



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D 2X 2 KW SE SPÍNANÝM NAPÁJECÍM ZDROJEM

CLASS D POWER AMPLIFIER 2X 2 KW WITH SWITCHING POWER SUPPLY

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Tylich

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš, Ph.D.

BRNO 2022

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Ondřej Tylich

**ID:** 203363

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2021/22

**NÁZEV TÉMATU:**

## Zesilovač ve třídě D 2x 2 kW se spínaným napájecím zdrojem

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Stručně popište princip funkce zesilovačů ve třídě D, můžete srovnat různá řešení (zejména způsob řízení).
2. Stanovte potřebné parametry konkrétního zesilovače, zvolte koncepci a navrhnete schéma zapojení. Totéž provedte pro napájecí zdroj.
3. Dimenzování - odhadněte ztrátové výkony polovodičů a navrhnete chlazení, provedte návrh vinutých prvků (pro zdroj i zesilovač).
4. Navrhnete desky plošných spojů, vyrobte a osadte je.
5. Zdroj i zesilovač oživte a provedte ověřovací měření (důležité průběhy veličin, měření výkonu zesilovače).

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky (svazky 1, 2, 4). Skriptum FEKT, VUT Brno.
- [2] Vorel, P.: Průmyslová elektronika. Skriptum FEKT VUT.
- [3] Vorel, P., Procházka, P.: Řídicí členy v elektrických pohonech. Skriptum FEKT VUT.

**Termín zadání:** 7.2.2022

**Termín odevzdání:** 22.5.2022

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Martiš, Ph.D.

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Obsahem práce je kompletní návrh zesilovače pracujícího ve třídě D včetně teoretického rozboru. V práci jsou popsány funkce jednotlivých funkčních bloků zesilovače. Je vybrána vhodná topologie zesilovače ve třídě D pro danou aplikaci. Návrh zesilovače musí korespondovat s požadovaným výkonem  $2 \times 2 \text{ kW}$  do  $4 \Omega$ . Jsou provedeny potřebné výpočty pro zajištění správné funkce zesilovače. Pro spolehlivost je potřeba vybrat vhodné koncové tranzistory. V práci je proveden teoretický rozbor napájecích zdrojů. Následně je navrhnut zdroj s vhodnou topologií, který bude určen pro napájení zesilovače ve třídě D. Jsou vypočteny všechny potřebné parametry, zejména tedy silových částí. V práci je řešen návrh a kompletní realizace celého zesilovače počínaje návrhem DPS a jejich výrobou, následným osazením a oživením. Po zajištění funkce všech částí zesilovače jsou provedena různá měření.

## **Klíčová slova**

Zesilovač, třída D, modulace, tranzistor, zdroj, PFC

## **Abstract**

The content of this thesis is a complete design of an amplifier working in class D, including a theoretical analysis. The thesis describes the functions of individual amplifier function blocks. The appropriate Class D amplifier topology is selected for the application. The design of the amplifier must correspond to the required power of  $2 \times 2 \text{ kW}$  to  $4 \Omega$ . The necessary calculations are performed to ensure the correct function of the amplifier. For reliability, it is necessary to select suitable terminal transistors. The thesis is a theoretical analysis of power supplies. Subsequently, a source with a suitable topology is designed, which will be designed to power the amplifier in class D. All necessary parameters are calculated, especially the power parts. The thesis deals with the design and complete implementation of the entire amplifier, starting with the design of the PCB and their production, subsequent installation, and recovery. After ensuring the function of all parts of the amplifier, various measurements are performed

## **Keywords**

Amplifier, class D, modulation, transistor, power supply, PFC

## **Bibliografická citace**

TYLICH, Ondřej. *Zesilovač ve třídě D o výkonu 2x 2 kW se spínaným napájecím zdrojem* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-05-19]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142480>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Martiš.

# Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení studenta:** *Ondřej Tylich*

**VUT ID studenta:** *203363*

**Typ práce:** *Diplomová práce*

**Akademický rok:** *2021/22*

**Téma závěrečné práce:** *Zesilovač ve třídě D o výkonu 2x 2 kW se spínaným napájecím zdrojem*

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:

-----  
podpis autora

## **Poděkování**

Velmi děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Martišovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne:

-----  
podpis autora

# Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ .....	9
SEZNAM TABULEK.....	11
ÚVOD .....	12
<b>1. ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D.....</b>	<b>13</b>
1.1 DĚLENÍ ZESILOVAČŮ VE TŘÍDĚ D .....	13
1.2 PRINCIP ZESILOVAČE PRACUJÍCÍHO VE TŘÍDĚ D.....	14
1.2.1 Analogové zesilovače ve třídě D .....	15
1.2.2 Digitální zesilovače ve třídě D.....	15
1.3 MODULÁTOR ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D.....	16
1.3.1 Zesilovač ve třídě D s PWM.....	16
1.3.2 Sigma-delta modulátor.....	17
<b>2. NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D .....</b>	<b>19</b>
2.1 VÝBĚR TOPOLOGIE ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D.....	20
2.2 NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D S IRS2092 .....	21
2.2.1 Návrh oscilátoru .....	22
2.2.2 Výběr koncových tranzistorů.....	23
2.2.3 Návrh nadproudové ochrany .....	25
2.2.4 Deadtime .....	28
2.2.5 Pomocná napájecí napětí.....	29
2.3 DIMENZOVÁNÍ CHLAZENÍ .....	31
2.4 NÁVRH LC FILTRU .....	33
2.4.1 Návrh tlumivky LC filtru .....	35
2.4.2 Dimenzování kondenzátorů.....	37
<b>3. NAPÁJECÍ ZDROJ .....</b>	<b>38</b>
3.1 NAPÁJECÍ ZDROJ SE SÍŤOVÝM TRANSFORMÁTOREM .....	38
3.2 SPÍNANÝ NAPÁJECÍ ZDROJ .....	39
3.2.1 Výběr topologie spínaného zdroje.....	39
3.2.2 Princip činnosti rezonančního měniče.....	42
3.3 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE .....	43
3.4 SÍŤOVÝ FILTR .....	44
3.4.1 Rozdílové rušení.....	44
3.4.2 Souhlasné rušení .....	44
3.4.3 Návrh filtru .....	44
3.5 AKTIVNÍ KOREKTOR ÚČINÍKU .....	45
3.5.1 Výpočet indukčnosti PFC.....	46
3.5.2 Dimenzování tranzistoru.....	47
3.5.3 Dimenzování výstupní diody .....	49
3.5.4 Dimenzování výstupního kondenzátoru.....	50
3.5.5 Návrh tlumivky.....	51
3.6 DC-DC MĚNIČ .....	53
3.6.1 Dimenzování tranzistorů .....	53
3.6.2 Návrh transformátoru .....	54

3.6.3	<i>Dimenzování diodového usměrňovače</i> .....	57
3.6.4	<i>Dimenzování kondenzátorů</i> .....	57
3.7	NÁVRH ŘÍDÍCÍ ČÁSTI ZDROJE .....	58
3.7.1	<i>Nastavení oscilátoru</i> .....	59
3.8	NÁVRH PROUDOVÉ OCHRANY .....	60
3.8.1	<i>Návrh proudového transformátoru</i> .....	61
3.9	PODPĚŤOVÁ OCHRANA .....	61
3.10	BUDÍCÍ TRANSFORMÁTOR.....	62
3.11	POMOCNÝ NAPÁJECÍ ZDROJ .....	62
3.11.1	<i>Návrh transformátoru pomocného zdroje</i> .....	63
3.11.2	<i>Schéma zapojení pomocného zdroje</i> .....	65
3.12	NÁVRH CHLAZENÍ ZDROJE .....	66
<b>4.</b>	<b>REALIZACE</b> .....	<b>69</b>
4.1	NÁVRH DPS .....	69
4.2	REALIZACE DÍLČÍCH ČÁSTÍ.....	70
4.2.1	<i>Výstupní tlumivky:</i> .....	70
4.2.2	<i>Modul zesilovače:</i> .....	70
4.2.3	<i>Řídicí část PFC</i> .....	72
4.2.4	<i>Řídicí část zdroje</i> .....	72
4.2.5	<i>Vinuté prvky zdroje</i> .....	73
4.2.6	<i>Zdrojová deska</i> .....	73
4.3	KOMPLETACE ZESILOVAČE.....	75
4.3.1	<i>Přístrojová skříň</i> .....	75
4.3.1	<i>Ostatní obvody</i> .....	76
4.3.2	<i>Konektory</i> .....	76
4.3.3	<i>Drátování</i> .....	77
<b>5.</b>	<b>OŽIVENÍ A MĚŘENÍ</b> .....	<b>79</b>
5.1	OŽIVENÍ A MĚŘENÍ ZESILOVAČE .....	79
5.1.1	<i>Měření frekvenční charakteristiky</i> .....	83
5.2	OŽIVENÍ A MĚŘENÍ ZDROJOVÉ DESKY .....	83
5.2.1	<i>Měření důležitých průběhů</i> .....	84
5.2.2	<i>Řešení pomalé komutace</i> .....	86
	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>89</b>
	<b>LITERATURA</b> .....	<b>91</b>
	<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>92</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D .....	14
Obr. 1-2 - Příklad zapojení zesilovače ve třídě D s PWM .....	16
Obr. 1-3- Průběhy vstupních napětí a PWM, převzato z [1] .....	17
Obr. 1-4 Blokové schéma sigma-delta modulátoru 1. řádu. převzato z [1].....	18
Obr. 2-1-Vnitřní zapojení IRS2092, převzato z [2] .....	20
Obr. 2-2 - Blokové schéma zesilovače pro návrh oscilátoru, převzato z [3].....	22
Obr. 2-3- Snímání napětí na tranzistorech, převzato z [3] .....	25
Obr. 2-4-OCP dolní spínač, převzato z [3] .....	26
Obr. 2-5- OCP horní snímač, převzato z [3] .....	27
Obr. 2-6 - Zapojení pro nastavení deadtime, převzato z [3] .....	28
Obr. 2-7 - Graf nastavení hodnoty deadtime, převzato z [3].....	28
Obr. 2-8- Efektivní deadtime, převzato z [3] .....	29
Obr. 2-9. Pomocná napájecí napětí, převzato z [3] .....	29
Obr. 2-10-Napájení budiče koncových tranzistorů, převzato z [3] .....	30
Obr. 2-11-Schéma zapojení jednoho kanálu zesilovače.....	31
Obr. 3-1 - Základní zapojení jednočinného blokujícího měniče, převzato z [4]. .....	39
Obr. 3-2 - Základní zapojení jednočinného propustného měniče, převzato z [4]. .....	40
Obr. 3-3 - Dvočinný měnič, poloviční můstek, převzato z [4].....	40
Obr. 3-4-Dvočinný měnič, plný můstek, převzato z [4]. .....	41
Obr. 3-5 - Průběhy napětí a proudů rezonančního měniče, převzato z [5].....	42
Obr. 3-6 - Rezonanční měnič, plný můstek, převzato z [5]. .....	43
Obr. 3-7 - Schéma zapojení síťového filtru .....	45
Obr. 3-8 - schéma zapojení aktivního PFC s obvodem LT1248CN, převzato [6]. .....	46
Obr. 3-9 - Napěťový úbytek na diodě v závislosti na proudu, převzato z [8]. .....	50
Obr. 3-10- Schéma aktivního PFC .....	53
Obr. 3-11 - Silová část zdroje. ....	56
Obr. 3-12- Vnitřní zapojení řídicího obvodu SG3525, převzato z [10]. .....	59
Obr. 3-13- Závislost oscilačního kmitočtu na čas. součástkách, převzato z [10].....	59
Obr. 3-14 - Graf volby doby deadtime, převzato z [10].....	60
Obr. 3-15 - Zapojení proudového transformátoru.....	61
Obr. 3-16 - Schéma řídicí části zdroje. ....	62
Obr. 3-17 - Schéma zapojení pomocného zdroje .....	66
Obr. 3-18 - Typ použitého chladiče, převzato z [11] .....	68
Obr. 4-1- Vyrobena tlumivka výstupního LC filtru .....	70
Obr. 4-2 - Čelní pohled na DPS zesilovače .....	71
Obr. 4-3 - Spodní strana DPS zesilovače .....	71
Obr. 4-4 - Řídicí část PFC, osazená DPS.....	72
Obr. 4-5 - Deska řídicí části zdroje .....	73
Obr. 4-6 - Zdrojová deska bez řídicích částí .....	74
Obr. 4-7 - Layout zdrojové desky .....	74
Obr. 4-8 - Ilustrační nákres zadní a přední strany zesilovače .....	75
Obr. 4-9 - Opískovaná přístrojová skříň zesilovače.....	76
Obr. 4-10 - Hotový zesilovač, pohled ze shora .....	77
Obr. 4-11 - Hotový zesilovač, pohled z čela.....	78
Obr. 4-12 - Hotový zesilovač, pohled ze zadní strany .....	78
Obr. 5-1 - Měřicí pracoviště, měření na zesilovači .....	79

Obr. 5-2 - Průběh $u_{gs}$ jednoho tranzistoru obou kanálů naprázdno .....	80
Obr. 5-3 - Průběh horních tranzistorů proti GND obou kanálů při modulace 1 kHz .....	81
Obr. 5-4 - Výstupní signál 20 kHz .....	81
Obr. 5-5 - Výstupní signál 1 kHz .....	82
Obr. 5-6 - Výstupní signál při zatížení 500 W .....	82
Obr. 5-7 - Frekvenční charakteristika zesilovače, červeně bez zátěže, zeleně se zátěží .....	83
Obr. 5-8 - Průběh $u_{gs}$ dolního tranzistoru .....	84
Obr. 5-9 - Primární proud při výkonu 1,34 kW .....	85
Obr. 5-10 - Průběh primárního proudu při zátěži 2,8 kW .....	85
Obr. 5-11 - Paralelní tlumivka 1,5 mH .....	86
Obr. 5-12- Průběh $u_{gs}$ dolního tranzistoru .....	87
Obr. 5-13 - Primární proud při výkonu 1,38 kW .....	87
Obr. 5-14 - Průběh primárního proudu při zátěži 3,15 kW .....	88
Obr. 5-15 - Průběh "primárního" napětí .....	88

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 1-Hodnoty součástí určující kmitočet oscilátoru, převzato z [3].....	23
Tabulka 2 - Údaje pro výpočet chladiče .....	33
Tabulka 3-Parametry jádra PG4040.....	35
Tabulka 4-Parametry jádra PG4040.....	51
Tabulka 5-Parametry jádra T 5030C.....	55
Tabulka 6 - Hodnoty časovacích součástí .....	60
Tabulka 7-Parametry jádra T2210BC .....	62
Tabulka 8-Parametry jádra E 2507N-CF139 .....	63

# ÚVOD

Tato diplomová práce na téma Zesilovač ve třídě D o výkonu 2x 2 kW se spínaným napájecím zdrojem se zabývá rozbořem dané problematiky v oblasti zesilovačů pracujících ve třídě D a napájecích zdrojů k nim určených.

První část práce se zabývá popisem funkce zesilovačů pracujících ve třídě D, je zde uvedeno porovnání jednotlivých tříd zesilovačů používaných v audiotechnice. Zesilovače ve třídě D mohou být navrženy různými způsoby, už co se týká typu vstupního signálu, použitého modulátoru a celkového zapojení koncového stupně. Každé seskupení se hodí pro různé aplikace.

Dále je řešen návrh zesilovače pracujícího ve třídě D. Je vybrán vhodný integrovaný obvod, který se bude starat jak o zpracování vstupního signálu, tak i o buzení koncových tranzistorů zesilovače. Obvod potřebuje zajistit pro správnou funkci správné nastavení pracovních veličin zesilovače, proto jsou doočteny potřebné hodnoty součástek. Jsou provedeny výpočty potřebných veličin, které specifikují výkon zesilovače. Dále je třeba vybrat vhodné koncové tranzistory typu MOSFET, jejichž hodnoty budou ideální pro spolehlivou funkci zesilovače. Následné dimenzování chladiče je potřebné pro spolehlivé odvedení ztrátového výkonu ve formě tepla. Následuje návrh LC filtru a potřebné tlumivky.

Ve třetí části práce je řešen napájecí zdroj pro navržený zesilovač ve třídě D. Nejdříve jsou rozebrány vhodné topologie napájecích zdrojů pro napájení zesilovačů ve třídě D, následně je jedna nejvhodnější topologie vybrána a odůvodněna. Pro zvolenou topologii zdroje je proveden návrh silové části zdroje, včetně výpočtu transformátoru a silových prvků. Aby byly splněny podmínky charakteru odebíraného proudu ze sítě, je navržen i aktivní korektor účinníku. Dále je řešena řídicí část zdroje včetně ochran, kde je vybrán vhodný řídicí obvod. Řídicí část zahrnuje také ochrany. Dále je navržen i pomocný napájecí zdroj pro řídicí část zdroje, aktivní PFC a chlazení zesilovače.

Po provedení návrhu zesilovače a kompletního zdroje je provedena realizace všech částí, počínaje návrhem DPS, jejich výrobou, osazením a oživením. Práce je následně zakončena provedením zkoušky vyrobeného zesilovače, respektive měřením některých veličin různých částí.

# 1. ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

Zesilovače ve třídě D se již zakládají na odlišné topologii oproti zesilovačům ve třídách A, AB, H nebo G. Pokud se budeme bavit o zesilovači jako o krabičce, do které nevidíme a nezajímá nás princip fungování, hlavní rozdíl zesilovače ve třídě D je v účinnosti, která dosahuje hodnot až přes 90 %, což je při velkých výkonech velmi dobrá vlastnost. V neposlední řadě bude mít i větší zkreslení, které záleží na topologii zesilovače a použité modulaci.

Jestliže se zaměříme na stručný popis zesilovačů pracujících v lineárním režimu, tak zesilovače ve třídě A budou dosahovat nízkých hodnot zkreslení, avšak za cenu dost nízké účinnosti kvůli vysokému klidovému proudu. Účinnost bude do 50 %. Takový zesilovač se nebude používat ve výkonové oblasti, ale bude mít výstupní výkon v rozmezí 1-100 W. Nejde zde o výkon, ale o kvalitu zesilovaného signálu.

Další topologií je třída B nebo AB, kde je oproti třídě B sníženo přechodové zkreslení díky existujícímu klidovému proudu. Oproti třídě A dosahují zesilovače mnohem lepší účinností, která se pohybuje okolo cca 50-75 %, a to i při nízkém zkreslení. Zesilovače už jsou tedy použitelné ve výkonové oblasti, a to i v řádech kW. Vylepšením této třídy se dostáváme ke zvýšení účinnosti až o 10 % díky řízenému napájecímu napětí zesilovače a to tak, že bude o něco větší, než je amplituda výstupního napětí. Takovýto zesilovač se označuje třídou G a H.

Dnešní trend je zdokonalovat zařízení z hlediska účinnosti a také náročnosti na výrobu. Pokroku se nedá uniknout, problém ale nastane tehdy, když se rozmach nových technologií dostává tam, kam nemá. Jedná se o Hi-Fi zařízení ve kterém je užíván právě zesilovač ve třídě D, díky kterému je možné zařízení podstatně minimalizovat a také odlehčit, a tak i zmenšit výrobní náklady. S tím ale mohou mít problém uživatelé s názorem, že třída D do Hi-Fi nepatří. O tom by se dalo polemizovat, protože zkreslení THD+N těchto zesilovačů se může pohybovat klidně 0,001-0,01 %, tedy jde o dosti nízké zkreslení.

## 1.1 Dělení zesilovačů ve třídě D

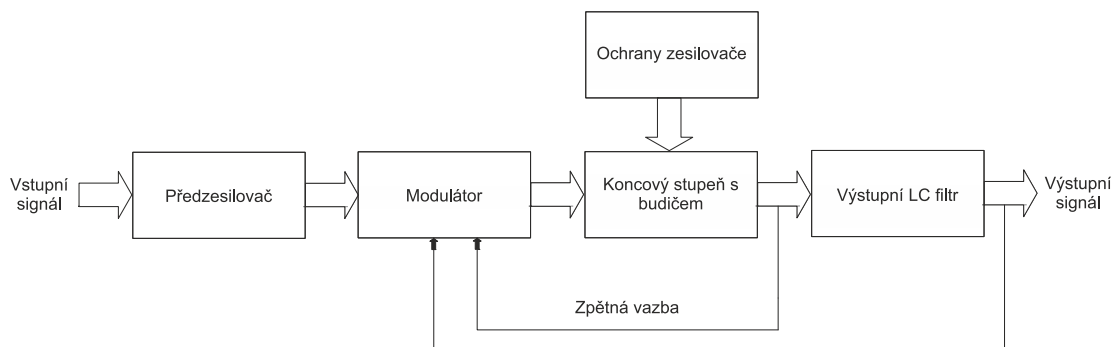
Může se zdát, že zesilovače analogového signálu, respektive zesilovače s výstupním analogovým signálem mohou zpracovávat jen analogový signál, to platí u výše zmíněných tříd zesilovačů kromě D. Hlavní rozdíl v rozdělení zesilovačů pracujících ve třídě D je dle typu zpracovávaného signálu. Zesilovač může zpracovávat analogový signál, který vstupuje přímo do modulátoru. Druhým typem jsou tzv. plně digitální zesilovače, ty zpracovávají přímo digitální signál, jež je dále zpracováván signálovým procesorem. Z tohoto rozboru je tedy jasné, že zesilovače pracující ve třídě D se ne vždy mohou nazývat „Digitální zesilovače“. Musí se jednat o zesilovač přímo zpracovávající digitální signál.

Jednotlivé typy zesilovačů se mohou lišit dle použité modulace, ta může být  $\Sigma$ - $\Delta$  (sigma-delta) nebo PWM (pulzně šířková modulace) nebo také vylepšená pulzní šířková modulace. Další dělení může být podle počtu kanálů, Buďto se jedná o jednoúčelové integrované obvody, které mohou mít více výstupních kanálů a to až 8. Často se velký počet kanálů využívá pro můstkové zapojení, čímž se získá větší výstupní výkon, který se týká většího výstupního napětí. V případě potřeby zvýšení výstupního proudu za účelem připojení zátěže o nižší výstupní impedanci se mohou jednotlivé výstupy spojit paralelně. [1]

Tím se dostáváme k dalšímu dělení, a to dle zapojení výstupních kanálů. Jedná se zejména o zapojení do můstku nebo polovičního můstku. Jediný důvod je zvýšení výstupního výkonu, jelikož jsme většinou limitováni maximální hodnotou napájecího napětí zesilovače danou buďto budičem nebo koncovými tranzistory. Při zvýšení napájecího napětí by se musely již použít tranzistory s větší hodnotou napětí a tím také větším odporem v sepnutém stavu. To by znamenalo snížení účinnosti. V některých aplikacích je vhodné vytvořit můstkové zapojení a tím získáme dvojnásobné výstupní napětí, díky tomu i větší výkon, který závisí na kvadrátu napětí. Zapojení bude ještě podrobněji popsáno níže.

## 1.2 Princip zesilovače pracujícího ve třídě D

Pro správné pochopení funkce zesilovače pracujícího ve třídě D je třeba si uvědomit, z jakých částí se skládá. Z blokového schématu na obrázku 1-1 jsou zřejmé jednotlivé části zesilovače.



Obr. 1-1 Blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D

Vstupní audio signál (je možné hovořit o analogovém i digitálním) vstupuje do bloku předzesilovače, kde se signál upraví na potřebné parametry pro modulaci. V některých případech může sloužit například pro obrácení fáze nebo jako tvarovač. Další podstatnou funkcí je impedanční oddělení pro zvýšení vstupní impedance na vhodnou hodnotu. Signál může být také zesílen a zbaven vysokofrekvenčních kmitočtů. [1]

Dalším hlavním funkčním blokem je modulátor, který je dá se říct hlavním charakteristickým znakem pro zesilovač pracující ve třídě D, proto se u zbytku tříd zesilovačů zmíněných na začátku kapitoly nevyskytuje. V základu je modulátor tvořen

komparátorem, který na svých vstupech porovnává dva signály. Na jeden ze vstupů je přiveden signál pilového průběhu napětí, který také udává pracovní kmitočet. Na druhý vstup přichází zpracováváný signál. To platí v případě pulsní šířkové modulace. Výstupem komparátoru je navzorkovaný signál, který se bude dále zpracovávat v budiči koncového stupně. Do bloku modulátoru vstupují i zpětné vazby, v základu alespoň jedna zpětná vazba, která definuje zesílení a také snižuje zkreslení zesilovače.

Za modulátorem následuje budič výkonových tranzistorů. Úkolem budiče je upravit signál z modulátoru na takový signál, kterým bude možné spolehlivě budit koncové tranzistory. Koncové tranzistory typu mosfet s kanálem N vyžadují na řídicí elektrodě skokově měnit napětí, to však při vysokých spínacích kmitočtech bude vyžadovat poměrně vysoký nabíjecí a vybíjecí proud kapacity řídicí elektrody tranzistoru. Jestliže je zesilovač napájen symetrickým napětím, je koncový stupeň zesilovače ve většině případů zapojený do polovičního mostu nebo v kombinaci s druhým totožným kanálem s obrácenou fází výstupního napětí tvoří plný most.

Výstupem koncového stupně je výkonový modulovaný signál, který je potřeba dále zpracovat v LC filtru. Tento proces se nazývá rekonstrukce modulovaného signálu. Je nutné jej správně navrhout, aby při připojení zátěže o určité impedanci byl mezní kmitočet filtru vždy nad horní mezí kmitočtu přenášeného signálu. Ideální filtr by byl takový, který by dokázal odstranit veškerý signál nad 20 kHz.

Každý zesilovač je vhodné opatřit i ochranou proti poruše, zejména tedy proti zničení koncových tranzistorů. Ochrany mohou být různého typu, a to například proudová, podpět'ová a přepět'ová, tepelná nebo pro detekci stejnosměrného napětí na výstupu zesilovače v případě poruchy výkonového obvodu.

### **1.2.1 Analogové zesilovače ve třídě D**

Analogové zesilovače ve třídě D jsou takové zesilovače, na jejichž vstup je přiveden přímo analogový signál vstupující do předzesilovače či modulátoru. Zesilovače se vstupním analogovým signálem je reálně možné sestavit z diskrétních součástek, respektive jednotlivé části zesilovače z blokového schématu na obrázku 1-1. To se však v dnešní době již moc neuskutečňuje, jelikož je na trhu řada různých integrovaných obvodů, které jsou schopny zahrnout funkci od předzesilovače po budič s použitím vnějších koncových tranzistorů. U méně výkonných zesilovačů, řádově desítky až stovky W integrované obvody již obsahují i koncový stupeň.

### **1.2.2 Digitální zesilovače ve třídě D**

Digitální zesilovače ve třídě D se mohou také nazývat plně digitálními zesilovače ve třídě D, na jejichž vstup je přiveden přímo digitální zdroj signálu. Do této kategorie patří již „chytřejší“ zesilovače. Většinou se jedná o SMD čipy, které jsou sevřené mezi DPS a chladičem, je-li výkon větší. Čipy či integrované obvody těchto zesilovačů musí obsahovat navíc digitální signálový procesor a dále určitý typ audio procesoru. Velmi

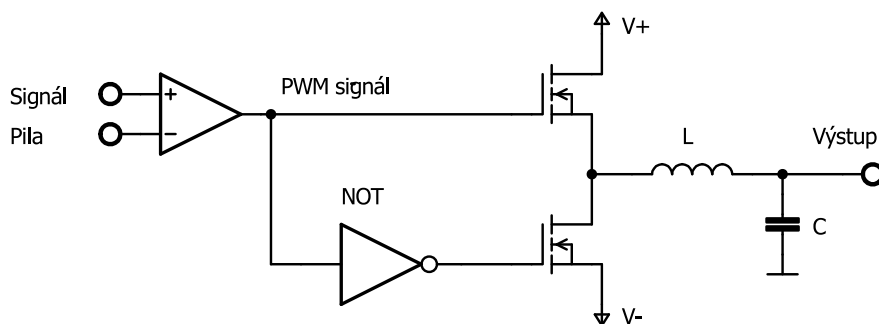
často jsou součástí plně digitálních zesilovačů ve třídě D i doplňující funkce jako je například audio ekvalizér. Další výhodou je jejich aplikace přímo v digitálních zařízeních, respektive kdy je jejich vstupním signálem digitální signál ze zdrojového zařízení. Tímto je eliminováno vzniklé zkreslení převodem digitálního signálu na analogový a zpětně, jelikož každým převodem signálu se do signálu zanáší šum.

### 1.3 Modulátor zesilovače ve třídě D

Funkce modulátoru je stručně popsána v kapitole 1.2, avšak modulátorů je více druhů, a proto budou zde podrobněji popsány. Dá se říct, že modulátor je jakýmsi srdcem zesilovače pracujícího ve třídě D. Druh modulace nebo její různé parametry do jisté míry určují jak kvalitu výstupního signálu, tak i účinnost celého zesilovače. Proto u každého zesilovače pracujícího ve třídě D je potřebné vlastnosti modulátoru nastavit. Tato možnost není vždy dostupná, zejména u zesilovačů tvořených integrovaným obvodem.

#### 1.3.1 Zesilovač ve třídě D s PWM

Jednoduché schéma na obrázku 1-2 ukazuje principiální příklad zapojení zesilovače ve třídě D s pulsní šířkovou moduluací. Základem pulsního šířkového modulátoru je komparátor, který na svých vstupech porovnává dva signály. Na jeden vstup, v případě schématu na obrázku 1-2 na invertující vstup je přiveden pilovitý či trojúhelníkový nosný signál o větší frekvenci, než vstupní signál, který je zde přiveden na neinvertující vstup komparátoru. Z principu funkce pulsní šířkové modulace musí mít nosný signál minimálně dvojnásobný kmitočet oproti modulačnímu signálu, tedy aby splňoval Nyquistův–Shannonův vzorkovací teorém. Ve většině případů má nosný signál mnohonásobně vyšší kmitočet, než signál modulační.

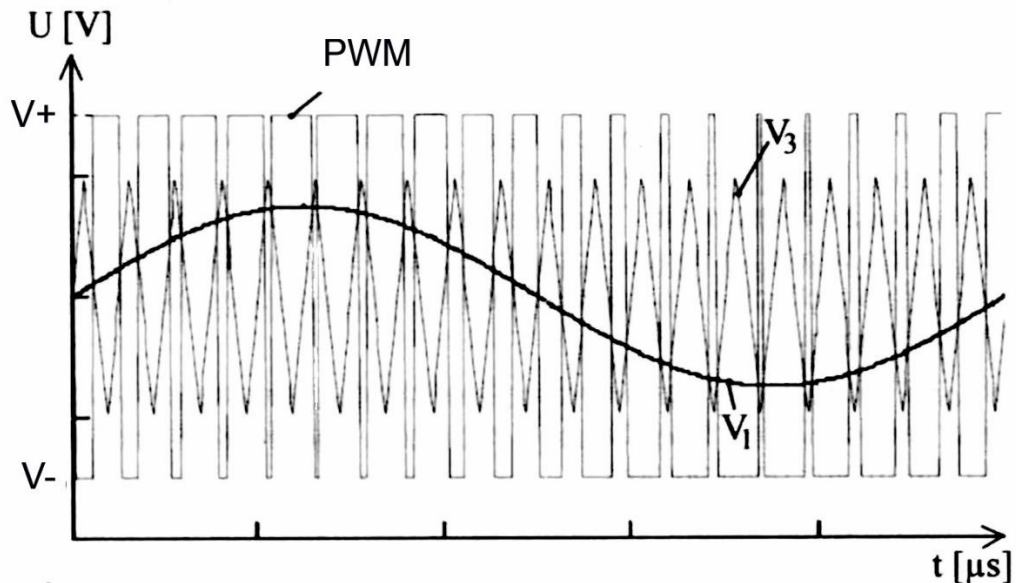


Obr. 1-2 - Příklad zapojení zesilovače ve třídě D s PWM

Výše uvedené schéma slouží pouze pro ukázkou funkce modulátoru, protože komparátor jako takový společně s dalšími obvody tvoří řídicí obvod, dále by měl následovat budič koncových tranzistorů, ten zde však uveden není. Koncové tranzistory jsou mosfet typu N, na jejich hradla (gate) vstupuje PWM signál, avšak na jeden z nich je PWM signále negován, to proto, aby se spínal opačně oproti prvnímu tranzistoru.



Zapojení zesilovače tak tvoří poloviční můstek, kdy je napájen symetrickým napětím  $+V$  a  $-V$ . Na výstupu musí být umístěn LC filtr, který zde slouží k rekonstrukci výstupního signálu.



Obr. 1-3- Průběhy vstupních napětí a PWM, převzato z [1]

Na obrázku 1-3 jsou vyobrazeny průběhy vstupních napětí, modulační signál  $V_1$ , nosný trojúhelníkový signál  $V_3$  a také signál PWM. Použití zesilovačů ve třídě D bez zpětné vazby se nepoužívají, a to kvůli velkému zkreslení, které je zapříčiněno nutným deadtime.

