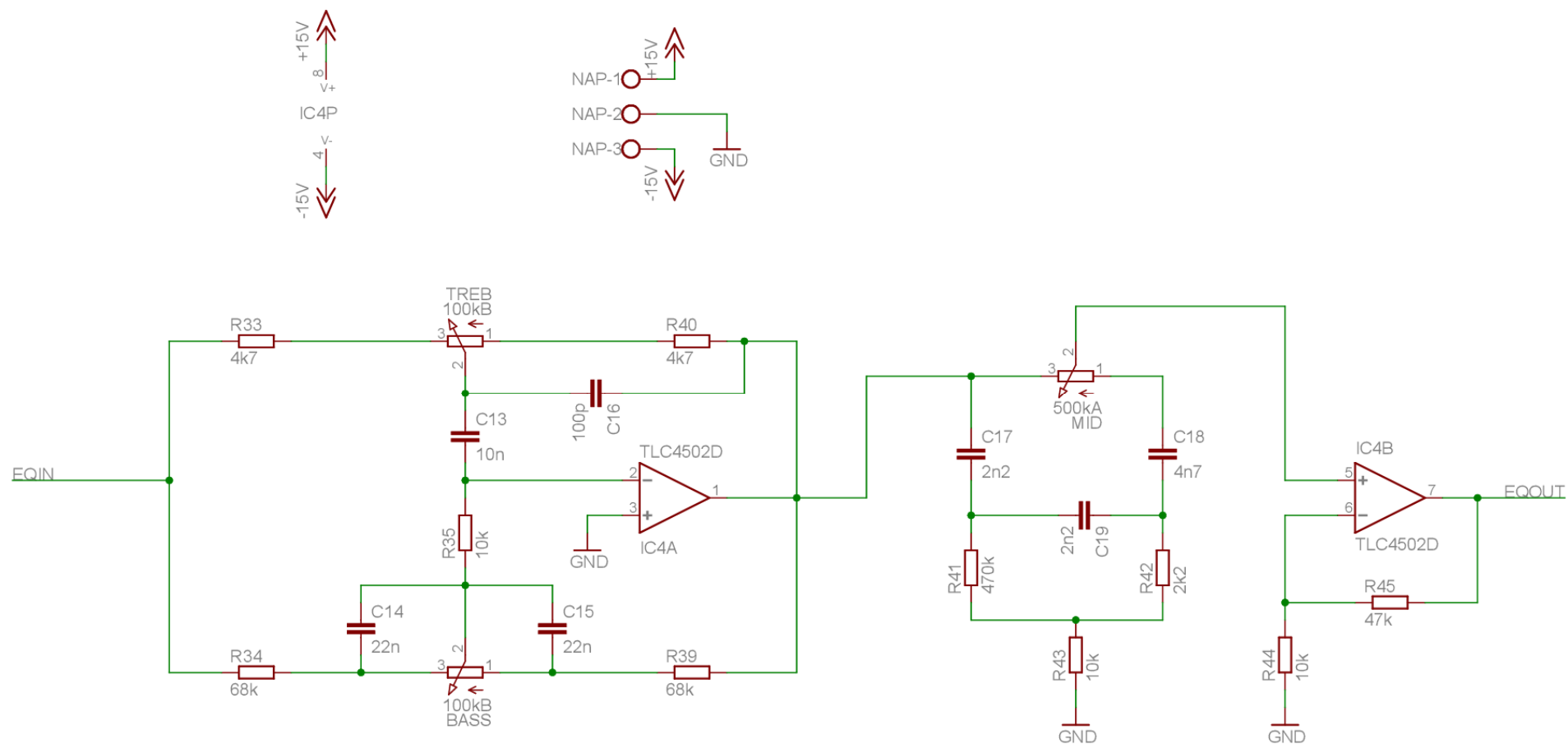
# Přílohy

## Příloha 1 Schéma kanálu 1 (1/2)

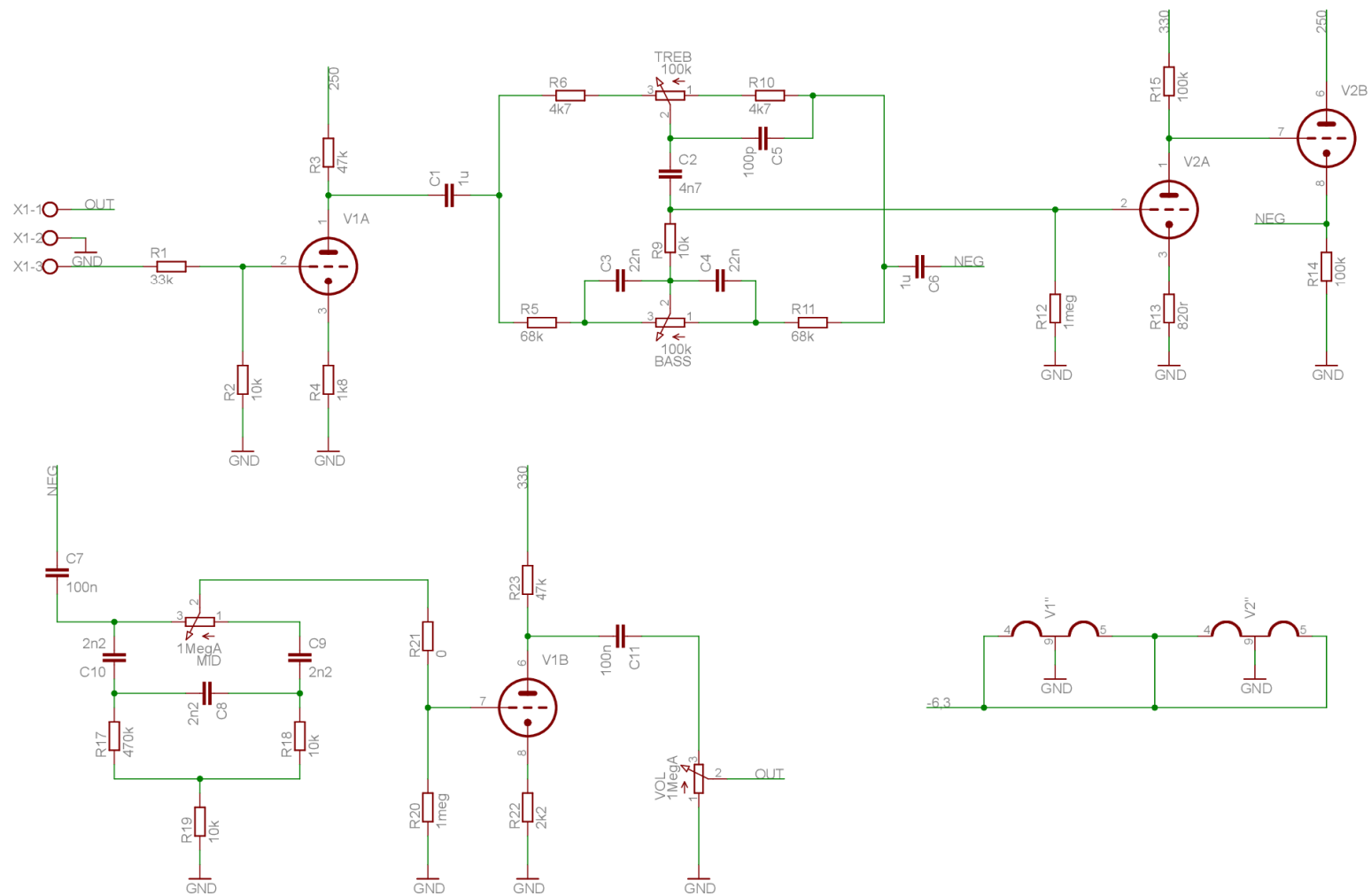




