

Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích

Přírodovědecká fakulta

**Pulzní zdroj s vysokým výkonem v pulzu pracující v
rozsahu nízkých frekvencí pro buzení plazmatu**

Bakalářská práce

Václav Kučera

Školitel: Mgr. Zdeněk Hubička, Ph.D

Školitel-specialista konzultant: doc. RNDr. Vítězslav Straňák, Ph.D.

České Budějovice 2015

Kučera, V., 2015: Pulzní zdroj s vysokým výkonem v pulzu pracující v rozsahu nízkých frekvencí pro buzení plazmatu. [Pulsed high power supply operating at low frequencies range for plasma generation. Bc. Thesis, in Czech]- 50p., Faculty of Science, University of South Bohemia, České Budějovice, Czech Republic.

Anotace

Předložená práce se zabývá problematikou vysokovýkonných pulzních zdrojů pro buzení plazmatu. Hlavním cílem práce je vývoj a stavba vysokovýkonného pulzního zdroje pro buzení plazmových výbojů s vysokým stupněm ionizace. Konstruovaný spínací zdroj využívá polovodičových prvků, především pak tranzistorů IGBT v paralelním zapojení. Výkonový spínací zdroj je schopen provozu v maximálními proudovými hodnotami 200 A / - 1000 V při frekvencích v řádu 100 Hz. Součástí bakalářské práce je teoretický úvod do problematiky, návrhy zapojení a jeho popis zahrnující výrobu. Funkčnost zdroje byla ověřena v reálném experimentu a výsledky jsou přiloženy.

Annotation

The present work focuses on high power pulse sources for plasma excitation. The main objective of the work is the development and construction of a pulse power source for generation of plasma discharges with high degree of ionization. The construction of the pulse power supply is based on semiconductor elements, especially on IGBT transistors. The pulsed power supply enables to work with peak currents and peak voltages up to 200 A / - 1000 V at frequencies of 100 Hz range. The bachelor thesis includes parts with the theoretical introduction and circuits design together with the description of the power supply assembly. The functionality of the pulsed power supply was verified during the real experiment in laboratory and measured data are attached.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně pouze s použitím pramenů a literatury uvedených v seznamu citované literatury.

Prohlašuji, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb. v platném znění souhlasím se zveřejněním své bakalářské práce, a to v nezkrácené podobě elektronickou cestou ve veřejně přístupné části databáze STAG provozované Jihočeskou univerzitou v Českých Budějovicích na jejích internetových stránkách, a to se zachováním mého autorského práva k odevzdanému textu této kvalifikační práce. Souhlasím dále s tím, aby toutéž elektronickou cestou byly v souladu s uvedeným ustanovením zákona č. 111/1998 Sb. zveřejněny posudky školitele a oponentů práce i záznam o průběhu a výsledku obhajoby kvalifikační práce. Rovněž souhlasím s porovnáním textu mé kvalifikační práce s databází kvalifikačních prací Theses.cz provozovanou Národním registrem vysokoškolských kvalifikačních prací a systémem na odhalování plagiátů.

Ve Strakonících 23. dubna 2015

Václav Kučera

Poděkování

Rád bych na tomto místě poděkoval Mgr. Zdeňku Hubičkovi, Ph.D a doc. RNDr. Vítězslavu Straňákovi, Ph.D. za profesionální přístup, pomoc a odborné vedení při realizaci mé bakalářské práce.

OBSAH:

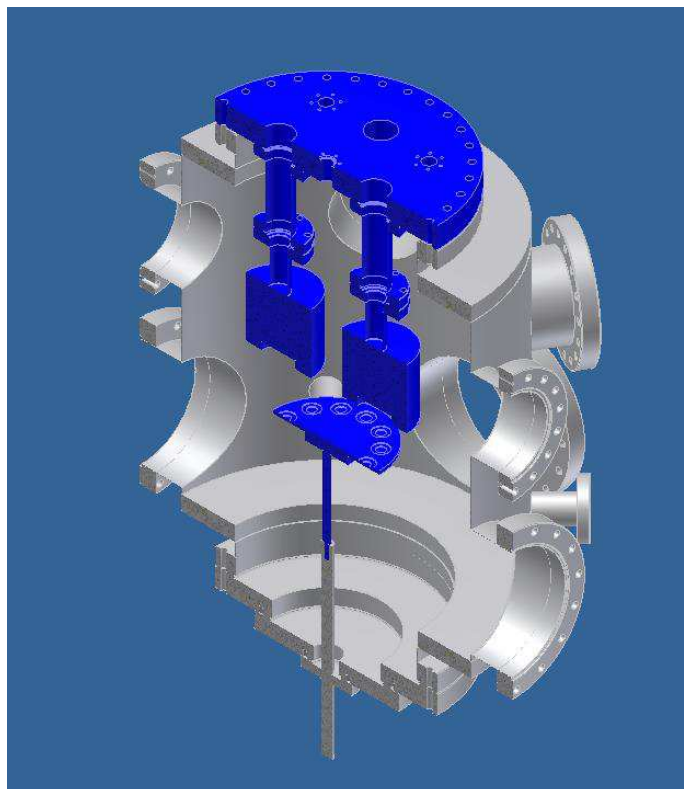
1. ÚVOD	1
2. TEORETICKÁ STUDIE PULZNÍCH ZDROJŮ.....	6
2.1 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ	7
2.1.1 Dvojčinné zapojení	7
2.1.2 Polomost	8
2.1.3 Plný most	10
2.2 POLOVODIČOVÉ SPÍNACÍ PRVKY.....	10
2.3 TRANZISTORY IGBT	11
2.3.1 Proudová a napěťová zatžitelnost IGBT	14
2.3.2 Rychlost spínání, strmosti proudu a spínací frekvence	15
2.3.3 Budiče pro IGBT a nadproudová ochrana	16
2.3.4 Konstrukce výkonových polovodičů	16
3. CÍLE PRÁCE.....	18
4. VLASTNÍ KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ	19
4.1 NÁVRH ZDROJE	19
4.2 VÝKONOVÝ BLOK	20
4.2.1 Popis zapojení	22
4.2.2 Seznam součástek	26
4.3 BLOK DC ZDROJŮ	28
4.3.1 Popis zapojení	29
4.3.2 Seznam součástek	30
4.4 BLOK KAPACIT	31
4.4.1 Popis zapojení	32
4.4.2 Seznam součástek	34
4.5 MECHANICKÁ KONSTRUKCE	34
4.5.1 Návrh a výroba desek plošných spojů	35
4.5.2 Konstrukce zdrojové skříně (konstrukční uspořádání)	36
5. OVĚŘENÍ FUNKCE A MĚŘENÍ	38
5.1 KONTROLNÍ MĚŘENÍ A TESTOVÁNÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ	38
5.2 TECHNICKÝ POPIS EXPERIMENTU A TESTOVÁNÍ	39
5.3 MĚŘENÍ KATODOVÉHO NAPĚTÍ A VÝBOJOVÉHO PROUDU.....	41
6. NÁVOD K OBSLUZE	44
6.1 ZAPOJENÍ V SINGLE MÓDU	45
6.2 ZAPOJENÍ V DUÁLNÍM MÓDU.....	45
6.3 ŘEŠENÍ PROBLÉMŮ A ZÁVAD	45
7. ZÁVĚR	47
8. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	48
9. SEZNAM PŘÍLOH	50
1. TECHNICKÝ LIST, VÝKONOVÝ IGBT TRANZISTOR	50
2. TECHNICKÝ LIST, DVOU KANÁLOVÝ BUDIČ IGBT A MOSFET	50
3. TECHNICKÝ LIST, OPTOČLEN, PHOTOCOUPLER	50
4. TECHNICKÝ LIST, VÝKONOVÉ TRANZISTORY	50
5. TECHNICKÝ LIST, VÝKONOVÁ DIODA.....	50
6. TECHNICKÝ LIST, ELEKTROLYTICKÝ KONDENZÁTOR S NÍZKOU IMPEDANCÍ	50

1. ÚVOD

Dnešní doba je typická svým rozmachem moderních technologií. Stačí se ohlédnout jen několik let či desetiletí a uvidíme obrovský pokrok a rozmach v oblasti elektroniky, výpočetní techniky, moderních synergických systémů a dalších odvětví. Vývoj a také uplatnění takových systémů souvisí ruku v ruce s rozvojem nových průmyslových a technologických aplikací pro jejich výrobu. Vhodným příkladem může být například vývoj a výroba polovodičových prvků. Polovodiči v tomto případě nemyslíme jen klasické diody či tranzistory, ale prvky mnohem komplexnější, např. procesory, velké zobrazovací jednotky či dotykem ovládané displeje.

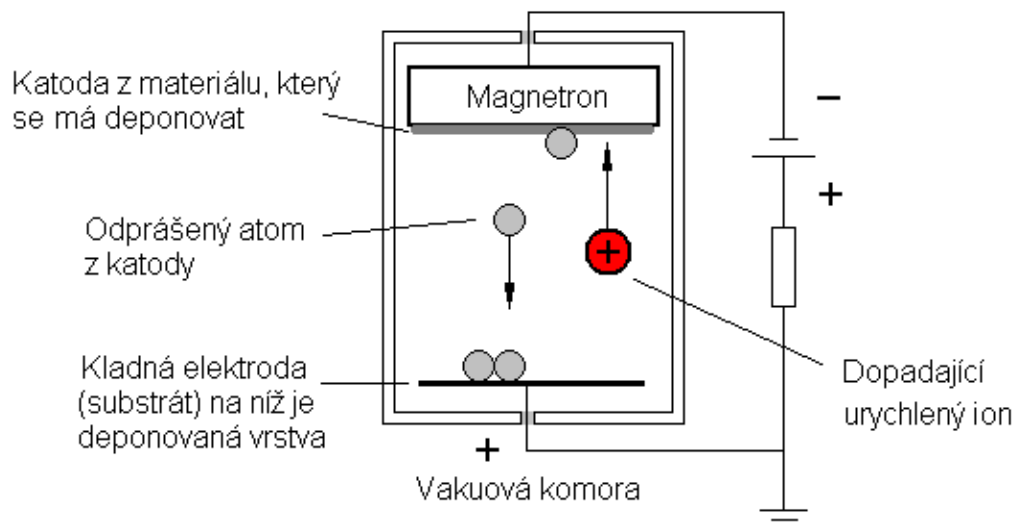
Při hromadné výrobě takových součástí se dnes často užívá tenkých funkčních vrstev nanášených pomocí plazmových technologií [1]. Plazma [2], tedy ionizovaný plyn, v tomto případě slouží jako aktivní prostředí umožňující nanesení vrstev o tloušťce v rozmezí několika nm až μm . Napařovaná tenká vrstva vzniká na povrchu substrátu kondenzací par, které mohou být různého chemického složení – páry kovů, organometalických prekurzorů, organických prekurzorů atd. [3].

K napařování tenkých vrstev se často využívá tzv. odprašovacích magnetronů (pozn. zde se nejedná se o magnetrony využívané pro generaci mikrovln). Magnetron je zařízení, které umožňuje odprašování materiálu při využití zkříženého magnetického a elektrického pole [4]. Magnetronové napařování je nízkotlaký proces. Z tohoto důvodu jsou magnetrony instalovány do vakuových komor. Na obrázku 1 je znázorněn řez vakuovou komorou v níž jsou umístěny dva magnetrony. Držák substrátů je představován rotačním stolem umístěným pod magnetrony. Současné odprašování více magnetronů umožňuje deponovat více komponentní kompozitní materiály.



Obr. 1. Řez vakuovou komorou s dvěma magnetrony.

Zásadní roli při těchto depozičních procesech hrají zdroje plazmatu a jejich optimalizace. Výzkum v poslední době ukazuje výhody tzv. vysoko-výkonného pulzního naprašování využívající odprašovacího magnetronu [4] (High Power Impuls Magnetron Sputtering – HiPIMS [5],[6],[7].). HiPIMS využívá odprašování aktivní elektrody, která je vyrobena z materiálu, který je třeba deponovat. Za tímto účelem je na elektrodu přivedeno záporné předpětí v pulzním režimu (cca – 500 až – 1500 V) zatímco substrát bývá buď uzemněn, nebo je elektricky oddělen od vakuové komory (tzv. na plovoucím potenciálu) nebo na něj může být převedeno elektrické předpětí. Hořící výboj způsobuje bombardování katody kladnými ionty, jejichž dopad způsobuje odprašování elektrody a vytvoření (kovových) par, které následně kondenzují a formují tenkou vrstvou. Princip je patrný z obrázku 2:



Obr. 2. Fyzikální princip technologie HiPIMS , převzato a upraveno dle [6].

Bylo prokázáno, že kvalita deponovaných vrstev se zvyšuje se zvyšujícím stupněm ionizace HiPIMS výbojů [8],[9]. V takovém případě jsou původně neutrální odprášené atomy ionizovány a následně urychleny elektrickým polem směrem k substrátu. Energie dopadajících iontů pak přímo definuje vlastnosti vrstev. Efektivnost ionizace je úměrná okamžitému výkonu dodanému do výboje. Proto je snahou dosažení vysokých výkonových hustot. Bohužel zvýšení výkonové hustoty je limitováno, protože při vysokých výkonech dochází k teplotní degradaci a mnohdy i roztavení katody, navzdory jejímu chlazení.

Vysoké výkonové hustoty v HiPIMS výbojích je dosahováno jeho provozem v pulzním módu. V pulzním provozu dochází ke „komprimaci“ výkonu do aktivní části pulzu:

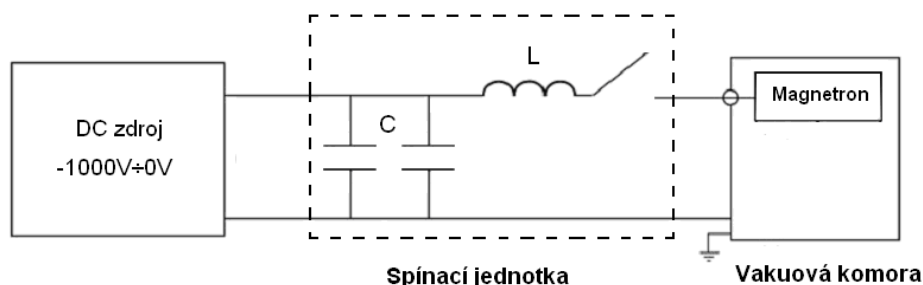
$$P_S = \frac{1}{T} \int_0^T P_d(t) \cdot dt \quad (1)$$

Kde:

P_d je okamžitý výkon výboje [W]

HiPIMS výboje jsou typicky provozovány při nízkých frekvencích $f = 10 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$ s aktivní střídou 1 % tj. 100 μs ON, 9900 μs OFF při frekvenci 100 Hz. Potom výkony v pulzu dosahují až 1 kW/cm^2 plochy katody, zatímco střední výkon je o 2 – 3 řády nižší [5]. Tak je dosaženo vysokého stupně ionizace při nízkém středním výkonu. Bylo publikováno, že u HiPIMS výboje je možné dosáhnout až 90 % ionizace odprášených částic

[7]. Obecně se pro generování HiPIMS výboje využívá kombinace dc napěťové jednotky paralelně spojené se spínací jednotkou dle schématu obr. 3. Spínací jednotka je řízena většinou buď z vestavěného nebo externě připojeného TTL generátoru.



Obr. 3. Zjednodušený princip generování HiPIMS, převzato a upraveno dle [5].

