



# 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

## PLAZMOVÝ REPRODUKTOR - ZVUKEM MODULOVANÝ ELEKTRICKÝ VÝBOJ

PLASMA SPEAKER - AUDIO MODULATED ELECTRIC ARC

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Klein

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2016



# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Ondřej Klein

**ID:** 155172

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2015/16

## NÁZEV TÉMATU:

### Plazmový reproduktor - zvukem modulovaný elektrický výboj

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip funkce a způsob modulace měniče pro zvukem modulovaný výboj.
2. Navrhněte schéma zapojení, dimenzujte silové součástky.
3. Navrhněte desku plošných spojů a měnič realizujte, včetně konstrukčního řešení.
4. Oživte zapojení a proveďte ověřovací měření.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.

**Termín zadání:** 21.9.2015

**Termín odevzdání:** 31.5.2016

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Martiš

**Konzultant bakalářské práce:**

**doc. Ing. Petr Toman, Ph.D., předseda oborové rady**

#### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a konstrukcí zvukem modulovaného elektrického výboje. Znamého také jako plazmový reproduktor. Bezmembránový reproduktor postrádá mechanické prvky a není tudíž frekvenčně limitován. Návrh se skládá z jednotlivých obvodů zdrojů pro řídicí a silovou část, řídicí elektroniky zajišťující modulaci signálu a silových obvodů zajišťujících zvukovou reprodukci signálu.

## **Abstract**

The bachelor thesis deals with design and realization of electric arc modulated by audio signal. It is also known as plasma speaker. Absence of any mechanical components gives membranless speaker no frequency limitation. The design consist of single circuits as power sources for power and control section, control electronics, which modulates the signal, and power section, which reproduce signal in form of sound.

## **Klíčová slova**

Plazmový reproduktor; pulzní šířková modulace; integrovaný obvod; měnič; elektrický výboj; transformátor; stabilizovaný zdroj napětí; technologie povrchové montáže

## **Keywords**

Plasma speaker; pulse width modulation; integrated circuit; convertor; transformer; electric arc; regulated power source; surface-mount technology

## **Bibliografická citace**

KLEIN, O. *Plazmový reproduktor - zvukem modulovaný elektrický výboj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 43 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Martiš.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „**Plazmový reproduktor - zvukem modulovaný elektrický výboj**“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 31. Května 2016

Podpis autora .....

## Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Martišovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování práce.

V Brně dne 31. Května 2016

Podpis autora .....



## Obsah

<b>1 ÚVOD</b> .....	<b>12</b>
<b>2 TEORETICKÝ ÚVOD DO PROBLEMATIKY PLAZMOVÝCH REPRODUKTORŮ</b> .....	<b>13</b>
<b>2.1 HISTORIE BEZMEMBRÁNOVÝCH REPRODUKTORŮ</b> .....	<b>13</b>
<b>2.2 PRINCIP VZNIKU AKUSTICKÉHO VLNĚNÍ</b> .....	<b>14</b>
<b>2.3 MOŽNOSTI VYUŽITÍ</b> .....	<b>14</b>
<b>2.4 PLAZMA</b> .....	<b>15</b>
<b>2.5 ELEKTRICKÝ VÝBOJ</b> .....	<b>15</b>
<b>3 NÁVRH PLAZMOVÉHO REPRODUKTORU</b> .....	<b>17</b>
<b>3.1 BLOKOVÉ SCHÉMA NÁVRHU</b> .....	<b>17</b>
<b>3.2 ZDROJ NAPĚTÍ PRO SILOVÝ OBVOD</b> .....	<b>17</b>
3.2.1 ZAPOJENÍ OBVODU PRO NAPÁJENÍ SILOVÉ ČÁSTI .....	17
3.2.2 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK OBVODU PRO NAPÁJENÍ SILOVÉ ČÁSTI .....	18
<b>3.3 ZDROJ NAPĚTÍ PRO ŘÍDICÍ OBVOD</b> .....	<b>19</b>
3.3.1 ZAPOJENÍ OBVODU PRO NAPÁJENÍ ŘÍDICÍ ČÁSTI .....	19
3.3.2 DIMENZOVÁNÍ OBVODU PRO NAPÁJENÍ ŘÍDICÍ ČÁSTI .....	20
<b>3.4 ŘÍDICÍ OBVOD</b> .....	<b>20</b>
3.4.1 PULZNĚ ŠÍRKOVÁ MODULACE .....	20
3.4.2 INTEGROVANÝ OBVOD .....	21
3.4.3 VZORKOVACÍ FREKVENCE .....	22
3.4.4 NÁVRH ŘÍDICÍHO OBVODU .....	22
<b>3.5 BUDICÍ OBVOD</b> .....	<b>24</b>
3.5.1 POPIS FUNKCE OBVODU .....	24
3.5.2 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK OBVODU .....	25
3.5.3 NÁVRH PULZNÍHO TRANSFORMÁTORU .....	26
<b>3.6 OBVOD MĚNIČE</b> .....	<b>27</b>
3.6.1 PRINCIP FUNKCE OBVODU .....	27
3.6.2 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK MĚNIČE .....	27
<b>3.7 NÁVRH HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU</b> .....	<b>28</b>
3.7.1 POPIS TRANSFORMÁTORU .....	28
3.7.2 VOLBA TRANSFORMÁTORU .....	28
3.7.3 ROZLOŽENÍ VINUTÍ HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU .....	29
3.7.4 JÁDRO HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU .....	29
3.7.5 POČET ZÁVITŮ PRIMÁRNÍHO VINUTÍ HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU .....	29
3.7.6 VÝPOČET PRŮŘEZU VODIČE PRIMÁRNÍHO VINUTÍ .....	29
3.7.7 NAPĚTÍ NA SEKUNDÁRNÍ STRANĚ HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU .....	30
<b>4 REALIZACE OBVODU</b> .....	<b>31</b>
<b>4.1 SMD</b> .....	<b>31</b>
<b>4.2 NÁVRH A KONSTRUKCE PLOŠNÝCH SPOJŮ</b> .....	<b>32</b>
<b>5 OŽIVENÍ OBVODU A OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ</b> .....	<b>35</b>



<b>5.1 OŽIVENÍ OBVODU .....</b>	<b>35</b>
<b>5.2 OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ.....</b>	<b>36</b>
5.2.1 TEPELNÉ ZTRÁTY .....	41
<b>6 ZÁVĚR.....</b>	<b>42</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>43</b>





## SEZNAM OBRÁZKŮ

OBRÁZEK 3.1 BLOKOVÉ SCHÉMA NÁVRHU OBVODU .....	17
OBRÁZEK 3.2 SCHÉMA ZDROJE NAPĚTÍ PRO SILOVÝ OBVOD .....	18
OBRÁZEK 3.3 SCHÉMA ZDROJE NAPĚTÍ PRO ŘÍDICÍ A BUDICÍ OBVOD.....	20
OBRÁZEK 3.4 BLOKOVÉ VNITŘNÍ ZAPOJENÍ OBVODU TL494 .....	21
OBRÁZEK 3.5 SCHÉMA ŘÍDICÍHO OBVODU .....	23
OBRÁZEK 3.6 SCHÉMA BUDICÍHO OBVODU .....	25
OBRÁZEK 3.7 SCHÉMA MĚNIČE ŘÍZENÉHO PWM .....	28
OBRÁZEK 4.1 SCHÉMA ŘÍDICÍ A BUDICÍ ČÁSTI OBVODU ČÁSTI OBVODU .....	32
OBRÁZEK 4.2 SCHÉMA SILOVÉ ČÁSTI OBVODU .....	32
OBRÁZEK 4.3 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ ŘÍDICÍ ČÁSTI OBVODU .....	33
OBRÁZEK 4.4 FOTO OSAZENÝCH DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ .....	33
OBRÁZEK 4.5 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ SILOVÉ ČÁSTI OBVODU .....	34
OBRÁZEK 5.1 FOTO MĚŘÍCÍHO PRACOVIŠTĚ.....	35
OBRÁZEK 5.2 BUDICÍ SIGNÁL TRANZISTORU PŘI VYPNUTÉ SILOVÉ ČÁSTI OBVODU .....	36
OBRÁZEK 5.3 DETAIL SESTUPNÉ HRANY BUDICÍHO SIGNÁLU TRANZISTORŮ PŘI VYPNUTÉ SILOVÉ ČÁSTI OBVODU ..	36
OBRÁZEK 5.4 DETAIL NÁBĚŽNÉ HRANY BUDICÍHO SIGNÁLU TRANZISTORŮ PŘI VYPNUTÉ SILOVÉ ČÁSTI OBVODU ...	37
OBRÁZEK 5.5 DETAIL NÁBĚŽNÉ HRANY BUDICÍHO SIGNÁLU TRANZISTORŮ NAPÁJENÝCH PLNÝM NAPĚTÍM .....	38
OBRÁZEK 5.6 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO.....	38
OBRÁZEK 5.7 MĚŘENÍ S VÝBOJEM .....	39
OBRÁZEK 5.8 MĚŘENÍ NAKRÁTKO .....	39
OBRÁZEK 5.9 MODULACE SIGNÁLU .....	40



## SEZNAM TABULEK

TABULKA 3-1 DOPORUČENÉ HODNOTY PRO ŘÍZENÍ OBVODU TL494	21
TABULKA 4-1 ZNAČENÍ SMD SOUČÁSTEK	31



## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

$L$ [H]	indukčnost
$C$ [F]	kapacita
$p$ [Pa]	tlak
$V$ [ $m^3$ ]	objem
$n$ [mol]	látkové množství
$R$ [J/K* $mol$ ]	molární plynová konstanta
$T$ [K]	absolutní teplota plynu
$U_{sp}$ [V]	maximální hodnota napětí
$U_{ef}$ [V]	efektivní hodnota napětí
$\Delta U$ [V]	pokles napětí
$\Delta t$ [V]	doba poklesu napětí
$I_z$ [A]	střední hodnota proudu odebíraná ze zdroje
$f_{osc}$ [Hz]	oscilační frekvence integrovaného obvodu
$R_T$ [ $\Omega$ ]	časovací odpor
$C_T$ [F]	časovací kapacita
$A_U$ [-]	napět'ové zesílení
$N_1$ [z]	počet závitů primárního vinutí
$U$ [V]	napětí
$T_{on}$ [s]	doba sepnutí
$B_{max}$ [T]	maximální indukce v jádře
$S$ [ $m^2$ ]	průřez jádra
$E$ [J]	energie vytopená rezistory za jednu periodu
$E_C$ [J]	energie kondenzátoru
$C_z$ [F]	kapacita kondenzátoru
$U$ [V]	napětí na kondenzátoru
$f_{sp}$ [Hz]	frekvence spínání



# 1 ÚVOD

Cílem této práce je seznámit se s možnými řešeními realizace elektrického měniče řízeného zvukovým vstupem a navrhnout a zkonstruovat zdroj pro plazmový reproduktor. Měnič napájí vysokonapěťový, vysokofrekvenční elektrický oblouk, který plní funkci reproduktoru. Nalezené řešení po té aplikovat.

Navrhovaný silový obvod funguje jako elektrický měnič, řízený pulzně šířkovou modulací. Napájí vysokonapěťový transformátor, který zvýší rozdíl potenciálů mezi hroty jiskřiště na dostatečně velkou hodnotu pro udržení oblouku v něm.

Změna teploty oblouku má za následek změnu tlaku v prostředí kolem něj a tím vytváření akustického tlaku. Modulací teploty oblouku dosahujeme změny akustického tlaku, v podobě mechanického vlnění. Toto vlnění o určitých frekvencích rozeznáváme jako zvuk. Plazmový oblouk v jiskřišti tedy zde nahrazuje membránu klasického reproduktoru.

Velkou výhodou tohoto zařízení je, že reproduktor postrádá jakékoli mechanické části, které by vytvářeli zvuk. To samo o sobě má za následek, že je schopný velice dobře reagovat i na velmi krátké impulzy bez jakéhokoli zkreslení. Důvodem zkreslení výstupního signálu totiž v klasických reproduktorech bývá mechanická setrvačnost membrány.



## 2 TEORETICKÝ ÚVOD DO PROBLEMATIKY PLAZMOVÝCH REPRODUKTORŮ

### 2.1 Historie bezmembránových reproduktorů

Jednou z prvních zmínek o tzv. „zpívajícím oblouku“ (angl. Singing Arc) je vynález pana Williama Duddella z roku 1899.

Před vynalezením žárovky, objevené Thomasem Alva Edisonem ve Spojených státech, bylo již elektrické světlení ulic široce rozšířeno celou Evropou. Předchůdcem žárovky, jež využívala jako zdroj světla rozžhavené vlákno, byly takzvané výbojkové (obloukové) lampy. Tyto zařízení produkovali světlo pomocí elektrického oblouku generovaného mezi dvěma uhlíkovými elektrodami. Tato metoda osvětlování s sebou však nesla několik problémů. Kromě slabého světla a neefektivnosti, pak především neutuchající bzučivý zvuk elektrického oblouku. Britský fyzik a inženýr William Duddell byl v roce 1899 v Londýně pověřen tento problém vyřešit. Během experimentů zjistil, že je možné pomocí různých napětí generovat různé slyšitelné frekvence.

Princip spočíval v tom zařadit paralelně k jiskřišti ještě, sériový LC obvod. Velikost kapacity a indukce určují v tomto případě frekvenci oscilace. Průběh V-A charakteristiky oblouku je opačný než bychom čekali podle ohmova zákona, tedy zde se s rostoucím proudem hodnota napětí mezi elektrodami snižuje. Tomuto jevu se někdy také říká negativní rezistivita. Po připojení LC filtru k oblouku se začne nabíjet kondenzátor a tím se odvede část proudu z oblouku. Negativní rezistivita zajistí zvýšení napětí na oblouku při snížení proudu jím procházejícím. Až je kondenzátor plně nabit, proud se obrátí a dojde k vybíjení kondenzátoru do oblouku. Ten zase podle obráceného ohmova zákona sníží rozdíl potenciálů mezi elektrodami, to má za následek vybití kondenzátoru. Tento proces se dále cyklicky opakuje za podmínky, že je rezistivita oblouku dostatečně nízká. Duddell zjistil, že je nezbytné využít kapacitu minimálně  $1\mu\text{F}$ . Nižší kapacity nejsou schopny dodat potřebnou energii.

Duddell se tímto fenoménem inspiroval a vytvořil si speciální klávesnici. Jednotlivé klávesy byli připojeny na jednotlivé rezonanční obvody, které stiskem připojoval k elektrickému oblouku a měnil tak frekvenci pulzů procházející obloukem. Z toho vychází název „zpívající oblouk“ (angl. Singing Arc). Duddell tak vytvořil vlastně jeden z prvních, elektronický hudebních nástrojů v historii a první elektronický nástroj produkující slyšitelný zvuk bez použití předzesilovačů. Duddell na tomto vynálezu nijak neprofitoval, nedostal na něj dokonce ani patent. Později se zjistilo, že pokud se k zařízení přidá anténa a nechá se „hrát“ na rádiových frekvencích, může být použito jako rádiový vysílač [1].



## 2.2 Princip vzniku akustického vlnění

Konvenční reproduktory jsou konstruované pomocí magnetu a cívky. Cívka pomocí střídavého elektrického proudu vytváří proměnné magnetické pole kolem sebe a to interaguje s magnetickým polem kolem magnetu. Touto interakcí vzniká síla měnící se s proměnou elektromagnetického pole cívky. Vygenerovaná síla se využívá k pohybu membrány a tak vzniká mechanické vlnění šířící se prostředím (nikoli však vakuem). Mechanické vlnění o kmitočtech 20 Hz až 20 kHz (někdy je uváděno také od 16 Hz do 20 kHz) se nazývá zvuk a vyznačuje se tím, že ho lidské ucho dokáže zpracovat, tedy je slyšitelný.

