



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH AUDIO VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE S BLUETOOTH KONEKTIVITOU

DESIGN OF AUDIO POWER AMPLIFIER WITH BLUETOOTH CONNECTIVITY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Bartoň

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

BRNO 2022

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Jan Bartoň

ID: 221048

Ročník: 3

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Návrh audio výkonového zesilovače s Bluetooth konektivitou

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncepci stereo audio výkonového zesilovače s výstupním výkonem cca 2 x 80 W, který bude doplněn aktivním korekčním předzesilovačem, informačním displejem, dálkovým ovládáním a možností připojení Bluetooth sluchátek. Vlastnosti dílčích zapojení ověřte počítačovou simulací ve vhodném simulačním programu (PSpice, MicroCap...).

Pro výkonový zesilovač navrhněte vhodnou napájecí jednotku, navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle a proveďte konstrukci zesilovače. Zesilovač oživte, proměřte jeho základní parametry a výsledky srovnajte s parametry teoreticky očekávanými i obdrženými počítačovou simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ŠTÁL, P. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D - základní principy a konstrukce. Praha: BEN - technická literatura, 2008.
- [2] DOUGLAS, D. Audio Power Amplifier Design Handbook. New York: Newnes - ELSEVIER, 2006.
- [3] PRESSMAN, A. I., BILLINGS, K., MOREY, T. Switching Power Supply Design, 3rd Ed. New York: McGraw Hill, 2009.

Termín zadání: 11.2.2022

Termín odevzdání: 1.6.2022

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

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Bakalářská práce se věnuje problematice návrhu audio zesilovače pracujícího ve třídě D o jmenovitém výkonu 2 x 80 W s Bluetooth konektivitou, ekvalizérem a stavovým displejem. Dále se pak zabývá návrhem napájecího zdroje a uživatelského rozhraní. Nejprve je rozebrána teorie týkající se audio zesilovačů, následně je podrobněji popsán princip funkce zesilovačů pracujících ve třídě D. Dále je provedena syntéza zesilovače a napájecího zdroje o požadovaných vlastnostech a správnost návrhu je ověřena pomocí simulací v programu PSpice a LTSpice. Navržená zapojení jsou poté prakticky realizována a jejich parametry jsou ověřeny měřením.

Klíčová slova

Zesilovač, audio zesilovač, třída D, Σ - Δ modulace, filtrace, ekvalizér, stabilita, zpětná vazba, simulace, spínaný zdroj, PWM, THD, DPS

Abstract

This bachelor's thesis deals with the task of designing an audio amplifier, operating in class D, with a nominal output power of 2 x 80 W with Bluetooth connectivity, supplemented by an equalizer and a state display. A power supply and a user interface are designed as well. At first, research regarding audio amplifiers is made, followed by a more thorough description of class D operating principles. Afterwards the actual synthesis of the desired amplifier is presented, followed by the power supply design procedure. The correctness of the synthesis is later verified by simulations in PSpice and LTSpice. Theoretical design is then practically built, and its parameters are confronted with expected values by measurements.

Keywords

Amplifier, audio amplifier, class D, Σ - Δ modulation, filtration, equalizer, stability, feedback, simulation, switched mode power supply, PWM, THD, PCB

Bibliografická citace

BARTOŇ, Jan. *Návrh audio výkonového zesilovače s Bluetooth konektivitou* [online]. Brno, 2022 [cit. 2021-12-28]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/135932>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Lubomír Brančík.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	<i>Jan Bartoň</i>
VUT ID studenta:	<i>221048</i>
Typ práce:	<i>Bakalářská práce</i>
Akademický rok:	<i>2021/22</i>
Téma závěrečné práce:	<i>Návrh audio výkonového zesilovače s Bluetooth konektivitou</i>

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 31. května 2022

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce a panu Ing. Jiřímu Dřínovskému, PhD. za pomoc při měření zesilovače.

V Brně dne: 31. května 2022

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	10
ÚVOD	12
1. TEORIE ZESILOVAČŮ	13
1.1 TŘÍDY ZESILOVAČŮ	14
1.1.1 Třída A	14
1.1.2 Třída B	14
1.1.3 Třída AB.....	14
1.1.4 Třída C.....	14
1.1.5 Třída D.....	15
1.1.6 Další třídy spínaných zesilovačů.....	15
2. ZESILOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D	16
2.1 PRINCIP FUNKCE ZESILOVAČE PRACUJÍCÍHO VE TŘÍDĚ D	16
2.2 VSTUPNÍ OBVODY.....	16
2.3 BLOK MODULACE SIGNÁLU	17
2.4 BLOK ŘÍZENÍ VÝSTUPNÍCH TRANZISTORŮ	20
2.5 KONCOVÉ TRANZISTORY	21
2.5.1 Zapojení do polovičního mostu	21
2.5.2 Zapojení do plného mostu	22
2.6 VÝSTUPNÍ FILTRACE.....	22
2.7 ZPĚTNÁ VAZBA	23
3. SYNTÉZA ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D	25
3.1 BLUETOOTH KONEKTIVITA	25
3.2 DÁLKOVÉ OVLÁDÁNÍ	25
3.3 NÁVRH BLOKU PŘEDZESILOVAČE.....	26
3.4 NÁVRH EKVALIZÉRU	28
3.5 NÁVRH MODULÁTORU.....	30
3.5.1 Σ - Δ modulátor	30
3.5.2 PWM modulátor.....	32
3.6 VÝBĚR KONCOVÝCH TRANZISTORŮ.....	32
3.7 NÁVRH VÝSTUPNÍHO FILTRU	34
3.8 NÁVRH ZPĚTNÉ VAZBY.....	36
3.9 ANALÝZA STABILITY ZESILOVAČE	37
4. NAPÁJECÍ ZDROJ	39
4.1 NÁVRH BLOKU SÍŤOVÉHO USMĚRŇOVAČE.....	39
4.2 NÁVRH POMOCNÉHO NAPÁJECÍHO ZDROJE	40
4.2.1 Návrh impulzního transformátoru.....	40
4.2.2 Návrh řídicí části zdroje	42
4.2.3 Návrh výstupní části a zpětné vazby.....	43
4.3 NÁVRH VÝKONOVÉHO NAPÁJECÍHO ZDROJE.....	44
4.3.1 Návrh řídicí části zdroje	44
4.3.2 Návrh impulzního transformátoru.....	45
4.3.3 Návrh zpětné vazby	45

5.	SIMULACE BLOKŮ ZESILOVAČE	47
5.1	SIMULACE PŘEDZESILOVAČE	47
5.2	SIMULACE EKVALIZÉRU	49
5.3	SIMULACE BLOKU MODULÁTORU, KONCOVÉHO STUPNĚ A ZPĚTNÉ VAZBY	51
5.4	SIMULACE VÝSTUPNÍHO FILTRU	52
5.5	SIMULACE NAPÁJECÍHO ZDROJE	55
6.	NÁVRH UŽIVATELSKÉHO ROZHRANÍ	57
6.1	OVLÁDÁNÍ ZESILOVAČE	57
6.1.1	Dálkové ovládání	58
6.1.2	Mikrokontrolér	59
6.1.3	Displej	59
6.1.4	Ekvalizér a předzesilovač	60
6.1.5	Bluetooth modul	60
6.1.6	Modulátor	61
6.1.7	Detekce vstupu	61
6.1.8	Program pro mikrokontrolér	61
7.	PRAKTICKÁ REALIZACE	62
7.1	ZESILOVAČ	62
7.2	NAPÁJECÍ ZDROJ	62
7.3	DÁLKOVÉ OVLÁDÁNÍ	62
7.4	KRABÍČKA	63
8.	MĚŘENÍ	64
8.1	MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA EKVALIZÉRU	64
8.2	VSTUPNÍ ODPOR ZESILOVAČE	66
8.3	VÝSTUPNÍ ODPOR ZESILOVAČE	66
8.4	PŘESLECHY XT	66
8.5	HARMONICKÉ ZKRESLENÍ ZESILOVAČE THD	67
8.6	ÚČINNOST ZESILOVAČE	69
8.6.1	PWM modulátor	69
8.6.2	$\Sigma\text{-}\Delta$ modulátor	69
8.7	ÚČINNOST NAPÁJECÍHO ZDROJE	70
8.7.1	Účinnost pomocného zdroje	71
8.7.2	Účinnost výkonového zdroje	71
8.8	ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍCH NAPĚTÍ NAPÁJECÍHO ZDROJE	72
8.9	FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY VÝSTUPNÍHO FILTRU	73
8.10	MODULOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA PŘEDZESILOVAČE	74
8.11	MĚŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÉ KOMPATIBILITY	75
	ZÁVĚR	77
	LITERATURA	79
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	81
	SEZNAM PŘÍLOH	83

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1: Zjednodušené zapojení PWM modulátoru	17
Obrázek 2.2: Demonstrace principu PWM modulace.....	17
Obrázek 2.3: Obrázek demonstrující výhody modulace s rozprostřeným spektrem, převzato a upraveno z [5]	18
Obrázek 2.4: Blokové schéma Δ modulátoru.....	18
Obrázek 2.5: Blokové schéma Σ - Δ modulátoru 1. řádu.....	19
Obrázek 2.6: Blokové schéma Σ - Δ modulátoru 2. řádu.....	19
Obrázek 2.7: Frekvenční spektrum Σ - Δ modulace, převzato a upraveno z [1].....	20
Obrázek 2.8: Schématické zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu	21
Obrázek 2.9: Schématické zapojení koncových tranzistorů do plného mostu	22
Obrázek 2.10: Blokové znázornění zesilovače z pohledu dopředného a zpětného přenosu	24
Obrázek 3.1: Blokové schéma navrhovaného zesilovače	25
Obrázek 3.2: Schéma zapojení předzesilovače	26
Obrázek 3.3: Schéma zapojení snímače amplitudy.....	26
Obrázek 3.4: Schéma zapojení ekvalizéru	28
Obrázek 3.5: Schéma zapojení Prescottova ztrátového syntetického induktoru	29
Obrázek 3.6: Simulace vstupní impedance Prescottova syntetického induktoru	29
Obrázek 3.7: Schéma zapojení použitého Σ - Δ modulátoru	31
Obrázek 3.8: Schéma zapojení PWM modulátoru	32
Obrázek 3.9: Schéma zapojení výstupního filtru	34
Obrázek 3.10: Schéma zapojení filtru pro analýzu	34
Obrázek 3.11: Schéma zapojení Zobelova filtru.....	36
Obrázek 3.12: Schéma zapojení zpětné vazby	36
Obrázek 3.13: Zapojení pro analýzu stability uzavřené smyčky zesilovače v prostředí programu PSpice	38
Obrázek 3.14: Výsledky simulace analýzy stability uzavřené smyčky zesilovače v prostředí programu PSpice.....	38
Obrázek 4.1: Schéma zapojení síťového usměrňovače.....	39
Obrázek 4.2: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje	40
Obrázek 4.3: Schéma zapojení lineárních regulátoru.....	43
Obrázek 4.4: Schéma zapojení výkonového spínaného zdroje	44
Obrázek 5.1: Schéma zapojení pro simulaci bloku předzesilovače	47
Obrázek 5.2: Výsledek simulace předzesilovače při krokování pozice jezdce potenciometru realizujícího funkci vyvážení kanálů pro pravý kanál (nahore) a levý kanál (dole).....	48
Obrázek 5.3: Výsledek simulace předzesilovače při krokování pozice jezdce potenciometru realizujícího funkci zesílení signálu, pro pravý kanál	49
Obrázek 5.4: Schéma zapojení pro simulaci bloku ekvalizéru	49
Obrázek 5.5: Výsledek simulace ekvalizéru při krokování pozic jezdců všech potenciometrů naráz	50
Obrázek 5.6: Schéma zapojení pro simulaci bloků modulátoru, koncového stupně a zpětné vazby	51
Obrázek 5.7: Výsledek simulace bloku modulátoru a zpětné vazby	51
Obrázek 5.8: Výsledek simulace komparátoru a koncového stupně.....	52
Obrázek 5.9: Zapojení pro simulaci bloku výstupního filtru	52
Obrázek 5.10: Výsledek simulace modulové (nahore) a fázové kmitočtové charakteristiky výstupního filtru a skupinového zpoždění (dole).....	53
Obrázek 5.11: Výsledek simulace bloku výstupního filtru v časové oblasti, připojeného ke zbytku zesilovače, při vstupním signálu o frekvenci $f_{in} = 10$ kHz.....	54
Obrázek 5.12: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje pro simulaci	55
Obrázek 5.13: Výsledek simulace průběhů napětí na výstupních větvích pomocného zdroje.....	55
Obrázek 5.14: Simulovaný průběh řídicího napětí na hradle tranzistoru M_1	56

Obrázek 5.15: Schéma zapojení jednotlivých aktivních zátěží	56
Obrázek 5.16: Simulovaný průběh výstupního napětí po zatížení aktivními zátěžemi o jmenovitých proudech	56
Obrázek 6.1: Schéma zapojení dálkového ovladače	57
Obrázek 6.2: Schéma zapojení mikrokontroléru ATmega328PB.....	59
Obrázek 6.3: Schéma zapojení OLED displeje.....	59
Obrázek 6.4: Příklad zobrazení informace na displeji	59
Obrázek 6.5: Modulové frekvenční charakteristiky předvoleb ekvalizéru	60
Obrázek 6.6: Schéma zapojení ovládání Bluetooth modulu	60
Obrázek 6.7: Princip ovládání spínací frekvence modulátoru	61
Obrázek 7.1: Schématické znázornění rozmístění jednotlivých součástí zesilovače v krabici	63
Obrázek 8.1: Měřená modulová frekvenční charakteristika ekvalizéru	65
Obrázek 8.2: Princip měření vstupního odporu zesilovače.....	66
Obrázek 8.3: Princip měření výstupního odporu zesilovače.....	66
Obrázek 8.4: Závislost harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače pro PWM a Σ - Δ modulaci	68
Obrázek 8.5: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu pro PWM a Σ - Δ modulaci	70
Obrázek 8.6: Závislost účinnosti pomocného zdroje na výstupním výkonu.....	71
Obrázek 8.7: Závislost účinnosti výkonového zdroje na výstupním výkonu.....	72
Obrázek 8.8: Závislost zvlnění výstupního napětí jednotlivých napěťových větví napájecího zdroje na zátěži	73
Obrázek 8.9: Měřená modulová a fázová frekvenční charakteristika výstupního filtru	74
Obrázek 8.10: Měřená modulová frekvenční charakteristika předzesilovače	75
Obrázek 8.11: Spektrum rušení vyzářeného do sítě, měřeného na fázové napájecí svorce zesilovače	76
Obrázek 8.12: Spektrum rušení vyzářeného do okolí zesilovače, měřeno při horizontální polarizaci měřící antény	76

SEZNAM TABULEK

Tabulka 8.1: Měřené hodnoty pro výpočet modulové přenosové charakteristiky ekvalizéru	64
Tabulka 8.2: Měřené hodnoty pro výpočet modulové přenosové charakteristiky ekvalizéru, pokračování.....	65
Tabulka 8.3: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z pravého do levého kanálu	67
Tabulka 8.4: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z pravého do levého kanálu, pokračování.....	67
Tabulka 8.5: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z levého do pravého kanálu	67
Tabulka 8.6: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z levého do pravého kanálu, pokračování.....	67
Tabulka 8.7: Měřené hodnoty pro výpočet harmonického zkreslení, pro Σ - Δ modulaci.....	68
Tabulka 8.8: Měřené hodnoty pro výpočet harmonického zkreslení, pro Σ - Δ modulaci pokračování	68
Tabulka 8.9: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro PWM modulátor	69
Tabulka 8.10: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro PWM modulátor, pokračování	69
Tabulka 8.11: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro Σ - Δ modulátor	69
Tabulka 8.12: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro Σ - Δ modulátor, pokračování.....	70
Tabulka 8.13: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti pomocného napájecího zdroje	71
Tabulka 8.14: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti výkonového napájecího zdroje	71
Tabulka 8.15: Měřené hodnoty zvlnění výstupního napětí	72
Tabulka 8.16: Měřené hodnoty pro výpočet modulové a fázové frekvenční charakteristik výstupního filtru.....	73
Tabulka 8.17: Měřené hodnoty pro výpočet modulové a fázové frekvenční charakteristik výstupního filtru, pokračování	74
Tabulka 8.18: Měřené hodnoty pro výpočet modulové frekvenční charakteristiky předzesilovače	74
Tabulka 8.19: Měřené hodnoty pro výpočet modulové frekvenční charakteristiky předzesilovače, pokračování	75

ÚVOD

Chceme-li si poslechnout audiozáznam v dostatečné kvalitě, kromě kvalitního zvukového záznamu potřebujeme nepochybně i kvalitní audio zesilovač. Existuje mnoho možností, jak takový zesilovač realizovat. Principiálně se lze vydat dvěma směry, a to buď cestou analogového, nebo spínaného zesilovače. Historicky starší analogové zesilovače, byť existují od doby, kdy se na trhu poprvé objevily elektronky, jsou v dnešní době stále hojně používány, a to zejména pro jejich velmi nízké zkreslení, a navíc v případě použití elektronek, coby zesilovacích prvků, způsobují typické zkreslení, které se subjektivně jeví příjemnějším pro poslech. S rozvojem digitální techniky se však pomalu začíná v čím dál větší měře používat zesilovačů spínaných. Oproti analogovým mají sice větší míru zkreslení, ale o to lepší účinnost, která může dosahovat i 98 %.

V dnešní době navíc panuje snaha udělat všechno co nejmenší a co nejlevnější. Z tohoto hlediska se nevyplatí konstruovat analogové zesilovače, protože mají menší účinnost, takže potřebují rozměrné a nákladné chlazení. Proti tomuto požadavku hraje snaha o co nejmenší elektromagnetické rušení, které je neodmyslitelně spjaté se spínanými zesilovači. Jako i v mnoha jiných odvětvích elektroniky je i zde výsledný způsob realizace audio zesilovače jistým kompromisem mezi těmito parametry.

Tato práce se bude věnovat návrhu audio zesilovače pracujícího ve spínané třídě D, s možným rozšířením o důmyslnější způsob řízení koncového stupně po vzoru třídy T, nebo s proměnnou velikostí napájecího napětí koncového stupně podle požadovaného výstupního výkonu, po vzoru tříd H, nebo G. Všechny získané bloky syntetizovaného zesilovače budou následně odsimulovány a bude tak ověřena jejich funkčnost.

1. TEORIE ZESILOVAČŮ

Zesilovače nacházejí uplatnění v celé řadě elektronických obvodů. Jedná se o aktivní dvojbrany, které zvětšují amplitudu proudu, napětí, nebo obecně výkonu, tekoucího do vstupní brány a přenášejí je na bránu výstupní.

Zesilovače se podle určení dělí na:

- vysokofrekvenční – pro zesílení signálů procházejících sdělovací soustavou
- přístrojové – v měřící technice
- nízkofrekvenční – pro zesílení zvukových signálů
- stejnosměrné – zesílení stacionárních signálů
- mikrovlnné – v řádech GHz

a mnohé další.

Podle použitého principu zesílení vstupního signálu dělíme zesilovače na *analogové* a *spínané*.

Zesilovače označované jako spínané využívají nějaký druh modulace signálu, před jeho samotným zesílením. Signál je zakódován do obdélníkových impulsů nabývajících pouze dvou hodnot – logická „1“, nebo „0“. Užitečný signál je poté reprezentován například střední hodnotou výsledného signálu, v případě použití PWM modulace. Jsou používány téměř výhradně v audio elektronice, a to zejména proto, že modulovaný signál má mnohem vyšší frekvenci než signál vstupní, běžně i desetinásobnou a vyšší oproti vstupnímu signálu, což zvyšuje nároky na spínání koncových výkonových tranzistorů.

Analogové zesilovače zpracovávají přímo vstupní analogový signál. Vynikají obecně nižší hodnotou harmonického zkreslení, ovšem na úkor účinnosti, vyšších konstrukčních nákladů kvůli potřebě rozměrnějšího chlazení a vyšších teplotních závislostí pracovních bodů, které je nutné ošetřovat, což komplikuje jejich syntézu.

Dalším důležitým kritériem pro popis zesilovače je linearita. Existují třídy pracující v nelineárním a lineárním režimu. Nelineární zesilovače dosahují vysokých účinností, ovšem za cenu vysokého harmonického zkreslení zesíleného signálu, používají se zpravidla tam, kde je zesilován signál, jehož spektrum obsahuje pouze první harmonickou, která je z výstupního signálu extrahována pomocí filtru typu dolní propust.

Audio zesilovače, jejichž návrhem se zabývá tato práce, jsou zesilovače, které zesilují signály, vyznačující se tím, že jsou slyšitelné pro lidskou sluchovou soustavu, tj. signály v rozsahu frekvencí mezi 16 Hz a 20 kHz. Jsou používány ve walkmanech, televizních přijímačích, Hi-Fi věžích a dalších zařízeních určených k přehrávání hudby,

1.1 Třídy zesilovačů

Zesilovače se podle polohy pracovního bodu a použité strategie zesilování dělí do několika tříd:

1.1.1 Třída A

Zesilovač pracující ve třídě A má nastavený stejnosměrný pracovní bod do středu lineární části převodní charakteristiky aktivního prvku. Dokáže s velmi malým zkreslením zesílit vstupní signály, které svojí amplitudou nepřesáhnou lineární část převodní charakteristiky. Jejich nevýhodou je stejnosměrný proud nastavující pracovní bod aktivního prvku, který prvkem prochází i v případě nulového vstupního napětí. Z toho také plyne nízká účinnost zesilovače pracujícího v této třídě, a to maximálně 50 %. [2]. Tato třída se z logiky věci nehodí pro zařízení napájená z baterie, avšak lze ji použít v zesilovačích napájených ze sítě, pro poslech hudby ve vysoké kvalitě.

1.1.2 Třída B

Tyto zesilovače mají nastavený stejnosměrný pracovní bod na začátek převodní charakteristiky aktivního prvku, což oproti třídě A zvyšuje teoretickou účinnost až na 78,5 %, avšak daní za vyšší účinnost je přechodové zkreslení signálu způsobené nelineární oblastí převodní charakteristiky aktivního prvku na jejím začátku. Pro realizaci zesilovače ve třídě B je zapotřebí použít dvou aktivních prvků, jednoho pro zesílení kladné půlvlny signálu a druhého pro zesílení záporné půlvlny signálu.

1.1.3 Třída AB

Třída AB je kompromisem mezi třídami A a B. Díky přijatelným hodnotám zkreslení i účinnosti se jedná o nejpoužívanější třídu zesilovačů v audio elektronice.

1.1.4 Třída C

Zesilovače pracující ve třídě C se řadí do skupiny nelineárních zesilovačů. Pracovní bod aktivního prvku je ve třídě C nastaven pod převodní charakteristiku aktivního prvku, což způsobí, že zesilovač pracuje méně, než 50 % doby trvání jedné periody signálu. Tato strategie umožňuje zvýšit účinnost zesilovače až na teoretickou hranici 100 %, avšak za cenu podstatného zvýšení zkreslení signálu. Tato třída se používá zejména ve výkonových vysokofrekvenčních zesilovačích v rádiové komunikaci, které bývají doplněny rezonančními LC obvody, doplňujícími chybějící části signálu, tzn. vyhlazujícími výstupní impulsy a potlačujícími harmonické zkreslení [3].

1.1.5 Třída D

Zesilovače pracující ve třídě D fungují na odlišném principu než zesilovače popsané výše. Vstupní signál je nejprve modulován do číslicové podoby např. pomocí PWM modulace a užitečná informace o vstupním signálu je poté vyjádřena například pomocí střední hodnoty modulovaného signálu¹. Po zesílení modulovaného signálu je signál rekonstruován pomocí filtru typu dolní propust. Třída D bude detailněji rozebrána v kapitole 2 této práce.

1.1.6 Další třídy spínaných zesilovačů

Kromě výše zmíněných tříd zesilovačů existují ještě další třídy, z nich vycházející, avšak v jejich konstrukcích jsou použity různé metody pro další zvýšení účinnosti a snížení harmonického zkreslení. Jedná se například o třídy G a H, vycházející ze třídy AB, které využívají variabilního nastavování napájecího napětí koncových výkonových zesilovačů, ať už skokovou změnou napájecího napětí, nebo spojitě lineárně měnitelného, pro různé výstupní výkony a dále tak zvyšují účinnost. Dále existuje třída T, jež je modifikací spínané třídy D. Přišla s ní na trh firma Tripath, která však v roce 2007 ukončila svoji činnost na trhu. Využívá inteligentnějšího způsobu řízení koncových tranzistorů. V poslední době také přibývá zesilovačů, které zpracovávají přímo digitální signál, přicházející například po audio sběrnici I2S, nepotřebují tedy již žádný modulátor vstupního signálu, výstup ze sběrnice I2S je pouze převeden vnitřní strukturou na PWM signál. Výhodou této metody je, že není potřeba převádět signál z digitální formy do analogové a následně jej znovu modulovat do číslicové formy, což má pozitivní vliv na snížení zkreslení [4].

¹ V případě použití PWM modulace, nebo Σ - Δ modulace

2. ZESILOVAČ PRACUJÍCÍ VE TŘÍDĚ D

Třída D představuje vývojově první, z tzv. spínaných tříd zesilovačů. První zesilovač pracující v této třídě byl představen kolem roku 1950, avšak tenkrát ještě nebyla polovodičová technika dostatečně rozvinuta, a proto se zesilovače v této třídě začaly konstruovat až později. Zejména nebyly k dispozici dostatečně rychlé tranzistory schopné pracovat s požadovaným výkonem [3].

2.1 Princip funkce zesilovače pracujícího ve třídě D

Vstupní signál u zesilovače pracujícího ve třídě D je nejprve modulován, např. pomocí Σ - Δ , nebo PWM modulace, což vytvoří signál o ultrazvukové frekvenci na výstupu modulátoru, který je následně přiveden do budiče koncových tranzistorů, které pracují ve spínacím režimu a je tak teoreticky možné dosáhnout téměř 100% účinnosti zesilovače, maximální dosažitelná účinnost se ovšem pohybuje kolem 95 %, vlivem neideálních vlastností spínacích prvků [1]. V koncovém stupni zesilovače se převážně používají MOSFET tranzistory, a to zejména díky jejich malému odporu v sepnutém stavu R_{DSon} . Nevýhodou je, že na výstup zesilovače je nezbytné zařadit filtr typu dolní propust, který tvoří podstatnou část konstrukčních nákladů a hmotnosti zesilovače. Modulová kmitočtová charakteristika použitého filtru musí být dostatečně strmá, aby byl schopna odfiltrovat vysokofrekvenční spínací složku výstupního signálu a nebylo tak zvyšováno zkreslení signálu. Tyto zesilovače navíc způsobují elektromagnetické rušení, které je třeba minimalizovat, a to zvláště v poslední době, kdy jsou normy pro přípustné rušení čím dál přísnější.

2.2 Vstupní obvody

Zesilovač pracující ve třídě D může na svém vstupu zpracovávat signál v digitální podobě, přicházející například z digitálního zvukového procesoru (DSP) po sběrnici I2S, takovému zesilovači se pak říká digitální. Další možností je, že na vstup zesilovače se přivede signál analogový, přicházející například z mikrofonního předzesilovače, nebo ze sluchátkového výstupu audiopřehrávače, poté se jedná o zesilovač analogový [1].

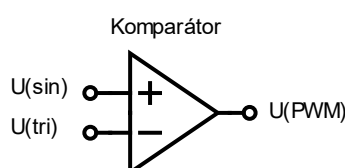
Atž je vstupní signál analogový, či digitální, je zaveden do bloku vstupního předzesilovače, který se stará o to, aby na vstupu modulátoru bylo přítomné napětí o potřebné napěťové úrovni, a nedošlo tak k přebuzení zesilovače, popřípadě může zajišťovat tvarování/rekonstrukci signálu digitálního. Dále zde bývá realizováno impedanční oddělení výkonového zesilovače od zdroje audio signálu.

Za vstupním předzesilovačem může být umístěn mezilehlý (korekční) zesilovač, jehož úkolem je korekce modulové frekvenční charakteristiky, tzv. ekvalizace, vstupního signálu. Tento blok také může být vynechán a ekvalizace může být realizována již v rámci zdroje audiosignálu.

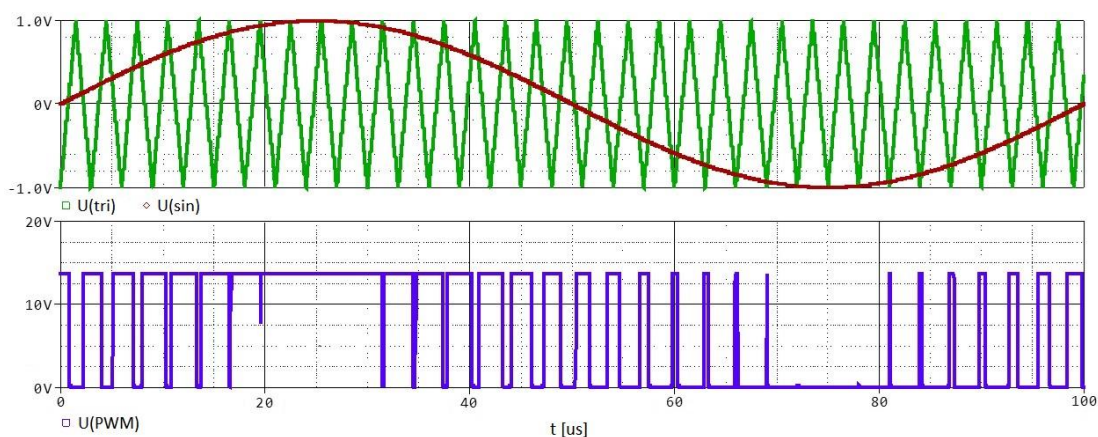
2.3 Blok modulace signálu

Za mezilehlým zesilovačem je umístěn blok modulace signálu. Jeho úkolem je převod vstupního upraveného signálu do jeho číslicové reprezentace. Existuje několik používaných modulačních technik, z nichž každá má svá pro i proti. Základními dvěma technikami jsou PWM a Σ - Δ modulace.

PWM modulace neboli česky pulsně šířková modulace, moduluje vstupní signál do obdélníkového signálu s proměnnou střídou. Vstupní signál je vyjádřen pomocí střední hodnoty modulovaného signálu, která je po koncovém zesílení rekonstruována pomocí filtru typu dolní propust, s dostatečnou strmostí modulové kmitočtové charakteristiky.



Obrázek 2.1: Zjednodušené zapojení PWM modulátoru

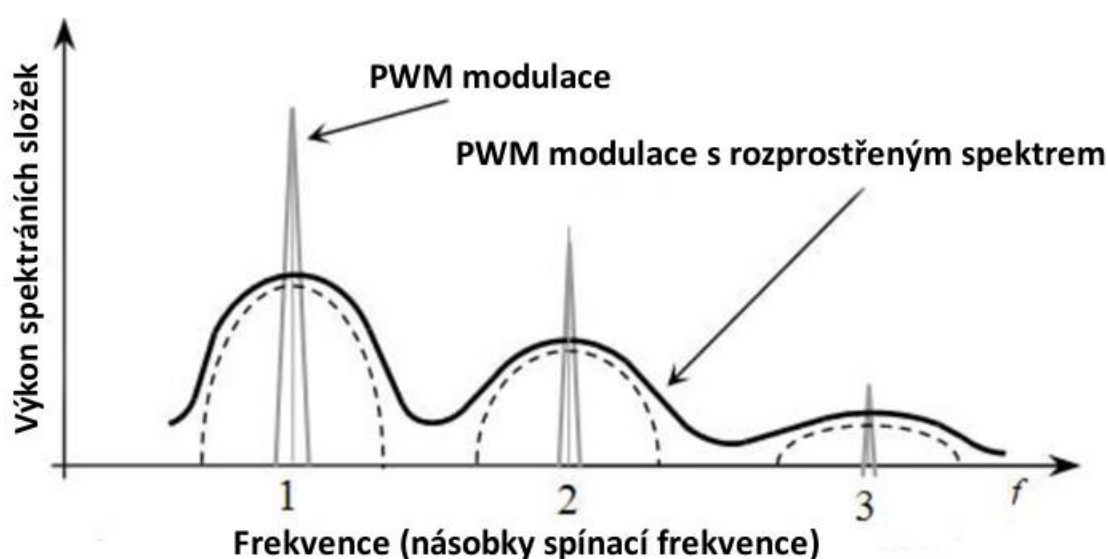


Obrázek 2.2: Demonstrace principu PWM modulace

Princip funkce PWM modulátoru ilustruje obrázek 2.2. Vstupní signál (na obrázku označený jako $U(\sin)$) je přiveden na neinvertující vstup komparátoru, který jej porovnává s pilovitým, nebo trojúhelníkovým (na obrázku označený jako $U(\text{tri})$) referenčním signálem přivedeným na invertující vstup. Je-li v daném okamžiku okamžitá hodnota napětí referenčního signálu větší než okamžitá hodnota napětí vstupního signálu, překlopí se výstup komparátoru do úrovně logická ,0', je-li menší, překlopí se do úrovně logická ,1'. Výstupní průběh je na obrázku označen jako $U(\text{PWM})$. Výhodou této techniky modulace je její relativně jednoduchá a levná realizace, avšak je potřeba zajistit dostatečně kvalitní a spektrálně čistý zdroj referenčního průběhu, o frekvenci v řádech stovek kHz až jednotek MHz, což může být problém z hlediska ceny i složitosti návrhu. Další nevýhodou je nenulový výstupní průběh komparátoru (střída 50 %) při nulové hodnotě vstupního signálu.