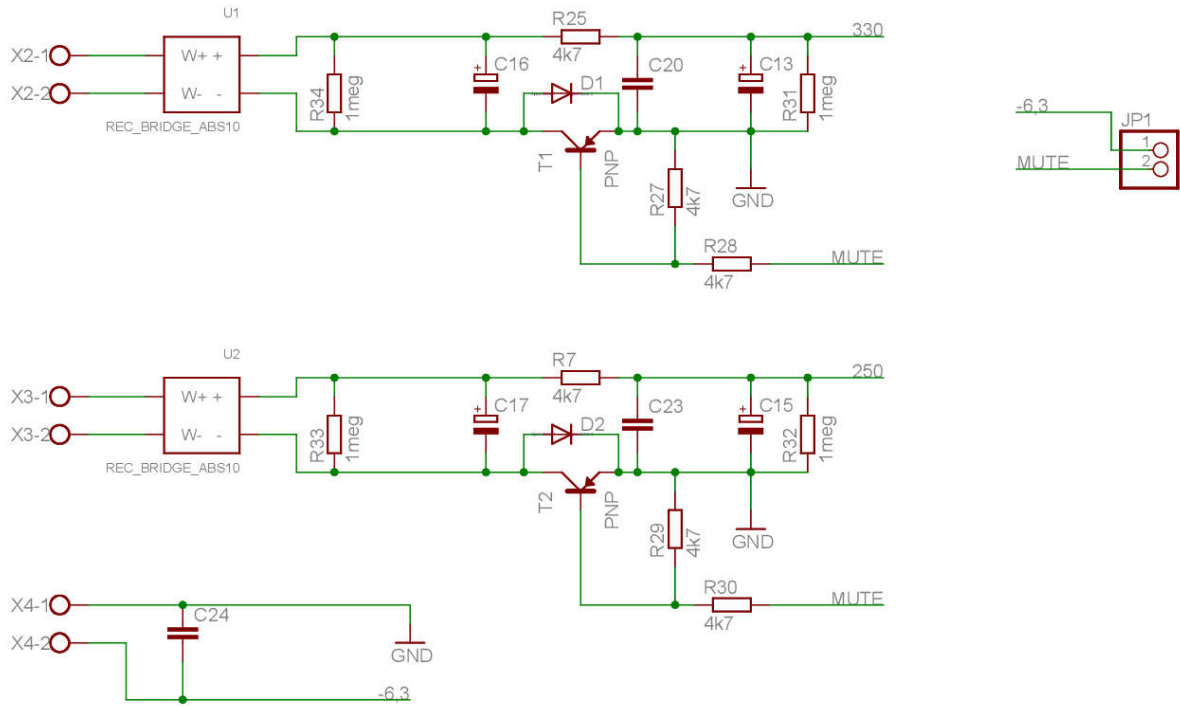
## Příloha 2 Schéma kanálu 1 (2/2)



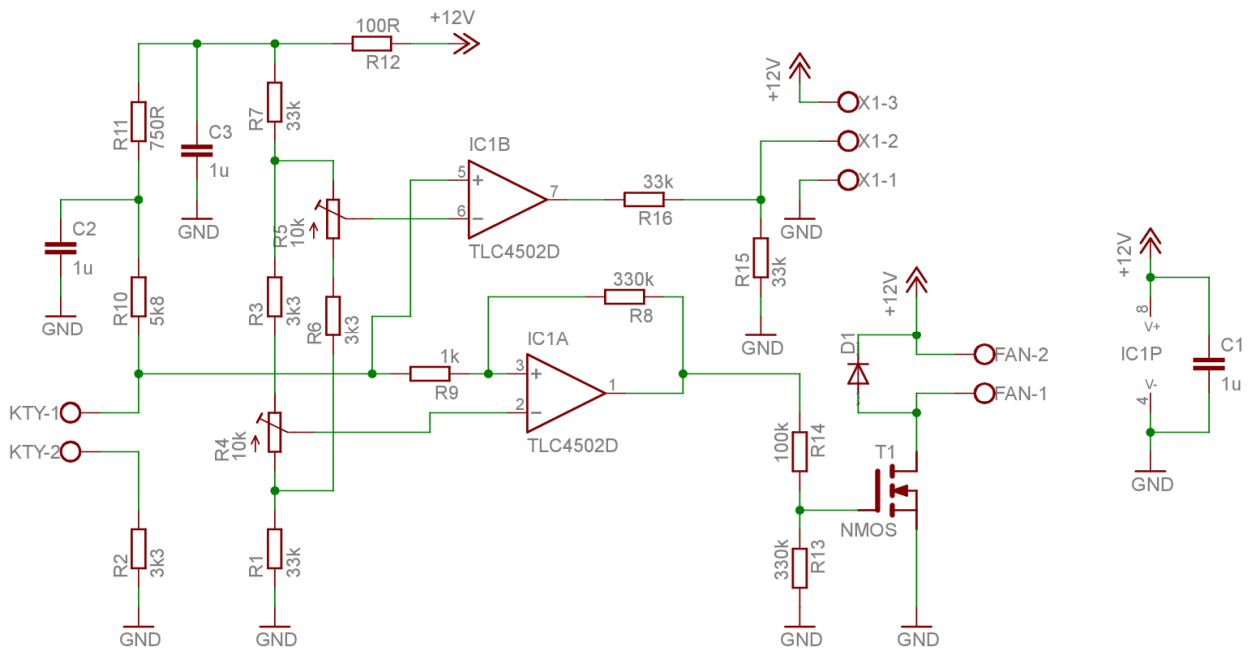