Nicméně konvenční typ reproduktoru má problém s přesným přenosem především obdélníkových vln, protože membrána má předem daný svůj rozměr a hmotnost nemůže bezprostředně reagovat a měnit směr svého pohybu.

Plazmové reproduktory fungují na principu ohřívání a ochlazování vzduchu kolem výboje. Oblast s vysokou teplotou plynu kolem výboje sousedí se studenější oblastí normálního prostředí a na pomezí těchto dvou prostředí vznikají rázy. Mění se teplota plasmy v oblouku má za následek změnu jejího tlaku, a tak vyzářování tlakových vln, které vnímáme jako zvuk. Pro vysvětlení jevu použijeme stavovou rovnici ideálního plynu. Tato rovnice ovšem neplatí v neideálním, tj. normálním prostředí. Pro demonstraci tohoto jevu je však dostačující.

$$pV = nRT$$

Z rovnice vyplývá, že pokud zvýšíme absolutní teplotu plynu, objem nebo tlak se musí také zvýšit a naopak pokud je teplota snížena, sníží se i objem či tlak plynu. Uvažujeme-li, že je objem výboje fixován na délku výboje a tedy na vzdálenost mezi hroty. Zjistíme, že svůj objem nijak výrazně nezmění. Jediné co se změní, je tlak plynu. Tím výboj vygeneruje tlakovou vlnu a toto mechanické vlnění mohou, při určitých kmitočtech, naše sluchové orgány zpracovat jako zvuk [2].

## 2.3 Možnosti využití

Tento typ reproduktoru má problém s přehráváním nízkých frekvencí. Problémem při přehrávání nízkých frekvencí je velikost výboje. Protože velikost výboje bývá maximálně jen několik málo centimetrů. Jedná se o stejný problém, který mají malé reproduktory. Jednoduše nemají dostatečně velkou plochu pro vyzáření basových frekvencí, zvláště na větší vzdálenosti.

Naopak velkou výhodou mají v oblasti vysokých kmitočtů. Mohou produkovat vlnění o frekvenci až 150kHz. Frekvence je limitována, tepelnou kapacitou plynu v okolí výboje. I tak tento reproduktor dokáže lépe pokrýt větší frekvenční rozsah, co se týče kvality zvuku, než klasické reproduktory.



## 2.4 Plazma

Víme o existenci čtyř skupenství hmoty. Na zemi se hmota běžně vyskytuje v pevném, kapalném či plynném. Dalším a posledním skupenstvím je právě plazma. Tato podoba hmoty je zdaleka nejrozšířenější v celém viditelném vesmíru a pravděpodobně i v tom, který jsme zatím neobjevili. Uvádí se, že tvoří asi 99% viditelného vesmíru. Plazma se skládá z volně se pohybujících elektronů a iontů. To jsou atomy, jež ztratili elektrony. K odtržení elektronů z atomů, a tím tedy výrobě plazmy, je zapotřebí dodání energie. Tato energie může být obecně ve formě tepla, elektrické energie či světla (ultrafialového nebo intenzivního viditelného-laseru). Při nedostatečném udržování energie, plazma znovu rekombinuje v plyn [3].

## 2.5 Elektrický výboj

Elektrický výboj je jev vznikající při průchodu elektrického proudu plynem. Podmínkou vzniku výboje je jednak existence volných nosičů náboje v prostředí a pak také energie dodávaná do plynu, například elektrodami.

Za normálních podmínek působí naše okolní prostředí (vzduch) jako izolant. Pokud tedy máme předpokládat tok proudu mezi dvěma elektrodami, musí se mezi nimi vytvořit vodivé médium. K tomuto účelu využívá elektrický výboj plazmu. Plazma totiž obsahuje volné nosiče náboje a dokáže tedy vést elektrický proud. Plazma kromě elektrické vodivosti také vykazuje jisté magnetické pole. Z toho vyplývá, že pohyb částic plazmy lze ovlivnit pohybem magnetického pole kolem výboje. Silové účinky vycházejí z Lorentzovy síly. To je síla působící na náboj v elektromagnetickém poli.

Výboj můžeme dělit podle různých kritérií. Podle délky jeho trvání, tlaku, typu buzení, nebo přítomnosti či nepřítomnosti ionizátoru (ionizačního čidla). Jinak řečeno na tzv. nesamostatný elektrický výboj (s ionizátorem) a samostatný elektrický výboj. Samostatný el. výboj se udrží vlastní ionizací, nesamostatný zanikne po ukončení působení ionizátoru. Ionizátorem může být třeba rentgenové nebo gama záření, proud elektronů z rozžhaveného kovu, proud alfa částic atd.

Rozeznáváme několik druhů elektrických výbojů:

**Obloukový výboj** – Jedná se o samostatný výboj. Charakterizují ho vysoké proudy a teploty. Nejčastěji se vyskytuje v atmosférickém tlaku a využíváme ho například pro obloukové svařování.

**Jiskrový výboj** – Jedná se o krátkodobý samostatný výboj, vzniká v atmosférickém tlaku například při vysokých napětích mezi dvěma vodiči. Je doprovázen zvukovými a světelnými efekty. Nejznámějším příkladem je blesk, jenž vyrovnává rozdíl potenciálů mezi dvěma mraky.

**Koróna** – Samostatný trsovitý výboj vzniká v silně nehomogenním elektrickém poli kolem hran a hrotů s vysokým potenciálem. Způsobuje ztráty na vedení.



Doutnavý výboj – Samostatný výboj s viditelnou složkou. Využívá se ve výbojkových trubicích, výbojkách za sníženého tlaku. Vyznačuje se nízkými proudy a teplotami elektrod i výbojky. Jeho využití je tedy jako zdroj světla. V rtuťových parách a křemíkových trubicích je zdrojem UV záření [4].

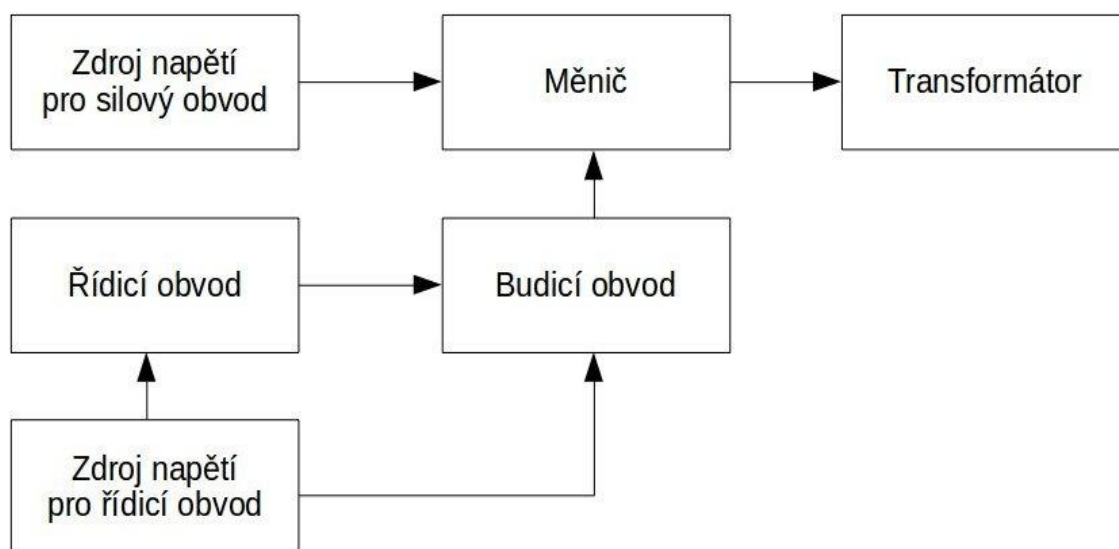
S výbojem v plynech, tedy plazmou, se dnes setkáváme ve rtuťových usměrňovačích, vodíkových thyatronech, jiskřístích, svařovacích obloucích, zářivkách, neonových trubicích a blesku. Velmi důležitý je i význam výboje v plynech pro čerpání plyných laserů – může to být nízkotlaký doutnavý výboj pro kontinuální laser nebo vysokotlaký jiskrový výboj pro impulsní laser [4].



## 3 NÁVRH PLAZMOVÉHO REPRODUKTORU

Tato kapitola je zaměřena na návrh celého obvodu. Návrh bude rozdělen do bloků a jednotlivé bloky schématicky vyobrazeny, samostatně popsány a dimenzovány.

### 3.1 Blokové schéma návrhu



Obrázek 3.1 Blokové schéma návrhu obvodu

### 3.2 Zdroj napětí pro silový obvod

#### 3.2.1 Zapojení obvodu pro napájení silové části

Tato část obvodu má za úkol upravit parametry vstupní energie, brané ze sítě, na parametry dále využívané pro napájení silové části obvodu. Pro tento účel bylo zvoleno řešení s neřízeným můstkovým dvoupulzním usměrňovačem, se sběracím kondenzátorem. Toto zapojení se, na rozdíl od usměrňovače s LC filtrem, vyznačuje velice nesinusovým tvarem vstupního fázového proudu, což je nevýhoda z hlediska EMC. Ovšem tuto nevýhodu kompenzuje jak jeho ekonomická výhodnost a jednoduchost, tak především tvrdost zatěžovací charakteristiky.

Pro napájení zařízení je použito síťové napětí, tedy 230 VAC 50Hz. Pro potřebu měniče se napětí netransformuje na nižší úroveň.

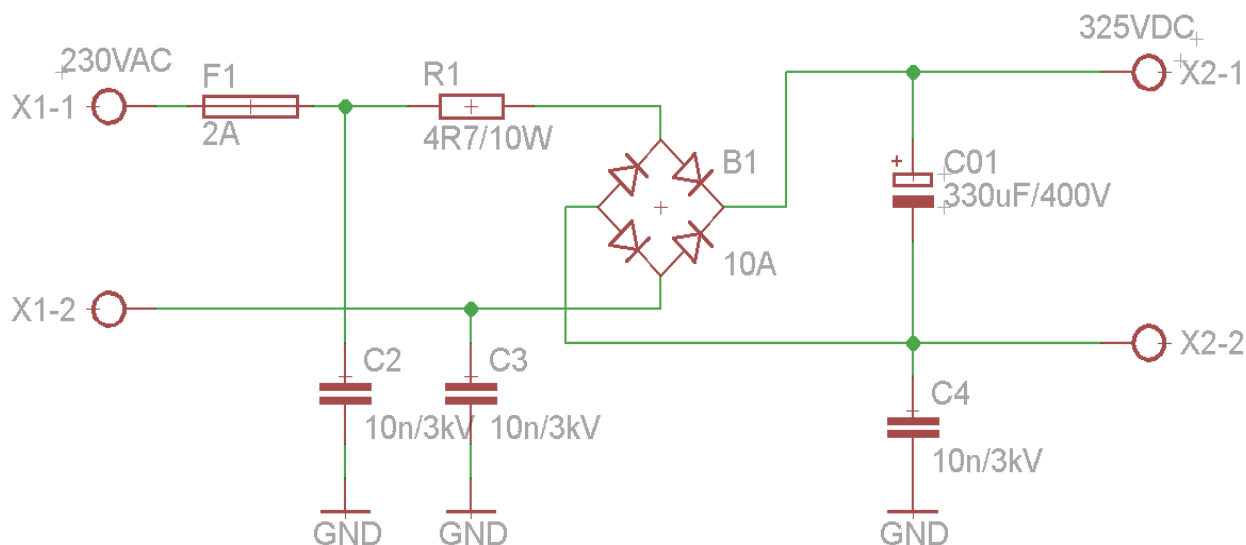


Na vstupu je dvouampérová pojistka F2A viz Obrázek 3.2. Za ní je zařazen odpor R1, tento odpor slouží jako omezovač nárazového proudu, jenž vzniká při zapojení zdroje do sítě. Po zapojení totiž může nastat situace, kdy se skokově změní napětí na vstupních svorkách zdroje. Na takto rychlou změnu obecně reagují kondenzátory tak, že se začnou nabíjet a umožní průchod zpočátku velké proudové špičky. V idealizovaném případě klade kondenzátor při začátku nabíjení nulový odpor. V obvodu by tak vstupnímu napětí bez vstupního odporu nekladlo nic žádný odpor, respektive velice malý.

Za vstupním odporem se nachází neřízený diodový usměrňovač, jedná se o klasický čtyřdiodový můstek (Graetzův můstek), se sběracím kondenzátorem za sebou. Diodový můstek usměrní vstupní střídavý signál a kondenzátor zajistí co nejmenší pokles výstupního napětí.

Odrušovací kondenzátory připojené na vstupní fázi, nulový vodič i nulový potenciál obvodu za usměrňovačem, zde byli zařazeny pro eliminaci souhlasného rušení. Zvoleny byly hodnoty kapacit 10 nF, viz Obrázek 3.2. Tento prvek je zde proto, aby uzemnil a tedy odfiltroval nežádoucí rychlé přechodové jevy, které se v obvodu mohou vyskytovat působením spínání tranzistorů.

Na výstupu z obvodu dostáváme stejnosměrné napětí o velikosti přibližně 325 V bez zátěže, se zátěží se projeví pokles napětí. Schéma zdroje napětí je uvedeno níže, Obrázek 3.2.



Obrázek 3.2 Schéma zdroje napětí pro silový obvod

### 3.2.2 Dimenzování součástek obvodu pro napájení silové části

Vstupní odpor R1 by měl mít malou hodnotu, aby tak nebyl příčinou značného úbytku napětí. Nemůže být však příliš malý, jelikož by nedocházelo k efektivnímu omezení špičkového proudu. Byl zvolen rezistor s hodnotou 4,7  $\Omega$ .