Modifikací HiPIMS výbojů je jejich provoz v tzv. duálním režimu. V tomto zapojení je využito dvou magnetronů, které jsou umístěny do stejné komory, viz obr. 1. Při duálním režimu jsou elektrody obou magnetronů aktivní a střídavě slouží jako katoda a anoda. V takové konfiguraci jsou efektivně střídavě odprašovány obě elektrody. Pro duální HiPIMS je typická vazba mezi magnetrony (výboj hoří mezi anodou a katodou), která je pozorovatelná pouhým okem, viz obr. 4. Na tomto obrázku je duální HiPIMS při odprašování dvou magnetronů s různými elektrodami: zelená barva je typická pro měděný výboj, kdežto fialová pro výboj titanový. První duální - HiPIMS výboj je popsán v odborném článku [10].



Obr. 4. Duální výboj HiPIMS.

Laboratoř fyziky plazmatu na PřF JU se intenzivně věnuje depozicím tenkých funkčních vrstev s využitím technologie HiPIMS. Cílem této předložené práce je vývoj a stavba pulzního zdroje pro generaci HiPIMS výbojů. Samotné úkoly a cíle práce jsou přesně stanoveny v následující kapitole. Poté následuje návrh řešení s popisem typických zapojení a jejich teorií. Nejdůležitější část pak představuje samotné řešení - návrh zapojení, osazení desek a výroba pulzního zdroje. Funkčnost zdroje je doložena na měření proudů a napětí na odprašovací elektrodě při reálném provozu. Nedílnou součástí práce je i předložený funkční vzor spínaného zdroje.

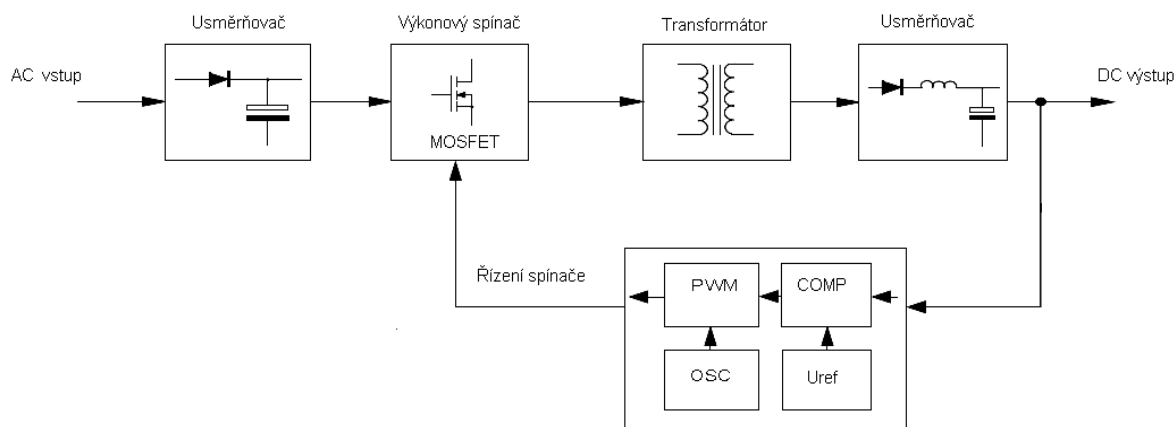
Poznámka: Ve veřejně přístupné práci nejsou některé pasáže a detailní informace uvedeny z důvodu ochrany řešení zapojení. Tato místa jsou v práci vyznačena a komentována následujícím textem: „Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU“.

2. TEORETICKÁ STUDIE PULZNÍCH ZDROJŮ

Výkonové pulzní zdroje obecně vycházejí, z hlediska principu funkce, z klasických spínaných měničů (zdrojů). Jedná se tedy o obvody, ve kterých se vytváří výstupní výkonový impuls stejnosměrného napětí spínáním vstupního stejnosměrného napětí pomocí zpravidla polovodičového výkonového spínacího prvku. Proto si nejprve přiblížíme problematiku zapojení spínaných zdrojů.

Spínaný zdroj se skládá z několika základních částí znázorněných na obr. č. 5. Důležitou podmínkou činnosti spínaných zdrojů je jejich stejnosměrné napětí na vstupu vedení, které musí mít co nejmenší střídavou složku, protože kvůli svému nízkému kmitočtu (50 Hz) často prochází přes celý filtr až na výstup. Máme tedy dvě základní možnosti zapojení, jedno je se vstupním napětím stejnosměrným a druhé se střídavým. Když je na vstupu stejnosměrné napětí, tak bývá velmi malý vnitřní odpor a pak není vysoká náročnost na vstupní filtr. Pokud bude na vstupu napětí střídavé, tak po jeho usměrnění na vstupním usměrňovači je potřebné, aby se důkladně vyhladilo zbytkové napětí vstupním filtrem [11].

Oba tyto prvky, jak usměrňovač, tak vstupní filtr, musí být dostatečně účinné na síťovém kmitočtu 50 Hz, což vede na užití prakticky libovolných usměrňovacích diod (vhodných parametrů), ale na značné nároky na filtrační člen (RC, LC), který i na takto nízkém kmitočtu musí být dostatečně účinný [11].



Obr. 5. Blokové schéma spínaného zdroje, převzato a upraveno dle [11].

Pro transformaci vstupního napětí je nutné, aby bylo převedeno na střídavý tvar, u spínaných zdrojů se to převádí pomocí vysokofrekvenčních spínaných tranzistorů, které při kmitočtech 20 kHz až 1 MHz vytvoří střídavý obdélníkový průběh. Vlastní transformace velikosti napětí probíhá buď na indukčnosti, nebo na transformátoru. Výstupní střídavé napětí je nutno usměrnit a opětně vyfiltrovat obsah jeho střídavé složky. Přitom naopak vzhledem ke vstupním obvodům jsou vysoké požadavky kladeny na diody, které musí vykazovat usměrňovací efekt na pracovním kmitočtu (malá kapacita přechodu, malá spínací a zejména vypínací doba). Na výstupní filtr již zdaleka nejsou kladeny takové požadavky, protože pracuje na vysokém kmitočtu a jeho filtrační účinky na tomto kmitočtu jsou vynikající [11].

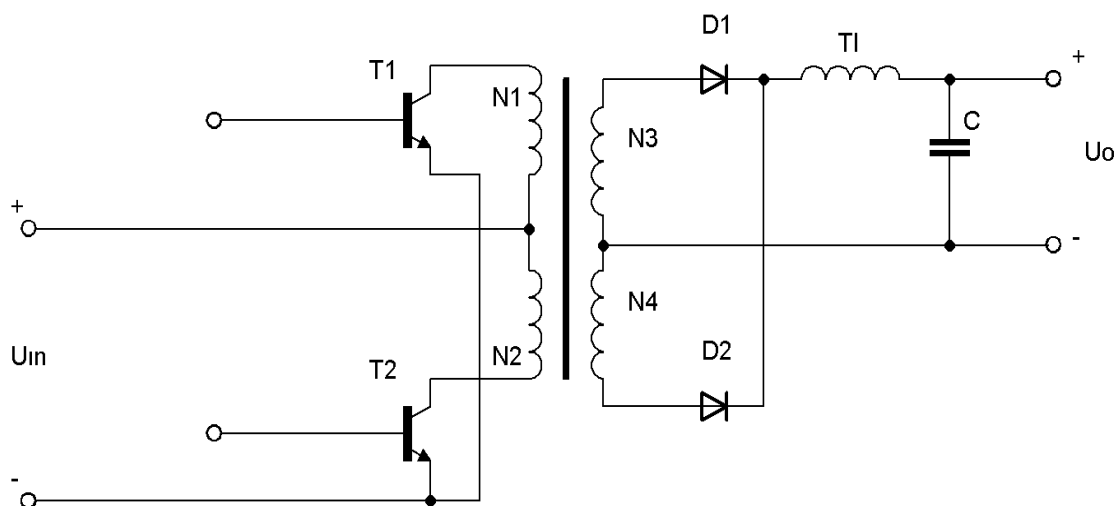
2.1 Základní zapojení spínaných zdrojů

Zapojení spínaných zdrojů jsou všeobecně komplikovaná a pro jejich znalost je nutnost znát i vnitřní zapojení specializovaných integrovaných obvodů, které jsou v těchto zdrojích užívány. Nicméně odhlédneme-li od oblasti obvodů zpětnovazebních stabilizací, lze spínané zdroje rozdělit podle jejich zapojení a funkce do několika základních skupin. Jednotlivá zapojení se obvykle rozlišují podle způsobu přenosu energie z primárních obvodů do obvodů sekundárních [11].

U výkonových spínaných zdrojů pro svářecí invertory, řízení stejnosměrných motorů a zdroje plazmatu se nejčastěji používají dvojčinná nebo můstková zapojení tranzistorů MOSFET nebo IGBT. Proto se budeme dále věnovat už jen těmto variantám zapojení spínaných zdrojů.

2.1.1 Dvojčinné zapojení

Je známo také pod názvem PUSH-PULL. Do primárního vinutí je spínán proud obou polarit pomocí dvou spínacích prvků, které pracují v inverzním zapojení. Obvykle i výstupní usměrňovače jsou dvoucestné, takže se vlastně jedná o dvojčinnou verzi propustného zapojení. V dnešní době je naprostá většina spínaných zdrojů tohoto principu, modifikovaného způsobem buzení primárního vinutí oběma spínači [11].



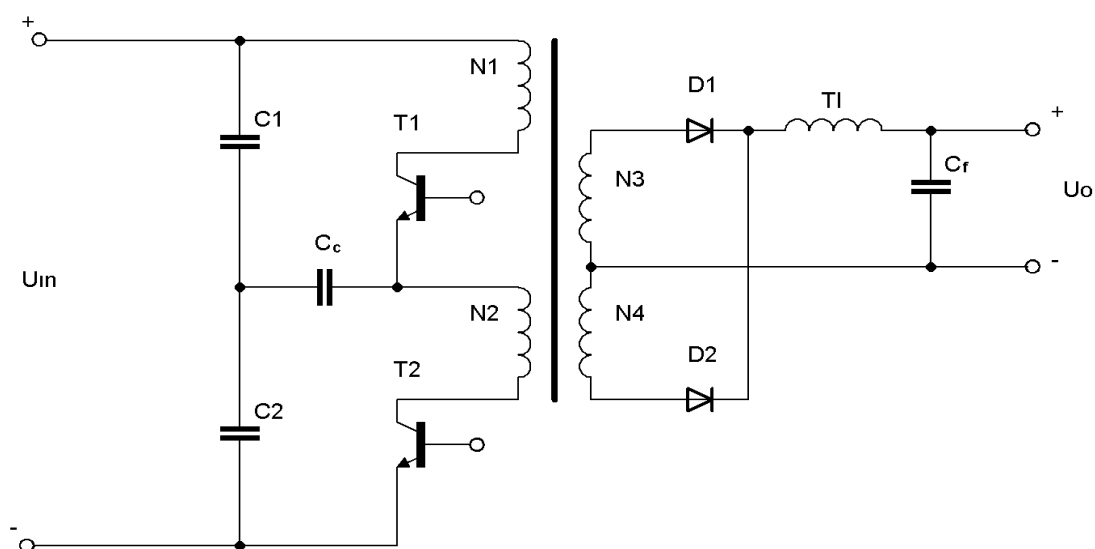
Obr. 6. Dvoučinné zapojení, převzato a upraveno dle [11].

Základní součástí je symetrické primární vinutí transformátoru obr. 6, kde každá jeho polovina je buzena samostatným tranzistorem. Výhodou je nepřítomnost stejnosměrné složky syčení jádra transformátoru. S výhodou se na sekundární straně užívá dvoucestné zapojení usměrňovače (dvoucestný nebo měnič). Potom výkon je přenášen přímo v každé půlperiodě jednou z diod a akumulovaně druhou. Účinnost takových zapojení je velmi vysoká a pohybuje se nad 80 %. Další výhodou je možnost širokého rozsahu regulace. Pracovní frekvence, na kterých mohou zdroje tohoto typu pracovat, se pohybují cca do 200 kHz, kde omezujícím faktorem je mezní kmitočet užitých tranzistorů (jejich vypínací doba) a zejména vhodný materiál jádra transformátoru [11].

2.1.2 Polomost

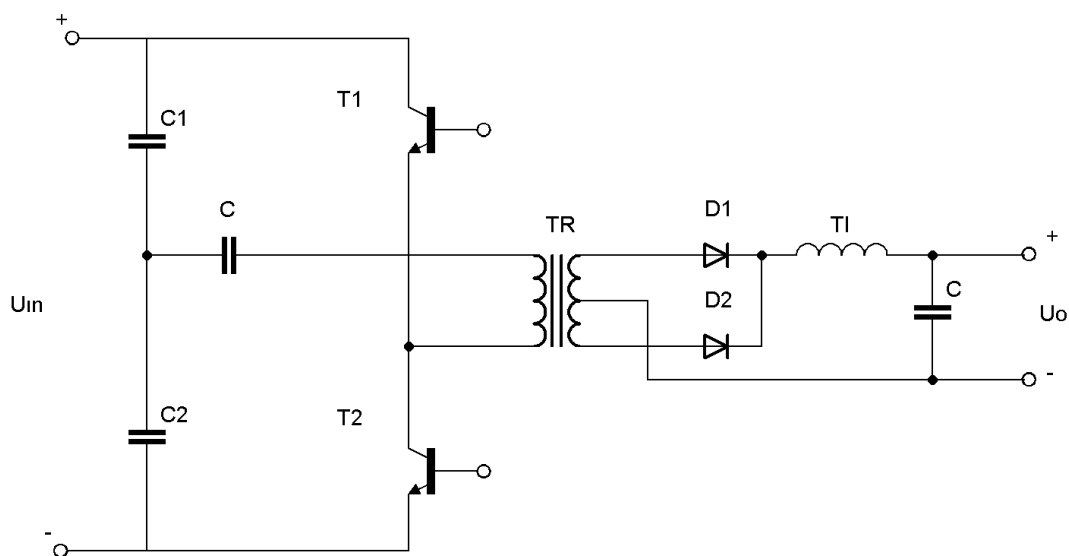
Můstkových zapojení je celá řada podle uspořádání jednotlivých prvků v mostu. Nejčastěji užívané jsou tzv. polomosty. Polovina mostu je tvořena dvěma spínacími tranzistory a druhá polovina dvěma kondenzátory. Dvoucestný polomost, který vidíme na obrázku obr. 7, kdy každý tranzistor má vlastní primární vinutí transformátoru a v diagonále mostu je bipolární elektrolytický kondenzátor s velkou kapacitou C_C . Kapacita kondenzátoru C_C musí být poměrně vysoká, aby jeho přebíjením z jedné polarit na druhou nedocházelo k nadměrným ztrátám. Navíc na kondenzátor C_C se vyskytuje napětí obou polarit, takže nelze užít běžný elektrolytický kondenzátor. Výhoda polomostu je obecně v tom, že část impulsního proudu, který by jinak musel pokrývat zdroj stejnosměrného napětí U_{IN} , je kryta

pomocí nabíjecích a vybíjecích proudů kondenzátorů C1 a C2. Oba tranzistory jsou buzeny v protifázi opět se střídou maximálně do 80 % [11].



Obr. 7. Dvoucestný polomost s bipolárními tranzistory, převzato a upraveno dle [11].