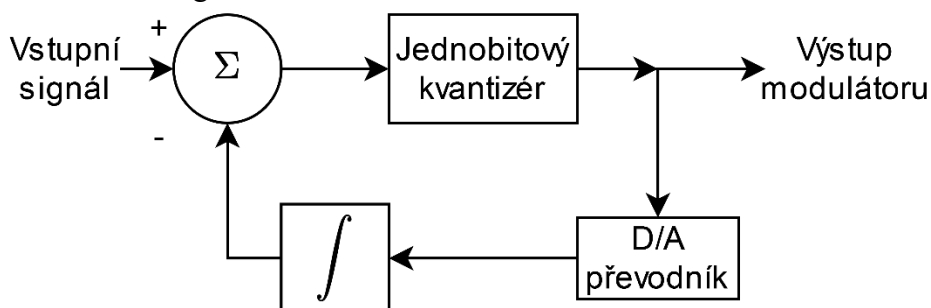
Existuje vylepšené zapojení s dvěma komparátory a NOR hradlem, které má schopnost snížit elektromagnetickou interferenci a deaktivovat výstupní tranzistory při nulovém vstupním signálu. Ke komparátoru ze základního zapojení je přidán ještě jeden, do něhož se přivádí vstupní signál posunutý o 180° , výstupy komparátorů jsou připojeny k NOR hradlu. Je-li vstupní napětí nulové, na jednom vstupu NOR hradla je vždy logická ,1‘ a na druhém logická ,0‘. Hradlo tak má na výstupu logickou ,0‘, což deaktivuje výstupní tranzistory.

Dalším možným vylepšením je modulace s rozprostřeným spektrem, kdy referenční signál nemá po celou dobu konstantní frekvenci, typicky se mění v rozsahu $\pm 10\%$. Tímto způsobem lze dosáhnout rozprostření energie z pouze násobků spínací frekvence do širších spektrálních pásů. Šíře těchto pásů se s rostoucí frekvencí zvyšuje, na úrovni MHz jsou již rušivé spektrální složky s téměř zanedbatelnou amplitudou [1].



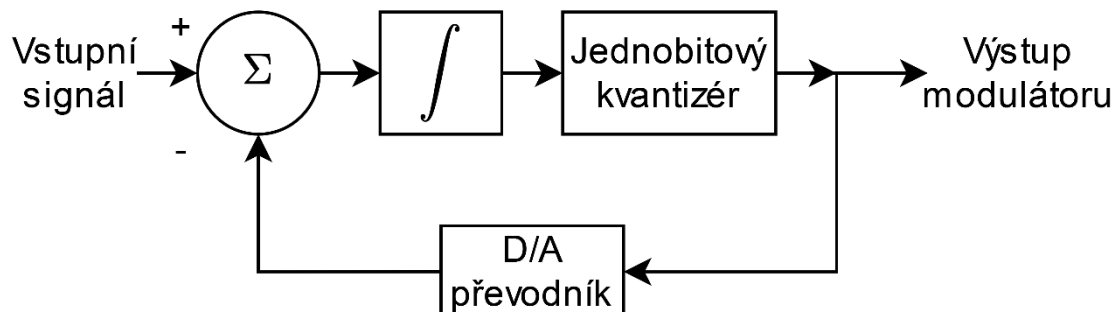
Obrázek 2.3: Obrázek demonstrující výhody modulace s rozprostřeným spektrem, převzato a upraveno z [5]

Σ - Δ modulace je návrháři zesilovačů ve třídě D nejpoužívanějším druhem modulace. Užitečný signál je, stejně jako u PWM modulace, obsažen ve střední hodnotě výstupního číslicového signálu. Jedná se o rozšíření Δ modulace.



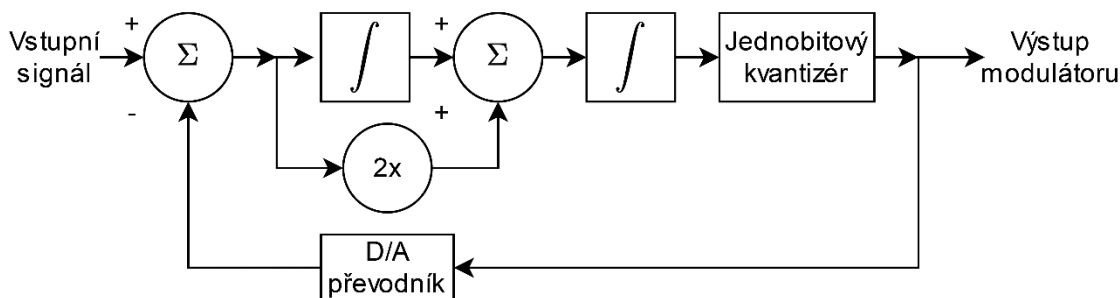
Obrázek 2.4: Blokové schéma Δ modulátoru

V Δ modulaci se počítá rozdíl mezi okamžitou a predikovanou hodnotou vstupního signálu, rozdíl je následně kódován např. pomocí klopného obvodu typu D – jedná se tedy o druh PDM², je ním řízen přepínač (1bitový kvantizér), který připojuje na vstup integrátoru jedno z referenčních napětí $\pm U_{ref}$. Tak je získána predikovaná hodnota signálu, která je odečtena od signálu vstupního.



Obrázek 2.5: Blokové schéma Σ - Δ modulátoru 1. řádu

U Σ - Δ modulace je odchylka nejprve integrována a až poté kvantována. Následně je zavedena do jednobitového D/A převodníku (spínač) a ten připojí na vstupní sumátor kladné, nebo záporné referenční napětí $\pm U_{REF}$. Pokud je okamžitá hodnota vstupního signálu větší než okamžitá střední hodnota signálu zpětné vazby, napětí na výstupu integrátoru se bude zvyšovat, až dojde k překlopení komparátoru do kladné úrovně, což způsobí nárůst střední hodnoty výstupní bitové posloupnosti. Modulátor se vždy snaží udržet na svém vstupu co nejmenší rozdíl mezi vstupním signálem a střední hodnotou výstupní bitové posloupnosti. U tohoto typu modulace funguje efekt zvaný jako „noise shaping“, neboli česky „tvarování šumu“. Tento efekt má za důsledek, že se modulátor pro šum na vstupu chová jako dolní propust prvního řádu u Σ - Δ modulátoru prvního řádu a dolní propust n-tého řádu u Σ - Δ modulátoru n-tého řádu.



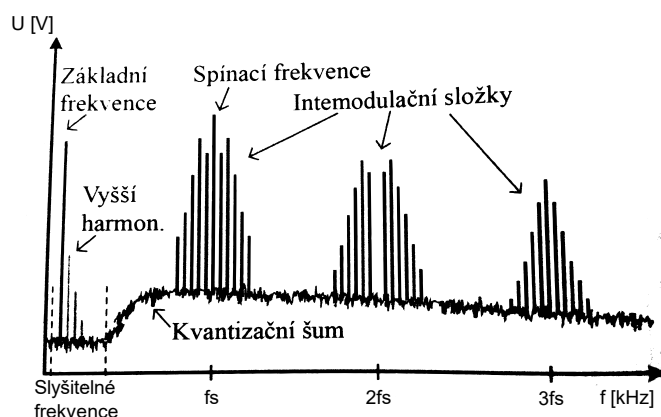
Obrázek 2.6: Blokové schéma Σ - Δ modulátoru 2. řádu

Pro správnou funkci Σ - Δ modulátoru je nutné zavedení tzv. oversamplingu, kdy signál vystoupivší z komparátoru je vzorkován s frekvencí mnohem vyšší, než je frekvence Nyquistovy meze (dvojnásobek maximální frekvence vstupního signálu). Nutné je to z toho důvodu, že při této modulaci se do výstupní bitové posloupnosti dostává kvantizační šum. Čím vyšší je frekvence vzorkování, tj. čím vyšší OSR³, tím

² Pulse Density Modulation = modulace hustotou impulzů

³ Oversampling Ratio = poměr vzorkovací frekvence ku Nyquistově frekvenci

nižší šum se do bitové posloupnosti zavede a zároveň je tím zvýrazněn efekt tvarování šumu.



Obrázek 2.7: Frekvenční spektrum Σ - Δ modulační metody, převzato a upraveno z [1]

2.4 Blok řízení výstupních tranzistorů

Za blokem modulační metody následuje blok řídicí tranzistory koncového stupně zesilovače neboli budič. Zjednodušeně řečeno se jedná o tvarovací obvod, jehož účelem je úprava výstupního číslicového signálu modulatoru do podoby, kterou lze řídit tranzistory v koncovém stupni. Na budič jsou kladeny následující požadavky:

- co nejmenší dynamický vnitřní odpor – musí být schopen dodávat dostatečný proud pro dostatečně rychlé nabití kapacit koncových tranzistorů
- jsou-li koncové tranzistory zapojeny do polovičního, nebo plného mostu, musí být budič schopen pracovat v „plovoucím“ režimu neboli spínat tranzistory, které nejsou referencovány vůči nulovému potenciálu obvodu.
- nízký klidový proud v neaktivním stavu – zvýšení účinnosti zařízení
- budič by měl být galvanicky oddělený od nízkonapěťových částí obvodu, je-li koncový stupeň napájen z vyššího napětí (zesilovače s výkonem v řádu kW)

Budič může být realizován několika, nikoliv však výhradně, následujícími způsoby:

- komplementární emitorový sledovač – tento typ budiče lze snadno sestavit z diskrétních součástek, na obrázku realizovaný pomocí dvojice komplementárních tranzistorů Q_1 a Q_2 , zapojených v zapojení se společným kolektorem, z čehož vyplývá, že neotáčí fázi vstupního signálu
- budič obvod s transformátorem – tohoto způsobu může být s výhodou využito při řízení koncových tranzistorů, které nejsou referencovány vůči nulovému potenciálu obvodu, tedy tzv. High side gate drive, rozměry transformátoru navíc díky vysoké frekvenci vstupního signálu nebudou příliš velké a získáme galvanické oddělení koncových tranzistorů od nízkonapěťové části obvodu

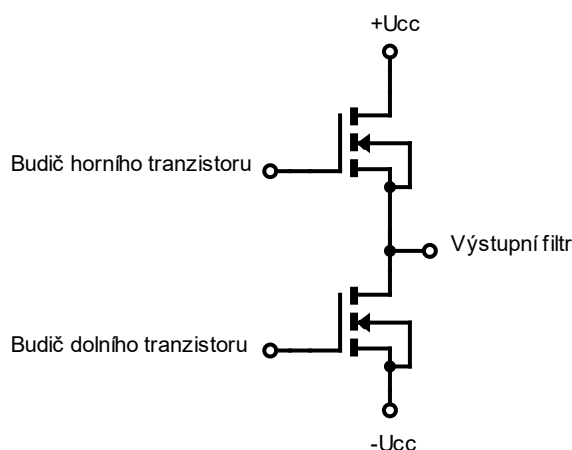
- integrovaný obvod budiče výkonových tranzistorů – jedná se o integrované obvody, které v sobě mohou kromě samotného budiče sdružovat obvody zajišťující ochranu koncových tranzistorů i samotného budiče (ochrana proti přehřátí, přepětí, podpětí, nadproudu, apod...), nábojové pumpy sloužící k získání dostatečného řídicího napětí pro hradla koncových tranzistorů, zapojení pro vkládání „dead time“ do řídicích pulzů apod.

Pro správnou činnost zesilovače je navíc nezbytné zavést, při řízení koncových tranzistorů zapojených do plného, nebo polovičního mostu, tzv. dead time, což jsou časové úseky, během nichž se čeká, než se oba tranzistory ve větvi spolehlivě uzavřou, aby při otevření prvního nebyl druhý ještě pootevřený a nedocházelo tak ke zbytečnému zahřívání, snižování účinnosti, nebo v nejhorším případě k destrukci koncového stupně.

2.5 Koncové tranzistory

Jedním z mnoha předpokladů pro správnou činnost a dosažení požadovaných vlastností zesilovače ve třídě D je výběr vhodných koncových tranzistorů. V drtivé většině případů jsou používány tranzistory typu MOSFET, a to zejména pro jejich nízký odpor kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} a fakt, že jsou řízeny ze zdroje napětí, oproti bipolárním tranzistorům, které pro svoji činnost vyžadují kontinuální napájení ze zdroje proudu do báze, i v sepnutém stavu, což zvyšuje nároky na budič. Koncové tranzistory lze zapojit buď do polovičního, nebo do plného mostu, případně lze použít pouze jeden tranzistor, ovšem toto řešení by fungovalo pouze v rozsahu kladných, nebo naopak záporných hodnot vstupního signálu a mělo by malou účinnost.

2.5.1 Zapojení do polovičního mostu

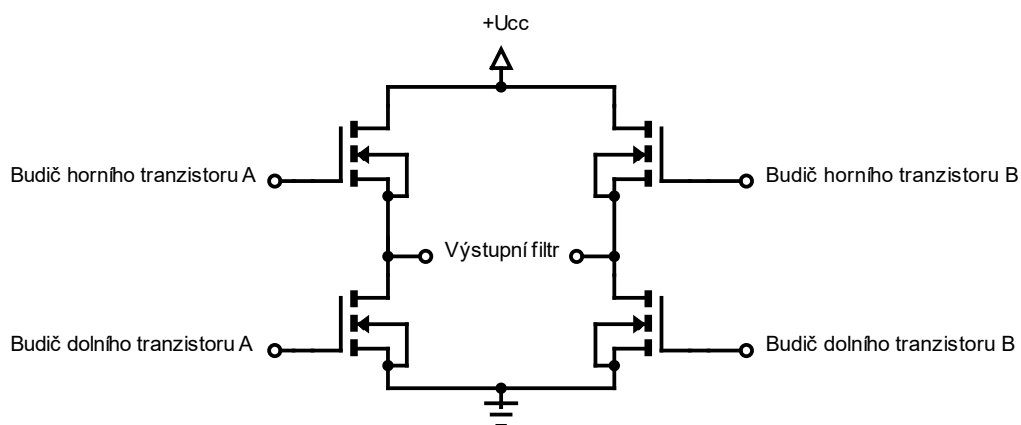


Obrázek 2.8: Schématické zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu

Zapojení tranzistorů do konfigurace polovičního mostu je demonstrováno na obr 2.8.

Obsahuje pouze dva tranzistory, což se odrazí na možnosti použití jednoduššího budiče. Výstupní napětí lze odebírat ze svorky výstup, proti potenciálu elektrické země obvodu. Je třeba zamezit tomu, aby byly sepnuty oba tranzistory zároveň – viz kapitola 2.4. Při zapojení koncových tranzistorů do této topologie je vždy nutné zavést zpětnou vazbu, z důvodu napěťové nesymetrie a nežádoucí stejnosměrné složky, které jsou přítomny ve výstupním audiosignálu a mohli by poškodit připojený reproduktor. Tyto problémy mohou být způsobeny buď napěťovou nesymetrií napájecího zdroje, nebo tím, že oba tranzistory nikdy nebudou vyrobeny dokonale identické. Další jev, ke kterému zde může dojít je tzv. „Bus pumping“, což je snaha zesilovače o rekuperaci komutačního proudu z výstupního filtru a induktivní zátěže zpět do zdroje. Tento problém lze odstranit správným dimenzováním výstupních filtračních kondenzátoru, nebo rozdělením zesilovače do dvou větví, řízených v protifázi.

2.5.2 Zapojení do plného mostu



Obrázek 2.9: Schématické zapojení koncových tranzistorů do plného mostu

Zapojení tranzistorů do konfigurace plného mostu je demonstrováno na obr 2.3. V tomto zapojení jsou použity čtyři tranzistory, což vyžaduje složitější budič. Koncový stupeň je v tomto případě napájen z unipolárního zdroje stejnosměrného napětí, což odstraní možnou napěťovou nesymetrii na výstupu. V této konfiguraci se nevyskytuje bus-pumping jev. Opět musí být zamezeno možnosti sepnutí obou tranzistorů ve větvi zároveň. Zde navíc není bezpodmínečně nutné zavést zpětnou vazbu, která se však zavádí z důvodu zvýšení věrnosti reprodukce audiosignálu.

2.6 Výstupní filtrace

Vzhledem k tomu, že užitečný audiosignál je u zesilovače ve třídě D obsažen ve střední hodnotě výstupní bitové posloupnosti, je nutné za koncovým stupněm zařadit filtr typu dolní propust, pomocí něhož je střední hodnota extrahována. Výstupní filtr u zesilovače ve třídě D představuje podstatnou část jak hmotnosti, tak i ceny zařízení. Filtr musí být správně navržen tak, aby od mezního kmitočtu potlačoval signál s dostatečnou strmostí a spolehlivě tak odstranil vysokofrekvenční spínací kmitočty z užitečného audiosignálu.

Od správně navrženého výstupního filtru se odvíjí kvalita a věrnost reprodukce audiosignálu a podstatnou měrou se podílí na elektromagnetické kompatibilitě zesilovače.

Topologie výstupního filtru se liší v závislosti na použitém zapojení koncového stupně. K filtraci audiosignálu se používá filtr s Butterworthovou, nebo Besselovou aproximací modulové frekvenční charakteristiky, a to z důvodu jejich relativně konstantní modulové kmitočtové charakteristiky do mezního kmitočtu, což způsobí jen minimální harmonické zkreslení audiosignálu. Při použití filtru s Butterworthovou aproximací získáme nejvíce „plochou“ modulovou frekvenční charakteristiku, oproti tomu při použití filtru s Besselovou aproximací, která má vlastnost konstantního skupinového zpoždění⁴, zamezíme tvarovému zkreslení signálu, neboť všechny frekvenční složky budou stejně zpožděny.

Ve speciálních případech se dá zesilovač realizovat bez výstupního filtru⁵, resp. filtr je realizován díky induktivnímu charakteru připojeného reproduktoru.

Více o návrhu výstupního filtru bude uvedeno v kapitole 3.7.

2.7 Zpětná vazba

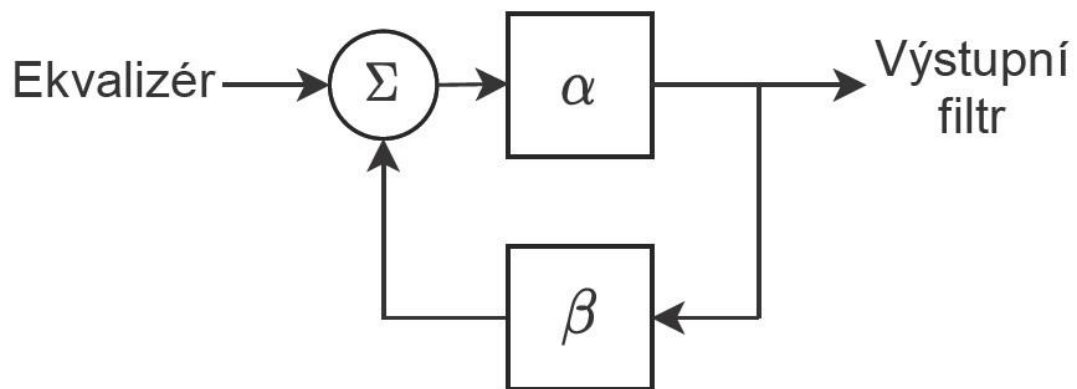
Z důvodu vylepšení reprodukčních vlastností zesilovače ve třídě D se zavádí zpětná vazba. Část signálu z výstupu zesilovače je zavedena zpět na vstup zesilovače. Může být vedena buď z místa před, nebo za výstupním filtrem. Je-li zpětná vazba vedena z uzlu před výstupní filtrací, nemá žádný vliv na harmonické zkreslení signálu vlivem výstupní filtrace. Oproti tomu zpětná vazba vedená z uzlu za výstupním filtrem pracuje s fázově posunutým signálem vůči signálu vstupnímu a hrozí proto riziko nestability, na které je třeba brát zřetel, je však schopna redukovat zkreslení signálu způsobené výstupní filtrací [2]. Zpětná vazba musí být správně navržena tak, aby byla stabilní a nedošlo tak k nežádoucímu rozkmitání obvodu. Stabilita se dá posoudit například pomocí Bodeho metody. Postup spočívá v tom, že se spočítá přenos zesilovače včetně zpětné vazby v Laplaceově doméně, vynese se modulová a fázová kmitočtová charakteristika a stabilní zpětná vazba musí splňovat dvě podmínky:

- modulová kmitočtová charakteristika musí protínat přenos 0 dB se směrnici maximálně – 40 dB/dek
- fázová kmitočtová charakteristika musí mít na kmitočtu, kdy modulová kmitočtová charakteristika protne zisk 0 dB fázovou rezervu alespoň 45° do -180° oproti počáteční fázi

Více o stabilitě zpětné vazby bude uvedeno při rozboru stability zesilovače v kapitole 3.9.

⁴ první derivace fázové kmitočtové charakteristiky, $\tau = -\frac{d\varphi}{d\omega}$

⁵ tzv. Filterless amplifier



Obrázek 2.10: Blokové znázornění zesilovače z pohledu dopředného a zpětného přenosu

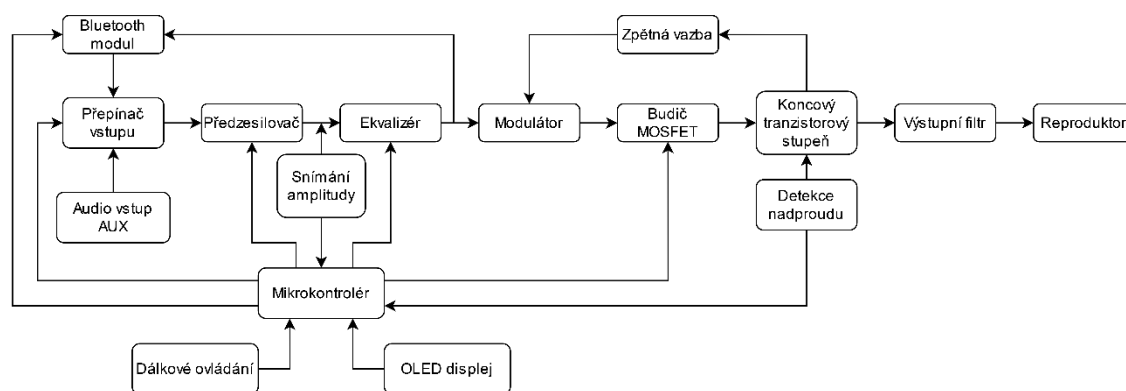
V obr 2.10 představuje blok označený jako „ α “ dopředný přenos zesilovače, tj. od vstupu až na výstup a blok označený jako „ β “ představuje přenos zpětné vazby. Zpětnovazební signál je na vstupu odečten od signálu vstupního za účelem kompenzace nelinearit zesilovače. Bloky α i β by měly být unilaterální, tj. přenášet jen ve směru nakreslených šipek.

3. SYNTÉZA ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

Zesilovač bude realizovaný z diskrétních součástek, a to zejména proto, že tato varianta umožňuje konstruktérovi maximální možnou optimalizaci vlastností zesilovače, specifický výběr realizace jednotlivých funkčních bloků, možnost experimentovat s modulačními kmitočty a typy modulace apod.

Jsou dány následující požadavky na navrhovaný zesilovač:

- výstupní výkon 2 x 80 W do výstupní impedance 8 Ω
- možnost ekvalizace, variabilní zisk zesilovače, nastavitelná spínací frekvence modulátoru
- zobrazení modulové kmitočtové charakteristiky na displeji



Obrázek 3.1: Blokové schéma navrhovaného zesilovače

3.1 Bluetooth konektivita

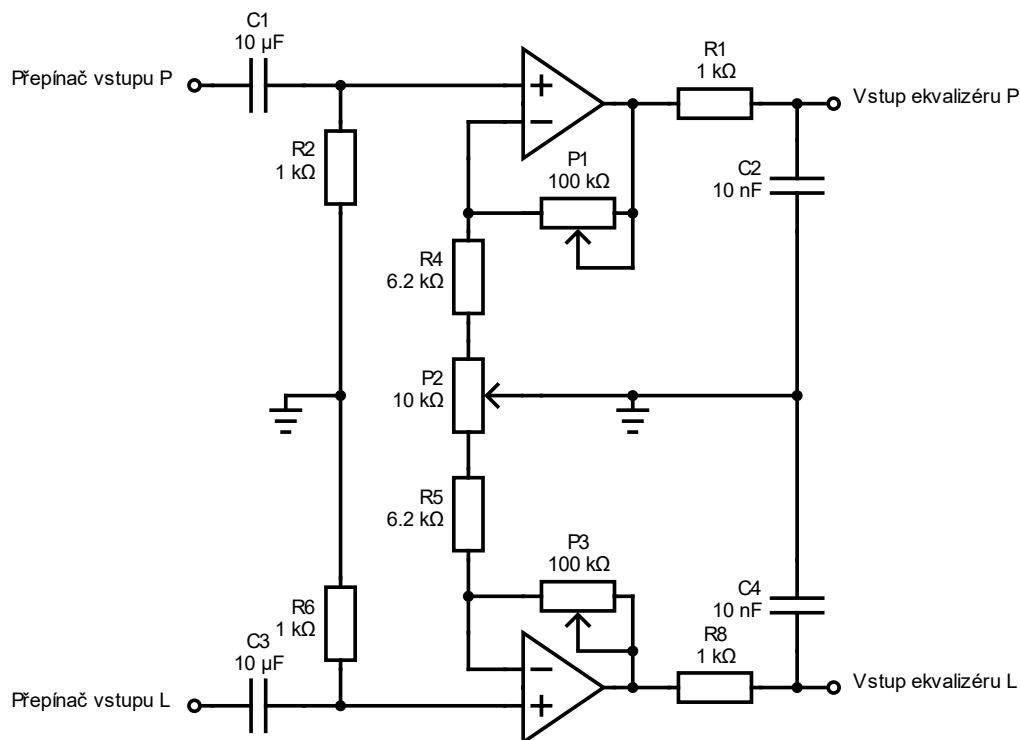
K zesilovači bude připojen Bluetooth modul BK8000L, který umožňuje komunikaci mezi zesilovačem a připojeným zařízením. Tato komunikace může probíhat v daný časový okamžik pouze jedním směrem, nicméně může probíhat buď ze zesilovače do připojeného zařízení, nebo naopak. Zesilovač tedy může pracovat ve dvou režimech. Buď se k němu připojí přehrávací zařízení a Bluetooth modul funguje jako vstup, nebo se modul připojí k externímu reproduktoru, nebo sluchátkům a modul funguje jako výstup, zesilovač vůbec není v provozu, používány jsou pouze jeho vstupní obvody. Další možností je připojit vstupní audiosignál do přídatného vstupu „AUX“, modul použít jako výstup do sluchátek a zároveň může být zesilovač v provozu a přehrávat zesílený signál na připojených reproduktorech. Více viz kapitola 6.1.5.

3.2 Dálkové ovládání

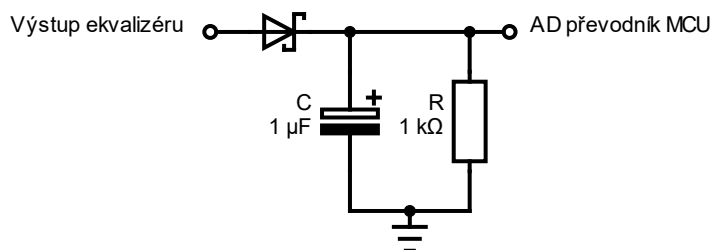
Vlastnosti zesilovače bude možné měnit pomocí dálkového ovládání. Bude možné ovlivnit hlasitost a vyvážení obou kanálů, modulovou frekvenční charakteristiku ekvalizéru pomocí přednastavených předvoleb („rock“, „pop“ atd.) a přepínání vstupu.

Přenos bude probíhat prostřednictvím infračerveného přenosu, viz kapitola 6.1.1.

3.3 Návrh bloku předzesilovače



Obrázek 3.2: Schéma zapojení předzesilovače



Obrázek 3.3: Schéma zapojení snímače amplitudy

K předzesílení vstupního audiosignálu je využito zapojení operačního zesilovače v neinvertující konfiguraci, na jehož vstupu je zařazen filtr typu horní propust prvního řádu pro oddělení stejnosměrné složky a signálů s frekvencí pod 16 Hz. Zesílení předzesilovače je nastaveno pomocí digitálního potenciometru P_1 pro pravý kanál, resp. P_3 , pro levý kanál. Zároveň je v zapojení zařazen i potenciometr P_2 , rovněž digitální, sloužící k vyvážení kanálů, natočením jeho jezdcy dojde ke zvýšení zisku jednoho kanálu a ke snížení zisku kanálu druhého. Na výstupu operačního zesilovače je navíc

zařazen filtr typu dolní propust pro potlačení ultrazvukových signálů. Digitálních potenciometrů je použito z toho důvodu, aby bylo možné jejich dělicí poměr řídit pomocí mikrokontroléru. Za předzesilovačem je zařazen snímač amplitudy, který je součástí implementace funkce, která má za úkol zajistit relativně konstantní úroveň výstupního napětí bez ohledu na měnící se velikost amplitudy vstupního signálu. Tato funkce se také označuje „kompresor“ a je vhodná tam, kde jsou přehrávány skladby, které nemusejí být zaznamenány se stejnou hlasitostí a bylo by jinak potřeba zesílení předzesilovače při přehrávání každé skladby neustále upravovat. Pokud je jezdec potenciometru P_2 nastaven do prostřední pozice, je možné nastavovat zesílení předzesilovače v rozmezí přibližně (hodnot odporů byly zvoleny podle hodnot odporů z řady E24) 0–20 dB. Zisk zesilovače pro pravý kanál lze určit ze vztahu:

$$A_u = 20 \cdot \log \left(1 + \frac{P_1}{R_4 + P_{2a}} \right) \text{ dB}, \quad (3.1)$$

kde P_1 je aktuálně nastavená hodnota odporu potenciometru P_1 a P_{2a} je aktuálně nastavený odpor mezi jezdcem potenciometru a dolní svorkou odporu R_4 . Analogicky lze postupovat i pro levý kanál.

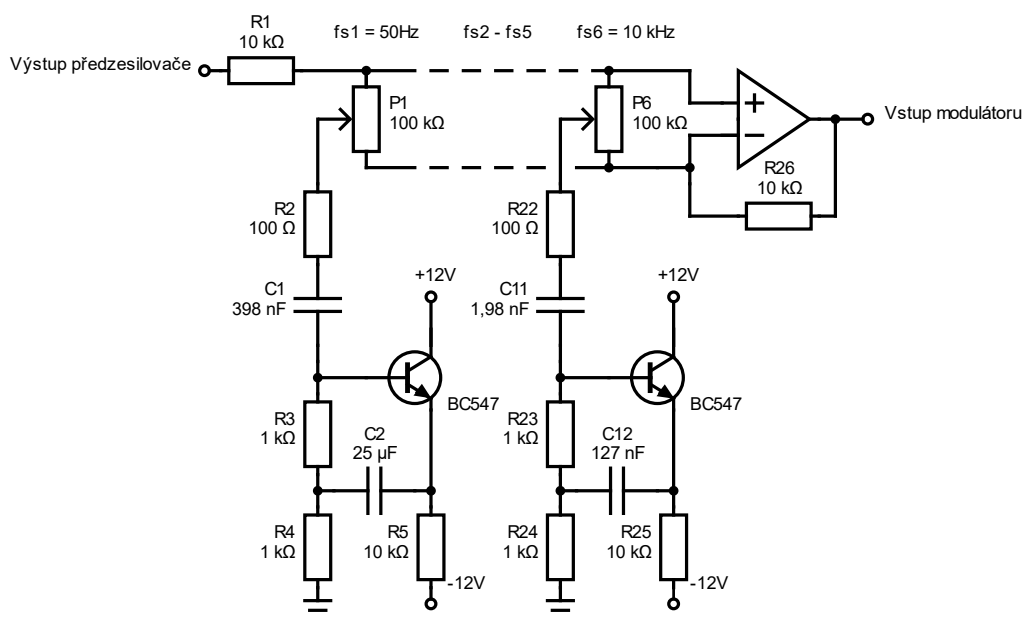
Pro pravý kanál byly zvoleny hodnoty odporů rezistorů R_1 a $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Mezní frekvence dolní propusti byla zvolena $f_d = 16 \text{ Hz}$ a mezní frekvence horní propusti byla volena $f_h = 16 \text{ kHz}$. Hodnoty kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 byly pak dopočteny ze vztahu:

$$C_{1(2)} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_{h(d)}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 16\,000(16)} = 10 \text{ }\mu\text{F}(10 \text{ nF}) \quad (3.2)$$

Analogicky byly stanoveny hodnoty kapacit kondenzátorů i pro levý kanál.

3.4 Návrh ekvalizéru

K ekvalizaci, tj. ke korekci modulové kmitočtové charakteristiky, bude využito multipásmového frekvenčního korektoru s neinvertujícím zesilovačem.