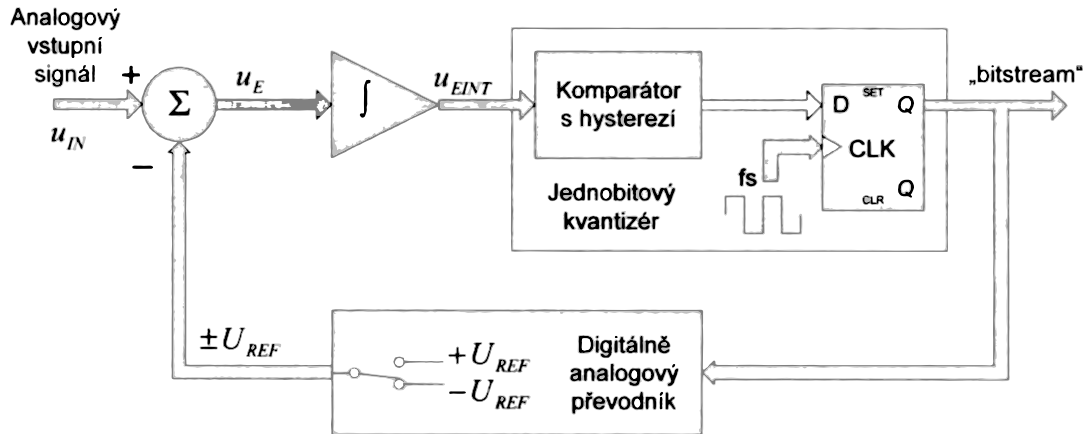
Za zmínku také stojí tzv. vylepšená pulsní šířková modulace. Zesilovač ve třídě D pracující s vylepšenou pulsní šířkovou modulací musí být zapojený do můstku. Řídicí obvod musí být uzpůsoben tak, aby součet, respektive rozdíl výstupního napětí PWM můstkového zapojení byl roven nule. Jedná se tedy o unipolární PWM. To má za následek možnost absence LC filtru. Je tak možné vytvořit miniaturní rozměry zesilovače ve třídě D. Takovéto zapojení zesilovače ve třídě D bývá spíše prováděno pomocí jednocelových integrovaných obvodů menších výkonů. [1]

### 1.3.2 Sigma-delta modulátor

Sigma-delta modulátory vychází z topologie delta modulátorů. Nebude zde podrobně popsán princip delta modulátorů, jelikož jejich použití v zesilovačích ve třídě D není časté. Delta modulace je založena na kvantizaci odchylky mezi jednotlivými vzorky vstupního a očekávaného signálu. Delta modulátory mají velikou nevýhodu, a tou je jejich náchylnost na přetížení, respektive jsou náchylné na strmý vstupní signál, což způsobí, že modulátor přestává být schopen sledovat vstupní signál. Modulátor se tedy stává silně kmitočtově závislým. [1]

Sigma-delta modulátory mohou být analogové nebo číslicové a mohou být v různých modifikacích, ty si však každý výrobce chrání. Oproti delta modulátorů je v sigma-delta

modulátoru 1. řádu v základu pouze jeden integrátor. Výhodou sigma-delta modulátorů oproti delta modulaci je podstatně méně kvantizačního šumu a stává se tak výhodným pro použití v oblasti převodníků a digitální zpracování audiosignálů.



Obr. 1-4 Blokové schéma sigma-delta modulátoru 1. řádu. převzato z [1]

U sigma-delta modulátoru je pro jeho použitelnost důležitá opožděná regulační smyčka, aby byla umožněna změna logické hodnoty ve výstupním „bitstream“ v přesně daných časových okamžicích. Opožděvací obvod je většinou tvořen klopným obvodem, kde opět platí, že vzorkovací kmitočet musí být alespoň dvojnásobný než kmitočtové pásmo vstupního signálu. [1]

Blokové schéma sigma-delta modulátoru je na obrázku 1-4. Vstupní analogový signál vstupuje do součtového uzlu a dochází zde k rozdílu vstupního a referenčního napětí. Referenční napětí je získáno na výstupu jednobitového digitálně analogového převodníku. Signál z rozdílového uzlu je podroben integraci a dále je zaveden do jednobitového kvantizéru a je podroben kvantizaci se vzorkovacím kmitočtem. Jednobitový kvantizér je tvořen komparátorem s hysterezí a porovnává výstupní napětí z integrátoru s nulovým napětím. Dle výsledku z komparace je na výstupu komparátoru logický signál s hodnotou dle posloupnosti „bitstream“. Změnu logické hodnoty v daném intervalu zajišťuje právě klopný obvod a dochází tak ke změně v přesný okamžik dle vzorkovacího kmitočtu. Stejně jako u pulsně šířkové modulace je pro zpětné získání užitečného signálu potřeba rekonstrukční filtr typu dolní propust. [1]

Sigma-delta modulátory mohou být i vyšších řádů a to alespoň 2. řádu. Zde platí, že s vyšším řádem sigma-delta modulátoru ubývá množství kvantizačního šumu, to je v aplikaci audio zesilovačů ve třídě D ku prospěchu.

## 2. NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

Před zahájením návrhu zesilovače ve třídě D si je třeba uvědomit několik záležitostí. V první řadě hraje velkou roli použití zesilovače, to koresponduje s jeho výkonem. Ze zadání práce je zřejmé, že se jedná o výkonovou aplikaci, tedy zesilovač ve třídě D pro použití v PA aplikaci. Zesilovač ve třídě D s výkonem 2 kW už není žádné „ořezávátko“, ale pořádný přístroj. Dalším kritériem pro návrh zapojení, respektive druh modulace apod. je akustické pásmo, které bude přenášet. Zde platí, že s vyšší přenášenou frekvencí roste i zkreslení zesilovače, to silně koresponduje s faktem, že lidský sluch je schopný lépe rozpoznat zkreslení na vyšších kmitočtech akustického pásma, tedy středy a výšky.

Pokud se zaměříme na zvukovou aparaturu jako takovou, tak málo kdy se v odvětví PA nebo výkonnějších aplikací používá „fullrange“ zesilovač, tedy zesilovač, co přenáší celé akustické pásmo. Téměř vždy jsou pásma rozdělena minimálně na dvě nebo více, a to klidně i čtyři. Pro příklad to může být sestava subwooferu a satelitů nebo ve vícepásmových sestavách subwoofer a vícepásmové satelity. Důvodem rozdělování zesilovačů pro jednotlivé pásma je následující rozdělování výkonového signálu pro jednotlivé reproduktory, to by v případě fullrange zesilovače bylo zajištěno pasivní výhybkou, která by při velkých výkonech byla rozměrná, drahá a vznikaly by na ni velké ztráty. Proto jsou jednotlivá akustická pásma rozdělena pomocí aktivní výhybky už v signálové části.

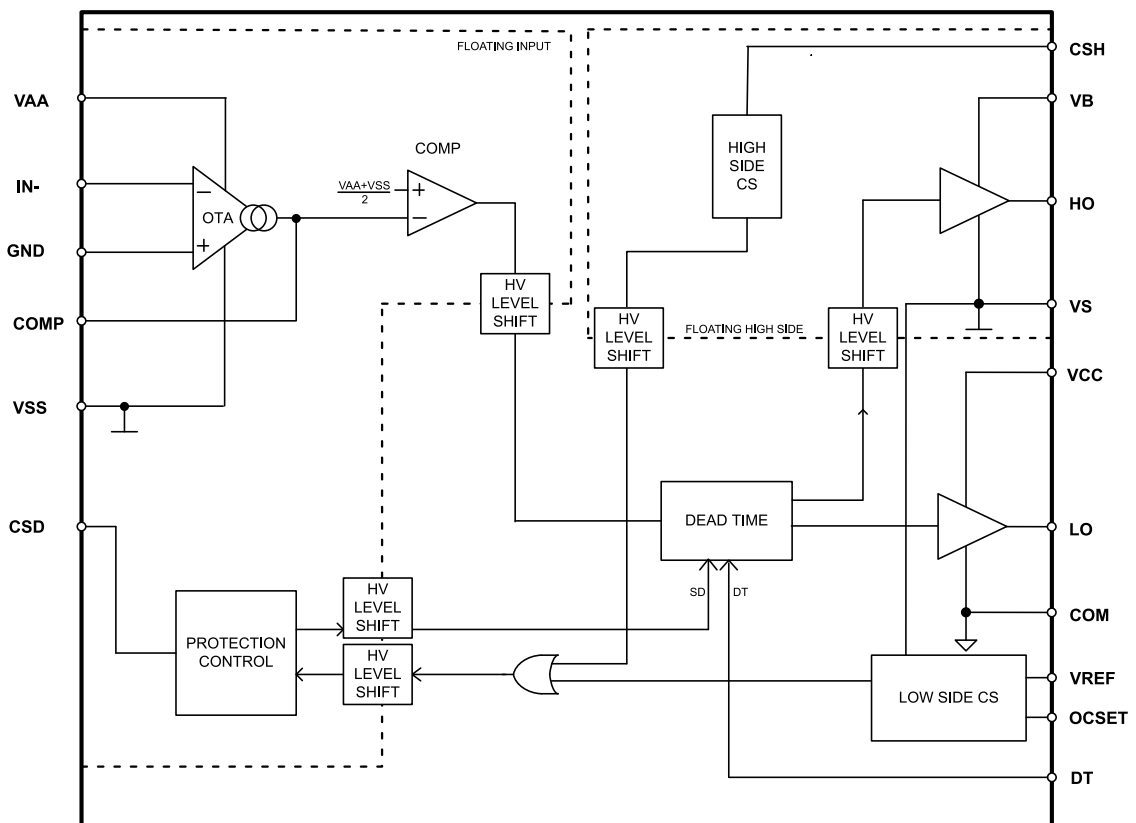
Z rozboru v minulém odstavci vyplývá, že dost záleží na vlastnostech zesilovače pro jednotlivá pásma, a to nejen z hlediska zkreslení, kdy bývá výhodnější pro pásmo vyšších kmitočtů použít spíše zesilovač pracující ve třídě AB. Jestliže by se i na vyšších kmitočtech využíval zesilovač ve třídě D, bude nutné se zaměřit na návrh zesilovače s co možno nejnižším zkreslením. Zkreslení zesilovače ve třídě D je možné ovlivnit několika faktory, zejména pak použitým modulátorem, jež je popsáno v kapitole 1.3. U jednotlivých akustických pásem bude záležet i na výkonu, respektive na dimenzování zesilovače z hlediska zatížení, protože v každém pásmu bude jiná hodnota špičkového a efektivního výkonu, a to koresponduje s dimenzováním například chlazení nebo zdroje.

Návrh zesilovače ve třídě D v této práci bude určený pro zesilovače pro subwoofer. Znamená to, že nebude příliš nutné se snažit navrhnout zesilovač s nízkým zkreslením, protože přenášené pásmo zesilovače pro subwoofer se bude pohybovat v rozmezí 20-200 Hz, to však neznamená, že by nebyl schopen přenášet celé akustické pásmo, tedy 20-20 000 Hz. Při návrhu zesilovače bude kladen důraz na jeho velký špičkový výkon, který bude dvojnásobkem jmenovitého výkonu, a to 4 kW do 4  $\Omega$ . V basové oblasti je právě velmi výhodná výkonová rezerva zesilovače, protože bicí nástroje vytváří dosti velké špičky a pokud by je zesilovač nebyl schopen přenést, ztratila by reprodukce dynamiku.

## 2.1 Výběr topologie zesilovače ve třídě D

O jaký zesilovač se bude jednat bylo zmíněno v textu výše, teď je čas na výběr vhodné topologie, respektive druh zapojení zesilovače ve třídě D. Jistě se nebude jednat o nějaký zesilovač tvořený pouze jedním integrovaným obvodem, protože bude kladen důraz na výběr koncových tranzistorů. Možnosti zapojení jsou nadále různá, zapojení zesilovače může být tvořeno diskrétními součástkami, nebo je možné využít nějaké řídicí integrované obvody.

Dobře se tváří integrovaný obvod, který je zároveň řídicím obvodem i budičem. Jedná se o integrovaný obvod IRS2092 od výrobce International Rectifier. Výrobce zpracoval právě pro tento obvod tzv. aplikační list, ve kterém jsou uvedeny potřebné výpočty pro návrh zesilovače. Integrovaný obvod se vyrábí v pouzdře THT a SMD s 16 vývody, je vybaven oscilátorem pro vytvoření trojúhelníkového signálu, jehož kmitočet lze nastavit pomocí přídavných součástek, a to hodnotou odporu rezistorů a kapacity kondenzátorů. Samo-oscilační modulátor tak tvoří samo-oscilační pulsně šířkovou modulační topologii, znamená to, že oscilace závisí na zpětné vazbě zesilovače. [2]



Obr. 2-1-Vnitřní zapojení IRS2092, převzato z [2]

Na obrázku 2-1 je blokové schéma vnitřního zapojení integrovaného obvodu IRS2092. Velkou výhodou obvodu jsou jeho integrované ochrany, respektive proudová ochrana, která je založena na snímání napětí na tranzistorech typu mosfet v sepnutém

stavu. Při průchodu proudem tranzistorem dochází k úbytku napětí na odporu kanálu v sepnutém stavu, a tak může ochrana vybavit. Odporovým děličem je možné nastavit proud, který na tranzistoru způsobí úbytek napětí a ten následně vybaví ochranu, dle odporu kanálu v sepnutém stavu. Proudová ochrana je schopna reagovat v době 500 ns, což je dostatečný čas na to, aby byl zesilovač chráněn třeba před zkratem.

Pro funkci zesilovače ve třídě D, respektive každého měniče pracujícího na vysokém kmitočtu v řádu stovek kHz, je nutný tzv. „deadtime“. Je to čas, kdy je tranzistor vypnutý a slouží k tomu, aby se tranzistor bezpečně vypnul a druhý se mohl sepnout. Pokud by byla střída přesně 50 %, tedy bez deadtime mohlo by, respektive jistě by došlo ke zkratu napájecího napětí. a ve chvíli, kdyby se první tranzistor sepnul a druhý nebyl plně vypnutý, došlo by ke zkratu a destrukci tranzistorů a pravděpodobně i budičů. IRS2092 umožňuje nastavení hodnoty deadtimu, a to na 4 hodnoty. O nastavení bude pojednáno později.

## 2.2 Návrh zesilovače ve třídě D s IRS2092

Něco málo o integrovaném obvodu IRS2092 bylo psáno o kapitulu výše, zde již bude detailnější návrh a výpočty potřebných hodnot doplňujících součástek, koncových tranzistorů a LC filtru.

V katalogovém listu obvodu je psáno, že je vhodný pro zesilovače do výkonu 500 W, zde však bude proveden návrh pro výkon zesilovače 2 kW, což je podstatně více. Výstupní výkon zesilovače je dán zejména parametry koncových tranzistorů a hodnotou napájecího napětí a pochopitelně impedancí zátěže. Maximální napájení zesilovače je symetrické napětí  $\pm 100$  V, jestliže by byl zesilovač zapojen do polovičního můstku, není možné dosáhnout výkonu 2 kW. Maximální dosažitelný sinusový výkon dle napájecího napětí je možné vypočítat jednoduchým vztahem (2.1), kdy pro poloviční můstek při napájecím napětí cca  $\pm 95$  V a pro zátěž o impedanci  $4 \Omega$  je maximální výkon je přibližně 1,13 kW. Vyšší výkon je možné získat zapojením zesilovače do můstku. Zapojení do můstku je možné realizovat pomocí dvou kanálů, kdy u jednoho z nich bude obrácená fáze vstupního signálu.

$$P_{HB} = \frac{U^2}{R} = \frac{\left(\frac{U_{CC}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{(95 \text{ V})^2}{4 \Omega} = 1,13 \text{ kW} \quad (2.1)$$

Pak je možné pomocí stejného vztahu vypočítat maximální dosažitelný výstupní výkon zesilovači při daném napájecím napětí a impedanci zátěže:

$$P_B = \frac{U^2}{R} = \frac{\left(2 \cdot \frac{U_{CC}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{(2 \cdot 95 \text{ V})^2}{4 \Omega} = 4,5 \text{ kW} . \quad (2.2)$$

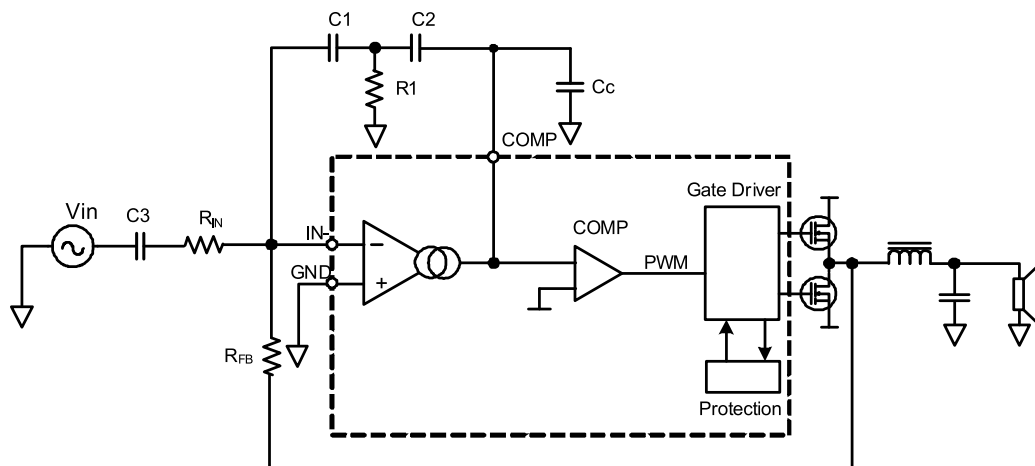
Z výpočtu (2.2) je zřejmé, že při můstkovém zapojení zesilovače je dosažitelný výkon přibližně  $P_B = 4,5 \text{ kW}$ . Vypočtená hodnota je jen pouze orientační, při zatížení zesilovače jistě dojde k poklesu napájecího napětí, čím se maximální výstupní výkon

sníží. Jak je psáno v úvodu kapitoly 2 bude požadovaný maximální výstupní výkon dvojnásobkem jmenovitého, v tomto případě můstkové zapojení vyhovuje. Výstupní výkon nebude vždy přesně definovatelný, respektive hodnota impedance  $4 \Omega$  není reálná. Reprosoustavy, v našem případě pouze subwoofer má svou charakteristickou impedanci, což znamená, že hodnota impedance je frekvenčně závislá. V daném frekvenčním pásmu může hodnota impedance subwooferu o nominální impedanci  $4 \Omega$  nabývat až desítky  $\Omega$ , jsou to tzv. impedanční maxima.

Z rozboru je koncept zesilovače jasný. Jeden modul zesilovače bude tvořen dvěma kanály. Každý kanál bude řešen pomocí integrovaného obvodu IRS2092. Návrh zesilovače bude proveden níže.

### 2.2.1 Návrh oscilátoru

Návrh oscilátoru, respektive volba externí pasivních součástek určuje výsledný vzorkovací kmitočet, tedy kmitočet trojúhelníkového signálu. Ze schématu na obrázku 2-2 jsou vyznačené součástky,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$  a  $R_{FB}$ , které určují kmitočet oscilace. Jak již bylo řečeno, kmitočet oscilace závisí i na hodnotě rezistoru zpětné vazby  $R_{FB}$ . Pro uvedené hodnoty ostatních součástek viz. tabulka 1 je hodnota rezistoru  $R_{FB}=47 k\Omega$ . [3]



Obr. 2-2 - Blokové schéma zesilovače pro návrh oscilátoru, převzato z [3]

Zisk zesilovače je dán hodnotou rezistoru  $R_{IN}$  a  $R_{FB}$ , pro výpočet zde platí stejné pravidlo, jako pro invertující operační zesilovač. Zisk zesilovače je možné vypočítat:

$$A_u = -\frac{R_{FB}}{R_{in}}. \quad (2.3)$$

Je třeba pamatovat na to, že takovýto zesilovač obrací fázi výstupního signálu.

Tabulka 1-Hodnoty součástek určující kmitočet oscilátoru, převzato z [3]

$f_{osc}$	$C_1=C_2$	$R_1$
kHz	nF	$\Omega$
500	2,2	200
450	2,2	165
400	2,2	141
350	2,2	124
300	2,2	115
250	2,2	102
200	4,7	41,2
150	10	20
100	10	14
70	22	4,42

Vzorkovací kmitočet, respektive kmitočet PWM může být dle katalogového listu až 800 kHz, ale pro spolehlivý provoz bude vhodné zvolit o něco menší kmitočet. Je nutné jej přizpůsobit i koncovým tranzistorům, aby byly dostatečně rychlé. Pracovní kmitočet bude zvolen přibližně 320 kHz, ten odpovídá hodnotám  $C_1$ ,  $C_2$  a  $R$ . Po odečtení hodnot z tabulky platí  $C_1=C_2=2,2$  nF a rezistor  $R$  bude volen dle řady E12 a to 120  $\Omega$ .

### 2.2.2 Výběr koncových tranzistorů

Další návrh bude brán téměř od konce, jelikož některé funkce zesilovače není možné nastavit bez známých parametrů koncových tranzistorů. Jejich výběr nebude jednoduchý i přesto, že je na trhu mnoho unipolárních tranzistorů typu mosfet s kanálem N. Jelikož je integrovaný obvod zároveň budičem, bude výběr tranzistoru zatížen kritériem náboje gate, to je však dost omezující. Náboj hradla tranzistoru by měl být zvolen dle katalogového listu IRS2092 pouze  $Q_G=40$  nC.

#### Kritéria pro výběr tranzistoru:

Kritéria pro výběr tranzistoru ve své podstatě udávají dané dimenzování koncových tranzistorů, jak napěťové, tak proudové. Již je dáno, že napájecí napětí zesilovače bude  $\pm 95$  V, z čehož vyplývá, že použití tranzistorů s  $U_{ds}=200$  V bude již na „hraně“, vhodnější bude napětí  $U_{ds}=250-300$  V. Není vhodné napěťové předdimenzování tranzistorů, protože se zvyšujícím napětím  $U_{ds}$  dochází i k nežádoucímu nárůstu odporu kanálu  $R_{ds-on}$  v sepnutém stavu.

Proudové dimenzování bude provedeno přibližně pro dvojnásobný proud špičkové hodnoty výkonu. Maximální hodnota špičkového proudu je dána napětím zesilovače a impedancí, ale její doba trvání není přesně definovatelná, jelikož závisí na vstupním signálu, a tedy hudebním signálu. Jestliže se bude počítat například s bicími nástroji, může trvat stovky milisekund.

$$I_{DMAX} = \left( \frac{2 \cdot \frac{U_{CC}}{\sqrt{2}}}{R} \right) \cdot \sqrt{2} = \frac{2 \cdot 95 \text{ V}}{4 \Omega} \cdot \sqrt{2} = 47,5 \text{ A} . \quad (2.4)$$

Nebude jednoduché zvolit kompromis mezi volbou tranzistorů dle parametrů  $U_{ds}$ ,  $I_D$  a  $Q_G$ , může se tak stát, že bude třeba snížit proud drainu a to i přes to, že dojde k překročení hodnoty náboje hradla téměř dvojnásobně. Jestli že se použijí tranzistory s vyšším nábojem hradla, než je doporučeno výrobcem, bude to mít vliv na nabíjecí proud hradla, čímž bude budič integrovaného obvodu více zatížen. V lepší případě dojde ke zvýšení tepelných ztrát na tomto obvodu, proto bude určitě vhodné integrovaný obvod ošetřit malým chladičem. Vyšším zatížením budičem dojde i ke zpomalení spínání koncových tranzistorů a dojde i ke zvýšení spínacích ztrát. Nyní zde bude provedeno srovnání několika typů unipolárních tranzistorů mosfet a výběr nejvhodnějšího.

### Porovnání tranzistorů:

#### IRFB4227PBF

$$U_{ds}=200 \text{ V}$$

$$I_D=65 \text{ A}$$

$$Q_G=70 \text{ nC}$$

$$R_{ds-on}=26 \text{ m}\Omega$$

$$t_{rr}=100 \text{ ns}$$

$$\text{Cena: } 60 \text{ Kč}$$

Tyto tranzistory by byly ideální svými parametry, bohužel napětí  $U_{ds}=200 \text{ V}$  je na kritické hranici. Avšak při použití v zesilovači, který bude napájen menším napájecím napětím, přibližně  $\pm 80 \text{ V}$ , jsou naprostým ideálem. Uvedený typ je v pouzdru TO220, ale se stejnými hodnotami se vyrábí i v pouzdru TO247, které bude výhodnější z hlediska chlazení.

#### IXFQ72N30X3

$$U_{ds}=300 \text{ V}$$

$$I_D=72 \text{ A}$$

$$Q_G=82 \text{ nC}$$

$$R_{ds-on}=19 \text{ m}\Omega$$

$$t_{rr}=100 \text{ ns}$$

$$\text{Cena: } 197 \text{ Kč}$$

Tranzistory od výrobce IXYS by byly ideální, i při napětí  $300 \text{ V}$  mají velmi nízký odpor v sepnutém stavu, a to pouhých  $19 \text{ m}\Omega$ . Bohužel kvůli vysokému náboji hradla, který je víc jak dvojnásobný než doporučený, a proto by jejich použití také nebylo vhodné.





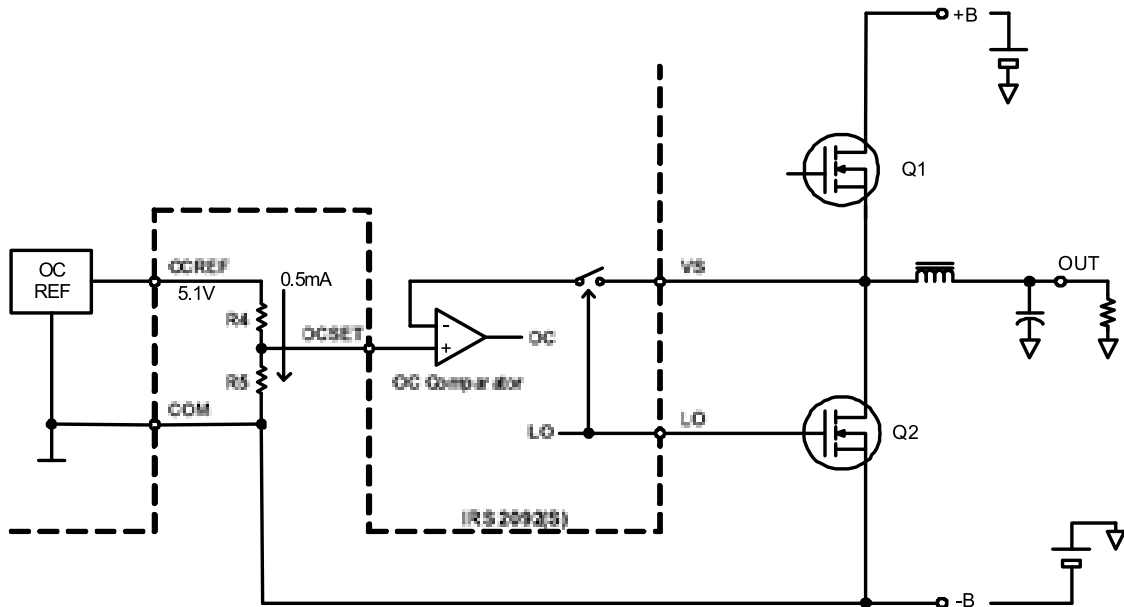
Z porovnání několika typů tranzistoru v kapitole 2.2.2 byl nakonec vybrán tranzistor s typovým označením IXFQ60N25X3, který má velmi slušné parametry pro použití v probírané aplikaci. Pro nastavení nadproudové ochrany je třeba znát jeho parametry, respektive hodnotu odporu  $R_{ds-on}$ , která je uvedena ve srovnání tranzistorů výše, ale pro výpočet bude potřeba zjistit z katalogového listu výrobce uvedeného typu tranzistoru hodnotu odporu  $R_{ds,on}$  pro pracovní teplotu čipu. Při uvažování teploty čipu  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  je odpor  $R_{ds-on}$  větší o násobek 1,8. Pak je tedy možné říct, že:

$$R_{ds-on,100} = R_{ds-on} \cdot k = 23\text{ m}\Omega \cdot 1,8 = 41,4\text{ m}\Omega . \quad (2.5)$$

Z výpočtu (2.5) je vidět, že odpor tranzistoru již není tak malý, ale bohužel je třeba s touto hodnotou počítat. Nyní je třeba zvolit proud, při kterém by se měla ochrana vybat, jistě by se neměla vybat za běžného provozu, a to ani při špičkových hodnotách proudu, ale zase ne na proud tranzistoru  $I_D$ . Hodnota proudu vybavení nadproudové ochrany bude zvolena  $I_{OCP} = 60\text{ A}$ , kdy je třeba počítat s tím, aby byl zesilovač chráněn i za studena. Pak je možné vypočíst úbytek na tranzistoru v sepnutém stavu:

$$U_{R_{ds-on,100}} = R_{ds-on,100} \cdot I_{OCP} = 41,1\text{ m}\Omega \cdot 65\text{ A} \approx 2,7\text{ V} . \quad (2.6)$$

Nyní bude třeba zjistit hodnoty rezistorů  $R_4$  a  $R_5$  pro dolní spínač, bližší vysvětlení poskytne schéma na obrázku 2-4, kde je možné vidět blok napěťové reference  $U_{REF,l} = 5,1\text{ V}$  a nadproudový komparátor.



Obr. 2-4-OCP dolní spínač, převzato z [3]

Součet hodnot odporu rezistorů  $R_4$  a  $R_5$ , je potřeba zvolit přibližně  $10\text{ k}\Omega$ , aby bylo zajištěno zatížení napěťové reference alespoň proudem  $0,5\text{ mA}$ . Dále je třeba jednoduše

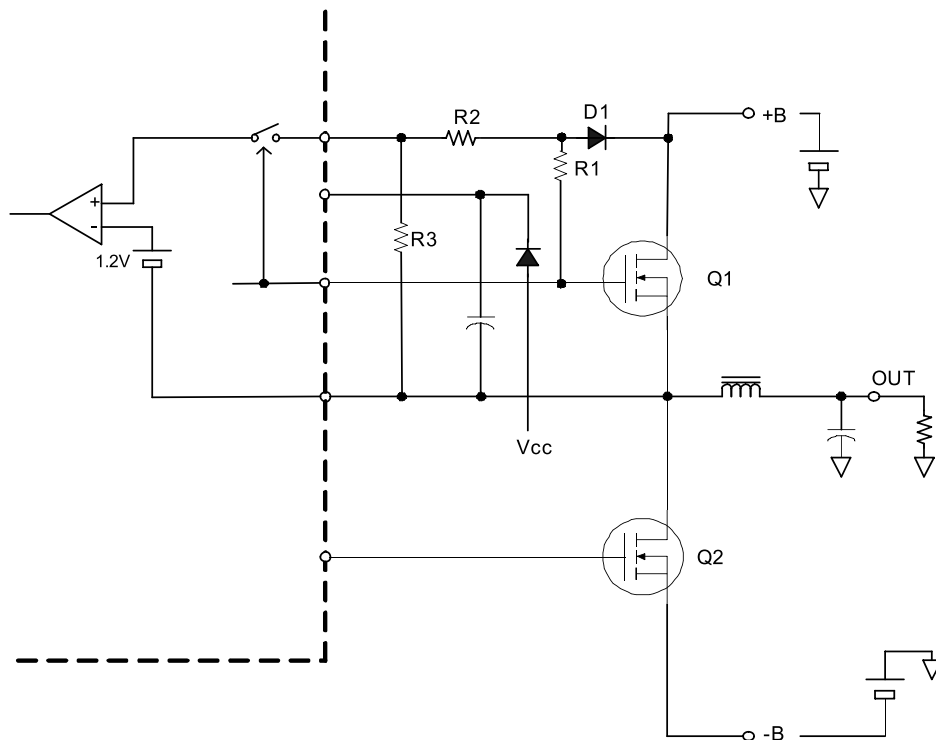
vypočíst hodnoty rezistorů  $R_4$  a  $R_5$ , aby byl na rezistoru  $R_5$  úbytek napětí právě dle výpočtu (2.6), tedy 2,466 V. [3]

$$R_5 = \frac{U_{R_{ds-on,100}}}{U_{REF,l}} \cdot 10 \text{ k}\Omega = \frac{2,7 \text{ V}}{5,1 \text{ V}} \cdot 10 \text{ k}\Omega \approx 5,3 \text{ k}\Omega \quad (2.7)$$

Výběr rezistorů je třeba uskutečnit alespoň z řady E24, pro  $R_5=5,3 \text{ k}\Omega$  a pro  $R_4$  platí:

$$R_4 = 10 \text{ k}\Omega - 5,3 \text{ k}\Omega = 4,7 \text{ k}\Omega . \quad (2.8)$$

Určení hodnot rezistorů pro snímání úbytku napětí na horním snímači bude velmi podobné, opět pro přiblížení funkce snímání proudu je uvedeno schéma na obrázku 2-5.



Obr. 2-5- OCP horní snímač, převzato z [3]

Nyní půjde o výpočet hodnot rezistorů  $R_2$ ,  $R_3$ . Napěťová reference má v tomto případě napětí  $U_{REF,h} = 1,2 \text{ V}$ , jak je možno vidět ze schématu na obrázku 2-5. Opět platí, že součet hodnot rezistorů  $R_2$ ,  $R_3$  bude 10 k $\Omega$ . Tentokrát je potřeba do výpočtu zahrnout i úbytek na diodě  $D1$ , který je 0,6 V, pak výpočet bude: [3]

$$R_3 = \frac{U_{REF,h}}{U_F + U_{R_{ds-on,100}}} \cdot 10 \text{ k}\Omega = \frac{1,2 \text{ V}}{0,6 \text{ V} + 2,7 \text{ V}} \cdot 10 \text{ k}\Omega \quad (2.9)$$

$$R_3 = 3,636 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 \rightarrow 3,9 \text{ k}\Omega \parallel 56 \text{ k}\Omega.$$

Pak platí že:

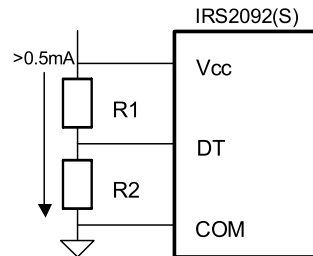
$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega - 3,636 \text{ k}\Omega = 6,363 \text{ k}\Omega \quad (2.10)$$

$$R_2 \rightarrow 6,8 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega.$$

Hodnota rezistoru  $R_1$  se volí 10 k $\Omega$ . Takto by měla být nadproudová ochrana správně nastavená.

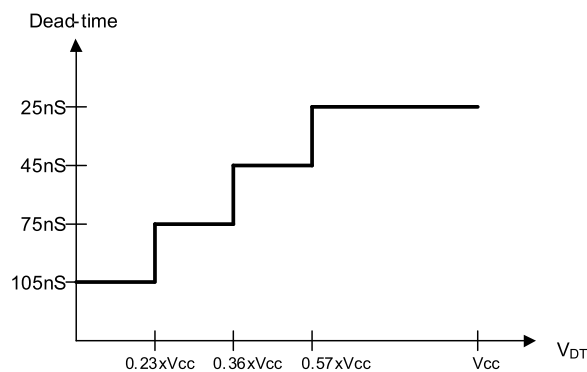
#### 2.2.4 Deadtime

Deadtime je důležitý pro správnou funkci zesilovače ve třídě D, jelikož tranzistory se nejsou schopny vypnout za nulový čas. Proto je třeba zajistit dobu, která bude vhodná na bezpečné vypnutí tranzistorů, tato doba se nazývá deadtime. Integrovaný obvod IRS2092 umožňuje nastavení deadtime pro 4 různé hodnoty. Opět to není nic složitého z hlediska „naprogramování“, respektive definování určité hodnoty. Pro nastavení hodnoty deadtime slouží napěťový dělič, jehož napětím je určována doba zpoždění.