Za předpokladu, že odebíraný proud je omezen impedancí primární cívky vysokonapěťového transformátoru na střední hodnotu asi 0,5 A, při výchozí střídě 0,25. Dovolený pokles napětí na výstupu se obvykle volí pod 40 V oproti špičkové hodnotě síťového napětí, která je:

$$U_{\text{šp}} = \sqrt{2}U_{ef} = \sqrt{2} * 230 = 325 \text{ V}$$



Za těchto podmínek můžeme vypočítat potřebnou kapacitu sběracího kondenzátoru podle vztahu:

$$C = I_z \frac{\Delta t}{\Delta U} = 0,5 * \frac{8 * 10^{-3}}{40} = 100 \mu F$$

Z výpočtu vyplývá, že je potřeba kapacita sběracího kondenzátoru alespoň 100  $\mu F$ . Z důvodu brumu v oblouku, který je přímo úměrný zvlnění napětí, jelikož v obvodu není žádná zpětná vazba na napětí v meziobvodu, která by brum vykompenzovala. Je třeba zařadit do obvodu větší kapacitu. Námi byla zvolena kapacita 330  $\mu F$ . Úpravou předešlého vzorce dojdeme k vyjádření nejvyššího předpokládaného poklesu napětí za použití naší kapacity to je

$$\Delta U = I_z \frac{\Delta t}{C} = 0,5 * \frac{8 * 10^{-3}}{330 * 10^{-6}} = 12,12 V$$

### 3.3 Zdroj napětí pro řídicí obvod

#### 3.3.1 Zapojení obvodu pro napájení řídicí části

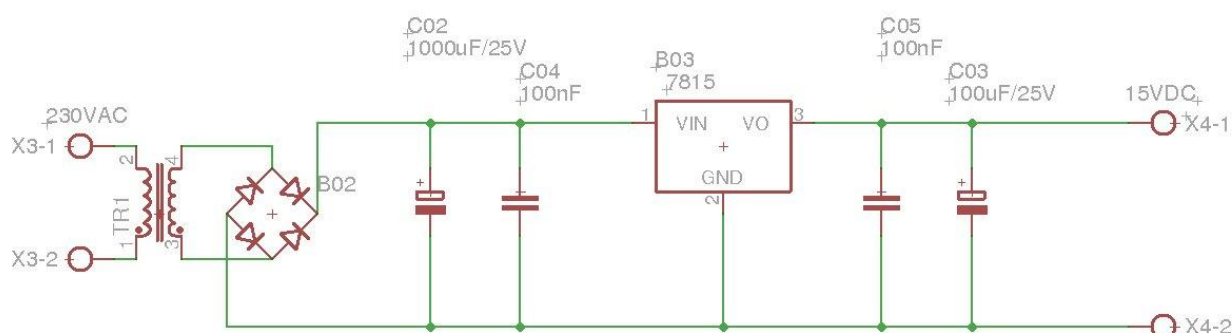
Vstupní napětí 230 VAC 50 Hz je nejprve transformováno na nižší úroveň. Dále ho stejně jako v silové části usměrníme dvoucestným diodovým můstkem a poté stabilizujeme

Výstupní napětí stabilizátoru bylo zvoleno 15 V, tímto napětím je napájen integrovaný obvod řídicí části, ale také budicí obvod. K výstupnímu napětí je nutno přičíst nejmenší úbytek na stabilizátoru, ten je maximálně 3 V. Dále pak úbytek na diodovém usměrňovači ten činí přibližně 2 V. V tuto chvíli jsme dostali špičkovou hodnotu napětí na sekundárním vinutí transformátoru, ta činí 20 V. K této hodnotě je nutné ještě přičíst rezervu pro kolísání sítě, která se pohybuje kolem 10 %. Dále pak ještě úbytek napětí z transformátoru v zátěži a bezpečnostní rezervu, tyto dvě věci činí asi 20 %. V tuto chvíli dostáváme konečnou špičkovou hodnotu napětí na výstupu transformátoru asi 23 V. Výpočet efektivní hodnoty napětí provedeme podle vzorce:

$$U_{ef} = \frac{U_{sp}}{\sqrt{2}} = \frac{23}{\sqrt{2}} = 16,3 V$$

##### 3.3.1.1 Popis schématu

Byl zvolen transformátor s výstupním napětím 18 V. Za usměrňovač je zařazen stabilizátor napětí 7815-STM, viz Obrázek 3.3. Tento prvek slouží ke stabilizaci napětí, které napájí řídicí obvod přístroje. Paralelně ke vstupu i výstupu jsou zařazeny dva keramické kondenzátory na odfiltrování vysokofrekvenčního rušení a před stabilizátor jeden elektrolytický pro vyhlazení napětí za usměrňovačem. Na výstupu napětíového regulátoru máme 15 V. To je pak přivedeno na řídicí obvod a budicí obvod, jako napájecí napětí.



Obrázek 3.3 Schéma zdroje napětí pro řídicí a budicí obvod

### 3.3.2 Dimenzování obvodu pro napájení řídicí části

Vstupní transformátor má převod 230/18. To znamená, že maximální hodnota napětí na vstupu stabilizátoru je přibližně 25 V. Aby výstupní hodnota napětí nekolísala, je třeba zajistit, aby byla splněna podmínka stabilizace, tedy aby rozdíl mezi vstupem a výstupem regulátoru byl alespoň 2 V - 3 V (vyšší napětí na vstupu). Pro výpočet budeme předpokládat, že odebíraný proud je nejvýše 200 mA a maximální zvlnění 2 V.

$$C = I_z \frac{\Delta t}{\Delta U} = 0,2 * \frac{8 * 10^{-3}}{2} = 0,8 \text{ mF}$$

Za usměrňovač musíme zapojit minimálně 0,8 mF. Přidáním kondenzátoru o hodnotě 1 mF je podmínka splněna.

## 3.4 Řídicí obvod

Tato část obvodu má za úkol modulovat pomocí pulzně šířkové modulace signál na svém vstupu, v našem případě audio signál ve formě elektrického kmitání. Zdrojem tohoto signálu může být jakýkoli zdroj zvuku s výstupem na 3,5 mm jack plug. Je nutno vzít v úvahu, že přesně neznáme velikost vstupního napětí. Obvyklé pro tyto zdroje signálu jsou hodnoty o amplitudě stovek milivoltů až 2 V a frekvence 20 Hz až 20 kHz.

Dalším požadavkem na řídicí část obvodu je omezení maximální střídy na půl periody.

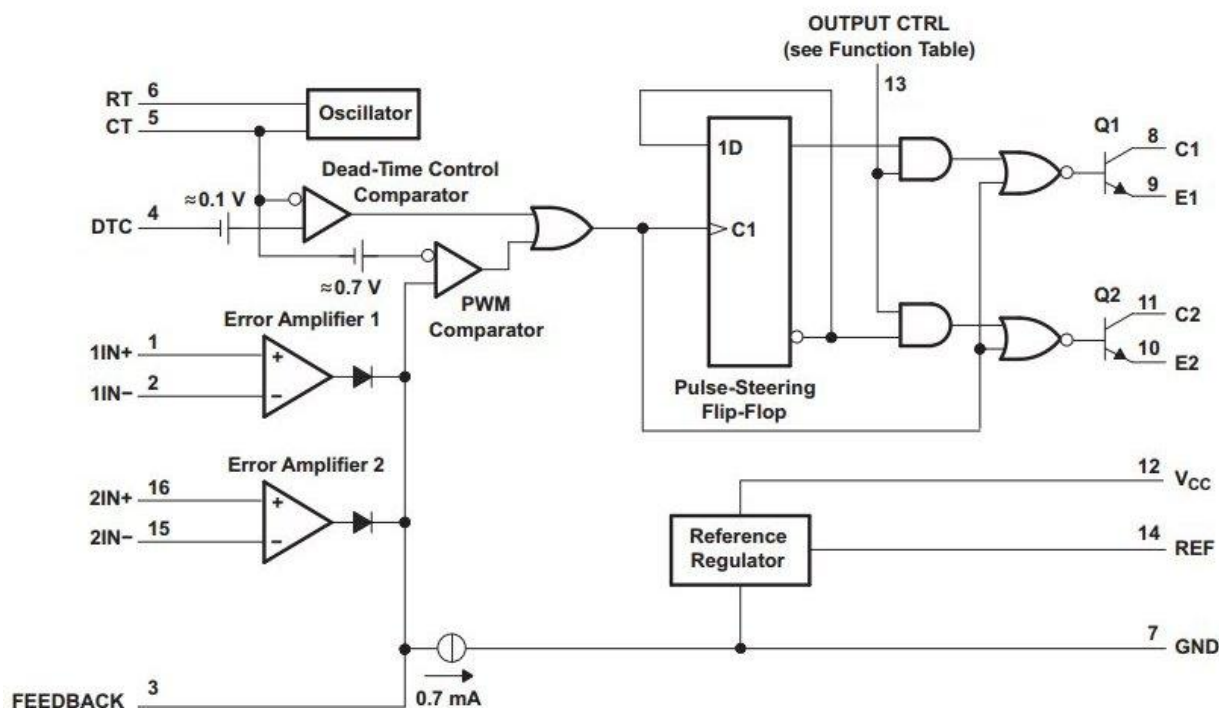
### 3.4.1 Pulzně šířková modulace

Pulzní šířková modulace (PWM - Pulse width modulation) má mnoho využití. Jedním z nich je řízení pulzních měničů. Pro modulaci signálů se používá komparátor. Na vstupy je přiveden nosný signál, který má tvar trojúhelníka a signál, který chceme modulovat. V našem případě je to vstupní audio signál. Na výstupu je dosaženo vysokofrekvenčních obdélníkových

pulzů. Tento signál má konstantní frekvenci (periodu) a šířka pulzů je modifikována momentální hodnotou napětí na vstupu.

### 3.4.2 Integrovaný obvod

Pro modulaci audio signálu, který chceme reprodukovat, použijeme obvod TL494. Tento obvod je běžně používán jako řízení pulzně šířkové modulace v PC zdrojích, elektrických zdrojích serverů, nabíječkách atd. Blokové vnitřní zapojení obvodu TL494 je vyobrazeno níže Obrázek 3.4.



Obrázek 3.4 Blokové vnitřní zapojení obvodu TL494

		MIN	MAX	Jednotky
$V_{CC}$	Napájecí napětí	7	40	V
$V_I$	Vstupní napětí zesilovačů	-0,3	$V_{CC} - 2$	V
$V_O$	Napětí na kolektoru koncového stupně		40	V
	Proud na kolektoru koncového stupně		200	mA
	Proud odebíraný Feedbackem		0,3	mA
$f_{osc}$	Oscilační frekvence	1	300	kHz
$C_T$	Časovací kapacita	0,47	10000	nF
$R_T$	Časovací odpor	1,8	500	kΩ

Tabulka 3-1 Doporučené hodnoty pro řízení obvodu TL494



### 3.4.3 Vzorkovací frekvence

Podle Nyquistova teorému je minimální vzorkovací frekvence dvojnásobkem Nyquistovy frekvence. Pokud chceme znovu plnohodnotně reprodukovat modulovaný signál, je třeba, aby Nyquistova frekvence byla větší nebo rovna nejvyšší slyšitelné frekvenci lidského ucha. To znamená, že pokud uvažujeme hranici slyšitelnosti na 20 kHz, musíme zvolit modulovací frekvenci na minimálně 40 kHz. Pro vzorkování audio signálů se běžně používají frekvence 44,1 kHz nebo 48 kHz. Byla zvolena frekvence 48 kHz [9].

### 3.4.4 Návrh řídicího obvodu

#### 3.4.4.1 Modulovací frekvence

Modulovací frekvenci nastavíme pomocí hodnot kondenzátoru  $C_T$  a odporu  $R_T$  připojených k obvodu TL494 na svorkách 5 a 6, viz Obrázek 3.5. Při návrhu bereme v úvahu zapojení Push-Pull. Vzorec pro výpočet vnitřní oscilační frekvence pro tento typ zapojení je:

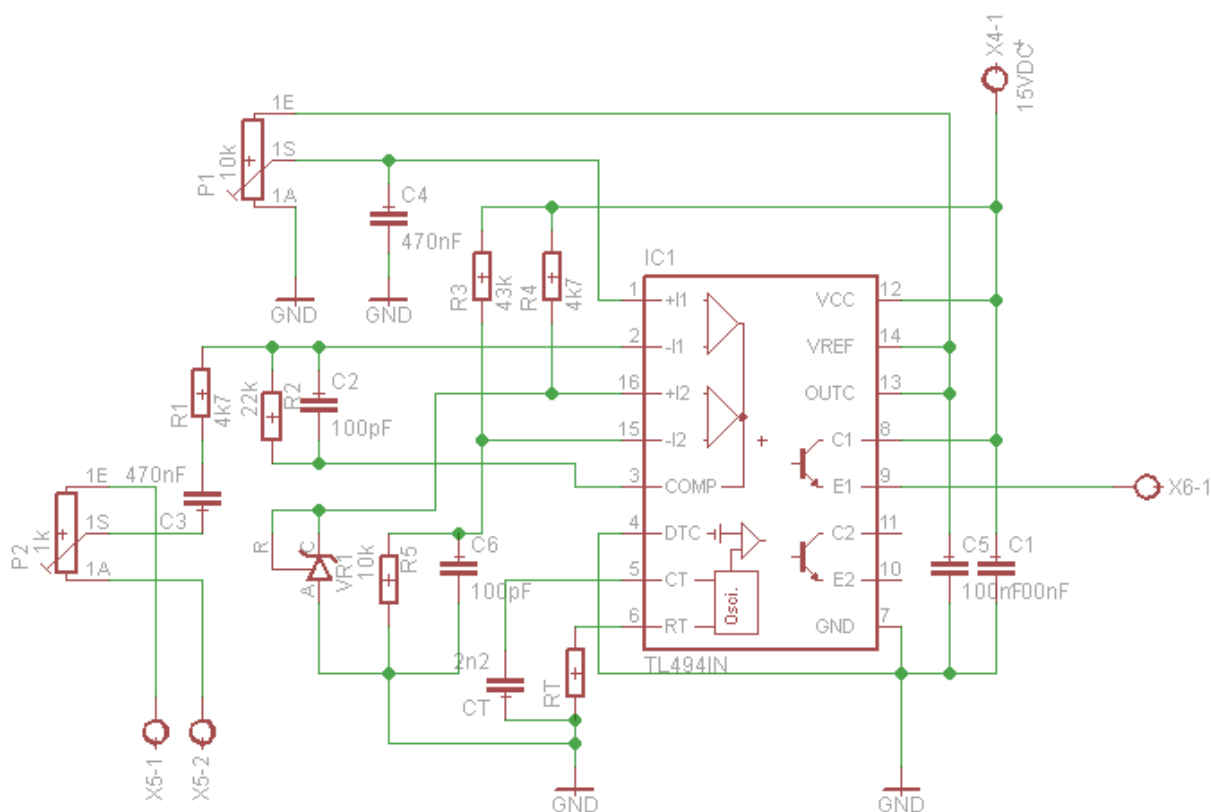
$$f_{osc} = \frac{1}{2 * R_T * C_T}$$

Kapacitu  $C_T$  jsme zvolili 2 nF to znamená, že potřebnou rezistenci dopočítáme z upraveného vzorce pro oscilační frekvenci.

$$R_T = \frac{1}{2 * f_{osc} * C_T} = \frac{1}{2 * 48 * 10^3 * 2 * 10^{-9}} = 5208 \Omega$$

Pro přesnější naladění frekvence obvodu použijeme trimr namísto rezistoru  $R_T$ . V situaci kdy otočíme trimrem na 0  $\Omega$ , může dojít ke zkratování obvodu přes svorku 6. Kvůli ochraně proti případnému zkratu je do série s potenciometrem zařazen odpor 3300  $\Omega$ .

Důvodem zapojení obvodu v Push-Pull módu je fakt, že na výstupu ovládaného měniče máme transformátor, který se pro správnou funkčnost přístroje vždy musí v každé periodě zmagnetizovat a následně demagnetizovat. Aby měl možnost toto kritérium splnit, musíme zajistit, že magnetizace bude probíhat maximálně půl periody a nikdy ne více. To znamená, že tranzistory, které tímto obvodem řídíme, mohou být otevřeny maximálně půl periody. V módu Push-Pull má napětí jednoho výstupu TL 494 vždy střihu 0-0,45. Tím je tento požadavek splněn. Tento typ zapojení realizujeme pomocí pinu 13 tak, že jej zapojíme na referenční napětí obvodu TL494 (5 V), tj. na pin 14.