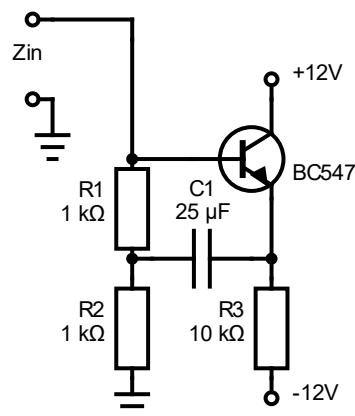


Obrázek 3.4: Schéma zapojení ekvalizéru

Schéma ekvalizéru je zobrazené na obr 3.4. Jedná se o klasické zapojení vycházející z Baxandallova frekvenčního korektoru. Protože zařízení obsahuje displej zobrazující modulovou kmitočtovou charakteristiku, je místo klasických analogových potenciometrů použito potenciometrů digitálních, aby bylo možné stupeň ekvalizace jednotlivých frekvenčních složek odečítat. Tato „semianalogová“ realizace byla vybrána z toho důvodu, že poskytuje možnost libovolné volby skladby korigovaných frekvenčních složek, kterou digitální obvody o srovnatelné ceně nemohou nabídnout. Za účelem snížení konstrukčních nákladů a složitosti výroby ekvalizéru bylo místo reálných induktorů použito zapojení Prescottova ztrátového induktoru, realizovaného z bipolárního tranzistoru, jednoho kondenzátoru a tří rezistorů, jak je patrné z obr 3.5. Vstupní impedance tohoto zapojení je rovna:

$$Z_{in} = R_1 + R_2 + s \cdot (C_1 R_1 R_2), \quad (3.3)$$

Což odpovídá sériové kombinaci odporů R_1 , R_2 a cívky o indukčnosti $L = C_1 R_1 R_2$ H.



Obrázek 3.5: Schéma zapojení Prescottova ztrátového syntetického induktoru

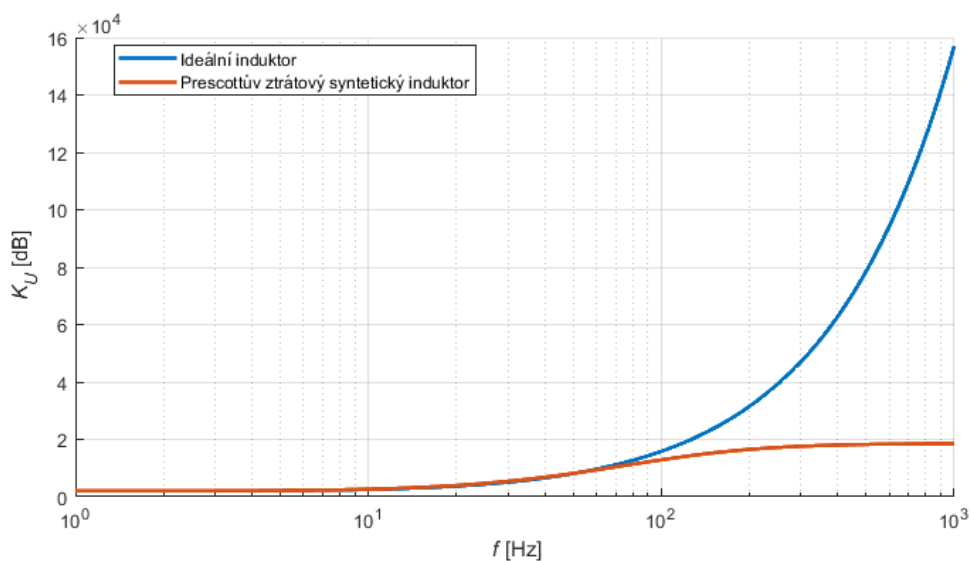
Návrh ekvalizéru byl realizován na základě volby požadovaného činitele jakosti Q a jeho střední frekvence f_s . Ekvalizér má šest pásem, se středními kmitočty $f_s = 50, 100, 500, 1000, 5\,000$ a $10\,000$ Hz. Činitel jakosti byl zvolen na 2, shodně u všech pásem, pro zajištění stejného stupně ekvalizace. Hodnota rezistoru R byla u všech pásem shodně zvolena na $R = 1\text{ k}\Omega$

Bude předveden postup návrhu pro pásmo se středním kmitočtem $f_s = 50$ Hz:

$$C_1 = \frac{1}{4R \cdot 2\pi \cdot f_{s1} \cdot Q} = \frac{1}{4 \cdot 1000 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 2} \cong 398\text{ nF}, \quad (3.4)$$

$$C_2 = \frac{4Q}{R \cdot 2\pi \cdot f_{s1}} = \frac{4 \cdot 2}{1000 \cdot 2\pi \cdot 50} \cong 25\text{ }\mu\text{F}. \quad (3.5)$$

Postup návrhu byl převzat z [6]. Hodnoty součástek zbývajících stupňů byly vypočítány analogicky.



Obrázek 3.6: Simulace vstupní impedance Prescottova syntetického induktoru

Z obr 3.6, který demonstrující rozdíl mezi vstupní impedancí Prescottova syntetického induktoru a jeho ideálním ekvivalentním zapojení pro střední frekvenci $f_s = 50$ Hz, je patrné, že obě tato zapojení se chovají stejně asi do frekvence 100 Hz, lze jej tedy, pro tuto střední frekvence, použít jako plnou náhradu induktoru.

3.5 Návrh modulátoru

3.5.1 Σ - Δ modulátor

Po vstupních úpravách je signál zaveden do bloku Σ - Δ modulátoru 2. řádu. Tento druh modulace byl vybrán, jednak pro jeho vlastnost nazývanou jako „noise-shaping“, ale především proto, že narozdíl od PWM modulace nevyžaduje přítomnost spektrálně čistého trojúhelníkového referenčního signálu. Vyžaduje pouze obdélníkový hodinový signál pro řízení klopného obvodu typu D, který lze snadno generovat dělením taktovacího signálu mikrokontroléru, a to s frekvencí v širokém rozsahu, v případě zde použitého mikrokontroléru ATmega328PB až do 16 MHz, více o mikrokontroléru bude popsáno později. Schématické zapojení modulátoru je ilustrováno na obrázku 3.7. Vstupní signál je zaveden do rozdílového zesilovače tvořeného operačním zesilovačem $IC1$, kde je odečten od zpětnovazebního signálu. Následně je signál integrován, přičten ke dvojnásobku signálu vstupního a znova integrován pomocí operačního zesilovače $IC2$. Komparátor s hysterezí tvořený komparátorem $IC3$ a rezistory $R_{7,8}$ má za úkol překloupit vstup klopného obvodu typu D do úrovně kladného napájecího napětí (+5 V), nebo do úrovně obvodové země (0 V). Klopný obvod typu D řízený taktovacím signálem z mikrokontroléru následně tento signál vzorkuje s každou náběžnou hranou taktovacího signálu. Časové konstanty integrátoru jsou určeny rezistory C_1 , R_2 a C_2 a P_1 . Byly zvoleny tak, aby integrátor stíhal napětí na výstupu dostatečně rychle akumulovat, a to tak, aby se výstup komparátoru překloupil s frekvencí alespoň dvojnásobku taktovacího signálu klopného obvodu typu D.

$$T_{int1} = \frac{1}{2 \cdot f_s} = \frac{1}{2 \cdot 10^6} = 500 \text{ ns} \quad (3.6)$$

Hodnota odporu R_2 byla zvolena na $R_2 = 100 \text{ } \Omega$, potom hodnota kapacity C_1 je rovna:

$$C_1 = \frac{T_{int1}}{R_2} = \frac{5 \cdot 10^{-7}}{100} = 5 \text{ nF} \quad (3.7)$$

Hodnoty kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 byly zvoleny totožné. Druhá časová konstanta integrátoru T_{int2} je nastavitelná pomocí trimru P.

Hystereze komparátoru je nastavena na základě rovnice (3.8) a (3.9), aby se komparátor překloupil z horní úrovně do dolní při napěťové úrovni -1 V na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače $IC3$ a z dolní do horní při napěťové úrovni +1 V.

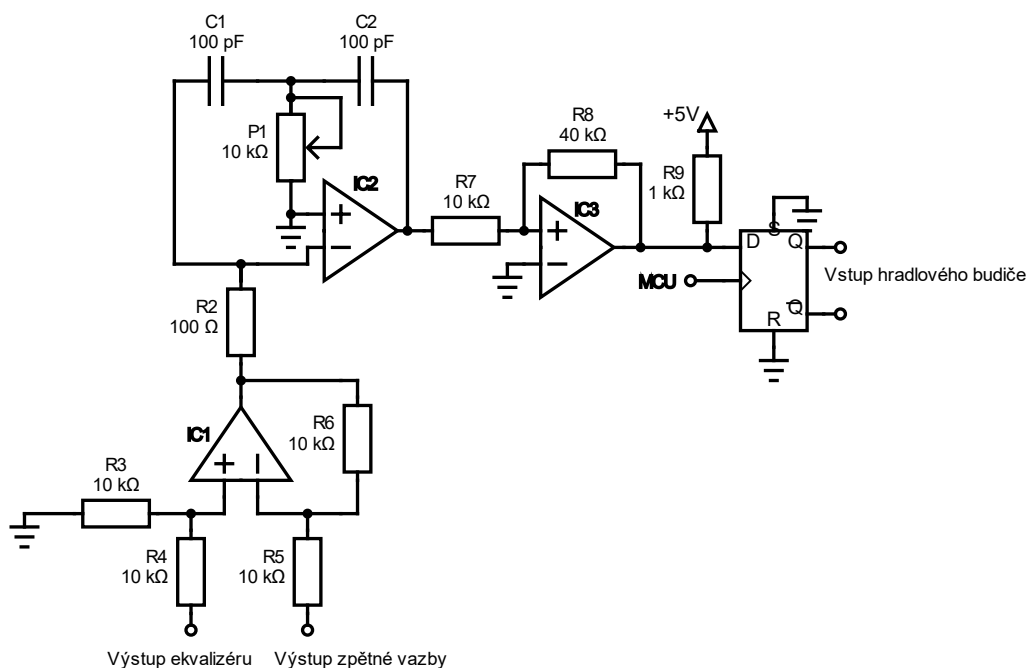
$$U_{HD} = U_{výst} \cdot \frac{R_7}{R_7 + R_8} \quad [\text{V}] \quad (3.8)$$

$$U_{DH} = -U_{výst} \cdot \frac{R_7}{R_7 + R_8} \quad [V] \quad (3.9)$$

Byla zvolena hodnota $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$ a po dosazení byla dopočítána hodnota odporu R_8 :

$$R_8 = R_7 \cdot \left(\frac{U_{výst}}{U_{HD}} - 1 \right) = 10000 \cdot \left(\frac{5}{1} - 1 \right) = 40 \text{ k}\Omega. \quad (3.10)$$

Zisk rozdílového zesilovače je nastaven pomocí dvojic rezistorů R_4 , R_3 a R_6 , R_5 . Zisk v invertující i neinvertující větvi je nastaven na 0 dB, aby zesilovač zesiloval pouze rozdílové napětí. Pro tuto aplikaci je třeba zvolit operační zesilovač s co nejmenší napěťovou nesymetrií vstupů, případně ji vhodně kompenzovat.

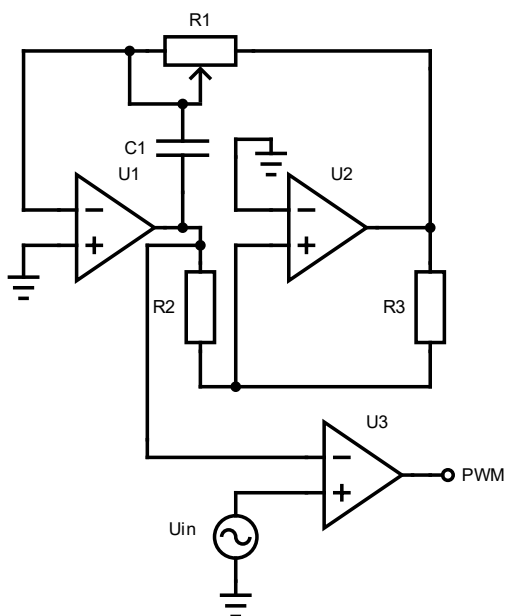


Obrázek 3.7: Schéma zapojení použitého Σ - Δ modulátoru

3.5.2 PWM modulátor

Kromě výše zmíněného Σ - Δ modulátoru bude zesilovač vybaven i klasickým PWM modulátorem, jednak pro případ nefunkčnosti Σ - Δ modul, ale hlavně pro možnost srovnání parametrů obou modulátorů. Schéma zapojení je patrné z obr. 3.8. Jedná se o komparátor, tvořený operačním zesilovačem U_2 , s bezeztrátovým integrátorem, tvořeným operačním zesilovačem U_1 , ve zpětné vazbě. Komparátor U_3 následně porovnává generovaný obdélníkový průběh se vstupním signálem a vytváří na vstupu PWM signál. Frekvenci generátoru lze nastavit pomocí trimru R_1 , v rozsahu 200 kHz – 2 MHz, dle rovnice (3.11). Bude použit dvoukanálový operační zesilovač s šířkou pásma 200 MHz, AD8058, který je pro toto použití dostatečný. Komparátor musí být použit dostatečně rychlý, aby stíhal na rychlé změny na svých vstupech reagovat. Na výstup komparátoru musí být zapojen pull-up rezistor, pro napájení kolektoru výstupního tranzistoru.

$$f_0 = \frac{R_3}{4 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot R_2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.11)$$



Obrázek 3.8: Schéma zapojení PWM modulátoru

Po dosazení do rovnice (3.11) byly získány hodnoty odporů rezistorů $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, a kapacity kondenzátoru $C_1 = 200 \text{ nF}$.

3.6 Výběr koncových tranzistorů

Bylo zvoleno zapojení koncových tranzistorů do plného mostu, protože v této konfiguraci je možné dosáhnout požadovaného výkonu při polovičním napětovém i proudovém namáhání jednotlivých tranzistorů, možnosti napájení z asymetrického zdroje, a tedy jeho snazší konstrukci, a absenci bus-pumping jevu.

Budou použity tranzistory typu MOSFET, protože mají nejmenší úbytek napětí mezi elektrodami drain a source v sepnutém stavu v porovnání s bipolárními tranzistory, nebo

tranzistory IGBT, které navíc nedokáží pracovat při tak vysokých frekvencích jako polem řízené tranzistory MOSFET a vyžadují komplexnější buzení.

Maximální napětí, kterým budou tranzistory namáhány, a tedy napětí U_{DSmin} , které musí tranzistor mezi svorkami source a drain zvládnout lze určit ze vztahu:

$$U_{DSmin} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{OUT} \cdot R_{zmax}}}{M} \cdot K = \frac{\sqrt{2 \cdot 80 \cdot 8}}{0,85} \cdot 1,1 \cong 47 \text{ V}, \quad (3.12)$$

kde M je činitel modulace a K koeficient postihující napěťové překmity způsobené parazitními prvky obvodu.

Maximální proud, kterým budou jednotlivé tranzistory protékány při minimální impedanci reproduktoru $R_{zmin} = 4 \Omega$ lze určit ze vztahu:

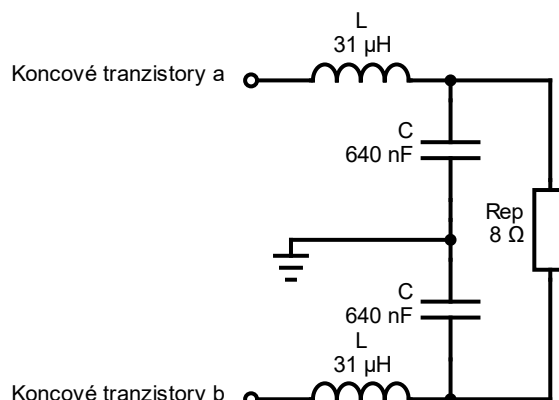
$$I_{zmax} = \sqrt{\frac{P_{OUT}}{R_{zmin}}} = \sqrt{\frac{80}{4}} \cong 4,47 \text{ A}. \quad (3.13)$$

Odpor v sepnutém stavu R_{DSon} by měl mít tranzistor co nejmenší, pro minimalizaci ztrát při sepnutí, stejně tak kapacita hradla Q_g by měla být co nejmenší, pro minimalizaci velikosti budicího proudu nutného pro dostatečně rychlé sepnutí tranzistoru. Volba obou parametrů bude kompromisem mezi cenou a kvalitou. Na základě výše zmíněných kritérií byly vybrány tranzistory RD3P050.

Tranzistory budou řízeny pomocí hradlového budiče, který musí být schopen řídit tranzistory zapojené do zvolené topologie, tj. do plného mostu. Zároveň musí do spínací bitové posloupnosti vkládat dead time, aby nedošlo k přílišnému namáhání tranzistorů a vysokému elektromagnetickému rušení, a musí být schopen spínat s dostatečnou rychlostí a být schopen dodat do hradel tranzistorů dostatečně velký proud za dostatečně krátkou dobu. Těmto požadavkům plně vyhovuje obvod MIC4606 od firmy Microchip Technology.

3.7 Návrh výstupního filtru

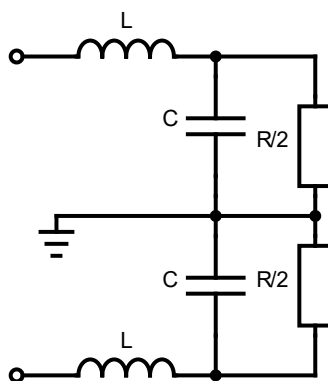
Bude použit filtr typu dolní propust druhého řádu v uspořádání patrném z obrázku.



Obrázek 3.9: Schéma zapojení výstupního filtru

Mezní frekvence filtru byla zvolena na 28 kHz, z důvodu co nejlepšího potlačení spínacích vysokofrekvenčních složek. Filtr bude navrhován s Besselovou aproximací pro její konstantní skupinové zpoždění a plochou modulovou kmitočtovou charakteristiku v propustném pásmu.

Návrh bude proveden transformací filtru do dvou identických větví s poloviční zátěží, viz [7], jak je patrné z obr. 3.10.



Obrázek 3.10: Schéma zapojení filtru pro analýzu

Lze odvodit napětový přenos jedné větve v Laplaceově doméně na:

$$K_u(s) = \frac{1}{LC} \cdot \frac{1}{s^2 + s \frac{2}{CR} + \frac{1}{LC}}. \quad (3.14)$$

Porovnáním výrazu s obecným přenosem filtru typu dolní propust 2. řádu lze získat vztahy pro výpočet mezního kmitočtu filtru f_h a činitele jakosti Q :

$$Q = \sqrt{\frac{C}{L} \cdot \frac{R}{2}}, \quad (3.15)$$

$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}. \quad (3.16)$$

Ze vztahů (3.15) a (3.16) byly vypočteny normované hodnoty kapacity c a odporu r při volbě normované indukčnosti $l = 1$ H, na $c = 15,6$ mF a $r = 9,24$, za f_h a Q byly dosazeny hodnoty odečtené z tabulek pro návrh filtru s Besselovou charakteristikou 2. řádu: $f_h = 1,2736$ Hz a $Q = 0,5773$. Dále byla vypočtena impedanční norma:

$$R_0 = \frac{R}{r} = \frac{8}{9,24} \cong 0,87. \quad (3.17)$$

Následně byly dopočítány skutečné hodnoty indukčnosti L a kapacity C :

$$L = \frac{l \cdot R_0}{f_h} = \frac{1 \cdot 0,87}{28 \cdot 10^3} \cong 31 \mu\text{H}, \quad (3.18)$$

$$C = \frac{c}{R_0 \cdot f_h} = \frac{0,0156}{0,87 \cdot 28 \cdot 10^3} = 640 \text{ nF}. \quad (3.19)$$

V dalším kroku bylo nutné vybrat pro cívku vhodné jádro. Bylo voleno z katalogu firmy Magnetics Inc. Jádro bylo vybráno na základě součinu indukčnosti filtrační cívky L a kvadrátu maximálního proudu protékajícího filtrační cívkou I_{LMAX} :

$$L \cdot I_{Lmax} = 31 \cdot 10^{-6} \text{ nH} \cdot \text{A}^2. \quad (3.20)$$

Této hodnotě vyhovuje jádro „Kool Mμ 77120“. Dále byl určen potřebný počet závitů:

$$N_z = \sqrt{\frac{L \cdot l_s}{\mu_0 \cdot \mu_{tor} \cdot S_j \cdot 0,82}} = \sqrt{\frac{31 \cdot 10^{-6} \cdot 0,0411}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 125 \cdot 1,92 \cdot 10^{-5} \cdot 0,82}} \cong 23 \text{ z}, \quad (3.21)$$

kde μ_0 je permeability vakua, μ_{tor} je relativní permeability zvoleného jádra, násobená koeficientem 0,82, který vyjadřuje pokles permeability při jmenovitém spínacím kmitočtu zesilovače, S_j je průřez jádra a l_s je střední délka magnetické indukční siločáry.

Při tomto počtu závitů bude jádro syceno maximální hodnotou magnetické indukce:

$$B_{max} = \frac{L \cdot I_{max}}{N_z \cdot S_j} = \frac{4,47 \cdot 3,1 \cdot 10^{-5}}{21 \cdot 1,92 \cdot 10^{-5}} \cong 0,34 \text{ T}, \quad (3.22)$$

což je podstatně méně, než je hodnota maximálního sycení vybraného jádra ($B_{max} = 0,75$ T). Nakonec byl vybrán typ vodiče, ze kterého bude cívka navinuta. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci je nutné použít, kvůli výraznému vlivu povrchového jevu a jevu blízkosti, buď svazkového vodiče (Litz wire), nebo více jednotlivých vodičů o menším průměru řazených paralelně. Celkový průřez lze přibližně určit ze vztahu:

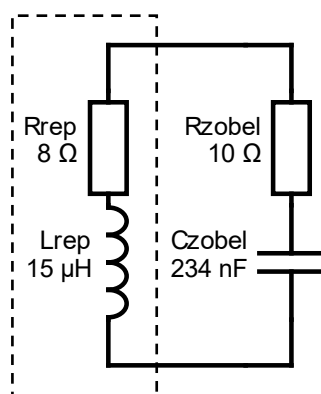
$$S_{vod} = \frac{I_{Lmax}}{J} = \frac{4,47}{6} \cong 0,795 \text{ mm}^2, \quad (3.23)$$

kde J je proudová hustota, pohybující se v rozmezí od 1, až do 8 A/mm² [8], podle velikosti jádra cívky, zde je uvažována proudová hustota $J = 6$ A/mm².

Filtrační kondenzátor byl vybrán fóliový s elektrodami z tenkých kovových fólií, protože má nízký ztrátový činitel $\tan \delta$, schopnost pracovat s velmi rychlými změnami napětí, vysoký vlastní rezonanční kmitočet, nízké hodnoty ekvivalentního sériového

odporu a indukčnosti ESR a ESL (minimálně snižuje činitel jakosti filtru a téměř nezpůsobuje rušení) a malý pokles kapacity s pracovní frekvencí.

Paralelně se zátěží bude navíc umístěn Zobelův filtr (na obr 3.11 tvořený prvky R_{zobel} a C_{zobel}), sloužící ke tlumení napěťových překmitů při odpojené zátěži a snížení impedance připojeného reproduktoru (na obr 3.11 nahrazený ekvivalentním zapojením z prvků R_{rep} a L_{rep} , ohraničených přerušovanou čarou), což má za následek možnost dodání vyššího výkonu do nižší zátěže při zachování konstantní amplitudy napětí na výstupu zesilovače.



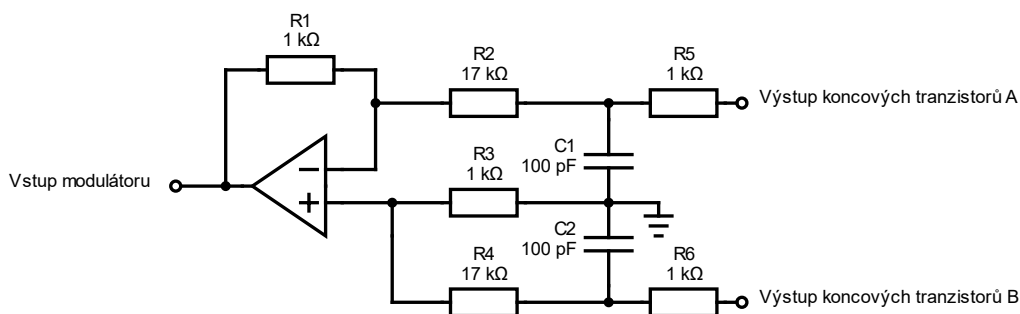
Obrázek 3.11: Schéma zapojení Zobelova filtru

Indukčnost reproduktoru bude uvažována $L_{rep} = 15 \mu\text{H}$ a jeho odpor $R_{rep} = 8 \Omega$:

$$R_{zobel} = 1,25 \cdot R_{rep} = 1,25 \cdot 8 = 10 \Omega, \quad (3.24)$$

$$C_{zobel} = \frac{L_{rep}}{R_{rep}^2} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{8^2} \cong 234 \text{ nF}. \quad (3.25)$$

3.8 Návrh zpětné vazby



Obrázek 3.12: Schéma zapojení zpětné vazby

Zpětná vazba se skládá ze vstupního filtru, který do přenosu zpětné vazby vkládá pól přenosu a operačního zesilovače zapojeného jako rozdílový zesilovač, jak je patrné

z obr 3.12. Signál zpětné vazby je následně odečten od vstupního signálu v bloku modulátoru. Zisk zpětné vazby by měl být roven převrácené hodnotě zisku otevřené smyčky zesilovače, aby výsledný přenos uzavřené smyčky byl 0 dB a zesilovač se nerozkmital a nedostal tak trvale do saturace. Zisk rozdílového zesilovače je nastaven pomocí rezistorů $R_1 - R_4$, hodnoty odporů rezistorů R_1, R_3 a R_2, R_4 by měly být co nejvíce shodné. Totéž platí i pro rezistory R_5, R_6 a kondenzátory C_1, C_2 . Vyhovět tomuto požadavku je nezbytné pro maximální potlačení rušení.

Pól přenosu vstupního filtru je nastaven pomocí integračního článku tvořeného rezistory R_5, R_6 a kondenzátory C_1 a C_2 . Jeho časová konstanta je nastavena tak, aby bez většího útlumu integroval zesílenou bitovou posloupnost o dané spínací frekvenci a zároveň aby byla splněna podmínka stability – bude řešeno dále.

3.9 Analýza stability zesilovače

Pro analýzu stability navrhovaného zesilovače je nutné znát přenosy jednotlivých bloků v Laplaceově doméně. Níže uvedené vztahy byly odvozeny pomocí programu SNAP. V rámci analýzy stability zesilovače je třeba uvažovat blok modulátoru, hradlového budiče MOSFET tranzistorů, koncových tranzistorů a zpětné vazby.

Přenos bloku modulátoru je v Laplaceově doméně vyjádřen následujícím vztahem:

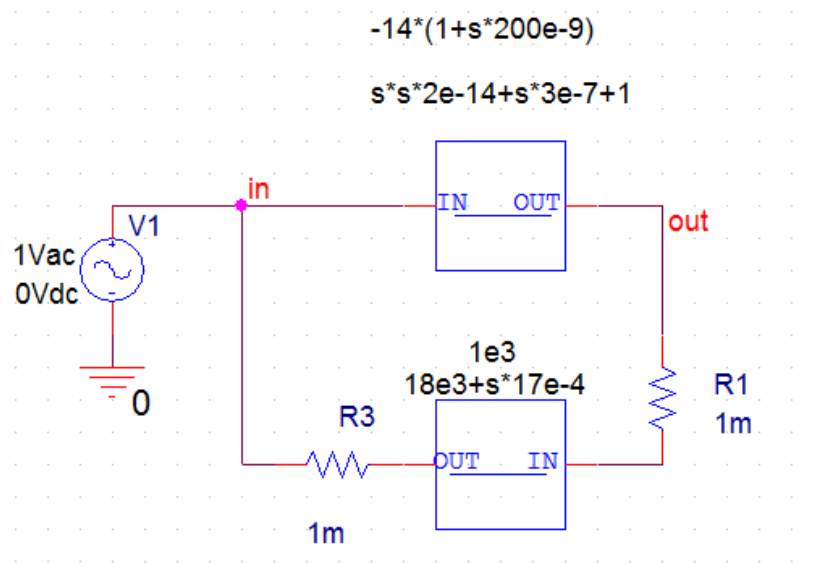
$$K_{U_{mod}}(s) = -\frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{s \cdot C_1 R_1 R_1 C_2 + 1}{2 \cdot s^2 \cdot R_1 R_2 C_1 C_2 + s \cdot (C_1 R_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2) + 1}. \quad (3.26)$$

Přenos blok hradlového budiče a bloku koncových tranzistorů lze zjednodušeně vyjádřit pouze konstantou vyjadřující napěťové zesílení stupňů. V případě této práce má tato konstanta hodnotu $A = 14$.

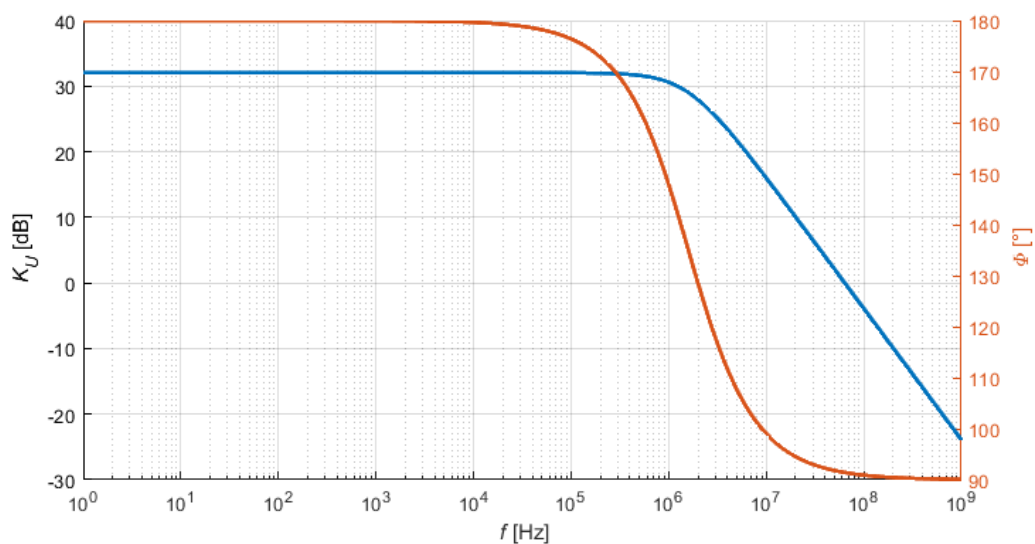
Poslední přenosovou funkcí, kterou je nutné znát pro stanovení stability zesilovače je přenosová funkce bloku zpětné vazby, vyjádřená následujícím vztahem:

$$K_{U_{zv}}(s) = \frac{R_2}{R_5 + R_2 + s \cdot R_5 R_2 C_1}. \quad (3.27)$$

Výše uvedené přenosové funkce byly zadány do bloků „LAPLACE“ v prostředí programu PSpice, byly dosazeny konkrétní hodnoty součástek a jednotlivé bloky byly propojeny, jak je patrné z obr 3.13.



Obrázek 3.13: Zapojení pro analýzu stability uzavřené smyčky zesilovače v prostředí programu PSpice



Obrázek 3.14: Výsledky simulace analýzy stability uzavřené smyčky zesilovače v prostředí programu PSpice

Z výsledků simulace je patrné, že uzavřená smyčka zesilovače je stabilní, splňuje amplitudovou podmínku (přenosem 0 dB prochází se směrnici -20 dB/dek) a s rezervou (přibližně 90°) i podmínku fázovou Bodeho kritéria.

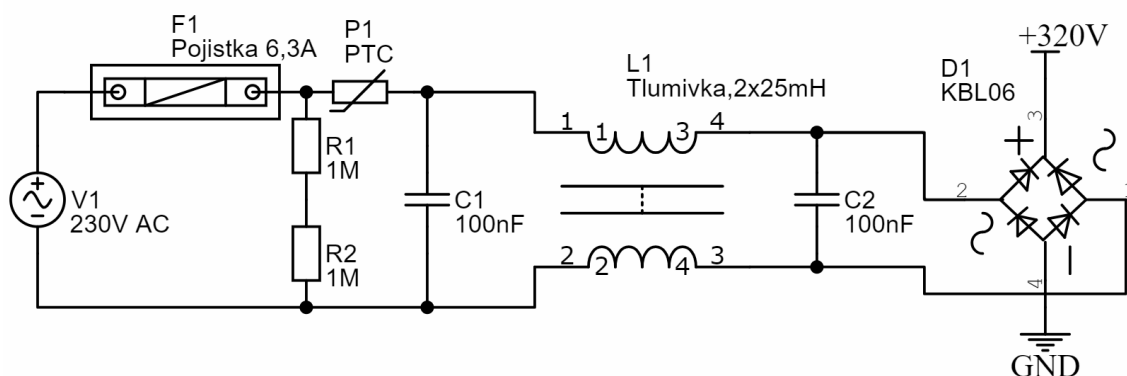
4. NAPÁJECÍ ZDROJ

Koncový stupeň zesilovače bude schopen do připojené zátěže dodat výkon 80 W na kanál, což znamená, že celkový výkon bude roven 160 W. K napájení bude použito spínaného zdroje, neboť síťový transformátor o požadovaném výkonu by byl příliš rozměrný a měl by příliš velkou hmotnost. Spínané zdroje obecně pracují s nejvyšší účinností při zatíženích 25–75 % maximálního výkonu, proto bude výkonový spínaný zdroj navržen na maximální výstupní výkon 200 W.

Dále bude navržen pomocný spínaný zdroj pro napájení pomocných obvodů zesilovače. Bude mít čtyři úrovně výstupních napětí, a to ± 5 V pro napájení bloku předzesilovače, ekvalizéru a bloku modulátoru, 3,3 V pro napájení logických obvodů a 10 V pro napájení budiče koncového stupně. Maximální výkon pomocného zdroje bude 60 W, což s rezervou stačí na pokrytí spotřeby všech dílčích funkčních bloků zesilovače.