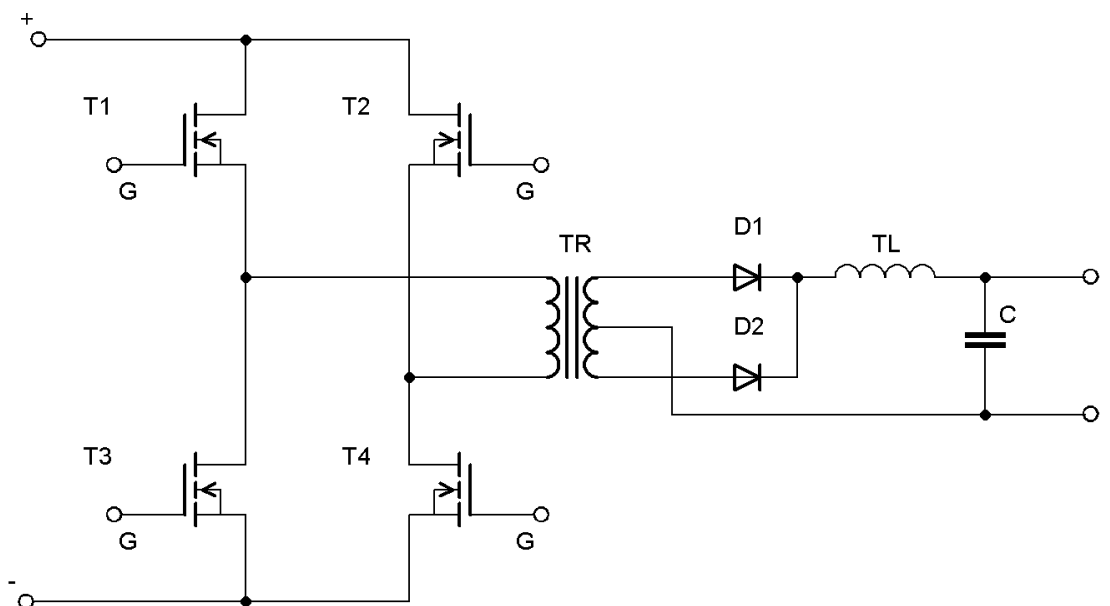
Potřeba dvou primárních vinutí transformátoru je nepříjemná a lze se jí zbavit modifikací předcházejících zapojení, kdy jedno primární vinutí (N1) transformátoru Tr1 zapojíme do úhlopříčky mostu spolu s kondenzátorem C_c obr. 8. Toto jedno vinutí je potom při střídavém spínání tranzistorů T1 protékáno proudem zleva doprava a T2 proudem zprava do leva [11].



Obr. 8. Polomost s jedním primárním vinutím, převzato a upraveno dle [11].

2.1.3 Plný most

Zapojení, které je označováno jako plný most obr. 9, se skládá ze čtyř shodných tranzistorů, po jednom v každé větvi. Zapojení se užívá pro nejvyšší výkony do 1 kW, kdy proudy z kondenzátorů polomostu již nestačí a je nutno plný výkon odebírat ze skutečně tvrdého zdroje [11].



Obr. 9. Plný most s unipolárními tranzistory, převzato a upraveno dle [11].

Nevýhodou plného mostu je komplikovanější buzení jednotlivých tranzistorů, kdy spínají současně tranzistory T1 a T4 a ve druhé půlperiodě T2 a T3. Na místě jednotlivých tranzistorů lze užít tranzistory MOS s indukovaným kanálem, případně tranzistory JFET. V případě použití bipolárních tranzistorů se často užívají Darlingtonovy dvojice v jednom pouzdře pro snížení nároků na ovládající příkon obvodu. Tranzistory ve všech zapojeních jsou ohrožovány indukčními špičkami, vznikajícími při vypínání indukční zátěže (primár transformátoru) a je nutno je jednak dostatečně dimenzovat napěťově, jednak užít ochranné obvody [11].

2.2 Polovodičové spínací prvky

- **Výkonové bipolární tranzistory** - bipolární výkonový tranzistor byl v minulosti používán jako polovodičový spínač pro použití ve výkonových měničích. Tyto

aplikace však přinášely mnohé problémy ve výkonovém i řídicím obvodu, jako je omezená dovolená pracovní oblast, riziko sekundárního průrazu, řízení proudu báze v závislosti na proudu zátěže. To pak následně zvyšovalo složitost a finanční náročnost praktického provedení zařízení. V současné době je bipolární tranzistor nahrazován spínači s technologií polem řízených tranzistorů (MOSFET, IGBT).

- **Výkonové tyristory** - využívají se zvláště v řízených usměrňovačích a střídavých měničích napětí. Vyrábí se pro proudy řádově v hodnotách kiloampérů a napětí řádově v hodnotách kilovoltů. K nevýhodám tyristorů patří nemožnost řízeného vypnutí tyristoru, k vypnutí dochází až po zániku propustného proudu a u tyristoru se obnoví blokovací schopnost. Dále pak především omezená pracovní frekvence cca do stovek herců.
- **GTO tyristory** - nevýhodu nemožnosti řízeného vypnutí řeší GTO tyristor (gate turn off - hradlem vypínaný). Tento typ tyristoru umožňuje vypnutí (přechod z propustného do blokovacího stavu) pomocí řídicího signálu. Signálem je proud v obvodu hradla, který má opačný smysl než při zapínání. Nevýhody oproti klasickým tyristorům jsou poměrně složité obvody generování řídicích signálů a také možnost selhání vypínacího procesu a nežádoucího sepnutí.

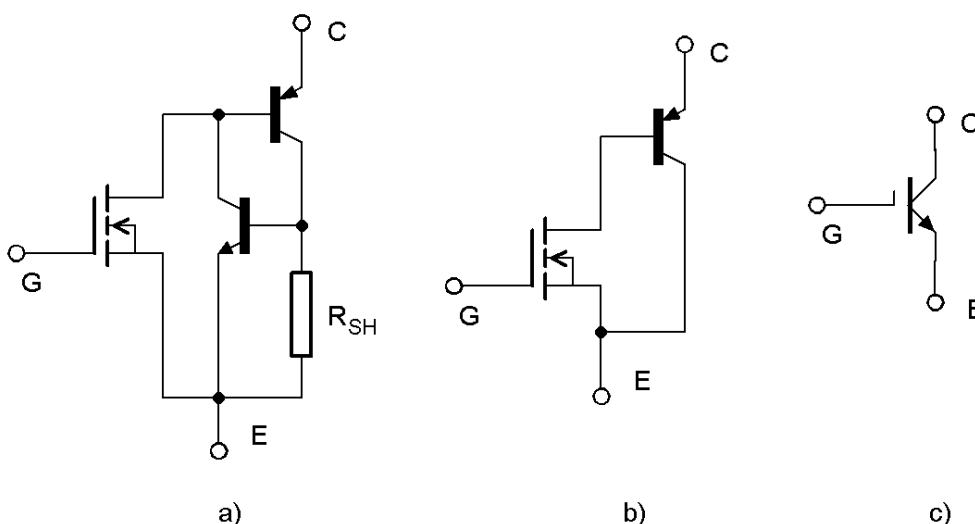
2.3 Tranzistory IGBT

Vývoj prvku IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) byl veden snahou o spojení výhod bipolárních tranzistorů a tranzistorů FET ve výkonových aplikacích. Bipolární tranzistory se vyznačují poměrně vysokou injekcí nosičů náboje z emitorové vrstvy, což dává předpoklady pro získání malých hodnot odporu součástky v sepnutém stavu. U tranzistorů FET závisí odpor v sepnutém stavu na tloušťce polovodičové vrstvy. Má-li být tranzistor schopen velkého napěťového namáhání, musí být tloušťka vrstvy dostatečně velká. Proto je proudová zatížitelnost FET pro napětí větší než 200 V podstatně menší ve srovnání s bipolárními tranzistory [12].

Výkonové bipolární tranzistory se vyznačují malým proudovým zesilovacím činitelem (asi 10 až 20). Požadavek na buzení bipolárního tranzistoru relativně velkým proudem

komplikuje budiče těchto tranzistorů. Tranzistor FET je řízen pouze napěťovým signálem s velmi malým výkonem, neboť jeho řídicí elektroda má v podstatě vlastnosti kondenzátoru – proud v řídicí elektrodě slouží k nabíjení a vybíjení kapacity řídicí [12].

Součástky IGBT mají na vstupní straně vlastnosti analogické tranzistoru FET, výstupní strana, zabezpečující vedení silového proudu, má vlastnosti bipolárního tranzistoru. Prvek IGBT je tedy říditelný pouze napěťovými signály a přitom je na výstupní straně dostatečně proudově i napěťově zatížitelný. Principiálně lze náhradní schéma IGBT znázornit podle obr. 10a, popř. zjednodušeně podle obr. 10b. Nejčastěji používaná značka IGBT je na obr. 10c. Prvek tedy pracuje jako kaskádní spojení bipolárního tranzistoru PNP, jehož proud báze je řízen sepnutím vstupního FET [12].

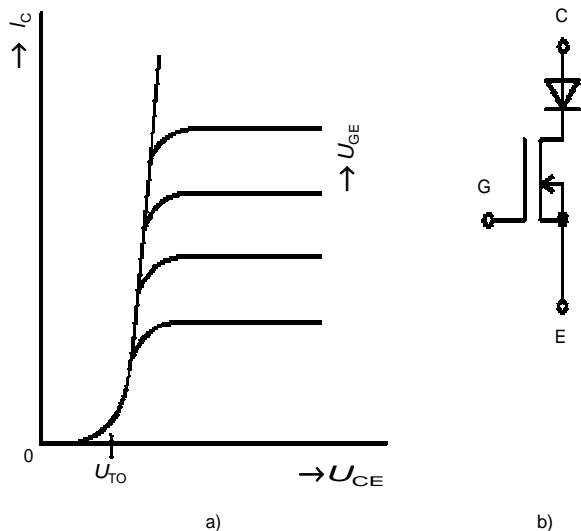


Obr. 10. Náhradní schéma IGBT, převzato a upraveno dle [12].

Výstupní voltampérové charakteristiky IGBT odpovídají charakteristikám FET obr. 11a. IGBT pracuje ve spínacím režimu, ve stavu sepnutí se tedy jedná o saturaci. Z vnitřní struktury součástky vyplývá, že při uvažování $R_{SH} > 0$ obr. 10a je možné modelovat IGBT v sepnutém stavu jako sériovou kombinaci diody a odporu sepnutého FET obr. 10b. Úbytek napětí na diodové části se stejně jako u běžné diody skládá z prahového napětí U_{T0} a úbytku na diferenciálním odporu [12].

Se zvyšující se teplotou klesá prahové napětí a vzrůstá diferenciální odpor. Celkový úbytek napětí v sepnutém stavu se u IGBT pohybuje v rozmezí asi 1,5 až 4 V v závislosti na typu prvku a na protékajícím proudu. Se zvětšujícím se proudem tento úbytek vzrůstá. Vzhledem k tomu, že odpor sepnutého tranzistoru roste i s teplotou, tj. vzhledem ke

kladnému tepelnému součiniteli odporu, je možné realizovat IGBT jako integrovaný obvod s velkým počtem paralelně zapojených prvků v jednom čipu [12].



Obr. 11. Výstupní charakteristiky IGBT a náhradní schéma v sepnutém stavu, převzato a upraveno dle [12].

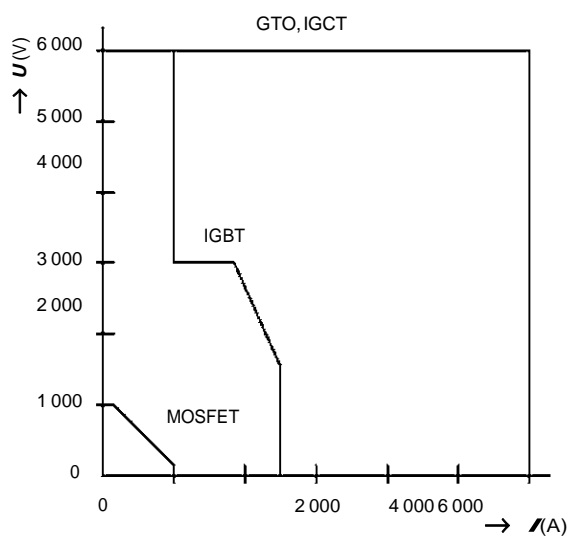
Předností prvků IGBT je možnost dosáhnout poměrně velké spínací frekvence díky krátkým spínacím časům. Rychlost sepnutí je velká – řádově desetiny μs a je ovlivněna rychlostí nabíjení kapacity řídicí elektrody. Proto se v budičích pro IGBT tvaruje průběh napětí řídicí elektrody tak, že se zvyšuje toto napětí při zahájení spínání oproti hodnotě v ustáleném stavu. Rychlost vypínání je nižší než rychlost zapínání, neboť vysoké hodnoty du/dt při vypínání vedou ke vzniku posuvných proudů, které mohou ovlivnit již zmíněnou parazitní tyristorovou strukturu, a může dojít k nežádoucímu sepnutí součástky. Potřebného du/dt při vypínání součástky se dosáhne technologií výroby, popř. je vnějšími obvody zabezpečeno, aby odpor zařazený v sérii s řídicí elektrodou byl při zapínání nižší než při vypínání. Aby nedošlo k nežádoucímu sepnutí vlivem velkého du/dt ve vypnutém stavu, je zpravidla v tomto stavu připojena řídicí elektroda k zápornému napětí [12].

Bezpečná pracovní zóna IGBT v souřadnicích napětí-proud je omezena zejména tepelnými ztrátami. Velikost této zóny je závislá i na spínací frekvenci, neboť s rostoucím napětím rostou spínací ztráty tranzistoru. Omezení spínací frekvence je dáno potřebou dostatečné doby pro odvedení ztrátového tepla po uskutečnění spínacího procesu. S tím

souvisí i existence minimální nutné doby setrvání prvku ve vypnutém, popřípadě sepnutém stavu [12].

2.3.1 Proudová a napět'ová zatížitelnost IGBT

Oblasti využitelnosti výkonových součástek IGBT, IGCT a FET jsou přehledně znázorněny na obr. 12, z něhož je zřejmé, že pro měniče nejmenších výkonů lze využívat výkonové FET, které se dodávají pro proudy do 1000 A a napětí do 1000 V. Součástky pro vyšší napětí však jsou proudově méně zatížitelné, součástky pro větší proudy jsou méně zatížitelné napět'ově. U daného typu součástky výrobce navíc definuje tzv. bezpečnou pracovní zónu. Například výkonový FET, u něhož výrobce uvádí maximální hodnotu trvalého proudu 60 A a maximální hodnotu napětí 50 V, lze při 60 A provozovat s napětím jen do 5 V a při napětí 50 V lze součástku provozovat jen s proudy do 5 A. Maximální proud se kromě toho musí omezovat při zvyšující se spínací frekvenci prvku [12].



Obr. 12. Oblast využití výkonových polovodičových součástek, převzato a upraveno dle [12].

Výrazného rozšíření napět'ového a proudového rozsahu měniče lze dosáhnout pomocí IGBT. V současnosti jsou na trhu k dispozici IGBT s maximální napět'ovou hladinou 6500 V od firmy EUPEC, maximální proud těchto prvků je 600 A, IGBT pro proudy do 2500 A jsou k dispozici v napět'ových hladinách do 2000 V. Projevuje se zde tedy stejný efekt jako u FET – prvky pro nejvyšší napět'ovou zatížitelnost jsou k dispozici pouze pro menší proudy, prvky pro velké proudy jsou napět'ově méně zatížitelné. Uvedenou nevýhodu do jisté míry

odstraňuje možnost řadit IGBT paralelně. Bezpečná pracovní zóna konkrétního typu prvku je obdélníková, tj. neprojevuje se snížení proudového zatížení se zvyšujícím se napětím jako u FET [12].

Vzhledem k oblasti proudů a napětí, kde je možné používat IGBT, i dalším výhodným vlastnostem ovládly tyto součástky měničovou techniku pro nízká napětí s napájením z běžné sítě $3 \times 400 \text{ V}$ [12].

