

**Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích**  
**Přírodovědecká fakulta**

**Vývoj zařízení pro excitaci plazmatu a měření jeho parametrů**

Bakalářská práce

**František Iška**

Školitel: Mgr. Zdeněk Hubička, Ph.D.

Konzultant: doc. RNDr. Vítězslav Straňák, Ph.D.

České Budějovice 2020

Iška, F., 2020: Vývoj zařízení pro excitaci plazmatu a měření jeho parametrů. [Development of device for plasma excitation. Bc. Thesis in Czech.] - 55 p., Faculty of Science, University of South Bohemia, České Budějovice, Czech Republic.

### **Annotation**

This bachelor thesis is focused on the design of high power switching power supplies for applications such as plasma excitation. In the theoretical part of this thesis some common topologies of switching power supplies and principles of their operation are described. Furthermore, theoretical part of this thesis deals with topics related to the designing of switching power supply such as principle of operation of power transistors, transformers and pulse width modulation. Practical part of the bachelor thesis is focused on design of power part of switching power supply with full-bridge topology, simulating of operation of its parts using Multisim programme, realization of this power supply and verification of its functionality by measurement.

### **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.

V Hluboké nad Vltavou dne 28. dubna 2020

.....

František Iška

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval za odborné vedení a cenné rady vedoucímu své bakalářské práce Mgr. Zdeňkovi Hubičkovi Ph.D. a doc. RNDr. Vítězslavu Straňákovi, Ph.D., který byl mým konzultantem.

# Obsah

1 Úvod.....	1
2 Cíle práce.....	2
3 Teorie spínaných zdrojů.....	2
3.1 Transformátor.....	2
3.2 Topologie spínaných zdrojů.....	4
3.2.1 Propustné zdroje.....	5
3.2.2 Akumulační zdroje.....	6
3.2.3 Dvojčinné zdroje.....	7
3.2.4 Plný můstek.....	7
3.2.5 Polomůstek.....	9
3.3 Řízení spínaných zdrojů pulzně šířkovou modulací.....	9
3.4 Spínací prvky.....	13
3.4.1 Tranzistory IGBT.....	17
3.4.2 Plovoucí buzení.....	18
4 Simulace v programu Multisim.....	20
4.1 Představení programu Multisim.....	20
4.2 Řízení můstku intergrovaným budičem IR2110.....	21
4.2.1 Popis simulovaného obvodu.....	21
4.2.2 Výsledky simulace a jejich diskuze.....	22
4.3 Zdroj napětí pro plovoucí buzení.....	23
4.3.1 Popis simulovaného obvodu.....	24
4.3.2 Výsledky simulace a jejich diskuze.....	25
4.4 Můstkový zdroj.....	26
4.4.1 Popis simulovaného obvodu.....	26
4.4.2 Výsledky simulace a jejich diskuze.....	28
5 Realizace desky plošných spojů s H-můstkem.....	31
5.1 Popis obvodů na navržené desce plošných spojů.....	31
5.2 Zprovoznění H-můstku a ověření jeho funkce.....	37
5.2.1 Přístroje použité při měření a testování zdroje.....	37
5.2.2 Test vstupního usměrňovače a stabilizátoru napětí pomocného zdroje.....	38
5.2.3 Ověření funkce budičů.....	38
5.2.4 Měření můstku zatíženého rezistorem.....	40
5.2.5 Měření můstku s připojeným transformátorem.....	41

5.2.6 Test výstupního usměrňovače a řízení výkonu změnou střídání.....	45
5.2.7 Diskuze výsledků měření.....	46
6 Závěr.....	48
7 Seznam použité literatury.....	49
8 Seznam příloh.....	50

# 1 Úvod

Napájecí zdroj je obvod, který slouží k napájení elektrického nebo elektronického zařízení elektrickou energií o určitých parametrech (hodnota napětí nebo proudu), které jsou pro správnou činnost daného zařízení potřeba.

Spínaný zdroj je druh napájecího zdroje, který využívá spínacích prvků (obvykle tranzistorů) ke změně vstupního stejnosměrného proudu na střídavý nebo pulzující stejnosměrný proud.