## Příloha 3 Schéma kanálu 2 (1/2)



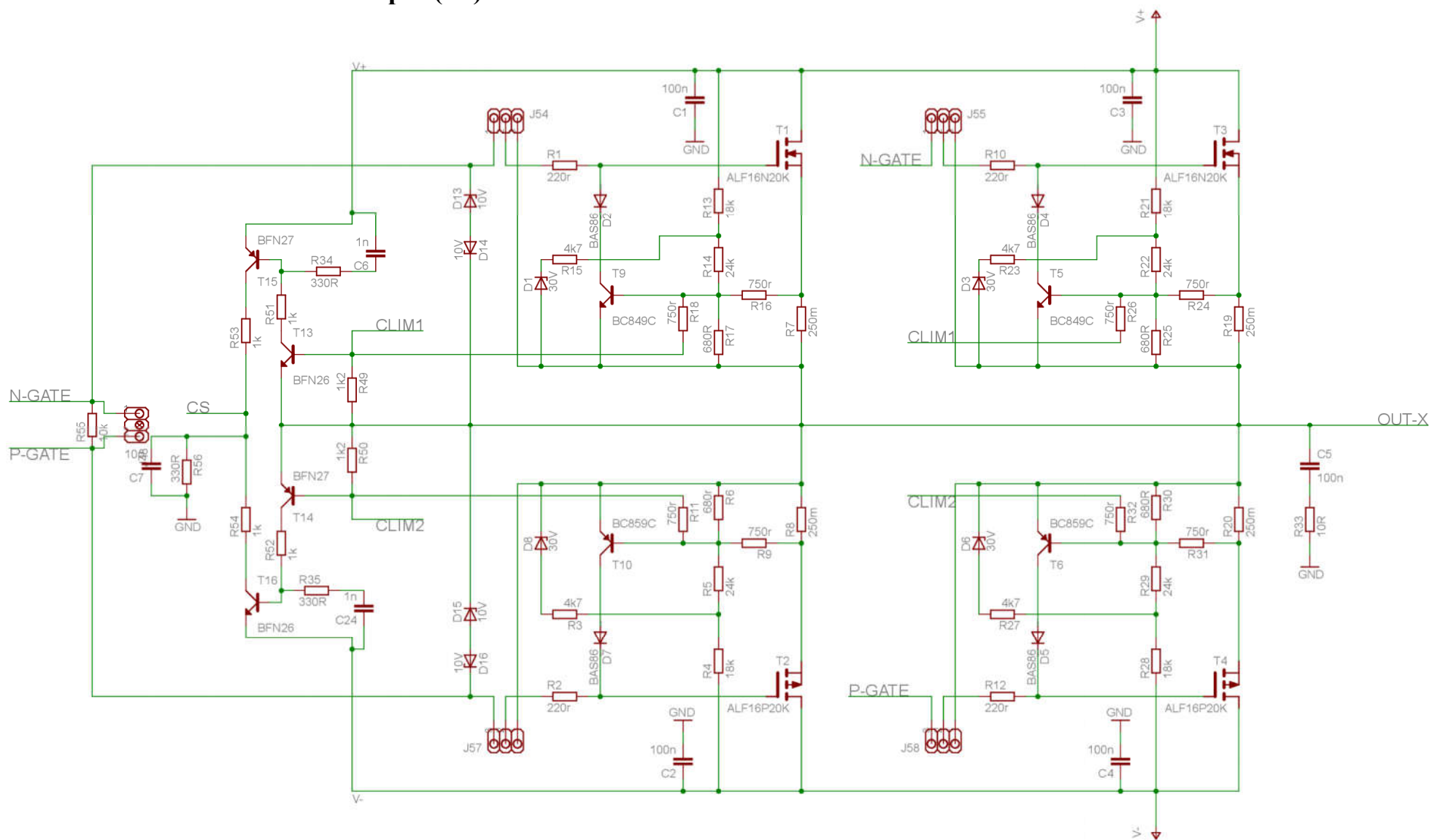
## Příloha 4 Schéma kanálu 1 (2/2)