Ve velké míře se využívají IGBT i v měničích pro vyšší napětí, např. v trakčních aplikacích. V aplikacích pro napětí zejména nad 1000 V však nemusí být použít IGBT vždy nejvýhodnější. To má více příčin. U IGBT nepřichází v úvahu sériové řazení. Z toho důvodu se vzhledem k relativně malé robustnosti IGBT musí prvek dostatečně předimenzovat. Například součástky s napěťovou hladinou 6500 V se používají pro měniče, kde trvalé napětí nepřesáhne hodnotu asi 3300 V . I když výrobci nabízejí IGBT do napětí 6500 V , v praxi je situace taková, že zcela běžně dostupné jsou prvky pro napětí jen do 1700 V . Tyto prvky lze použít při napájení měniče napětím do 750 V . Při objednávání součástek pro napětí nad 2000 V je možné očekávat problémy s dodacími lhůtami, s cenou atd. Určitou možností řešení vysokonapěťových měničů IGBT je využití speciálního zapojení měniče – např. sériové řazení měničů nebo vícehladinový měnič [12].

2.3.2 Rychlost spínání, strmosti proudu a spínací frekvence

Součástky IGBT jsou založeny na principu tranzistoru a z toho vyplývá jejich vysoká rychlost spínání. Spínací doba se pohybuje v rozmezí $0,1$ až $1 \mu\text{s}$, přičemž doba vypnutí je až třikrát delší než doba zapnutí. Krátké spínací doby však současně vyžadují řešení otázky přepětí pomocí přepěťových ochran. Krátkým spínacím dobám odpovídají velké strmosti proudu di/dt , které se pohybují v rozmezí 1000 až $5000 \text{ A}/\mu\text{s}$. Tyto hodnoty umožňují provozovat IGBT při relativně velkých spínacích frekvencích. U měničů pro napájecí napětí $3 \times 400 \text{ V}$ se běžně používají spínací frekvence 16 až 20 kHz , se zvyšující se frekvencí však musí být redukován výstupní výkon vlivem rostoucích spínacích ztrát. Vzhledem k možnosti dosáhnout vysoké spínací frekvence se v uvedených měničích používají IGBT výhradně a změnu tohoto stavu nelze předpokládat [12].

U měničů IGBT středních a vyšších výkonů se vlivem spínacích ztrát snižuje hodnota používané spínací frekvence. Například u měničů pro trakční pohony se používá spínací frekvence maximálně do 3 kHz . Velká rychlost spínání IGBT umožnila konstrukci měničů

bez odlehčovacích obvodů (snubberů). Použití těchto obvodů bylo nutné zejména v případě použití prvků GTO [12].

2.3.3 Budiče pro IGBT a nadproudová ochrana

U modulů IGBT se ve velké míře uplatňuje integrace podpůrných obvodů. To platí i o obvodech pro formování řídicích pulsů pro výkonové tranzistory. Například u střídačů pro malé výkony integrovaných v jednom modulu stačí budit řídicí vstupy ze speciálního rychlého optronu. Vstup tohoto optronu je řízen přímo z výstupu mikroprocesoru, výstupní napětí zpravidla nabývá hodnot ± 12 V, popř. ± 15 V. Při vypnutí je na řídicí vstup připojeno záporné napětí, které urychlí vypnutí prvku a bezpečně udržuje prvek ve vypnutém stavu. Budiče pro IGBT řídí součástku v podstatě napěťovými signály a proudy v řídicí elektrodě slouží jen k nabíjení a vybíjení kapacity řídicí elektrody. Pro měniče vyšších výkonů se dodává množství inteligentních budičů. Kromě tvarování průběhu řídicího signálu jsou v budiči často integrovány i další obvody zabezpečující např. galvanické oddělení, ochranu proti zkratu, ochranu proti současnému sepnutí dvou prvků v jedné větvi střídače, včetně respektování ochranné doby atd. [12].

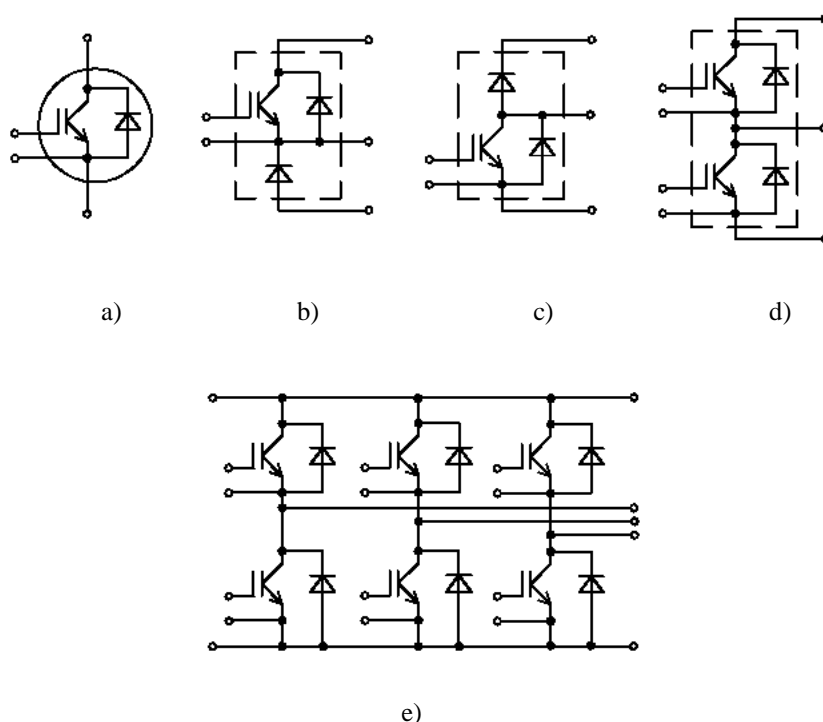
Nadproudová a zkratová ochrana IGBT se zpravidla řeší velmi efektivně prostřednictvím sledování úbytku napětí na součástce. Při enormním zvýšení proudu se vychýlí pracovní bod tranzistoru z oblasti saturace obr. 11. Tím dojde k výraznému zvýšení napětí na součástce. Měniče či moduly jsou v současnosti vybavovány nezávislými obvodovými ochranami, které na základě vzrůstu napětí na tranzistoru iniciují vypnutí prvku řídicím signálem řádově za jednotky mikrosekund. Koncepce ochrany je taková, že k vypnutí dojde dříve, než se zkratový proud zvětší na plnou hodnotu. Díky těmto rychlým ochranám jsou moderní měniče IGBT v podstatě zkratuvzdorné [12].

2.3.4 Konstrukce výkonových polovodičů

Prvky IGBT se dodávají v provedení bezpotenciálových modulů. Až v poslední době se u některých výrobců připravuje výroba pastilkových IGBT. Uvedené řešení však zatím není obvyklé, a proto bude dále věnována pozornost pouze bezpotenciálovým modulům IGBT. Výhodou tohoto řešení je bezpotenciálový styk modulu s chladičem, kompaktnost a možnost dosáhnout velké integrace obvodů a součástek v jednom modulu. V měničích pro nižší

výkony, nejčastěji pro síťové napájení $3 \times 400 \text{ V}$, se využívá značná integrace výkonových polovodičových součástek [12].

K tomu jsou dále v modulu integrovány budičí, snímací a ochranné obvody – nejčastěji se jedná o integrované snímače proudu, napětí a teploty, o přepětovou, nadproudovou a tepelnou ochranu a ochranu proti současnému sepnutí dvou prvků v jedné větvi střídače. Integrované budiče zabezpečují vhodné tvarování řídicích pulsů. Součástky zahrnující uvedené bloky jsou někdy označovány pojmem inteligentní moduly [12].



Obr. 13. Oblast využití výkonových polovodičových součástek, převzato a upraveno dle [12].

U pulzních měničů a měničů frekvence pro střední a vyšší výkony bývá stupeň integrace výkonových polovodičových součástek v modulu menší, i když modul je často inteligentní, tzn. obsahuje zejména nadproudové a tepelné ochrany. Některé možnosti zapojení modulů výkonových IGBT jsou na obr. 13. Na obr. 13e je v modulu zapojen trojfázový střídač. Toto zapojení se používá v modulech pro nižší výkony. Střídače vyšších výkonů se skládají z modulů podle zapojení obr. 13d. Moduly zapojené podle obr. 13b a 13c nacházejí uplatnění zejména v pulzních měničích díky integrované nulové diodě. Zapojení obr. 13a – měniče vyšších výkonů se často zapojují z modulů s jedním prvkem IGBT [12].

3. CÍLE PRÁCE

Hlavním cílem této práce je vývoj a konstrukce funkčního vzoru vysokovýkonného pulzního zdroje pro buzení plazmových výbojů s vysokým stupněm ionizace. Úkol práce se sestává z určení možných řešení a z vhodného návrhu zapojení. Součástí realizace funkčního vzoru jsou nákresy schémat a návrhy desek plošných spojů.

- **Sestavovaný pulzní zdroj bude mít tyto technické parametry:**

- Vstupní napájecí napětí: 230 V /50 Hz
- Vstupní napětí DC: - 1000 V
- Výstupní proud napěťového pulzu: do 200 A
- Frekvence výstupního napěťového pulzu: 30 - 100000 Hz
- Střída napěťového pulzu: od 1 % - 75 %

- **Možnosti a použité zapojení:**

Jako spínacího prvku by mohlo být užito integrovaných spínacích modulů na bázi IGBT nebo IGCT, ale jelikož jejich cenová dostupnost není zatím příliš příznivá, je zařízení postaveno v paralelním zapojení samostatných tranzistorů IGBT.

Konstrukce zdroje, umožňující provoz v duálním režimu, bude založena na technologii výkonových spínacích IGBT tranzistorech.

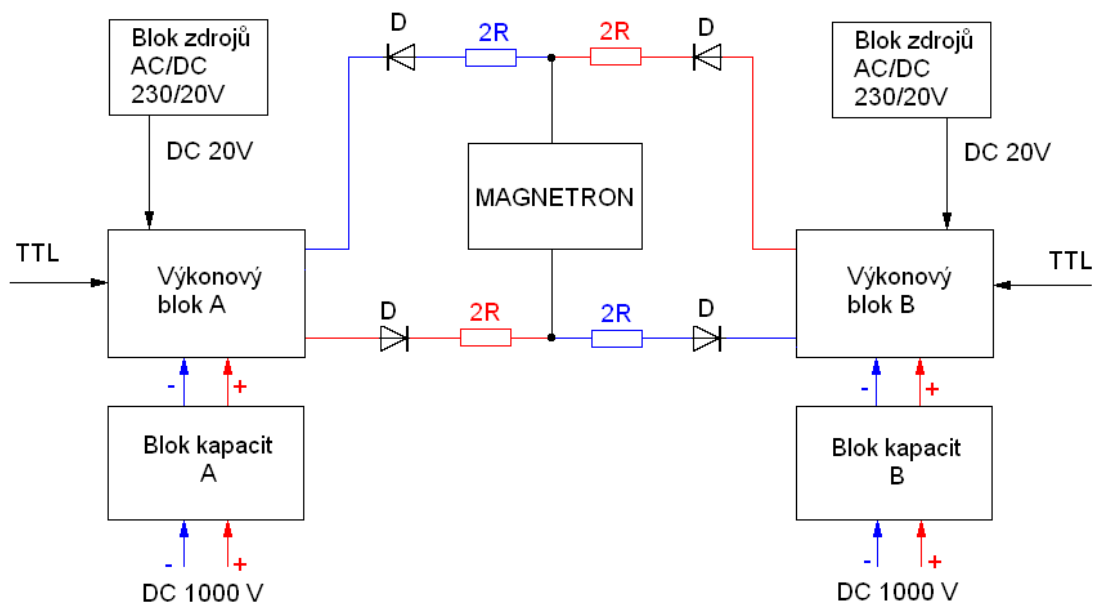
- **Ověření funkce, měření výbojových proudů**

Součástí práce je ověření funkce vysokovýkonného pulzního zdroje a měření výbojových proudů. Ověření funkce zdroje bude realizováno měřením napětí na odprašovací elektrodě a měřením výbojových proudů při reálném provozu. Tato měření budou provedena v single režimu zdroje pro oba jeho kanály a následně i v duální režimu pulzního zdroje.

4. VLASTNÍ KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ

4.1 Návrh zdroje

Pro návrh řešení vysokovýkonného pulzního zdroje pro buzení plazmových výbojů byl důležitým parametrem požadavek provozu zdroje v duálním režimu. Z toho vyplývá nutnost použití dvou samostatných a identických zdrojů (bloků). Jako nejlepší řešení v tomto případě se jeví použití spínačů v můstkovém zapojení plného H-mostu.



Obr. 14: Blokové schéma vysokovýkonného pulzního zdroje.

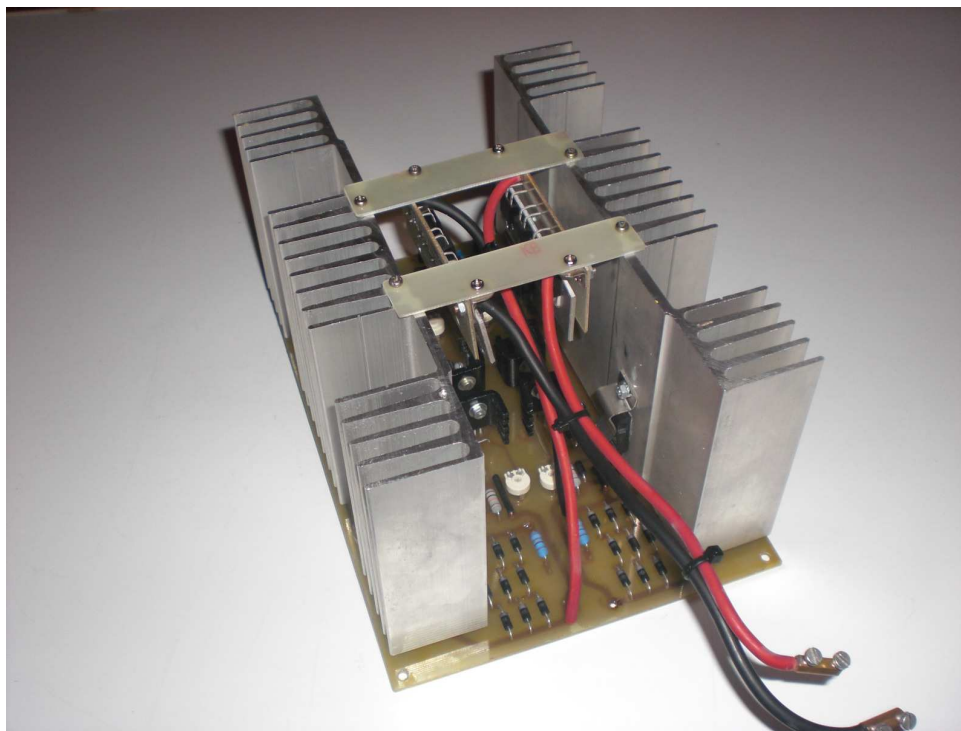
Zapojení v plném H-mostu není v našem případě úplně ideální, proto muselo dojít k potřebným úpravám v zapojení. U klasického zapojení plného H-mostu je využíváno společného napájecího obvodu. Pro pulzní zdroj buzení plazmatu není požadována symetrie mezi kladným a záporným pulzem. Spíše naopak, pulzy záporné polarity mohou být o jiné amplitudě a střídě než kladné pulzy. Z toho důvodu bylo použito pro každou polaritu samostatného napájecího DC zdroje 1000 V a rozdělení zapojení na dvě identické části.

Základní zapojení vysokovýkonného pulzního zdroje je znázorněno v blokovém schématu obr. 14. Vstupní DC napětí 1000 V je přiváděno na blok kapacit, kde se nabíjí kondenzátory v serio-paralelním zapojení. Odtud je DC napětí přiváděno na vstup do výkonového bloku. Zde je spínáno prostřednictvím řídicího TTL signálu a přiváděno přes sériově řazené ochranné diody D a rezistory $2\ \Omega$ na výstup zátěže (Magnetron). Jako zdroj řídicího TTL signálu bude použit komerční generátor. Zdroj pracuje v duálním režimu tak, že v daném okamžiku je sepnuta v provozu vždy jen jedna obvodová větev zdroje A nebo B.