4.1 Návrh bloku síťového usměrňovače

Síťový usměrňovač byl realizován dle zapojení na obr. 4.1.



Obrázek 4.1: Schéma zapojení síťového usměrňovače

Na vstupu je zařazena trubičková pojistka o jmenovité hodnotě vypínacího proudu 6,3 A, za níž je zařazen PTC6 termistor, sloužící k omezení proudu tekoucího obvodem zdroje po jeho zahřátí. Následuje síťový filtr, sloužící k částečné eliminaci vysokofrekvenčního rušení vyzařovaného ze zdroje zpět do sítě. K tomuto účelu bylo použito pasivního PFC7. Byly zvoleny filtrační kondenzátory, bezpečnostní třídy X2, o kapacitě $C_{1,2} = 100$ nF a k nim byla, dle rovnice (4.1), převzato z [9], dopočítána potřebná hodnota indukčnosti tlumivky L1.

$$L_1 = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{f_{CLK}}{10}\right)^2 \cdot C_1} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{10}\right)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \cong 25 \text{ mH} \quad (4.1)$$

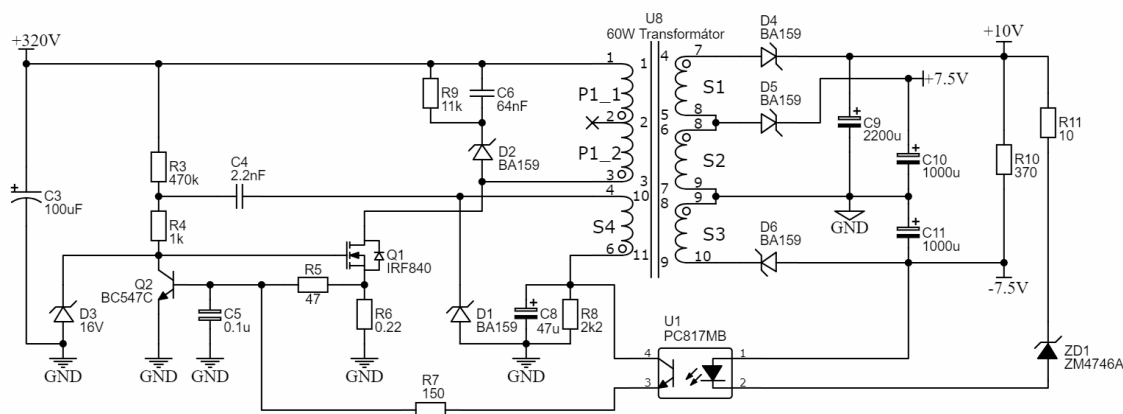
⁶ Positive Temperature Coefficient = kladný teplotní koeficient

⁷ Power Factor Correction = korekce účinníku

Samotné usměrnění bylo realizováno dvojcestně, za použití Graetzova usměrňovacího můstku. Proud tekoucí obvodem zdroje nikdy nepřesáhne hodnotu 3,5 A, proto byl zvolen můstek s diodami o jmenovitém proudu 4 A. Usměrněné síťové napětí je dále vyhlazeno za použití kondenzátorů C_3 a C_{12} , jejichž kapacity byla spočítány dle vztahu (4.11).

4.2 Návrh pomocného napájecího zdroje

Pomocný napájecí zdroj je realizován dle zapojení patrného z obr. 5.2.



Obrázek 4.2: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje

Jedná se o samooscilující zapojení blokujícího jednočinného měniče, pracující na spínací frekvenci, závislé na zatížení výstupu zdroje, 20–60 kHz. Parametry použitých součástek byly stanoveny ze vztahů (4.2) – (4.15).

4.2.1 Návrh impulzního transformátoru

Impulzní transformátor má čtyři sekundární vinutí a jedno vinutí primární. Sekundárními vinutími potečou proudy:

- $I_{OUT1} = 4 \text{ A}$ při $U_{OUT1} = 10 \text{ V}$,
- $I_{OUT2} = 1 \text{ A}$ při $U_{OUT2} = 7,5 \text{ V}$,
- $I_{OUT3} = 0,5 \text{ A}$ při $U_{OUT3} = -7,5 \text{ V}$,
- $I_{OUT4} = 0,1 \text{ A}$ při $U_{OUT4} = 12 \text{ V}$.

Použité vztahy byly převzaty z [8] a [14].

Celkový výkon napájecího zdroje potom lze spočítat dle rovnice (4.2):

$$P_{OUT} = \sum_{n=1}^4 ((U_{OUTn} + U_{Dn}) \cdot I_{OUTn}) \cong 60 \text{ W}. \quad (4.2)$$

V následujících výpočtech budou uvažovány sekundární proudy zvětšené o 20 %, pro zajištění bezpečnosti provozu součástek.

Potřebné indukčnosti sekundárních vinutí lze určit z rovnice (4.3):

$$L_{SN} \leq \frac{(U_{OUTN} + U_{DN}) \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot I_{OUTN_{max}} \cdot f_{SW_{max}}}, \quad [\text{H}] \quad (4.3)$$

po dosazení za střidu $D = 0,5$, $f_{SWmax} = 60$ kHz a úbytky napětí v propustném směru na výstupních usměrňovacích diodách $U_{DN} = 1$ V je $L_{S1} \leq 4,7 \mu\text{H}$, $L_{S2} \leq 14,7 \mu\text{H}$, $L_{S3} \leq 29,3 \mu\text{H}$ a $L_{S4} \leq 5,6 \mu\text{H}$.

Dále byly stanoveny špičkové proudy tekoucí výstupními usměrňovacími diodami dle rovnice (4.4):

$$I_{SPKN} = \frac{2 \cdot I_{OUTmaxN}}{1 - D}, \quad [\text{A}] \quad (4.4)$$

po dosazení za střidu $D = 0,5$ je $I_{SPK1} = 19,2$ A, $I_{SPK2} = 4,8$ A, $I_{SPK3} = 2,4$ A a $I_{SPK4} = 0,48$ A, na tyto proudy musí být výstupní usměrňovací diody dimenzované.

Následně byly vypočteny poměry počtů závitů mezi primárním a sekundárními vinutími dle rovnice (4.5):

$$\frac{N_P}{N_{SN}} = \frac{U_{OR}}{U_{OUTN} + U_{DN}}, \quad [-] \quad (4.5)$$

po dosazení za $U_{DN} = 1$ V a za napětí $U_{OR}^8 = 340$ V je $N_P / N_{S1} = 31$, $N_P / N_{S2,3} = 40$, a $N_P / N_{S4} = 28$.

V dalším kroku byla stanovena maximální indukčnost primárního vinutí transformátoru, která vychází z minimální indukčnosti sekundárního vinutí, zde vinutí N_1 , dle rovnice (4.6):

$$L_p = L_{S1} \cdot \left(\frac{N_p}{N_{S1}} \right)^2 = 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 31^2 \cong 4,5 \text{ mH}. \quad (4.6)$$

Nyní byl určen špičkový proud, tekoucí primárním vinutím transformátoru, který je zároveň i maximálním proudem tekoucím tranzistorem Q_1 , dle rovnice (4.7):

$$I_{PPK} = \sum_{n=1}^4 (I_{SPKn}) \cdot \frac{N_{S1}}{N_P} = \frac{(19,2 + 4,8 + 2,4 + 0,48)}{31} \cong 0,85 \text{ A}. \quad (4.7)$$

Dále bylo pomocí parametru $WaAc$, který je používán firmou Magnetics Inc. pro výběr vhodného jádra impulzních transformátorů, a má význam součinu plochy okénka a plošného průřezu jádra, vybráno feritové jádro o vhodných rozměrech a materiálu, z rovnice (4.8):

$$WaAc = \frac{P_{OUT} \cdot D_{cma}}{K_f \cdot \Delta B_{max} \cdot f_{max}} = \frac{60 \cdot 750}{0,00025 \cdot 1000 \cdot 60 \cdot 10^3} \cong 3 \text{ cm}^4, \quad (4.8)$$

bylo použito jádro ETD39, z materiálu N87, se vzduchovou mezerou 0,2 mm od firmy TDK, které odpovídá svými parametry jádra ETD39 firmy Magnetics Inc..

Následně byl stanoven počet závitů primárního vinutí transformátoru, dle rovnice (4.9):

$$N_P > \sqrt{\frac{L_p \cdot I_{PPK}}{A_l \cdot B_{sat}}} = \sqrt{\frac{0,0045 \cdot 0,85}{639 \cdot 10^{-9} \cdot 0,32}} \cong 137 \text{ z.} \quad (4.9)$$

Z rovnice (4.10) byly pak stanoveny počty závitů sekundárních vinutí:

⁸ Napětí zrcadlené z výstupu zdroje zpět na vstup, v případě střidy $D = 50$ % je rovno maximálnímu vstupnímu napětí

$$N_{S_N} = \frac{N_P}{\frac{N_P}{N_{S_N}}}, \quad [Z] \quad (4.10)$$

po dosazení vychází $N_{S1} = 4$ z, $N_{S2,3} = 3$ z a $N_{S4} = 5$ z, kde vinutí S_1 je v sérii s vinutím S_2 , a proto má vinutí S_1 pouze jeden závit. Potřebný průřez vodičů potřebný pro nevnutí všech vinutí byl určen ze vztahu (3.22): $S_{VODs1} = 0,7 \text{ mm}^2$, $S_{VODs2} = 0,16 \text{ mm}^2$, $S_{VODs3} = 0,08 \text{ mm}^2$, $S_{VODs4} = 0,16 \text{ mm}^2$ a $S_{VODp} = 0,14 \text{ mm}^2$.

4.2.2 Návrh řídicí části zdroje

Princip činnosti řídicí části zdroje je následující. Po připojení napájecího napětí na vstupní svorky zdroje se přes rezistory R_3 a R_4 začne nabíjet kapacita C_{GS} tranzistoru Q_1 , tranzistor se začne otevírat a primárním vinutím transformátoru začne téct proud. Kladná zpětná vazba z vinutí S_4 , prostřednictvím kondenzátoru C_4 , způsobí úplné otevření tranzistoru Q_1 . Jakmile úbytek napětí na rezistoru R_6 dosáhne hodnoty přibližně 0,45 V, pootevře se tranzistor Q_2 , v důsledku čehož se přivře tranzistor Q_1 , kladná zpětná vazba z vinutí S_4 jej následně zavře úplně. Cyklus se poté opakuje. Jakmile napětí na výstupu zdroje dosáhne své jmenovité hodnoty, otevře se napěťová stabilizační dioda ZD_1 a přes optočlen U_1 začne téct proud do báze tranzistoru Q_2 , což způsobí omezení periody otevření tranzistoru Q_1 a ustálení hodnoty napětí na výstupu zdroje.

Hodnotu kapacity vstupního kondenzátoru C_3 , sloužícího k vyhlazení napájecího napětí lze spočítat z rovnice (5.11):

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_{in} \cdot \left(0,25 + \frac{1}{\pi} \arcsin \left(\frac{U_{min}}{\sqrt{2} \cdot U_{inmin}} \right) \right)}{(2 \cdot U_{inmin}^2 - U_{min}^2) \cdot f_{ACmin}}, \quad [F] \quad (4.11)$$

po dosazení za $P_{in} = 1,2P_{out} = 80 \text{ W}$, $U_{min} = 290 \text{ V}$, $U_{INmin} = 225 \text{ V}$ a $f_{ACmin} = 49 \text{ Hz}$ vychází $C_{in} = 100 \text{ }\mu\text{F}$.

Spínací frekvence zdroje je dána rezistory R_3 a R_4 , kondenzátorem C_4 ale také indukčností vinutí S_4 a zpožděním ve zpětnovazebním obvodu, které ovlivňují i parazitní prvky v obvodu a velikostí zátěže. Stanovit tak přesně analyticky spínací frekvenci tohoto zapojení je značně obtížné. Velice hrubě lze spínací frekvenci odhadnout z časové konstanty kondenzátoru C_4 a rezistoru R_4 , dle rovnice (4.12):

$$f_{sw} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_4 \cdot C_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 8 \cdot 10^{-9}} \cong 20 \text{ kHz}, \quad (4.12)$$

spínací frekvence bude přesně doladěna po konstrukci zdroje. Hodnota rezistoru R_3 byla zvolena tak, aby proud ním tekoucí nedržel hradlo tranzistoru Q_1 trvale otevřené, resp. aby časová konstanta $\tau_1 = R_3 C_{GS}$ byla mnohem větší, než časová konstanta $\tau_2 = R_4 C_4$. Derivační článek tvořený kondenzátorem C_5 a rezistorem R_5 slouží k filtraci vysokofrekvenčních kmitů, které by ovlivňovali správnou funkci zpětné vazby. Horní mezní kmitočet je nastaven na 30 kHz.

Snubber⁹ tvořený diodou D₂, rezistorem R₉ a kondenzátory C₆ byl navržen dle (4.13) a (4.14):

$$R_9 < 2 \cdot U_{in} \cdot \frac{U_{in}}{\frac{L_p}{10} \cdot I_{pPK}^2 \cdot f_{sw_{max}}} = 680 \cdot \frac{340}{450 \cdot 10^{-6} \cdot 0,85^2 \cdot 60 \cdot 10^3} \cong 11 \text{ k}\Omega, \quad (4.13)$$

$$C_6 > 2 \cdot \frac{U_{in}}{U_{zvl} \cdot f_{sw_{min}} \cdot R_9} = 2 \cdot \frac{340}{50 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 11 \cdot 10^3} \cong 61 \text{ nF}. \quad (4.14)$$

4.2.3 Návrh výstupní části a zpětné vazby

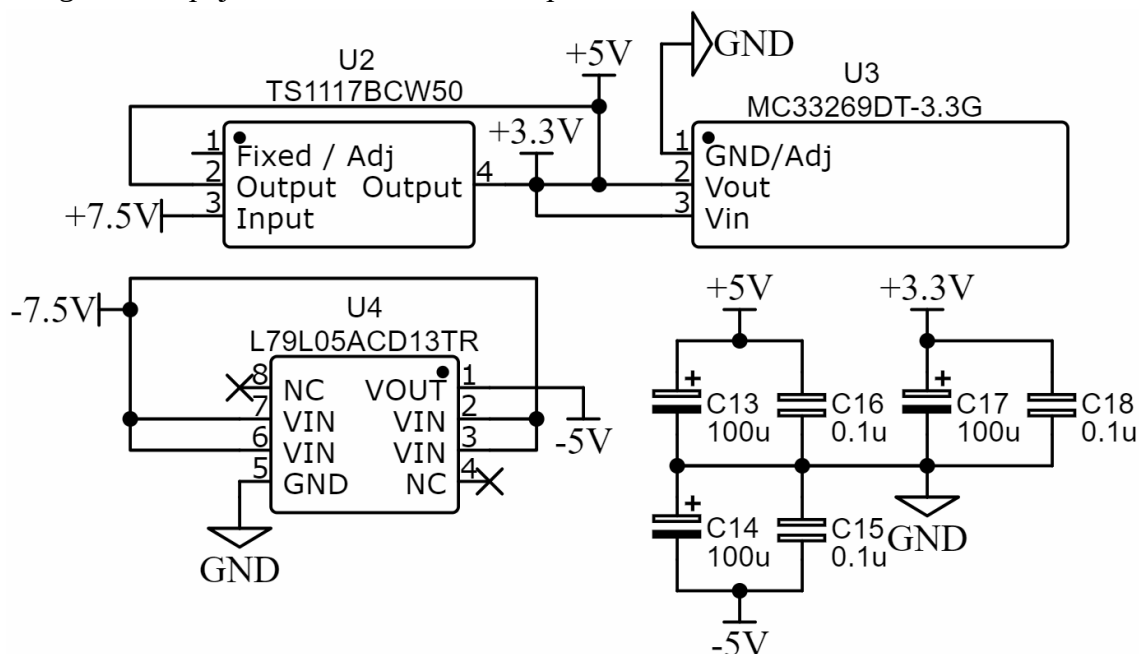
Kapacity výstupních filtračních kondenzátorů byly spočítány dle rovnice (4.15):

$$C_N = \frac{I_{OUT_N} \cdot \frac{N_{PS_N} \cdot U_{OUT_N}}{U_{min} + N_{PS_N} \cdot U_{OUT_N}}}{0,001 \cdot U_{OUT_N} \cdot f_{sw_m}}, \quad [F] \quad (4.15)$$

po dosažení za minimální napájecí napětí $U_{min} = 300 \text{ V}$ je $C_8 = 47 \text{ }\mu\text{F}$, $C_9 = 2200 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{10} = 1000 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{11} = 500 \text{ }\mu\text{F}$.

Zpětná vazba je tvořena optočlenem PC817, napětovou stabilizační diodou ZD₁ a rezistorem R₁₁. Na diodě optočlenu je v propustném směru úbytek napětí 1,2 V, při proudu 20 mA, Zenerovo napětí napětové stabilizační diody je 16 V, z čehož z Ohmova zákona lze dopočítat hodnotu odporu rezistoru R₁₁, $R_{11} = 10 \text{ }\Omega$.

Ve výstupu větví -7,5 V, a 7,5 V jsou zařazeny lineární stabilizátory o jmenovitém výstupním napětí -5 V (L79L05), 5 V (TS1117BCW50) a 3,3 V (MC33269DT-3.3G), z katalogového zapojení, viz [10], [11] a [12] patrného z obr. 4.3.

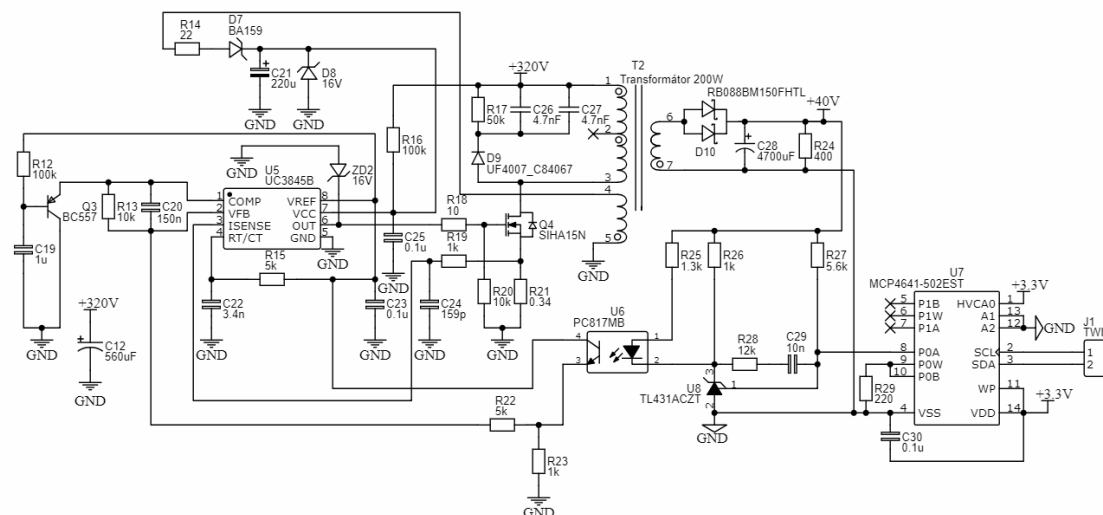


Obrázek 4.3: Schéma zapojení lineárních regulátorů

⁹ Tlumící člen vysokofrekvenčních kmitů

4.3 Návrh výkonového napájecího zdroje

Výkonový napájecí zdroj je řízen integrovaným obvodem od firmy Texas Instruments UC3845B. Jedná se integrovaný obvod, který umožňuje různou volbu spínacích frekvencí v rozsahu do 500 kHz, obsahuje obvody napětové i proudové zpětné vazby, je určen pro řízení jednočinného blokujícího měniče. Zapojení zdroje bylo převzato a upraveno z [13], jak je patrné z obr. 4.4.



Obrázek 4.4: Schéma zapojení výkonového spínaného zdroje

4.3.1 Návrh řídicí části zdroje

Spínací frekvence byla zvolena s ohledem na minimální zvlnění výstupního napětí, ale zároveň s ohledem na minimalizaci hysterezních a magnetizačních ztrát impulzního transformátoru, které jsou závislé na spínací frekvenci, 100 kHz. Tato frekvence je nastavena pomocí prvků R_{15} a C_{22} , kdy bylo zvoleno dle doporučení výrobce $R_{15} = 5 \text{ k}\Omega$ a hodnota C_{22} byla dopočítána dle rovnice (4.16):

$$C_{22} = \frac{1,72}{R_{15} \cdot f_{SW}} = \frac{1,72}{5 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} \cong 3,4 \text{ nF.} \quad (4.16)$$

Pomocí prvků C_{19} , Q_3 a R_{12} je implementována funkce pozvolného náběhu zdroje (= soft start). Tato funkce jednak omezí zapínací proudový náraz, který by mohl způsobit vybavení jističe, ale také zajistí naběhnutí pomocného zdroje před náběhem výkonového zdroje, což je nezbytné, neboť v obvodu zpětné vazby je zapojen digitální potenciometr U_7 sloužící k nastavení velikosti výstupního napětí, napájený z pomocného zdroje. Časová konstanta byla zvolena $\tau = 100 \text{ ms}$, odpor rezistoru R_{12} byl zvolen $R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$, k čemuž byla dle rovnice (4.17) dopočítána kapacita kondenzátoru C_{19} :

$$C_{19} = \frac{\tau}{R_{12}} = \frac{0,1}{100 \cdot 10^3} = 1 \text{ }\mu\text{F} \quad (4.17)$$

Dle výpočtů poteče spínacím tranzistorem Q_4 maximální špičkový proud $I_{Ppk} = 2,93 \text{ A}$. Proudové omezení je dáno úbytkem napětí na rezistoru R_{21} . Proudové ochrana obvodu zareaguje při úbytku napětí 1 V, z Ohmova zákona lze dopočítat hodnotu odporu $R_{21} = 0,34 \text{ }\Omega$. Špičkový proud tekoucí do báze tranzistoru Q_4 byl

omezen rezistorem R_{18} na hodnotu 1,2 A. Prvky R_{19} a C_{24} tvoří dolní propust filtrující napět'ové překmity na rezistoru R_{21} , její mezní frekvence je nastavena na desetinásobek spínací frekvence, dle doporučení výrobce.

Obvod tlumiče vysokofrekvenčních kmitů byl navržen stejně jako v případě pomocného spínaného zdroje (rovnice (4.13) - (4.14)) stejně tak jako hodnota kapacity vstupního filtračního kondenzátoru C_{12} (rovnice (4.11)) a výstupní usměrňovače (rovnice (4.15)).

4.3.2 Návrh impulzního transformátoru

Impulsní transformátor byl navržen stejným způsobem jako u pomocného spínaného zdroje (rovnice (4.2) – (4.10)). Transformátor má dvě sekundární vinutí, jedno napájí řídicí obvody, druhé dodává výkon do zátěže. Primární vinutí P_1 má počet závitů $N_P = 20$ z, sekundární vinutí S_1 a S_2 mají počty závitů $N_{S1} = 3$ z a $N_{S2} = 2$ z. Výkonové vinutí S_1 je vinuto měděným páskem o šířce 2 cm, pro minimalizace efektu povrchového jevu, pomocné napájecí vinutí S_2 je vinuto dvěma měděnými smaltovanými dráty o průměru 0,4 mm. Bylo zvoleno jádro ETD54, materiál N87, se vzduchovou mezerou 0,7 mm od firmy TDK [16].

4.3.3 Návrh zpětné vazby

Zpětnovazební smyčka skládá z prvků R_{22} , R_{23} , R_{25} , R_{26} a R_{27} , U_6 a U_8 . Obvod U_8 funguje jako nastavitelná napět'ová stabilizační dioda TL431. Hodnota rezistoru R_{26} byla vybrána dle doporučení výrobce, hodnota odporu rezistoru R_{25} byla určena z Ohmova zákona, podobně jako u pomocného spínaného zdroje. Rezistory R_{22} a R_{23} dělí referenční napětí obvodu UC3845B na napětí potřebné pro aktivování napět'ového omezení obvodu, byly vybrány dle doporučení výrobce. Napět'ový dělič tvořený z rezistoru R_{27} a digitálního potenciometru U_7 a rezistoru R_{29} . Návrh vychází z toho, že napět'ová stabilizační dioda U_8 se otevře při úbytku napětí mezi svorkami 1 a 2, která je dle katalogového listu [15] rovna napětí $U_{REF} = 2,495$ V. Hodnoty odporů rezistorů R_{27} a R_{29} byly spočítány dle rovnic (4.17) a (4.18), vycházejících ze vztahu pro napět'ový dělič, kde R_p označuje odpor digitálního potenciometru.

$$R_{27} = \frac{U_{outmin}(R_{Pmax} + R_{29}) - U_{REF} \cdot R_{Pmax} - U_{REF} \cdot R_{29}}{U_{REF}} \quad [\Omega] \quad (4.17)$$

$$R_{29} = \frac{U_{outmax} \cdot R_{Pmin} - U_{REF} \cdot R_{Pmin} - U_{outmin} \cdot R_{Pmax} + U_{REF} \cdot R_{Pmax}}{U_{REF} - U_{outmax} + U_{outmin} - U_{REF}} \quad [\Omega] \quad (4.18)$$

Po dosazení ze $U_{OUTmax} = 35$ V, $U_{OUTmin} = 5$ V, $U_{REF} = 2,495$ V, $R_{Pmax} = 5075 \Omega$ a $R_{Pmin} = 75 \Omega$ je $R_{27} = 5,6$ k Ω a je $R_{29} = 220 \Omega$.

Ve zpětnovazební smyčce jsou dále zařazeny prvky vytvářející nulu (R_{28} a C_{29}) a pól (R_{13} a C_{20}) přenosové funkce zpětnovazební smyčky, kompenzující parazitní nulu a pól vytvářené indukčností sekundárního a primárního vinutí a nenulovým sériovým odporem kondenzátoru C_{28} . Odpor rezistoru R_{13} a kapacita kondenzátoru C_{29} byly zvoleny dle doporučení výrobce, odpor rezistoru R_{28} a kapacita kondenzátoru C_{20} byly počítány dle rovnic (4.19) – (4.24), převzatých z [13].

$$D = \frac{N_{PS_1} \cdot U_{OUT_{max}}}{U_{in_{min}} + (N_{PS_1} \cdot U_{OUT_{max}})} = \frac{6 \cdot 40}{300 + (6 \cdot 40)} \cong 0,44 [-] \quad (4.19)$$

$$f_{RHP_Z} = \frac{R_{OUT} \cdot (1 - D)^2 \cdot N_{PS_1}^2}{2\pi \cdot L_p \cdot D} = \frac{8 \cdot (1 - 0,44)^2 \cdot 6^2}{2\pi \cdot 545 \cdot 10^{-6} \cdot 0,44} \cong 53,31 \text{ kHz} \quad (4.20)$$

$$f_{COMP_Z} = \frac{f_{RHP_Z}}{40} = \frac{53,31 \cdot 10^3}{40} \cong 1,333 \text{ kHz} \quad (4.21)$$

$$R_{28} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{29} \cdot f_{COMP_Z}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1,3 \cdot 10^3} \cong 12 \text{ k}\Omega \quad (4.22)$$

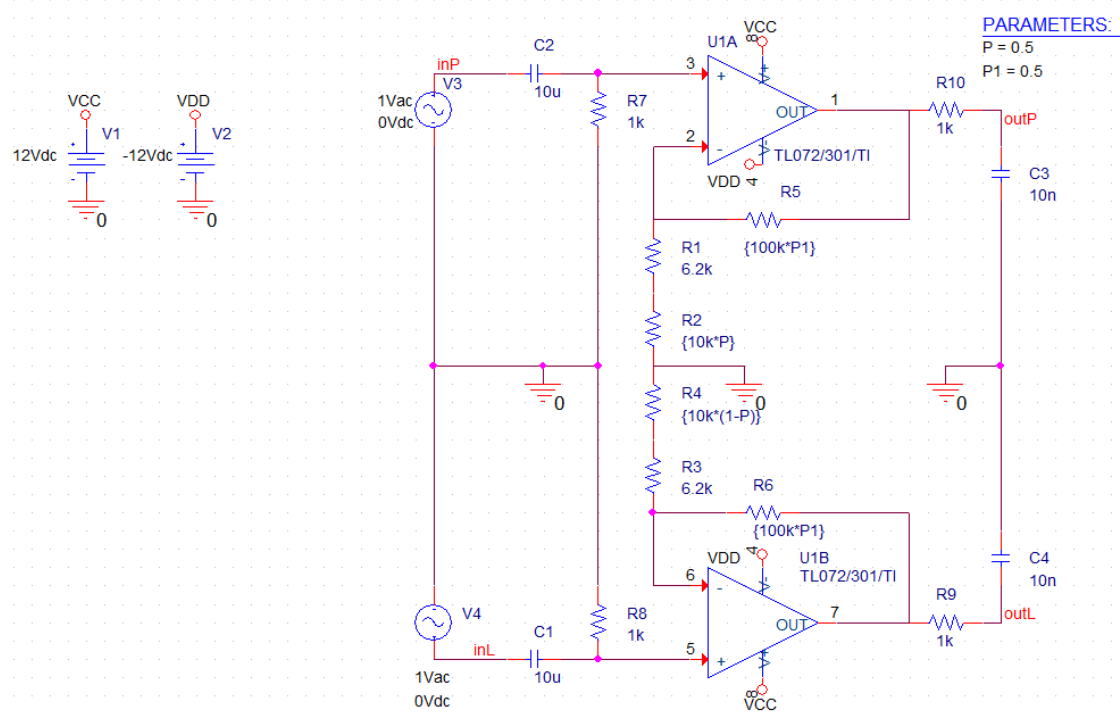
$$f_{ESR_Z} = \frac{1}{2\pi \cdot ESR_{C_{28}} \cdot C_{28}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,32 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} \cong 105,82 \text{ Hz} \quad (4.23)$$

$$C_{20} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ESR_Z} \cdot R_{13}} = \frac{1}{2\pi \cdot 105,82 \cdot 10 \cdot 10^3} \cong 150 \text{ nF} \quad (4.24)$$

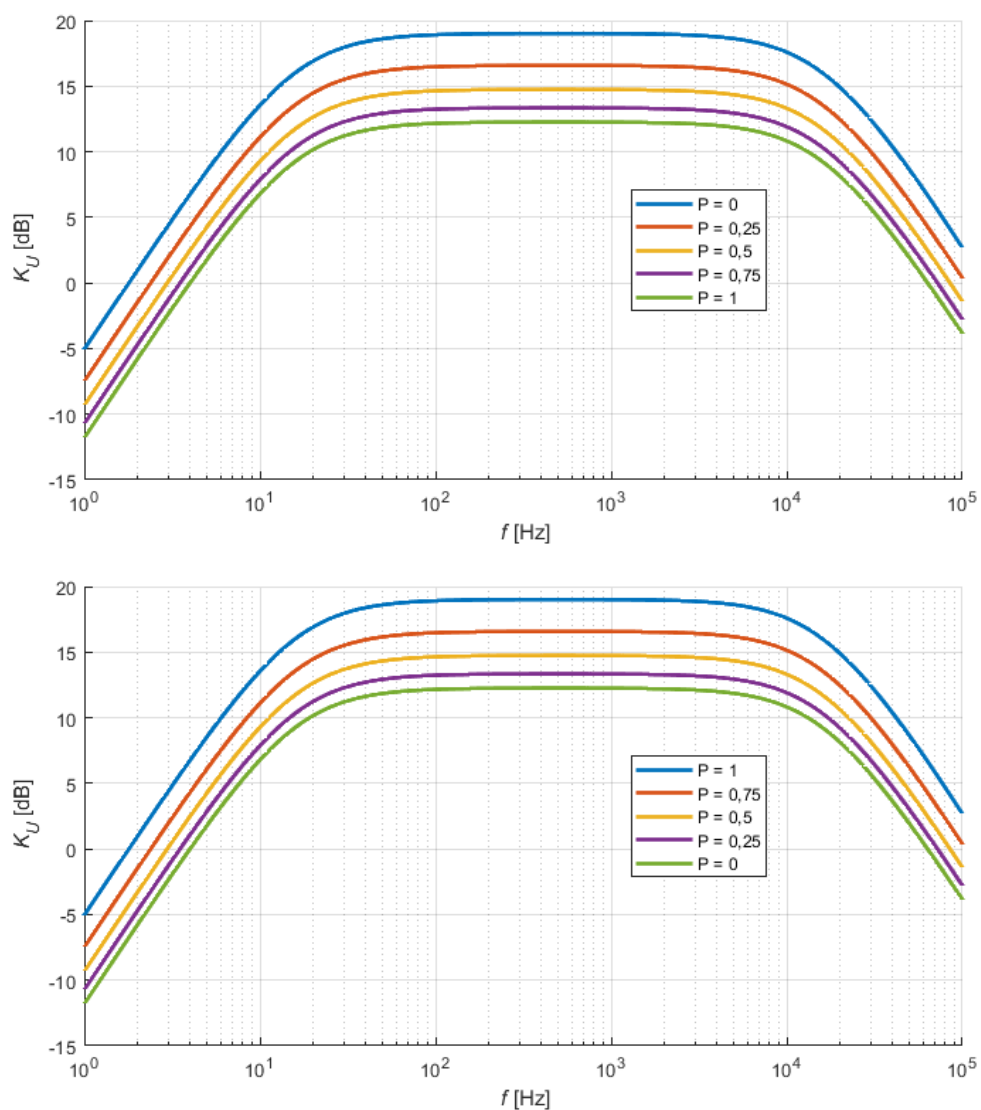
5. SIMULACE BLOKŮ ZESILOVAČE

Všechny bloky zesilovače byly odsimulovány v prostředí programu PSpice.