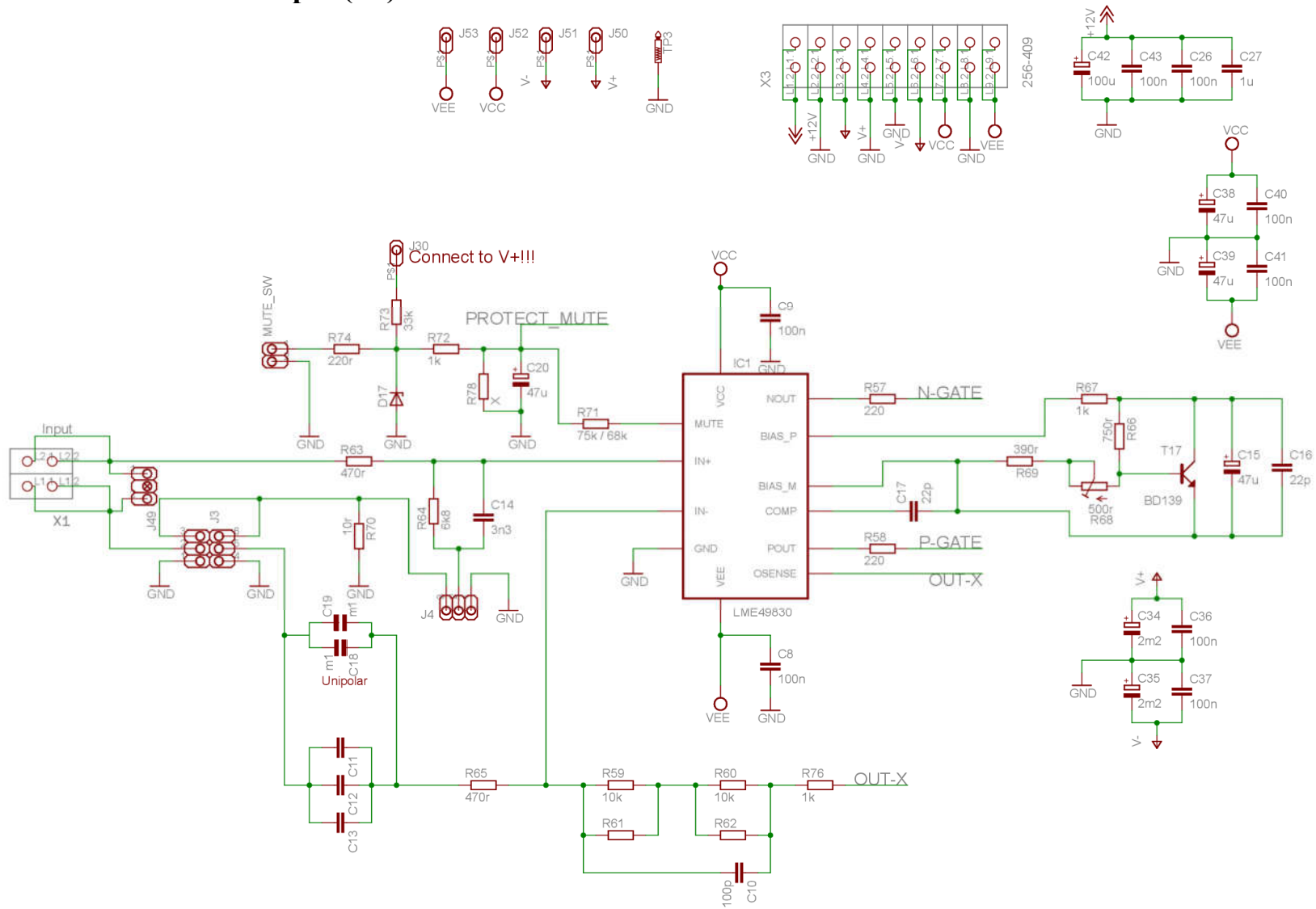
## Příloha 5 Schéma řízení ventilátoru (1/1)



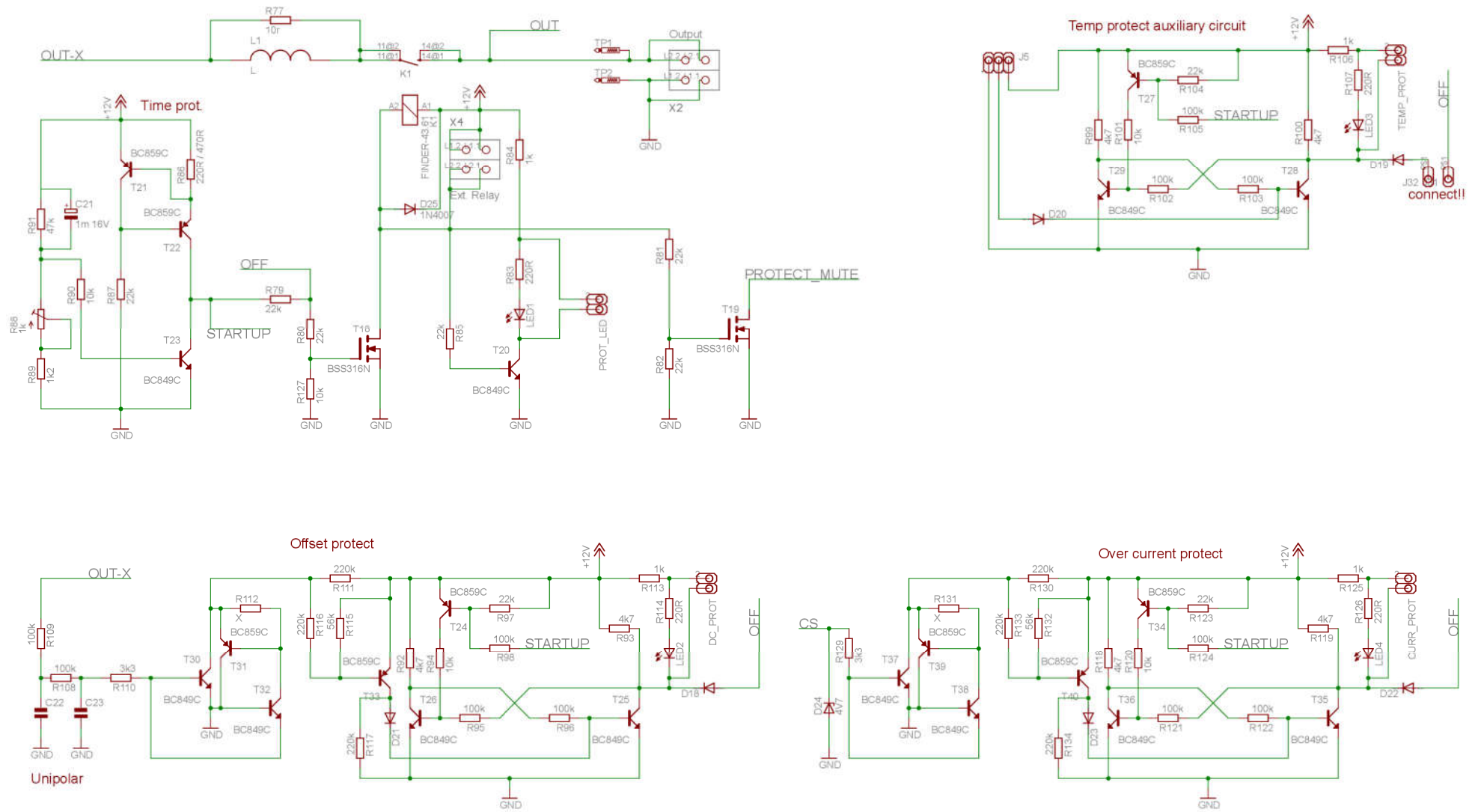