Obr. 2-6 - Zapojení pro nastavení deadtime, převzato z [3]

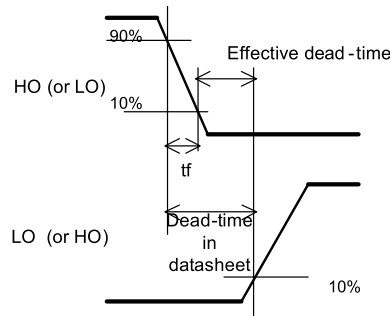
Jak přesně a čím je deadtime zajišťován uvnitř integrovaného obvodu zde popsáno nebude. Pro příklad zapojení děliče k integrovanému obvodu je uvedeno schéma na obrázku 2-6. Dále je třeba vědět, jak definovat hodnotu deadtime, to ukazuje graf na obrázku 2-7.



Obr. 2-7 - Graf nastavení hodnoty deadtime, převzato z [3]

Dle katalogového listu vybraných koncových tranzistorů je možné vyčíst dobu zapnutí a dobu vypnutí:  $t_{on}=18 \text{ nS}$  a  $t_{off}=62 \text{ nS}$ . Z uvedených hodnot je téměř jasné, jaká hodnota deadtime bude potřeba, avšak nebylo by na škodu od výrobce integrovaného

obvodu IRS2092 využít „metodu“ volby ideálního času. A to hlavně z důvodu, aby nebyl deadtime příliš velký, jelikož s jeho rostoucí velikostí roste i hodnota zkreslení výstupního signálu zesilovače.



Obr. 2-8- Efektivní deadtime, převzato z [3]

Dle grafu na obrázku 2-8 byla stanovena vhodná velikost deatime, a to 75 nS. Proto bude požadováno napětí na pinu DT přibližně  $0,3 \times V_{cc} = 1,5 \text{ V}$ , kde  $V_{cc} = U_{cc} \approx 5 \text{ V}$ . Opět je třeba zajistit proud děličem přibližně 0,5 mA, pak musí být součet rezistorů  $R_1 + R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ .

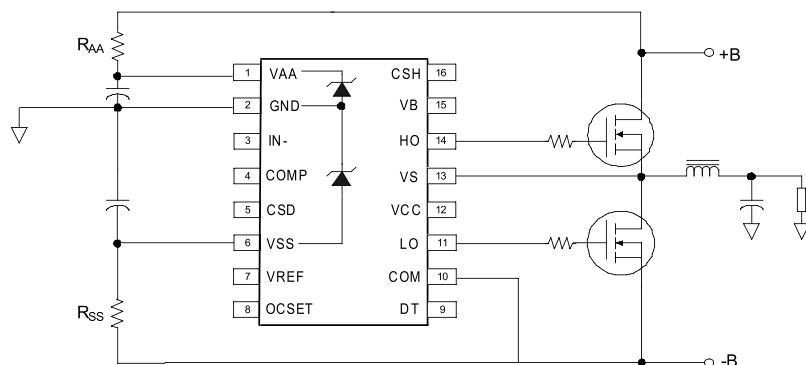
$$R_2 = \frac{U_{R2} \cdot (R_2 + R_1)}{U_{cc}} = \frac{1,5 \text{ V} \cdot 10 \text{ k}\Omega}{5 \text{ V}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (2.11)$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega - 3 \text{ k}\Omega = 7 \text{ k}\Omega \rightarrow 6,8 \text{ k}\Omega \quad (2.12)$$

Vypočtené hodnoty rezistorů postačí vybrat z řady hodnot E24, jelikož úbytek napětí na  $R_2$  nemusí být příliš přesný, jak je možno vidět z grafu na obrázku 2-7.

### 2.2.5 Pomocná napájecí napětí

Integrovaný obvod potřebuje pro svou funkci další pomocné napájení, a to napájení vnitřních řídicích obvodů, respektive vstupních obvodů. Proto je třeba zajistit kvalitní napájecí napětí, které bude dobře filtrované. Je pár způsobů, jak jej zajistit, buďto externím napájecím zdrojem, kdy se zajistí kvalita napájecího napětí čistě použitým zdrojem nebo je jej možné získat z napájení zesilovače, a to buď stabilizací, anebo předřadným rezistorem.



Obr. 2-9. Pomocná napájecí napětí, převzato z [3]

Jak jsou pomocná napětí zapojena ukazuje schéma na obrázku 2-9, jedná se o napětí „ $V_{AA}$ “ a „ $V_{SS}$ “, dále značené  $U_{AA}$  a  $U_{SS}$  a jsou to tzv. plovoucí napětí. Jejich hodnota je dle katalogového listu v rozdílu, tedy  $U_{AA} - U_{SS} = 10 \text{ V}$ . Jelikož jsou symetrická, mělo by být  $\pm 5 \text{ V}$ . Není-li přivedené napětí stabilizované, má obvod uvnitř 5V Zenerovy diody. V této konstrukci bude napětí získáno pomocí předřadných rezistorů, jak je uvedeno ve schématu na obrázku 2-9, a to rezistory  $R_{SS}$  a  $R_{AA}$ .

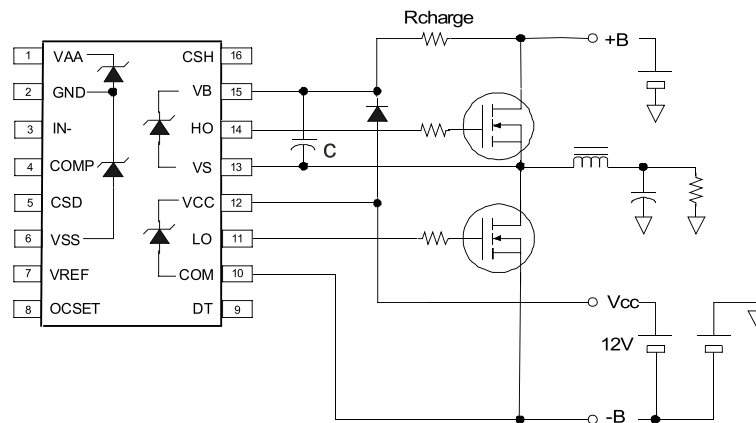
Výpočet je opět triviální, avšak je nutné zajistit rezistory proud přibližně 10 mA, tedy  $I_{AA}$  a  $I_{SS} = 10 \text{ mA}$ . Problém může nastat ve chvíli nestability napájecího napětí zesilovače  $U_{+Z}$  a  $U_{-Z}$ , předpokládejme, že se bude pohybovat v rozmezí  $\pm 85 \text{ V} - \pm 95 \text{ V}$ . Je třeba zajistit proud  $I_{AA}$  a  $I_{SS} = 10 \text{ mA}$  i při nižším napájecím, pak bude hodnota rezistorů:

$$R_{AA} = \frac{U_{R_{AA}}}{I_{AA}} = \frac{U_{+Z} - U_{AA}}{I_{AA}} = \frac{85 \text{ V} - 5 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 8 \text{ k}\Omega \rightarrow 8,2 \text{ k}\Omega = R_{SS} . \quad (2.13)$$

Rezistory  $R_{AA}$  a  $R_{SS}$  je nutné vybrat se ztrátovým výkonem alespoň 3 W. Protože:

$$P_{R_{AA}} = R_{AA} \cdot I_{AA}^2 = 8,2 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ mA}^2 = 0,82 \text{ W} . \quad (2.14)$$

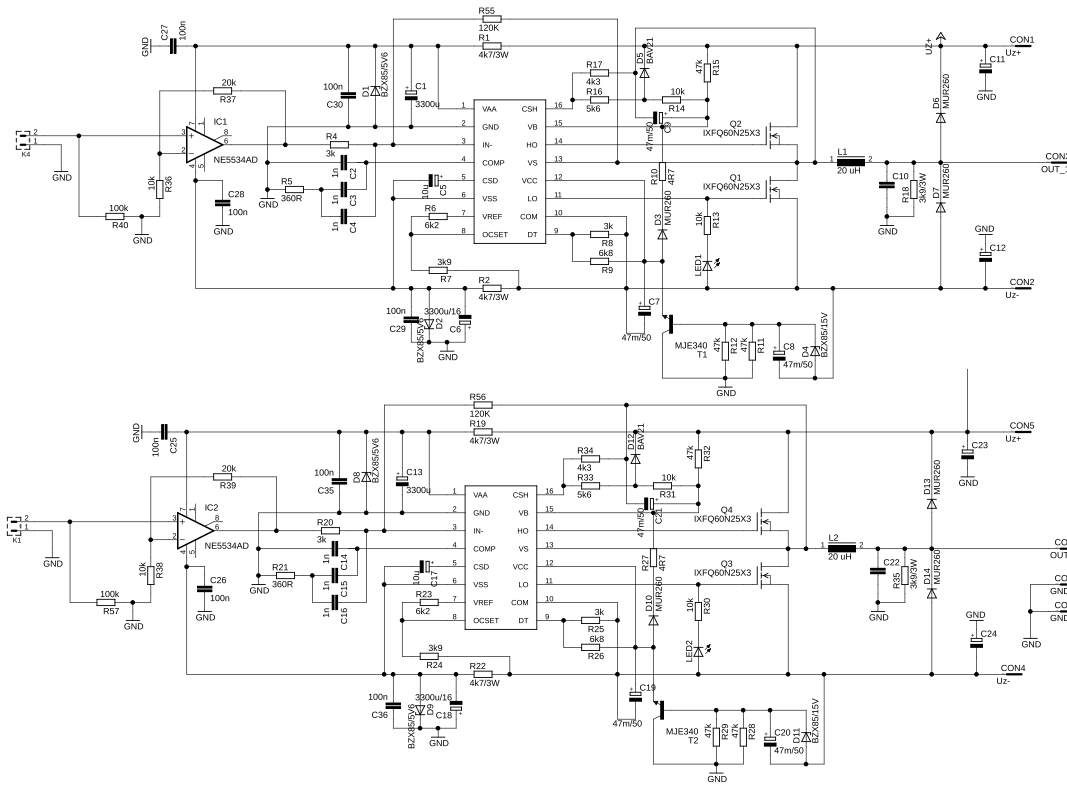
Další pomocné napětí je pro napájení budiče koncových tranzistorů, je zde jen jedno a bude zajišťovat energii pro spínání jak spodního, tak i horního tranzistoru. Opět je zde možnost externího napájecího zdroje, je to i nejvhodnější, ale byl by potřeba další zdroj napětí. Pomocí stabilizátoru bude získané napětí 12 V, jehož zem bude  $U_{-Z}$ . Jak bude napájení zapojeno ukazuje schéma na obrázku 2-10.



Obr. 2-10-Napájení budiče koncových tranzistorů, převzato z [3]

Napájení budiče pro horní tranzistor je zajištěno tzv. nábojovou pumpou, kdy se kondenzátor C nabije právě ve chvíli, kdy je sepnutý spodní tranzistor. Prvotní start PWM začne až po nabití kondenzátoru, ten je nabíjen přes  $R_{charge}$ .

Nyní je možné všechny vypočtené a zvolené hodnoty součástek zapsat do schématu jednoho kanálu zesilovače. Schéma jednoho kanálu obsahuje dvě totožná zapojení, které jsou zapojeny do můstku. Schéma jednoho kanálu zesilovače je na obrázku 2-11.



Obr. 2-11-Schéma zapojení jednoho kanálu zesilovače

### 2.3 Dimenzování chlazení

V této podkapitole se bude řešit dimenzování chlazení na základě tepelných ztrát výkonových aktivních součástek, konkrétně koncových tranzistorů, které budou umístěny na jednom chladiči. Zesilovače ve třídě D se vyznačují velkou účinností, a tedy menšími nároky na chlazení, což umožňuje použití podstatně menšího chladiče oproti jiným třídám zesilovačů při zachování aktivního chlazení. Ztráty na tranzistorech jsou způsobeny vedením proudu a přepínacími ztrátami.

$$P_{ztr,ved} = R_{ds-on,100} \cdot I_{D,ef}^2 \quad (2.15)$$

$$P_{ztr,ved} = 41,1 \text{ m}\Omega \cdot \left(\frac{31,6 \text{ A}}{\sqrt{2}}\right)^2 = 20,52 \text{ W.}$$

Ztráty vypočtené dle (2.15), jsou počítané pro špičkový výkon zesilovače, a tedy i maximální proud. Jde o výkonovou ztrátu na jednom tranzistoru. Kdyby se počítalo s touto hodnotou, bylo by chlazení předdimenzované, a proto bude stačit provést výpočet pro jmenovitý výkon zesilovače, pak bude výpočet:

$$P_{ztr,ved} = R_{ds-on,100} \cdot I_{D,ef}^2 = R_{ds-on,100} \cdot \left(\sqrt{\frac{P_j}{Z}}\right)^2 \quad (2.16)$$

$$P_{ztr,ved} = 41,1 \text{ m}\Omega \cdot \left( \left( \frac{22,3 \text{ A}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \right) = 10,21 \text{ W}.$$

Vypočtené ztráty vedením jsou dle výpočtu (2.16) pro poloviční můstek, tedy pro dva tranzistory.

Ztráty při přechodném ději se nazývají ztráty přepínací, ty jsou způsobené nenulovou dobou zapnutí a vypnutí tranzistoru, tzn. že po dobu  $t_{on}$  a  $t_{off}$  vznikají ztráty.

$$P_{ztr,přep} = E_{tot} \cdot f_{PWM} \quad (2.17)$$

V katalogovém listu vybraného tranzistoru bohužel nejsou uvedeny energie při spínání, bude je třeba vypočítat z doby sepnutí a vypnutí, tedy  $t_{on}$  a  $t_{off}$ . Pro zjednodušení výpočtu je uvažovaná efektivní hodnota proudu nízkofrekvenční modulace.

$$E_{přep} = \frac{1}{4} \cdot U_Z \cdot I_{ef} \cdot (t_{on} + t_{off}), \quad (2.18)$$

Pak přepínací ztráty jednoho tranzistoru odpovídají:

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot U_Z \cdot I_{ef} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{PWM}$$

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot 95 \text{ V} \cdot \sqrt{\frac{2 \text{ kW}}{4 \Omega}} \sqrt{0,5} \cdot (18 \text{ ns} + 62 \text{ ns}) \cdot 320 \text{ kHz} \quad (2.19)$$

$$P_{ztr,přep} = 9,6 \text{ W}$$

Celkové ztráty jednoho kanálu zesilovače budou přibližně:

$$P_{ztr} = 4 \cdot P_{ztr,ved} + 4 \cdot P_{ztr,přep} \approx 80 \text{ W} \quad (2.20)$$

Vzhledem k tomu, že na stejném chladiči budou umístěny i tranzistory stabilizátorů pro napájení budičů, je třeba je do výpočtu chlazení také zahrnout. Jejich ztrátový výkon bude jen pár jednotek W.

Chladič jednoho kanálu se bude dimenzovat alespoň pro ztrátový výkon 125 W, bude vhodnější se spoléhat na kvalitní odvod tepla než řešení ochran proti přehřátí. Jelikož bude zesilovač pravděpodobně používán s další skupinou zesilovačů v jednom „racku“, které budou také vydávat určité teplo, je třeba uvažovat provozní teplotu skříně zesilovače 40 °C. Maximální provozní teplota čipu by měla dosahovat 110 °C, potřebné parametry pro výpočet chladiče shrnuje tabulka 2.



Tabulka 2 - Údaje pro výpočet chladiče

$P_{ztr}$	125 W
$t_{j,max}$	110 °C
$t_0$	40 °C
$R_{\theta,JC}$	0,39 K/W
$R_{\theta,CH}$	0,21 K/W

Výpočet tepelného odporu vhodného chladiče bude řešen pouze pro ustálený stav, nebudou se tedy uvažovat přechodné jevy, jeho výpočet bude dle:

$$R_{\theta,cel} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}}. \quad (2.21)$$

Při výpočtu je zapotřebí uvažovat určité parametry z katalogového listu pro vybraný tranzistor, zejména pak tepelný odpor junction-case (přechod-pouzdro)  $R_{\theta,JC}$  a tepelný odpor pouzdra  $R_{\theta,C}$ . Tranzistory musí být od chladiče izolovány, k tomu slouží izolační podložky, mohou být slídové, silikonové nebo keramické. Silikonové izolační podložky mívají tepelný odpor přibližně  $R_{\theta,P} \approx 0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$  Jestliže platí:

$$R_{\theta,cel} = \frac{R_{\theta,JC}}{4} + \frac{R_{\theta,C}}{4} + \frac{R_{\theta,P}}{4} + R_{\theta,H}, \quad (2.22)$$

pak také platí:

$$R_{\theta,H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - \frac{R_{\theta,JC}}{4} - \frac{R_{\theta,CH}}{4} - \frac{R_{\theta,P}}{4}$$

$$R_{\theta,H} = \frac{t_{j,max} - t_0}{P_{ztr}} - \frac{R_{\theta,JC}}{4} - \frac{R_{\theta,CH}}{4} - \frac{R_{\theta,P}}{4} \quad (2.23)$$

$$R_{\theta,H} = \frac{110 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{125 \text{ W}} - \frac{0,39 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}}{4} - \frac{0,21 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}}{4} - \frac{0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}}{4}$$

$$R_{\theta,H} = 0,2975 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}.$$

Dle výpočtu (2.23) je potřebný tepelný odpor chladiče pro jeden kanál zesilovače  $0,2975 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ . Chladič bude určitě aktivní, ideální by byl tzv. tunel, kterým bude proudit vzduch hnaný ventilátorem, takto je odvod tepla ze skříně zesilovače nejefektivnější.

## 2.4 Návrh LC filtru

Důležitou částí každého, respektive téměř každého zesilovače ve třídě D je rekonstrukční LC filtr, který slouží jako dolní propust'. Pro správnou funkci celého zesilovače ve třídě D je výpočet této části velmi důležitý. LC filtr v této konstrukci může být tvořen dvěma způsoby, a to použitím LC filtru pro každý polomůstek nebo vytvoření jednoho LC filtru

pro celý můstek. Lepší bude Použít LC filtr pro každý poloviční můstek zvlášť. Teď je ale důležité si uvědomit, do jaké zátěže zmíněný poloviční můstek bude pracovat. Počítá se, že jeden kanál složený z dvou polovičních můstků bude pracovat do zátěže  $4 \Omega$ , a to znamená, že poloviční můstek musí být schopen pracovat do poloviční zátěže, tedy  $2 \Omega$ . Jak již bylo psáno v teoretické části této práce, ideální LC obvod by byl takový, který odfiltruje veškerý signál nad hranicí akustického pásma, tedy 20 kHz. Tuto podmínku pasivní filtr jistě nemůže splnit. Každý filtr má svůj mezní kmitočet, použitý LC filtr bude ve funkci dolní propusti a jeho mezní kmitočet  $f_m$  bude posazen výš než 20 kHz a to tak, aby jeho útlum začínal až za 20 kHz. Mezní kmitočet je tedy zvolen  $f_m = 30$  kHz, pak je možné vypočítat kapacitu a indukčnost pro LC filtr polovičního můstku:

$$L = \frac{\frac{R_z}{2} \cdot \sqrt{2}}{\omega_m} = \frac{\frac{R_z}{2} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{\frac{4 \Omega}{2} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 30 \text{ kHz}} = 15 \text{ mH} \quad (2.24)$$

$$C = \frac{1}{\omega_m \cdot \frac{R_z}{2} \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot \frac{R_z}{2} \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \text{ kHz} \cdot \frac{4 \Omega}{2} \cdot \sqrt{2}} \quad (2.25)$$

$$C = 1,88 \mu\text{F}$$

Vztahy (2.24) a (2.25) převzaty z [1].

Kondenzátor je daný dostupným sortimentem, bude se jednat o fóliový kondenzátor na napětí 630 V. Cívka bude těžko dostupná nejen to, že vypočtená hodnota má daleko od dostupné řady cívek vhodných parametrů. Nezbyvá nic jiného, než cívku navrhnout a vyrobit, čímž se zajistí optimalizace LC filtru.

Během provozu zesilovače může nastat problém, kdy za jistých okolností dojde k rezonanci LC filtru, což je nežádoucí jev. K rezonanci by nedošlo, kdyby byla zátěž zesilovače odporová a s konstantní impedancí v přenášeném frekvenčním pásmu. Tuto podmínku nemůže žádná reprosoustava zajistit, nejen že je zátěž induktivního charakteru, ale také nemá konstantní impedanci, a proto by mohlo na vyšších kmitočtech dojít k rezonanci výstupního LC filtru. Za tímto účelem se na výstup LC filtru přidává jednoduchý tlumící RC člen, jehož mezní kmitočet je o něco nižší než rezonanční kmitočet výstupního LC filtru. Hodnota odporu rezistoru tlumícího členu se většinou volí dle zátěže zesilovače, tedy v jednotkách  $\Omega$ . Pro výpočet kondenzátoru se bude uvažovat s hodnotou  $R=10 \Omega$ , a mezním kmitočtem  $f_0=25$  kHz, pak je kapacita kondenzátoru:

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \quad (2.26)$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25 \text{ kHz} \cdot 10 \Omega} = 637 \text{ nF} \quad (2.27)$$

### 2.4.1 Návrh tlumivky LC filtru

Návrh cívky bude zahrnovat kompletní výpočet pro vytvoření ideální cívky, která bude navržena na parametry zesilovače ve třídě D. Nejdřív je třeba začít s výběrem vhodného jádra, a to nejen jeho tvaru kvůli rozvržení na DPS, ale také materiálu, ze kterého je jádro vyrobeno. Jestliže se jedná o výkonovou aplikaci, bude jistě vhodný feritový materiál s označením CF297 nebo CF139 jehož relativní permeabilita se pohybuje přibližně  $\mu_r \approx 2000$ . Pro realizaci je vybráno jádro s typovým označením PG4040 bez vzduchové mezery. Pro něj jsou definované parametry v tabulce 3.

Tabulka 3-Parametry jádra PG4040

RM12S-CF297	
$S_{fe}$	138 mm <sup>2</sup>
$\lambda$	5400 nH/z
$B_{sat}$	0,41 T
$S_o$	mm <sup>2</sup>

Pro výpočet tlumivky je třeba vypočítat maximální proud, který odpovídá součtu špičkového proudu a zvlnění proudu  $\Delta I_Z$ . Zvlnění proudu je možné vypočítat:

$$\frac{\Delta I_Z}{T \cdot s} = \frac{2 \cdot U_Z}{L} \cdot (1 - s) \quad (2.28)$$

$$\Delta I_Z = \frac{2 \cdot U_Z}{f \cdot L} \cdot s \cdot (1 - s) = \frac{2 \cdot 95 \text{ V}}{320 \text{ kHz} \cdot 15 \text{ uH}} \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5) \quad (2.29)$$

$$\Delta I_Z = 9,9 \text{ A}$$

Z výše vypočtené hodnoty indukčnosti tlumivky LC filtru dle (2.24) je vidět, že zvlnění výstupního proudu dle (2.29) je velké, proto bude zvolena vyšší hodnota indukčnosti a to 20 uH. Pak je velikost zvlnění výstupního proudu:

$$\Delta I_Z = \frac{2 \cdot 95 \text{ V}}{320 \text{ kHz} \cdot 20 \text{ uH}} \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5) = 7,42 \text{ A}$$

Maximální proud  $I_{Z,MAX}$  je tedy pro špičkový výkon:

$$I_{Z,MAX} = I_{Z,ef} \cdot \sqrt{2} + \frac{1}{2} \Delta I_Z = \sqrt{\frac{4 \text{ kW}}{4 \Omega}} \cdot \sqrt{2} + \frac{1}{2} \cdot 7,42 = 48,4 \text{ A} \quad (2.30)$$

Nyní je možné vypočítat počet závitů pro zvolené jádro:

$$\Psi = N \cdot \Phi = L \cdot i \quad (2.31)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{Z,max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{20 \text{ uH} \cdot 49,7 \text{ A}}{0,3 \cdot 138 \text{ mm}^2} = 24 \text{ z} \quad (2.32)$$

Jelikož zvolené jádro je bez vzduchové mezery, bude se muset délka vzduchové mezery vypočítat, a to pomocí výpočtu magnetického odporu, kdy celkový odpor magnetický

odpor musí být:

$$R_{m,cel} = \frac{N^2}{L} = \frac{24^2 z}{20 \text{ uH}} = 28,8 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}. \quad (2.33)$$

Magnetický odpor jádra je:

$$R_{m,Fe} = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{4300 \frac{\text{nH}}{z}} = 232,6 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1}. \quad (2.34)$$

Z čehož vyplývá magnetický odpor vzduchové mezery:

$$\begin{aligned} R_{m,\delta} &= R_{m,cel} - R_{m,Fe} = 28,8 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} - 232,6 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \\ R_{m,\delta} &= 28,57 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Pak je výpočet délky vzduchové mezery proveden dle vztahu:

$$R_{m,\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_\delta}{S_\delta} \quad (2.36)$$

$$l_\delta = R_{m,\delta} \cdot \mu_0 \cdot S_\delta = 28,57 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 138 \text{ mm}^2 = 4,95 \text{ mm}$$

Je třeba pamatovat na to, že vzduchová mezera u vybraného jádra nastane jak ve středním sloupku, tak i v bočních ramenech, což znamená, že její velikost bude poloviční.

Nyní je řada na výpočet vinutí. Vinutí bude dimenzované na jmenovitý výkon zesilovače, a to 2 kW, také je třeba si uvědomit, že tento výkon nebude konstantní, a proto je možné volit vyšší proudovou hustotu a to klidně  $\sigma = 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ . Potřebný průřez vodiče bude:

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{\sqrt{\frac{2 \text{ kW}}{4 \Omega}}}{5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}} = 4,5 \text{ mm}^2. \quad (2.37)$$

U takového průřezu vodiče bude nutné použít VF lanko, tedy vodič složený s několika tenkými vzájemně izolovaných vodičů, nejen, že se bude lépe navíjet na kostřičku, ale hlavně dojde k omezení proximity efektu. Při použití VF lanka je třeba pamatovat na to, že jeho samotný činitel plnění mědi je do 0,5. Dle kostřičky, která je vyráběna pro zvolené jádro odpovídá plocha okna pro vinutí  $S_o$  dle Tabulka 3. Celkový koeficient plnění mědi je:

$$k_{pcu} = \frac{S_{Cu,tot}}{S_o} = \frac{S_{Cu} \cdot N}{S_o} = \frac{4,5 \text{ mm}^2 \cdot 17 z}{235 \text{ mm}^2} = 0,325 \quad (2.38)$$

Vypočtením koeficientu plnění mědi  $k_{pcu}$  bylo ověřeno, že se na zvolené jádro vejde

potřebný počet závitů VF lanka.

Kvůli změně hodnoty indukčnosti tlumivky LC filtru je nutné vypočítat i novou kapacitu kondenzátoru:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 45 \text{ kHz}^2 \cdot 20 \text{ } \mu\text{H}} = 625 \text{ nF} \quad (2.39)$$

#### 2.4.2 Dimenzování kondenzátorů

V řešené aplikaci zesilovače ve třídě D je důležité provést ověření správného dimenzování kondenzátorů. Nejde však o kapacitu, ta může být vypočtena, ale je nutné se zaměřit na procházející proud kondenzátory. Jedná se o efektivní hodnotu proudu, která způsobuje na kondenzátorech tepelnou ztrátu.

LC filtr je složen z tlumivky a kondenzátoru, kdy i při návrhu tlumivky bylo řešeno dimenzování vinutí dle zvolené proudové hustoty. Kondenzátor v LC filtru vidí pouze zvlnění výstupního proudu, tento proud je trojúhelníkového tvaru, a proto je snadné definovat efektivní hodnotu proudu kondenzátorem:

$$I_{C,ef} = \frac{\Delta I_z}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{7,42 \text{ A}}{2 \cdot \sqrt{3}} = 2,14 \text{ A} \quad (2.40)$$

Zvlnění výstupního proudu  $\Delta I_z$  je vypočteno v návrhu tlumivky v rovnici (2.29). Dle vypočteného efektivního proudu kondenzátorem LC filtru je nutné brát ohled při jeho výběru. Kondenzátor by měl být polypropylenový.

Dalšími kondenzátory, které je třeba proudově dimenzovat jsou blokové kondenzátory napájecího napětí. Budou zde dva kondenzátory spojeny do série, jejichž střed je spojen se zemí (GND). Jejich efektivní proud bude záviset na výstupním efektivním proudu. Pro výpočet je možné použít zjednodušený vztah, kdy je zanedbán dobíjecí proud kondenzátoru a uvažován pouze VF proud odebíraný tranzistory. Může být vypočítán takto:

$$I_{C,ef,el} = \frac{I_{z,ef}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{\frac{4 \text{ kW}}{4 \Omega}}}{\sqrt{2}} = 22,36 \text{ A} \quad (2.41)$$

Vypočtený efektivní proud kondenzátory je poměrně vysoký, je totiž uvažován ze špičkového výkonu do zátěže, prakticky nebude takto vysoké hodnoty dosahovat. Kondenzátory budou jistě elektrolytické a dosti vysoké kapacity, aby byly schopny odolávat vypočtenému proudu. Z katalogových listů je možné vyčíst, že například pro kondenzátor 4700  $\mu\text{F}/100 \text{ V}$  je tzv. „ripple current“ pouze 5,14 A. Jestliže bude ve skříní zesilovače zajištěno dobré proudění vzduch, je možné vzít v potaz až dvojnásobnou hodnotu, pokud budou použity dva kondenzátory paralelně, je toto dimenzování dostatečné.

### 3. NAPÁJECÍ ZDROJ

Nedílnou součástí každého zesilovače je jeho napájecí zdroj, tedy část zesilovače, která slouží k přeměně síťového napětí na parametry vhodné pro napájení daného zesilovače. Je důležité, aby byl dobře navržen, jelikož i na něm závisí výstupní výkon zesilovače. Dalším aspektem je výběr vhodného typu napájecího zdroje, který bude také korespondovat s výše popsáním typem zesilovače.

#### Parametry napájecího zdroje:

V kapitole 2 byla řešena otázka, jaký typ zesilovače se bude navrhovat a také to, jaké bude mít parametry napájecího napětí. Zesilovač by měl být schopný dodat do zátěže  $Z = 4 \Omega$  krátkodobý výkon 4 kW, takto vysoký výkon získáme jednodušeji využitím můstkového zapojení koncového zesilovače. Pak symetrické napájecí napětí v meziobvodu koncového zesilovače musí být:

$$P = \frac{U_d^2}{Z} \rightarrow U_d = \frac{\sqrt{Z}}{2} \cdot \sqrt{P \cdot Z} = \frac{\sqrt{Z}}{2} \cdot \sqrt{4 \text{ kW} \cdot 4} = 89,4 \text{ V} . \quad (3.1)$$

Je však třeba počítat s nějakou rezervou pro pokles napětí zdroje, úbytků na polovodičích a úbytek na vedení mezi zesilovačem a akustickým měničem. Je také dáno, že napájecí napětí může dosahovat určitých maximálních hodnot a pro řešený zesilovač ve třídě D je to  $\pm 100 \text{ V}$ , pak je možné vypočtené napětí dle (3.1)(3.1) navýšit alespoň na 95 V. Tvrdost napětí zdroje bude jistě záviset na topologii zdroje.

#### 3.1 Napájecí zdroj se síťovým transformátorem

Nejjednodušší, avšak také méně vhodné řešení by bylo využití zdroje se síťovým transformátorem. Toroidní transformátory je možné nechat vyrobit na zakázku podle svých představ, hlavně proto, že toroidní transformátory o výkonu nad 1,5 kVA se vyrábějí buďto jako oddělovací 230/230 V nebo 230/115 V. Pro napájení řešeného zesilovače by muselo mít sekundární vinutí napětí:

$$U_s = \frac{U_d}{\sqrt{2}} = \frac{95 \text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 67 \text{ V} . \quad (3.2)$$

Hlavní nevýhodou by byla manipulace se zesilovačem, protože jeden toroidní transformátor 1,5 kVA má hmotnost přibližně 10 kg, při použití dvou kusů by byl zesilovač příliš těžký. Dalším aspektem je účinník, a tedy charakter odebíraného proudu. Sekundární napětí by bylo usměrněno můstkovým usměrňovačem a následně filtrováno, tzv. špičkový detektor. Při vhodně zvolené kapacitě by výstupní napětí mělo malý rozdíl mezi špičkovou a střední hodnotou usměrněného napětí, avšak tvar odebíraného proudu ze sítě by byl špatný. Výhodou napájecího zdroje s toroidním transformátorem je jeho jednoduchost, a tak malá poruchovost.

## 3.2 Spínaný napájecí zdroj

Další variantou napájecího zdroje je DC-DC měnič, respektive spínaný zdroj. Pro zesilovač ve třídě D je jistě vhodnější variantou napájecího zdroje spínaný zdroj. Jako spínaný zdroj je možné si představit zařízení, které upraví parametry síťového napětí na potřebné napájecí napětí zesilovače. Avšak pro řešení topologie samotného DC-DC měniče se bude uvažovat se stanoveným stejnosměrným napětím v meziobvodu. DC-DC nebo spínaný zdroj pracuje s pracovním kmitočtem mnohonásobně větším, než je kmitočet sítě. Tento fakt umožňuje použít také podstatně menší magnetické obvody indukčních součástí, jako jsou transformátory a tlumivky s ohledem na materiál jádra, a pak také menší počty závitů.

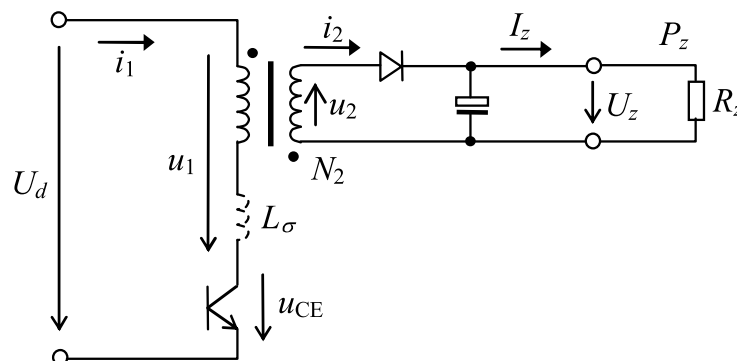
### 3.2.1 Výběr topologie spínaného zdroje

Pro každou aplikaci je vhodná různá topologie spínaného zdroje, proto je třeba si ujasnit jaká topologie spínaného zdroje bude nejvhodnější pro zesilovač ve třídě D. Pro napájení řešeného zesilovače ve třídě D není požadováno stabilizované výstupní napětí zdroje, avšak pro dodržení požadovaného výstupního výkonu zdroje je nutné zajistit minimální napětí při zatížení.