Pomocí těchto zdrojů je tedy možné měnit velikost stejnosměrného napětí, což by pomocí samotného transformátoru nebylo možné. Spínané zdroje však našly široké uplatnění i v zařízeních napájených střídavým napětím z rozvodné sítě, neboť mají oproti lineárním zdrojům se síťovým transformátorem mnohé výhody. Především mohou mít menší hmotnost a rozměry, navzdory tomu, že jsou obvykle složitější a mají více součástí. Další velkou předností spínaných zdrojů je vysoká účinnost oproti lineárním stabilizátorům, používaných v klasických zdrojích stabilizovaného napětí. Přes tranzistory v těchto stabilizátorech obvykle prochází přímo proud, který odebírá napájené zařízení z výstupu. Úbytek napětí na těchto tranzistorech pak odpovídá rozdílu vstupního a výstupního napětí stabilizátoru. Výkonová ztráta na tranzistoru odpovídá součinu tohoto úbytku napětí a proudu. U lineárních stabilizátorů udržujících konstantní výstupní napětí při velkém rozsahu hodnot odbíraného proudu a případně i při velkém kolísání vstupního napětí bývá ztrátový výkon poměrně vysoký, což znamená velké nároky na chlazení těchto tranzistorů. Výkonné lineární napájecí zdroje tak vyžadují rozměrné chladiče, případně aktivní chlazení pomocí ventilátoru, který dále zvyšuje celkovou spotřebu zařízení. Naproti tomu tranzistory ve spínaných zdrojích pracují jako spínače, tedy po většinu času jsou buď zcela zavřené nebo otevřené. Pokud je tranzistor zavřený a nevede žádný proud, je jeho ztrátový výkon nulový. V okamžiku, kdy je tranzistor otevřen je na něm jen velmi malé napětí a ztrátový výkon odpovídající tomuto napětí a spínanému proudu je poměrně malý. Spínaný zdroj pracuje s kmitočtem, který generuje oscilátor v řídicích obvodech zdroje a který není nijak závislý na kmitočtu sítě, ze které je zdroj napájen. U moderních spínaných zdrojů se tento kmitočet obvykle pohybuje v řádu desítek kilohertzů až jednotek megahertzů. Právě díky vysokým kmitočetům mohou být transformátory a tlumivky používané ve spínaných zdrojích výrazně menší než síťové transformátory stejného výkonu [1].

Tato práce se zabývá problematikou návrhu spínaného zdroje pro buzení elektrických

výbojů, tedy k excitaci plazmatu.

## 2 Cíle práce

Tato práce je zaměřena na spínané zdroje a jejich využití pro buzení elektrických výbojů. V teoretické části budou představeny některá běžná zapojení spínaných zdrojů a bude popsán princip funkce těchto zapojení i spínacích prvků v těchto zařízeních používaných, tedy výkonových tranzistorů. Dále je součástí této práce představení programu Multisim a především provedení simulace činnosti částí obvodů spínaného zdroje pomocí tohoto programu. Praktická část této práce pak spočívá v návržení výkonové části spínaného zdroje schopného dodávat výkon v řádu jednotek kilowattů. Navržený obvod bude realizován a budou provedena měření ke zjištění jeho funkčnosti.

## 3 Teorie spínaných zdrojů

Existuje velké množství různých topologií spínaných zdrojů, které lze rozdělit například podle toho, zda zajišťují galvanické oddělení napájeného zařízení od vstupu zdroje, což je při napájení zařízení z rozvodné sítě nutné. Nedílnou součástí zdrojů s galvanickým oddělením je transformátor.

### 3.1 Transformátor

Transformátor je elektrický stroj, který přenáší energii mezi dvěma galvanicky oddělenými obvody a zároveň umožňuje měnit napětí. Transformátor je tvořen jádrem a dvěma či více vinutími.