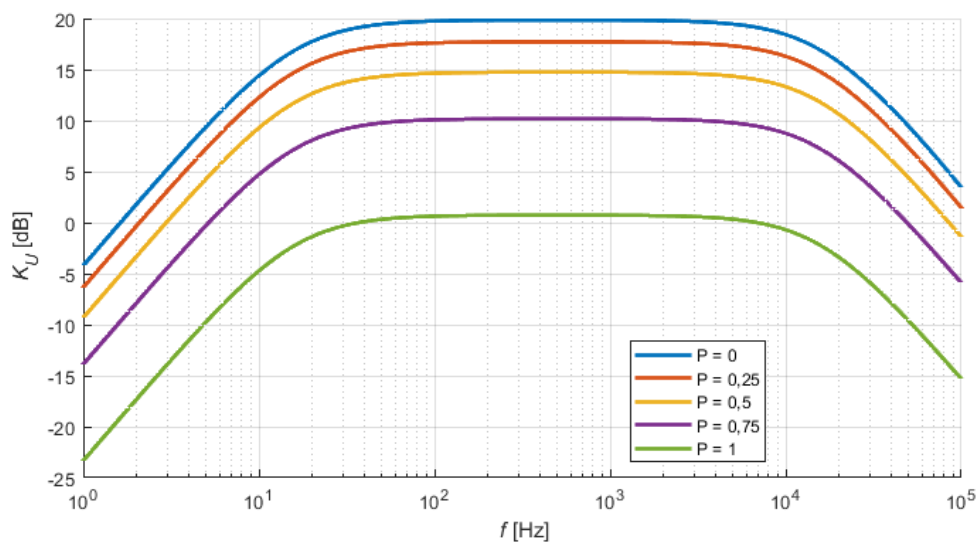
5.1 Simulace předzesilovače



Obrázek 5.1: Schéma zapojení pro simulaci bloku předzesilovače



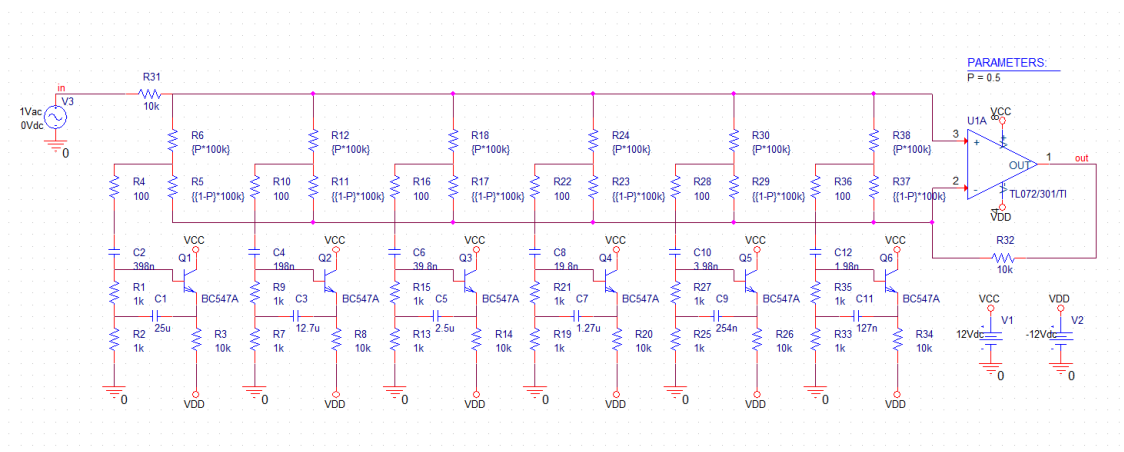
Obrázek 5.2: Výsledek simulace předzesilovače při krokování pozice jezdce potenciometru realizujícího funkci vyvážení kanálů pro pravý kanál (nahore) a levý kanál (dole)



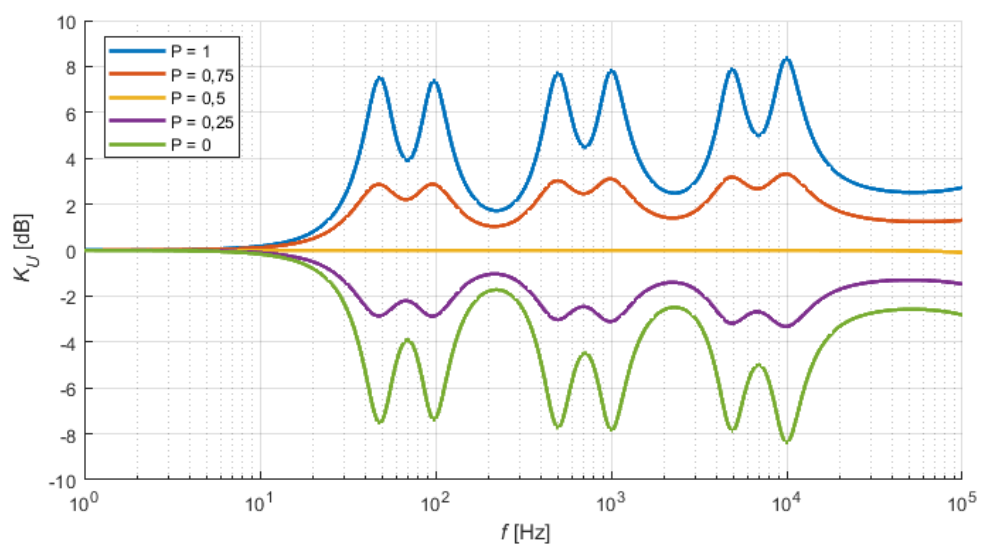
Obrázek 5.3: Výsledek simulace předzesilovače při krokování pozice jezdce potenciometru realizujícího funkci zesílení signálu, pro pravý kanál

Stupeň natočení potenciometru byl ovládán pomocí konstant P , resp. $P1$ – viz obr 5.1.

5.2 Simulace ekvalizéru

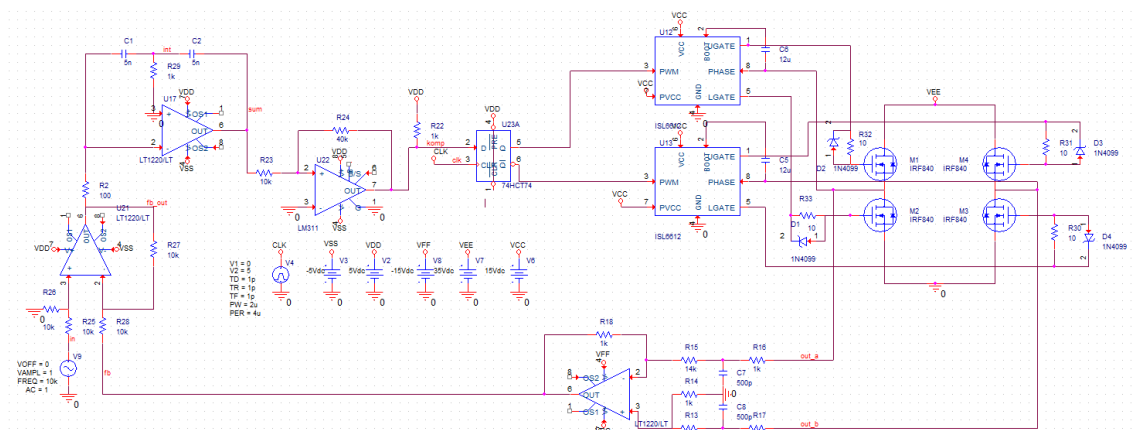


Obrázek 5.4: Schéma zapojení pro simulaci bloku ekvalizéru



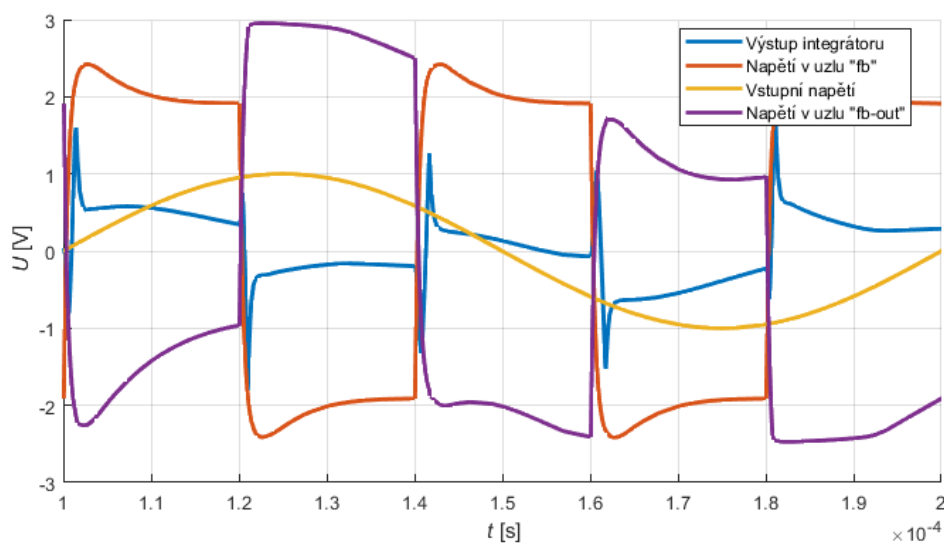
Obrázek 5.5: Výsledek simulace ekvalizéru při krokování pozic jezdců všech potenciometrů naráz

5.3 Simulace bloku modulátoru, koncového stupně a zpětné vazby

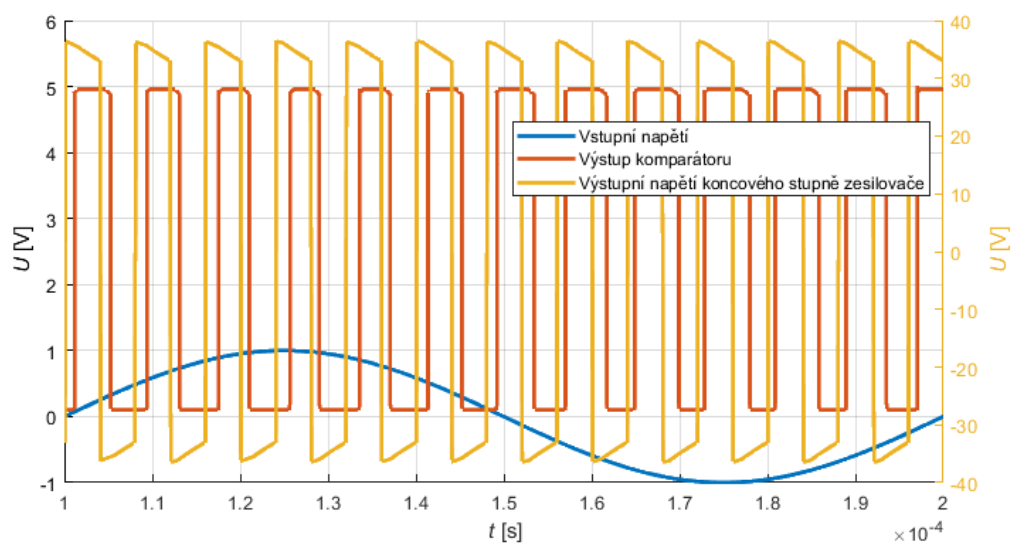


Obrázek 5.6: Schéma zapojení pro simulaci bloků modulátoru, koncového stupně a zpětné vazby

Pro účely simulace bylo vzorkování signálu úmyslně zpomaleno, aby byl princip funkce zřetelněji viditelný. V simulačním programu není model vybraného hradlového budiče, a proto byl nahrazen dvěma polomostovými budiči, které nicméně fungují podobně. Schottkyho diody D_1 až D_4 slouží k rychlejšímu odvedení náboje z hradel tranzistorů, rezistory R_{30} až R_{33} limitují proud tekoucí do hradel tranzistorů.

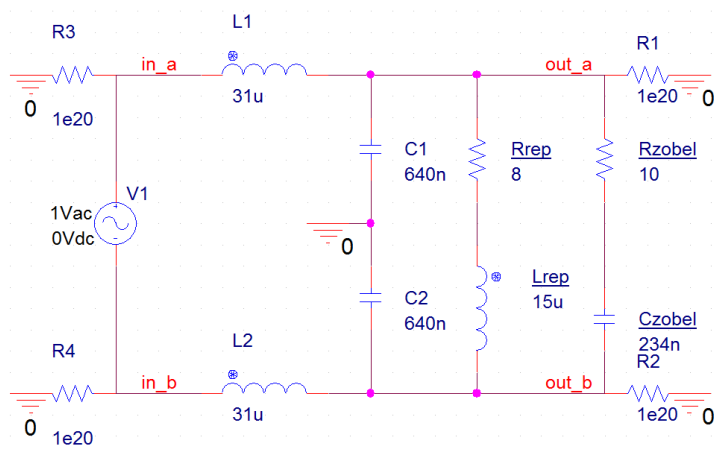


Obrázek 5.7: Výsledek simulace bloku modulátoru a zpětné vazby



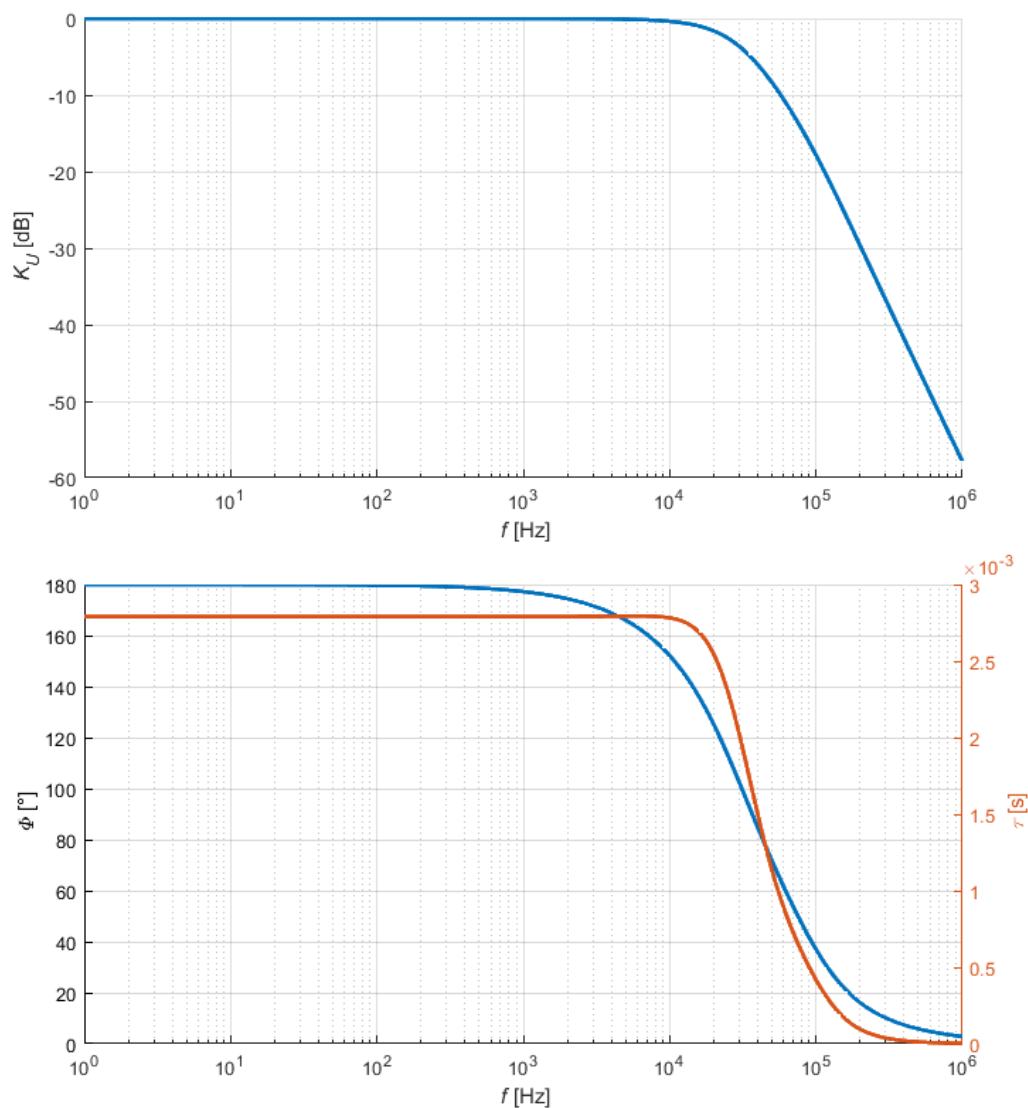
Obrázek 5.8: Výsledek simulace komparátoru a koncového stupně

5.4 Simulace výstupního filtru



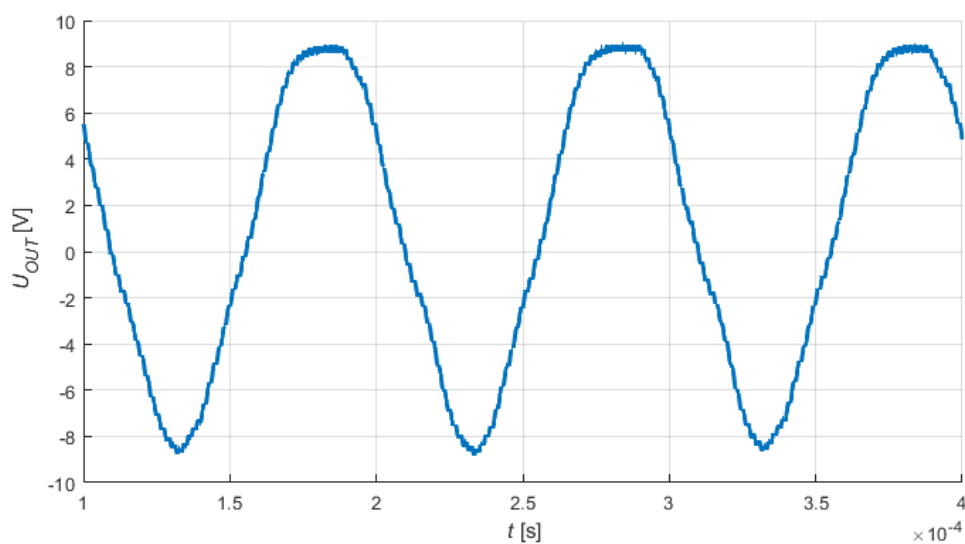
Obrázek 5.9: Zapojení pro simulaci bloku výstupního filtru

Rezistory R_1 až R_4 jsou zařazeny kvůli odstranění stížností programu na plovoucí zemi.



Obrázek 5.10: Výsledek simulace modulové (nahore) a fázové kmitočtové charakteristiky výstupního filtru a skupinového zpoždění (dole)

Z obr. 5.10 je vidět, že filtr byl navržen správně. Mezní frekvence filtru je 28 kHz, přenos za mezním kmitočtem klesá se strmostí -40 dB/dek, skupinové zpoždění filtru je konstantní do mezního kmitočtu.

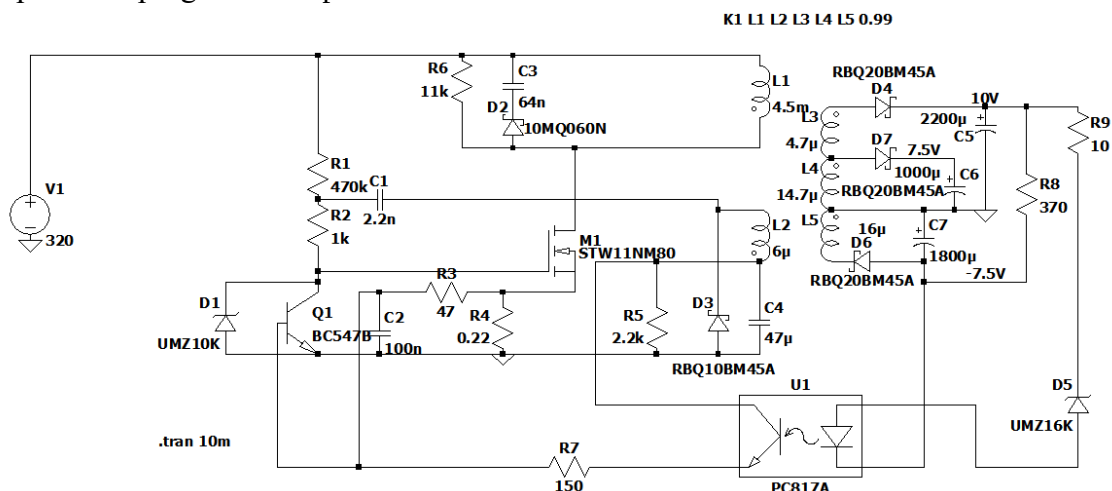


Obrázek 5.11: Výsledek simulace bloku výstupního filtru v časové oblasti, připojeného ke zbytku zesilovače, při vstupním signálu o frekvenci $f_{in} = 10$ kHz

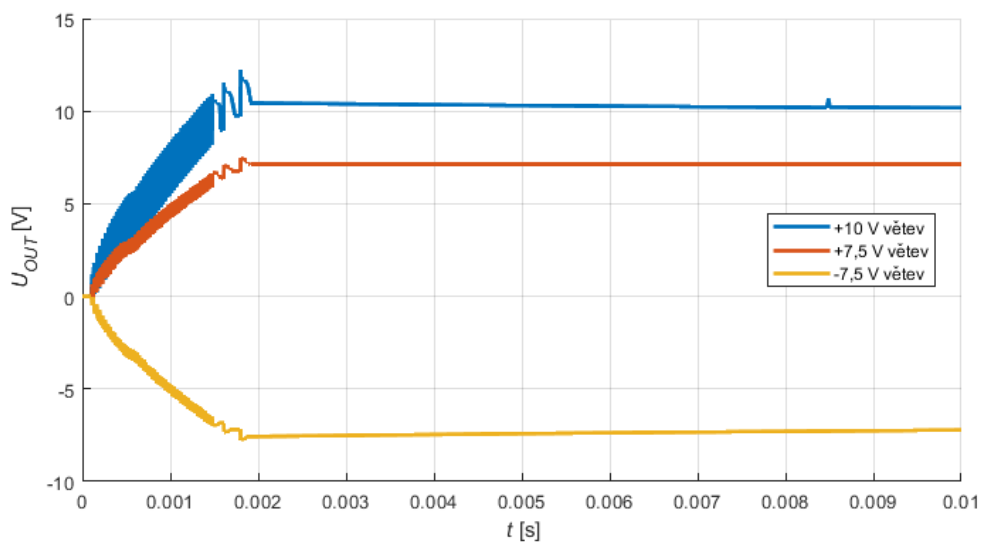
Napětí na výstupu bloku výstupního filtru je zvlněné, neboť byla simulace zpomalena za účelem větší názornosti principu činnosti.

5.5 Simulace napájecího zdroje

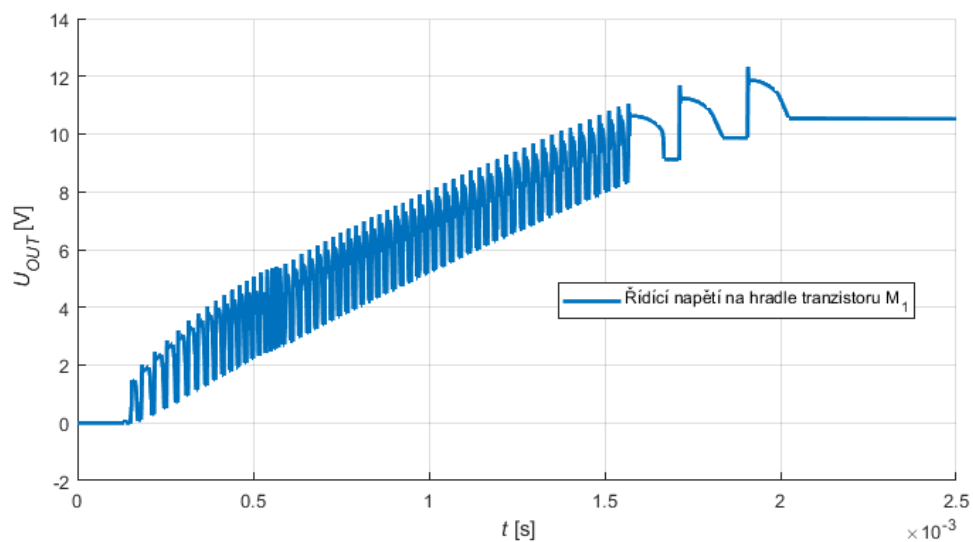
Vzhledem k nedostupnosti modelu pro simulaci obvodu UC3845B mohla být simulována pouze činnost pomocného napájecího zdroje. Simulace byla provedena v prostředí programu LTspice XVII.



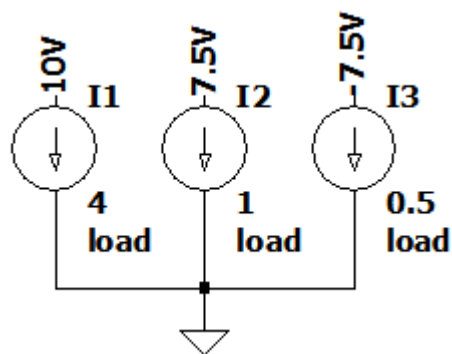
Obrázek 5.12: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje pro simulaci



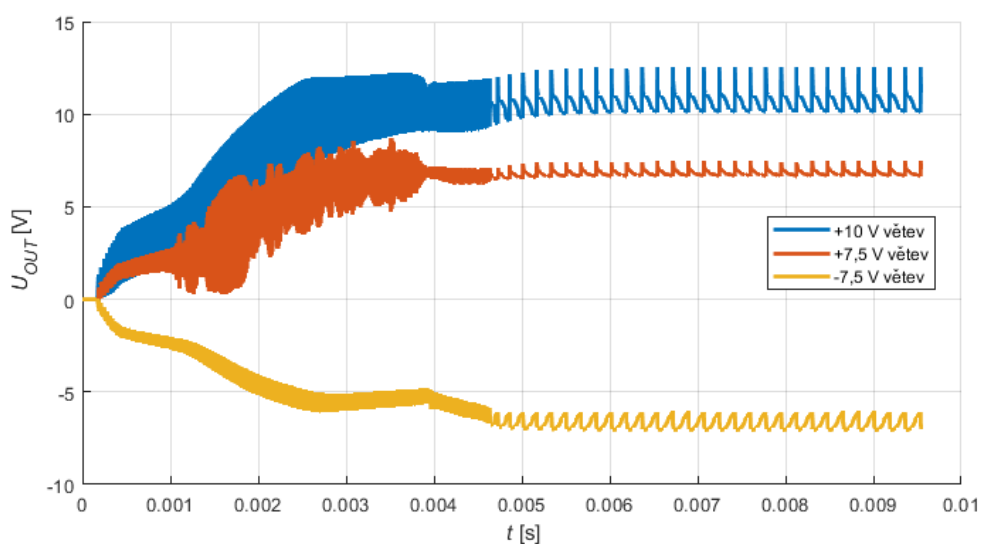
Obrázek 5.13: Výsledek simulace průběhů napětí na výstupních větvích pomocného zdroje



Obrázek 5.14: Simulovaný průběh řídicího napětí na hradle tranzistoru M_1



Obrázek 5.15: Schéma zapojení jednotlivých aktivních zátěží



Obrázek 5.16: Simulovaný průběh výstupního napětí po zatížení aktivními zátěžemi o jmenovitých proudech

Ze simulovaných průběhů je vidět, že zdroj funguje dle očekávání, takže návrh byl proveden správně.

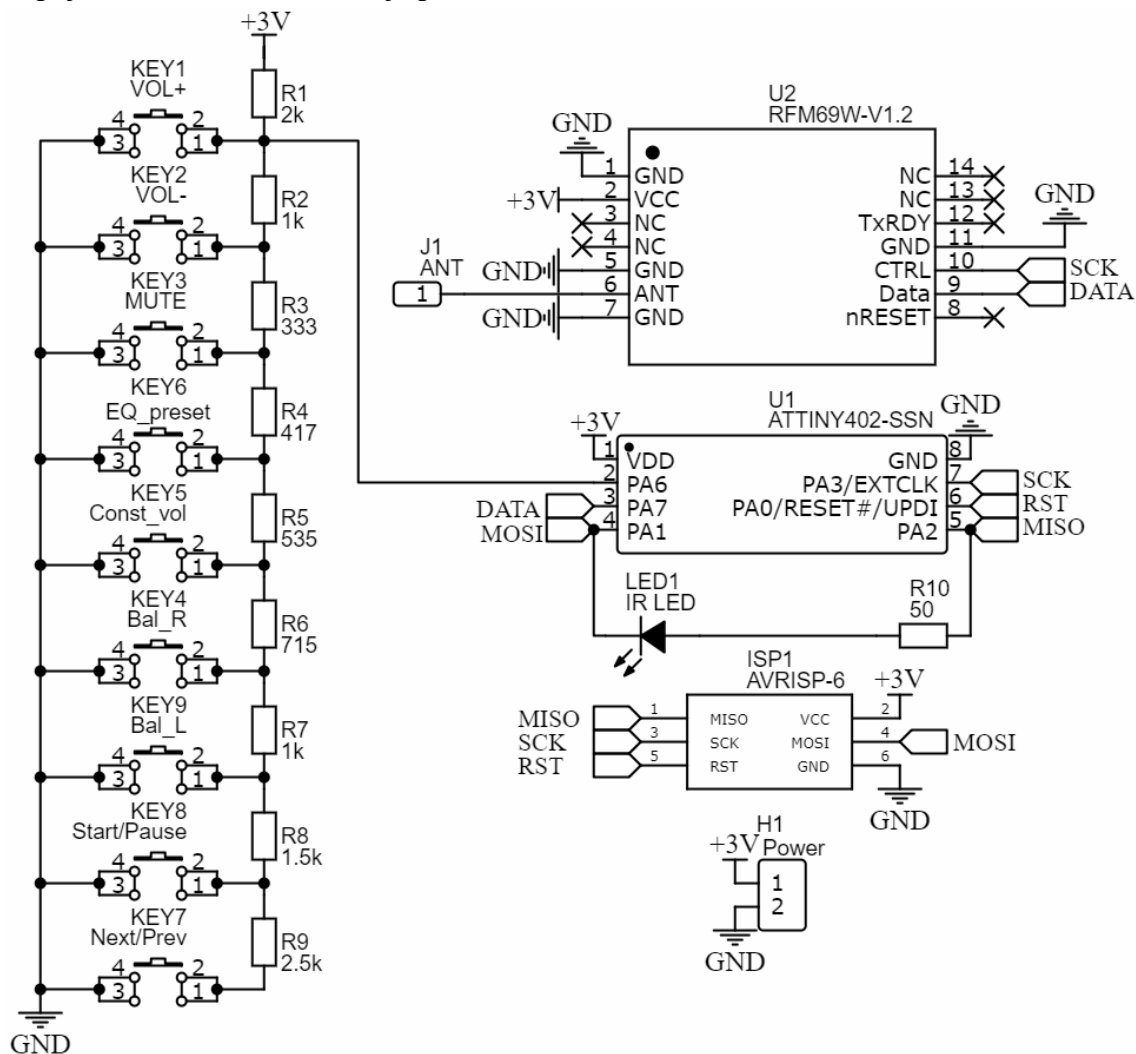
6. NÁVRH UŽIVATELSKÉHO ROZHRANÍ

Zesilovač je řízen mikrokontrolérem od firmy Atmel, Atmega328PB. Stará se o řízení spínací frekvence Σ - Δ modulátoru, digitálních potenciometrů, zesílení předzesilovače, vyvážení kanálu a stupně ekvalizace. Dále pak o ovládání funkcí Bluetooth modulu a výběru vstupu pomocí posuvného registru 7HC595, řízení výkonu koncového stupně zesilovače prostřednictvím změny napájecího napětí výkonového zdroje, o realizaci přepětové ochrany a o řízení OLED displeje.

6.1 Ovládání zesilovače

Parametry zesilovače je možné ovládat prostřednictvím dálkového ovládání. Dálkový ovladač je řízen mikrokontrolérem od firmy Atmel, Attiny402. Komunikace mezi dálkovým ovladačem a zesilovačem je realizována pomocí UART protokolu, přenášeného prostřednictvím infračerveného záření.

Zapojení dálkového ovladače je patrné z obr. 6.1.