Aby nemohlo dojít k současnému sepnutí obou větví současně a následně poškození výkonových polovodičových prvků, musí být zabezpečena u generátoru řídicích TTL signálů vzájemná synchronizace tak, aby nedocházelo k vzájemnému překrytí spínacích impulzů řídicích TTL signálů pro kanál A a B.

4.2 Výkonový blok

Hlavní částí vysokovýkonného pulzního zdroje je výkonový blok. Ve zdroji je použit dvakrát pro každý kanál jeden. Pracuje jako výkonový spínač a vytváří pulzy vysokého výkonu pro buzení plazmových výbojů.



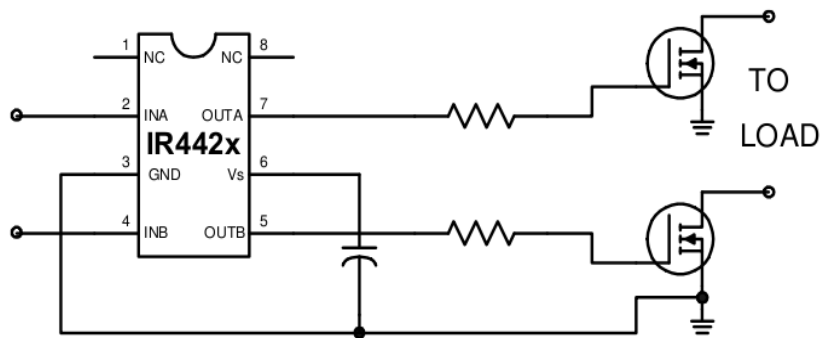
Obr. 15: Osazená deska výkonového bloku.

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále
bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

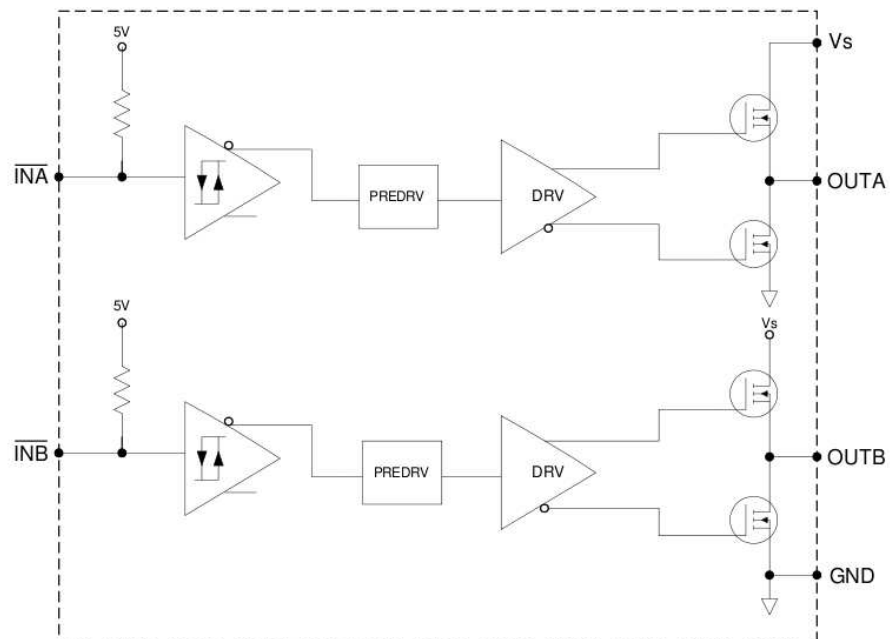
Obr. 16: Schéma výkonového bloku.

4.2.1 Popis zapojení

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

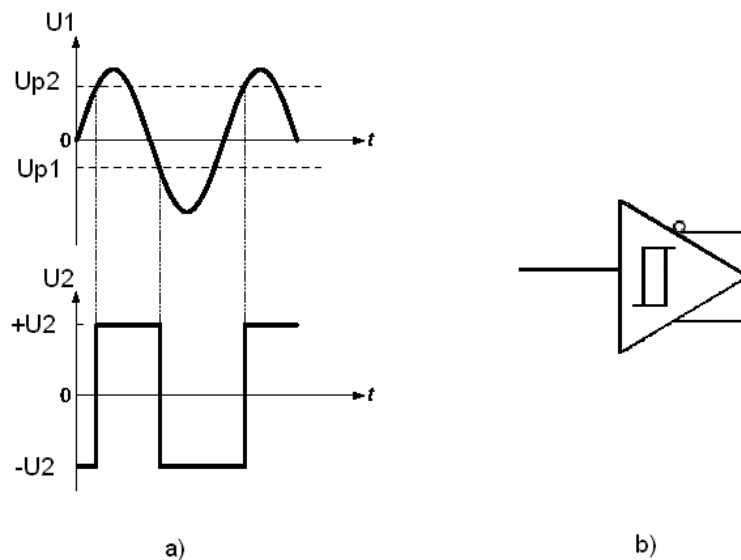


Obr. 17: Katalogové zapojení obvodu IR4426, převzato z [13].



Obr. 18: Vnitřní struktura obvodu IR4426, převzato z [13].

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU



Obr. 19: Funkční diagram Schmittova kl. obvodu a) a schematická značka b), převzato a upraveno dle [14].

Schmittův klopný obvod představuje zapojení, které při překročení zadaných prahových úrovní vytváří definovaný signál. Velmi často se používá jako tvarovač pro regeneraci pravoúhlých impulsů, pro vytváření pravoúhlých impulsů z libovolného tvaru signálu na svém vstupu a jako vysílač prahových úrovní [14].

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále
bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále
bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 20: Deska plošných spojů výkonového bloku ze strany spojů, rozměry desky 230x160 mm.

Velikost napěťových špiček, které vznikají při spínání odporové zátěže s parazitní indukčností, je omezena zapojením ochranných transilů D15 až D23 a RC článku (snubberu), tvořeným R25 a C5, mezi kolektor a emitor tranzistorů T1 až T4 viz schéma obr. 16. RC snubber, umístěný přes spínač, může být použit k omezení špičkového napětí při vypínání a pro utlumení zákmitů. Ve většině případů může být použita velmi jednoduchá technika pro určení vhodných hodnot pro komponenty (R_S a C_S). V těch případech, kde je třeba optimální návrh, je použita o trochu složitější procedura [16].

Pro dosažení významného utlumení $C_S > C_P$. Dobrou první volbou je zvolit C_S jako dvojnásobek výstupní kapacity spínače a odhadnuté montážní kapacity [16]:

$$C_S = 2 \cdot (C_{OSS} + C_M) \quad (2)$$

Kde:

C_S je hodnota kondenzátoru snubberu [pF]
 C_{OSS} je hodnota výstupní kapacity spínače [pF]
 C_M je hodnota odhadnuté montážní kapacity [pF]

R_S je zvolen tak, aby [16]:

$$R_S = \frac{E_0}{I_0} \quad (3)$$

Kde:

R_S je hodnota rezistoru snubberu [Ω]
 E_0 je velikost svorkového výstupního napětí [V]
 I_0 je velikost proudu protékající spínačem [A]

To znamená, že počáteční nárůst napětí způsobený proudem protékajícím v R_S není větší než svorkové výstupní napětí [16]. Po dosazení katalogové hodnoty výstupní kapacity tranzistorů a odhadnuté montážní kapacity 50 pF, musíme počítat s paralelním řazením tranzistorů T1 až T4 a tím i jejich výstupních kapacit, je výsledná kapacita 2924 pF. Nejbližší hodnota kondenzátoru v řadě E12 je 2,7 nF a hodnota C_S je tedy stanovena 2,7 nF / 1200 V. Hodnota rezistoru R_S je určena pro svorkové výstupní napětí 1200 V a katalogová hodnota proudu tranzistorem 58 A. Výsledná hodnota rezistoru R_S v řadě E12 je 22 Ω .

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 21: Deska plošných spojů výkonového bloku ze strany součástek, rozměry desky 230x160 mm.

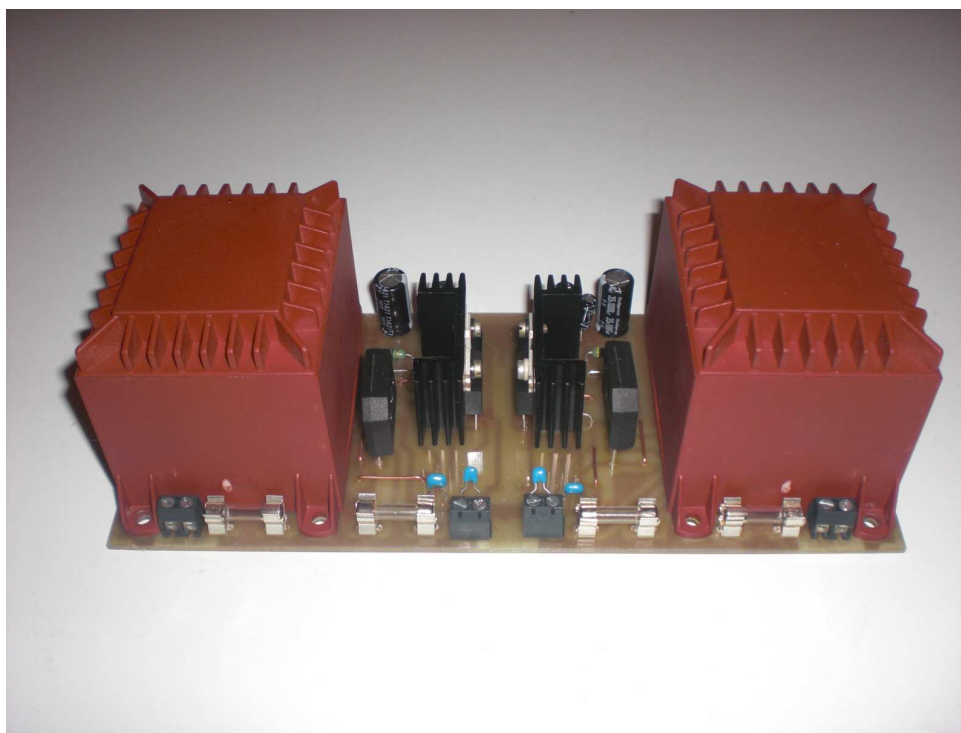
4.2.2 Seznam součástek

Označení	Typ součástky	Hodnota
Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU	Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Kondenzátor Svorkovnice 2-pólová Svorkovnice 2-pólová Svorkovnice 2-pólová Transil Transil Transil Transil Transil Dioda Zenerova Transil	Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

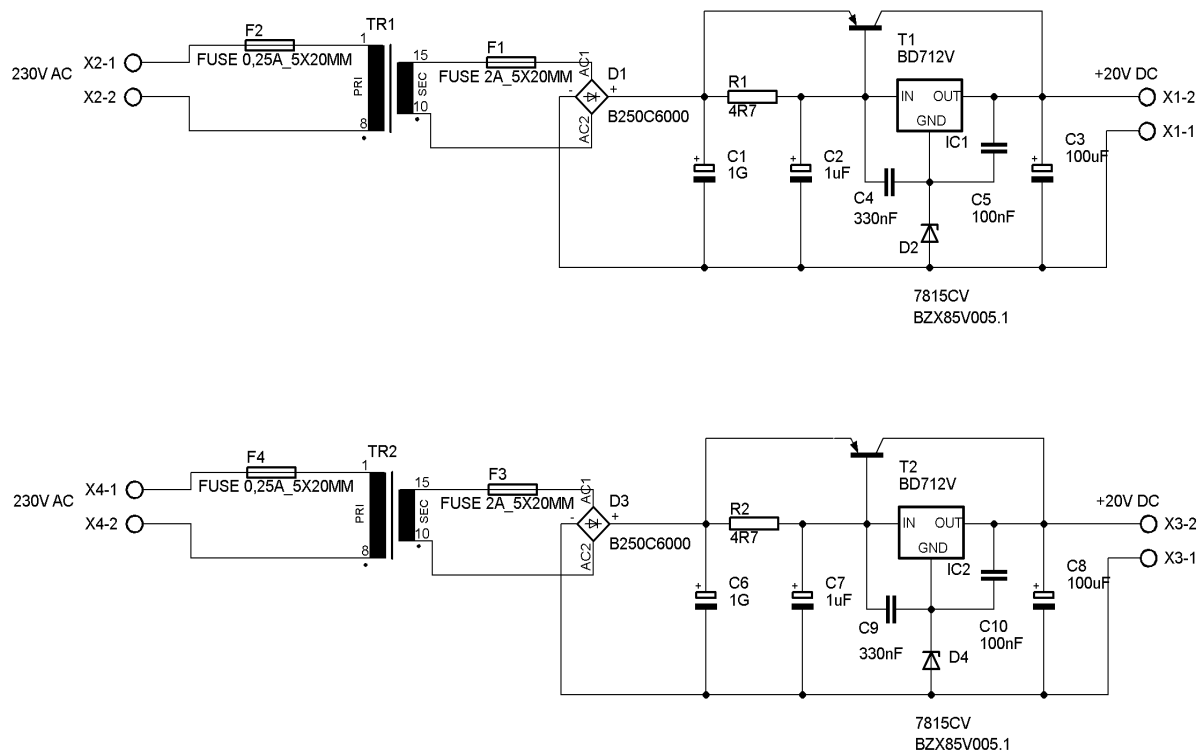
<p>Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU</p>	<p>Dioda Zenerova Transil Transil Transil Transil Dioda Zenerova Dioda Zenerova Transil Transil Transil Transil Transil Budič IGBT tranzistorů, DIL 8 Budič IGBT tranzistorů, DIL 8 Optočlen Optočlen Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Odporový trimr PTC10VE100 Odporový trimr PTC10VE100 Odporový trimr PTC10VE100 Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor IGBT tranzistor IGBT tranzistor NPN Tranzistor PNP Tranzistor NPN Tranzistor PNP Tranzistor IGBT tranzistor IGBT tranzistor</p>	<p>Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU</p>
--	---	--

Tab. 1: Seznam součástek výkonového bloku.

4.3 Blok DC zdrojů



Obr. 22: Osazená deska bloku DC zdrojů.



Obr. 23: Schéma bloku napájecích zdrojů, převzato a upraveno z [11].

4.3.1 Popis zapojení

Blok DC zdrojů je konstruován jako dvojice identických AC / DC stabilizovaných zdrojů na jedné desce plošných spojů. Základem je síťový bezpečnostní ochranný transformátor EI 66, 50 VA, 230 V / 24 V / 2,08 A v provedení pro montáž na desku plošných spojů. Síťové napětí 230 V / 50 Hz je přivedeno na primární vinutí transformátoru z hlavní přípojné svorkovnice, společné pro všechny čtyři zdroje, přes rychlou 250 mA trubičkovou pojistku F2. Sekundární vinutí transformátoru je jištěno rychlou 2 A trubičkovou pojistkou F1. Zapojení stabilizovaného zdroje je klasické konstrukce, střídavé napětí 24 V je usměrněno diodovým můstkem, integrovaným v jednom pouzdře. Kondenzátor C1 je filtrační a omezuje nám velikost zvlnění stejnosměrného napětí.