Obrázek 3.5 Schéma řídicího obvodu

### 3.4.4.2 Střída

Modulace střídavy lze realizovat několika způsoby. Pro tento účel zde slouží dva piny. Jeden z nich je 4 tzv. Dead-time Control. Zde je možné využít modulaci signálu v rozmezí 0,11 V - 3,3 V. Druhou možností jak obvod řídit je hradlo Feedback ovládané napětím 0,5 V - 3,5 V. Toto hradlo je výstupem operačních zesilovačů. Ovšem napětí výstupu zdrojů signálu se pohybuje v rozmezí řádově stovek milivoltů až 2 V v závislosti na zvoleném přístroji. Pokud chceme maximálně využít celý rozsah modulovatelné střídavy, musíme nejprve signál zesílit. Jednou z variant je zapojení externího předzesilovače. Výhoda obvodu TL494 je ovšem ta, že má zabudované dva zesilovače, proto jeden z nich použijeme.

### 3.4.4.3 Zesílení vstupního signálu

Trimrem P1 nastavíme offset zesilovače, vlastně jím nastavujeme klidovou střidu obvodu. Abychom využili celý rozsah Feedbacku (0,5 V - 3,5 V) stanovíme offset na přibližně 2 V, tedy doprostřed. Tím dostaneme střidu cca 0,25. Zesílení se počítá podle vztahu:

$$A_U = \frac{R_{A2}}{R_{A1}} = \frac{22}{2,2} = 10$$

Pro námi zvolené hodnoty rezistorů  $R_{A1}$  a  $R_{A2}$  dostaneme zesílení 10 a tím pokryjeme většinu modulovatelného rozsahu feedbacku. Experimentálně bylo ověřeno, že zesílení desetkrát je dostačující.



Kondenzátor  $C_2$  je zde v roli dolní propusti. Je zde z důvodu omezení pronikání vysokofrekvenčního rušení. Kondenzátorem  $C_1$  máme zajištěno z pohledu nastaveného offsetu (stejnoseměrného napětí) nekonečný stejnosměrný odpor proti zemi. Také slouží jako horní propust s mezní frekvencí přibližně 70 Hz, aby nebyly do výboje zbytečně pouštěny frekvence, které není schopen reprodukovat. Potenciometrem P2 je možné snižovat hodnotu vstupního napětí audio signálu a tím měnit hlasitost.

#### 3.4.4.4 Podpěťová ochrana

Podpěťová ochrana je realizována za použití druhého operačního zesilovače. Na jeho neinvertující vstup jsme připojily napěťovou referenci 2,5 V. Na jeho invertujícím vstupu je dělič napětí. Pro správný chod ochrany musíme zajistit na invertujícím vstupu vyšší napětí. Vyhovující je přibližně 2,9 V. Při správném chodu by napájecí napětí mělo být 15 V. To znamená, že na odporu, který je ve schématu označen jako R3 musíme dostat napětí přibližně 12,1 V. Dále je jeden z odporů za referenční zvoleno  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  a druhý je dopočítán podle vztahu:

$$R_3 = R_2 * \frac{U_1}{U_2} = 10 * 10^3 * \frac{12,1}{2,9} = 41,7 \text{ k}\Omega$$

Byla zvolena nejbližší hodnota odporu a to 43 k $\Omega$ .

### 3.5 Budicí Obvod

Mezi řídicí obvod a tranzistory MOS-FET použité v silové části obvodu je třeba zařadit budicí obvod. Tento má několik funkcí. Jednou z nich je galvanické oddělení silové části a řídicího obvodu a také přizpůsobení napěťových a proudových úrovní signálů pro vybuzení řídicího hradla tranzistoru. Ovládané MOS-FETy pracují tak, že v první fázi na jejich gate přivedeme kladné otevírací napětí. Napětí musí být vyšší než  $V_{GS}$  (threshold voltage). Připojením tohoto napětí se nabíjí parazitní kapacity tranzistorů a přechody drain-source se velice rychle otevrou. V tomto stavu díky velice malému odporu vede tranzistor dobře proud a produkuje minimální ztráty proměňující se na teplo. Přechod se jednoduše dostatečně rychle neuzavře pouze odpojením tohoto spínacího napětí. Je potřeba vybit zpět parazitní kapacity tranzistorů, tedy na čas obrátit směr toku proudu ze svorky gate. To znamená, že další důležitou funkcí této části je posílení signálu z řídicího obvodu, hlavně proudově, aby byl schopen rychle nabíjet a vybíjet kapacity gate tranzistorů.

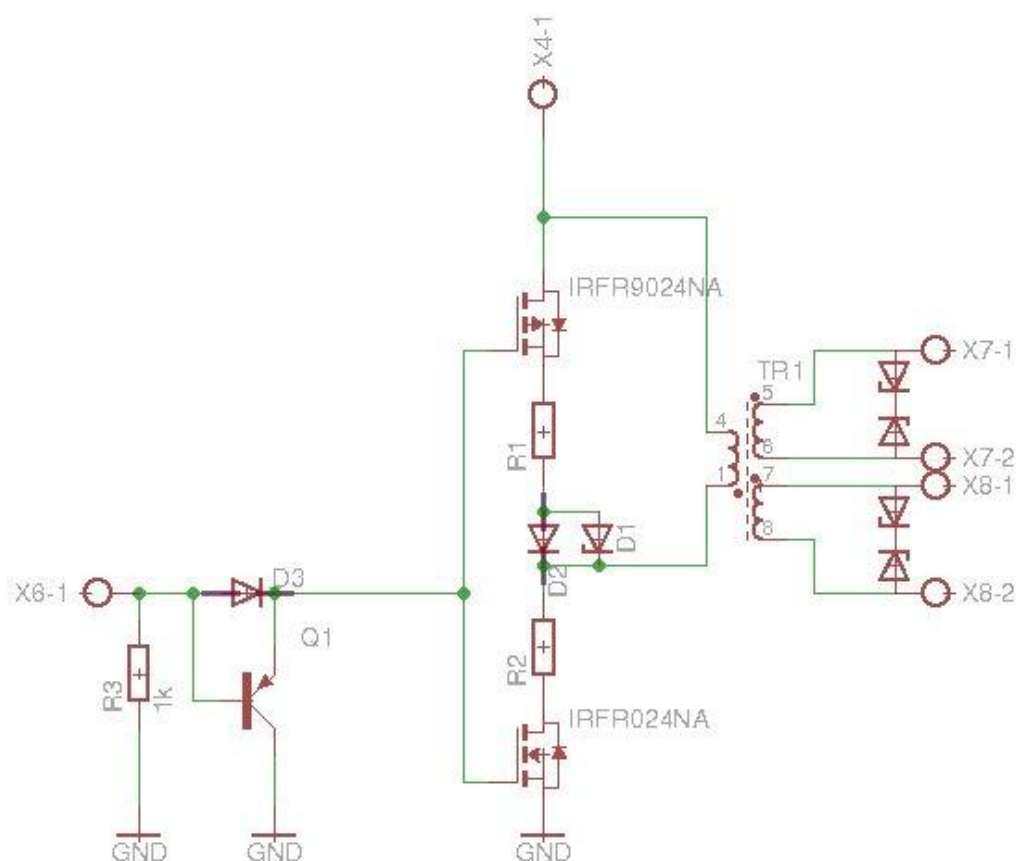
#### 3.5.1 Popis funkce obvodu

Uvažujme, v první fázi přijde z řídicího obvodu kladný pulz, bipolární tranzistor zůstane zavřený, přes diodu se otevře IRFR024N, viz Obrázek 3.6. Proud tedy začne budičem procházet přes pulzní transformátor, ve směru ze zdroje k zemi, a tak se nabíjí kapacity MOS-FETů, a ty se otevrou. V druhé fázi přijde z TL494 nula. Otevře se bipolární tranzistor a tím se za ním objeví nulové napětí, zavře se tranzistor IRFR024N a otevře IRFR9024N. Tento je připojen na napájecí napětí 15 V stejně jako pulzní transformátor. Ovšem transformátor se díky MOS-FETům chová jako nabitý kondenzátor o dvojnásobně kapacitě, jaká je na gate každého MOS-FETu nabita, za



předpokladu jednotkového převodu transformátoru. Napětí je tedy nuceno klesnout k nule. Dále je nutno umožnit demagnetizaci transformátoru opačnou polaritou napětí. Toto je zajištěno Zenerovou diodou. Kapacita MOS-FETů se vybije přes rezistor R1 do nuly. Tím dojde k vypnutí tranzistorů a to je nutno realizovat rychle. Napětí do záporná klesá relativně pomalu, protože demagnetizační pulz není schopen dodávat velký proud, magnetizační proud bývá řádově desítky až stovky miliampér. Ovšem tento pomalý pokles není na závadu, protože tranzistory nutné k rychlému vypnutí jsou již uzavřeny napětím 0 V.

Schéma budiče je uvedeno níže Obrázek 3.6. Svorčky GND jsou připojeny na zem.



Obrázek 3.6 Schéma budičho obvodu

### 3.5.2 Dimenzování součástek obvodu

Pro rychlé otevírání a uzavírání MOS-FETů je krátkodobě potřeba velký proud, proto nemůžeme odpory R1 a R2 volit s moc vysokou ohmickou hodnotou, řádově jednotky ohmů. Nami byly zvoleny rezistory 4,7  $\Omega$  pro zavírání tranzistorů a 10  $\Omega$  pro otevírání tranzistorů. „Otevírací“ odpor byl po experimentální zkoušce zvolen s uvedenou vyšší hodnotou nežli zavírací, protože není potřeba tak strmá náběžná hrana, jakou bychom dosáhli použitím obou stejných rezistorů. Osazením obvodu větším odporem také docílíme redukce vlivu přechodového jevu, který se ve formě překmitu vyskytuje za náběžnou hranou napětí na vstupu výkonových tranzistorů silové části. Závěrné napětí Zenerovy diody musí být z principu minimálně stejně velké jako napájecí napětí. To znamená, že pokud je jádro transformátoru magnetizováno napětím 15 V, musí být Zenerovo napětí minimálně také 15 V, ale obvykle se volí o něco vyšší.



Byly zvoleny diody o závěrném napětí 20 V. Zenerovy diody, za transformátorem, jsou do obvodu zařazeny, jako napěťová ochrana pro řídicí hradlo MOS-FETu. Mezní hodnota hradla je dle datasheetu +/-20 V, napětí ochranných diod tedy volíme v daném rozsahu, v tomto případě 18 V.

### 3.5.3 Návrh pulzního transformátoru

#### 3.5.3.1 Volba transformátoru

**Požadavky na transformátor budicího obvodu:**

- Galvanické oddělení
- Dobrá magnetická vazba
- Napěťové přizpůsobení stran s různými napěťovými hladinami

Protože na výstupu budiče je asi 15 V a gate MOSFETů je řízen napětím 10 V – 18 V není nutná transformace energie na jinou napěťovou úroveň a mi můžeme použít závitový převod 1:1.

V tomto případě jde především o dobrou elektrickou izolaci a nepožadujeme velkou rozptylovou indukčnost, jako je tomu u hlavního transformátoru. Zde naopak požadujeme co nejmenší rozptylovou indukčnost, z důvodu překmitů a strmosti hran na řídicí elektrodě tranzistoru (budič musí být „tvrdý“). Použijeme tvar toroidního jádra, který našim požadavkům nejlépe vyhovuje. Primární a obě sekundární vinutí tedy musí být navinuty co nejtěsněji a rovnoměrně pokrývat celý obvod magnetické trasy jádra. Nejlepší geometrické těsnosti dosáhneme zkroucením vodičů do sebe.

Ovšem musíme také zajistit dostatečnou elektrickou pevnost izolace vinutí. Použijeme-li vodiče s plastovou izolací, tohoto parametru jistě docílíme, vhodnější však je aplikovat vodiče s teflonovou izolací, které mají mnohem větší rozsah pracovních teplot.

Jádro transformátoru je tvořeno feritovým materiálem.

#### 3.5.3.2 Počet závitů transformátoru

K realizaci jsme vybrali toroidní feritové jádro o průměru 44 mm<sup>2</sup>,  $B_{MAX}$  volíme 0,25 T. Minimální počet závitů je stanoven rovnicí:

$$N_1 = \frac{U * T_{on}}{B_{max} * S} = \frac{15 * 0,5 * \frac{1}{48000}}{0,25 * 44 * 10^{-6}} = 14$$

Na jádru jsou navinuty tři cívky, každá o patnácti závitech [5].



## 3.6 Obvod měniče

Měniče slouží, ke změně parametrů elektrické energie. Základními parametry elektrické energie jsou napětí, proud a frekvence. K realizaci obvodu využijeme dva typy měničů. První neřízený usměrňovač, použité obvody jsou popsány v kapitolách Zdroj napětí pro silový obvod a Zdroj napětí pro řídicí obvod, a pak také střídač, jehož návrh je předmětem této kapitoly.

### 3.6.1 Princip funkce obvodu

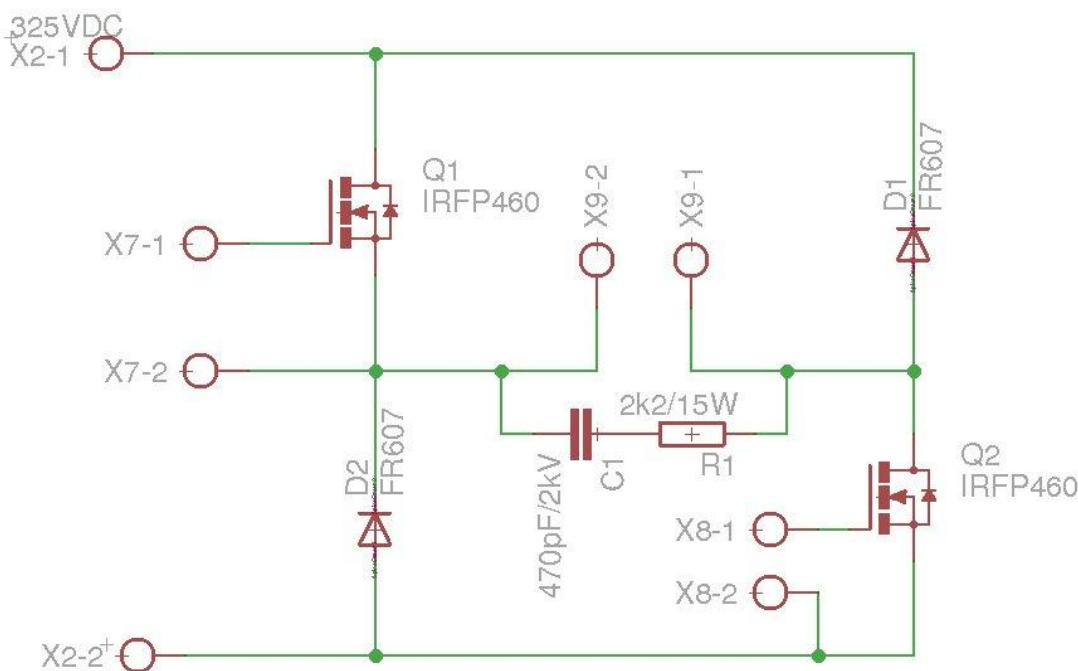
Střídač slouží k přeměně napětí ze stejnosměrné formy na střídavou. Konkrétně u tohoto typu měniče, který je poněkud speciální, dochází k přenosu energie v obou polaritách napětí – je to tedy jakýsi „propustně-blokující“ měnič. K omezení proudu se využívá rozptylové indukčnosti transformátoru, tato indukčnost se „vybíjí“ během doby vypnutí tranzistorů do výstupu, ale i zpět do meziobvodu. Poměr těchto energií závisí hlavně na výstupním napětí. Rychlé diody zaručují demagnetizaci. Odvedou energii nashromážděnou v magnetickém obvodu mezi primárním a sekundárním vinutím (magnetizační a rozptylová energie) zpět do meziobvodu.