Obrázek 6.1: Schéma zapojení dálkového ovladače

6.1.1 Dálkové ovládání

K dispozici je celkem 9 tlačítek. Princip multiplexace tlačítek je následující. Po stisknutí libovolného tlačítka se na pinu PA6 mikrokontroléru změní úroveň napětí, která je snímána prostřednictvím integrovaného desetibitového A/D převodníku a na základě změřené hodnoty je stanoveno, které tlačítko bylo stisknuto. Tlačítka mají následující funkce:

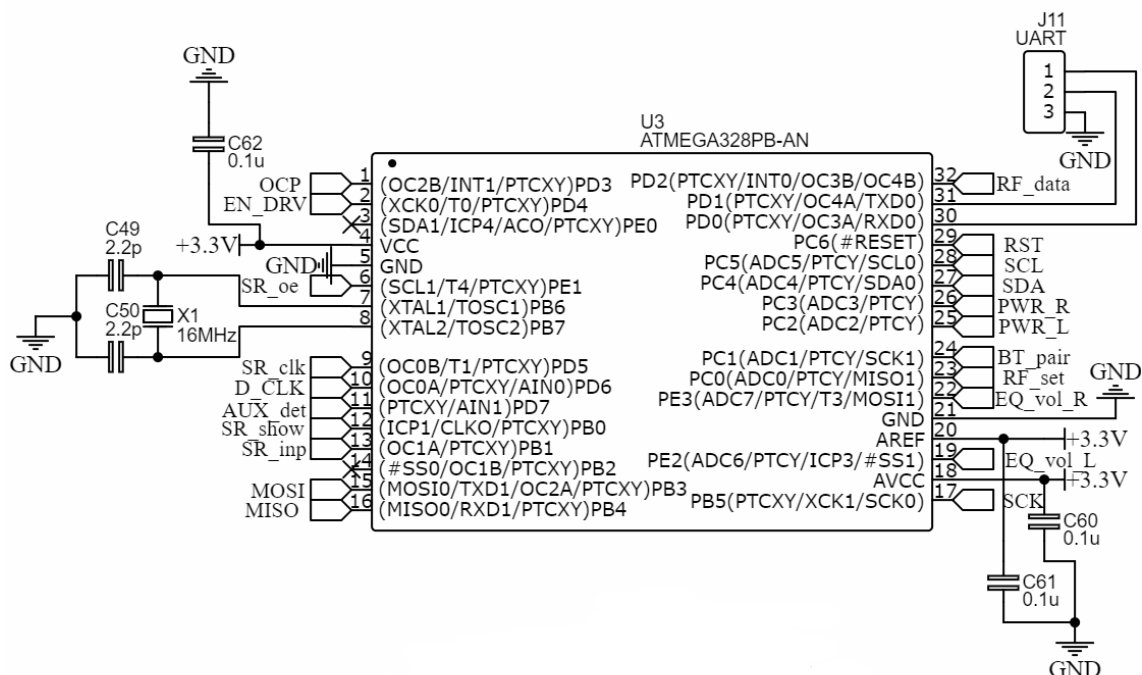
- START/STOP – spustí, nebo pozastaví přehrávání hudby z Bluetooth modulu
- MUTE – deaktivuje, nebo aktivuje zesilovač
- CONST. VOL. – aktivuje, nebo deaktivuje funkci konstantní hlasitosti
- VOL+, VOL- - regulace hlasitosti zesilovače
- BAL R, BAL L – regulace vyvážení kanálů
- EQUAL – výběr z přednastavených modulových frekvenčních charakteristik ekvalizéru
- PREV/NEXT – předchozí nebo následující skladba z Bluetooth modulu

Hodnoty rezistorů R_1 až R_9 byly spočítány ze vztahu pro napěťový dělič tak, aby se napěťové úrovně na pinu PA6 mikrokontroléru lišily při stisknutí dvou sousedních tlačítek o 200 mV, při napájecím napětí 3 V, resp. o 68 úrovní A/D převodníku. Referenční napětí A/D převodníku je bráno přímo z aktuální úrovně napájecího napětí, tvořeného dvěma 1,5 V bateriemi, takže nezáleží na tom, jaká je aktuální hodnota napětí baterií a ovladač lze napájet přímo z baterií bez pomocných napájecích obvodů, což významně šetří energii.

Infračervená vysílací dioda je připojena mezi piny PA2 a PA1 mikrokontroléru. Na pin PA2 je připojen interní generátor obdélníkového signálu o frekvenci 37,9 kHz, tvořící nosný signál, na něž je citlivý použitý fotodetektor, na který je poté superponován signál z komunikačního protokolu UART.

Dálkový ovladač je také doplněn RF modulem RFM68W, pro možnost přenosu povelů prostřednictvím rádiových vln. Je nicméně nevyužit, neboť rádiový přenos se při testování ukázal jako nespolehlivý, protože rušení ze zesilovače způsobilo rozkmitání výstupu rádiového přijímače. Výhodou infračerveného přijímače je imunita vůči vysokofrekvenčnímu rušení.

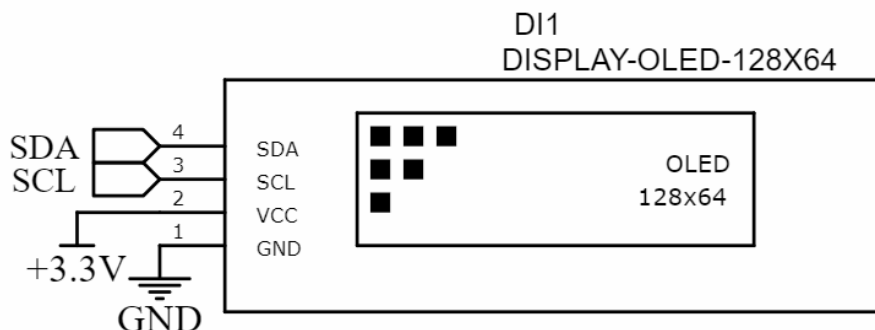
6.1.2 Mikrokontrolér



Obrázek 6.2: Schéma zapojení mikrokontroléru ATmega328PB

6.1.3 Displej

Byl použit bílý OLED displej o rozlišení 128x64 bodů. Řízený je prostřednictvím TWI rozhraní mikrokontroléru, viz obr. 6.3.



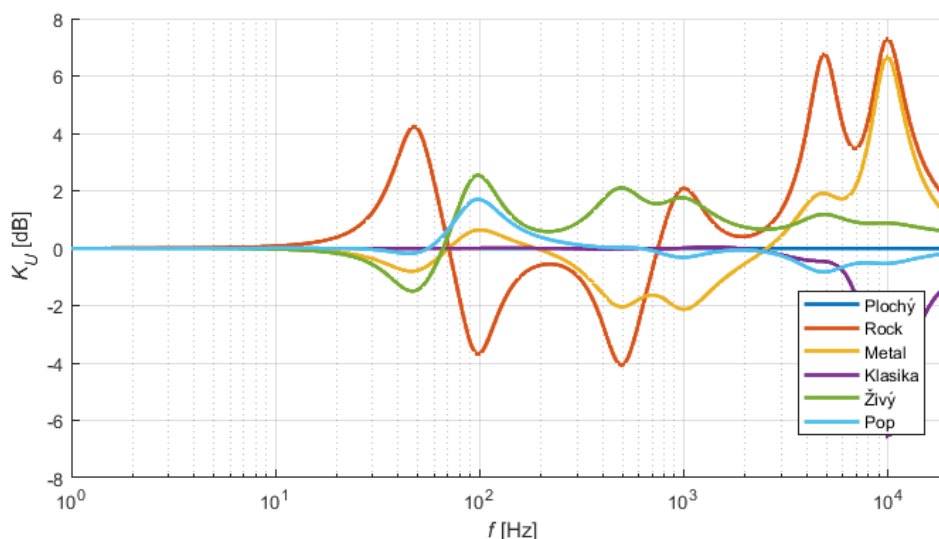
Obrázek 6.3: Schéma zapojení OLED displeje



Obrázek 6.4: Příklad zobrazení informace na displeji

6.1.4 Ekvalizér a předzesilovač

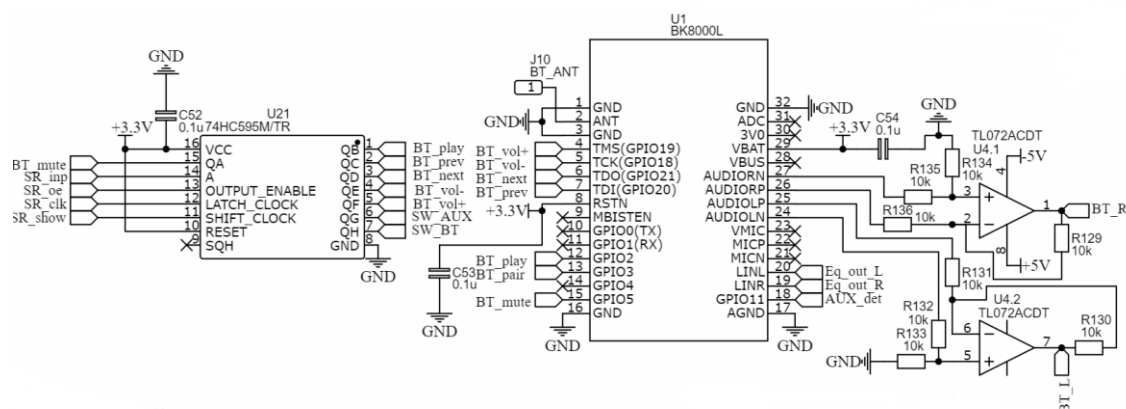
Činnost ekvalizéru i předzesilovače je ovlivňována prostřednictvím digitálních potenciometrů, ovládaných přes TWI rozhraní. U předzesilovače lze nastavit stupeň vyvážení kanálů a napěťový zisk jednotlivých kanálů. U ekvalizéru jsou naprogramovány předvolby pro jednotlivé styly hudby, tyto předvolby jsou inspirovány běžně používanými nastaveními komerčních ekvalizérů. K dispozici je celkem 6 předvoleb, jejichž modulové frekvenční charakteristiky jsou vyneseny v obr. 6.5.



Obrázek 6.5: Modulové frekvenční charakteristiky předvoleb ekvalizéru

6.1.5 Bluetooth modul

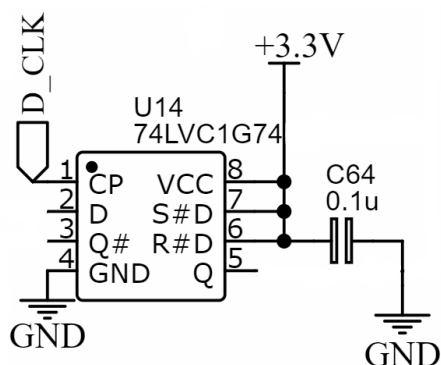
Činnost Bluetooth modulu je ovládána prostřednictvím posuvného registru. Jsou k dispozici pokyny předchozí / následující skladba, zeslabení / zesílení signálu, ztlumení a přehrát / pozastavit. Tyto povely jsou aktivovány logikou, 1' na příslušných pinech.



Obrázek 6.6: Schéma zapojení ovládání Bluetooth modulu

6.1.6 Modulátor

Pin PD6 mikrokontroléru (viz obr. 6.2) je interně připojen ke generátoru obdélníkového taktovacího signálu pro klopný obvod typu D, prostřednictvím větve D_CLK jak je vidět na obr. 6.7. Frekvence tohoto signálu ovlivňuje rychlost vzorkování klopného obvodu a přímo tedy ovlivňuje modulační frekvenci. Vzorkovací frekvenci lze nastavit v rozsahu od 0 Hz až po poloviční taktovací frekvenci mikrokontroléru (8 MHz).



Obrázek 6.7: Princip ovládání spínací frekvence modulátoru

U PWM modulátoru je nastavení modulační frekvence realizováno pomocí změny časové konstanty bezeztrátového integrátoru, viz kapitola 3.5.2.

6.1.7 Detekce vstupu

Mikrokontrolér pravidelně snímá logickou úroveň na pinu PD7, která má hodnotu logické „1“ právě tehdy, když je zvukový signál brán z Bluetooth modulu, vstup AUX je odpojený. Změnu logické úrovně zajišťuje AUX konektor, v němž je integrovaný spínač.

6.1.8 Program pro mikrokontrolér

Do použitého mikrokontroléru bylo nutné nahrát program. Ten byl napsán v jazyce C, v prostředí programu Atmel Studio (Microchip studio). Celý program je k dispozici k nahlédnutí v rámci externích příloh k bakalářské práci, jeho činnost je detailně popsána přímo ve zdrojových souborech. Program byl nahrán do mikrokontroléru ATmega328PB prostřednictvím protokolu SPI, rozhraní ISP, do mikrokontroléru ATTiny402 pak prostřednictvím protokolu UART, rozhraní UPDI. Mikrokontrolér měří proud tekoucí koncovým stupněm a je na základě něj schopen určit výkon dodávaný do zátěže, i odpor zátěže, ze znalosti napájecího napětí koncového stupně zesilovače.

7. PRAKTICKÁ REALIZACE

Desky plošných spojů zesilovače, napájecího zdroje i dálkového ovládání byly realizovány jako oboustranné, jednak z důvodu velkého množství použitých součástek a propojovacích cestiček, ale tak pro lepší odvod tepla, který je obzvlášť u výkonových částí nezbytný. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci byly jednotlivé spoje navrhovány co nejkratší a návrh byl činěn tak, aby cestičky nezahýbaly do pravého úhlu, což by podstatně zvyšovalo vyzařování elektromagnetického rušení vně obvodu. Desky také byly navrhovány rozměrově co nejmenší, s ohledem na cenu výroby, která byla realizována firmou JLCPCB.

7.1 Zesilovač

Schéma zapojení zesilovače je obsaženo v příloze A. Deska obsahuje výkonovou a signální část, které je nezbytné od sebe oddělit, aby se nešířilo rušení z výkonové do signální části a neznemožňovalo tak komunikaci mezi jednotlivými částmi obvodu. Deska je rovněž ve všech hluchých místech pokovena zemnicí plochou – toto opatření slouží jako stínění. Cestičky, jimiž poteče proud do výkonové části naň musí být patřičně dimenzovány. Maximální uvažovaný proud tekoucí do koncového stupně je roven 5 A, dle obecného doporučení (pro oteplení o 20 °C při běžném provozu) byly použity cestičky o tloušťce 3 mm. Zemnicí plocha mezi dolní a horní vrstvou je na co nejvíce místech prokovená, pro zajištění optimálního odvodu tepla. Rozmístění součástek na desce a rozložení cestiček je v přílohách D a E.

7.2 Napájecí zdroj

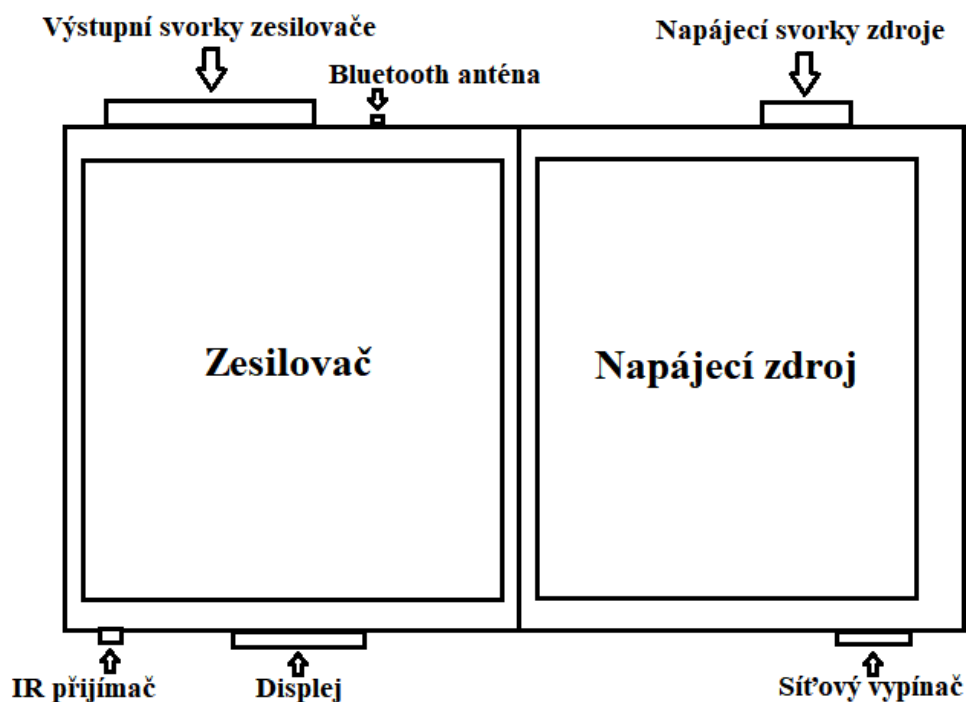
Schéma zapojení napájecího zdroje je obsaženo v příloze B. Deska plošných spojů napájecího zdroje obsahuje dva zdroj – výkonový a pomocný. Zdroje mají společný síťový usměrňovač, ale každý svůj vstupní filtrační kondenzátor. Deska je rozdělena na část s malým napětím (40 V) a na část s nízkým napětím (320 V). Obě části jsou od sebe odděleny galvanicky prostřednictvím impulzních transformátorů a zpětnovazebních optočlenů. Mezi jednotlivými stranami optočlenů je navíc vyfrézovaná vzduchová mezera, na ostatních místech je izolace provedena absencí zemnicí pokovovací plochy. Pokovení rovněž není provedeno tam, kde se vyskytuje nízké napětí. Součástky kolem řídicích integrovaných obvodů byly rozmístěny dle doporučení výrobce. Rozmístění součástek na desce a rozložení cestiček je v přílohách D a E.

7.3 Dálkové ovládání

Schéma zapojení dálkového ovládání je obsaženo v příloze C. Deska plošných spojů dálkového ovládání se skládá z části tlačítkové matice, RF modulu, IR přijímače a mikrokontroléru. Rozmístění součástek na desce a rozložení cestiček je v přílohách D a E.

7.4 Krabíčka

Pro lepší estetický dojem práce, ale především pro částečné stínění vyzářeného elektromagnetického rušení, byly deska plošných spojů zesilovače a napájecího zdroje uzavřeny do kovové krabíčky. Krabíčka má rozměry 23,5 x 15 x 11 cm. Rozmístění součástí zesilovače v krabíčce je patrné z obr. 7.1. Fotografie hotového zesilovače v krabíčce je k dispozici v příloze F.



Obrázek 7.1: Schématické znázornění rozmístění jednotlivých součástí zesilovače v krabíčce

8. MĚŘENÍ

Následující měření byla realizována za použití následujících měřících přístrojů:

- Osciloskop Hantek DSOD10
- Napájecí zdroj Siglent SPD3303C
- Multimetr Metex MXD-4660A
- Funkční generátor Metex MGX-9810

8.1 Modulová frekvenční charakteristika ekvalizéru

Na vstup ekvalizéru bylo přivedeno napětí $U_{in} = 520$ mV. Přenosy na jednotlivých frekvencích a předvolbách byly následně vypočteny dle rovnice (8.1). Indexy u napěťových přenosů v tabulkách 8.1 a 8.2 označují název měřené předvolby ekvalizéru – viz obr. 8.1.

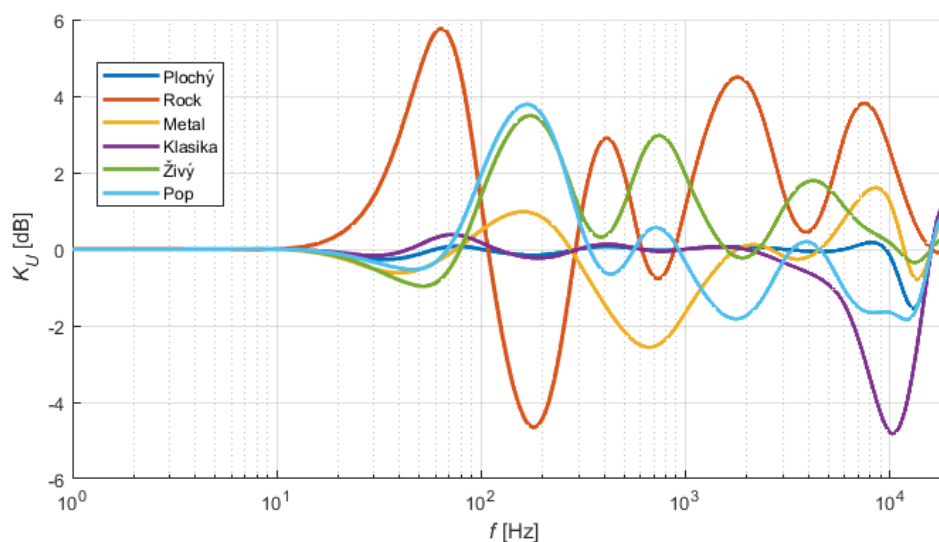
Tabulka 8.1: Měřené hodnoty pro výpočet modulové přenosové charakteristiky ekvalizéru

f [Hz]	1	3	6	10	30	60	100	300
U_{OUTp} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	500,00	500,00	650,00	520,00
U_{OUTr} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	610,00	1000,00	600,00	520,00
U_{OUTf} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	505,00	520,00	520,00	520,00
U_{OUTm} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	490,00	500,00	550,00	520,00
U_{OUTc} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	510,00	538,00	530,00	520,00
U_{OUTl} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	490,00	470,00	610,00	520,00
K_{Up} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,34	-0,34	1,94	0,00
K_{Ur} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	1,39	5,68	1,24	0,00
K_{Uf} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,25	0,00	0,00	0,00
K_{Um} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,52	-0,34	0,49	0,00
K_{Uc} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,17	0,30	0,17	0,00
K_{Ul} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,52	-0,88	1,39	0,00

$$K_U = 20 \cdot \log \frac{U_{OUTN}}{U_{in}} \quad [\text{dB}] \quad (8.1)$$

Tabulka 8.2: Měřené hodnoty pro výpočet modulové přenosové charakteristiky ekvalizéru, pokračování

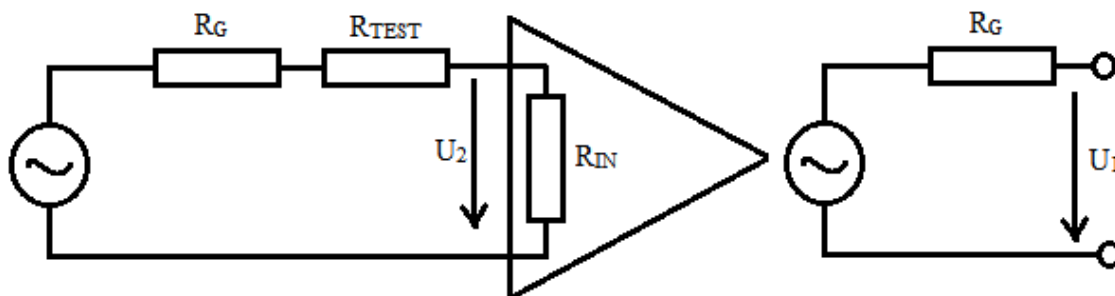
f [Hz]	600	1000	3000	6000	10000	13000	16000	20000
U_{OUTp} [mV]	570,00	535,00	500,00	500,00	460,00	430,00	426,00	520,00
U_{OUTr} [mV]	550,00	530,00	590,00	620,00	730,00	700,00	570,00	520,00
U_{OUTf} [mV]	520,00	520,00	520,00	520,00	520,00	510,00	435,00	520,00
U_{OUTm} [mV]	500,00	390,00	430,00	510,00	570,00	600,00	480,00	520,00
U_{OUTc} [mV]	520,00	520,00	520,00	500,00	440,00	300,00	360,00	520,00
U_{OUTl} [mV]	590,00	680,00	650,00	587,00	590,00	530,00	500,00	520,00
K_{Up} [dB] (8.1)	0,80	0,25	-0,34	-0,34	-1,06	-1,65	-1,73	0,00
K_{Ur} [dB] (8.1)	0,49	0,17	1,10	1,53	2,95	2,58	0,80	0,00
K_{Uf} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,17	-1,55	0,00
K_{Um} [dB] (8.1)	-0,34	-2,50	-1,65	-0,17	0,80	1,24	-0,70	0,00
K_{Uc} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,17	0,30	0,17	0,00
K_{Ul} [dB] (8.1)	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,52	-0,88	1,39	0,00



Obrázek 8.1: Měřená modulová frekvenční charakteristika ekvalizéru

8.2 Vstupní odpor zesilovače

Princip měření vstupního odporu zesilovače je patrný z obr. 8.2. Generátor signálu je připojen přes testovací rezistor R_{TEST} ke vstupu zesilovače. Nejprve se změří napětí na vstupních svorkách zesilovače U_2 , poté se zesilovač odpojí a změří se napětí naprázdno na výstupu generátoru U_1 . Vstupní odpor se pak spočítá dle rovnice (8.2).

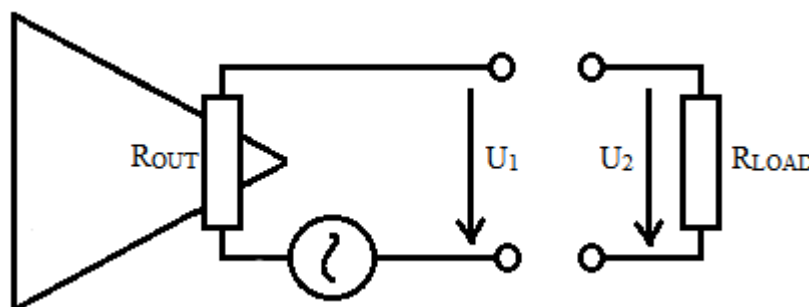


Obrázek 8.2: Princip měření vstupního odporu zesilovače

$$R_{IN} = R_{TEST} \cdot \left(\frac{U_2}{U_1 + U_2} \right) = 1000 \cdot \left(\frac{0,8}{1 + 0,8} \right) \cong 444 \, \Omega \quad (8.2)$$

8.3 Výstupní odpor zesilovače

Princip měření výstupního odporu zesilovače je patrný z obr. 8.3. Výstup zesilovače je modelován sériovou kombinací napěťového zdroje a jeho sériovým odporem R_{OUT} . Nejprve se změří napětí na výstupních svorkách zesilovače U_2 , s připojenou zátěží R_{LOAD} , poté se zátěž odpojí a změří se napětí naprázdno na výstupních svorkách zesilovače U_1 . Výstupní odpor se pak spočítá dle rovnice (8.3).



Obrázek 8.3: Princip měření výstupního odporu zesilovače

$$R_{OUT} = R_{LOAD} \cdot \left(\frac{U_1}{U_2} - 1 \right) = 5 \cdot \left(\frac{14,8}{12} - 1 \right) \cong 1,16 \, \Omega \quad (8.3)$$

8.4 Přeslechy XT

Pod pojmem přeslechy XT se rozumí pronikání signálu z jednoho kanálu do druhého, nejčastěji přes kapacitní, či induktivní vazby v obvodu, z čehož vyplývá, že jsou frekvenčně závislé. Na vstup jednoho kanálu byl přiveden signál a byla měřena jeho napěťová úroveň na výstupu kanálu druhého. Velikost přeslechů byla následně určena

dle rovnic (8.4), pro pronikání signálu z pravého do levého kanálu, a (8.5) pro pronikání z levého do pravého kanálu.

Tabulka 8.3: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z pravého do levého kanálu

f [Hz]	10	30	60	100	300	600
U_R [mV]	0,03	0,06	0,04	0,04	0,04	0,04
U_L [mV]	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10
XT_{L-R} [dB] (8.5)	36,90	30,32	34,40	34,40	34,40	34,40

Tabulka 8.4: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z pravého do levého kanálu, pokračování

f [Hz]	1000	3000	6000	10000	13000	16000
U_R [mV]	0,04	0,04	0,03	0,02	0,02	0,02
U_L [mV]	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10
XT_{L-R} [dB] (8.5)	34,40	34,40	36,90	40,42	40,42	40,42

Tabulka 8.5: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z levého do pravého kanálu

f [Hz]	10	30	60	100	300	600
U_L [mV]	0,06	0,12	0,08	0,08	0,08	0,08
U_R [mV]	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10
XT_{R-L} [dB] (8.4)	30,88	24,86	28,38	28,38	28,38	28,38

Tabulka 8.6: Měřené hodnoty pro výpočet přeslechů z levého do pravého kanálu, pokračování

f [Hz]	1000	3000	6000	10000	13000	16000
U_L [mV]	0,08	0,08	0,06	0,04	0,04	0,04
U_R [mV]	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10	2,10
XT_{R-L} [dB] (8.4)	28,38	28,38	30,88	34,40	34,40	34,40

$$XT_{R-L} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_R}{U_L}\right) \quad [\text{dB}] \quad (8.4)$$

$$XT_{L-R} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_L}{U_R}\right) \quad [\text{dB}] \quad (8.5)$$

8.5 Harmonické zkreslení zesilovače THD

Harmonické zkreslení bylo vypočteno dle rovnic (8.6) a (8.7). Byl proveden výpočet pomocí dvou možných vztahů, nicméně v tomto případě se od sebe výsledky odchylují pouze minimálně. Bylo provedeno měření pro PWM modulaci a Σ - Δ modulaci. Pro výpočet výstupního výkonu lze použít, ovšem pouze pro signál o sinusovém průběhu, vztah (8.8), kde U_{KS} je stejnosměrné napájecí napětí koncového stupně zesilovače a R_L je odpor připojené zátěže.

Tabulka 8.7: Měřené hodnoty pro výpočet harmonického zkreslení, pro Σ - Δ modulaci

U_{KS} [V]	6	7	8	9	10	11	12
P_{out} [W] (8.8)	2	3	4	5	6	8	9
U_{OUT1} [V]	5,4	6,4	7,7	8,9	9,8	10,8	11,8
U_{OUT2} [V]	0,1	0,11	0,15	0,16	0,17	0,17	0,17
U_{OUT3} [mV]	90	80	80	90	90	90	90
U_{OUT4} [mV]	40	40	40	40	40	40	50
THD_R [%] (8.6)	6,00	7,00	8,00	9,00	10,0	11,0	12,0
THD_F [%] (8.7)	2,48	2,21	2,27	2,11	2,00	1,82	1,68

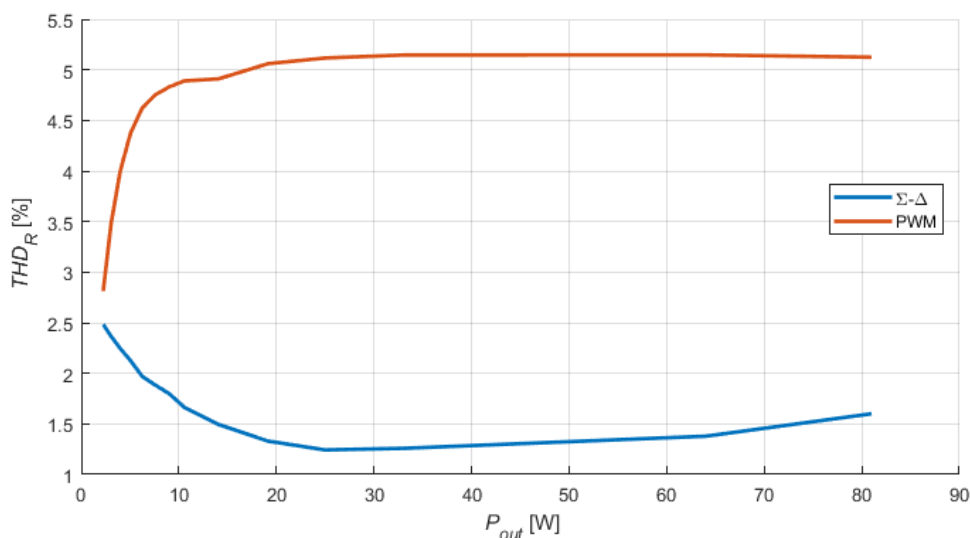
Tabulka 8.8: Měřené hodnoty pro výpočet harmonického zkreslení, pro Σ - Δ modulaci pokračování

U_{KS} [V]	13	15	17	20	23	32	36
P_{out} [W] (8.8)	10	14	19	25	33	64	81
U_{OUT1} [V]	12,8	14	16,8	18,6	20,4	29	33
U_{OUT2} [V]	0,18	0,18	0,19	0,20	0,22	0,24	0,50
U_{OUT3} [mV]	100	100	100	100	100	120	140
U_{OUT4} [mV]	50	60	60	60	90	90	100
THD_R [%] (8.6)	13,0	15,0	17,5	20,0	23,0	32,0	36,0
THD_F [%] (8.7)	1,66	1,51	1,33	1,24	1,26	0,98	1,60

$$THD_R = \frac{\sqrt{U_{OUT2}^2 + U_{OUT3}^2 + U_{OUT4}^2}}{\sqrt{U_{OUT1}^2 + U_{OUT2}^2 + U_{OUT3}^2 + U_{OUT4}^2}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (8.6)$$

$$THD_F = \frac{\sqrt{U_{OUT2}^2 + U_{OUT3}^2 + U_{OUT4}^2}}{U_{OUT1}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (8.7)$$

$$P_{OUT} = \frac{U_{KS}^2}{R_L} \quad [W] \quad (8.8)$$



Obrázek 8.4: Závislost harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače pro PWM a Σ - Δ modulaci

8.6 Účinnost zesilovače

Výhodou spínaných zesilovačů je jejich vysoká účinnost, viz kapitola 2.1. Měření bylo provedeno pro oba typy modulátorů. Měření bylo provedeno pro jeden kanál zesilovače. Jednotlivé výkony a účinnosti byly stanoveny dle rovnic (8.9) – (8.10).