## Príloha 6 Schéma koncového stupně (1/3)



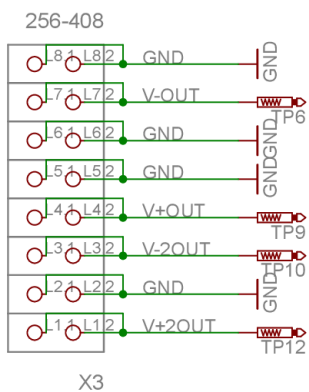
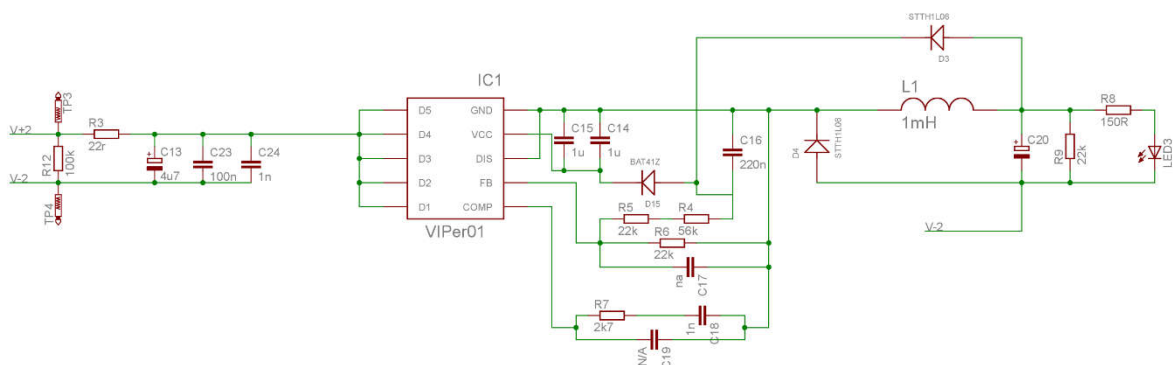