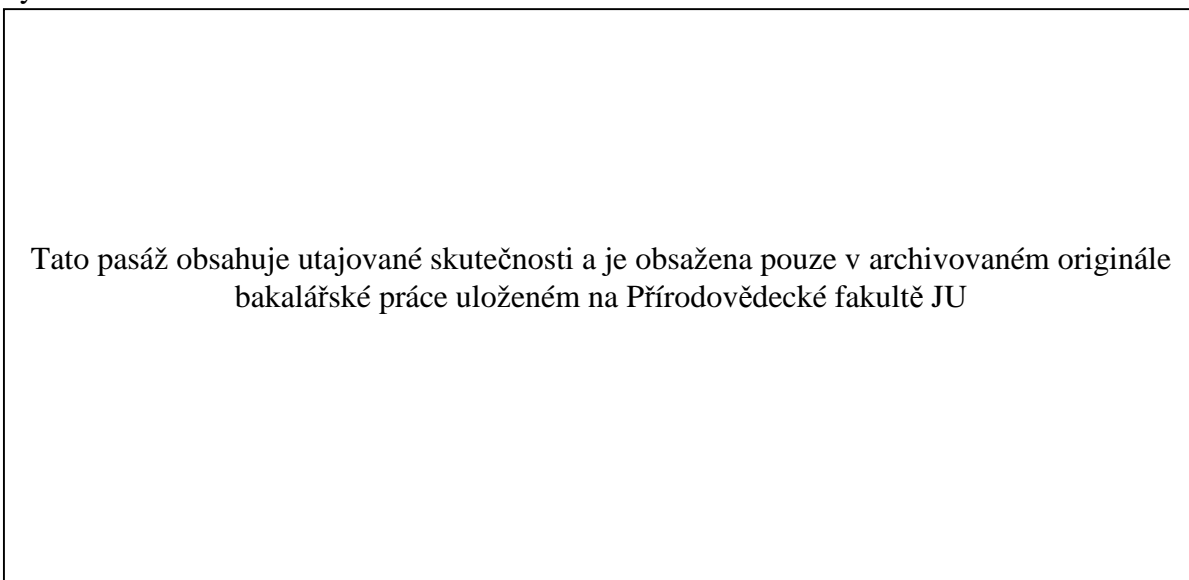
Stabilizace napětí je řešena lineárním třísvorkovým stabilizátorem IC1 v doporučeném katalogovém zapojení. Jedná se o stabilizátor kladného pevného napětí řady 7815 s nadproudovou a tepelnou ochranou. Stabilizátory této řady potřebují pro svou správnou funkci vstupní napětí o něco vyšší než je požadovaná hodnota výstupního napětí, tento úbytek je podle technického listu obvodu 7815 minimálně 2 V, což je při vstupním napětí 24 V a výstupním 20 V dostatečná rezerva, zajišťující správnou funkci v lineární části charakteristiky stabilizátoru IC1, tak i tranzistoru T1.

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 24: Deska plošných spojů bloku napájecích zdrojů ze strany spojů, rozměry desky 210x90 mm.

Výstupní napětí stabilizátoru je 15 V, proto abychom dosáhli zvýšeného výstupního napětí 20 V, je do společného vývodu stabilizátoru zapojena Zenerova dioda se Zenerovým napětím 5,1 V viz schéma obr. 23. Zenerovou diodou protéká proud stabilizátoru I_Q , který je podle katalogu 6 mA. Je proto nutné brát ohled, v případě použití jiného stabilizátoru, při volbě typu Zenerovi diody i na velikost tohoto proudu, tak aby ohyb voltampérové charakteristiky v závěrném směru použité diody, byl i při velikosti proudu I_Q pro daný stabilizátor.

Výstupní proud obvodu IC1 řady 7815 je maximálně 1 A, z toho důvodu je zapojení proudově posíleno výkonovým PNP tranzistorem T1. Hodnota odporu R1 byla stanovena tak, aby při průchodu proudu integrovaným stabilizátorem přesahující hodnotu 150 mA, vznikal na odporu R1 úbytek napětí, kterým se otevírá tranzistor T1 a přebírá část proudu při vyšším zatížení celého obvodu.



Obr. 25: Deska plošných spojů bloku napájecích zdrojů ze strany součástek, rozměry desky 210x90 mm.

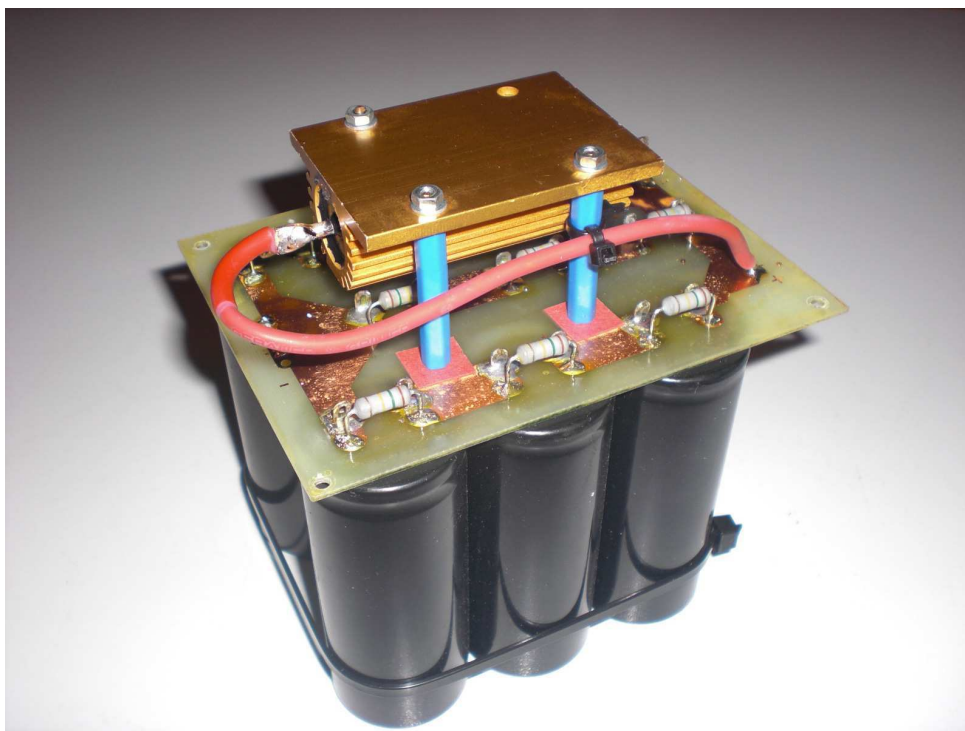
4.3.2 Seznam součástek

Označení	Typ součástky	Hodnota
Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále BP loženém na PřF JU	Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor keramický Kondenzátor keramický Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický	Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

<p>Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU</p>	<p>Kondenzátor keramický Kondenzátor keramický Diodový můstek Dioda Zenerova Diodový můstek Dioda Zenerova Trubičková pojistka 5x20mm Trubičková pojistka 5x20mm Trubičková pojistka 5x20mm Trubičková pojistka 5x20mm Stabilizátor +15V/1A, TO220 Stabilizátor +15V/1A, TO220 Rezistor Rezistor Síťový transformátor EI 66 Síťový transformátor EI 66 PNP Tranzistor PNP Tranzistor Svorkovnice 2-pólová Svorkovnice 2-pólová Svorkovnice 2-pólová Svorkovnice 2-pólová</p>	<p>Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU</p>
--	---	--

Tab. 2: Seznam součástek bloku zdrojů.

4.4 Blok kapacit



Obr. 26: Osazená deska bloku kapacit.

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 27: Schéma bloku kapacit.

4.4.1 Popis zapojení

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Ztrátový výkon odporu R10 je určen podle vztahu [11]:

$$P = \frac{U^2}{R} \quad (4)$$

Kde:

P je hodnota ztrátového výkonu [W]
 U je velikost úbytku napětí na odporu [V]
 R je hodnota odporu [Ω]

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále
bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 28: Deska plošných spojů bloku kapacit ze strany spojů, rozměry desky 130x100 mm.

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále
bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 29: Deska plošných spojů bloku kapacit ze strany součástek, rozměry desky 130x100 mm.

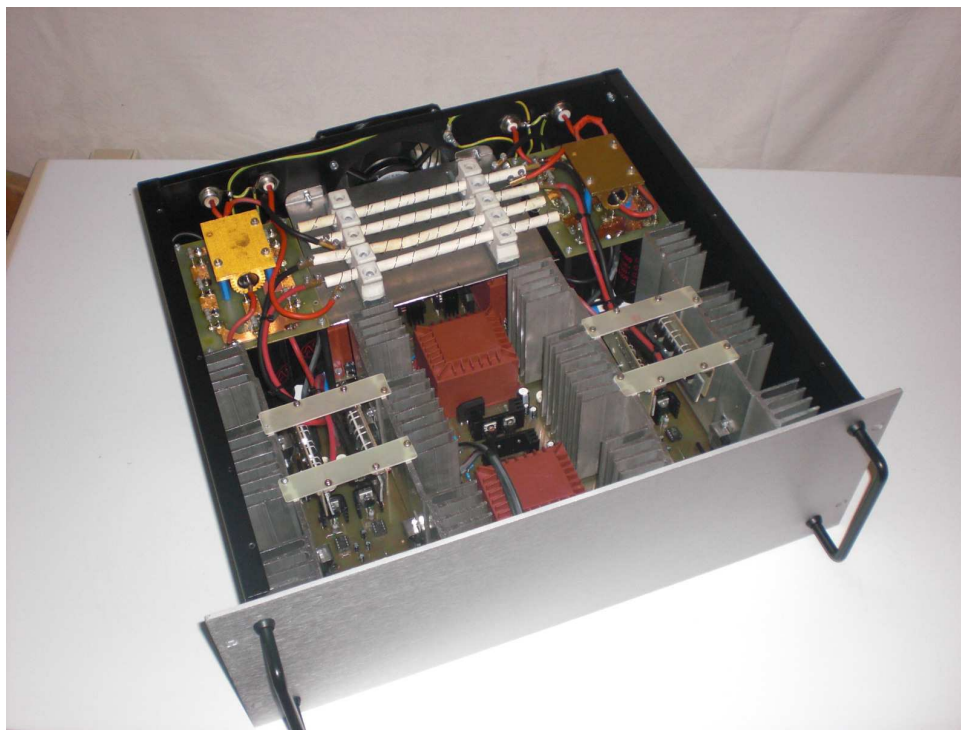
4.4.2 Seznam součástek

Označení	Typ součástky	Hodnota
Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále BP	Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický Kondenzátor elektrolytický Rezistor Rezistor Rezistor Rezistor	Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Tab. 3: Seznam součástek bloku kapacit.

4.5 Mechanická konstrukce

U pulzního zdroje je z důvodu rozsahu celé konstrukce a jednoduší manipulace při vývoji, umístění a testování, uplatněno modulární řešení jednotlivých komponent a částí zdroje. Jednotlivé moduly (bloky) už byly podrobně popsány v předchozích kapitolách. K výhodám modulárního řešení patří i jednoduchost přístupu a výměny jednotlivých součástí v případě poruchy nebo údržby.



Obr. 30: Pulzní zdroj – provedení instalace v krabici 4U rack – zepředu shora.

4.5.1 Návrh a výroba desek plošných spojů

Desky plošných spojů včetně návrhu schémat byly navrženy a realizovány v programu EAGLE 7.1.0. Rozměry desek a samotný návrh plošných spojů koresponduje s rozmístěním modulů ve skříni zdroje, rozměry pouzder součástek a komponent, dále pak s požadavkem dostatečného chlazení výkonových součástek a dostatečných vzdušných izolačních vzdáleností vodivých cest v obvodech vysokého napětí.

Tato pasáž obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU

Obr. 31: Deska plošných spojů ochranných diod, rozměry desky 60x30 mm.

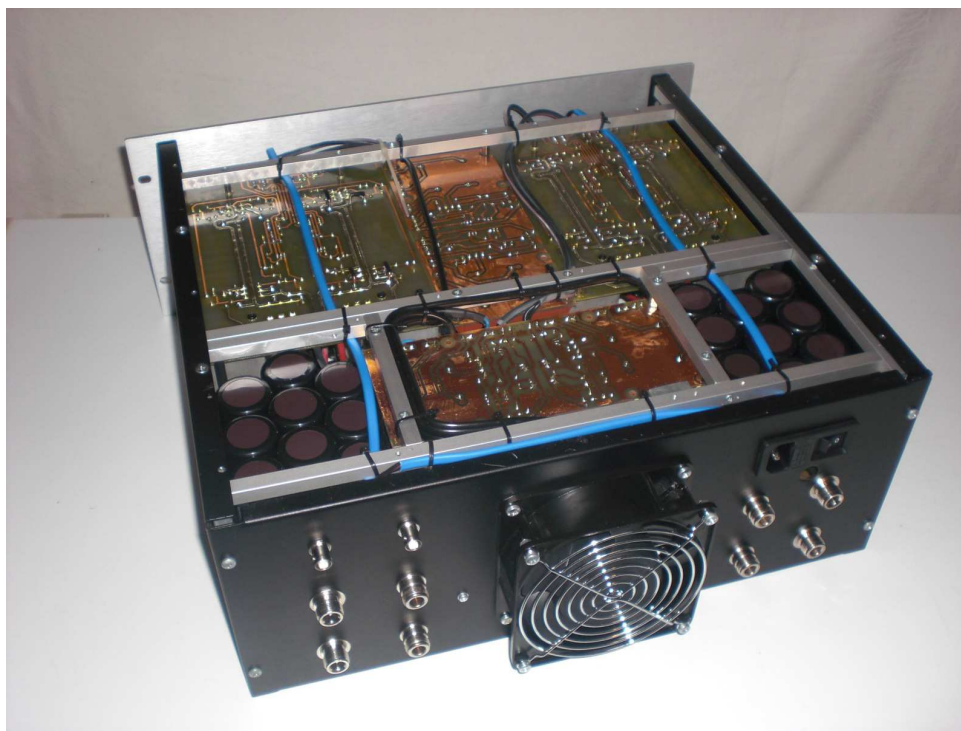
Všechny desky plošných spojů (DPS) byly realizovány postupem přenesení předlohy tištěného spoje na fotocitlivou vrstvu DPS tzv. fotocestou, na jednovrstvé desce FR4 s fotoemulzí, tloušťky 1,5 mm. Předlohy desek byly vytištěny na průsvitnou plastovou fólii, tonerem na bázi polymerů (lepší barevné krytí než běžný toner laserových tiskáren). K osvitě desek byla použita rtuťová výbojka 125 W a vyvolání motivu provedeno v roztoku NaOH (hydroxid sodný).

Odleptání měděné vrstvy bylo provedeno roztokem chloridu železitého FeCl_3 . Následně byly vyvrtány potřebné otvory pro vývody součástek, upevnění chladičů a konstrukčního upevnění a nanášena vrstva ochranného pájitelného bezbarvého laku na desky plošných spojů. Při osazování desek plošných spojů je dobré řídit se určitými zásadami a postupy. Nejprve přistoupíme k osazení propojek, nejmenších součástek a patič. Jako poslední se zpravidla osazují velké výkonové prvky jako jsou chladiče, transformátory apod.

4.5.2 Konstrukce zdrojové skříně (konstrukční uspořádání)

Skříň zdroje, je lakovaná plechová krabice tovární výroby, formátu 4U rack, 400 mm, s hliníkovým čelním panelem tloušťky 4 mm o rozměrech 435 x 400 x 165 mm. Dno skříně bylo doplněno roštem vyrobeným z hliníkových čtvercových profilů 10 x 10 mm, pro instalaci jednotlivých bloků a jejich příslušenství. Desky spojů jsou uloženy na distančních sloupcích a přišroubovány k roštu. Zvolená koncepce umožňuje po odstranění spodního a vrchního krytu krabice přístup k blokům z obou stran, což usnadňuje servisní a zkušební činnost na zařízení.

Zadní čelo skřínky je osazeno ventilátorem 230 V, 50 Hz o průměru 120 mm, osmi panelovými koaxiálními konektory N513 pro připojení vnějšího zdroje – 1000 V a pro připojení přívodních kabelů k magnetronu, dvěmi panelovými koaxiálními konektory BNC pro připojení vnějších řídicích TTL signálů a napájecím EURO konektorem s pojistkou a vypínačem pro síťový přívod viz obr. 32.



Obr. 32: Pulzní zdroj – provedení instalace v krabici 4U rack – spodní strana ze zadu.