8.6.1 PWM modulátor

Tabulka 8.9: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro PWM modulátor

I_{IN} [A]	0,34	0,42	0,51	0,54	0,57	0,59	0,61
U_{KS} [V]	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,00	12,00
P_{IN} [W] (8.10)	2,04	2,94	4,08	4,86	5,70	6,49	7,32
U_{OUT} [V]	3,16	3,28	4,16	4,44	5,44	5,92	6,80
P_{OUT} [W] (8.11)	1,25	1,34	2,16	2,46	3,70	4,38	5,78
η [%] (8.9)	61,19	45,74	53,02	50,70	64,90	67,50	78,96

Tabulka 8.10: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro PWM modulátor, pokračování

I_{IN} [A]	0,63	0,75	0,85	0,90	1,25	1,40	1,70
U_{KS} [V]	13,00	15,00	17,50	20,00	24,00	31,20	35,00
P_{IN} [W] (8.10)	8,19	11,25	14,88	18,00	30,00	43,68	59,50
U_{OUT} [V]	7,20	8,60	9,40	10,40	13,40	17,60	20,00
P_{OUT} [W] (8.11)	6,48	9,25	11,05	13,52	22,45	38,72	50,00
η [%] (8.9)	79,12	82,18	74,25	75,11	74,82	82,64	81,03

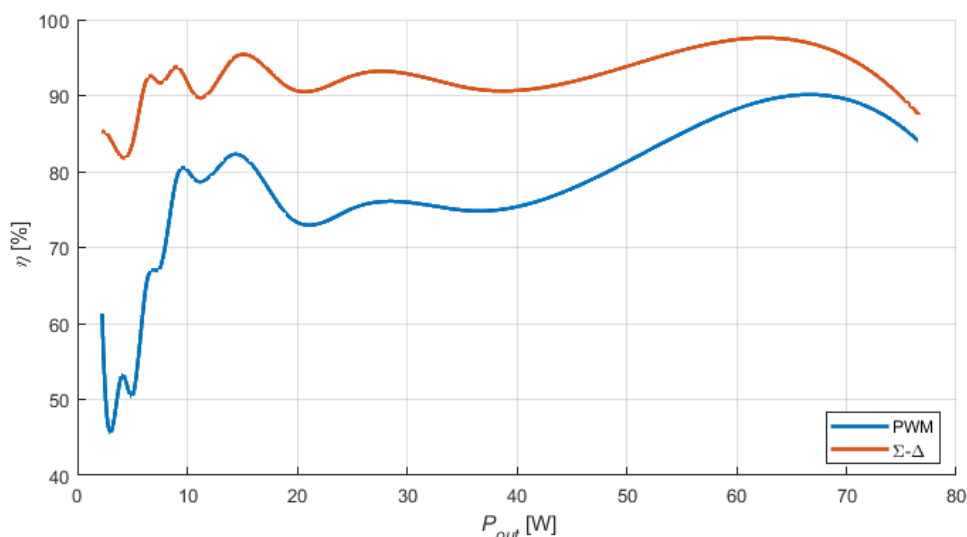
8.6.2 Σ - Δ modulátor

Tabulka 8.11: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro Σ - Δ modulátor

I_{IN} [A]	0,44	0,52	0,61	0,67	0,68	0,75	0,80
U_{KS} [V]	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,00	12,00
P_{IN} [W] (8.10)	2,64	3,64	4,88	6,03	6,80	8,25	9,60
U_{OUT} [V]	4,24	4,95	5,66	6,36	7,07	7,78	8,49
P_{OUT} [W] (8.11)	2,25	3,06	4,00	5,06	6,25	7,56	9,00
η [%] (8.9)	85,23	84,13	81,97	83,96	91,91	91,67	91,75

Tabulka 8.12: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti zesilovače pro Σ - Δ modulátor, pokračování

I_{IN} [A]	0,90	0,99	1,20	1,35	1,65	2,00	2,50
U_{KS} [V]	13,00	15,00	17,50	20,00	24,00	31,20	35,00
P_{IN} [W] (8.10)	11,70	14,85	21,00	27,00	39,60	62,40	87,50
U_{OUT} [V]	9,19	10,61	12,37	14,14	16,97	22,06	24,75
P_{OUT} [W] (8.11)	10,56	14,06	19,14	25,00	36,00	60,84	76,56
η [%] (8.9)	90,28	91,70	91,15	92,59	90,91	91,50	87,50



Obrázek 8.5: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu pro PWM a Σ - Δ modulaci

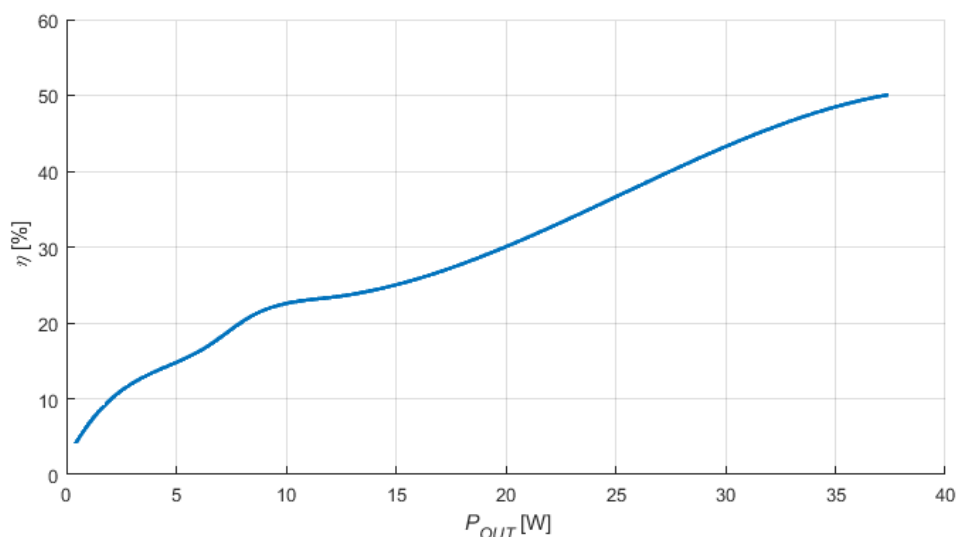
8.7 Účinnost napájecího zdroje

Jednou z nevýhod použití spínaného zdroje je jeho obecně nižší účinnost než v případě klasického zdroje s transformátorem, nicméně v případě kvalitních, moderních spínaných zdrojů se tento rozdíl smazává. V případě tohoto jednoduchého zdroje ovšem účinnost pravděpodobně nebude příliš velká. Účinnost byla určena dle rovnice (8.9), vstupní výkon byl určen dle (8.10), kde $U_{IN} = 230$ V a výstupní výkon byl stanoven dle (8.11), kde R_Z je odpor připojené zátěže. Vstupní proud byl měřen pomocí úbytku napětí na rezistoru o odporu 1Ω , zařazeném v sérii s napájecími svorkami zesilovače.

8.7.1 Účinnost pomocného zdroje

Tabulka 8.13: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti pomocného napájecího zdroje

$R_Z [\Omega]$	330,00	30,00	20,00	15,00	10,00	5,00	3,6
$I_{IN} [\text{mA}]$	70	150	180	190	240	310	340
$U_{OUT} [\text{V}]$	12	11,4	11,3	11,2	11	10,7	10,6
$P_{IN} [\text{W}]$ (8.10)	10,35	31,05	37,95	40,25	51,75	67,85	74,75
$P_{OUT} [\text{W}]$ (8.11)	0,44	4,33	6,38	8,36	12,10	22,90	37,45
$\eta [\%]$ (8.9)	4,22	13,95	16,82	20,78	23,38	33,75	50,10

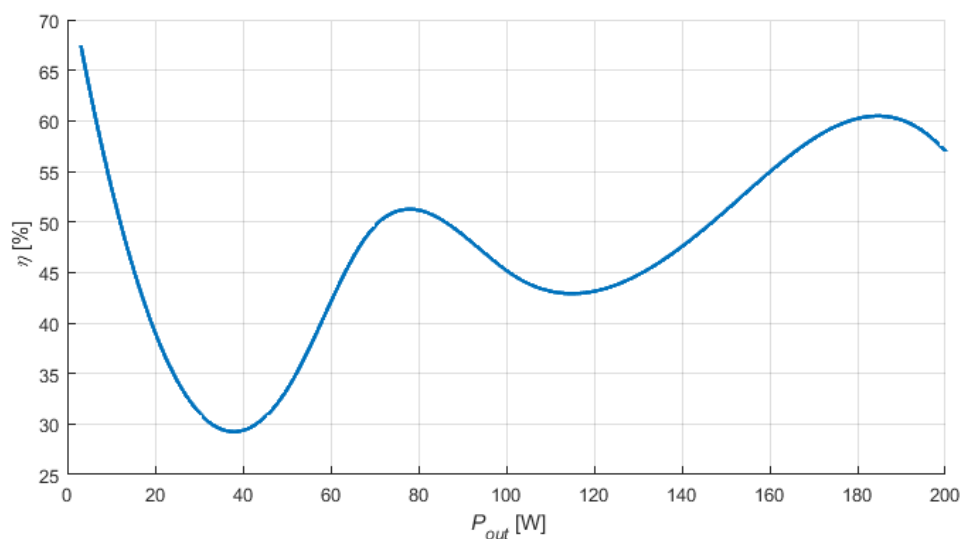


Obrázek 8.6: Závislost účinnosti pomocného zdroje na výstupním výkonu

8.7.2 Účinnost výkonového zdroje

Tabulka 8.14: Měřené hodnoty pro výpočet účinnosti výkonového napájecího zdroje

$R_Z [\Omega]$	330,00	30,00	20,00	15,00	10,00	5,00
$I_{IN} [\text{A}]$	0,02	0,40	0,55	0,51	0,90	1,30
$U_{OUT} [\text{V}]$	32,00	32,00	32,00	32,00	32,00	31,00
$P_{IN} [\text{W}]$ (8.10)	4,60	115,00	149,50	140,30	230,00	322,00
$P_{OUT} [\text{W}]$ (8.11)	3,10	34,13	51,20	68,27	102,40	192,20
$\eta [\%]$ (8.9)	67,46	29,68	34,25	48,66	44,52	59,69



Obrázek 8.7: Závislost účinnosti výkonového zdroje na výstupním výkonu

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \cdot 100 \quad (8.9)$$

$$P_{IN} = I_{IN} \cdot U_{IN} \quad (8.10)$$

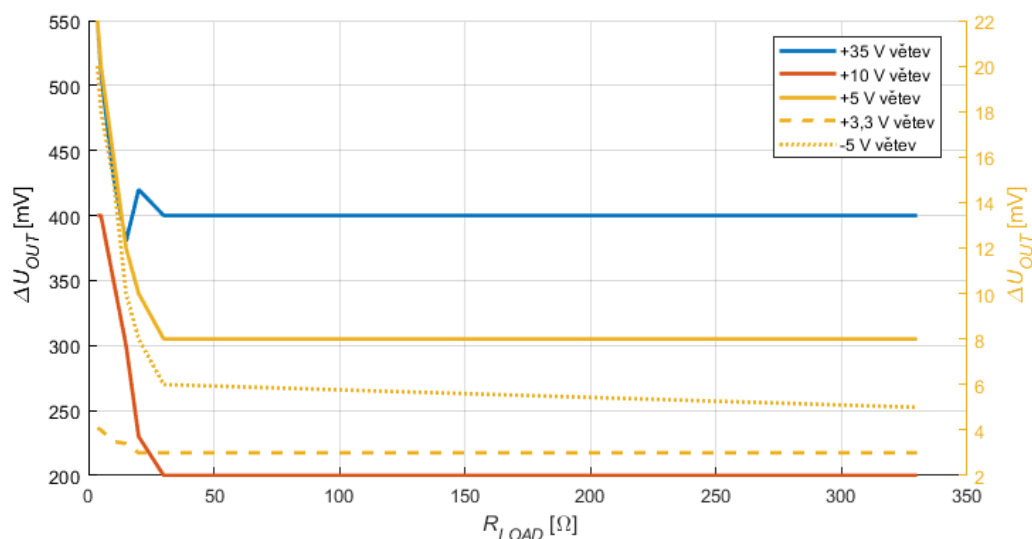
$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{R_Z} \quad (8.11)$$

8.8 Zvlnění výstupních napětí napájecího zdroje

Zvlnění výstupních napětí napájecího zdroje byla měřena pro stejné velikosti zátěží, ale pro každou napěťovou větev to znamená jiný výstupní výkon, závislost zvlnění byla vynesena do obr. 8.8 v závislosti na odporu zátěže proto, aby mohlo být vše v jednom grafu.

Tabulka 8.15: Měřené hodnoty zvlnění výstupního napětí

$R_{LOAD} [\Omega]$	330	30	20	15	10	5	3,6
$\Delta U_{OUT+35V} [mV]$	400	400	420	380	430	510	550
$\Delta U_{OUT+10V} [mV]$	200	200	230	300	350	400	400
$\Delta U_{OUT+5V} [mV]$	8	8	10	12	14	20	22
$\Delta U_{OUT+3,3V} [mV]$	3	3	3	3,4	3,5	4	4,1
$\Delta U_{OUT-5V} [mV]$	5	6	8	10	15	18	20



Obrázek 8.8: Závislost zvlnění výstupního napětí jednotlivých napěťových větví napájecího zdroje na zátěži

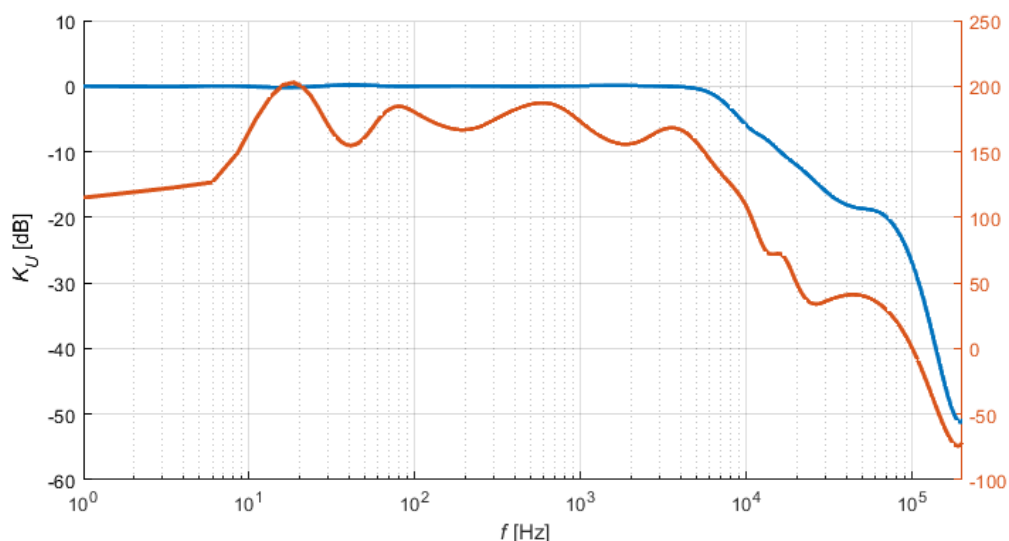
8.9 Frekvenční charakteristiky výstupního filtru

Tabulka 8.16: Měřené hodnoty pro výpočet modulové a fázové frekvenční charakteristik výstupního filtru

f [Hz]	1	3	6	10	30	60	100	300	600	1000
U_{OUT} [mV]	1800	1780	1810	1790	1815	1812	1798	1799	1801	1810
Δt [μ s]	260000	113333	58666	46000	15733	8066	5000	1613	866	480
Φ [°] (8.12)	115	122	126	165	170	174	180	174	187	172
K_U [dB] (8.1)	0,00	-0,10	0,05	-0,05	0,07	0,06	-0,01	0,00	0,00	0,05

Tabulka 8.17: Měřené hodnoty pro výpočet modulové a fázové frekvenční charakteristik výstupního filtru, pokračování

f [Hz]	3000	6000	10000	13000	16000	20000	60000	100000	200000
U_{OUT} [mV]	1800	1520	860	700	540	456	200	82	5
Δt [μs]	153	67	30	16	13	7	7	2	-1
Φ [°] (8.12)	166	144	108	75	72	50	36	0	-72
K_U [dB] (8.1)	0	-1	-6	-8	-10	-12	-19	-27	-51



Obrázek 8.9: Měřená modulová a fázová frekvenční charakteristika výstupního filtru

$$\Phi = \Delta T \cdot f \cdot 360 \quad [^\circ] \quad (8.12)$$

8.10 Modulová frekvenční charakteristika předzesilovače

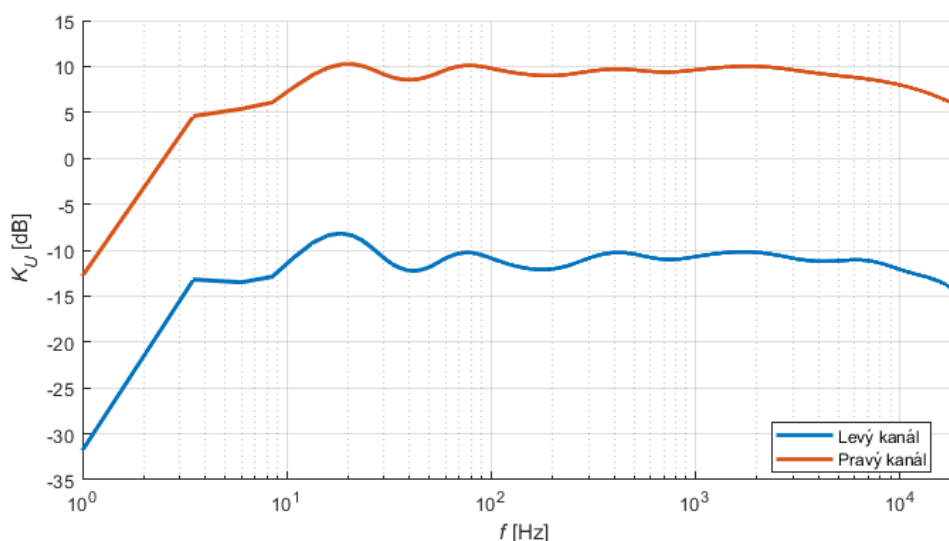
Modulová frekvenční charakteristika byla měřena pro maximální zesílení předzesilovače a pro maximální zvýraznění pravého kanálu

Tabulka 8.18: Měřené hodnoty pro výpočet modulové frekvenční charakteristiky předzesilovače

f [Hz]	1	3	6	10	30	60	100	300
U_{OUT_L} [mV]	9	65	74	93	100	100	100	100
U_{OUT_R} [mV]	80	500	650	800	1000	1060	1080	1040
K_{U_L} [dB] (8.1)	-31,80	-14,62	-13,50	-11,51	-10,88	-10,88	-10,88	-10,88
K_{U_R} [dB] (8.1)	-12,82	3,10	5,38	7,18	9,12	9,62	9,79	9,46

Tabulka 8.19: Měřené hodnoty pro výpočet modulové frekvenční charakteristiky předzesilovače, pokračování

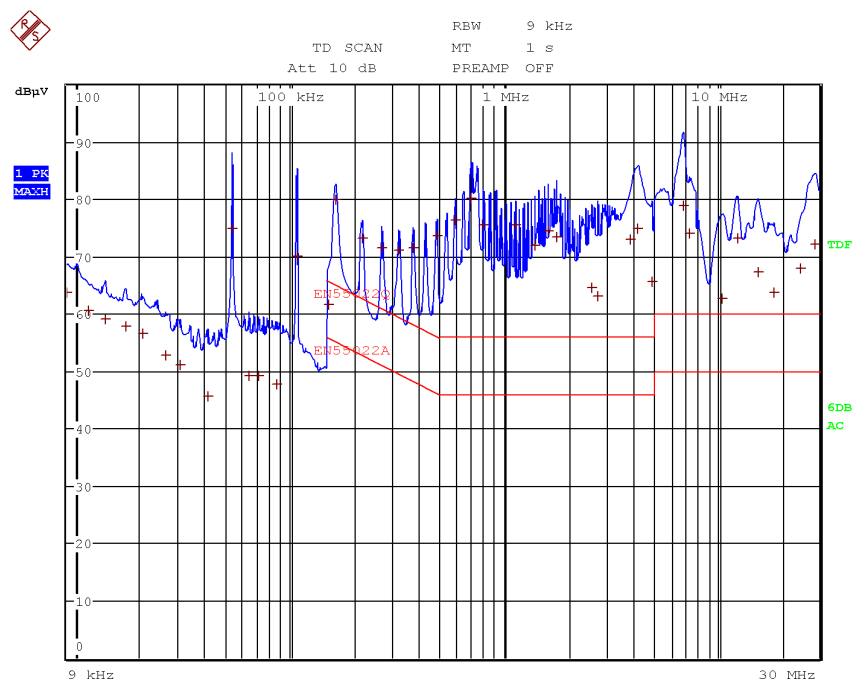
f [Hz]	600	1000	3000	6000	10000	13000	16000	20000
U_{OUT_L} [mV]	101	102	100	98	87	80	74	60
U_{OUT_R} [mV]	1040	1060	1060	965	878	809	742	660
K_{U_L} [dB] (8.1)	-10,79	-10,71	-10,88	-11,06	-12,09	-12,82	-13,50	-15,32
K_{U_R} [dB] (8.1)	9,46	9,62	9,62	8,81	7,99	7,28	6,53	5,51



Obrázek 8.10: Měřená modulová frekvenční charakteristika předzesilovače

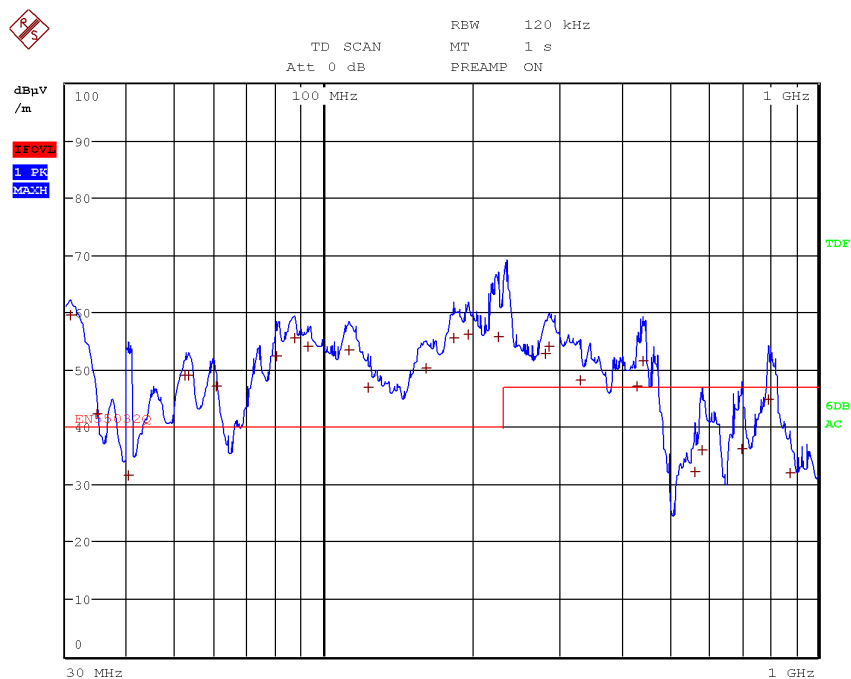
8.11 Měření elektromagnetické kompatibility

V rámci měření parametrů zesilovače bylo, vzhledem k tomu, že se jedná o spínaný zesilovač napájený spínaným zdrojem, provedeno měření elektromagnetické kompatibility. Bylo provedeno měření rušení na napájecích svorkách zdroje a měření rušení vyzářeného do okolí zesilovače ve stíněné komoře. Příklady výsledků dvou měření jsou uvedeny v obr. 8.11 a 8.12, zbytek grafů a protokoly o měřeních jsou uvedeny v externích přílohách bakalářské práce.



Date: 24.MAY.2022 10:44:09

Obrázek 8.11: Spektrum rušení vyzářeného do sítě, měřeného na fázové napájecí svorce zesilovače



Date: 24.MAY.2022 11:01:23

Obrázek 8.12: Spektrum rušení vyzářeného do okolí zesilovače, měřeno při horizontální polarizaci měřící antény

ZÁVĚR

V rámci této bakalářské práce byla nejprve vypracována rešerše k tématu týkajícího se zesilovačů, a to zejména těch pracujících ve třídě D. Dále byla provedena syntéza zesilovače pracujícího ve třídě D s Bluetooth konektivitou. Byl navržen předzesilovač s nastavitelným ziskem pro pravý i levý kanál a funkcí vyvážení kanálů. Následně byl proveden návrh šestipásmového ekvalizéru sestávajícího ze sériových rezonančních obvodů a operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení. Dále byl navržen Σ - Δ modulátor 2. řádu a PWM modulátor a koncový stupeň zesilovače se zpětnou vazbou. Byl proveden rozbor stability uzavřené smyčky zesilovače. Nakonec byl navržen napájecí zdroj sestávající ze dvou spínaných zdrojů, bylo navrženo uživatelské rozhraní a práce byla umístěna do krabičky.

Navrhovaná zapojení byla simulována za použití programu Cadence PSpice a LTSpice XVII. Všechny bloky fungují v simulacích dle očekávání.

Navržená zapojení jednotlivých bloků byla prakticky realizována na deskách plošných spojů.

Z provedených měření parametrů zesilovače vyplývá, že jeho největší slabinou, co se týče vlivu na měřené harmonické zkreslení zvukového signálu je výstupní filtr, což je vlastnost očekávaná, neboť zvolená jádra, na které byly navinuty filtrační cívky, a zvolené kondenzátory byly voleny na základě kompromisu mezi parametry a finanční dostupností součástek. Měřené harmonické zkreslení je u PWM modulace větší, než u Σ - Δ modulace, neboť byla vybrána topologie výstupního filtru určená pro Σ - Δ modulaci. Harmonické zkreslení u Σ - Δ modulace s rostoucím výstupním výkonem nejprve klesá a poté opět narůstá, neboť zvolený způsob regulace výstupního výkonu, tj. změnou napájecího napětí koncového stupně, mění velikost zpětné vazby modulátoru, její velikost je optimální při výkonu s minimálním THD. Změřená modulová frekvenční charakteristika ekvalizéru a předzesilovače odpovídá simulované skutečnosti. Dále bylo změřeno, že přeslechy mezi kanály dosahují při směru z pravého do levého kanálu nejlepší hodnoty 35 dB, v opačném směru pak 40 dB. Byla změřena vstupní impedance zesilovače $Z_{in} = 444 \Omega$ a výstupní impedance $Z_{out} = 1,16 \Omega$. Dále byla změřena závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu. Lepší účinnosti dosahuje Σ - Δ modulace, největší naměřená účinnost je rovna 91 %, u PWM modulace je to 81 %. PWM modulace má nižší účinnost z důvodů zmíněných výše. Měřené frekvenční charakteristiky výstupního filtru odpovídají teoretickému předpokladu.

Z měření napájecího zdroje je vidět potvrzení teoretického předpokladu, že spínané zdroje pracují s největší účinností, jsou-li zatíženy na 25 – 75 % svého jmenovitého výkonu. Největší účinnost, které bylo během měření výkonového napájecího zdroje dosaženo je rovna 67 %, což je u jednočinného blokujícího měniče obvyklá hodnota, u pomocného zdroje byla účinnost o poznání horší, což je nicméně tím, že neobsahuje žádné komplexnější řízení spínání. Zvlnění výstupních napětí jednotlivých napěťových větví bylo vyneseno v obr. 8.8. Je vidět, že tam, kde bylo použito lineárních stabilizátorů je zvlnění výrazně potlačeno (+5 V, +3,3 V a -5 V větve). Výstupní výkon

zesilovače je regulován pomocí změny velikosti výstupního napájecího napětí výkonového zdroje, v rozsahu 10 W – 80 W na kanál.

Byla prozkoumána elektromagnetická kompatibilita zesilovače a spínaného napájecího zdroje. Z protokolu o měření vyplývá, že výrobek překračuje nejčastěji používanou normu o elektromagnetických emisích, nicméně tuto skutečnost lze napravit použitím stíněných kabelů pro napájení a připojení reproduktorů k zesilovači a použitím systému aktivní korekce účinníku. Zařízení bylo umístěno do kovové krabičky, nicméně z měření ve stíněné komoře je patrné, že největší vliv na velikost vyzářeného elektromagnetického rušení mají kabely.

Z finančního hlediska vyšel celý zesilovač včetně napájecího zdroje a dálkového ovládání na 2 609 Kč – kompletní rozpis součástí je uveden v externích přílohách k práci.

LITERATURA

- [1] ŠTÁL, Petr. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [2] CORDELL, Bob. *Designing audio power amplifiers*. Second edition. New York: Routledge, Taylor & Francis Group, 2019. ISBN 978-113-8555-440.
- [3] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 4th ed. Boston: Newnes, 2006. ISBN 07-506-8072-5.
- [4] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. TAS5760LD. ©2017 [cit. 18.11.2021]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/TAS5760LD#tech-docs>
- [5] DOUSOKY, Gamal M., Masahito SHOYAMA a Tamotsu NINOMIYA. A Double-Hybrid Spread-Spectrum Technique for EMI Mitigation in DC-DC Switching Regulators. *Journal of Power Electronics* [online]. 2010, **10**(4), 342-350 [cit. 2021-12-28]. ISSN 1598-2092. Dostupné z: doi:10.6113/JPE.2010.10.4.342
- [6] MOHYLOVA, Jitka, Josef PUNCOCHAR a Stanislav ZAJACZEK. Band Stop Filter with a Synthetic Inductor with Series Resistance and a Real Operational Amplifier. *Advances in Electrical and Electronic Engineering* [online]. 2018, **16**(1), 109 - 117 [cit. 2021-12-28]. ISSN 1804-3119. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/324176166_Band_Stop_Filter_with_a_Synthetic_Inductor_with_Series_Resistance_and_a_Real_Operational_Amplifier doi:10.15598/aeer.v16i1.2317
- [7] Texas Instruments Inc. [online aplikační zpráva]. Class-D LC Filter Design. ©2015 [cit. 6.12.2021]. Dostupné z: https://www.ti.com.cn/cn/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf?ts=1638478804644&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [8] PRESSMAN, Abraham I., Keith H. BILLINGS a Taylor MOREY. *Switching power supply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0071482721.
- [9] Line Filter: The Last Barrier in the Switch-Mode Power Supply. *Power Electronics News* [online]. Frankfurter Strasse 21163263 Neu-Isenburg / Německo: Aspencore Media, 2021, 1.12.2021 [cit. 2022-05-26]. Dostupné z: <https://www.powerelectronicsnews.com/1-ebook-dec-21-line-filter-the-last-barrier-in-the-switch-mode-power-supply/>
- [10] STMicroelectronics [online katalogový list]. L7905. ©2019 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l79.pdf>
- [11] TaiwanSemiconductorCompany [online katalogový list]. TS1117. ©2003 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/635845/TaiwanSemiconductorCompany/TS1117/1>
- [12] Semiconductor Components Industries, LLC [online katalogový list]. MC33269 ©2019 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc33269-d.pdf>

- [13] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. UC3845B. ©2020 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3845.pdf?ts=1653566934444&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUC3845
- [14] ROHM Co., Ltd. [online katalogový list]. Methods of Designing PWM Flyback Converter. ©2016 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z: https://pages.rohm.com/rs/247-PYD-578/images/acdc_seminar_2_e.pdf
- [15] Texas Instruments Inc. [online katalogový list]. TL431. ©2018 [cit. 2022-05-27]. Dostupné z:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf?ts=1653629389215&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.startpage.com%252F
- [16] TDK Electronics. [online katalogový list]. Ferrites and Accessories. @2017 [cit. 2022-05-31]. Dostupné z: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_39_20_13.pdf

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
PWM	Pulse Width Modulation, modulace šířkou pulsů
I2S	Inter-IC Sound, přenos zvuku mezi digitálními obvody
Δ	označení delta modulace
Σ - Δ	označení sigma – delta modulace
DSP	Digital Signal Processing, digitální zpracování signálu
NOR	Negative OR, negované OR
PDM	Pulse Density Modulation, modulace šířkou pulsů
D/A	Digitálně Analogový převod
OSR	Oversampling Ration, poměr převzorkování
AUX	Auxillary, označení přídatného vstupu zesilovače
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
SPI	Serial Peripheral Interface – sériové periferní rozhraní
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
UPDI	Unified Program and Debug Interface
ISP	In-System Programming

Symboly:

R_{DSon}	odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu	(Ω)
U_{REF}	referenční napětí	(V)
Z_{in}	vstupní impedance	(Ω)
f_s	střední nebo spínací frekvence	(Hz)
T_{int}	časová konstanta integrátoru	(s)
U_{DSmin}	minimální úbytek napětí na kanálu tranzistoru	(V)
R_{Zmin}	minimální odpor zátěže	(Ω)
Q_g	náboj hradla tranzistoru	(C)
f_d	dolní mezní kmitočet	(Hz)
f_h	horní mezní kmitočet	(Hz)
μ_0	permeabilita vakua	(N/A ²)
μ_{tor}	relativní permeabilita toroidního jádra	(-)
l_s	střední délka magnetické siločáry	(cm)
S_j	průřez jádra	(mm ²)
N_z	počet závitů	(-)
B_{max}	maximální hodnota sycení jádra	(T)
S_{vod}	průřez vodiče	(mm ²)

I_{Lmax}	maximální proud cívkou	(A)
J	proudová hustota	(A/mm ²)
$\tan \delta$	ztrátový činitel kondenzátoru	(-)
I	proud	(A)
η	účinnost	(%)
P	výkon	(W)
THD	harmonické zkreslení	(%)
ΔU	zvlnění napětí	(V)