Pro spínaný zdroj je možné použít následující topologie DC-DC měničů s transformátorem:

#### 1. Jednočinný blokující

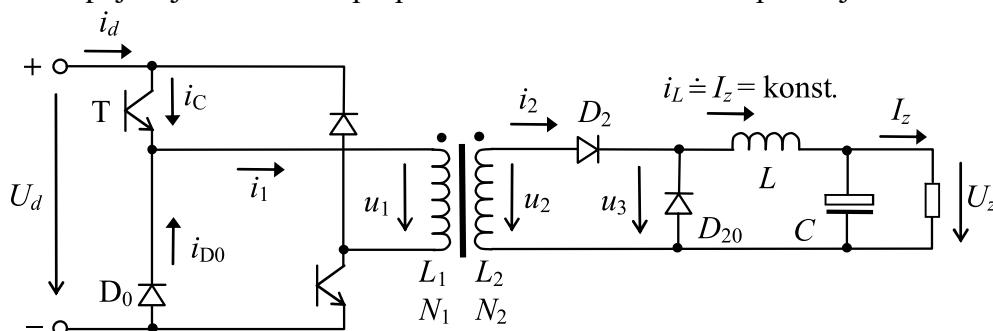
Jednočinný blokující, buďto s jedním spínačem nebo se dvěma spínači, je vhodný pro zdroje menších výkonů, a to řádově desítky W. Jedná se o nejjednodušší řešení spínaného zdroje, který nepotřebuje výstupní tlumivku, jelikož akumulace energie probíhá přímo v jádru transformátoru zdroje. Nejčastější poruchou jednočinného blokujícího zdroje je právě výstupní kondenzátor, který je namáhán vysokým pulsním proudem, a tak často degraduje kvůli tepelnému namáhání. Základní zapojení jednočinného blokujícího měniče s jedním tranzistorem je na obrázku 3-1.



Obr. 3-1 - Základní zapojení jednočinného blokujícího měniče, převzato z [4].

## 2. Jednočinný propustný

Jednočinný propustný měnič je opět možné konstruovat s jedním nebo dvěma spínači. Tato topologie by už byla použitelná, tedy v případě použití měniče se dvěma spínači, kdy není potřeba demagnetizační vinutí transformátoru. Tranzistory jsou pak méně namáhané, respektive budou stačit na menší napětí než v případě varianty s jedním spínačem, kdy je požadované mezní napětí tranzistorů 800-1000 V. Výhodnější i z hlediska přepínacích ztrát je varianta se dvěma spínači, kde mohou být tranzistory na menší mezní napětí, a to 500-600 V, které mají jistě menší odpor v sepnuté stavu. Základní zapojení jednočinného propustného měniče se dvěma spínači je na obrázku 3-2.

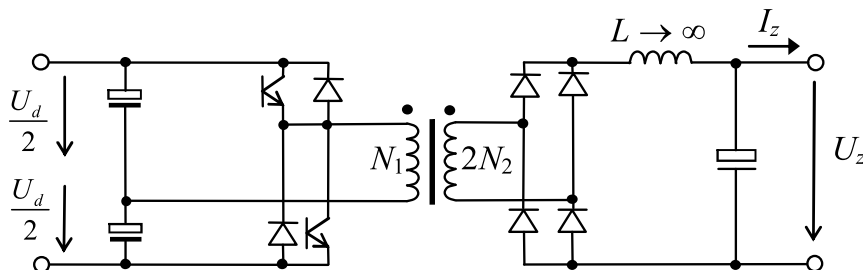


Obr. 3-2 - Základní zapojení jednočinného propustného měniče, převzato z [4].

## 3. Dvojčinný propustný DC-DC měnič

Topologie dvojčinného propustného měniče je velmi používaná a vhodná pro zdroje větších výkonů stovky W až jednotky kW. Transformátor je zde nejlépe využit, jelikož je rozkmit sycení jádra  $\Delta B_{max}$  dvojnásobný, protože je transformátor napájen střídavým napětím. Transformátor o stejné velikosti, respektive o stejném průřezu jádra dvojčinného měniče je schopen přenést až dvojnásobný výkon oproti jednočinné topologii. Tím pádem je možné použít i poloviční počet závitů. Daní za použití menšího průřezu jádra při stejném výkonu jsou větší hysterezní ztráty vlivem většího rozkmitu  $\Delta B_{max}$  které budou čtyřnásobné, protože rostou s druhou mocninou magnetické indukce.

Dvojčinný propustný měnič má několik možností provedení, pro menší výkony je možno použít zapojení s polovičním můstkem, jehož základní zapojení je na obrázku 3-3.



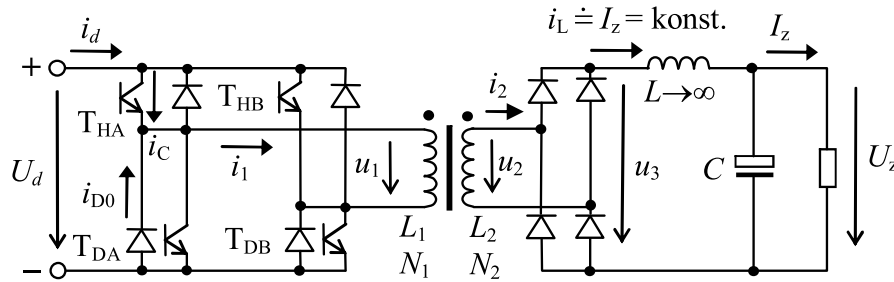
Obr. 3-3 - Dvojčinný měnič, poloviční můstek, převzato z [4].

Ze zapojení je vidět, že je potřeba rozdělit napětí v meziobvodu na dvě poloviny pomocí kapacitního děliče, jimž je také zajištěno odstranění stejnosměrné složky.



Výstupní napětí je usměrněno můstkovým diodovým usměrňovačem, zvlnění proudu výstupní tlumivkou pak bude mít dvojnásobný kmitočet, než je pracovní kmitočet měniče, proto bude podstatně menší oproti jednočinné topologii.

Můstkové zapojení primární strany dvojčinného propustného měniče je vhodné pro větší výkony a využívá 4 tranzistory. Základní schéma zapojení dvojčinného měniče s můstkovým zapojením je na obrázku 3-4.



Obr. 3-4-Dvojčinný měnič, plný můstek, převzato z [4].

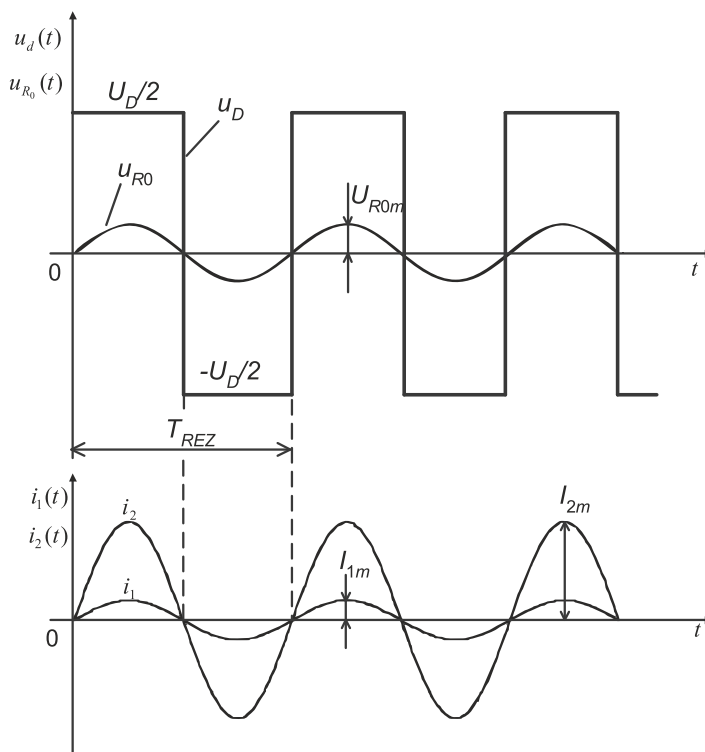
Řízení měniče je zajištěno spínáním vždy jedné z uhlopříček, tak je na primární vinutí přivedeno buďto kladné, nebo záporné napětí. Jestliže není velikost záporného a kladného napětí z nějakého důvodu totožná, tedy není střední hodnota napětí na primárním vinutí nulová, dojde k postupnému přesycování jádra vlivem stejnosměrné složky. Takovýto problém lze odstranit vhodným kondenzátorem v sérii s primárním vinutím. Velikost napětí na primárním vinutí bude oproti měniči využívající poloviční můstek dvojnásobná. Nevýhodou můžou být ztráty vedením, protože proud prochází vždy dvěma tranzistory. Při buzení tranzistorů je nutné dodržet časový odskok, tzv. dead time, čas, pro bezpečné vypnutí tranzistoru v jedné větvi, aby nedošlo ke zkratu ve chvíli, kdy se tranzistor ještě nestihl bezpečně vypnout. To už však bude řešit řídicí obvod, ve kterém se nastaví potřebná doba podle zvolených výkonových tranzistorů.

Výše uvedené dvojčinné měniče jsou tzv. měniče s tvrdým spínáním, což znamená, že jak při spínání, tak i vypínání obvodem teče proud, a to způsobuje přepínací ztráty. Výstupní napětí je možné regulovat změnou střídy. Pokud by se v této topologii řešil nejjednodušší varianta spínání zdroje bez regulace, znamenalo by to, že výstupní napětí se bude měnit se zatížením zdroje. Tvrdost výstupního napětí tak závisí zejména na rozptylu transformátoru. Tvrdé spínání má také za příčinu i značné VF rušení, jak do sítě, tak i elektromagnetické rušení do okolí. Rušení je možné eliminovat snížením proudu při spínání, toho je možné docílit použitím rezonančního obvodu, pak můžeme mluvit přímo o rezonančním měniči.

Dvojčinný propustný měnič s kompenzací rozptylu transformátu je pro naši aplikaci velmi výhodný. V případě rezonančního měniče už jde o měkké spínání (zero current switching), jsou to měniče se značením ZCS. Díky minimálnímu proudu při sepnutí větve jsou téměř zcela eliminovány přepínací ztráty, a proto je možné použít i vyšší pracovní kmitočet, což vede k menšímu počtu závitů a vlastně celého magnetického obvodu.

### 3.2.2 Princip činnosti rezonančního měniče.

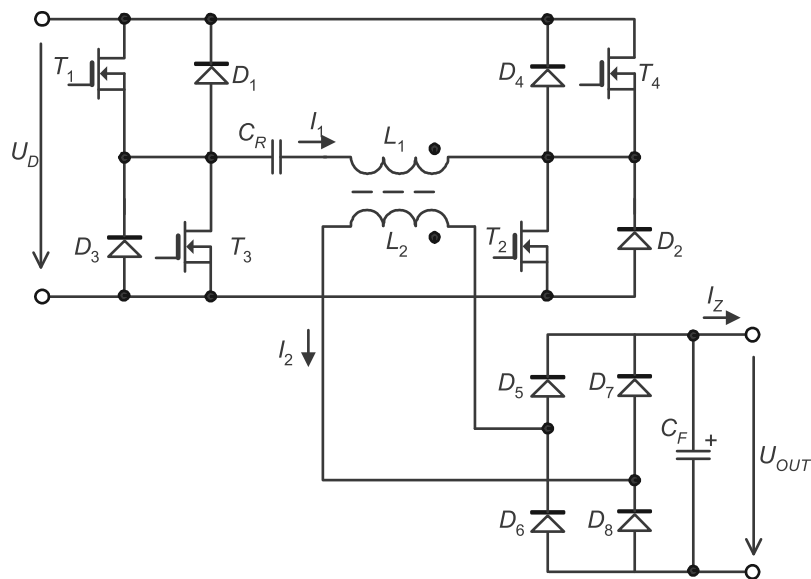
Jak bylo psáno výše, rezonanční měnič je vlastně dvojčinný propustný měnič, jehož pracovní kmitočet je rezonanční kmitočet rezonančního členu. Rezonanční člen je tvořen samotným transformátorem a buďto sériovou nebo paralelní kombinací kapacity a indukčnosti, a to další cívkou nebo kondenzátorem. V našem případě se bude jednat o sériový rezonanční obvod tvořený rozptylovou indukčností transformátoru a kondenzátorem o dané kapacitě. Průběhy napětí a proudů při spínání naladěného obvodu jsou obrázku 3-5.



Obr. 3-5 - Průběhy napětí a proudů rezonančního měniče, převzato z [5].

Rezonanční měnič má však jednu zásadní nevýhodu, a to že v základní konfiguraci nelze efektivně regulovat výstupní napětí změnou střídy, protože by pak nastal okamžik, kdy při sepnutí, respektive při vypnutí tranzistorů nebyl proud nulový. Pokud se bude jednat o spínaný zdroj pro jeden účel, tedy pro výstupní napětí, které není třeba ve větším rozsahu měnit, bude vyhovovat. Zejména pro použití v NF zesilovači bude požadováno konstantní napětí s určitou tolerancí. To, že nelze výstupní napětí regulovat, a to ani pro pokles při zatížení nás trápit nemusí. Jak je výše uvedeno, jde o rezonanční měnič s kompenzací rozptylu transformátoru. Rozptylová indukčnost má vliv právě na tvrdost výstupního napětí a určuje ho vazba. Právě vazba mezi primárním a sekundárním vinutím určuje rozptylovou indukčnost, ta se teoreticky těžce odhaduje nebo počítá, v praxi je lepší rozptylovou indukčnost změřit na konkrétním transformátoru. Rozptylová indukčnost z primární strany transformátoru se měří při zkratovaném sekundárním vinutí. Vazba mezi vinutími transformátoru silně závisí na způsobu vinutí transformátoru, platí

to jak u VF transformátorů, tak i u těch na síťový kmitočet. Proto toroidní transformátory mají velmi tvrdé napětí, vazba vinutí se blíží k 1, jelikož jsou vinutí vinuta na sobě.



Obr. 3-6 - Rezonanční měnič, plný můstek, převzato z [5].

Na obrázku 3-6, je základní schéma zapojení rezonančního měniče s kapacitou pro kompenzaci rozptylu transformátoru. Jak je také ze schématu vidět, na výstupu se už neřadí výstupní tlumivka jako u dvojčinného propustného zdroje. Je ale důležité, aby byl filtrační kondenzátor, respektive kondenzátory umístěny co nejbližně usměrňovači. [5]

Jestliže bude rozptyl výsledného VF transformátoru kompenzován, nemělo by se výstupní napětí zdroje při zátěži příliš měnit. Může však nastat problém, kdy bude celý zesilovač připojen k síti s větší impedancí a v tu chvíli bude výstupní napětí zdroje záviset na střední hodnotě usměrněného síťového napětí. Tento problém bude zcela eliminován aktivním korektorem účinníků (PFC), který bude vytvářet konstantní napětí v meziobvodu přibližně 380 V. V podstatě pro elektrický spotřebič s takovýmto příkonem musí mít příslušný účinník odebíraného proudu ze sítě.

### 3.3 Návrh napájecího zdroje

V této části práce bude řešena silová část napájecího zdroje. Počínaje aktivním korektorem účinníku a následně samotným DC-DC měničem, jehož topologie byla řešena v kapitole 3.2.1. Pro návrh všech prvků, zejména tedy silových prvků, je nutné znát potřebné parametry výstupu napájecího zdroje. Výstupní výkon nebyl ještě přesně určen. Při návrhu zdroje pro zesilovač je potřeba počítat s určitým středním výkonem zdroje. Potřebný výkon se odvíjí od přenášeného signálu, tedy hudby a také záleží na šířce přenášeného pásma. Konstruovaný zesilovač bude určený pro subwoofery, což znamená, že bude použita aktivní výhybka s dělicím kmitočtem přibližně do 100 Hz. Jeden kanál zesilovače by měl být schopný odevzdávat výkon přibližně 2 kW, ale ve skutečnosti to

nebude po dlouhou dobu. Musí být však schopný i krátkodobého výkonu s dvojnásobným výkonem, a to opakovaně po dobu cca 200 ms, dle signálu. V úvahu se bude brát střední výkon zdroje 2 kW, který bude muset snášet krátkodobé přetížení dvojnásobným výkonem. Zesilovač je dvoukanálový, což značí i možnost použití dvojitého napájecího zdroje. Jednoduší bude sestavit pouze jeden napájecí zdroj pro oba kanály se středním výkonem 4 kW, bude možné použít téměř poloviční počet polovodičových součástek, a pokud se podaří najít vhodné jádro s kostřičkou pro transformátor s potřebným výkonem, tak i jeden transformátor.

### 3.4 Síťový filtr

Každý spínaný zdroj, respektive každý spotřebič musí splňovat elektromagnetickou kompatibilitu, což znamená, že by neměl při provozním stavu způsobovat rušení ostatních zařízení. Obzvláště pokud se jedná o spínané zdroje, které jsou velkým zdrojem jak souhlasného, tak i rozdílového rušení. Pro zamezení prostupu rušení ze zařízení do sítě slouží síťový filtr neboli EMI filtr.

#### 3.4.1 Rozdílové rušení

Vzhledem k vybrané topologii DC-DC měniče bude rozdílové rušení podstatně menší než u klasického dvojčinného propustného měniče s tvrdým spínáním, to byl hlavní důvod výběru rezonanční topologie. Rozdílové rušení je tedy způsobeno rychlými změnami odebíraného proudu z meziobvodu, pulzujícím proudem způsobeným spínáním. Velké proudové pulzy často vznikají přebíjením různých kapacit, často se jedná o parazitní kapacity. Toto rušení proniká do sítě pracovními vodiči, takže jej je možné odstínit použitím CLC filtru. Jedná se o nekompenzovanou tlumivku s vhodnou kapacitou kondenzátorů  $C_x$  před a za tlumivkou.

#### 3.4.2 Souhlasné rušení

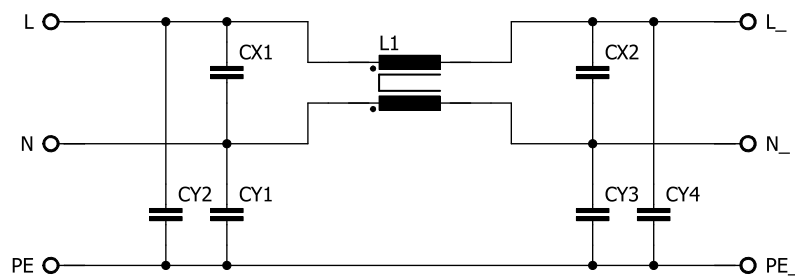
Oproti rozdílovému rušení souhlasné rušení vzniká mezi živou částí zařízení a zemí, takže mezi pracovními vodiči a ochranným vodičem. Je způsobeno kapacitou, kterou svírají dva prvky, například tranzistor na chladiči a podobně. Rušení je možné odstranit pomocí „II“ článku tvořeným CLC filtrem. Tentokrát budou kondenzátory  $C_y$  mezi pracovními vodiči a ochranným vodičem PE.

#### 3.4.3 Návrh filtru

Při návrhu síťového filtru je potřeba vhodně dimenzovat tlumivku na procházející proud, ne však kvůli sycení jádra procházejícím pracovním proudem, ale zvolení vhodného průřezu vodiče. Tlumivka bude pravděpodobně zakoupena. Hodnoty kondenzátorů jsou z praxe většinou:

$$CX1-CX2=0,33-1 \mu F$$

$$CY1-CY4=1-10 pF$$



Obr. 3-7 - Schéma zapojení síťového filtru

### 3.5 Aktivní korektor účinníku

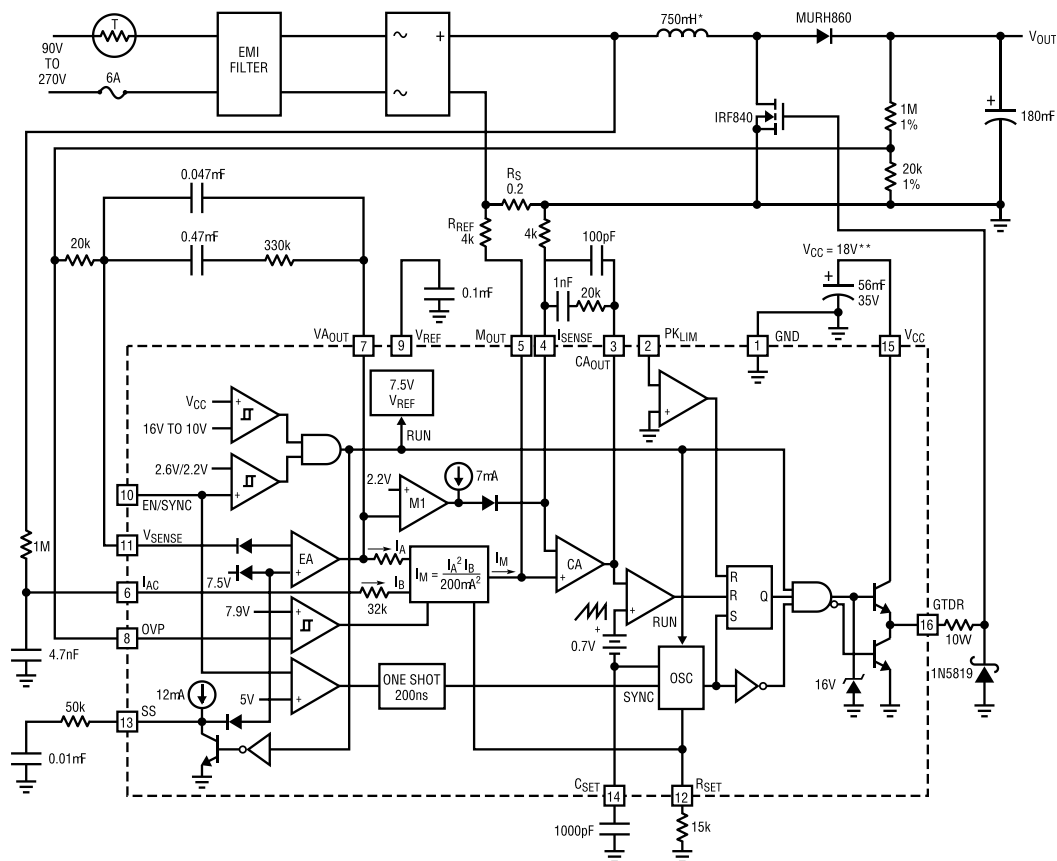
Důležitým prvkem výkonného zdroje je aktivní korektor účinníku neboli PFC. Jednoduše řečeno se jedná o část zdroje, která se stará o zlepšení charakteru odebíraného proudu ze sítě. Aktivní PFC je vlastně zvyšující měnič, který vytváří vyšší napětí meziobvodu, než je usměrněné napětí sítě, což je  $U_f \cdot \sqrt{2} \pm 10\%$ . Aby to fungovalo dobře, musí být napětí vždy vyšší, proto se volí přibližně 382 V. Pro řízení PFC bude použit jednocelový integrovaný obvod LT1248CN. Dle katalogového listu integrovaného obvodu je základní zapojení na obrázku 3-8. Uvedené hodnoty některých součástek jsou vypočteny pro výstupní výkon cca 300 W. Pro náš zdroj bude třeba počítat s mnohonásobně vyšším výkonem, tudíž je nutné potřebné hodnoty některých součástek vypočítat. Půjde zejména o výkonové prvky, jako jsou tranzistor, tlumivka, kondenzátor a bočník.

Pro výpočet odporu bočníku, tedy rezistoru  $R_S$  platí:

$$R_S = \frac{\frac{3}{R_{SET}} \cdot R_{REF} \cdot U_0}{k \cdot \sqrt{2} \cdot P_{OUT}} = \frac{\frac{3}{30 \text{ k}\Omega} \cdot 4 \text{ k}\Omega \cdot 200 \text{ V}}{1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 4 \text{ kW}} = 11,8 \text{ m}\Omega \quad (3.3)$$

Dále je z katalogové listu známý i pracovní kmitočet, který je 100 kHz a je dán kondenzátorem  $C_{SET} = 2 \text{ nF}$  a rezistorem  $R_{SET} = 30 \text{ k}\Omega$ . Pro náš potřebný výkon bude vhodné zvolit menší pracovní kmitočet, a to 50 kHz, čemuž budou odpovídat hodnoty časovacích součástek: [6]

Časovací součástky	
$f_{PFC}$	50 kHz
$C_{SET}$	1 nF
$R_{SET}$	30 k $\Omega$



Obr. 3-8 - schéma zapojení aktivního PFC s obvodem LT1248CN, převzato [6].

### 3.5.1 Výpočet indukčnosti PFC

Pro odhadovaný špičkový výstupní výkon PFC přibližně 4 kW odpovídá střední proud meziobvodu:

$$I_D = \frac{P_{PFC}}{U_D} = \frac{4 \text{ kW}}{382 \text{ V}} = 10,47 \text{ A} . \quad (3.4)$$

Dále víme, že usměrněné síťové napětí může mít minimální střední hodnotu, pro které budeme uvažovat pokles napětí sítě 10 %:

$$U_{0,stř} = U_f \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} = 230 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} = 186,4 \text{ V} . \quad (3.5)$$

Pro dimenzování výkonových součástek, respektive silové části PFC je pak odpovídající proud ze střední a maximální hodnoty usměrněného napětí:

$$I_{L,stř} = \frac{P_{PFC}}{U_{0,stř}} = \frac{4 \text{ kW}}{186,4 \text{ V}} = 21,46 \text{ A} \quad (3.6)$$

$$I_{L,max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{PFC}}{U_{f,min}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_{L\%}}{2}\right) \quad (3.7)$$

$$I_{L,max} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4 \text{ kW}}{200 \text{ V}} \cdot \left(1 + \frac{0,25}{2}\right) = 31,82 \text{ A}$$

Co je dále důležité je střída, se kterou bude PFC pracovat, víme, že bude proměnlivá v závislosti na kmitočtu sítě a odebíraného výkonu na výstupu. Pro výstupní napětí zvyšujícího měniče obecně platí:

$$U_D = \frac{U_0}{1 - s} \quad (3.8)$$

Maximální pracovní střída je uvedena v katalogovém listu integrovaného obvodu

Tlumivka je důležitou součástí obvodu pro akumulaci energie, je nutné vhodně volit její indukčnost dle dovoleného zvlnění proudu. Napětí na cívce je dáno změnou proudu následovně.

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Nyní je možné zvolit vhodné zvlnění proudu, vhodná velikost může být třeba  $\Delta i_L = 8 \text{ A}$ . Pro výpočet indukčnosti tlumivky je možné uvažovat i s maximálním napětím a tomu odpovídající střídou.

$$L = \frac{\frac{U_d}{2} \cdot s_{50\%}}{4 \cdot f_{PFC} \cdot \Delta i_L} = \frac{\frac{382 \text{ V}}{2} \cdot 0,5}{4 \cdot 50 \text{ kHz} \cdot 8 \text{ A}} = 59,7 \mu\text{H} \gg 60 \mu\text{H} \quad (3.10)$$

Pro návrh silových prvků PFC není zcela korektní počítat jejich parametry počítat jako pro klasický zvyšující měnič, jelikož výpočty ovlivňuje NF složka proudu. Pro kontrolu, respektive pro porovnání výsledků bude použit aplikační list pro výpočty PFC od výrobce Infineon Technologies. Vztah pro výpočet uvažuje minimální hodnotu efektivního napětí, kterou jsem zvolil přibližně  $U_{f,min} = 200 \text{ V}$ , jde o empirický vztah převzatý z [7].

$$L = \frac{1}{\%Ripple} \cdot \frac{U_{f,min}^2}{P_{PFC}} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot U_{f,min}}{U_d}\right) \cdot \frac{1}{f_{PFC}} \quad (3.11)$$

$$L = \frac{1}{0,25} \cdot \frac{200^2 \text{ V}}{4 \text{ kW}} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 200 \text{ V}}{382 \text{ V}}\right) \cdot \frac{1}{50 \text{ kHz}} = 207,7 \mu\text{H}$$

Z výpočtů indukčnosti tlumivky je vidět, že rozdíl hodnot mezi dvěma způsoby výpočtu je značně odlišný. Bude zvolena vyšší hodnota. O návrhu této tlumivky bude pojednáno později v této kapitole.

### 3.5.2 Dimenzování tranzistoru

Dle vypočtených proudů v kapitole 3.5.1 bude střední hodnota proudu tlumivkou  $I_{L,stř} = 21,46 \text{ A}$ . Nyní můžeme určit špičkovou, střední a efektivní hodnotu proudu drainem mosfetu. Špičková hodnota proudu musí zahrnovat i zvolené zvlnění.

$$I_{C,MAX} = I_{L,stř} \cdot \sqrt{2} + \frac{1}{2} \Delta i_L = 21,46 \text{ A} \cdot \sqrt{2} + \frac{1}{2} 8 \text{ A} \approx 34,35 \text{ A} \quad (3.12)$$

I pro výpočet efektivního proudu tranzistorem zde nebude možné provést přesný výpočet klasickým způsobem, kvůli složitosti odvození je převzat empirický vztah pro výpočet z [7].

$$I_{C,ef} = \frac{P_{PFC}}{U_{f,min}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{f,min}}{3 \cdot \pi \cdot U_d}} \quad (3.13)$$

$$I_{C,ef} = \frac{4 \text{ kW}}{200 \text{ V}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 200 \text{ V}}{3 \cdot \pi \cdot 382 \text{ V}}} = 12,19 \text{ A}$$

Efektivní hodnota proudu tranzistorem jde velmi těžce vypočítat, jelikož se skládá z NF a VF složky.

Z vypočtených proudů je možno vybrat vhodný tranzistor, proud drainu v rozmezí 30-35 A, napětí drain-source je vhodné volit s rezervou, a to 500-600 V. Těmto kritériím odpovídá například tranzistor s typovým označením TK39N60X a jeho parametry jsou následující:

#### **TK39N60X**

$U_{ds}=600 \text{ V}$

$I_D=38,8 \text{ A}$

$Q_G=85 \text{ nC}$

$R_{ds-on}=55 \text{ m}\Omega$

$R_{ds-on}=100 \text{ m}\Omega$

$t_{rr}=390 \text{ ns}$

*Cena: 207 Kč*

Dále je potřeba ověřit tepelné ztráty tranzistoru, zdali bude reálné tranzistor uchládit. Tepelné ztráty tranzistoru se skládají s přepínacích a Joulových ztrát vedením. Ztráty vedení závisí na efektivní hodnotě proudu.

$$P_{ztr,ved} = R_{ds-on,100} \cdot I_{C,ef}^2 \quad (3.14)$$

$$P_{ztr,ved} = 100 \text{ m}\Omega \cdot (12,2 \text{ A})^2 = 14,9 \text{ W}.$$

Přepínací ztráty je možné vypočítat z celkové energie jednoho cyklu a pracovním kmitočtem:

$$P_{ztr,přep} = E_{tot} \cdot f_{PFC} \quad (3.15)$$

V katalogovém listu vybraného tranzistoru nejsou uvedeny energie při spínání, bude je třeba vypočíst z doby sepnutí a vypnutí, tedy  $t_{on}$  a  $t_{off}$ .



$$E_{přep} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_{ef} \cdot (t_{on} + t_{off}), \quad (3.16)$$

Pak přepínací ztráty tranzistoru odpovídají:

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot U_{0,stř} \cdot I_{C,ef} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{PFC}$$

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot 382 \text{ V} \cdot 12,2 \text{ A} \cdot (60 \text{ ns} + 155 \text{ ns}) \cdot 50 \text{ kHz} \quad (3.17)$$

$$P_{ztr,přep} = 12,5 \text{ W}$$

Celkové odhadované ztráty tranzistoru jsou:

$$P_{ztr} = P_{ztr,ved} + P_{ztr,přep} \approx 27,4 \text{ W} \quad (3.18)$$

Ztráty jednoho tranzistoru jsou příliš vysoké. Bude nutné spojit paralelně více tranzistorů, alespoň 2. Přepínací ztráty mohou ve skutečnosti nabývat ještě mnohem větších hodnot, proto je potřeba s tímto počítat.

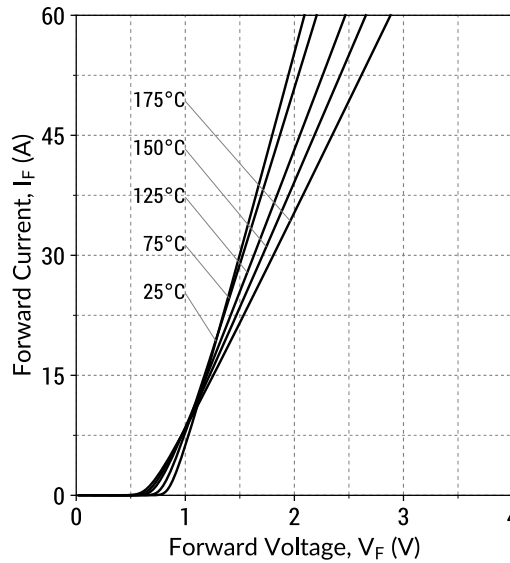
### 3.5.3 Dimenzování výstupní diody

Pro proudové dimenzování výstupní diody se bude uvažovat výstupní proud měniče, který byl vypočítán v kapitole 3.5.1. Opět provedeme výpočty pro maximální, efektivní a střední hodnotu proudu výstupní diodou, avšak střidu budeme uvažovat minimální, aby došlo k výpočtu pro největší zatížení diody.

$$I_{D0,MAX} = I_{L,max} = 31,82 \text{ A} \quad (3.19)$$

$$I_{D0,stř} = \frac{P_{PFC}}{U_d} = \frac{4 \text{ kW}}{382 \text{ V}} = 10,47 \text{ A} \quad (3.20)$$

Diodu je vhodné proudově dimenzovat na proud 35-45 A se závěrným napětím 500-600 V a zotavovací dobou 50 ns, nebo SiC Shottkyho diodu. Dle těchto parametrů byla zvolena rychlá dioda s označením GD30MPS06H. Opět je potřeba vypočítat ztrátový výkon diody, který je možno vypočítat z dynamického odporu a efektivní hodnoty proudu. Hodnota dynamického odporu však není v datasheetu diody uvedena, proto odečteme úbytek napětí na diodě při střední hodnotě proudu.



Obr. 3-9 - Napěťový úbytek na diodě v závislosti na proudu, převzato z [8].