Ochranné 2 ohmové odpory byly vyrobeny navinutím odporového kanthalového drátu průměru 0,75 mm a měrného odporu 3,25 Ω /m na keramickou tyčku STEATIT průměru 8,8

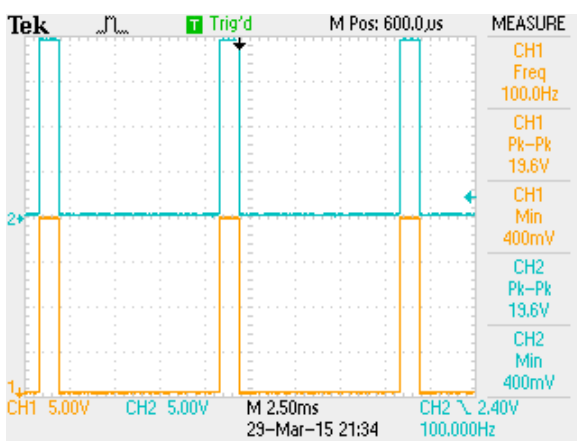
mm a délky 200 mm. Vzhledem k tepelnému namáhání jsou odpory osazeny na ocelovou instalační lištu pomocí keramických přichytek a pro spolehlivé chlazení umístěny přímo před otvorem ventilátoru. Blok DC zdrojů nacházející se pod nimi je chráněn proti tepelným účinkům přepážkou z nerezového plechu upevněnou k zadnímu čelu skříně, která slouží rovněž jako nosný prvek pro instalaci odporů viz obr. 30.

Desky ochranných diod viz obr. 27 jsou připevněny pomocí dvou příček z kuprextitu mezi chladiče výkonového bloku a opatřeny společným chladičem z hliníkového plechu tloušťky 2 mm o rozměrech 22 x 75 mm viz obr. 15.

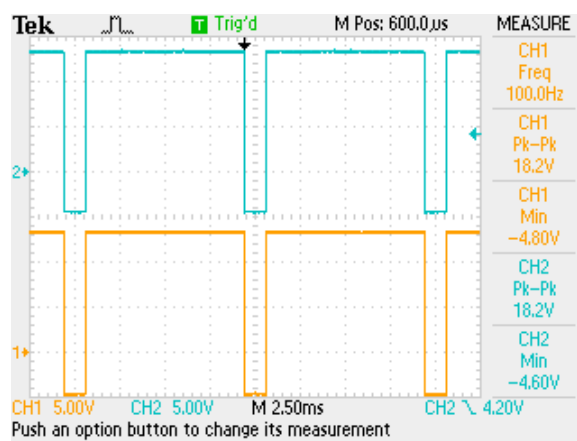
5. OVĚŘENÍ FUNKCE A MĚŘENÍ

5.1 Kontrolní měření a testování jednotlivých bloků

Jednotlivé bloky zdroje byly osazeny do přístrojové skříně a zapojeny dle schématu viz obr. 14. Prvotní spuštění a zkoušení bylo prováděno samostatně na zdroji bez připojení k zátěži a bez připojení zdroje vysokého napětí. Zdroj byl připojen na napájecí napětí a provedena kontrola výstupního napětí 20 V u všech čtyř DC zdrojů. Pak byla napájecí napětí přivedena na výkonové bloky a opět provedena kontrola napětí na napájecích pinech obvodů optočlenů OK1, OK2 a budičů IC1, IC2. Poté byl na vstupy TTL přiveden řídicí signál z TTL generátoru o kmitočtu 100 Hz a střídě 75 %. Jako zdroj signálu TTL byl použit generátor Rhode&Schwarz HAMEG HMF 2550 (můžeme použít libovolný generátor pravoúhlého signálu). Digitálním osciloskopem Tektronix TDS 2022 pak byly zkontrolovány průběhy signálů na pinech 4 a 5 budičů IC1 a IC2 a dále pak na gatech IGBT tranzistorů dle schématu viz obr. 16. Výsledné průběhy napětí řídicích signálů na výstupu z optočlenu a vstupu budiče můžeme vidět na obr. 33. Průběhy napětí řídicích signálů na gatech IGBT jsou pak znázorněny na obr. 34.



Obr. 33: Průběhy signálů na pinu 4 budiče IC1

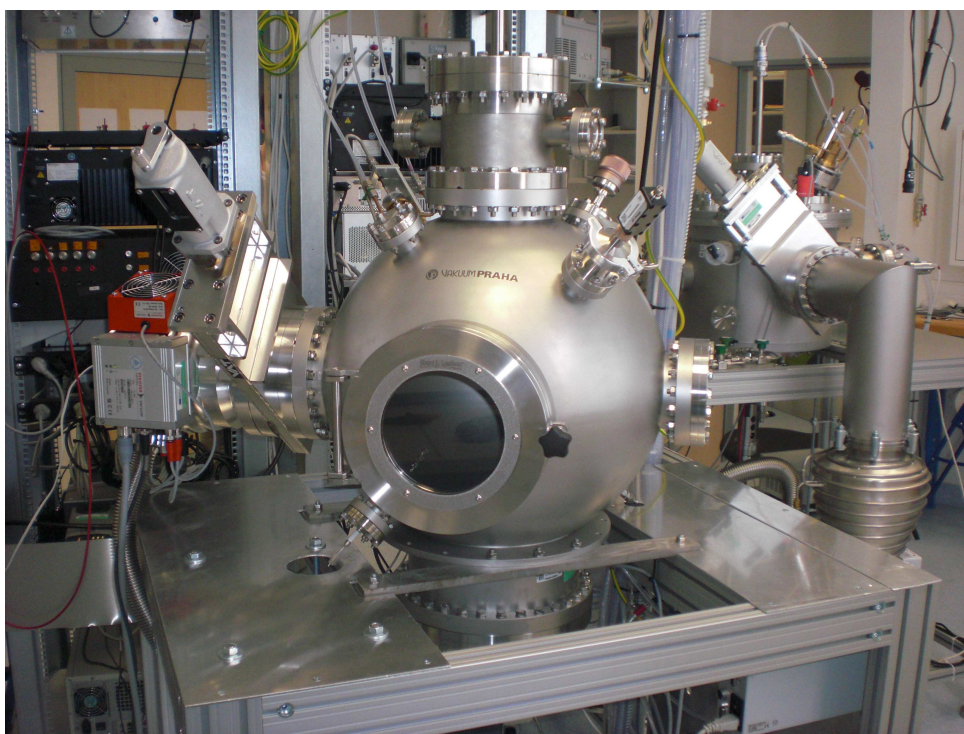


Obr. 34: Průběhy signálů gatech IGBT tranzistorů

Na obrázku 33 vidíme průběh napětí řídicího signálu, jelikož signál z výstupu optočlenu je invertován, dosahuje aktivní část pulzu nulové hodnoty napětí a neaktivní část

pulzu pak hodnoty cca 19,6 V. Průběh signálu je pak invertován až budičem IC1 do původního tvaru. Druhý obrázek 34 nám zobrazuje průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistoru už ve správném tvaru. Úrovně napětí při aktivní části pulzu dosahují hodnoty cca + 14,5 V a při neaktivní části pulzu cca – 4,6 V. Stejná měření proběhla na obou kanálech (výkonových blocích) pulzního zdroje a prokázala správnou funkci řídicích obvodů a napájecích DC zdrojů.

5.2 Technický popis experimentu a testování

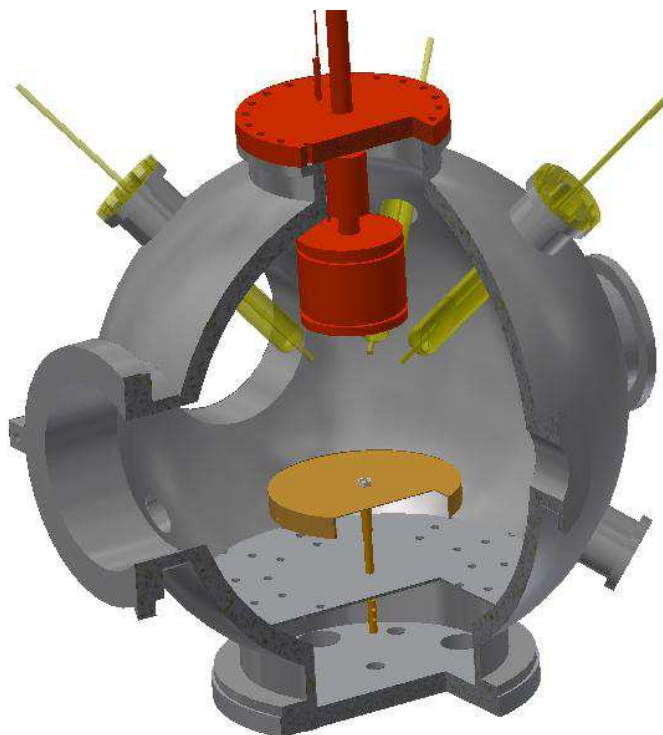


Obr. 35: Experimentální zařízení laboratoře fyziky plazmatu na PřF JU.

Experimenty byly prováděny na stávajícím vysokovakuovém systému. Základem celého systému je kulová vakuová komora, vyrobená z nerezové oceli. Vakuová komora je čerpána pomocí turbomolekulární vývěvy na mezní tlak 10^{-6} Pa. Pracovní tlak v komoře je nastaven pomocí deskového ventilu umístěného mezi vývěvu a vakuovou komoru. Pracovní plyn, argon o čistotě 4.9, je přiváděn do komory pomocí přesných hmotnostních průtokoměrů.

Do vakuové komory je vestavěn planární magnetron opatřený Ti terčem o průměru 75 mm. Ve schématu obr. 36 je magnetron znázorněn červenou barvou. Na fotografii obr. 35 a

schématu jsou patrné ještě další plazmové zdroje, které však nebyly využity, proto nebudou detailně popsány.



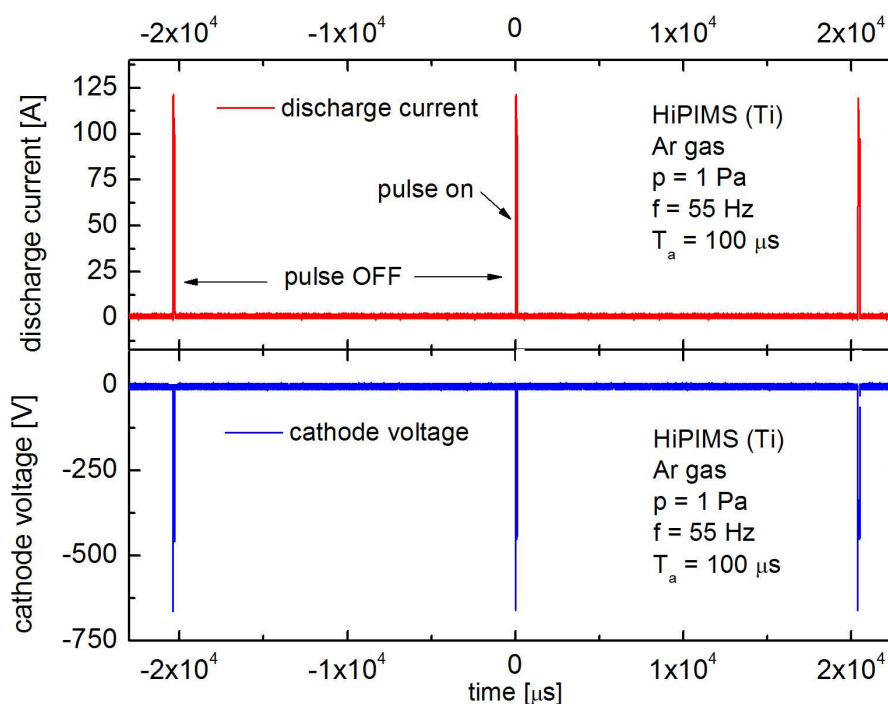
Obr. 36: Schéma – řez vakuovou komorou.

Pulzní zdroj, postavený v rámci bakalářské práce, je připojen k magnetronu pomocí N – koaxiálního kabelu opatřeném kompatibilními N – konektory. Pro buzení pulzního zdroje je využito externího TTL generátoru, může být použito libovolného generátoru, který dává úroveň signálu 0 až + 5 V. V našem případě bylo využito generátoru QUANTUM COMPOSERS model 9581. Jako zdroj DC napětí byl použit komerční zdroj HEINZINGER PNC 1500 – 800, pracující s napětím až 1500 V a proudem až 800 mA. DC napěťový zdroj má negativní výstup, tzn. kladná svorka zdroje je uzemněna a propojena s ocelovou konstrukcí vakuové komory. K měření průběhu napětí a proudu bylo využito osciloskopu TEKTRONIX MDO 3034. Jedná se o osciloskop se čtyřmi kanály, se vzorkovací rychlostí 2,5 GS/s. Pro měření byly použity osciloskopické napěťové sondy (s poměrem 1:100) a proudové sondy s převodem 10 mV/A. HiPIMS výboj byl generován při frekvenci 55 Hz se střídou aktivního pulzu 100 μ s. Výboj hořel v argonové atmosféře za tlaku 1 Pa. Fotografie výboje je na obr. 37. Výboj je charakteristický svou modrou až fialovomodrou barvou.



Obr. 37: Fotografie plazmového výboje.

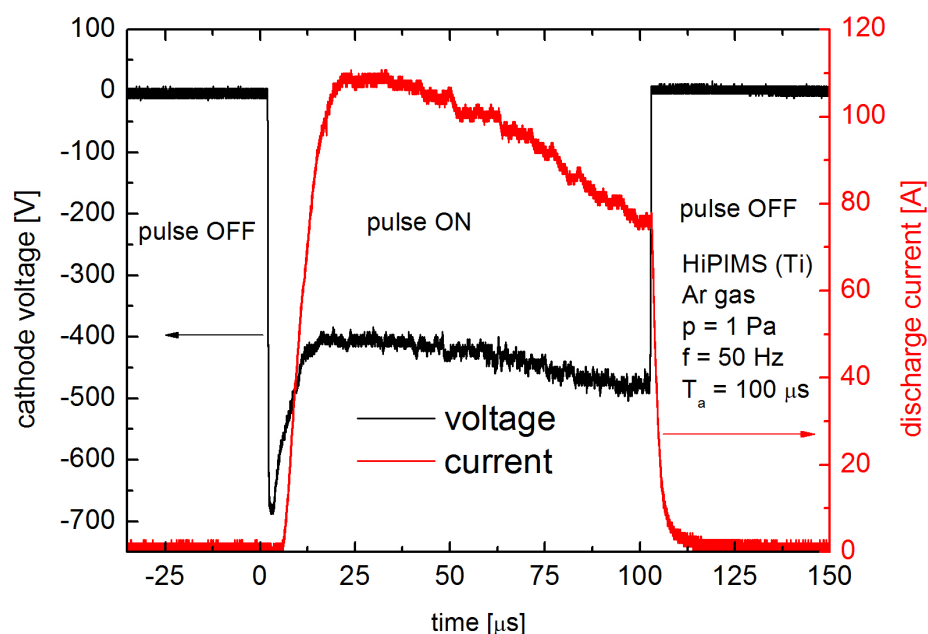
5.3 Měření katodového napětí a výbojového proudu



Obr. 38: Průběh napětí a proudu pro dvě periody výboje.

Na obr. 38 jsou znázorněny průběhy napětí a proudů pro dvě periody výboje. Napětí na katodě, znázorněno modrou barvou viz dolní panel obrázku, se opakuje s frekvencí 55 Hz.