Další variantou bývá maření energie magnetického pole na Zenerově diodě. Tato varianta je však ve většině případů nevhodná, kvůli vzniku značného ztrátového tepla. Používá se jen pro malé výkony.

Primární vinutí je zapojeno mezi dva spínače, které spínají vždy současně s maximální střídou vždy 0,5, tak aby nedocházelo k přesycování jádra transformátoru. Vypnutím tranzistorů dochází k demagnetizaci magnetického obvodu přes obě nulové diody. Výhodou zapojení se dvěma spínači je, že tranzistory jsou namáhány pouze napětím ze zdroje  $U_d$ , na rozdíl od zapojení s jedním spínačem kde je tranzistor pod napětím  $2U_d$  [6].

### 3.6.2 Dimenzování součástek měniče

Vstupní rozdíl potenciálů dodávaný ze zdroje stejnosměrného napětí je přibližně 325 V. Pro tuto napěťovou hladinu bývají obvykle používány tranzistory MOS-FET se závěrným napětím až 600 V. Současné tranzistory dokážou pracovat na spínací frekvenci obvykle do 300 kHz. Typický je pro ně pracovní kmitočet volený v rozsahu 40 kHz až 120 kHz. V obvodu měniče byly použity tranzistory MOS-FET IRFP460 se závěrným napětím 500 V. Nulové diody musí být dimenzovány minimálně na stejné napětí jako tranzistory a musí být schopny pracovat na vysokých kmitočtech. Vzhledem k dostupnosti jsme zvolili rychlé diody FR607 s maximálním závěrným napětím 1000 V. Sériový RC článek, zařazený paralelně k primárnímu vinutí transformátoru, zde působí jako tlumič kmitání. Toto kmitání má tendenci vznikat na primárním vinutí po tom co je přes nulové diody magnetický obvod demagnetizován. Kmitání po demagnetizaci má vliv na zkreslení reprodukováného zvuku, jelikož podle toho jestli se měnič sepne v maximum nebo minimum kmitání, je určena „předmagnetizace“ jádra, která by ideálně měla být nulová. Když se parazitní kmitání rychle utlumí, tato podmínka pak bude většinou splněna. Schéma obvodu měniče je uvedeno níže, Obrázek 3.7, [7].



Obrázek 3.7 Schéma měniče řízeného PWM

## 3.7 Návrh hlavního transformátoru

### 3.7.1 Popis transformátoru

Transformátor je obecně netočivý elektrický stroj, sloužící k přenášení elektrické energie za změny jejích parametrů. Parametry jsou myšleny především napětí a proud. Druhou funkcí je galvanické oddělení obvodu primárního a sekundárního vinutí. Vyjma autotransformátoru, zde se jedná o jednu cívku na železném jádře s odbočkami pro primární a sekundární hladinu napětí. Tím přicházíme o galvanické oddělení. Pro přenos elektrické energie mezi primární a sekundární stranou se využívá magnetické indukce.

### 3.7.2 Volba transformátoru

Pro hoření oblouku se aplikují tzv. rozptylové transformátory. Obecně se používá velice volná vazba mezi primárním a sekundárním vinutím. Volná vazba je zajištěna dlouhou cestou magnetického toku od primárního vinutí k sekundárnímu. Vazbu můžeme snížit například tím, že primární vinutí navineme na jeden sloupek U-jádra a sekundární vinutí na druhý sloupek. Pokud toto uděláme, vytvoříme rozptylový transformátor. Tyto se vyznačují velkou rozptylovou indukčností (reaktancí), což má za následek výrazný napěťový úbytek průchodem proudem sekundárním vinutím. Pokud je totiž transformátor zapojen naprázdno, neprochází jím proud, a na rozptylové indukčnosti nevzniká úbytek napětí. Ten vznikne až zapálení oblouku, tedy obvodem začne protékat proud.



### 3.7.3 Rozložení vinutí hlavního transformátoru

Pro realizaci obvodu máme k dispozici právě U-jádro. Jak již bylo zmíněno, rozptylová indukčnost je dána rozmístěním vinutí (geometrickým uspořádáním). Vzhledem k tomu, že máme k dispozici dvě vinutí. Každé o přibližném počtu 1000 závitů. Byla zvolena varianta, kdy primární vinutí je navinuto mezi dvojicí sekundárních vinutí. Při tomto rozložení je rozptylová indukčnost vyhovující.

### 3.7.4 Jádru hlavního transformátoru

Jádru transformátoru je tvořeno feritovým materiálem. Tyto se vyznačují dobrou magnetickou vodivostí a špatnou elektrickou vodivostí. Jádra bývají sloučeninou oxidů železa s niklem, zinkem a/nebo manganem. Používají se tzv. měkké ferity, významné tím, že snadno mění směr magnetizace s malými hysterezními ztrátami a jejich vysoká rezistivita pomáhá bránit vzniku vířivých proudů v jádře, co bývá dalším zdrojem ztrát. Pro frekvence nižší než 5 MHz se obvykle používá MnZn ferity.

### 3.7.5 Počet závitů primárního vinutí hlavního transformátoru

U feritových materiálů se obvykle volí maximální sycení jádra na hodnotu kolem 0,3 T, abychom se nedostali do oblasti saturace. Je potřeba spočítat kolik závitů navinout na primární vinutí, abychom tuto podmínku splnili. Máme-li k dispozici jádro o průřezu  $S = 157 \text{ mm}^2$ .

Vztah pro výpočet minimálního počtu závitů:

$$N_1 = \frac{U * T_{on}}{B_{max} * S} = \frac{325 * 0,5 * \frac{1}{48000}}{0,3 * 157 * 10^{-6}} = 72$$

Na primární vinutí bylo navinuto 80 závitů [5].

### 3.7.6 Výpočet průřezu vodiče primárního vinutí

Proud potřebný k výpočtu průřezu vodiče vypočítáme ze vztahu:

$$I_{ef} = \frac{I_{stř}}{\sqrt{s}} = \frac{0,5}{\sqrt{0,25}} = 1 \text{ A}$$

$I_{stř}$  jsme, již při návrhu napájení pro silový obvod, stanovili přibližně na 0,5 A. Klidová střída byla zvolena 0,25. Jelikož je určitá energie vrácena do meziobvodu, ale v této fázi návrhu neumíme určit jaká, budeme pro jistotu počítat s dvojnásobkem efektivní hodnoty proudu, to znamená  $I_{ef} = 2 \text{ A}$ . Energie vrácená do meziobvodu závisí na rozptylu transformátoru a na zátěži oblouku, z tohoto důvodu ji nelze dostatečně přesně nasimulovat.



Výpočet průřezu vodiče:

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{2}{5} = 0,4 \text{ mm}^2$$

$$S = \frac{S_{Cu}}{k_{pCu}} = \frac{0,4}{0,5} = 0,8 \text{ mm}^2$$

Proudová hustota  $J$  je uvažována  $5 \text{ A/mm}^2$ . Protože při konstrukci je použit svazkový vodič musíme počítat s činitelem plnění mědi  $k_{pCu} = 0,5$ .

Výpočet průměru vodiče:

$$d = \sqrt{\frac{4 * S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 * 0,8}{\pi}} = 1 \text{ mm}$$

### 3.7.7 Napětí na sekundární straně hlavního transformátoru

Na primární straně jsme navinuli 80 závitů, na sekundární je navinuto asi 2000 závitů (dvě cívky o 1000 závitěch tovární výroby). Výpočet napětí na sekundární straně transformátoru:

$$U_2 = U_1 * \frac{N_2}{N_1} = 325 * \frac{2000}{72} = 9,028 \text{ kV}$$

Tento vzorec platí ovšem pouze pro ideální transformátor (bezeztrátový) a vypočítanou hodnotu bereme pouze jako orientační. Při špičkové hodnotě napětí na primárním vinutí 325 V tedy reálně dostáváme na sekundárním vinutí napětí řádově 10 kV, v zapojení naprázdno. Ovšem transformátor se chová jako LC obvod, takže vznikají překmity, kdy špičkové hodnoty napětí naprázdno dosahují přibližně dvojnásobku – tedy cca 20 kV.

Po zapálení oblouku napětí klesne díky rozptylové indukčnosti. Na hrotech oblouku budou řádově jednotky kilovoltů. Napětí na oblouku má tendenci vždy klesat s rostoucím proudem, který ho protéká. Jeho voltampérová charakteristika má opačný průběh, než charakteristika ohmova zákona, kde s rostoucím napětím roste proud zátěží.



## 4 REALIZACE OBVODU

Pro realizaci obvodu bylo snahou vybrat takové konstrukční řešení, aby se celý obvod, kromě vysokonapěťového transformátoru, vměstnal do krabice od PC zdroje. S ohledem na tento požadavek byly navrženy desky plošných spojů.

### 4.1 SMD

SMT (surface-mount technology – technologie povrchové montáže) je jednou z metod osazování plošného spoje. Při tomto postupu se součástky osazují přímo na povrch plošného spoje. Plošný spoj může být i vícevrstvý. Touto metodou je ve velké míře nahrazována klasická metoda osazování plošných spojů, kde se vývody součástek provléknou skrze díru a zapájí.

Součástky určené pro povrchovou montáž jsou nazývány SMD (surface-mount device). Jsou dodávány v různých velikostech. Tyto jsou dány buď typem pouzdra, nebo čtyř číselným označením velikostí.

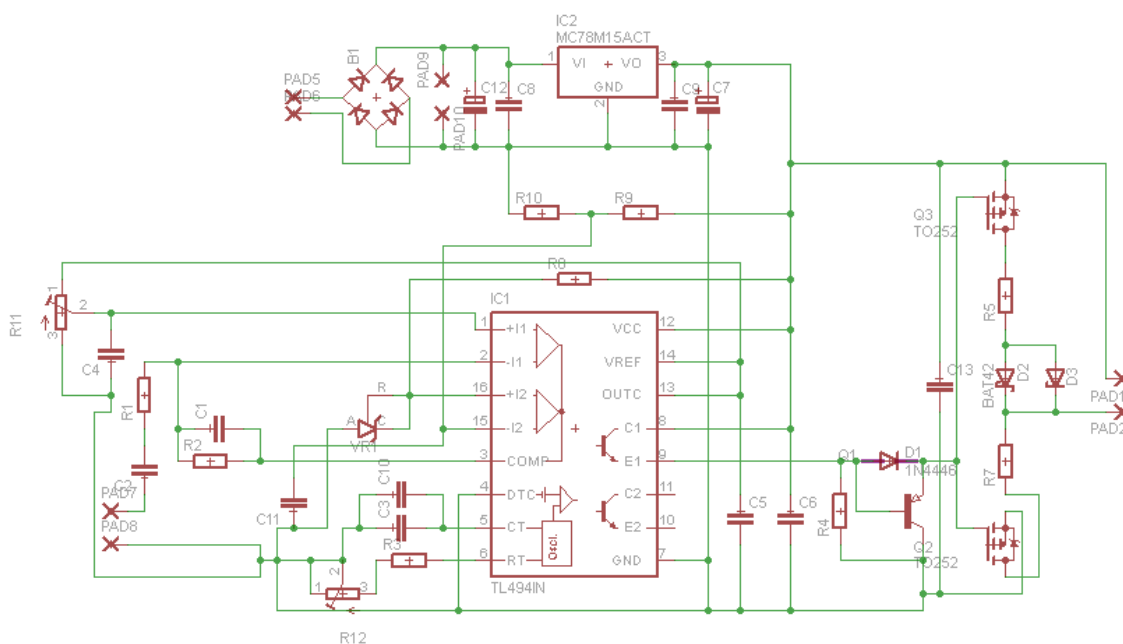
Kód pouzdra		Velikost délka x šířka		Typický výkon rezistorů (W)
Imperial	Metrické	Palce	Milimetry	
01005	0402	0,0157 x 0,0079	0,4 x 0,2	0,031
0201	0603	0,024 x 0,012	0,6 x 0,3	0,05
0402	1005	0,039 x 0,020	1,0 x 0,5	0,1 nebo 0,62
0603	1608	0,063 x 0,031	1,6 x 0,8	0,1
0805	2012	0,079 x 0,049	2,0 x 1,25	0,125
1008	2520	0,098 x 0,079	2,5 x 2,0	-
1206	3216	0,126 x 0,063	3,2 x 1,6	0,25
1210	3225	0,126 x 0,098	3,2 x 2,5	0,5
1806	4516	0,177 x 0,063	4,5 x 1,6	-
1812	4532	0,18 x 0,13	4,5 x 3,2	0,75
1825	4564	0,18 x 0,25	4,5 x 6,4	0,75
2010	5025	0,197 x 0,098	5,0 x 2,5	0,75
2512	6332	0,25 x 0,13	6,3 x 3,2	1

Tabulka 4-1 Značení SMD součástek

## 4.2 Návrh a konstrukce plošných spojů

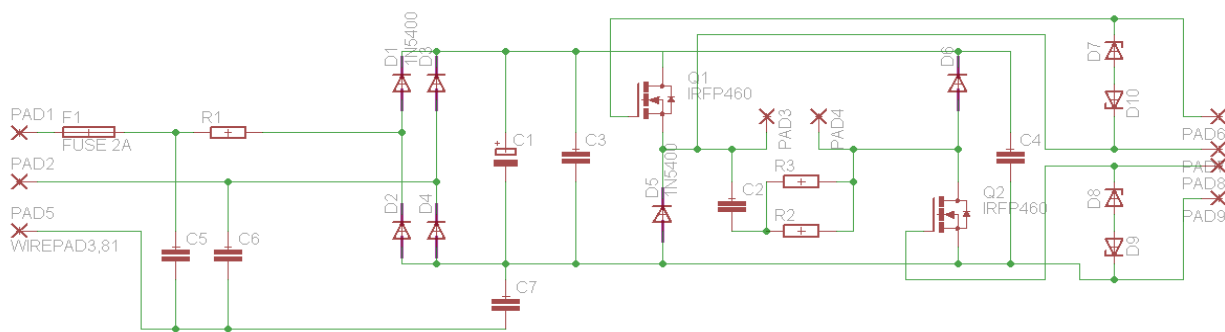
Pro větší přehlednost byl obvod rozdělen do dvou částí, jedna deska obsahuje silovou část obvodu a druhá tzv. řídicí.