Z grafu na obrázku 3-9 je možné vypočítat ztrátový výkon na diodě:

$$P_{ztr,D0} = I_{d0, stř} \cdot U_f = 10,47 \text{ A} \cdot 1,1 \text{ V} = 11,5 \text{ W} \quad (3.21)$$

$$P_{ztr,přep,D0} = 0,5 \cdot U_d \cdot Q_C \cdot f_{PFC} = 0,5 \cdot 382 \text{ V} \cdot 46 \text{ nC} \cdot 50 \text{ kHz} \quad (3.22)$$

$$P_{ztr,přep,D0} = 0,44 \text{ W}$$

$$P_{ztr,D0} \approx 12 \text{ W} \quad (3.23)$$

### 3.5.4 Dimenzování výstupního kondenzátoru

Stejně jako cívka, je i kondenzátor určen k akumulaci energie, kterou musí opakovaně vydat ve chvíli, kdy je sepnut tranzistor. Právě i kondenzátor musí být správně dimenzován na, tzv „ripple current“. Tento proud souvisí s tepelnou ztrátou na kondenzátoru, na kterém by nemělo za provozu docházet k překračování pracovních teplot. Kondenzátory zde v meziobvodu budou sloužit hlavně k akumulaci energie pro pokrytí špičkového výkonu zesilovače, proto vyjde kapacita mnohem větší, než kterou bychom potřebovali pro provoz PFC. Budeme uvažovat to, že bude potřeba špičkový výkon odevzdat pouze v maximálním trvání do 80 ms a poklesu napětí  $\Delta U_c = 80 \text{ V}$ .

$$i_c = C \cdot \frac{dU_c}{dt} \quad (3.24)$$

$$C = \frac{i_D \cdot \Delta t}{\Delta U_c} = \frac{10,47 \text{ A} \cdot 80 \text{ ms}}{80 \text{ V}} = 10,5 \text{ mF} \quad (3.25)$$

Vypočtená kapacita je tedy velmi velká a je zřejmé, že to ani nebude levná záležitost, protože bude potřeba přibližně 15 kusů kondenzátorů 680  $\mu\text{F}$  s napětím 400 V, jejich cena

by byla okolo 3000 Kč. Pro výpočet efektivního proudu kondenzátorem je uvažována střída 0,5.

Potřebná kapacita pro samostatnou funkci PFC, tedy minimální kapacita, která bude použita je vypočtena dle [7]:

$$C = \frac{P_{PFC}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta U_d \cdot U_d} = \frac{4 \text{ kW}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ V} \cdot 382 \text{ V}} = 3,33 \text{ mF} \quad (3.26)$$

$$I_{C,ef,el} = \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{PFC}^2}{(3 \cdot \pi \cdot U_{f,min} \cdot U_d) - \frac{P_{PFC}^2}{U_d^2}}} \quad (3.27)$$

$$I_{C,ef,el} = \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 4 \text{ kW}}{(3 \cdot \pi \cdot 200 \text{ V} \cdot 382^2 \text{ V}) - \frac{4 \text{ kW}}{382 \text{ V}}} = 11,9 \text{ A}$$

$$I_{C,ef,el} = I_{D,stř} + \frac{1}{3} \cdot \Delta i_L = I_D \cdot 0,5 + \frac{1}{3} \cdot \Delta i_L \quad (3.28)$$

$$I_{C,ef,el} = 10,47 \text{ A} \cdot 0,5 + \frac{1}{3} \cdot 8 \text{ A} = 7,9 \text{ A}$$

Z katalogových listů různých výrobců kondenzátorů je možné vyčíst ripple current pro kondenzátor 680 mF/400 V 2,12 A, více kusů bude ideální. Stejně jako u návrhu zesilovače je možné při dobrém chlazení kondenzátory zatížit dvojnásobkem proudu, tím můžeme použít menší kapacitu na úkor zvýšení  $\Delta U$ .

### 3.5.5 Návrh tlumivky

Nejdřív je třeba začít s výběrem vhodného jádra, a to nejen jeho tvaru kvůli rozvržení na DPS, ale také materiálu, ze kterého je jádro vyrobeno. Jestliže se jedná o výkonovou aplikaci, bude na místě zvolit feritový materiál s označením CF297 nebo CF139 jehož relativní permeabilita se pohybuje přibližně  $\mu_r \approx 2000$ . Pro realizaci je vybráno jádro s typovým označením PG4040 bez vzduchové mezery. Pro vybrané jádro jsou definované parametry v tabulce 3.

Tabulka 4-Parametry jádra PG4040

ETD5419-CF297	
<b>S<sub>fe</sub></b>	280 mm <sup>2</sup>
<b>λ</b>	6400 nH/z
<b>B<sub>sat</sub></b>	0,41 T
<b>S<sub>o</sub></b>	281 mm <sup>2</sup>

Pro výpočet tlumivky je třeba vypočítat maximální proud, který odpovídá součtu špičkového proudu a zvlnění proudu  $\Delta I_z$ . Maximální proud  $I_{z,MAX}$  je tedy:

$$I_{L,max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{PFC}}{U_{f,min}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_{L\%}}{2}\right) \quad (3.29)$$

$$I_{z,max} = I_{L,max} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4 \text{ kW}}{200 \text{ V}} \cdot \left(1 + \frac{0,25}{2}\right) = 31,82 \text{ A}$$

Nyní je možné vypočítat počet závitů pro zvolené jádro:

$$\Psi = N \cdot \Phi = L \cdot i \quad (3.30)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{z,max}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{60 \text{ } \mu\text{H} \cdot 31,82 \text{ A}}{0,3 \cdot 328 \text{ mm}^2} = 22,8z \rightarrow 23 z \quad (3.31)$$

Jelikož zvolené jádro je bez vzduchové mezery, bude se muset délka vzduchové mezery vypočítat, a to pomocí výpočtu magnetického odporu, kde celkový odpor magnetický odpor musí být:

$$R_{m,cel} = \frac{N^2}{L} = \frac{23^2}{60 \text{ } \mu\text{H}} = 8,816 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}. \quad (3.32)$$

Magnetický odpor jádra je:

$$R_{m,Fe} = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{6400 \frac{\text{nH}}{z}} = 156,3 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1}. \quad (3.33)$$

Z čehož vyplývá magnetický odpor vzduchové mezery:

$$R_{m,\delta} = R_{m,cel} - R_{m,Fe} = 8,816 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} - 156,3 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \quad (3.34)$$

$$R_{m,\delta} = 8,66 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}$$

Pak je výpočet délky vzduchové mezery proveden dle vztahu:

$$R_{m,\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_\delta}{S_\delta} \quad (3.35)$$

$$l_\delta = R_{m,\delta} \cdot \mu_0 \cdot S_\delta = 8,66 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 280 \text{ mm}^2 \quad (3.36)$$

$$l_\delta = 3,05 \text{ mm}$$

Je třeba pamatovat na to, že vzduchová mezera u vybraného jádra nastane jak ve středovém sloupku, tak i v bočních ramenech, což znamená, že její velikost bude poloviční.

Efektivní proud tlumivkou je uvažován stejný jako odebíraný fázový proud. Potřebný průřez vodiče bude:

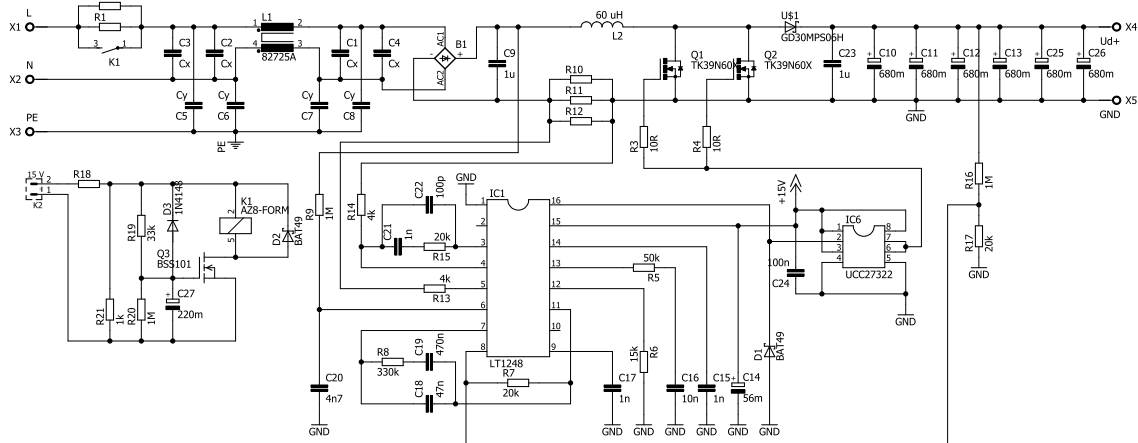
$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{21,46 \text{ A}}{10 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-1}} = 2,15 \text{ mm}^2. \quad (3.37)$$

U takového průřezu vodiče bude nutné použít VF lanko, tedy vodič složený s několika tenkých vzájemně izolovaných vodičů, nejen, že se bude lépe navíjet na kostřičku, ale hlavně dojde k omezení proximity efektu. Při použití VF lanka je třeba pamatovat na to, že jeho samotný činitel plnění mědi je do 0,5. Dle kostřičky, která je vyráběna pro zvolené jádro odpovídá plocha okna pro vinutí  $S_o$  dle tabulky 3. Celkový koeficient plnění mědi je:

$$k_{pcu} = \frac{S_{Cu,tot}}{S_o} = \frac{S_{Cu} \cdot N}{S_o} = \frac{2,15 \text{ mm}^2 \cdot 23 z}{281 \text{ mm}^2} = 0,17 \quad (3.38)$$

Vypočtením koeficientu plnění mědi  $k_{pcu}$  bylo ověřeno, že se na zvolené jádro vejde potřebný počet závitů VF lanka.

Schéma části aktivního PFC je na obrázku 3-10.



Obr. 3-10- Schéma aktivního PFC

## 3.6 DC-DC měnič

V této kapitole se bude řešit návrh rezonančního DC-DC měniče, jehož funkce byla probrána v kapitole 3.2.1. Parametry meziobvodu jsou již dané PFC zejména pak napětí  $U_D = 382 \text{ V}$  a střední výkon PFC 4 kW. Nyní se můžeme přesunout rovnou k návrhu a dimenzování silových prvků, jako jsou tranzistory na primární straně, usměrňovací diody, kondenzátory a samotný VF transformátor.

### 3.6.1 Dimenzování tranzistorů

Jak je vidět ze schématu základního zapojení rezonančního měniče na obrázku 3-6, bude se jednat o plný můstek, takže primární vinutí bude napájeno střídavým napětím o velikost  $U_D$  a proud povedou vždy dva tranzistory. Střída bude vždy 50 %, ve skutečnosti tedy méně kvůli dead time. Pak můžeme vypočítat potřebné hodnoty proudů

pro dimenzování tranzistorů. Polovodiče bude nutné kvůli krátkodobému špičkovému výkonu značně předdimenzovat, a to na výkon 8 kW, to se bude týkat pouze proudového dimenzování polovodičů, nikoliv na tepelné dimenzování jak transformátoru, tak ani samotného chlazení.

$$I_{C,MAX} = \frac{P_{sp}}{U_d} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{8 \text{ kW}}{382 \text{ V}} \cdot \frac{\pi}{2} \approx 32,9 \text{ A} \quad (3.39)$$

$$I_{C,ef} = I_{C,MAX} \cdot \sqrt{s} = 20,94 \text{ A} \cdot \sqrt{0,5} = 14,8 \text{ A} \quad (3.40)$$

Maximální vypočtený proud tranzistoru je podstatně větší než proud při středním výkonu zesilovače, avšak je nutné takto tranzistory dimenzovat. Tranzistory je vhodné vybírat s odporem v sepnutém stavu pod 150 mΩ, to nebude problém, ale rozhodně nebudou levné. Mezní napětí tranzistorů bude stejně jako u PFC v rozmezí 500-600 V a proud v rozmezí 30-40 A, můžou se použít ty stejné jako pro PFC.

### **TK39N60X**

$U_{ds}=600 \text{ V}$

$I_D=38,8 \text{ A}$

$Q_G=85 \text{ nC}$

$R_{ds-on}=55 \text{ m}\Omega$

$R_{ds-on}=100 \text{ m}\Omega$

$t_{rr}=390 \text{ ns}$

*Cena: 207 Kč*

Pro jistotu je vhodné provést výpočet ztrát na jednom tranzistoru. Pro tepelné ztráty bude uvažován střední výkon napájecího zdroje a to 4 kW, pak je možné počítat s polovičním  $I_{C,ef}$ .

$$P_{ztr,ved} = 100 \text{ m}\Omega \cdot (8,82 \text{ A})^2 = 7,8 \text{ W}. \quad (3.41)$$

Přepínací ztráty pak jsou:

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot 382 \text{ V} \cdot 8,82 \text{ A} \cdot (15 \text{ ns} + 50 \text{ ns}) \cdot 80 \text{ kHz} \quad (3.42)$$

$$P_{ztr,přep} = 4,4 \text{ W}$$

$$P_{ztr} = P_{ztr,ved} + P_{ztr,přep} \approx 12,2 \text{ W}. \quad (3.43)$$

Odhadované ztráty jednoho tranzistoru jsou „uchladitelné“, ale nebránil bych se použít lepší tranzistory. Je však nutno dodat, že přepínací ztráty by měly být teoreticky nulové, jelikož se jedná o rezonanční měnič, který v ideálním případě spíná s nulovým proudem.

### **3.6.2 Návrh transformátoru**

Nyní se můžeme pustit do návrhu transformátoru. Materiál jádra bude opět CF139 nebo

CF297, může se použít dvoudílné jádro s kostřičkou, nebo lépe toroidní jádro, kde jsme schopni docílit větší vazby mezi vinutími. Transformátor bude dimenzován na střední výkon napájecího zdroje 4 kW, přičemž je potřeba zvolit vhodnou proudovou hustotu, aby vinutí tepelně odolávalo i krátkodobému špičkovému výkonu. Napětí na prázdko nesmí překročit  $\pm 100$  V, takže bych napětí na prázdko volil v rozmezí 94-96 V, po realizaci jej ještě bude možno v určitých mezích upřesnit, a to změnou napětí v meziobvodu pomocí řídicího obvodu PFC. Převod transformátoru bude:

$$p = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{382 \text{ V}}{192 \text{ V}} = 1,99 \rightarrow 2 \quad (3.44)$$

Transformační poměr jsem zaokrouhlil celé číslo, a to 2, vzhledem k malému počtu závitů by bylo neproveditelné provést takto přesný poměr. Dále je zřejmé, že je nutné volit sudý počet primárních závitů, respektive počet závitů musí být dělitelný 4, aby bylo možné vyvést střed sekundárního vinutí, to však bude záviset na výpočtu potřebných primárních závitů. Pro transformátor bude nejvhodnější toroidní jádro s vnějším průměrem 50 mm.

Tabulka 5-Parametry jádra T 5030C

T 5030C-CF139	
$S_{fe}$	237 mm <sup>2</sup>
$\lambda$	4850 nH/z
$B_{sat}$	0,39 T
$S_o$	- mm <sup>2</sup>

$$u = N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \rightarrow U = N \cdot S_j \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t}, \text{ kde } \Delta t = T \cdot s_{max} \quad (3.45)$$

$$N_1 = \frac{U \cdot s_{max}}{f_{ZD} \cdot S_j \cdot \Delta B} = \frac{382 \text{ V} \cdot 0,5}{80 \text{ kHz} \cdot 237 \text{ mm}^2 \cdot 0,3 \text{ T}} = 33,6 \text{ z} \rightarrow 36 \text{ z} \quad (3.46)$$

Pro výpočet závitů primárního vinutí je uvažována střída 0,5, ta však bude reálně nižší, jelikož bude nutné zajistit bezpečné vypnutí a zapnutí tranzistorů pomocí zpoždění dead time. Dead time bych volil v délce cca  $t_{DT} = 750$  ns, pak reálná střída odpovídá:

$$s_{max} = \frac{1 - t_{DT} \cdot f_{ZD}}{2} = \frac{1 - 750 \text{ ns} \cdot 80 \text{ kHz}}{2} = 0,47 \quad (3.47)$$

Dle výpočtu maximální střidy je zřejmé, že výpočet počtu primárních vodičů nijak výrazně neovlivní. I přesto, že počet primárních vodičů vyšel  $N_1 = 31,56$  z budu počet navyšovat na  $N_1 = 36$ , zejména z důvodu vhodného dělení kvůli sekundárnímu vinutí, ale také kvůli možnému zvýšení napětí v meziobvodu. Sekundárních vinutí bude více, hlavní a pomocné pro napájení předzesilovačů a jiných řídicích obvodů.

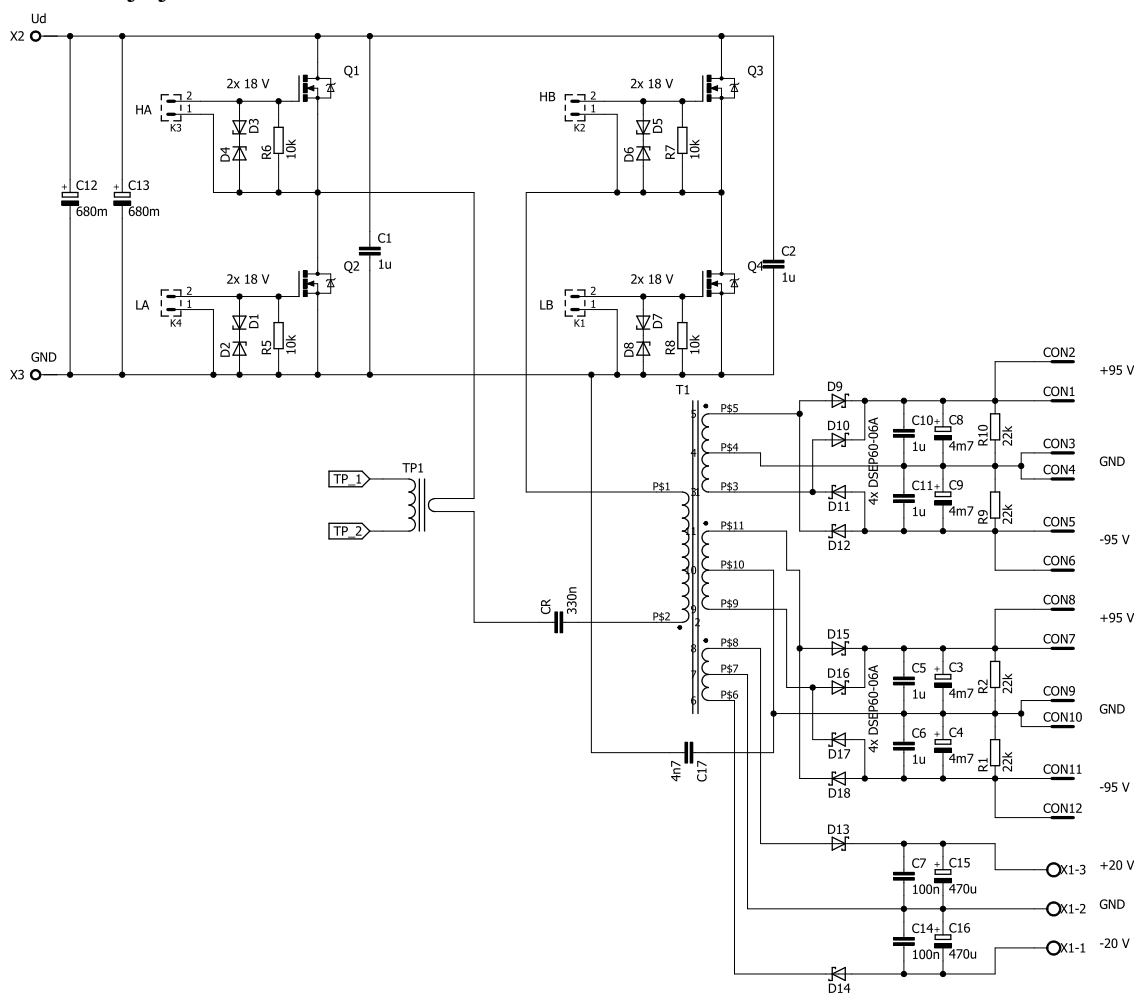
$$N_2 = \frac{N_1}{p} = \frac{36 \text{ z}}{2} = 18 \text{ z} \quad (3.48)$$

Nyní je na řadě vypočítat průřez vodičů dle zvolené proudové hustoty. Vzhledem k tomu, že zdroj jistě nebude dlouhodobě pracovat ani s výše uvedeným středním výkonem 4 kW, bude bohatě stačit volit proudovou hustotu cca  $7 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-1}$ .

$$S_{Cu,1} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{P_{zd} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}}{\sigma} = \frac{4 \text{ kW} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}}{10 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}} = 1,64 \text{ mm}^2. \quad (3.49)$$

$$S_{Cu,2} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{\frac{P_{zd}}{2 \cdot U_z} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}}{\sigma} = \frac{\frac{4 \text{ kW}}{2 \cdot 95 \text{ V}} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}}{10 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}} = 1,65 \text{ mm}^2. \quad (3.50)$$

Sekundární vinutí budou dvě totožná s vyvedeným středem, pro každý kanál zesilovače. Opět je velmi důležité použít VF lanko pro vinutí pro omezení skin efektu. Schéma silové části zdroje je na obrázku 3-11.



Obr. 3-11 - Silová část zdroje.



### 3.6.3 Dimenzování diodového usměrňovače

Sekundární vinutí bude mít vyvedený střed vinutí a bude použito dvoucestné usměrnění za použití čtyř samostatných rychlých diod v pouzdře TO-247. Pro výpočet proudů diodami se bude uvažovat špičkový výkon, to bude platit jen pro špičkovou hodnotu. Střední hodnotu proudu diodami se bude uvažovat střední výkon zdroje 4 kW

$$I_{D,ZD,MAX} = I_{C,MAX} \cdot p = 32,9 \text{ A} \cdot 2 = 65,8 \text{ A} \quad (3.51)$$

$$I_{D,ZD,stř,šp} = \frac{P_{ZD,šp}}{2 \cdot U_Z} \cdot \frac{1}{2} = \frac{8 \text{ kW}}{2 \cdot 95 \text{ V}} \cdot \frac{1}{2} = 21,05 \text{ A} \quad (3.52)$$

$$I_{D,ZD,stř} = \frac{P_{ZD}}{2 \cdot U_Z} \cdot \frac{1}{2} = \frac{4 \text{ kW}}{2 \cdot 95 \text{ V}} \cdot \frac{1}{2} = 10,52 \text{ A} \quad (3.53)$$

Pro realizaci usměrňovače budou použity diody DSEP60-06A od výrobce IXYS jejíž parametry jsou:

#### **DSEP60-06A**

$$U_{RRM}=600 \text{ V}$$

$$U_{F,max}=1,39 \text{ V}$$

$$I_{FAV}=60 \text{ A}$$

$$t_{rr}=35 \text{ ns}$$

$$\text{Cena: } 166 \text{ Kč}$$

Předpokládané ztráty na jedné diodě:

$$P_{ztr,D,ZD} = I_{D,ZD,stř} \cdot U_F = 10,52 \text{ A} \cdot 1,1 \text{ V} = 11,57 \text{ W} \quad (3.54)$$

Propustné napětí bylo odečteno z katalogového listu dané diody [9].

### 3.6.4 Dimenzování kondenzátorů

Rezonanční kondenzátor  $C_r$  musí být správně dimenzován na procházející proud a také napětí. Dalším aspektem je jeho tolerance kapacity na změně teploty, ta by se neměla příliš měnit, aby nedocházelo ke změně rezonančního kmitočtu. Jeho kapacitu však vypočteme až po navinutí transformátoru a změření jeho rozptylové indukčnosti. Budeme vycházet z Thompsnova vztahu:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (3.55)$$

Odhadem se může vypočítat rozptylová indukčnost transformátoru při uvažování činitele vazby  $k = 0,999$  a indukčnosti primárního vinutí:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \lambda = 36 \text{ z} \cdot 4850 \frac{\text{nH}}{\text{z}} = 6,285 \text{ mH} \quad (3.56)$$

Rozptylová indukčnost by teoreticky mohla nabývat hodnoty:

$$L_{\sigma 2} = L_1 \cdot (1 - k^2) = 6,285 \text{ mH} \cdot (1 - 0,999^2) = 12,56 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.57)$$

A z vypočtené rozptylové indukčnosti odpovídá kapacita rezonančního kondenzátoru:

$$C_r = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot L_r} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 80^2 \text{ kHz} \cdot 12,56 \text{ } \mu\text{H}} = 315 \text{ nF} \quad (3.58)$$

Výstupní kapacita filtračního kondenzátoru  $C_f$  bude nutná k akumulaci náboje, která zajistí při maximálním odběru zvolený minimální pokles výstupního napětí. Potřebný náboj vypočteme z odebíraného proudu a pracovního kmitočtu zdroje:

$$\Delta Q_{Cf} = \frac{I_z}{4 \cdot f_{ZD}} = \frac{\frac{P_{zd, \text{šp}}}{2 \cdot U_z}}{4 \cdot f_{ZD}} = \frac{\frac{8 \text{ kW}}{2 \cdot 95 \text{ V}}}{4 \cdot 80 \text{ kHz}} = 131,6 \text{ } \mu\text{C} \quad (3.59)$$

Zvlnění výstupního napětí můžeme zvolit  $\Delta 2U_z = 0,5 \text{ V}$ , pak je výsledná kapacita:

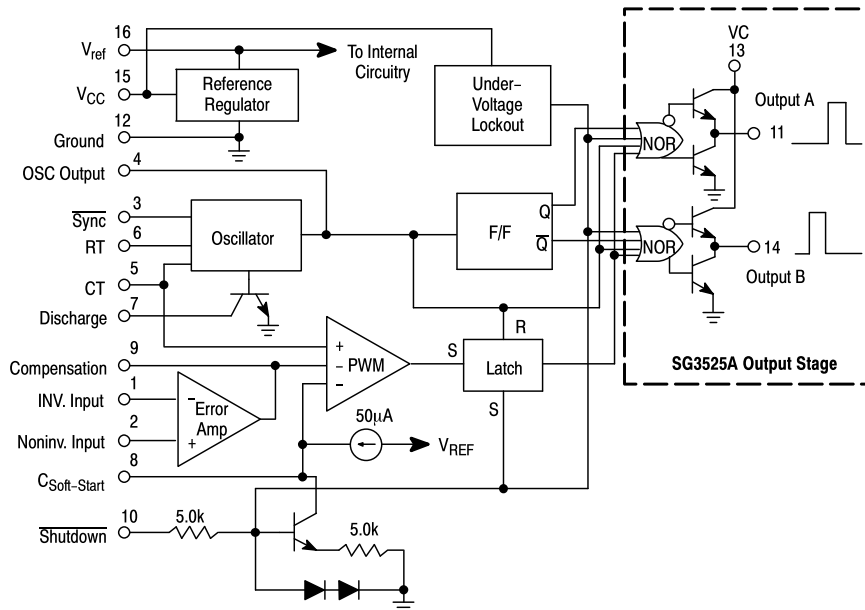
$$C_f = \frac{\Delta Q_{Cf}}{\Delta 2U_z} = \frac{131,6 \text{ } \mu\text{C}}{0,5 \text{ V}} = 263,2 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.60)$$

Jelikož je výstupní napětí rozděleno na dvě poloviny, bude kapacita kondenzátoru v každé větvi dvojnásobná. Výpočet však není nijak důležitý, protože kapacita bude mnohonásobně vyšší, zde jde pouze o kondenzátory, které budou umístěny těsně za usměrňovačem. Větší kapacita bude tvořena elektrolytickými blokovacími kondenzátory zesilovače.

### 3.7 Návrh řídicí části zdroje

V této kapitole bude řešeno samotné řízení napájecího zdroje zesilovače. Řízení aktivního PFC bylo probráno v kapitole 3.5, kde byl řešen jeho návrh. Nyní bude třeba zvolit vhodné řízení rezonančního měniče, vybrat vhodný řídicí obvod a navrhnout budiče výkonových tranzistorů. Existuje nespočet jednoúčelových řídicích obvodů, novější, ale i starší spolehlivé konstrukce. V první řadě je potřeba vědět, jaké funkce by měl vybraný ŘO mít, určitě musí mít měnitelný pracovní kmitočet pomocí externích časovacích součástek, možnost nastavení dead time a chybový zesilovač není výjimkou. Další vhodnou funkcí je i možnost časování doby soft startu, jelikož se kapacita na sekundární straně zdroje chová jako zkrat na primární straně, je nutné zajistit pomalý náběh, respektive pomalé nabití výstupních kondenzátorů. Soft start pracuje na principu PWM, tedy postupně zvyšuje střidu, to znamená, že v tomto okamžiku jistě nebude zdroj plně fungovat v režimu nulových spínacích proudů. Jestliže nebude zdroj v tomto okamžiku zatížen, neměl by to být problém.

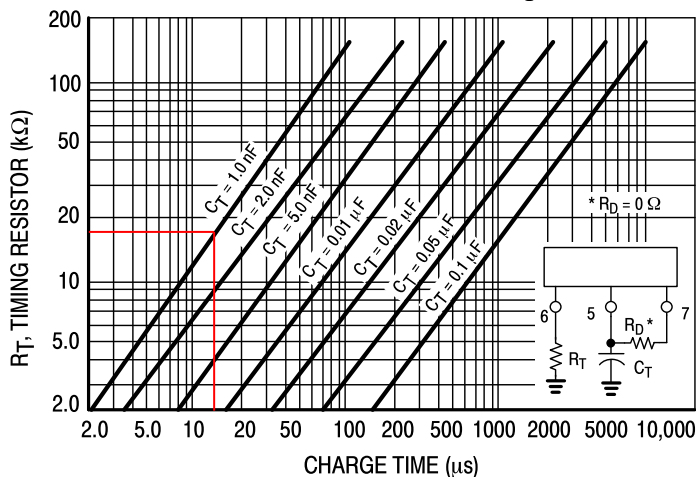
Pro řízení rezonančního měniče byl vybrán řídicí obvod SG3525 i přes to, že se jedná o starší ŘO, je i tak pro naši aplikaci vhodný. Jeho vnitřní zapojení je uvedeno na obrázku 3-12.



Obr. 3-12- Vnitřní zapojení řídicího obvodu SG3525, převzato z [10].

### 3.7.1 Nastavení oscilátoru

V katalogovém listu obvodu není uvedený vztah pro výpočet časovacího rezistoru a kondenzátoru, ale pro jejich výběr je uveden graf, ze kterého je možné hodnoty odečíst. Není to úplně nejpřesnější metoda, ale stejně bude třeba pracovní kmitočty zdroje v určitém rozsahu měnit, jelikož rezonanční kondenzátor bude mít svou toleranci, proto bude v sérii s časovacím rezistorem i trimer pro „naladění“ obvodu.

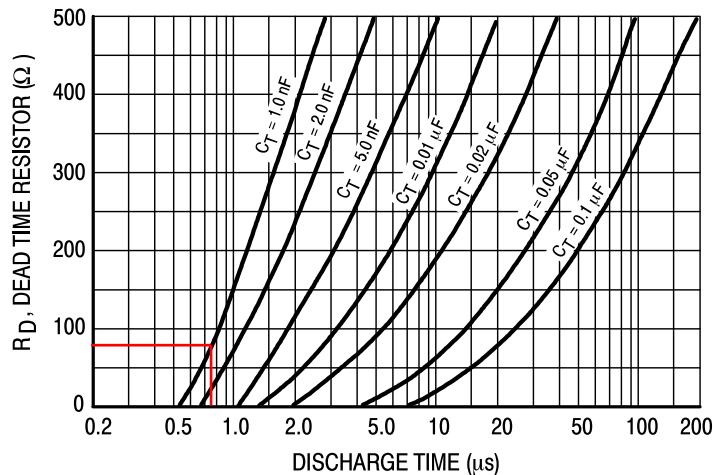


Obr. 3-13- Závislost oscilačního kmitočtu na čas. součástkách, převzato z [10].

Perioda pracovního kmitočtu zdroje bude:

$$T_{ZD} = \frac{1}{f_{ZD}} = \frac{1}{80 \text{ kHz}} = 12,5 \mu\text{s} \quad (3.61)$$

Pak pro časovací kondenzátor  $C_T = 1 \text{ nF}$  a čas  $T_{ZD} = 12,5 \mu\text{s}$  je odpovídající hodnota časovacího rezistoru dle grafu na obrázku 3-13 přibližně  $R_T = 16,5 \text{ k}\Omega$ . Dále i na volbě těchto hodnot součástek závisí také volba časovacího rezistoru  $R_D$  pro nastavení doby deadtime. Postup bude obdobný jako pro nastavení pracovního kmitočtu.



Obr. 3-14 - Graf volby doby deadtime, převzato z [10].

Hodnota časovacího rezistoru  $R_D$  byla odečtena z grafu na obrázku 3-14 a všechny hodnoty časovacích součástek jsou uvedeny v tabulce 6.

Tabulka 6 - Hodnoty časovacích součástek

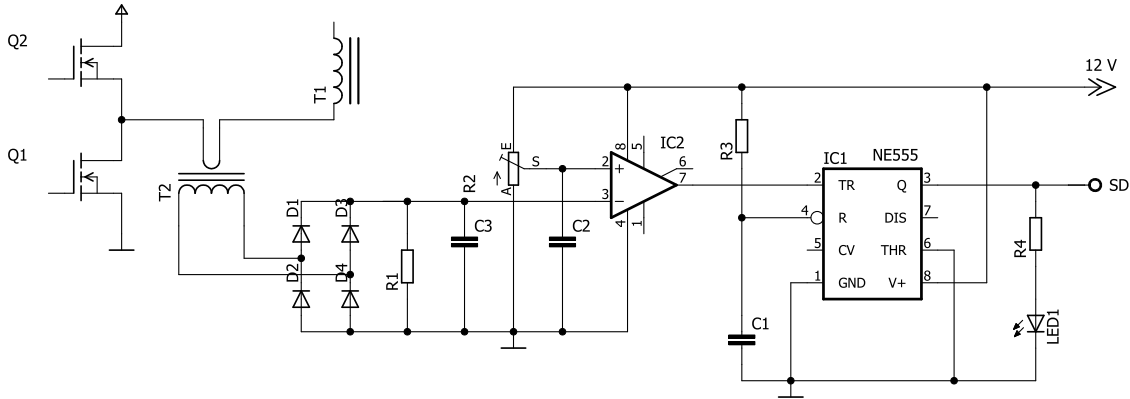
$f_{ZD}$	$T_{ZD}$	$C_T$	$R_T$	$R_{T,trim}$	$T_{DT}$	$R_D$
80 kHz	12,5 $\mu\text{s}$	1 nF	15 k $\Omega$	3,3 k $\Omega$	0,75 $\mu\text{s}$	82 $\Omega$

### 3.8 Návrh proudové ochrany

Jak už bylo v předchozích kapitolách psáno, u rezonančního měniče není možné regulovat výstupní napětí změnou střídy. Tuto věc musejí respektovat také ochrany zdroje, půjde zejména o proudovou ochranu. Měnič nebude moci přejít do režimu konstantního proudu v případě překročení určité hranice proudu, ale dojde k jeho vypnutí. K tomu slouží vstup řídicího obvodu „Shutdown“, kterým lze spínání rychle vypnout. Proudová ochrana bude tedy reagovat na překročení určitého nastaveného proudu vypnutím DC-DC měniče, tedy jen části rezonančního měniče. Pro její funkci bude dále zapotřebí časovač, který po uplynutí nastavené doby zdroj opět zapne. Tato doba bude přibližně 2-3 s. Problém by však mohl nastat při opětovném sepnutí zdroje do zátěže, ve chvíli, kdy je aktivován softstart. Tento problém bude vyřešen zpožděným připojením výstupu zesilovače. Proud bude snímán na primární straně transformátoru pomocí proudového transformátoru.