Vzhledem k tomu, že aktivní část výboje je 100 μs , kdežto délka periody je 18 ms, dostáváme střidu 0,55 %. Jinými slovy a také jak je patrné z obrázku samotný výboj hoří pouze na cca 0,5 % z celkové doby. V horním panelu stejného obrázku vidíme proudové pulzy, které dosahují hodnot cca 110 A. Tyto proudy bohatě postačují k dosažení vysokého stupně ionizace odprášených částí. Tato skutečnost byla mnohokrát potvrzena v odborných člancích [5],[6],[7]. Měření stupně ionizace přesahuje rámec této práce a proto nebylo vyšetřováno i s ohledem, že nebylo součástí zadaných úkolů.



Obr. 39: Detail průběhu napětí a proudu výbojového pulzu.

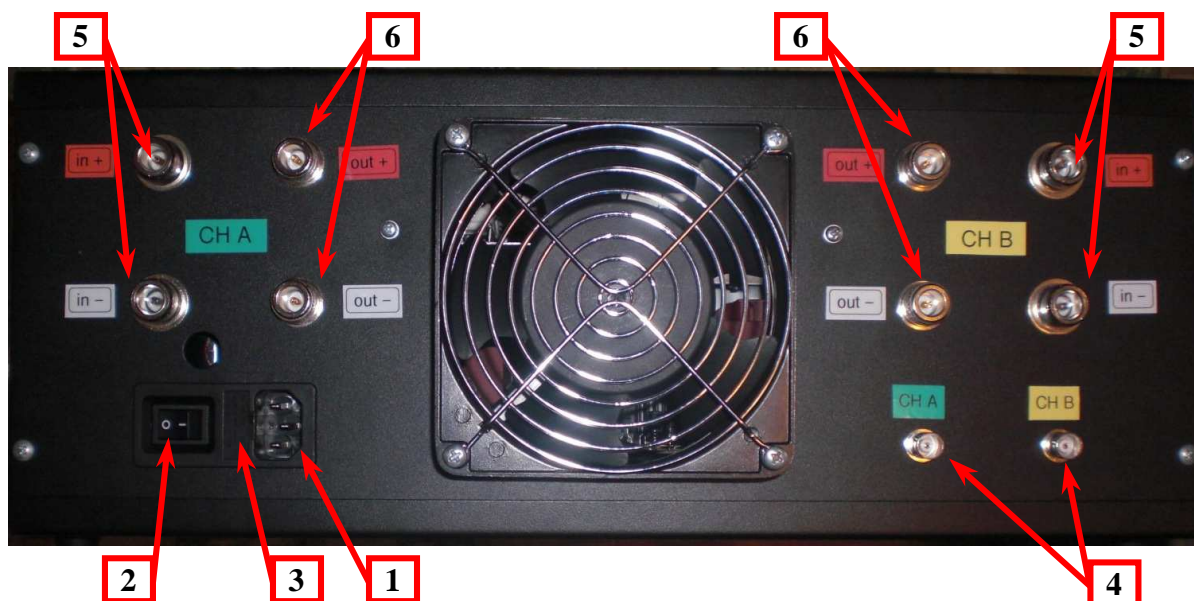
Obrázek 39 představuje detail jednotlivých pulzů. V grafu je ukázán pouze výřez aktivní části pulzu, tzv. OFF – Time (neaktivní část) není ukázán a jak je patrné z obr. 38 hodnoty napětí a proudu nabývají nulových hodnot. Na obr. 39 bylo napětí na katodu přivedeno v čase $t_v = 0 \mu\text{s}$ (čas výboje). Náběžná hrana výboje je dostatečně strmá, z osciloskopického měření pozorujeme zpoždění cca 1 μs . Samotný výboj je zapálen při špičkovém napětí cca – 700 V. Po té pozorujeme zvýšení napětí na hodnotu cca – 400 V. Toto zvýšení napětí souvisí s generací plazmového výboje, kterým se uzavírá obvod. Pozorovaný nárůst napětí je potom způsoben napěťovým úbytkem na impedanci obvodu.

Ze stejného obr. 39 je také možné pozorovat chování výbojového proudu. Hned na počátku je možné konstatovat, že průběh výbojového proudu koresponduje s průběhem napětí a má charakteristiku typickou pro HiPIMS výboje. Samotný tvar zmíněného průběhu proudu je určen elementárními procesy v plazmovém výboji, které mnohdy ještě nebyly komplexně vysvětleny. Pozorujeme lineární nárůst výbojového proudu, který dosahuje svého maxima $I = 115 \text{ A}$ v čase $t_v = 20 \text{ } \mu\text{s}$. Tento postupný nárůst proudu souvisí s vyrovnáváním ionizační hladiny při formování výboje. Po dosažení proudového maxima sledujeme pokles výbojového proudu. Tento pokles není způsoben pulzním zdrojem! Jedná se o tzv. „sputtering widem“, který je typický pro metalické HiPIMS výboje [5],[6],[7].

Shrnutí výsledků měření - Výsledky prezentované na obr. 38 a 39 prokázaly a ověřily správnou konstrukci a správnou funkčnost navrženého zapojení a předloženého funkčního vzoru. Předložený funkční vzor vysokovýkonného pulzního zdroje má dva vzájemně nezávislé kanály. Vzhledem k tomu, že se pulzní zdroj skládá ze dvou částí (větví), byly obě tyto části testovány a u obou z nich byla prokázána funkčnost a požadované parametry. S ohledem na skutečnost, že se současným vybavením laboratoře fyziky plazmatu, nebylo možné ověřit magnetronový výboj v duální konfiguraci, byla funkčnost tohoto módu ověřena se zátěžovými odpory. Tato měření ukázala funkčnost duálního režimu.

6. NÁVOD K OBSLUZE

Skříň pulzního zdroje je řešena z hlediska obsluhy celkem jednoduše. Veškerá připojovací místa a konektory jsou umístěny na zadním čelu skříně. Názorný popis zadního panelu je na obr. 40.



Obr. 40: Popis zadního panelu skříně zdroje.

Kde:

1. Zásuvka přívodu 230 V; 2. hlavní vypínač; 3. pouzdro síťové pojistky; 4. BNC konektory pro vstupy TTL signálů; 5. N-konektory pro připojení vnějšího vysokonapěťového DC zdroje; 6. N-konektory pro připojení magnetronu.

Před uvedením do provozu, zdroje je nutno provést vizuální prohlídku, se zaměřením na neporušenost vstupních zdířek a konektorů a kontrolu funkčnosti vypínače. Síťový přívodní kabel připojte do přívodní zdířky (1) viz obr. 40. Zapojte pulzní zdroj do obvodu experimentálního zařízení podle druhu požadovaného režimu provozu viz kapitoly 6.1, 6.2. Zapojte síťový kabel do zásuvky veřejné distribuční sítě, zapněte vypínač (2) viz obr. 40.

Pulzní zdroj ke své správné funkci vyžaduje externí napájení z DC zdroje a vnější řídicí TTL signál s pozitivní logikou a s napěťovou úrovní v rozsahu 5 až 6 V. Externí DC zdroj by měl umožňovat regulaci stabilizovaného stejnosměrného napětí v rozsahu 0 až – 1000 V, s proudem až 800 mA a s možností nastavení proudového omezení.

6.1 Zapojení v single módu

V single módu zdroj pracuje jako dva samostatné celky, může být využit jen jeden z kanálů nebo využity oba kanály samostatně. Řídící TTL signál připojíme pomocí koaxiálního kabelu s BNC konektory na vstupní BNC konektory (4) viz obr. 40 příslušného kanálu např. kanál A, který budeme provozovat. Na vstupní záporný N – konektor (5) kanálu A připojíme záporný pól externího DC zdroje – 1000 V, kladný pól DC zdroje uzemníme a kladnou vstupní svorku pulzního zdroje připojíme na zem pomocí kabelu a nebo pomocí upraveného (zkratovaného) N – konektoru uzemníme přes skříň pulzního zdroje. Pro připojení magnetronu použijeme koaxiální kabel s N – konektory a připojíme na zápornou výstupní svorku (6) kanálu A viz obr. 40. Obvod se bude uzavírat přes uzemněnou ocelovou konstrukci vakuové komory magnetronu. Při použití kanálu B je postup identický.

6.2 Zapojení v duálním módu

V duálním módu jsou využity oba kanály zdroje současně. Řídící TTL signály přivedeme pomocí koaxiálního kabelu s BNC konektory na BNC vstupy (4) viz obr. 40. Na vstupní záporný N – konektor (5) kanálu A připojíme záporný pól externího DC zdroje – 1000 V, kladný pól DC zdroje uzemníme. Záporný pól druhého externího DC zdroje – 1000 V připojíme na záporný vstupní N – konektor (5) kanálu B a uzemníme stejným způsobem. Kladné vstupní svorky kanálů A a B (5) pulzního zdroje propojíme a spojíme se zemí. Pomocí koaxiálního kabelu s N – konektory propojíme zápornou výstupní svorku (6) kanálu A viz obr. 40 s katodou magnetronu 1 a kladnou výstupní svorku (6) kanálu A s katodou magnetronu 2. Pak propojíme zápornou výstupní svorku (6) kanálu B viz obr. 40 s katodou magnetronu 2 a kladnou výstupní svorku (6) kanálu B s katodou magnetronu 1. Při duálním režimu jsou elektrody obou magnetronů aktivní a střídavě slouží jako katoda a anoda.

6.3 Řešení problémů a závad

Síťová část pulzního zdroje je chráněna před zkratem nebo nadproudem rychlou 2 A pojistkou umístěnou v pouzdře (3) vstupního napájecího EURO konektoru viz obr. 40. Dále jsou jištěny sekundární i primární vinutí transformátorů.

Seznam možných závad a jejich řešení:

- Pulzní zdroj nefunguje a neběží ventilátor – není síťové napětí nebo je vadná pojistka (3) obr. 40 – vyměnit pojistku
- Pulzní zdroj nefunguje, ventilátor běží, některý ze zdrojů nedává DC napětí 20 V – vadná některá z pojistek na bloku zdrojů viz obr. 23 – vyměnit pojistku
- Pulzní zdroj nefunguje, ventilátor běží, některý ze zdrojů dává DC napětí 15 V – vadná Zenerova dioda D2 nebo D4 na bloku zdrojů viz obr. 23 – vyměnit diodu
- Pulzní zdroj nefunguje, ventilátor běží, některý ze zdrojů nedává DC napětí 20 V – vadný stabilizátor IC1 nebo IC2 na bloku zdrojů viz obr. 23 – vyměnit stabilizátor
- Pulzní zdroj nefunguje, ventilátor běží – nízká úroveň řídicího TTL signálu – zvýšit úroveň TTL signálu
- Pulzní zdroj nefunguje, ventilátor běží, externí DC zdroj napětí signalizuje proudové přetížení – zkrat v obvodu, pravděpodobně proražený některý z IGBT tranzistorů – vyměnit

7. ZÁVĚR

Hlavním cílem této práce byl vývoj a stavba funkčního vzoru vysokovýkonného pulzního zdroje pro buzení plazmových výbojů s vysokým stupněm ionizace. Pulzní zdroj je napájen nastavitelným DC napětím do – 1000 V, pracuje s frekvencemi v rozsahu 30 Hz - 100 kHz při střídě od 1 % - 75 %. Při testování a zkouškách bylo dosaženo maximálních proudů v pulzu cca 115 až 130 A při napětí na katodě cca – 700 až – 750 V. Konstrukce zdroje, umožňuje provoz v duální konfiguraci, technologií spínání IGBT tranzistorů a nabíjení / vybíjení paralelně řazených vysoko kapacitních kondenzátorů.

Výrobou podobných, ale i mnohem sofistikovanějších zařízení se ve světě zabývá několik výrobců. Nabízejí řadu produktů se srovnatelnými nebo lepšími parametry a s integrovanými měřicími a řídicími systémy. Příkladem může být třeba německá firma MELEC se svými výrobky řady SPIK 1000A nebo SPIK 2000A, případně firma TRUMPF Hüttinger s řadou TruPlasma Highpulse 4000. Cena těchto produktů je v cenovém rozpětí od desítek do stovek tisíc EUR. Nevýhodou těchto zařízení kromě vysoké ceny, může být právě i příliš pokročilá integrace řídicích a měřicích systémů v jednom celku, která se lépe hodí spíše pro samotný výrobní proces než pro vývoj a výzkum v této oblasti.

8. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] J. Hopwood, Ionized Physical Vapor Deposition, Academic Press, (2000).
- [2] M.A. Lieberman, A.J. Lichtenberg, Principles of Plasma Discharges and Materials Processing, Wiley-Interscience, New-Jersey, (2005), 562.
- [3] J.R. Roth, Industrial Plasma Engineering, IoP Publishing Ltd, (1995).
- [4] K. Ellmer, Magnetron discharges for thin film deposition; in: Low temperature plasma physics, edd. R. Hippler et al Pfau, M. Schmidt, K. H. Schoenbach, Wiley-Vch, (2001), 253.
- [5] K. Sarakinos, J. Alami, S. Konstantinidis, Surf. Coat. Technol. 204, (2010), 1661.
- [6] J.T. Gudmundsson, N. Brenning, D. Lundin, U. Helmersson, J. Vac. Sci. Technol. A30(3), (2012), 030801.
- [7] N. Britun, T. Minea, S. Konstantinidis, R. Snyders, J. Phys. D: Appl. Phys. 47, (2014), 224001.
- [8] M. Samuelsson, D. Lundin, J. Jensen, M. A. Raadu, J. T. Gudmundsson, and U. Helmersson, Surf. Coat. Technol. 15, (2010), 591.
- [9] V. Sitteringer, F. Ruske, W. Werner, C. Jacobs, B. Szyszka, D. Christie, Thin Solid Films 516, (2008), 5847.
- [10] V. Stranak, M. Cada, Z. Hubicka, M. Tichy, R. Hippler, J. Appl. Phys 108, (2010), 043305.
- [11] KREJČIŘÍK Alexandr, NAPÁJECÍ ZDROJE I., Nakladatelství BEN, Praha, 1997, 2.vydání, 341 str, ISBN: 80-86056-02-3.
- [12] NOVÁK Jaroslav, MODERNÍ VÝKONOVÉ POLOVODIČOVÉ PRVKY A JEJICH APLIKAČNÍ MOŽNOSTI. Odborný časopis ELEKTRO 6/2003. dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/moderni-vykonove-polovodicove-prvky-a-jejich-aplikacni-moznosti--14473>.
- [13] Technický list, Dvou kanálový budič IGBT a MOSFET, DUAL LOW SIDE DRIVER, Příloha č.2.

- [14] FRISCH Herbert, ZÁKLADY ELEKTRONIKY A ELEKTRONICKÝCH OBVODŮ, Nakladatelství technické literatury SNTL, Praha, 1987, vydání první, typové číslo: L26-B2-IV-31F/52630.
- [15] SLENGL Jens Peer, TIHANYI Jenó, VÝKONOVÉ TRANZISTORY MOSFET, BEN - technická literatura, Praha 1999, 192 s., 1. české vydání, ISBN 80-86056-54-6.
- [16] SEVERNS Rudy, DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS, Odborný článek, překlad Ing. Ladislav Kopecký dostupné z: http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/links/DESIGN_OF_SNUBBERS_FOR_POWER_CIRCUITS.pdf., překlad z: <http://free-energy.xf.cz/teorie/emc/DESIGN-OF-SNUBBERS.pdf>.

9. SEZNAM PŘÍLOH

1. Technický list, Výkonový IGBT tranzistor
2. Technický list, Dvou kanálový budič IGBT a MOSFET
3. Technický list, Optočlen, Photocoupler
4. Technický list, Výkonové tranzistory
5. Technický list, Výkonová dioda
6. Technický list, Elektrolytický kondenzátor s nízkou impedancí

Poznámka: Následující pasáž v rozsahu příloh 1. až 6. obsahuje utajované skutečnosti a je obsažena pouze v archivovaném originále bakalářské práce uloženém na Přírodovědecké fakultě JU.