Dále budou uvedeny schémata a obrázky desek plošných spojů obou majoritních částí obvodu:



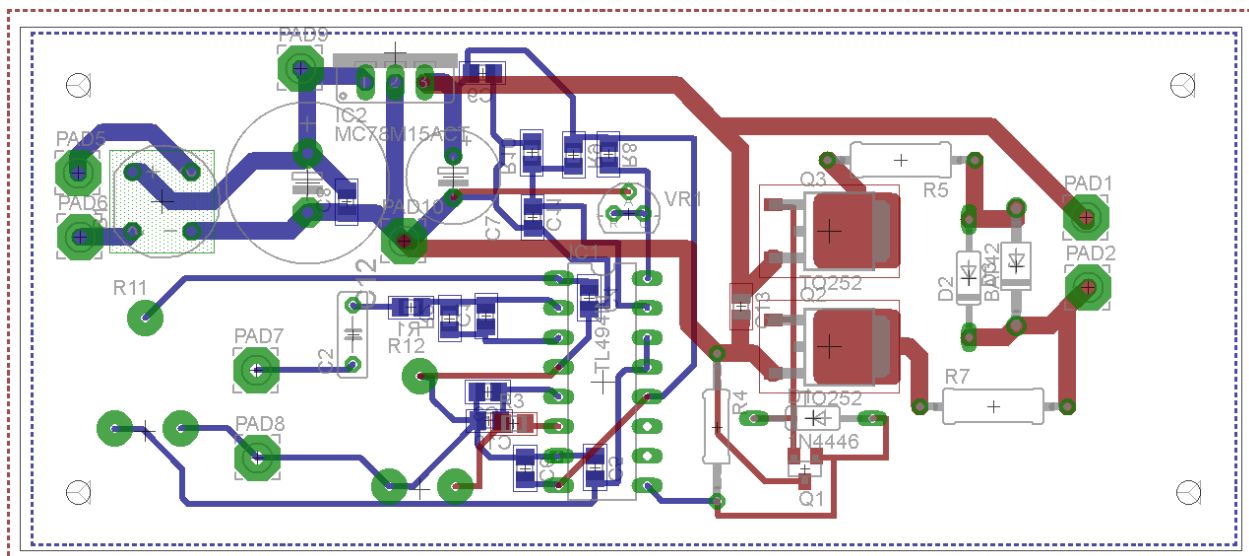
Obrázek 4.1 Schéma řídicí a budící části obvodu části obvodu

Většina rezistorů a kondenzátorů řídicího a budícího obvodu byla realizována variantou SMD řady 0805. Toto řešení přináší velkou výhodu z hlediska úspory místa. Rezistory R4, R5 a R7 jsou vývodové. Dále vstupní kondenzátor C2 na vstupu řídicího obvodu je vývodový (svitkový) a oba elektrolytické kondenzátory, situované u stabilizátoru napětí, jsou vývodové. Tranzistory budiče Q2 a Q3 i bipolární tranzistor Q1 na vstupu budiče byl použit SMD. Všechny ostatní součástky řídicího a budícího obvodu jsou vývodové. Jako proměnný odpor R11, pro nastavování střidy, jsem zvolil trimr o rezistenci 25 k $\Omega$ . Jako proměnný odpor R12, pro nastavování modulovacího kmitočtu, byl zvolen trimr o velikosti 2k5  $\Omega$ . Na vstupu obvodu je mezi pady 7 a 8 připojen potenciometr 1 k $\Omega$ .



Obrázek 4.2 Schéma silové části obvodu

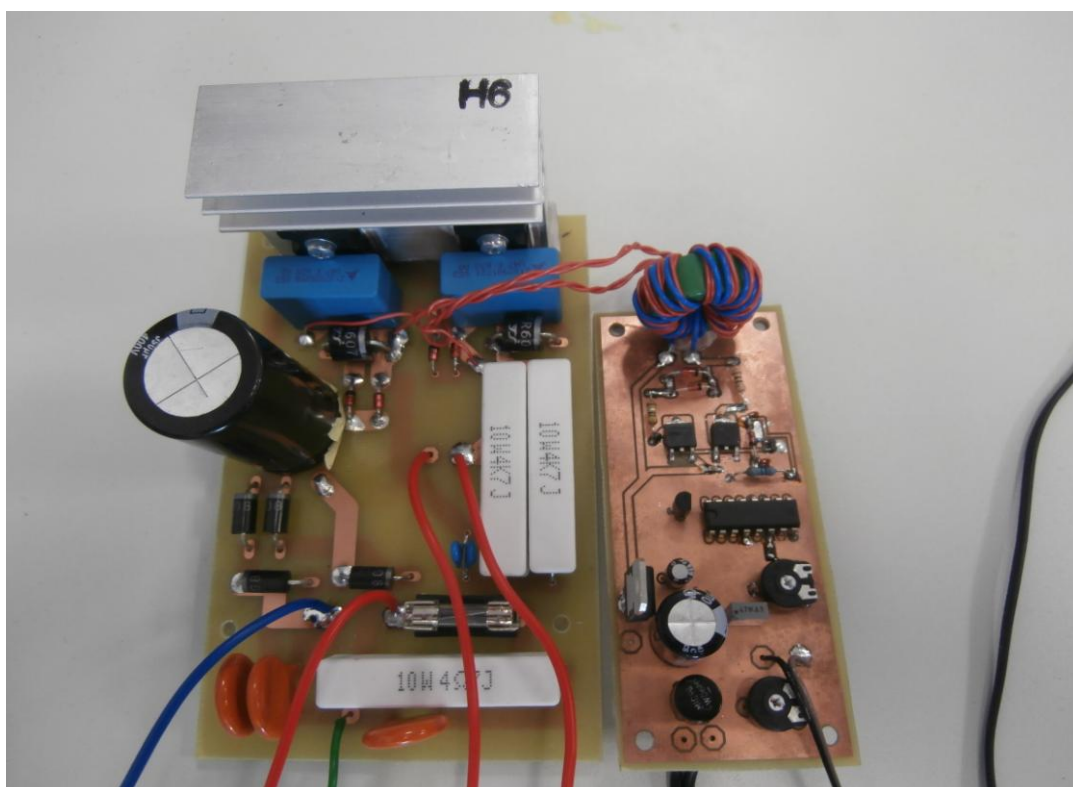




Obrázek 4.3 Deska plošných spojů řídicí části obvodu

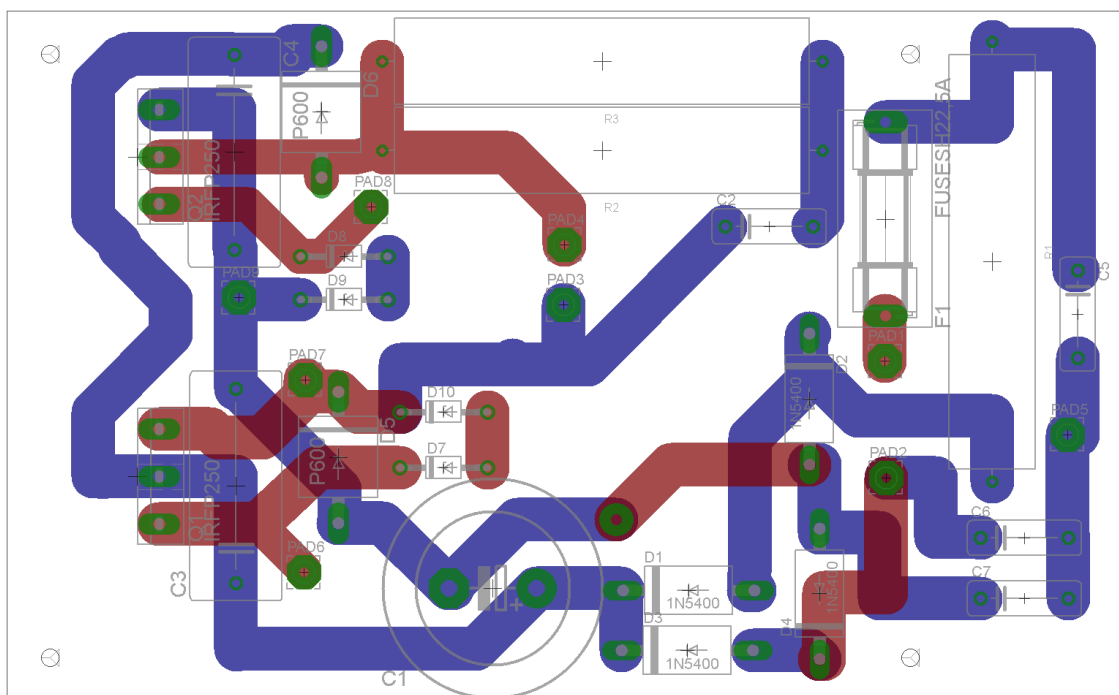
Na této desce není umístěn síťový transformátor pro napájení řídicího a budicího obvodu a potenciometr pro nastavení hlasitosti. Oba tyto prvky jsou k desce připojeni vodiči.

Na pravé straně jsou umístěny pady pro připojení budicího transformátoru. Navinuté toroidní jádro je připevněno na desku lepidlem v blízkosti těchto připojovacích bodů. Výstupní budicí transformátor je složen z feritového jádra a tří vinutí. Dvě z těchto vinutí jsou vyvedeny na silovou část obvodu. Kvůli snaze o zmenšení parazitní indukčnosti jsou tyto dva vývody zkrouceny do sebe, každý vývod zvlášť. Snahou je také samozřejmě dosáhnout co nejkratší délky tohoto spoje, řídicí a silové části. Z tohoto důvodu jsou výstup řídicí části a vstup řízené části na stejné straně. Viz (fotografie obvodu)



Obrázek 4.4 Foto osazených desek plošných spojů

Vodivé cesty pro napájení budiče mají šířku 1,5 mm a ostatní 0,5 mm. Polygon použitý na obou stranách desky je připojen k zemi.



Obrázek 4.5 Deska plošných spojů silové části obvodu

Při návrhu desky plošných spojů silové části je snaha dosáhnout několika cílů. Prvním z nich je navrhnout desku, jejíž velikost nepřesahuje rozměry krabice PC zdroje a zároveň nás co nejméně prostorově limituje při návrhu desky řídicí části. Deska má rozměry 130 x 80 mm. Tímto je první úkol splněn.

Dále je nutné situovat oba tranzistory tak, aby za nimi zbylo místo pro chladič. Tento je pak umístěn za nimi na levé části desky. Chladič zabírá plochu přibližně 60 x 15 mm.

Dále je příhodné usilovat o, co nejmenší smyčku tvoří tranzistor-dioda-blokovácí kondenzátor. Tohoto kritéria je dosaženo, co nejlépe, v rámci možností. Musíme totiž brát v úvahu i potřebnou šířku vodivých spojů a také minimální velikost mezer mezi nimi. Šířka vodivých spojů je 5 mm a je dodržována minimální rozteč mezi nimi 1,5 mm. Ve shodě s tímto kritériem jsou také rozmístěny pady, pro přívod řídicího signálu tranzistorů.

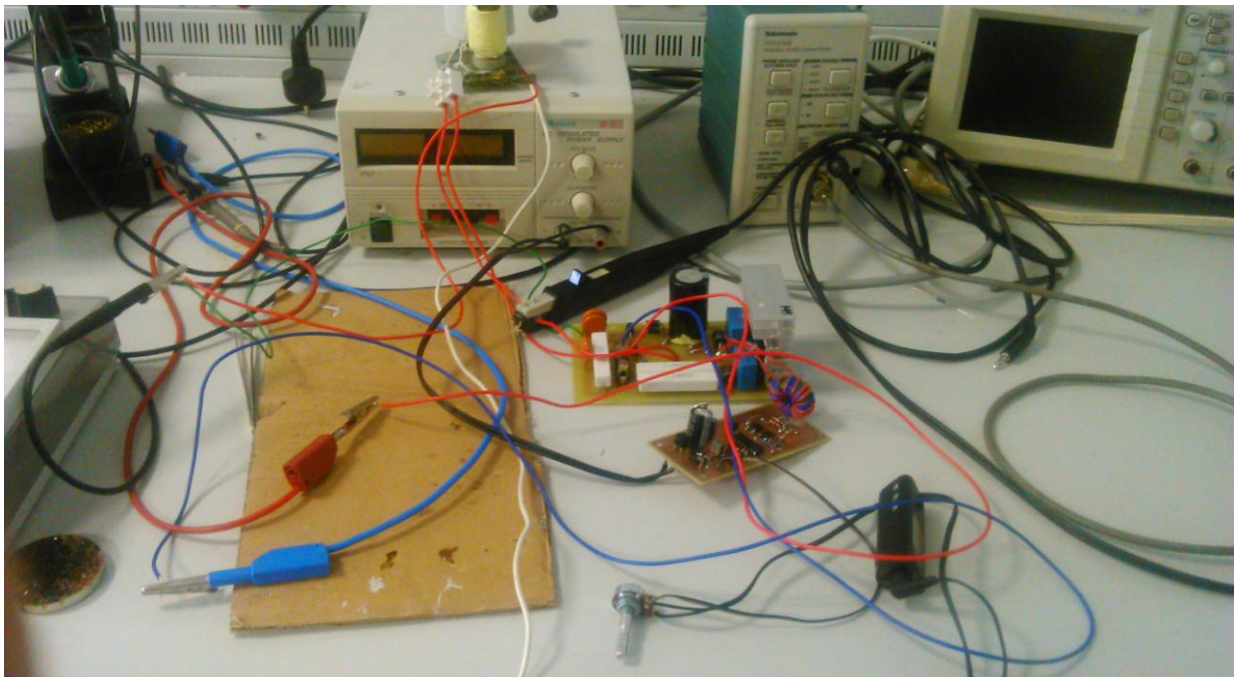
Na keramických rezistorech R1, R2 a R3 jsou očekávány relativně velké tepelné ztráty, není tedy vhodné je situovat všechny tři v těsné blízkosti.

V našem případě výroby desky je velice důležité také přivést vodivé spoje ke všem svitkovým a elektrolytickým kondenzátorům ze spodní části desky v případě, že jsou umístěny na vrchní části. Důvodem je geometrie součástek, která v případě svitkových kondenzátorů téměř vylučuje pájení vývodů z vrchní strany. V případě elektrolytických je pájení spojů z vrchní strany desky možné (pokud mají dostatečně dlouhé vývody nebo jsou nové). Výhodnější je však i tento typ součástek pájet ze spodní části desky, především z hlediska úspory místa. Tato podmínka musí být zohledňována pouze při amatérské výrobě desek.