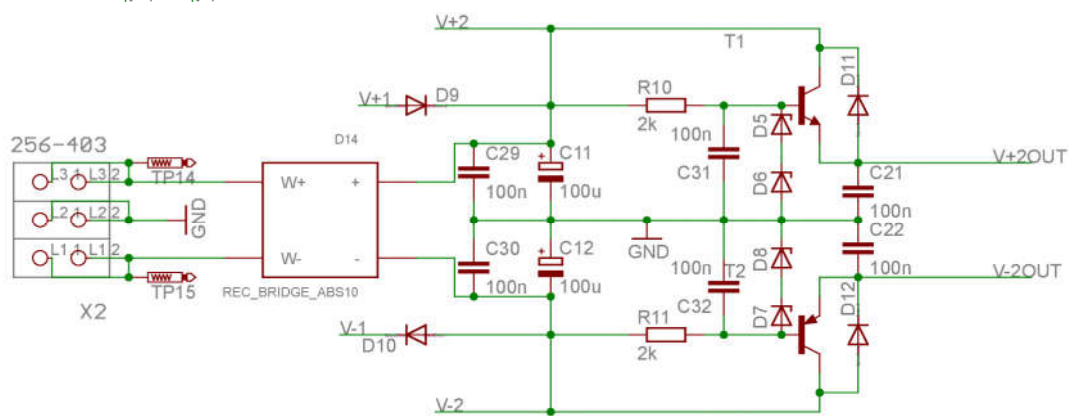
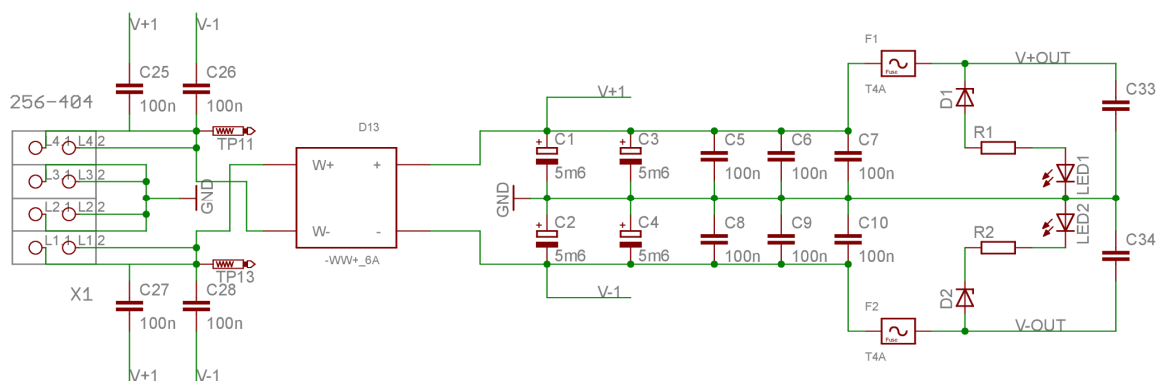
# Priloha 7 Schéma koncového stupně (2/3)



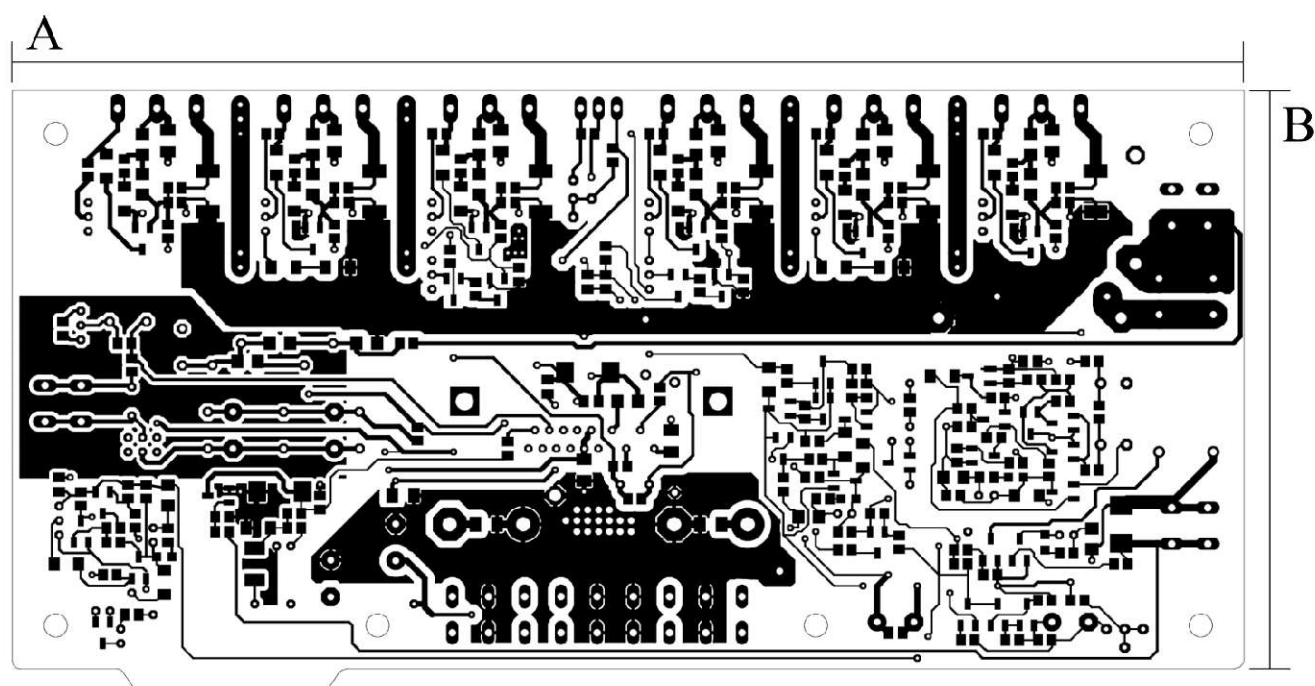
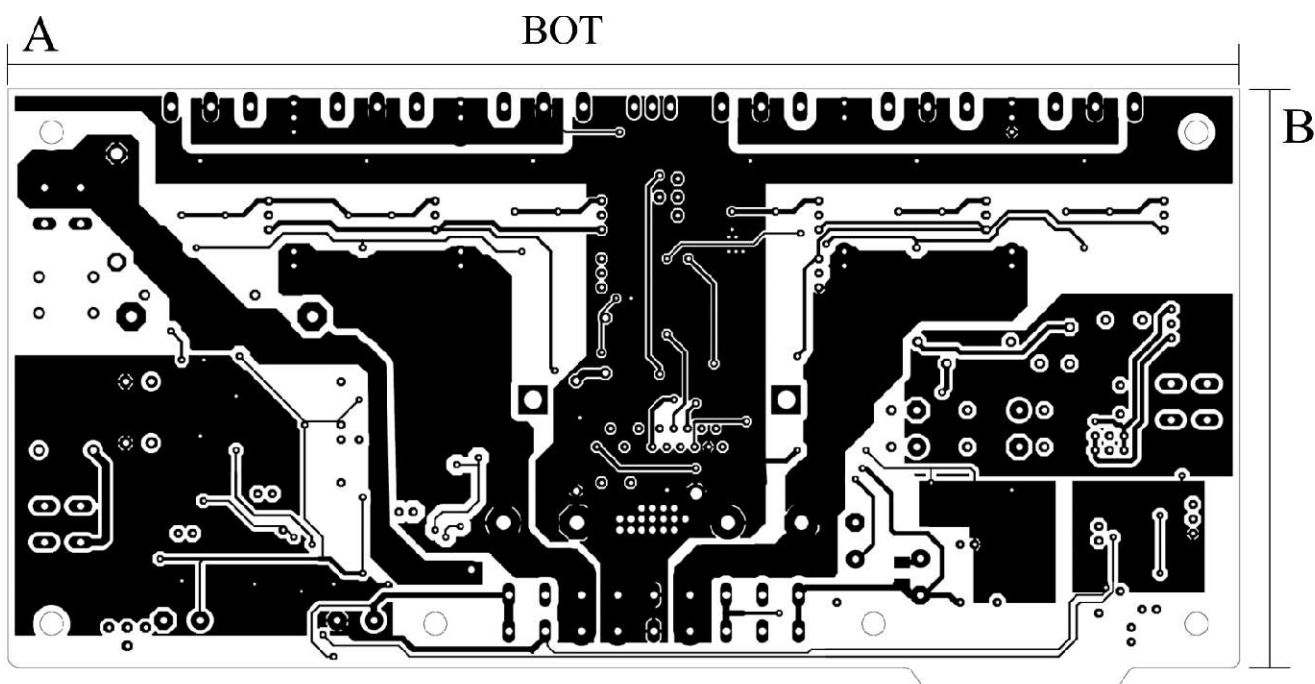
## Priloha 8 Schéma koncového stupně (3/3)



# Příloha 9 Schéma napájecího zdroje (1/1)



# Příbha 10DPS koncového stupně (1/1)



A = 170 mm  
B = 80 mm