### 3.8.1 Návrh proudového transformátoru

Zapojení a vlastně umístění proudového transformátoru je vidět na obrázku 3-15 na kterém je jedna větev měniče a indukčnost T1 představuje primární vinutí transformátoru.



Obr. 3-15 - Zapojení proudového transformátoru

Požadavkem bude získat vhodné napětí na rezistoru R1, které je pro další zpracování zvoleno o maximální velikosti 5 V, je potřeba si uvědomit, že zde figuruje sinusový tvar proudu. Dále si zvolíme maximální ztrátu na rezistoru R1, která činí  $P_{R1} = 1 \text{ W}$  při maximálním proudu. Maximální proud, který bude aktivovat proudovou ochranu při překročení jeho hodnoty je maximální proud tranzistoru na primární straně, výpočty jsou uvedeny v kapitole 3.6.1,  $I_{C,MAX} = 32,9 \text{ A}$ . Hodnota odporu rezistoru R1 je:

$$R_1 = \frac{\left(\frac{U_{R1}}{\sqrt{2}}\right)^2}{P_{R1}} = \frac{\left(\frac{2,5 \text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{0,5 \text{ W}} = 12,5 \Omega \quad (3.62)$$

Dále proud rezistorem R1:

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{2,5 \text{ V}}{12,5 \Omega} = 0,2 \text{ A} \quad (3.63)$$

Pak převod proudového transformátoru je:

$$p = \frac{I_{C,MAX}}{I_{R1}} = \frac{32,9 \text{ A}}{0,2 \text{ A}} = 82,25 \rightarrow N_{1,pt} = 82 \text{ z} \quad (3.64)$$

Jelikož je primární vinutí tvořeno jedním závitěm, bude počet závitů sekundárního vinutí rovno  $N_{1,pt} = p$ . Proudový transformátor bude navinut na toroidním jádře T2008C-CF197.

## 3.9 Podpět'ová ochrana

V případě poruchy napájení řídicí části zdroje může dojít například ke snížení napětí, případně k výraznému poklesu napětí sítě. Nižší napájecí napětí než 10 V by mohlo způsobit neúplné sepnutí tranzistorů a tím by došlo k jejich zničení. Proto kromě

proudové ochrany musí být také použita ochrana proti podpětí, která při napětí pod 10 V vypne oscilátor řídicího obvodu.

### 3.10 Budící transformátor

Tranzistory rezonančního měniče budou buzeny pomocí tzv. GDT (Gate drive transformer), který bude mít jedno primární a 4 sekundární vinutí.

Tabulka 7-Parametry jádra T2210BC

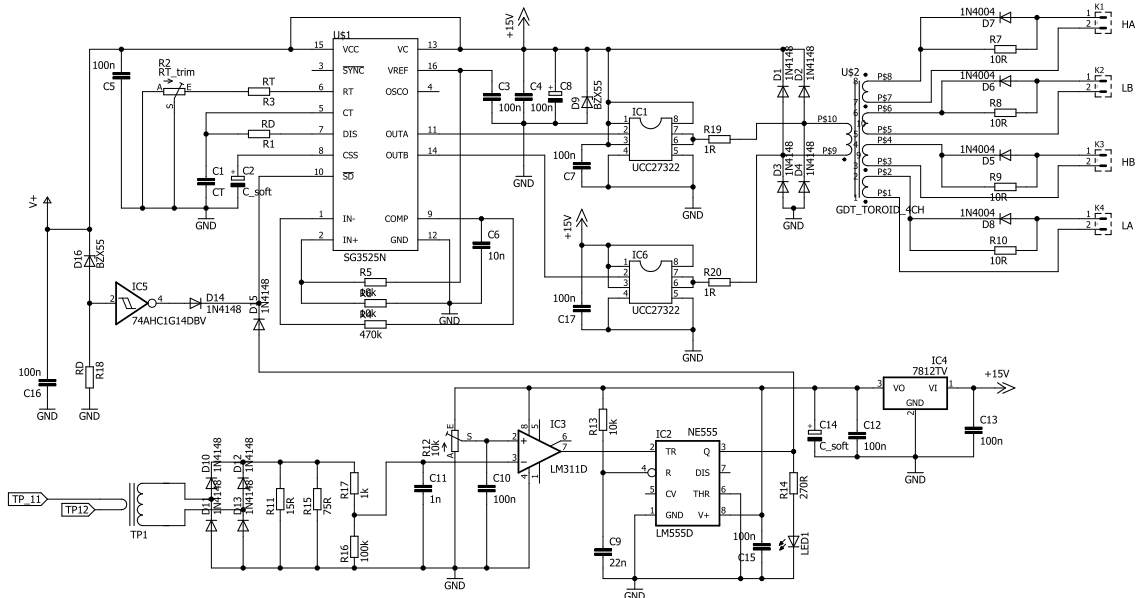
T2210BC-CF197A	
S <sub>fe</sub>	43,5 mm <sup>2</sup>
λ	6700 nH/z
B <sub>sat</sub>	0,26 T
S <sub>o</sub>	- mm <sup>2</sup>

Pro počet závitů primárního vinutí platí:

$$N_1 = \frac{U \cdot S_{max}}{f_{ZD} \cdot S_j \cdot \Delta B} = \frac{15 \text{ V} \cdot 0,5}{80 \text{ kHz} \cdot 43,5 \text{ mm}^2 \cdot 0,2 \text{ T}} = 10,8 \text{ z} \rightarrow 11 \text{ z} \quad (3.65)$$

Výstupní signál z řídicího obvodu je posílen driverem UCC27524 a následně vstupuje do budoucího transformátoru.

Celkové schéma řídicího obvodu zahrnuje jak proudovou ochranu, tak i ochranu proti podpětí. Schéma je na obrázku 3-16.



Obr. 3-16 - Schéma řídicí části zdroje.

### 3.11 Pomocný napájecí zdroj

Řídicí část zdroje bude potřebovat své napájení a o to se bude starat pomocný spínaný zdroj malého výkonu. Zdroj bude koncipován v jednočinné topologii blokujícího zdroje

s jednoúčelovým obvodem TOP202. Zdroj bude dále napájet obvod softstartu, aktivní PFC a také aktivní chlazení. Zdroj bude mít tři sekundární vinutí s napětím  $2 \times U_{zp1,2} = 15 \text{ V}$  a  $U_{zp3} = 18 \text{ V}$  s celkovým výkonem cca  $15 \text{ W}$ . Obvodové zapojení spínaného zdroje bude použito doporučené zapojení z katalogového listu obvodu, dále bude řešen návrh impulsního transformátoru a dalších potřebných prvků.

### 3.11.1 Návrh transformátoru pomocného zdroje.

V první řadě je potřeba predikovat potřebný průřez jádra pro potřebný výkon zdroje, zde by mohl být i s rezervou průřez jádra okolo  $50 \text{ mm}^2$ . Tomu odpovídá jádro s označením E 2507N-CF139.

Tabulka 8-Parametry jádra E 2507N-CF139

ETD2910-CF139	
$S_{fe}$	$76 \text{ mm}^2$
$\lambda$	$2350 \text{ nH/z}$
$B_{sat}$	$0,39 \text{ T}$
$S_o$	$93 \text{ mm}^2$

Níže bude proveden postup výpočtu impulsního transformátoru jednočinného blokujícího měniče. Pomocný zdroj bude se samostatného usměrňovače. Maximální pracovní střída je zvolena  $s_{1max} = 0,25$ , dále pak právní kmitočet  $f_{pZ} = 100 \text{ kHz}$ , transformované napětí  $U_{1tr} = \frac{U_d}{3}$  a účinnost cca  $80 \%$ .

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s_{max}}{f_{zD} \cdot S_j \cdot \Delta B} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,25}{100 \text{ kHz} \cdot 76 \text{ mm}^2 \cdot 0,25 \text{ T}} \cong 43 \text{ z} \quad (3.66)$$

Počet závitů sekundárního vinutí:

$$\frac{N_2}{N_1} \cdot U_{1tr} = U_{zp} + U_D \quad (3.67)$$

$$N_{2,15V} = \frac{(U_{zp} + U_D) \cdot N_1}{U_{1tr}} = \frac{(15 \text{ V} + 0,6 \text{ V}) \cdot 43 \text{ z}}{108,33 \text{ V}} = 6,2 \text{ z} \rightarrow 7 \text{ z} \quad (3.68)$$

Počet sekundárních závitů nevyšel přesně celé číslo, tudíž je třeba přepočítat počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_{1tr} \cdot N_1}{(U_{zp} + U_D)} = \frac{108,33 \text{ V} \cdot 7 \text{ z}}{(15 \text{ V} + 0,6 \text{ V})} \cong 49 \text{ z} \quad (3.69)$$

$$N_{zp,18V} = \frac{N_2}{U_{zp,15V}} \cdot U_{zp,18V} = \frac{7 \text{ z}}{15 \text{ V}} \cdot 18 \text{ V} \cong 8,4 \text{ z} \rightarrow 9 \text{ z} \quad (3.70)$$

Dále proudy na primární straně:

$$I_{1.stř} = \frac{P_0}{U_d} = \frac{15 \text{ W} \cdot 1,2}{382 \text{ V}} = 0,046 \text{ A} \quad (3.71)$$

$$I_{1,max} = \frac{2 \cdot I_{1,stř}}{s_{1,max}} = \frac{2 \cdot 0,046 \text{ A}}{0,3} = 0,31 \text{ A} \quad (3.72)$$

$$I_{1,ef} = \frac{I_{1,max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{s_{1,max}} = \frac{0,31 \text{ A}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{0,25} = 0,09 \text{ A} \quad (3.73)$$

A parametry na sekundární straně budou:

$$s_{2,max} = s_{1,max} \cdot \frac{U_d}{U_{1tr}} = 0,25 \cdot \frac{325 \text{ V}}{108,33 \text{ V}} = 0,45 \quad (3.74)$$

Každé vinutí bude dimenzované na polovinu celkového výkonu zdroje.

$$I_{2,stř} = I_z = \frac{15 \text{ W}}{15 \text{ V}} = 1 \text{ A} \rightarrow 2 \times 0,5 \text{ A} \quad (3.75)$$

$$I_{2,max} = I_{1,max} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 0,31 \text{ A} \cdot \frac{147 \text{ z}}{12 \text{ z}} = 3,8 \text{ A} \rightarrow 2 \times 1,9 \text{ A} \quad (3.76)$$

$$I_{2,ef} = \frac{I_{2,max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{s_{2,max}} = \frac{3,8 \text{ A}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{0,45} = 1,47 \text{ A} \rightarrow 2 \times 0,74 \text{ A} \quad (3.77)$$

Ještě doplnění počtu závitů pomocného vinutí  $N_{zv}$ :

$$N_{zv} = \frac{N_2}{U_{zp,15V}} \cdot U_{zv} = \frac{8 \text{ z}}{15 \text{ V}} \cdot 8 \text{ V} \cong 4 \text{ z} \quad (3.78)$$

Pro návrh průřezu vinutí se bude uvažovat proudová hustota  $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$ .

$$S_{Cu,1} = \frac{I_{1,ef}}{\sigma} = \frac{0,09 \text{ A}}{3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}} = 0,03 \text{ mm}^2 \quad (3.79)$$

$$S_{Cu,2} = \frac{I_{2,ef}}{\sigma} = \frac{0,74 \text{ A}}{3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}} = 0,247 \text{ mm}^2 \quad (3.80)$$

$$S_{Cu,tot} = S_{Cu,1} \cdot (N_1 + N_{zv}) + 2 \cdot (N_2 \cdot S_{Cu,2}) \quad (3.81)$$

$$S_{Cu,tot} = 0,03 \text{ mm}^2 \cdot (56 \text{ z} + 4 \text{ z}) + 3 \cdot (10 \text{ z} \cdot 0,247 \text{ mm}^2)$$

$$S_{Cu,tot} = 9,21 \text{ mm}^2$$

Kontrola, jestli se vinutí vejde do okénka kostříčky transformátoru.

$$k_{pcu} = \frac{S_{Cu,tot}}{S_o} = \frac{9,21 \text{ mm}^2}{64,7 \text{ mm}^2} \cong 0,14 \quad (3.82)$$

Vinutí se na kostříčku vleze s velkou rezervou, může se hodit pro případné úpravy či změny. Pro primární a pomocné vinutí bude použit vodič o průměru 0,2 mm a pro sekundární budou použity dva vodiče 0,4 mm paralelně.

V posledním kroku je nutné stanovit potřebnou velikost vzduchové mezery.



$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (3.83)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{1,max}^2 \cdot f_{zp} \quad (3.84)$$

$$L_1 = \frac{2 \cdot P_0}{I_{1,max}^2 \cdot f_{zp}} = \frac{2 \cdot 15 \text{ W} \cdot 1,2}{0,31^2 \text{ A} \cdot 100 \text{ kHz}} = 3,74 \text{ mH} \quad (3.85)$$

$$R_{m,cel} = \frac{N_1^2}{L} = \frac{52^2 \text{ z}}{3,74 \text{ mH}} = 723 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \quad (3.86)$$

Magnetický odpor jádra je:

$$R_{m,Fe} = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{1900 \frac{\text{nH}}{\text{z}}} = 526,3 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \quad (3.87)$$

Z čehož vyplývá magnetický odpor vzduchové mezery:

$$R_{m,\delta} = R_{m,cel} - R_{m,Fe} = 723 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} - 526,3 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \quad (3.88)$$

$$R_{m,\delta} = 196,7 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1}$$

Pak je výpočet délky vzduchové mezery proveden dle vztahu:

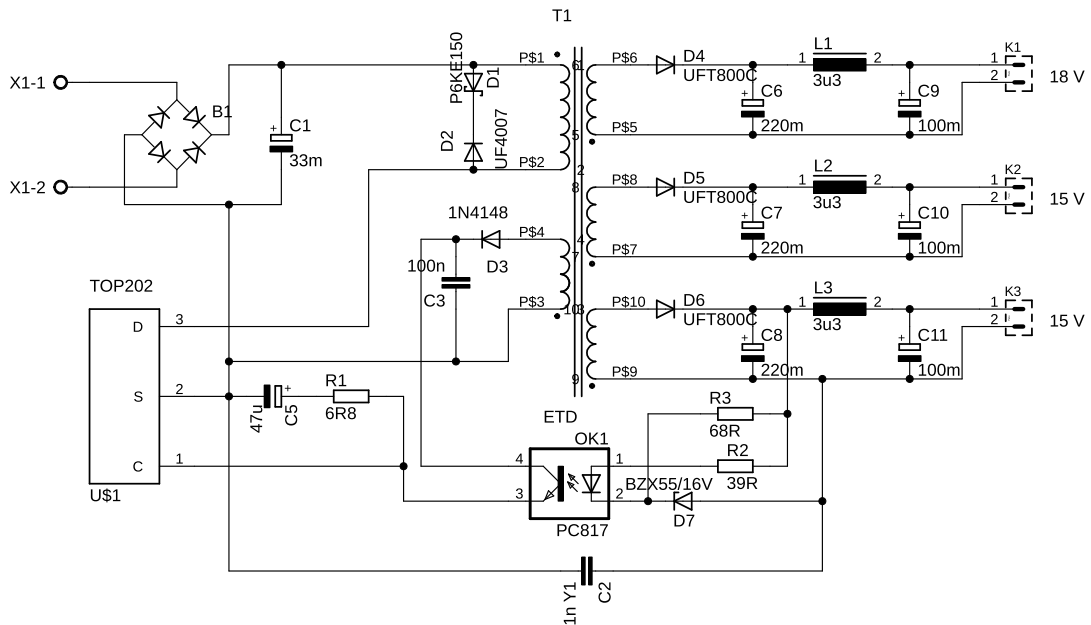
$$R_{m,\delta} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_\delta}{S_\delta} \quad (3.89)$$

$$l_\delta = R_{m,\delta} \cdot \mu_0 \cdot S_\delta = 196,7 \cdot 10^3 \text{ H}^{-1} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 52 \text{ mm}^2 \quad (3.90)$$

$$l_\delta = 12,86 \text{ } \mu\text{m} \rightarrow 0 \text{ mm}$$

### 3.11.2 Schéma zapojení pomocného zdroje

Potřebné hodnoty součástek jsou uvedeny ve schématu zapojení.



Obr. 3-17 - Schéma zapojení pomocného zdroje

### 3.12 Návrh chlazení zdroje

Návrh chlazení bude obdobný jako při návrhu chlazení zesilovače, respektive tepelného odporu chladiče. Chlazení bude korespondovat s rozmístěním výkonových prvků na DPS, jejichž ztrátové výkony na jednom chladiči se sečtou. Chlazení zdroje bude realizováno pomocí dvou chladičů umístěných ve středu desky zdroje. Opět se bude jednat o aktivní chlazení, kdy dva chladiče u sebe vytvoří „tunel“. Na jednom chladiči, pravděpodobně na větším budou umístěny výkonové prvky primární strany zdroje, diodový můstek, prvky PFC a tranzistorový můstek DC-DC měniče.

Pro tento výpočet je potřebné ještě dopočítat ztrátový výkon diodového můstku, kde střední proud jednou diodou  $I_{D,Graetz,stř}$  je:

$$I_{D,Graetz,stř} = \frac{P_{ZD}}{230 \text{ V}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} = \frac{4 \text{ kW}}{230 \text{ V}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 7,83 \text{ A.} \quad (3.91)$$

$$P_{ztr,Graetz} = 4 \cdot \frac{1}{2} I_{D,Graetz,stř} \cdot U_F = 2 \cdot 7,83 \text{ A} \cdot 0,9 \text{ V} = 14,1 \text{ W.} \quad (3.92)$$

Ztrátový výkon částí PFC:

$$P_{ztr,PFC} = P_{ztr,tr,PFC} + P_{ztr,D0,PFC} = 27,4 \text{ W} + 12 \text{ W} = 39,4 \text{ W.} \quad (3.93)$$

Ztrátový výkon tranzistorů DC-DC měniče:

$$P_{ztr,4,tr,ZD} = 4 \cdot P_{ztr,tr,ZD} = 4 \cdot 12,2 \text{ W} = 48,8 \text{ W.} \quad (3.94)$$

Pro výpočet tepelného odporu chladiče je nutné vypočítat celkové tepelné ztráty na daném chladiči  $P_{ztr,CH1}$ :

$$P_{ztr,CH1} = P_{ztr,Graetz} + P_{ztr,PFC} + P_{ztr,4,tr,ZD} \quad (3.95)$$

$$P_{ztr,CH1} = 14,1 \text{ W} + 39,4 \text{ W} + 48,8 \text{ W} = 102,3 \text{ W}$$

Při výpočtu tepelného odporu prvního chladiče, je uvažována teplota přibližně 40 °C. Tepelný odpor silikonových podložek je stejný jako ve výpočtu chladiče pro zesilovač. Výpočet lze provádět více způsoby, bude zde proveden jeden z nich. Dále je důležité stanovit maximální teplotu chladiče  $t_{H,max}$ , která bude 70 °C, pak bude tepelný odpor prvního chladiče  $R_{\theta,H,1}$ :

$$R_{\theta,H,1} = \frac{t_{H,max} - t_0}{P_{ztr,CH1}} = \frac{70 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{102,3} = 0,293 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}. \quad (3.96)$$

Dále je nutné ověřit teplotu čipů  $t_{JC,max}$  jednotlivých polovodičů při dosažení maximální teploty chladiče, tato teplota by neměla překročit 110 °C. Pro výpočet teploty čipu usměrňovacího diodového můstku je uvažován tepelný odpor teplovodivé pasty  $R_{\theta,p} \approx 0,2 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$  a tepelné odpory  $R_{\theta,JC}$  a  $R_{\theta,CH}$  jsou odečteny z katalogového listu použitého diodového můstku. Teplota čipu diodového můstku  $t_{JC,max,Graetz}$  bude:

$$t_{JC,max,Graetz} = P_{ztr,Graetz} \cdot (R_{\theta,JC} + R_{\theta,CH} + R_{\theta,p}) + t_{H,max}$$

$$t_{JC,max,Graetz} = 14,1 \text{ W} \cdot (1,2 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,2 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}) + 70 \text{ °C} \quad (3.97)$$

$$t_{JC,max,Graetz} \approx 94 \text{ °C}.$$

Obdobným způsobem budou zjištěny teploty čipu ostatních prvků, kde se bude uvažovat tepelný odpor izolační silikonové podložky  $R_{\theta,p} \approx 0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ . Z části obvodu PFC bude stačit provést kontrolu pouze pro tranzistor, na něm totiž bude větší ztráta. Teplota čipu tranzistoru PFC  $t_{JC,max,tr,PFC}$  bude

$$t_{JC,max,tr,PFC} = P_{ztr,tr,PFC} \cdot (R_{\theta,JC} + R_{\theta,CH} + R_{\theta,p}) + t_{H,max}$$

$$t_{JC,max,tr,PFC} = 27,4 \text{ W} \cdot (0,29 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}) + 70 \text{ °C} \quad (3.98)$$

$$t_{JC,max,tr,PFC} \approx 98,5 \text{ °C}.$$

Ověření teploty čipu tranzistorů DC-DC  $t_{JC,max,tr,ZD}$  měniče bude stačit pouze pro jeden z nich.

$$t_{JC,max,tr,ZD} = P_{ztr,tr,ZD} \cdot (R_{\theta,JC} + R_{\theta,CH} + R_{\theta,p}) + t_{H,max}$$

$$t_{JC,max,tr,ZD} = 12,2 \text{ W} \cdot (0,29 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}) + 70 \text{ °C} \quad (3.99)$$

$$t_{JC,max,tr,ZD} \approx 82,7 \text{ °C}.$$

Z ověření teplot čipů jednotlivých polovodičů je vidět, že vypočtený tepelný odpor chladiče je dostatečný, možná i zbytečně nízký, jelikož maximální teplota čipu je 100 °C.

Výpočet tepelného odporu druhého chladiče  $R_{\theta,H,2}$ , na kterém jsou umístěny pouze výstupní diody, bude jednodušší, pro výpočet bude uvažován ztrátový výkon diod vypočtený v rovnici (3.54) a způsob výpočtu bude stejný, jako pro první chladič.

$$R_{\theta,H,2} = \frac{t_{H,max} - t_0}{8 \cdot P_{ztr,D,ZD}} = \frac{70 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{8 \cdot 11,57 \text{ W}} = 0,324 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}. \quad (3.100)$$

Ověření maximální teploty čipů diod  $t_{JC,max,D,ZD}$ :

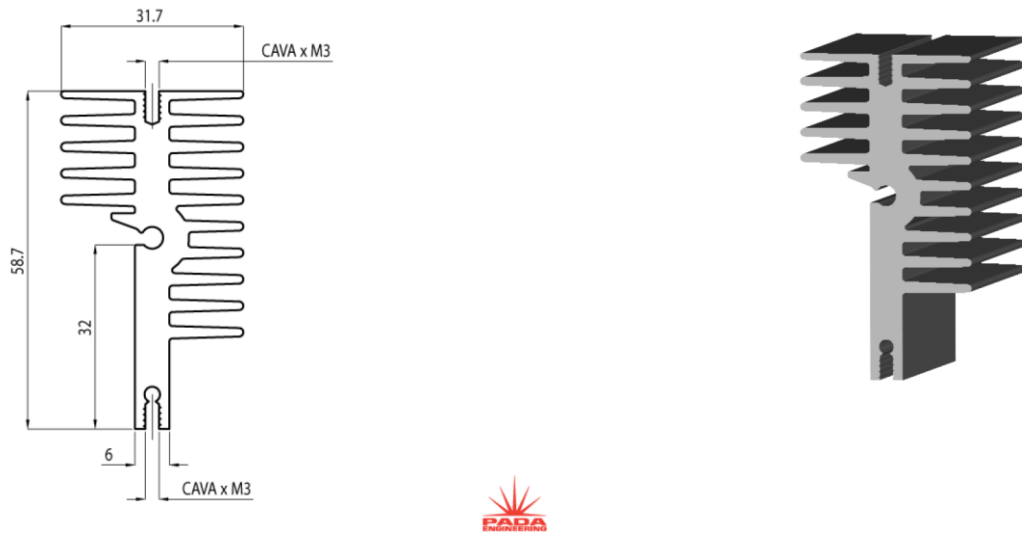
$$t_{JC,max,D,ZD} = P_{ztr,tr,ZD} \cdot (R_{\theta,JC} + R_{\theta,CH} + R_{\theta,P}) + t_{H,max}$$

$$t_{JC,max,D,ZD} = 11,57 \text{ W} \cdot (0,29 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} + 0,45 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}) + 70 \text{ °C} \quad (3.101)$$

$$t_{JC,max,D,ZD} \approx 82 \text{ °C}.$$

Maximální teplota čipu opět nebyla překročena.

Pro chlazení výkonových součástek bude použit hliníkový žebrovaný profil o délce 1 m, ze kterého budou uřezány potřebné rozměry dle požadovaných tepelných odporů nebo dle DPS. Profil použitého chladiče je zobrazený na obrázku 3-18.



Obr. 3-18 - Typ použitého chladiče, převzato z [11]

Použitý chladič má v délce 10 cm tepelný odpor  $5,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$  při samovolném proudění vzduchu. Skříň zesilovače bude uzpůsobena tak, aby přes chladiče proudil vzduch hnaný ventilátory, bude tak zajištěno nucené chlazení. S geometrickým rozložením žebor se dá předpokládat, že se tepelný odpor při nuceném chlazení 10-15x sníží, jde však o hrubý odhad. Chladiče, jestliže mají silnou tloušťku základny, mají i velkou tepelnou kapacitu, jsou tedy schopny po nějakou dobu uchladit i mnohem větší výkony, zejména ty špičkové.

## 4. REALIZACE

V této kapitole bude řešena realizace dvou hlavních dílčích celků zesilovače, zdroj a dva kanály zesilovače. Navržená schémata zapojení a dimenzování jak polovodičových prvků, tak i vinutých prvků jsou řešeny v kapitolách výše. Nyní bude třeba podle nich navrhnout desky plošných spojů (DPS). Pro jejich návrh je potřeba si uvědomit, aby byly splněny určité rozměry z důvodu umístění jednotlivých částí do přístrojové skříně. Přístrojová skříň bude bezpochyby vyráběna na míru pro toto zařízení, avšak bude nutné dodržet maximální šířku a výšku skříně, hloubka už tak kritická není. Rozměry budou splňovat velikost „2U“ rack, a tedy bude nutné dodržet vnitřní rozměr max. 420 mm délky a 84 mm výšky.

### 4.1 Návrh DPS

Všechny desky plošných spojů bude nutné vzhledem ke složitosti navrhovat jako oboustranné. Při návrhu je důležité dbát na několik pravidel, ty zde budou stručně zmíněny. Jedná se zejména o dodržování šířek spojů, izolačních vzdáleností a oddělování signálových cest od silových.

#### Návrh DPS zesilovače:

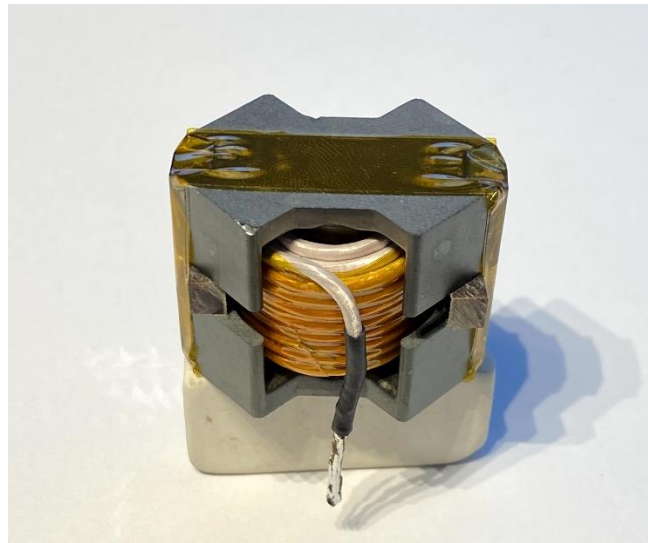
Problematika návrhu DPS zesilovačů ve třídě D není jednoduchá, obzvláště pak ne u zesilovačů s integrovaným obvodem IRS2092. Problém nastává tehdy, když integrovaný obvod je zároveň řídicím i budícím obvodem. Následně je zde velmi důležité vedení zemí a jejich rozlišení, respektive rozlišení signálových zemí a zemí silových. Dále pak oddělit vedení cest signálů budících a signálů pro snímání proudů. Toto jsou však jen ty nejzákladnější pravidla. Dalším kritickým aspektem je parazitní indukčnost mezi spínacími prvky a kapacitou, respektive blokovacími kondenzátory. V navrhovaném zesilovači nebude možné elektrolytické kondenzátory přiblížit co nejbližší spínacím prvkům kvůli umístění chladiče, proto bude v hodné do těsné blízkosti umístít keramické blokovací kondenzátory.

DPS zesilovače bude koncipovaná tak, aby byly vstupní a výstupní signály od sebe co nejdále, a tedy že, na jedné straně bude vstupní signál, na druhé straně výstupní signál s napájením. Na jedné desce zesilovače budou umístěny dva kanály zesilovačů, které budou pracovat do můstku, právě pro režim můstkového zesilovače bude nutné vstupní signály zpracovat, k tomu zde bude sloužit předzesilovač. Dále na desce bude i výstupní ochrana, opožděné připojení výstupu a ochrana proti stejnosměrnému napětí na výstupu. Problematika ochrany zesilovače a předzesilovače na desce zesilovače zde nebude řešena. Většina těchto zásad platí i pro ostatní navrhované DPS, jakou jsou řídicí část zdroje, PFC a celé desky zdroje.

## 4.2 Realizace dílčích částí

### 4.2.1 Výstupní tlumivky:

Návrh tlumivky byl řešen v kapitole 2.4.1. Tlumivka byla realizována na jádru typu RM-12, kdy v rámci úspory místa nebyla použita kostříčka pro dané jádro. Vinutí bylo navinuto na tyči o větším průměru, než je průměr sloupku jádra. Vzniklo takto samostatné vinutí o požadovaném počtu závitů, které bylo následně vloženo do jádra a vzduchová mezera byla vymezena dle indukčnosti tlumivky. Vyrobená tlumivka je na obrázku 4-1. Na obrázku je také vidět vinutí z VF lanka.



Obr. 4-1- Vyrobená tlumivka výstupního LC filtru

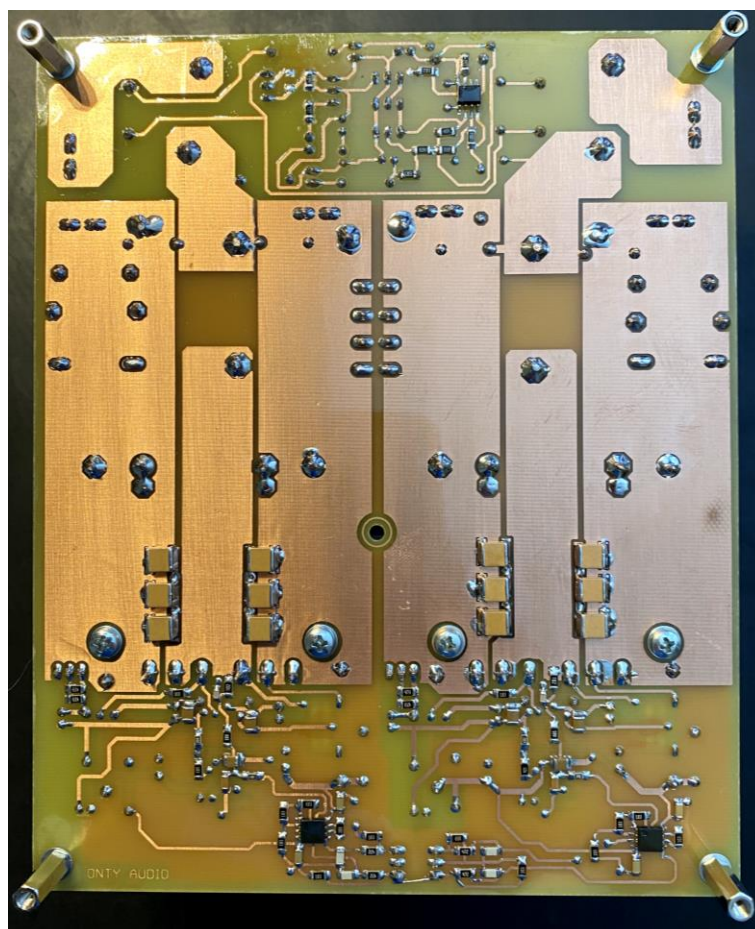
### 4.2.2 Modul zesilovače:

Vyrobená oboustranná DPS zesilovače byla postupně osazována součástkami, postupně od nejmenších po ty větší, tedy nejdříve SMD a následně pak THT. Součástky, na kterých bude nějaký ztrátový výkon jsou umístěny na DPS s určitou mezerou. IO obvody IRS2092 jsou opatřeny miniaturním chladičem, aby se zamezilo přehřátí vlivem větších kapacit řídicích elektrod tranzistorů. Izolační podložky pod tranzistory byly použity slídové se silikonovou pastou.