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - SCHÉMA ZAPOJENÍ ZESILOVAČE	84
PŘÍLOHA B - SCHÉMA ZAPOJENÍ NAPÁJECÍHO ZDROJE.....	85
PŘÍLOHA C - SCHÉMA ZAPOJENÍ DÁLKOVÉHO OVLÁDÁNÍ	86
PŘÍLOHA D - PŘEDLOHY DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ.....	87
A.1 <i>Zesilovač</i>	87
A.2 <i>Napájecí zdroj</i>	89
A.3 <i>Dálkové ovládání</i>	90
PŘÍLOHA E - ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK NA DPS	91
A.4 <i>Zesilovač</i>	91
A.5 <i>Napájecí zdroj</i>	92
A.6 <i>Dálkové ovládání</i>	93
PŘÍLOHA F - FOTOGRAFIE HOTOVÉHO VÝROBKU	94
A.7 <i>Fotografie zesilovače</i>	94
A.8 <i>Fotografie dálkového ovládání</i>	96

Příloha A - Schéma zapojení zesilovače

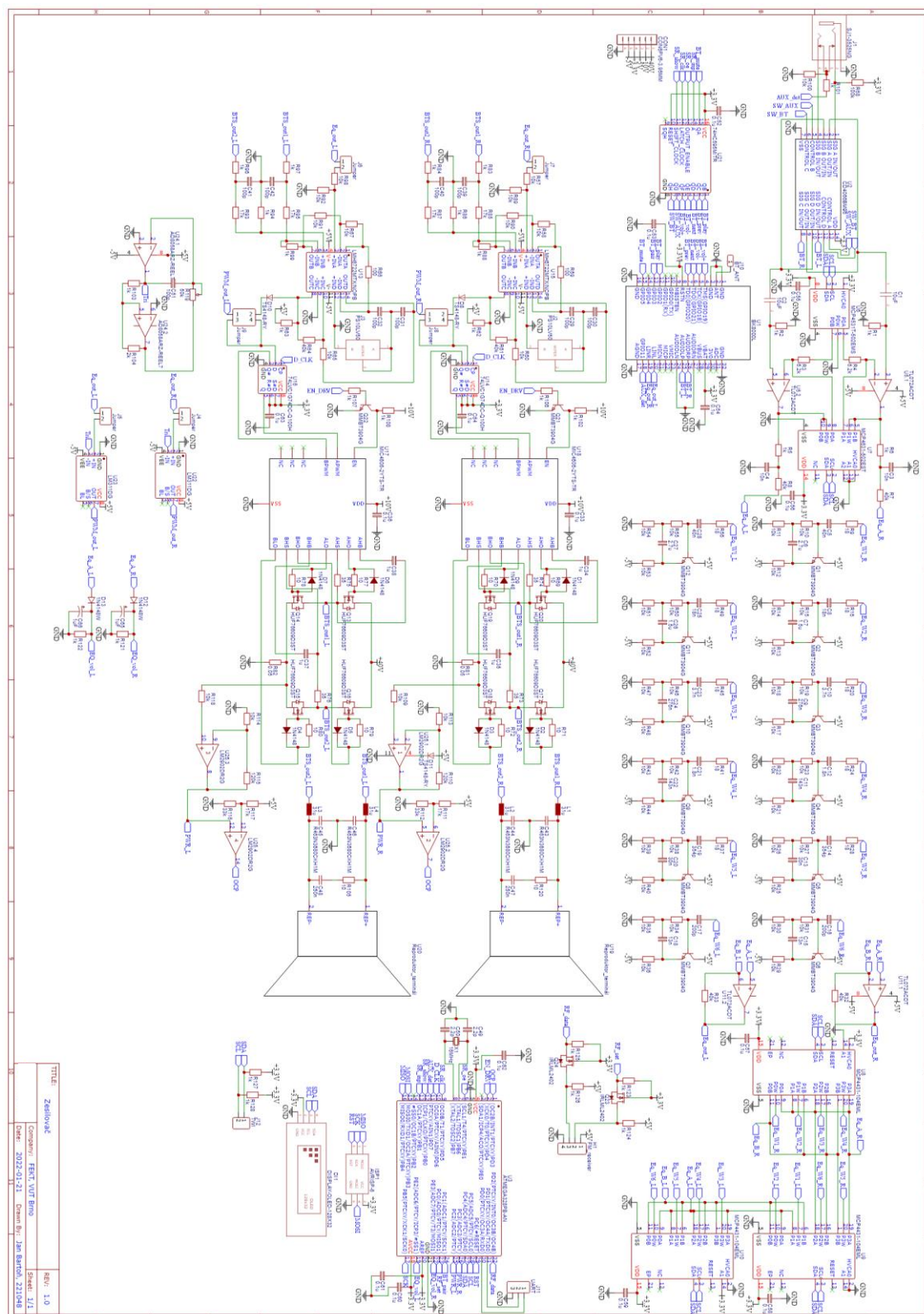


Schéma zapojení zesilovače

[illegible]

85

Příloha C - Schéma zapojení dálkového ovládání

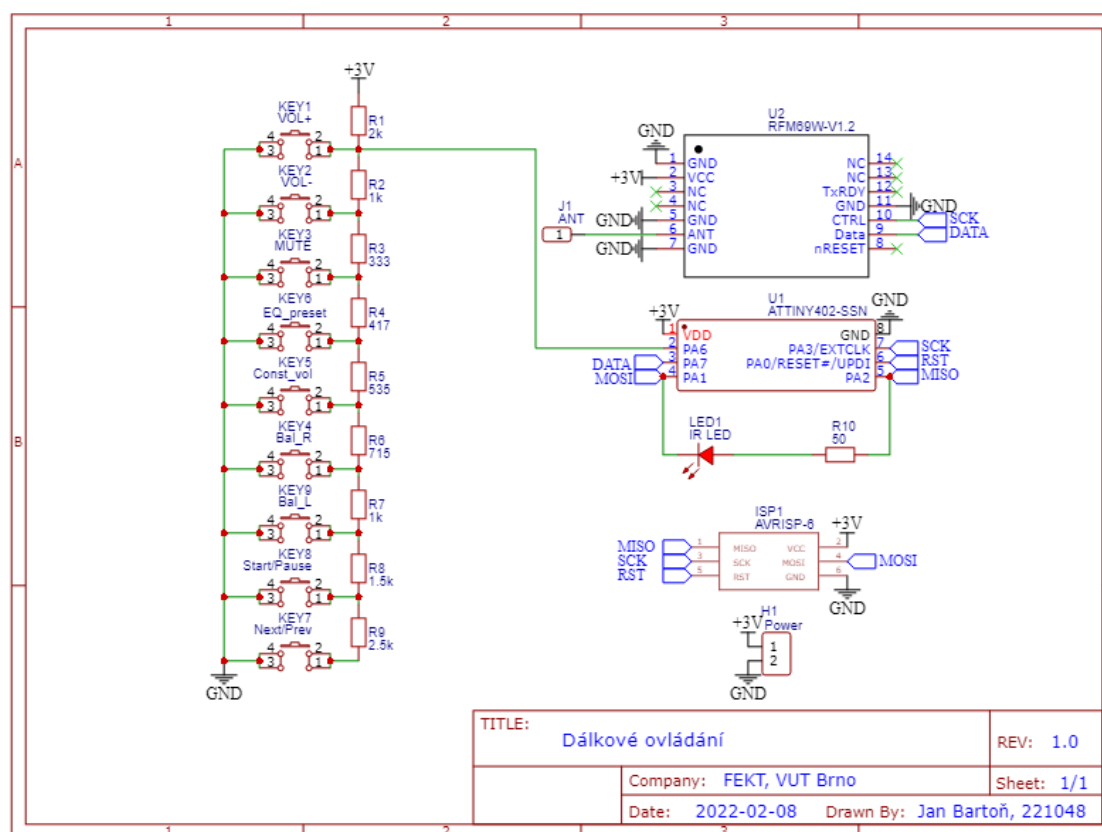
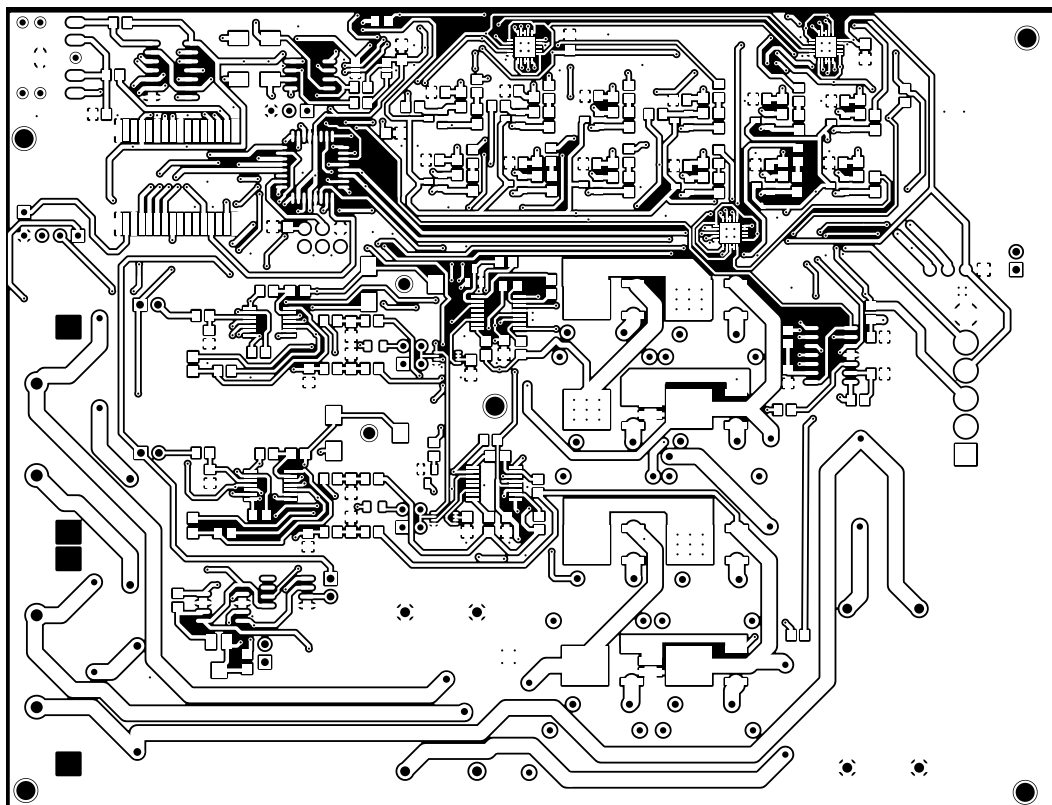


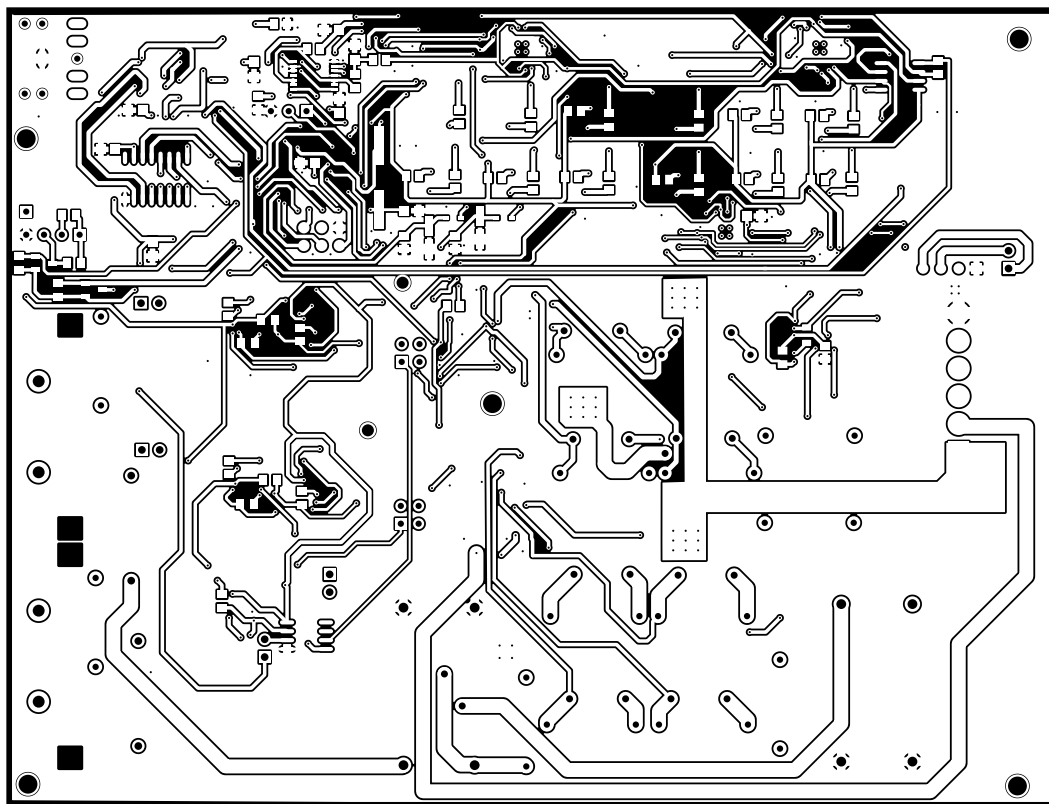
Schéma zapojení dálkového ovládání

Příloha D - Předlohy desek plošných spojů

A.1 Zesilovač

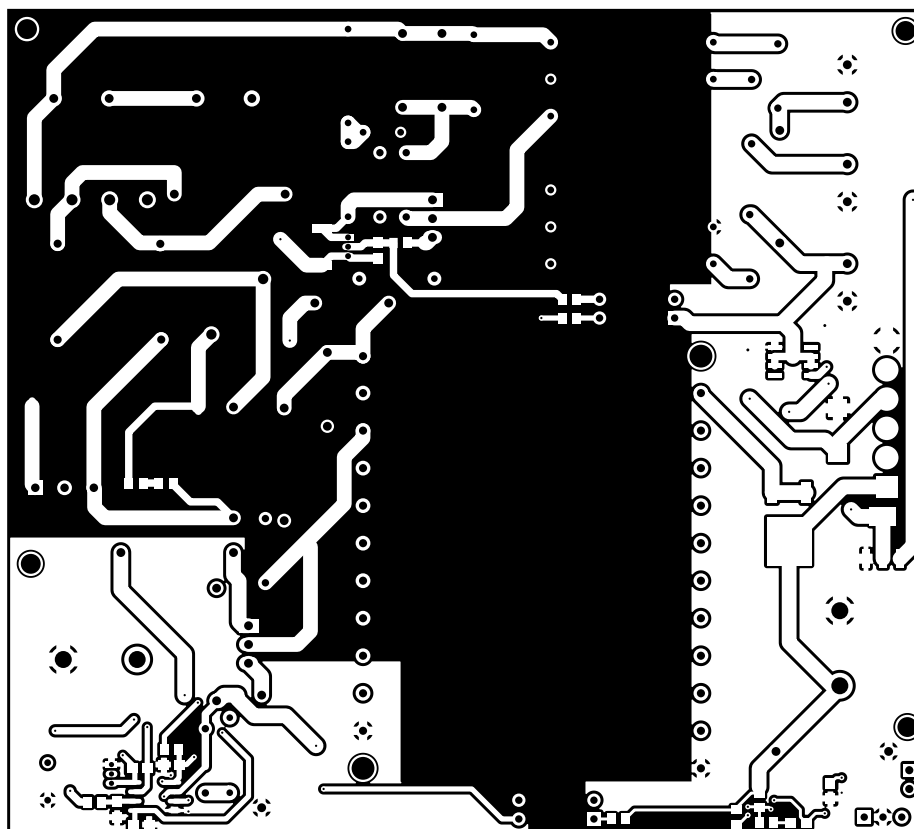


Předloha horní strany desky plošných spojů zesilovače, měřítko 9:10

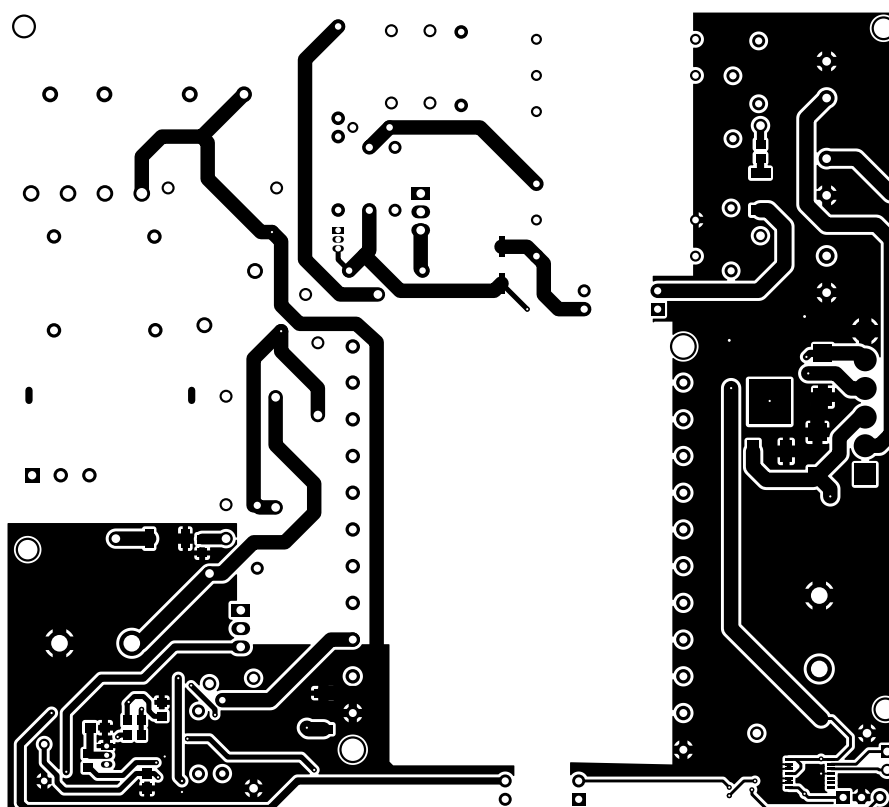


Předloha dolní strany desky plošných spojů zesilovače, měřítko 9:10

A.2 Napájecí zdroj

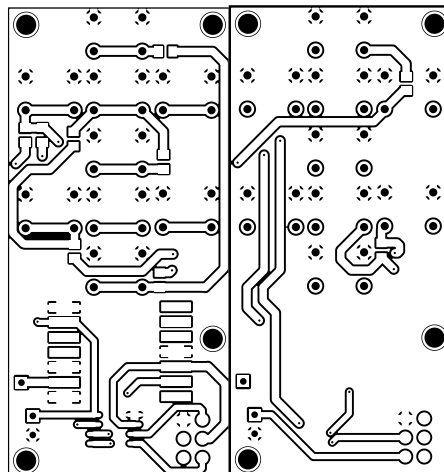


Předloha horní strany desky plošných spojů napájecího zdroje, měřítko 1:1



Předloha dolní strany desky plošných spojů napájecího zdroje, měřítko 1:1

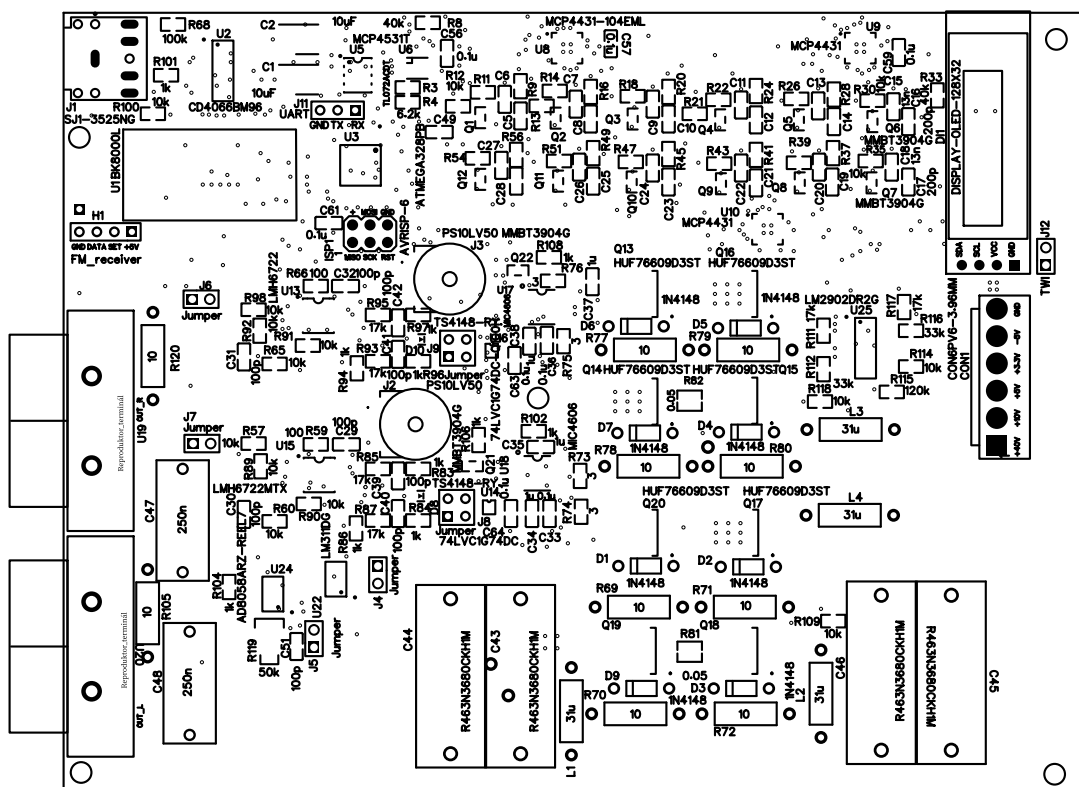
A.3 Dálkové ovládání



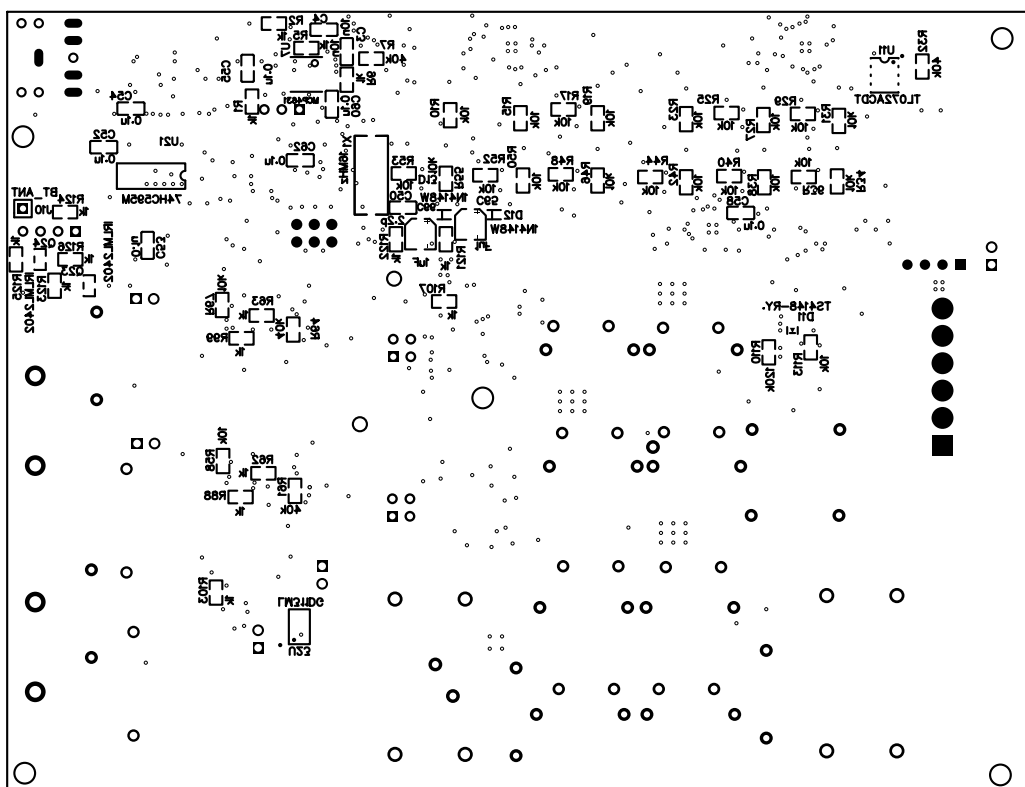
Předloha horní (vlevo) a dolní (vpravo) strany desky plošných spojů dálkového ovládání, měřítko 1:1

Příloha E - Rozmístění součástek na DPS

A.4 Zesilovač

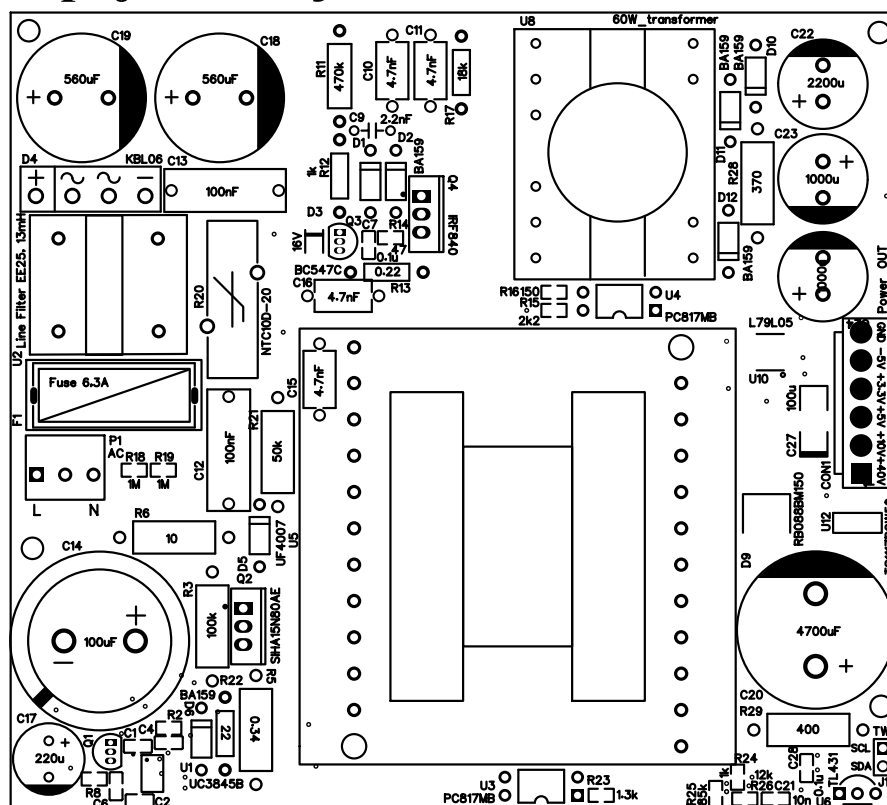


Rozložení součástek na desce plošných spojů horní strany zesilovače

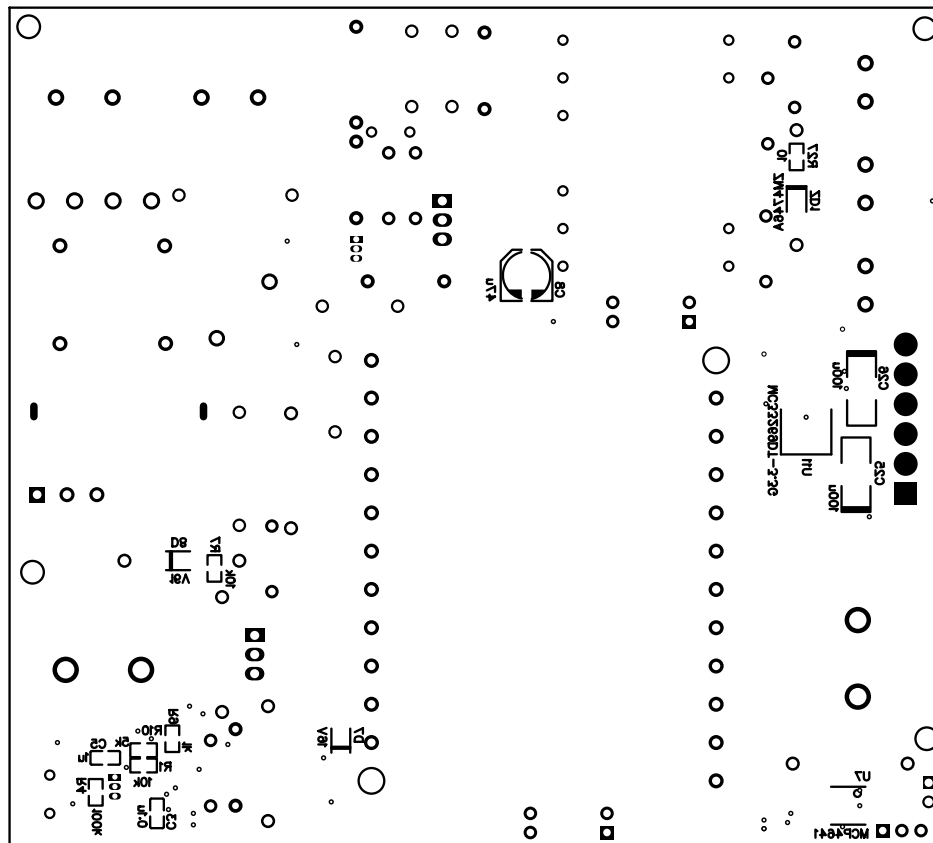


Rozložení součástek na desce plošných spojů dolní strany zesilovače

A.5 Napájecí zdroj

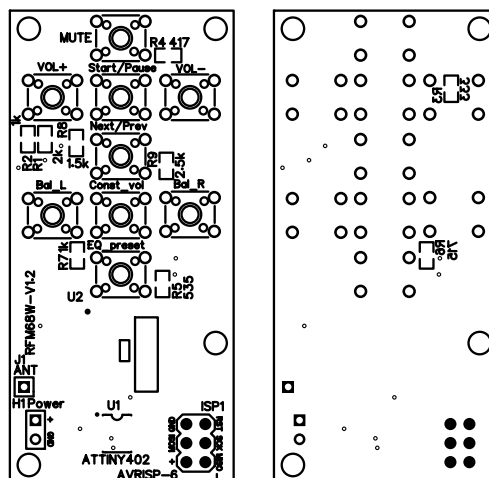


Rozložení součástek na desce plošných spojů horní strany napájecího zdroje



Rozložení součástek na desce plošných spojů dolní strany napájecího zdroje

A.6 Dálkové ovládání



Rozložení součástek na desce plošných spojů horní (vlevo) a spodní (vpravo) strany
dálkového ovládání

Příloha F - Fotografie hotového výrobku

A.7 Fotografie zesilovače



Zadní strana zesilovače



Zesilovač a napájecí zdroj v krabičce bez krytu

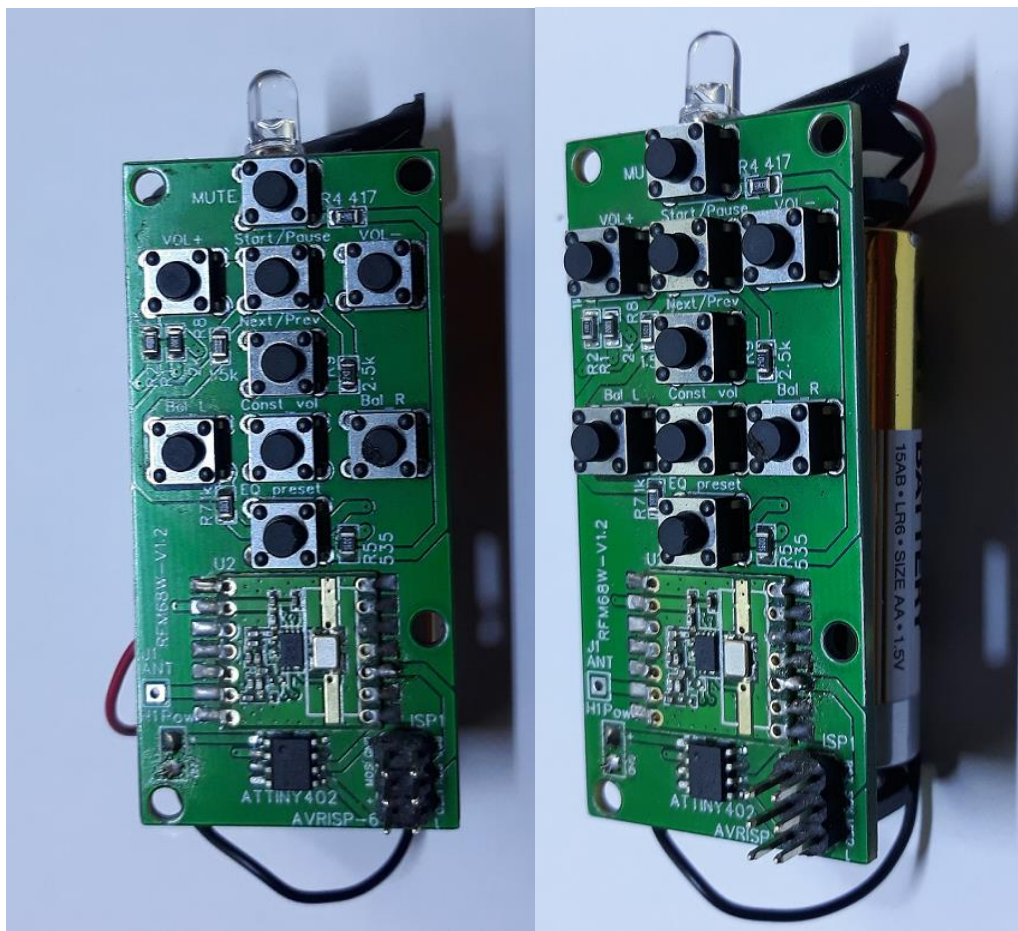


Přední strana zesilovače



Zesilovač s krytem

A.8 Fotografie dálkového ovládání



Fotografie dálkového ovládání pohled shora (vlevo) a z boku (vpravo)