## 5 OŽIVENÍ OBVODU A OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ

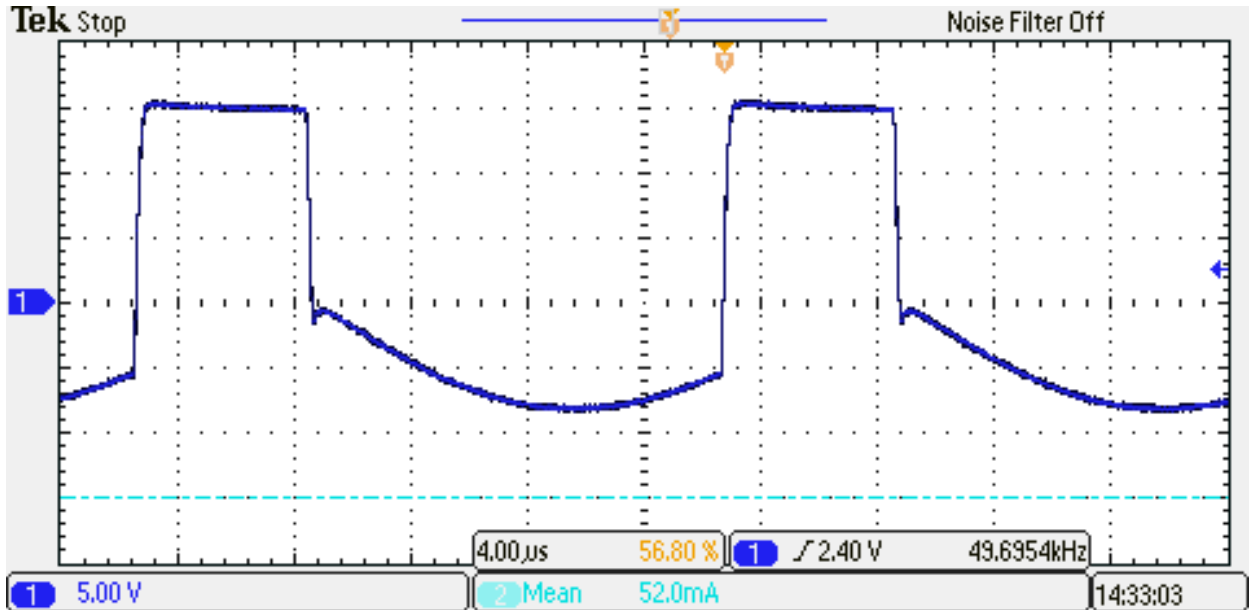
### 5.1 Oživení obvodu

Oživení obvodu a ověřovací měření proběhly v laboratořích VUT Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky (UVEE). Nejprve byla oživena řídicí část obvodu a proběhlo měření výstupního signálu. Po ověření funkčnosti řídicí části byla oživena i silová část a na ní provedeny ověřovací měření. Tyto měření probíhali bez připojeného vstupního audio signálu a ventilátoru.(foto měření)



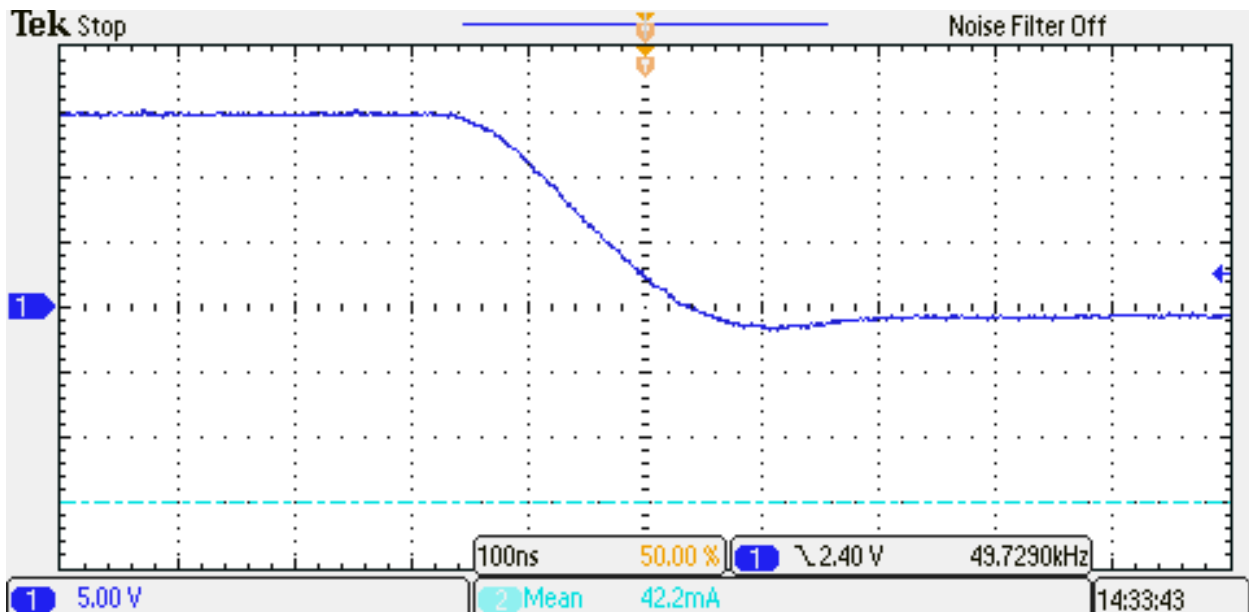
Obrázek 5.1 Foto měřícího pracoviště

## 5.2 Ověřovací měření



Obrázek 5.2 Budicí signál tranzistoru při vypnutí silové části obvodu

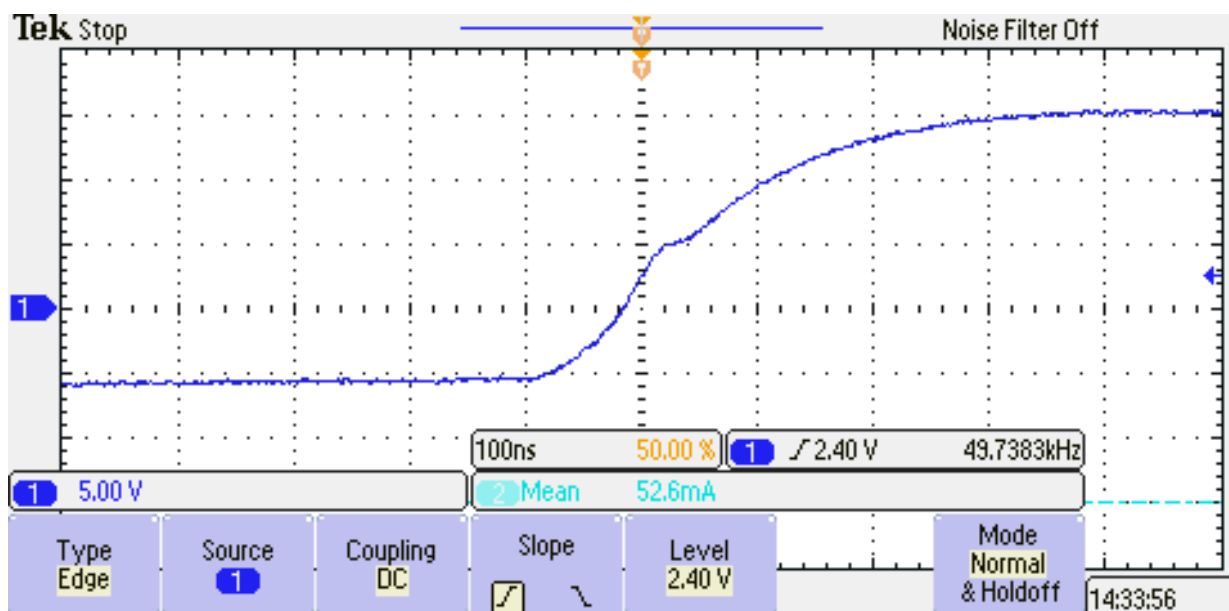
První graf zobrazuje průběh budicího napětí tranzistorů silové části, při podmínce odpojení silové části od zdroje. Toto napětí je naměřeno na výstupu budiče. Z obrázku je patrné, že pulzy signálu dosahují téměř přesně napětí 15 V. Toto napětí vyhovuje řízení tranzistorů, na jejichž vstup je signál přiveden. Šířka pulzu odpovídá přibližně jedné čtvrtině periody. Po vypnutí tranzistorů jde napětí na výstupu budiče do záporných hodnot. Tímto napětím je zajištěna demagnetizace jádra budicího transformátoru. Tak jsme ověřili správnost zapojení řídicího a budicího obvodu.



Obrázek 5.3 Detail sestupné hrany budicího signálu tranzistorů při vypnutí silové části obvodu

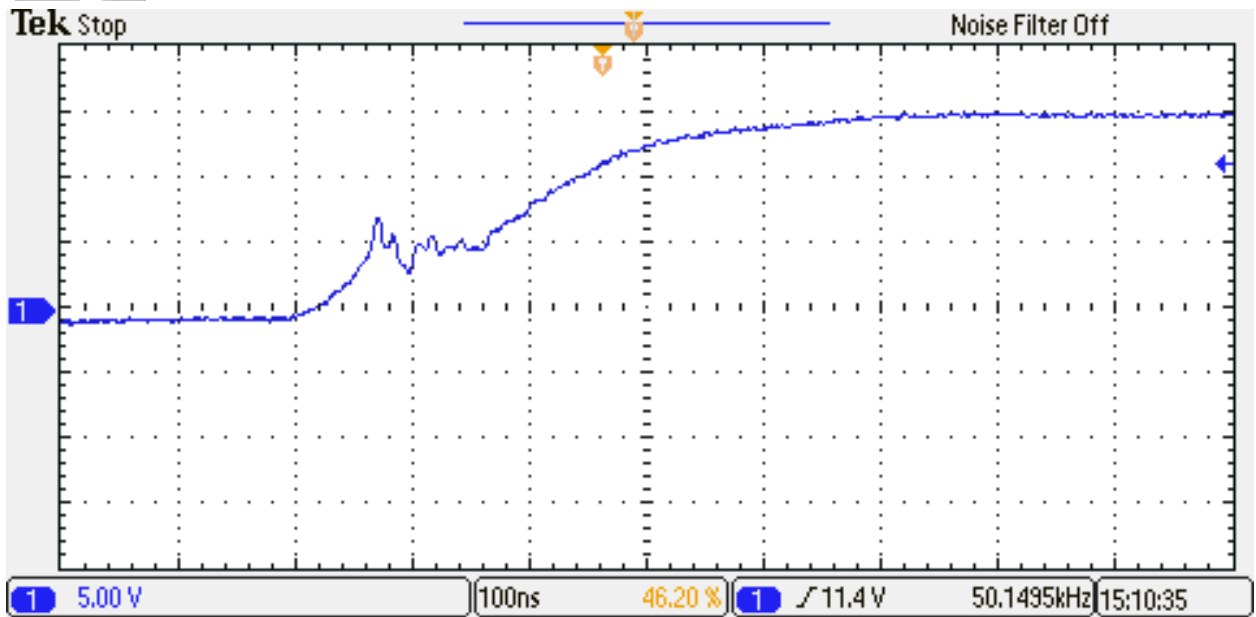


Na obrázku je detailně zobrazena sestupná hrana budícího signálu změřeného na výstupu budiče, při podmínce odpojené silové části od zdroje. Z grafu je patrné, že doba vypnutí tranzistoru a tedy vybití jejich parazitní kapacity trvá přibližně 200 – 250 ns.



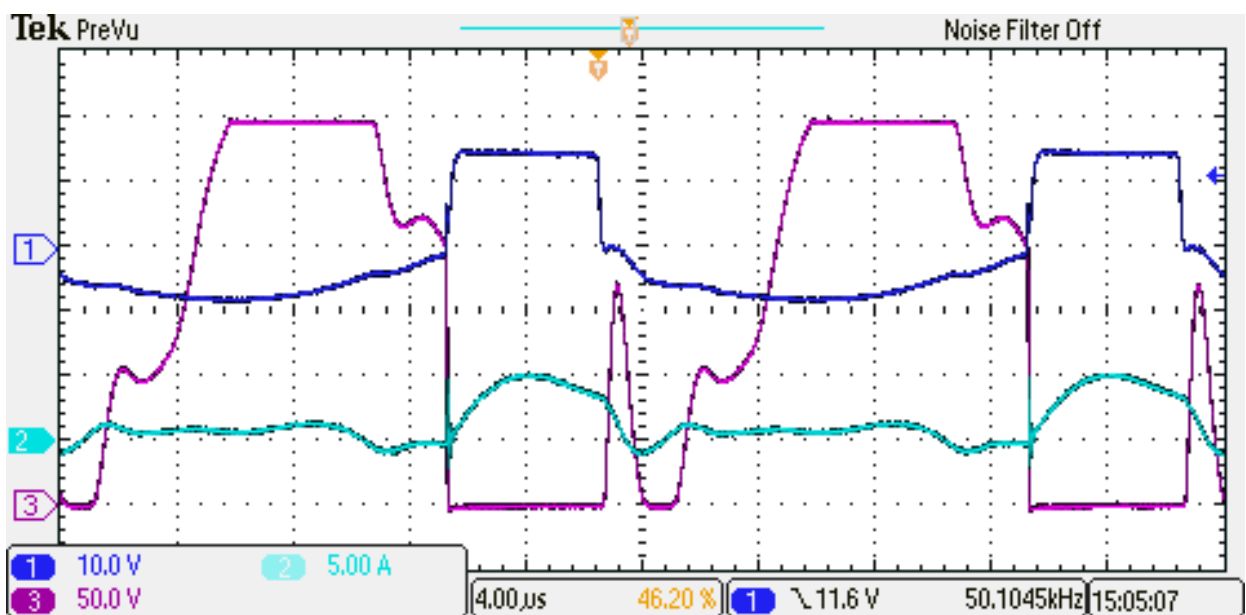
Obrázek 5.4 Detail náběžné hrany budícího signálu tranzistorů při vypnuté silové části obvodu

Na obrázku je detailně zobrazena nástupná hrana budícího signálu změřeného na výstupu budiče, při podmínce odpojené silové části od zdroje. Z grafu je patrné, že v tomto případě trvá zapnutí tranzistorů tedy „otevření“ přibližně 400 ns. V polovině otevírání tranzistorů MOS-FET je pozorovatelná oblast, kdy se nárůst napětí mezi gate-source na určitou dobu zpomaluje (nebo zastaví). Tato oblast je známá jako gate plateau (nebo Miller Plateau). K tomuto jevu dochází po nabití kapacity mezi gate-source, tedy dosažení napětí, kdy se tranzistor začne otevírat. Proud procházející mezi drainem-sourcem prudce vzroste, a po té napětí mezi těmito konci prudce klesne. Doba poklesu tohoto napětí je rovna délce této oblasti. Z tohoto tvrzení plyne, že nárůstem tohoto napětí, tedy připojením silové části obvodu ke zdroji se tato oblast bude zvětšovat. Tento jev je možné pozorovat na následujícím obrázku, kde jsou již tranzistory napájeny plným napětím (cca 325 V).



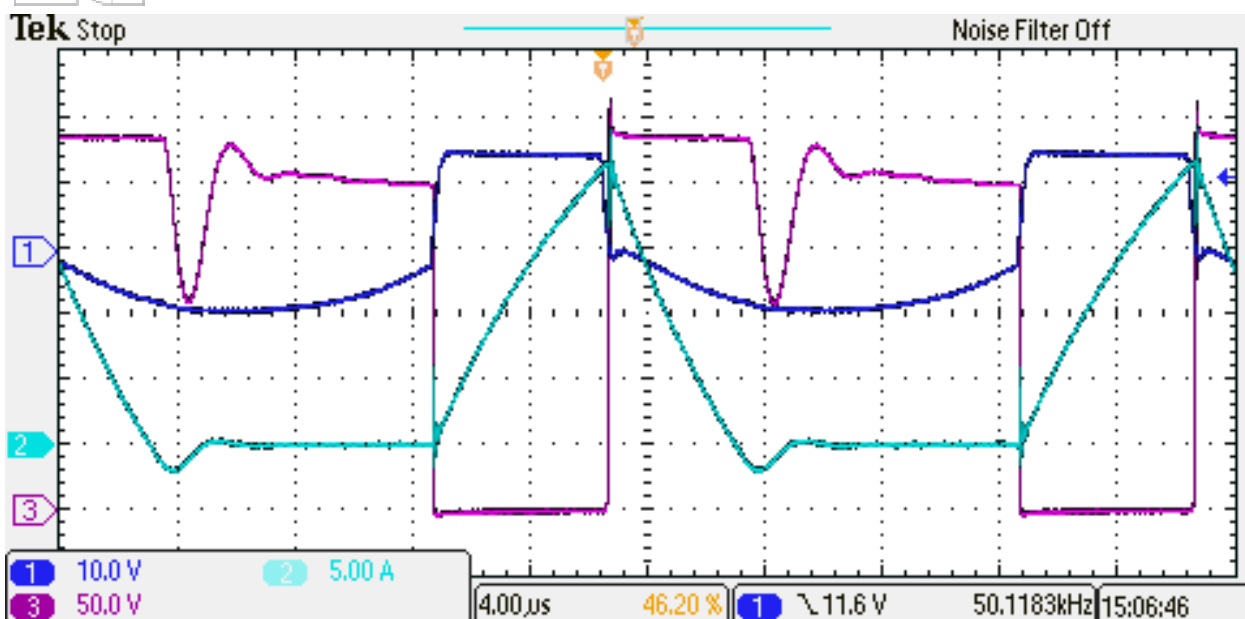
Obrázek 5.5 Detail náběžné hrany budicího signálu tranzistorů napájených plným napětím

Zde je pozorovatelné zpoždění plného nárůstu budicího napětí na vstupu tranzistoru gate-source přibližně 100 ns.