Modul zesilovače je vyroben na DPS o rozměrech 180 x 146 mm, jeho podoba je na obrázku 4-2 a obrázku 4-3.



Obr. 4-2 - Čelní pohled na DPS zesilovače

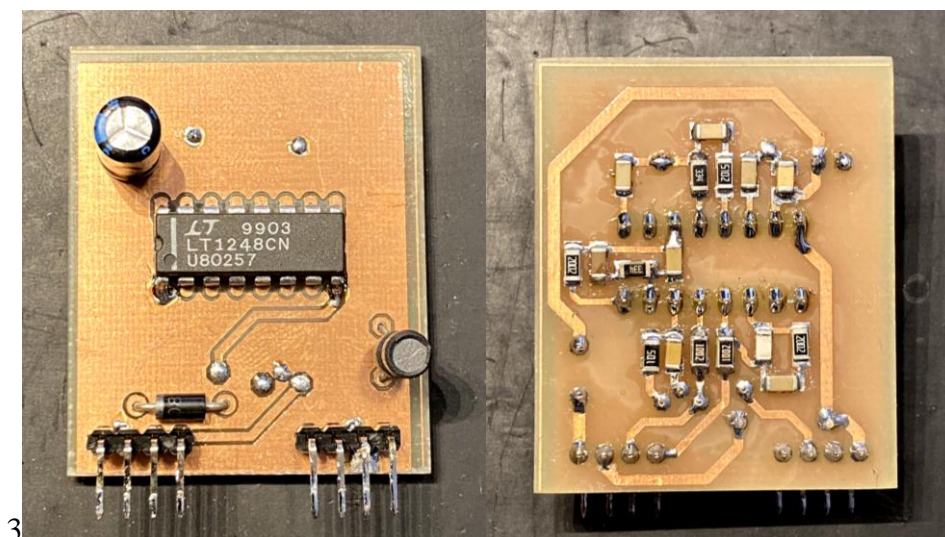


Obr. 4-3 - Spodní strana DPS zesilovače



### 4.2.3 Řídicí část PFC

Řídicí část PFC je na samostatné destičce, a to hlavně proto, že zapojení není odzkoušené, tudíž by se v případě nefunkčnosti zapojení vyrobila pouze tato malá DPS, nikoli celá deska zdroje. DPS je malá, má rozměry 36x44 mm a je umístěna kolmo na desku zdroje. Opět byly využity součástky typu SMD, aby byl obvod minimalizován a celkově zjednodušena konstrukce.

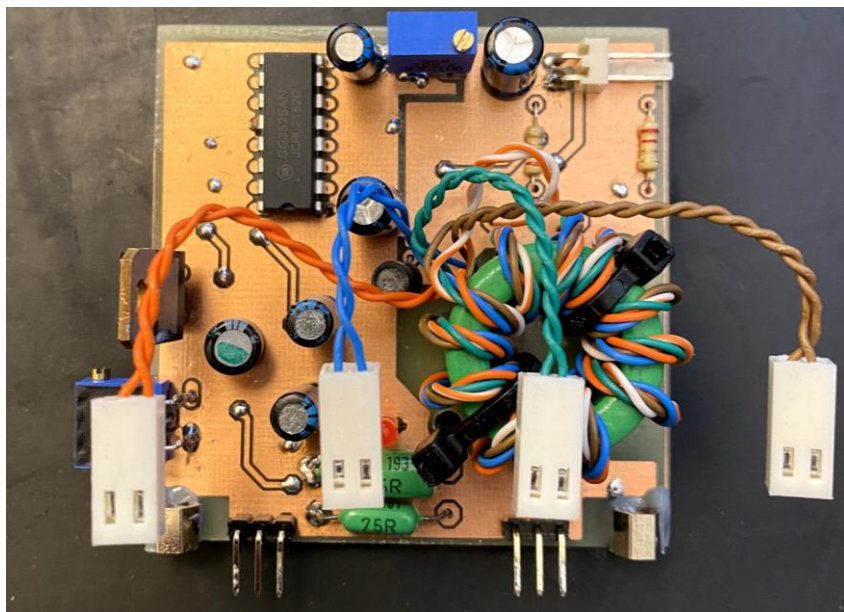


Obr. 4-4 - Řídicí část PFC, osazená DPS

### 4.2.4 Řídicí část zdroje

Řídicí část zdroje je realizována na samostatnou oboustrannou DPS o rozměrech 60x60 mm. Na této desce jsou umístěny proudová ochrana a budící transformátor včetně budičů. Při návrhu bylo důležité dbát na oddělení řídicí země a země budící, aby nedocházelo k vzniku rušení na řídicí části. Pro realizaci bylo využito SMD součástek tak, aby nebyla vrchní strana DPS zbytečně rozrušena vývodovými součástkami. Vývody z budícího transformátoru jsou přes konektory připojeny v těsné blízkosti k tranzistorům na desce zdroje. Řídicí deska je umístěna kolmo na desce zdroje. V návrhu řídicí části je umístěn pro změnu pracovního kmitočtu i trimer, aby bylo možné v určitých mezích nastavit pracovní kmitočet, jedná se stále o vzorek.





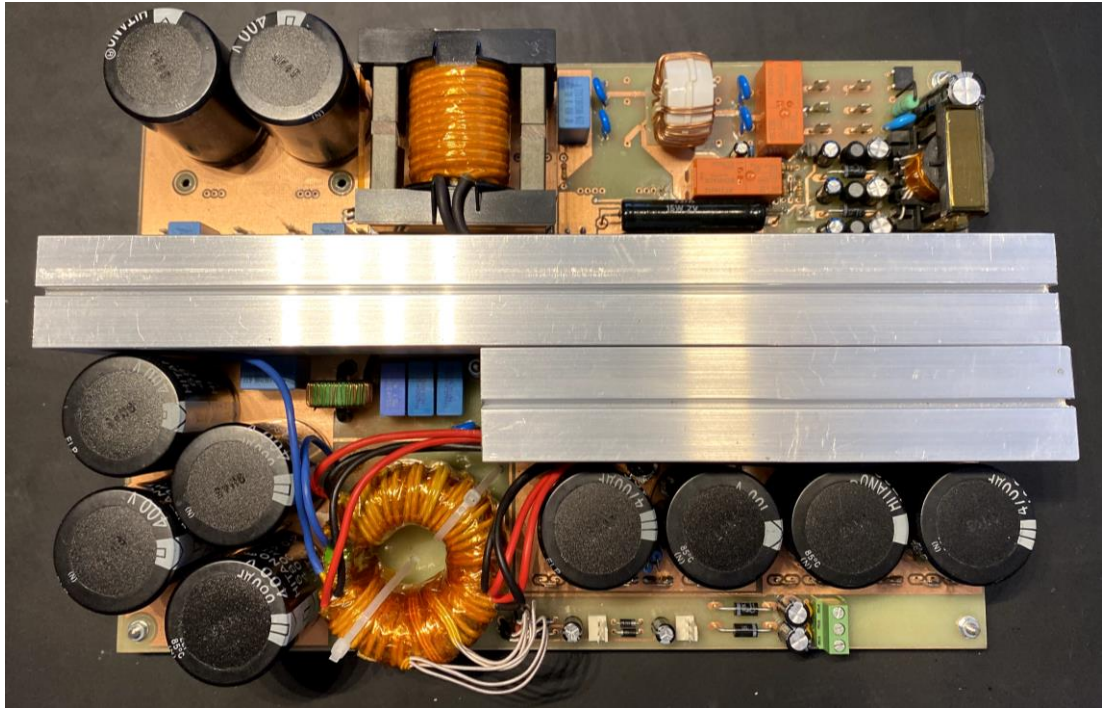
Obr. 4-5 - Deska řídicí části zdroje

#### 4.2.5 Vinuté prvky zdroje

Zdroj jako takový má více vinutých prvků, transformátor pomocného napájecího zdroje, tlumivku PFC, proudový transformátor a hlavní transformátor zdroje. Vše bylo navinuto podle návrhů dle dílčích kapitol. Důležitým aspektem při navíjení je izolace mezi vrstvami, hlavně pak mezi primárním a sekundárním vinutím, aby byla zajištěna dostatečná elektrická pevnost a tím i bezpečnost. Pro izolaci byla použita samolepící polyamidová páska v několika vrstvách. Při vinutí toroidního transformátoru bylo docíleno činitele vazby blízké se k 1, dle rozptylové indukčnosti  $k=0,99965$ . To bylo zajištěno tak, že se primární vinutí kryje se sekundárními. Sekundární vinutí bylo vinuto bifilárně, tedy dva vodiče vedle sebe. Jednotlivé vinuté prvky jsou vidět na zdrojové desce na obrázku 4-6.

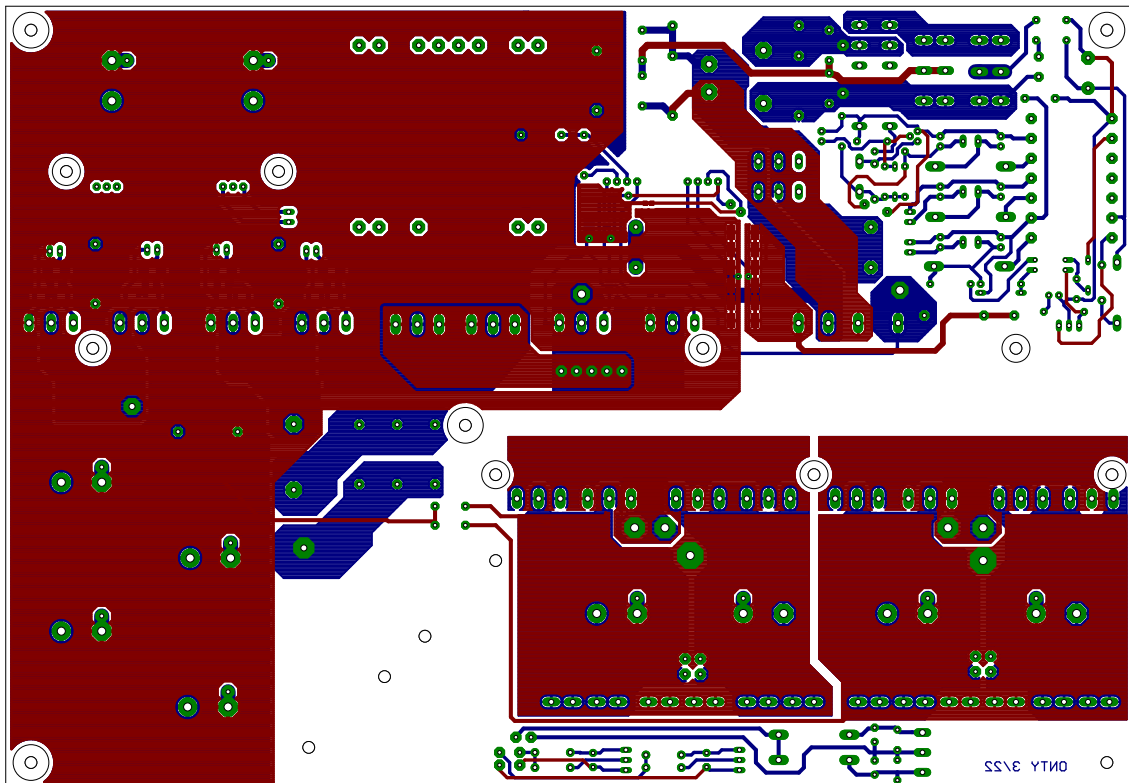
#### 4.2.6 Zdrojová deska

Zdrojová deska má plochu DPS téměř jako formát A4. Jelikož se přímo na ni nachází chladiče, má větší rozměry a i to, že obsahuje PFC. Jak je možno vidět na obrázku 4-6, na levé straně zdroje je v meziobvodu 6 kusů kondenzátorů s kapacitou  $680 \mu\text{F}$ , počet je však menší, respektive jejich kapacita, než jaká byla vypočtena pro pokrytí špičkového výkonu. Jednak by velikost zdroje byla větší než formát desky A4 a také by zdroj byl příliš nákladný.



Obr. 4-6 - Zdrojová deska bez řídicích částí

Při návrhu DPS zdroje byla snaha vytvořit tzv. sendvičové rozložení. Podstatně se tímto docílí nižší parazitní indukčnosti ve smyčce spínače, tedy mezi tranzistory a kapacitou.



Obr. 4-7 - Layout zdrojové desky

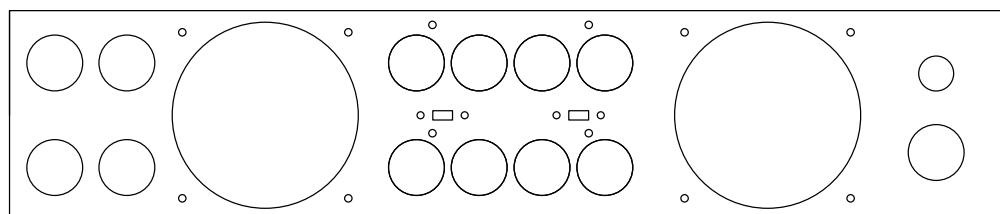
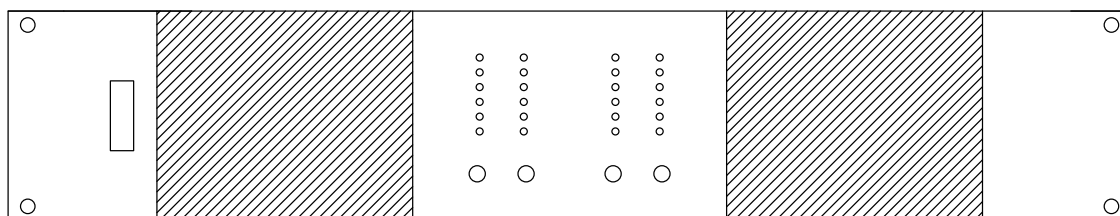
## 4.3 Kompletace zesilovače

V této kapitole bude stručně popsán postup realizace kompletního zesilovače.

### 4.3.1 Přístrojová skříň

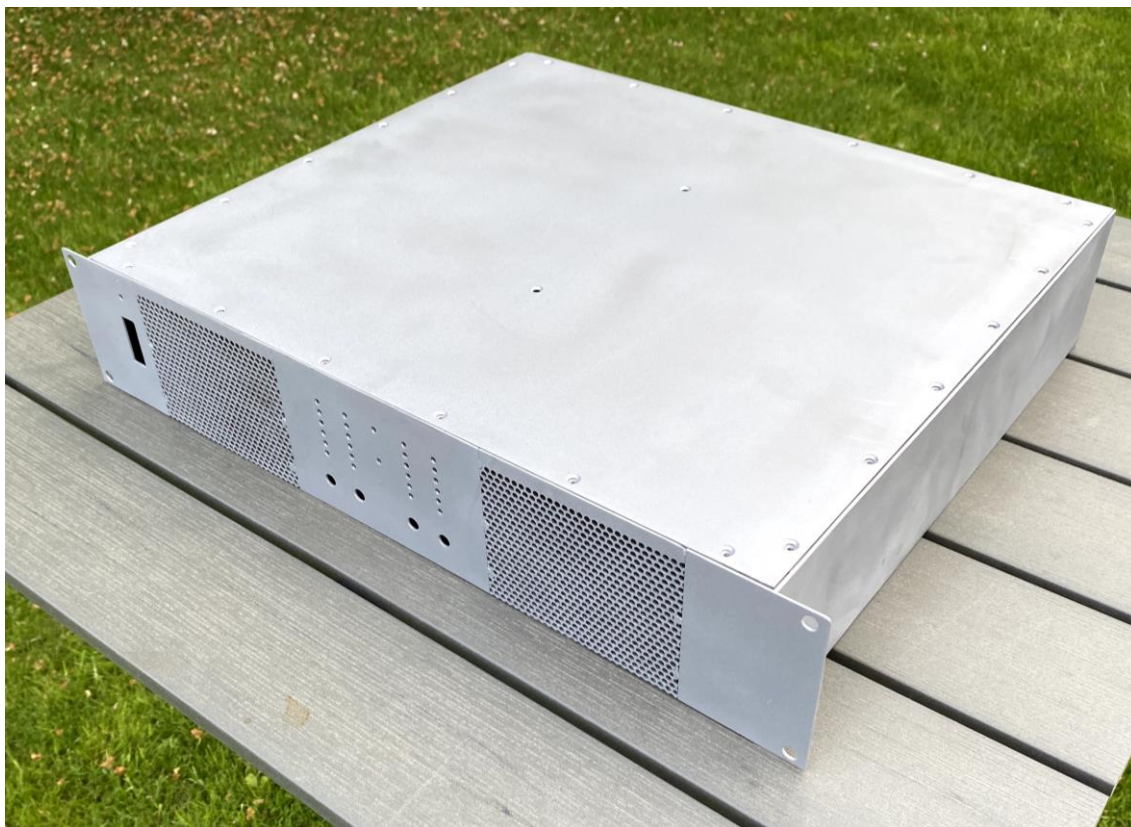
Přístrojová skříň by měla splňovat požadavky na tuhost, celkovou robustnost zařízení a jeho odolnost vůči mechanickým vlivům. Z toho plyne také použití materiálu na výrobu přístrojové skříně. Jak bylo psáno na začátku kapitoly 4, přístrojová skříň bude mít velikost „2U“ racku, jejíž rozměry šířky a výšky jsou dány v palcích 19" x 3.5". Přístrojová skříň musí také umožňovat proudění vzduchu a tím dostatečné chlazení zesilovače a všech částí v této skříni. Vzduch by měl proudit z přední strany směrem dozadu, tomu je třeba uzpůsobit ventilátory.

Skříň byla zhotovena z ocelového plechu o tloušťce 1,5 a 2 mm, její hloubka je 382 mm. Jednotlivé plechy byly nastříhány na požadované rozměry, a opatřeny potřebnými otvory dle ilustračního nákresu na



Obr. 4-8 - Ilustrační nákres zadní a přední strany zesilovače

V čele skříně zesilovače byl zakomponován děrovaný plech pro ventilaci, vypadá to lépe než mřížka, která se přišroubuje přes vyřezaný otvor. Ze zadní strany už budou pouze otvory pro ventilátory s mřížkou. Po vytvoření všech potřebných otvorů byly jednotlivé části svařeny a celá skříň byla opískována. Její podoba před povrchovou úpravou je na obrázku 4-9. Opískovaná skříň byla ošetřena „plničem“, tedy základovou vrstvou a následně černou syntetickou vrchní barvou. Popisky skříně byly vygravírovány laserem.



Obr. 4-9 - Opískovaná přístrojová skříň zesilovače

### 4.3.1 Ostatní obvody

Pro dobrou funkci zesilovače jako takového bylo potřeba navrhnout ještě další obvody, jako jsou obvod řízení otáček ventilátorů, předzesilovač, přepínač mezi můstkovým režimem a 4 kanálovým režimem a také indikátoru vybuzení. Tyto obvody zde řešeny nebudou.

Řízení otáček ventilátorů se zakládá na snímání teploty každého chladiče pomocí NTC termistorů připevněných na chladičích, kdy s rostoucí teplotou chladiče klesá jejich odpor.

Indikátor vybuzení má za úkol zobrazit už malý výstupní signál a také signál, kdy dochází k limitaci tzv. „clipping“. Je tedy zobrazeno 6 úrovní výstupního signálu dle logaritického stupňování.

### 4.3.2 Konektory

Zesilovač, který je určený pro PA aplikaci by měl mít standardizované konektory pro připojení vstupů, výstupů a napájení. Pro vstupní konektory se používají konektory typu XLR, jestliže připojujeme více zesilovačů paralelně, na jeden zdroj signálu, je třeba aby byl zesilovač opatřen i konektorem pro výstup vstupního signálu pro jiný zesilovač. Konektory XLR je také vhodné kombinovat s konektory typu „Jack“ 6,3 mm, existuje i jedno tělo těchto dvou konektorů. Pro výstupní konektory jsou nejčastěji používány



konektory typu „Speakon“, zejména kvůli proudovému zatížení až desítky ampérů. Pro připojení napájení zesilovače by nebylo vhodné vzhledem k výkonu použít klasické „eurozásuvky“, které jsou určeny pro proudy do 10 A. Pro tyto aplikace se nabízí použití konektorů typu „powerCon“, které jsou vhodné pro větší proudy a používají se právě v odvětví PA.

### 4.3.3 Drátování

Jednotlivé moduly jsou ve skříni zesilovače pospojovány. Pro propojení je třeba zvolit vhodné průřezy vodičů, a hlavně typ kabelu či vodiče. Pro signálové vedení jsou použity stíněné vodiče, nejlépe pak koaxiální o malém vnějším průměru. Pro vedení symetrických vstupních signálů jsou použity „symetrické“ kabely, tedy 2 žíly a stínění. Při vedení vstupních signálů nesmí vznikat žádné zemní smyčky, i z tohoto důvodu jsou oba kanály napájeny galvanicky odděleným zdrojem. Vodiče pro propojení hlavního napájení zesilovačů jsou použity vodiče CYA s průřezem 2,5 mm<sup>2</sup>. Pro doplňkové obvody jsou použity vodiče o malém průřezu.



Obr. 4-10 - Hotový zesilovač, pohled ze shora

Osadit hotovou skříň zesilovače všemi moduly a komponenty byl časově náročný úkol. Nejnáročnější byly signálové vodiče, protože konce jednotlivých kabelů byly opatřeny tzv. „punčoškami“, aby se zemní vodič, respektive stínění netřepilo. Celkové

drátování celé skříně trvalo přibližně 16 hodin. Na konce silových vodičů byly pájeny konektory typu faston. Fotografie „vydrátované“ skříně je na obrázku 4-10. Fotografie z čelného a zadního pohledu jsou níže na obrázku 4-11 a obrázku 4-12.



Obr. 4-11 - Hotový zesilovač, pohled z čela

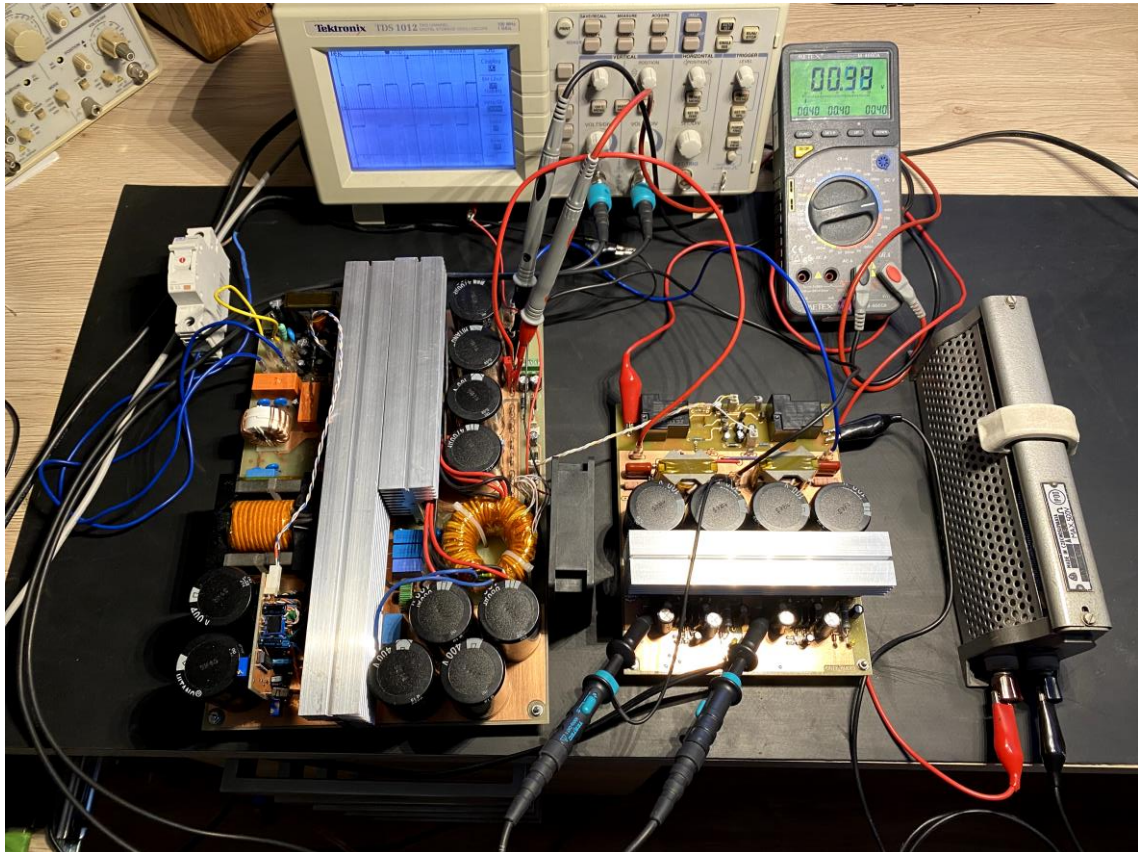


Obr. 4-12 - Hotový zesilovač, pohled ze zadní strany



## 5. OŽIVENÍ A MĚŘENÍ

V této kapitole bude řešeno ožívání každé dílčí části. Jedná se asi o časově nejnáročnější část práce, protože ožívání všech částí se neobešlo bez problémů. Fotografie měřicího pracoviště při měření parametrů zesilovače je na obrázku níže.



Obr. 5-1 - Měřící pracoviště, měření na zesilovači

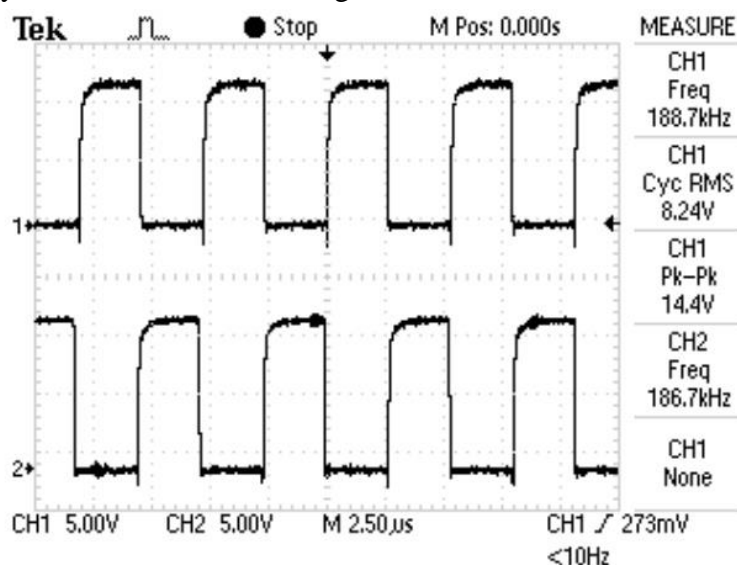
### 5.1 Oživení a měření zesilovače

Zajistit správnou funkčnost zesilovače s „čipem“ IRS2092 je dost složitý úkol. Vše závisí hlavně na DPS, jejíž zpracování má zásadní vliv na správnou funkčnost. Při návrhu je mnoho možností, kde udělat chybu. Pokud při ožívání vypadá z počátku vše v pořádku, tedy co se týče budících PWM signálů tranzistorů, nemusí být vyhráno. Jelikož je IRS2092 zároveň řídicím i budícím obvodem, hrozí zde nevyhnutelný vznik rušení vstupní části obvodu, které může způsobit nesprávnou funkčnost zesilovače nebo i jeho zničení. O návrhu DPS zesilovače už bylo pojednáno v kapitole 4.1.

Ožívání zesilovače bylo prováděno za pomoci laboratorního napájecího zdroje se symetrickým napětím 40 V a proudovým omezením. Zesilovač byl z počátku ožívání osazen levnějšími tranzistory z důvodu případné destrukce. Zesilovač byl ještě otestován s určitým výkonem dle omezení laboratorního zdroje, zdali pracuje správně, následně byl zesilovač osazen vybranými tranzistory dle kapitoly 2.2.2. Zde nastal problém.

Tranzistory se ukázaly jako nevhodné pro tuto aplikaci, není však jasné proč, pravděpodobně kvůli jiné technologii „ultra junction x-class“. Při tomto problému došlo k destrukci IO, a to jen při napájení z laboratorního zdroje. Po obnovení funkce zesilovače byl osazen tranzistory IRFP4227, také dle výběru tranzistorů dle kapitoly 2.2.2, ty by měly mít větší náboj hradla, a tudíž by měly více „zatěžovat“ IO. S těmito tranzistory zesilovač pracoval dobře, ale změna tranzistorů nese snížení výkonu napájecího zdroje, protože jen nutné snížit napájecí napětí ze symetrických 95 V na 80 V. Při zkoušce při plném napájecím napětí 80 V se opět vyskytl problém, kdy za klidového stavu došlo k destrukci jednoho z kanálů zesilovače, tranzistorů i IO. Bylo nutné upravit návrh DPS, nepatrné změny vedení cest mezi stabilizátorem a budící části IO. K destrukci docházelo pravděpodobně kvůli zarušení IO, proto byly přidány blokovací SMD kondenzátory s kapacitou 10  $\mu\text{F}$  těsně k IO. Po osazení nové desky a jejím oživení se problém již nevyskytl.

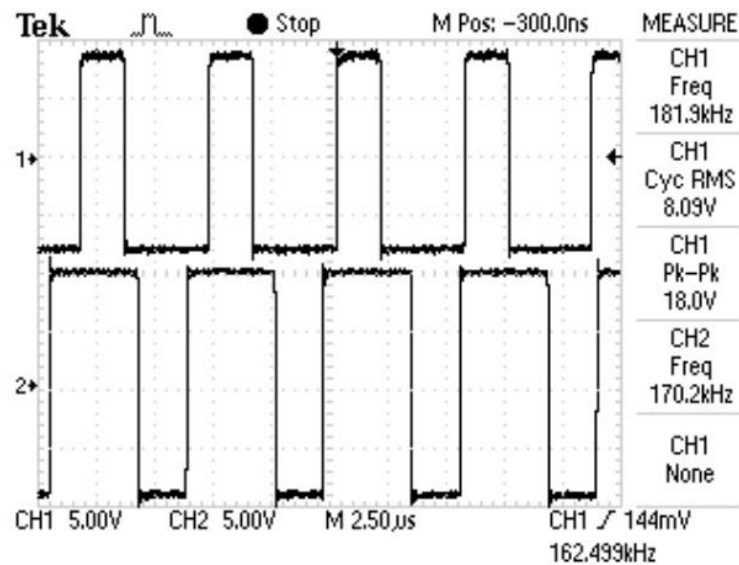
U zesilovače budou měřeny signály PWM, porovnání PWM dvou kanálů zesilovače, výstupní signál a popřípadě frekvenční charakteristika. Na obrázku 5-2 je průběh napětí PWM, jak je dle měření vidět, pracovní kmitočet je cca 200 kHz, což se podstatně liší od návrhu oscilátoru, který byl nastaven na pracovní kmitočet 350 kHz. Tento rozdíl je způsoben zpomalením oscilace použitými tranzistory s větším nábojem hradla. Návrh oscilátoru byl proveden pomocí tabulky hodnot časovacích prvků, tato tabulka korespondovala se zesilovačem, který byl osazen tranzistory s téměř 5x nižším nábojem hradla. Vzhledem k tomu, že oscilátor funguje na samo oscilačním principu, je chyba zde. Dva kanály, které budou pracovat do můstku by měly mít stejný pracovní kmitočet, to však také nemusí být zajištěno, jak je vidět na dalším obrázku 5-2 pracovní kmitočty kanálů se liší o 2 kHz, ale to by neměl být problém. Aby byly kmitočty stejné, je nutné obvody spolu synchronizovat externím signálem.



Obr. 5-2 - Průběh  $u_{gs}$  jednoho tranzistoru obou kanálů naprázdno

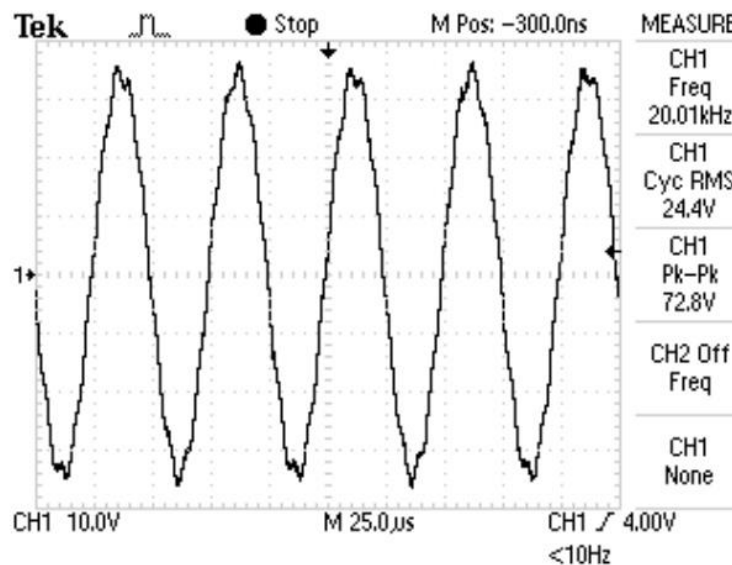


Funkce PWM je názorně zobrazena na obrázku 5-3, vstupní signál je 1 kHz a průběhy jsou zastaveny tak, aby byla modulace dobře vidět. Je zde dobře vidět opačná fáze jednoho z kanálů zesilovače.



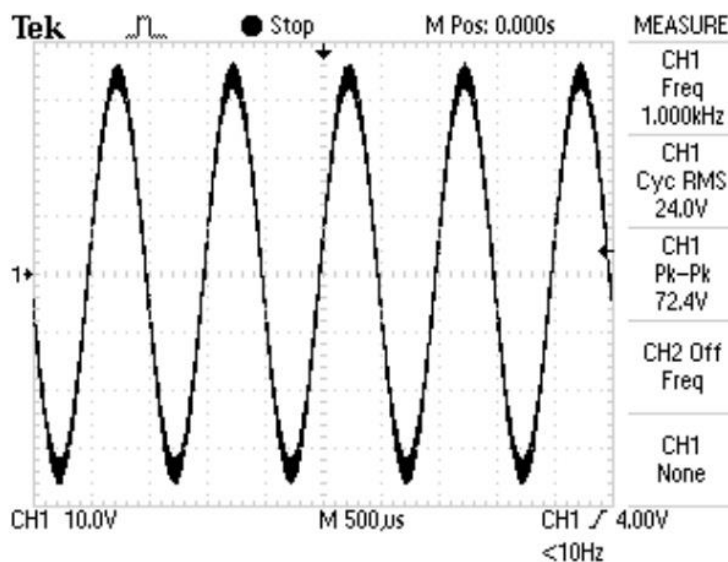
Obr. 5-3 - Průběh horních tranzistorů proti GND obou kanálů při modulace 1 kHz

Snížením pracovního kmitočtu dojde sice ke snížení spínacích ztrát, ale nižší pracovní kmitočet bude mít vliv na zkreslení výstupního signálu. V případě použití zesilovače pro pásmo od 10 kHz se musí počítat s vyšším zkreslením výstupního signálu. Zkreslení vlivem nízkého pracovního kmitočtu je názorně vidět na průběhu výstupního signálu o kmitočtu 20 kHz na obrázku 5-4. Je zde vidět nedostatek vzorků na vytvoření harmonického průběhu, pokud by byl pracovní kmitočet v rozmezí 500-800 kHz, bylo by to podstatně lepší.