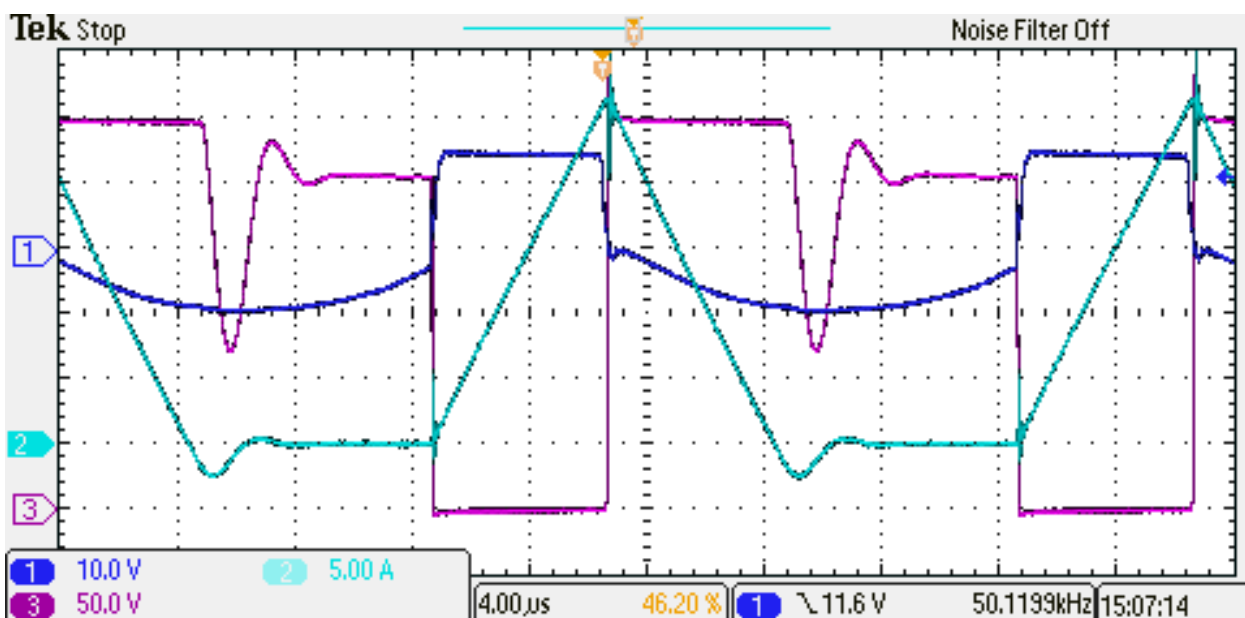
Obrázek 5.6 Měření naprázdno

Na obrázku pozorujeme průběh napětí na vstupu tranzistoru MOS-FET, tedy výstupu budiče (tmavě modrá), dále pak průběh napětí na výstupu tohoto tranzistoru (fialová) a průběh proudu primárním vinutím vysokonapěťového transformátoru. Průběhy jsou naměřeny při rozpojených svorkách sekundárního vinutí vysokonapěťového transformátoru (neteče jím žádný proud). Za těchto okolností je maximální špičková hodnota proudu primárním vinutím naměřena 0,5 A. Pro zobrazení proudu bylo zvoleno špatné měřítko, nutno podělit deseti.



Obrázek 5.7 Měření s výbojem

Na obrázku pozorujeme průběh napětí na vstupu tranzistoru MOS-FET, tedy výstupu budiče (tmavě modrá), dále pak průběh napětí na výstupu tohoto tranzistoru (fialová) a průběh proudu primárním vinutím vysokonapětového transformátoru. Průběhy jsou naměřeny při zapálení oblouku na sekundární straně vysokonapětového transformátoru. Z grafu je patrné, že špičková hodnota proudu procházejícím primárním vinutím vysokonapětového transformátoru je přibližně 2 A. Pro zobrazení proudu bylo zvoleno špatné měřítko, nutno podělit deseti.

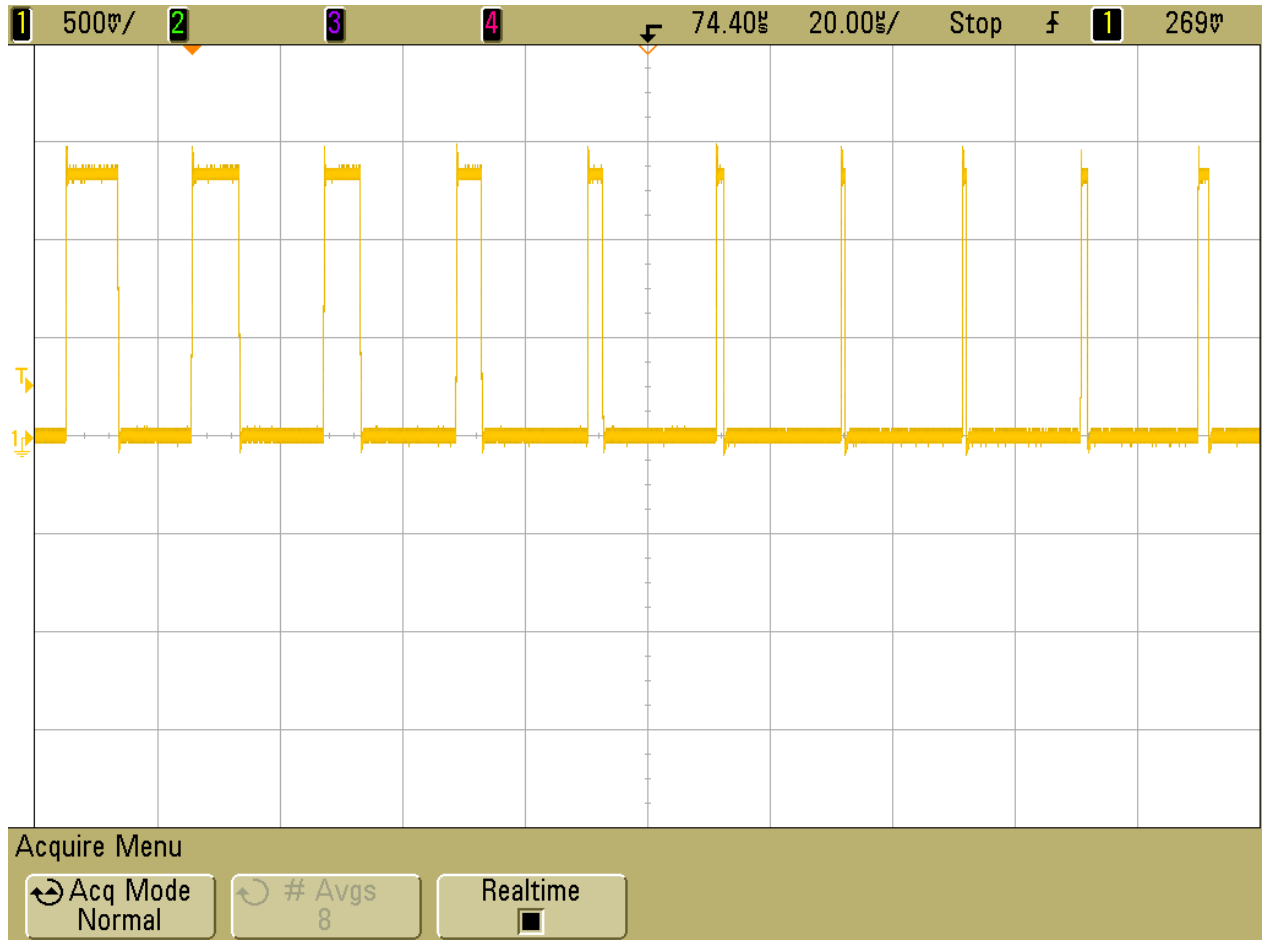


Obrázek 5.8 Měření nakrátko

Na obrázku pozorujeme průběh napětí na vstupu tranzistoru MOS-FET, tedy výstupu budiče (tmavě modrá), dále pak průběh napětí na výstupu tohoto tranzistoru (fialová) a průběh proudu primárním vinutím vysokonapětového transformátoru. Průběhy jsou naměřeny při zkratované sekundární straně vysokonapětového transformátoru. Z grafu je patrné, že špičková hodnota proudu procházejícím primárním vinutím vysokonapětového transformátoru je přibližně 2,5 A. Proud je omezen pouze rozptylovou indukčností, která se magnetizuje a demagnetizuje. Zde je



dobře vidět trojúhelníkový tvar proudu (lineární nárůst a *pokles*). Pro zobrazení proudu bylo zvoleno špatné měřítko, nutno podělit deseti.



Obrázek 5.9 Modulace signálu

Na obrázku je znázorněna změna střídy budicího signálu na základě vstupního signálu.





### 5.2.1 Tepelné ztráty

Po ověření funkčnosti bylo zjišťováno, zda některá část především silového obvodu nemá příliš velké tepelné ztráty. Pohmatem bylo zjištěno, že teplota zkoumaných součástek je vyhovující. Největší tepelné ztráty vykazovala dvojice paralelně zapojených keramických odporů nacházejících se na výstupu měniče. Ztrátový výkon vytopený na těchto odporech můžeme orientačně stanovit. Ze znalosti kapacity kondenzátoru zapojeného k odporům sériově a napětí na svorkách. Víme totiž, že kapacita se během jedné periody dvakrát vybíjí. Výkon stanovíme podle vzorce:

$$E \sim 2 * E_C \sim 2 * \frac{1}{2} * C * U^2$$

$$P = E * f = C * U^2 * f_{sp}$$

$$P = 440 * 10^{-12} * (2 * 325)^2 * 50000 = 9,3 \text{ W}$$

Při ověřovacích měřeních byla frekvence spínání cca 50 kHz a napětí asi dvakrát 325 V, protože po vypnutí dochází ke změně na obou spínačích o 325 V, podobná situace nastává při sepnutí. Za těchto hodnot byla stanovena přibližná hodnota výkonu ztraceného rezistory do okolí v podobě tepla přibližně na 9,3 W. Tento výkon lze uchládit. RC článek je v obvodu nutný kvůli utlumení parazitního kmitání po demagnetizování jádra vysokofrekvenčního transformátoru.



## 6 ZÁVĚR

V rámci bakalářské práce jsme se seznámili s problematikou vzniku akustického vlnění za pomoci vysokonapěťového elektrického oblouku a s problematikou modulace signálů a řízení tranzistorových měničů.

Bylo nalezeno vhodné řešení pro sestavení zdroje pro zvukem modulovatelný vysokonapěťový elektrický oblouk, také známý jako plasmový reproduktor nebo Plasma speaker. Byl vytvořen teoretický návrh a jeho jednotlivé části byly popsány. Po domluvě s vedoucím práce pak byly zvoleny vhodné, dostupné součástky a obvod dimenzován.

Samotný návrh práce se zabýval výběrem řešení a komponent tak, aby byla dosažena co nejlepší kvalita zvuku. Pro modulaci vstupního signálu jsme zvolili pulzní šířkovou modulaci. Tento úkon provádí integrovaný obvod TL 494. Výstupem obvodu je řízen budič, který nám zajišťuje dostatečné proudové zesílení modulovaného signálu pro rychlé otevírání a zavírání tranzistorů MOS-FET v silové části měniče. Další úkony, které budič obstarává, jsou přizpůsobení různých napěťových hladin na vstupu a výstupu budiče a galvanické oddělení silové části a řídicí. V silovém obvodu měniče je primární vinutí hlavního transformátoru umístěno mezi dva tranzistory MOS-FET a dvě nulové diody, které zajišťují demagnetizaci jádra transformátoru do meziobvodu. Paralelně k primárnímu vinutí transformátoru je připojen sériový RC obvod. Po demagnetizaci jádra totiž dochází ke kmitání. Toto může mít vliv na zkreslení výsledného reproduktovaného zvuku. Silový obvod je navržen jako jednočinný dvojspínačový měnič. Řízený je tak, že oba tranzistory jsou spínány současně. Výkon do výboje dodává propustný i závěrný pulz z transformátoru. Omezení proudu do výboje je realizováno rozptylovou indukčností. Tato indukčnost je „vybíjena“ jak do meziobvodu tak do zátěže (výboje). Transformátor má záměrně cívky navinuty v určité vzdálenosti od sebe, aby mezi nimi vznikla větší rozptylová indukčnost.

Obvod je napájen síťovým napětím 230 V 50 Hz. Pro potřebu měniče je napětí usměrněno diodovým můstkem se sběracím kondenzátorem na hodnotu přibližně 325 V. Pro potřebu napájení řídicího a budičového obvodu byl navržen stabilizovaný zdroj napětí 15 V. Modulovací frekvence byla stanovena na 48 kHz. Klidovou střídu jsme zvolili 0,25 a vstupní signál zesílili, pro co nejširší využití rozsahu modulace. Tato střída nikdy nesmí přesáhnout maximální hodnotu 0,5, aby se jádro transformátoru stihlo v každé periodě demagnetizovat.

Jako další proběhla realizace obvodu za pomoci desek plošných spojů. Úspěšně bylo po té provedeno oživení obvodu a ověřovací měření. Zjistili jsme, že dimenzování součástek je dostatečné. Největší tepelné ztráty vykazuje RC člen zapojený paralelně na výstupu měniče kvůli tlumení parazitního kmitání po demagnetizaci jádra vysokonapěťového transformátoru. Experimentálně nebylo zjištěno žádné slyšitelné zkreslení modulovaného audio signálu.



## LITERATURA

- [1] The 'Singing Arc' William Duddell, UK, 1899. Singing arc [online]. 2008, č. 2 [cit. 2015-12-20]. Dostupné z: <http://120years.net/the-singing-arcwilliam-duddelluk1899/>
- [2] SEVERINSEN, Daniel a Gourab Sen GUPTA. Design and Evaluation of Electronic Circuit for Plasma Speaker [online]. London, U.K, 2013 [cit. 2015-12-20]. Dostupné z: [http://www.iaeng.org/publication/WCE2013/WCE2013\\_pp1111-1116.pdf](http://www.iaeng.org/publication/WCE2013/WCE2013_pp1111-1116.pdf). Thesis. Proceedings of the World Congress on Engineering.
- [3] Perspectives on Plasmas, What are Plasmas?, General Atomics 1994 [online]. [cit. 2015-12-20]. Dostupné z: <http://www.plasmas.org/what-are-plasmas.htm>
- [4] Ftanas M.. Fyzika Plazmatu. Vývoj. [online]. [cit. 2015-12-20]. Dostupné z: <http://physics.mff.cuni.cz/kevf/s4r/plazma/?p=3>
- [5] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [6] PATOČKA, M. Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek II. Pulzní měniče bez transformátoru[online]. Brno, 2005 [cit. 2015-12-25]
- [7] IRF. International Rectifier, IRF460. [online] IRF, 2014-04-09. [cit. 2015-12-25] Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf460.pdf>
- [8] Patrick Griffith. Designing Swswitching Voltage Regulators With the TL 494 (Rev. E) [online]. TEXAS INSTRUMENTS, 2011. [cit. 2015-12-25] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf>
- [9] Nyquist-Shannon Sampling theorem. Wikipedia [online]. 2015. [cit. 2015-12-25]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist%E2%80%93Shannon\\_sampling\\_theorem](https://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist%E2%80%93Shannon_sampling_theorem)