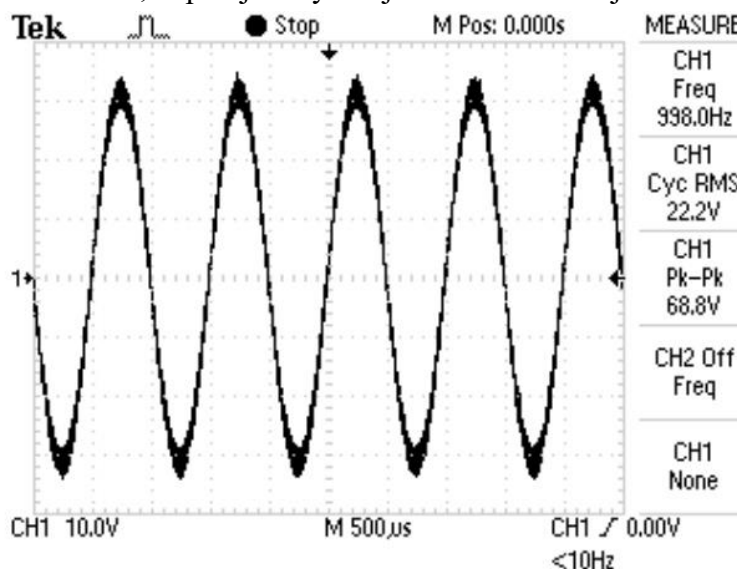
Obr. 5-4 - Výstupní signál 20 kHz

Průběh výstupního signálu o kmitočtu 1 kHz je harmonický. Z porovnání průběhů pro 20 kHz a 1 kHz, je zřejmé, že zesilovač nebude vhodný pro „celopásmové“ reprosoustavy. Vždy je lepší alespoň pro výškový reproduktor, který dle konstrukce může hrát od 2-10 kHz, použít samostatný zesilovač ve třídě AB, jeho výkon bývá podstatně menší než pro zbytek zvukového pásma. Vzhledem k tomu, že je zesilovač určen pro subwoofery, nižší pracovní kmitočty nebude vadit.



Obr. 5-5 - Výstupní signál 1 kHz

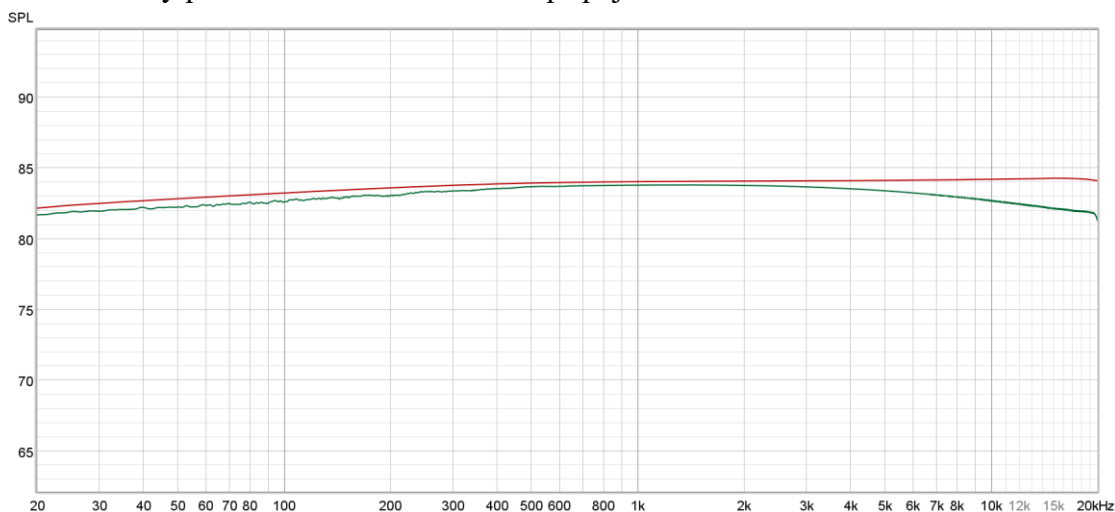
Dále bylo provedeno měření výstupního signálu zatíženého zesilovače. Při zatížení zesilovače 500 W do 4 Ω se průběh výstupního signálu příliš nezměnil. Vždy byl měřený pouze jeden kanál můstku, napětí je tedy dvojnásobné. Průběh je na obrázku níže.



Obr. 5-6 - Výstupní signál při zatížení 500 W

### 5.1.1 Měření frekvenční charakteristiky

Pro měření frekvenční charakteristiky je potřeba kvalitní zvuková karta a PC s vhodným programem. Pro měření byl použit freeware software „REW“ (Room EQ Wizard). Aby bylo možné změřit výstupní signál, bylo nutné odfiltrovat pracovní kmitočet výstupního signálu, aby nedocházelo k zahlcování vstupu zvukové karty. Na výstup byl připojen RC článek s mezním kmitočtem okolo 40 kHz. Následně byla provedena měření frekvenční charakteristiky pro zesilovač bez zátěže a s připojenou nominální zátěží 4  $\Omega$ .



Obr. 5-7 - Frekvenční charakteristika zesilovače, červeně bez zátěže, zeleně se zátěží

Z frekvenční charakteristiky na obrázku 5-7 je vidět, že není zcela rovná. U zesilovačů je běžně reálné dosáhnout poklesu, respektive tolerance 1 dB. V tomto případě je dosaženo největšího poklesu 3 dB, což je také slušné.

## 5.2 Oživení a měření zdrojové desky

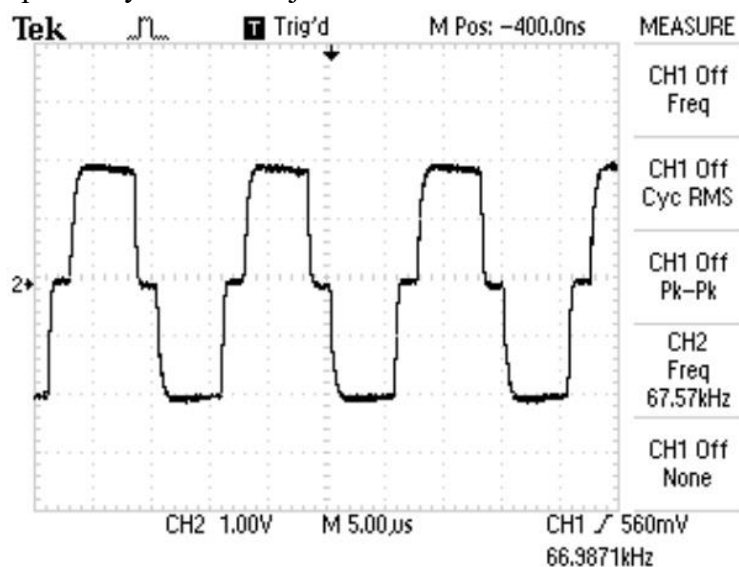
Oživení zdroje jako takového spočívalo nejdřív v oživení řídicí části zdroje, to proběhlo v pořádku bez větších komplikací. Poté byla řídicí deska zapojena na desku zdroje a následovalo oživení části DC-DC měniče, u něhož se předpokládalo, že proběhne bez problémů. Problém způsobovala velká magnetizační indukčnost transformátorů, která měla zásadní vliv na komutaci napětí. Ve stavu na prázdno způsobovala velká magnetizační indukčnost pomalé přebíjení kapacit tranzistorů, což vedlo k velkým ztrátám, a to i ve stavu naprázdno. Pomalá komutace nedovoluje pracovat s větší střídou. Střída musela být proto snížena až na 0,4-0,35, pak se odběr zdroje naprázdno snížil. Snížení střídy sebou bohužel nese zvětšení špičkového proudu tranzistorů. Nevýhodou toroidního jádra je, že nedovoluje snížení magnetizační indukčnosti, například zvětšením vzduchové mezery. Střída byla pro prozatímní funkci zvětšena a kapacita rezonančních kondenzátorů zvolena dle střídy a pracovního kmitočtu na 300 nF, paralelním spojením 3 kondenzátorů 100 nF.

Při ožiování části PFC bylo zjištěno, že zakoupené řídicí IO bohužel nejsou funkční, jednalo se pravděpodobně o nepodařené padělky s Číny, jelikož v české republice nebyly dostupné. Z části IO byl funkční pouze oscilátor, na časovacím kondenzátoru byl trojúhelníkový průběh neboli „pila“. Funkci obvodu nebylo možné zajistit, po určitém čase přestal pracovat i samotný oscilátor, u druhého IO ze začátku nepracoval ani oscilátor. PFC tedy dále nebude řešen kvůli nedostupnosti IO LT1248CN. Bez funkčního PFC bude v meziobvodu špičkové napětí sítě cca 325 V, které bude se zátěží klesat. Jelikož bylo nutné snížit napájecí napětí zesilovače na symetrických 80 V, a jestli bude v meziobvodu pouze napětí okolo 320 V, nebude třeba měnit počty závitů hlavního transformátoru. PFC se bude řešit, jakmile budou dostupné IO.

Pomocný napájecí zdroj byl oživen bez větších problémů, nebylo ani třeba nijak upravovat navinutý transformátor.

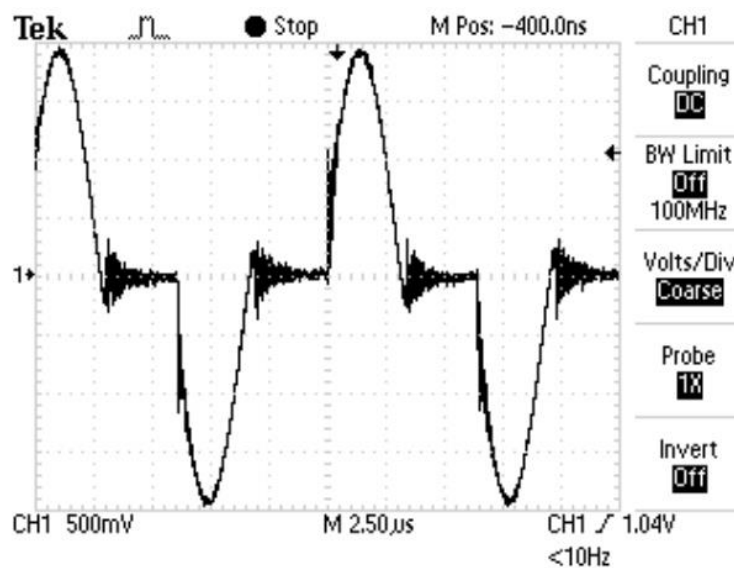
### 5.2.1 Měření důležitých průběhů

Jak bylo výše zmíněno, bylo nutné snížit pracovní střidu kvůli velké magnetizační indukčnosti. Průběh budicího signálu dolního tranzistoru je na obrázku 5-8. Pro měření proudu primárním vinutím bylo použito feritové toroidní jádro s počtem závitů cca 50, na vinutí byl připojen rezistor 4,7  $\Omega$ . Vodič primárního vinutí se provlekl tímto jádrem a na rezistor se připojila sonda osciloskopu. Měření primárního proudu není za účelem zjištění jeho velikosti, ale pouze jeho průběhu, je to důležité pro správné nastavení rezonance. Průběhy proudů při určitých zátěžích jsou níže.



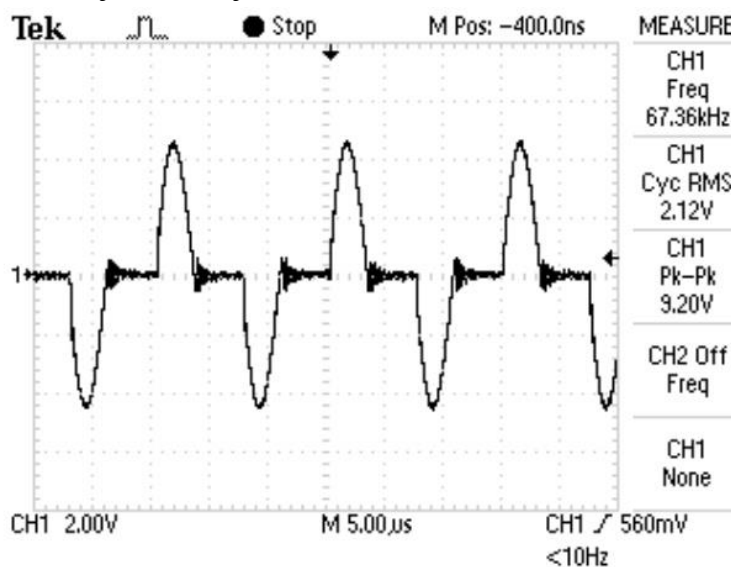
Obr. 5-8 - Průběh  $u_{gs}$  dolního tranzistoru

Při zatěžování zdroje byly výstupy zapojeny do série, tím byl získán převod transformátoru 1:1 a na výstupu bylo stejné napětí, jako napětí v meziobvodu. Z průběhu primárního proudu na obrázku 5-9 je vidět správně nastavená rezonance, avšak malá střida, která vede k velkému špičkovému proudu. Bez PFC napětí v meziobvodu kolísá, při zátěži 1,34 kW se napětí snížilo z 320 V na 295 V.



Obr. 5-9 - Primární proud při výkonu 1,34 kW

Zdroj byl dále zatěžován větším proudem až do výkonu cca 2,8 kW, při takovéto zátěži už napětí kleslo na 260 V, což je podstatně dost. Pro zesilovač by to znamenalo symetrických 65 V. Je ale pravda, že zdroj nebude nikdy zatěžován konstantní zátěží, nějaký špičkový výkon by měla vykrýt právě kapacita v meziobvodu. Průběh primárního proudu při zatížení zdroje 2,8 kW je na obrázku 5-10.

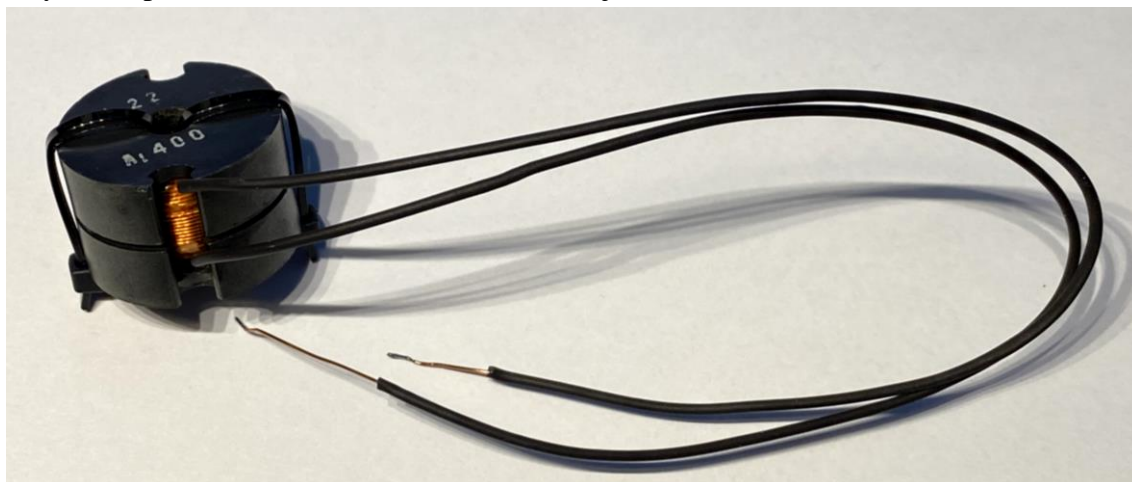


Obr. 5-10 - Průběh primárního proudu při zátěži 2,8 kW

### 5.2.2 Řešení pomalé komutace

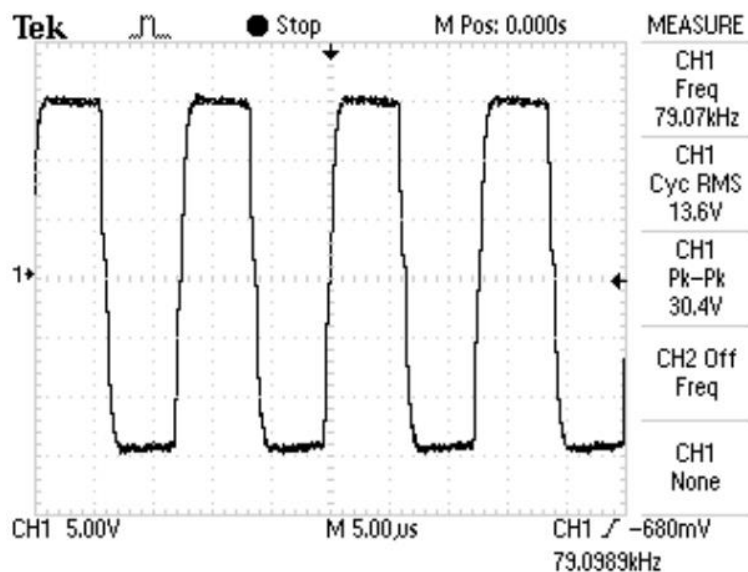
Z výše uvedených obrázků s průběhy primárního proudu při určité zátěži je zřejmé, že při plném výkonu zdroje by jistě docházelo k překročení špičkového proudu tranzistoru. Na obrázku 5-10 je vidět, že při zatížení zdroje výkonem 2,8 kW byla střída proudu cca 0,25. Je třeba zajistit stav, kdy bude střída minimálně 0,4.

Pomalá komutace je způsobena přebíjením parazitních kapacit, pro urychlení komutace je třeba snížit magnetizační indukčnost. Snížení magnetizační indukčnosti může být dosaženo nepatrným zvýšením vzduchové mezery jádra, to zde však možné není. Jednou z možností je připojení další indukčnosti paralelně k primárnímu vinutí transformátoru. Bylo tedy třeba vytvořit tlumivku s přibližně  $\frac{1}{4}$  magnetizační indukčnosti transformátoru. Snížení magnetizační indukčnosti vede k vyššímu magnetizačnímu proudu a tím je komutace urychlena. Tlumivka byla zhotovena s hrníčkovým jádrem s průměrem 24 mm, počet závitů musí odpovídat napětí v meziobvodu a s určitým sycením, stejně jak u primárního vinutí transformátoru. Indukčnost tlumivky byla nastavena vzduchovou mezerou na 1,5 mH. Je dost pravděpodobné, že se bude tlumivka hřát, nejen Jouelovy ztráty na vinutí, ale hlavně ztráty v jádře, jelikož bylo použito jádro s vysokou permeabilitou. Zhotovená tlumivka je na obrázku 5-11



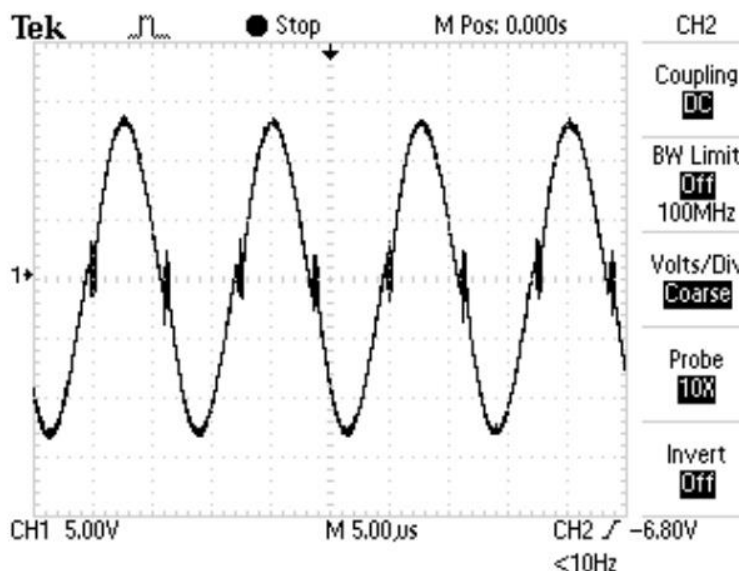
Obr. 5-11 - Paralelní tlumivka 1,5 mH

Při dalším měření už se zapojenou tlumivkou pro zvýšení magnetizačního proudu byla nastavena střída budícího signálu  $u_{gs}$  blížící se k 0,5, respektive střída s vhodným deadtime. Průběh napětí  $u_{gs}$  na dolním tranzistoru je na obrázku 5-12



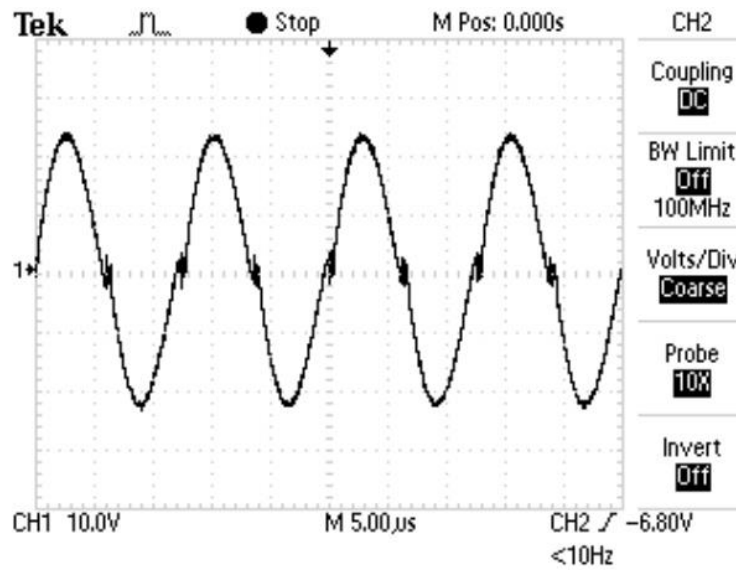
Obr. 5-12- Průběh  $u_{gs}$  dolního tranzistoru

Pracovní kmitočet byl již možný nastavit na požadovaných 80 kHz. Odběr naprázdno se sice mírně zvýšil, avšak při zkoušce byl změřen proud dle očekávání. Opět bylo provedeno zatížení pro dvě ohmické zátěže 65  $\Omega$  a 24  $\Omega$ , aby bylo možné porovnat průběhy proudů a také výstupního napětí zdroje. Průběh primárního proudu při výkonu na zátěži 1,38 kW je na obrázku 5-13. Bylo také zjištěno, že výstupní napětí zdroje je o 5 V vyšší.



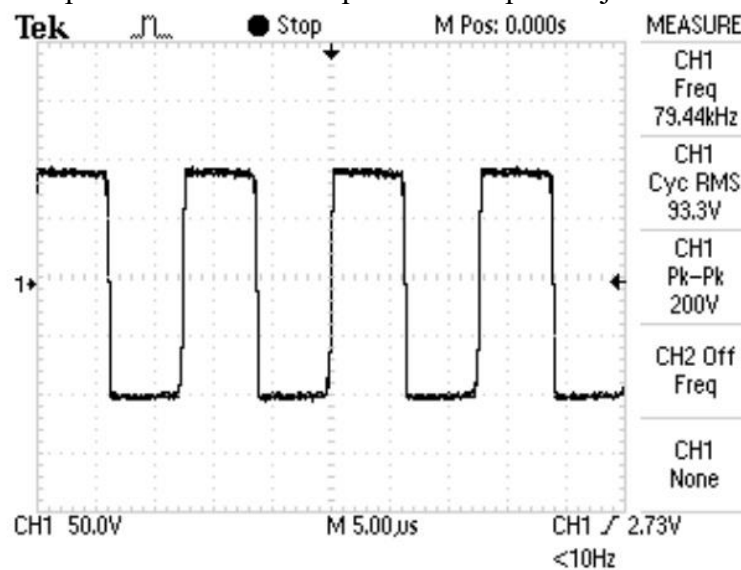
Obr. 5-13 - Primární proud při výkonu 1,38 kW

Zdroj byl zatížen druhou zátěží, a i v tomto případě bylo napětí vyšší než v minulém měření při pomalé komutaci. Při zatížení zdroje výkonem 3,15 kW napětí kleslo z 320 V na 275 V (při sériovém propojení výstupů), tentokrát i při větší zátěži bylo napětí o 15 V vyšší než v minulém měření. Průběh primárního proudu je na obrázku 5-14.



Obr. 5-14 - Průběh primárního proudu při zátěži 3,15 kW

Pro měření primárního napětí nebyla k dispozici sonda s dostatečným převodem, proto bylo napětí měřeno na sekundární straně na polovině sekundárního vinutí, průběh bude stejný, jen dle převodu 4x menší amplituda Jeho průběh je na obrázku 5-15.



Obr. 5-15 - Průběh "primárního" napětí



# ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout a vyrobit audio zesilovač s výkonem 2x 2 kW pro použití v PA aplikaci.

V rámci práce byl proveden stručný teoretický rozbor zesilovačů pracujících ve třídě D, byla přiblížena jejich funkce a také okolnosti, které mohou ovlivňovat kvalitu výstupního signálu. Následně byl proveden návrh zapojení jednotlivých komponentů zesilovače a bylo vytvořeno kompletní schéma zapojení jednoho kanálu. Jako „srdce“ zapojení zesilovače byl zvolen integrovaný obvod IRS2092 od výrobce International Rectifier. Nesnadným úkolem bylo navrhnout DPS, jejíž řešení má velký vliv na funkci zesilovače. Dalším obtížným úkolem bylo vybrat vhodné koncové tranzistory, vybrané tranzistory od výrobce IXYS se ukázaly jako nevhodné, bylo tedy nutné vybrat jiné, a to IRFP4227. Kvůli použití tranzistorů na nižší napětí bylo nutné snížit napájecí napětí a tím i špičkový výkon zesilovače. Důležitým krokem byl návrh LC filtru, kdy bylo potřeba na základě jistých parametrů stanovit parametry tlumivky a kondenzátoru LC filtru. Dle návrhu filtru byla vyrobena tlumivka o vypočtené indukčnosti 20  $\mu\text{H}$

Od kapitoly 3 byl řešen napájecí zdroj pro navržený zesilovač. Nejprve byly vysvětleny různé vhodné topologie DC-DC měničů a zvolena ta nejvhodnější, kterou je rezonanční dvojčinný propustný DC-DC měnič. Pro napájecí zdroj byl také navrhnout aktivní korektor účinníku, který zaručí lepší charakter odebíraného proudu ze sítě. O řízení aktivního PFC se bude starat řídicí obvod LT1248CN. Následně jsou provedeny výpočty silových prvků jak pro aktivní PFC, tak pro samotný napájecí zdroj. V rámci kapitoly byl proveden návrh řídicí části. Pro řízení byl zvolen řídicí obvod SG3525. Do řídicí části byly zahrnuty ochrany, a to proudová a ochrana proti podpětí napájení řídicího obvodu. Byl také proveden návrh napájecího zdroje pomocného napájecího zdroje.

V kapitole 4 byla provedena kompletní realizace počínaje návrhem každé DPS dle navrženého zapojení v předchozích kapitolách. Návrh DPS byl poměrně časově náročný úkol, který vyžadoval již značné zkušenosti s návrhem DPS. Vyrobené DPS byly osazeny součástkami dle navržených hodnot. V rámci této kapitoly byla také řešena mechanická stránka práce, a to přístrojová skříň pro zesilovač, která byla vyrobena „na míru“.

V kapitole 5 byly provedeny finální úkoly této práce. Osazené DPS byly oživeny, i přes značné problémy s dostupností vybraných polovodičových součástek, zejména IO IRS2092, který je použit jako řídicí obvod zesilovače. Z tohoto důvodu bylo nutné využít jiné zdroje pro tyto IO, jejichž funkčnost nebyla vždy zaručena. Deska zesilovače byla i přes tyto problémy oživena, i když s omezenými parametry. I pro samotný zdroj byla omezena dostupnost některých vybraných polovodičů. Z tohoto důvodu nebylo možné oživit část PFC zdroje, což sebou přináší nestabilitu výstupního napětí v závislosti na odebíraném výkonu a tím se snižuje i maximální výstupní výkon zesilovače. I přes vyskytnuté problémy bylo zařízení vyrobeno jako funkční a připravené pro použití.

Zesilovač byl realizován za cca 19 tis Kč, do této ceny není zahrnuta cena spousty částí, jakou jsou třeba vyrobené DPS, nebo přístrojová skříň. Vzhledem k tomu, jak je návrh a také samotná realizace časově náročná, jeho výroba se nevyplatí.

Autor práce se chce v budoucnu věnovat odstranění nedostatků tohoto zesilovače, hlavně pak dokončit PFC, aby byl zajištěn maximální výstupní výkon zesilovače. Dále pak zvýšení pracovního kmitočtu pro zajištění menšího zkreslení výstupního signálu.

## LITERATURA

- [1] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. 1. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 8073002305.
- [2] *IRS2092PBF, IRS2092SPBF, IRS2092STRPBF datasheet High Voltage, high performance Class D audio amplifier driver* [online]. [cit. 2021-04-04]. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/internationalrectifier/irs2092.pdf>
- [3] *Application Note AN-1138: IRS2092(S) Functional Description* [online]. [cit. 2021-04-04]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/an-1138.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a077610d1>
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: 3. část - magnetické obvody*. Brno.
- [5] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. Brno, 2010.
- [6] *LT1248 Power Factor Controller* [online]. USA: Linear Technology Corporation, 1993 [cit. 2021-11-17]. Dostupné z: [http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/166/58141\\_DS.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/166/58141_DS.pdf)
- [7] *PFC boost converter design guide: Application Note* [online]. Munich, Germany: Infineon Technologies AG, 2016 [cit. 2021-11-29]. Dostupné z: [https://www.infineon.com/dgdl/InfineonApplicationNote\\_PFCCMBBoostConverterDesignGuide-AN-v02\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05](https://www.infineon.com/dgdl/InfineonApplicationNote_PFCCMBBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05)
- [8] *DHG 20 I 600 HA: Sonic Fast Recovery Diode* [online]. IXYS, 2011 [cit. 2021-11-21]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/7cc9d565681b8dde7d00892dacffc3e1/DHG20I600HA.pdf>
- [9] *DSEP60-06A: High Performance Fast Recovery Diode* [online]. IXYS, 2016 [cit. 2021-11-30]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/046d18c100bbff3d7852033dcf83ae2b/DSEP60-06A.pdf>
- [10] *SG3525A: Pulse Width Modulator Control Circuit* [online]. Semiconductor Components Industries, 2005 [cit. 2021-12-02]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/edb61687d65bd7e800fa837ef1375b4a/SG3525A-D.pdf>
- [11] *Easyclick 8671* [online]. Praha 5: Semic Trade s.r.o [cit. 2022-05-07]. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/He\\_8671\\_100\\_Pa.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/He_8671_100_Pa.pdf)

## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

### Zkratky:

Hi-Fi	High fidelity
THD+N	Total Harmonic Distortion
RMS	Root mean square
DPS	Deska plošných spojů
PFC	Power factor korektor
EMI	Electromagnetic Interference

### Symboly:

$P_{HB}$	výkon polovičního můstku	(W)
$P_H$	výkon celého můstku	(W)
$f_{osc}$	kmitočet oscilátoru	(Hz)
$U_{ds}$	napětí drain-source	(V)
$R_{ds-on}$	odpor kanálu v sepnutém stavu	( $\Omega$ )
$I_{OCP}$	proud nadproudové ochrany	(A)
$f_m$	mezní kmitočet LC filtru	(Hz)
$R_{ds-on,100}$	odpor kanálu v sepnutém stavu při 100 °C	( $\Omega$ )
$P_{ztr,ved}$	ztráty způsobené vedením proudu	(W)
$P_{ztr,přep}$	ztráty způsobené spínacími ztrátami	(W)
$R_{\vartheta}$	tepelný odpor	(K/W)
$R_{\vartheta,H}$	tepelný odpor chladiče (heatsink)	(K/W)
$R_{\vartheta,JC}$	tepelný odpor junction-case	(K/W)
$R_{\vartheta,CH}$	tepelný odpor case-heatsink	(K/W)
$R_{\vartheta,P}$	tepelný odpor podložky	(K/W)
$R_{\vartheta,cel}$	tepelný odpor celkový	(K/W)
$R_{m,cel}$	magnetický odpor celkový	(H <sup>-1</sup> )
$R_{m,Fe}$	magnetický odpor železa	(H <sup>-1</sup> )
$R_{m,\delta}$	magnetický odpor vzduchové mezery	(H <sup>-1</sup> )
$R_{m,cel}$	magnetický odpor celkový	(H <sup>-1</sup> )
$N$	počet závitů	(-)
$L$	indukčnost	(H)
$C$	kapacita	(F)
$k_{pcu}$	činitel plnění vinutí	(-)
$p$	převod transformátoru	(-)
$s$	střída	(-)

$S_{Cu}$	průřez vodiče	(m <sup>2</sup> )
$l_{\delta}$	délka vzduchové mezery	(m)
$\Delta B_{max}$	zdvih magnetické indukce	(T)
$I_D$	proud meziobvodu	(A)
$I_{C,ef,el}$	efektivní proud kondenzátorem	(A)
$I_{L,stř}$	střední proud tlumivkou	(A)
$I_{L,max}$	maximální proud tlumivkou	(A)
$U_D$	napětí meziobvodu	(V)
$U_{0,stř}$	střední hodnota usm. napětí	(V)
$U_0$	usm. napětí	(V)
$f_{PFC}$	pracovní kmitočet PFC	(Hz)
$f_{ZD}$	pracovní kmitočet nap. zdroje	(Hz)
$f_s$	kmitočet sítě	(Hz)
$t_{DT}$	čas deat time	(s)
$U_{f,min}$	minimální fázové napětí	(V)
$E_{přep}$	přepínací ztráty	(J)
$P_{ztr,přep}$	přepínací ztráty	(W)
$U_{f,min}$	minimální fázové napětí	(V)
$t_{JC}$	teplota čipu polovodiče	(°C)