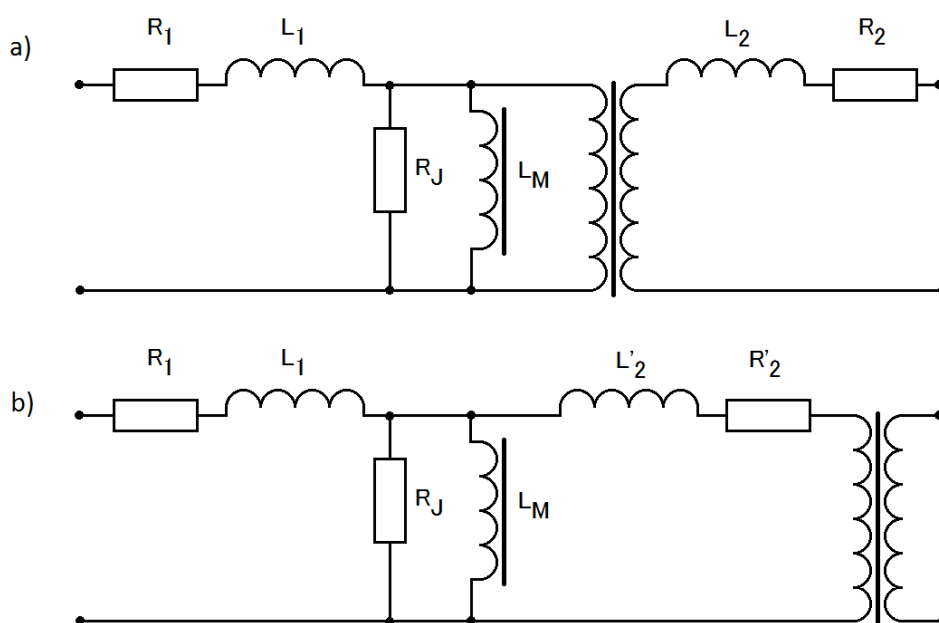
Primární vinutí při průchodu proudu vytváří magnetické pole a magnetický indukční tok v jádře. Změny tohoto magnetického indukčního toku v čase pak indukují napětí ve všech vinutích transformátoru. Ideální transformátor by přenášel energii mezi obvody bezztrátově a pro hodnoty napětí na primárním a sekundárním vinutí a proudy v těchto vinutích by přesně platila transformační rovnice:

$$p = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (1)$$

kde  $p$  je převod transformátoru daný poměrem počtu závitů primárního vinutí  $N_1$  a sekundárního vinutí  $N_2$ .  $U_1$  je pak napětí na primárním vinutí,  $U_2$  napětí na sekundárním vinutí,  $I_1$  je primární proud a  $I_2$  je sekundární proud.

Chování reálného transformátoru se však od tohoto ideálního modelu liší. Proud v primárním vinutí se kromě transformovaného sekundárního proudu skládá i z takzvaného magnetizačního proudu. A primární vinutí tak ze zdroje napětí odebírá proud i v případě nulového sekundárního proudu. Vinutí jsou tvořena vodiči, které mají nenulový odpor. V jádře transformátoru dochází ke ztrátám energie vlivem střídavého magnetizování a takzvané hystereze. Dalším nežádoucím jevem jsou pak vířivé proudy, vznikající v jádře transformátoru pokud je toto jádro tvořeno elektricky vodivou látkou [2].

Pro popis chování reálného transformátoru existuje celá řada náhradních schémat transformátoru. Liší se podle toho, které vlastnosti reálného transformátoru jsou do nich zahrnuty. Na obrázku č. 1 je náhradní schéma transformátoru zahrnující rozptylové indukčnosti a odpory vinutí, ztráty v jádře a magnetizační indukčnost. Toto schéma nezahrnuje například parazitní kapacity mezi jednotlivými závity vinutí.



Obrázek č. 1: Náhradní schéma transformátoru. Vytvořeno dle [2].

Na obrázku č. 1 a) je ideální transformátor s převodem  $p$ . V sérii s primárním vinutím je rezistor  $R_1$ , který představuje odpor primárního vinutí a indukčnost  $L_1$  představující rozptylovou indukčnost primárního vinutí. Prvky  $R_2$  a  $L_2$  představují odpor a rozptylovou indukčnost sekundárního vinutí. Rezistor  $R_J$  pak představuje všechny energetické ztráty v jádře transformátoru.  $L_M$  představuje hlavní indukčnost primárního vinutí, přes kterou prochází takzvaný magnetizační proud transformátoru. Toto schéma lze upravit do podoby na obrázku č. 1 b) převedením odporu a rozptylové indukčnosti na primární stranu [2].

Magnetizací jádra se v něm akumuluje energie. V ustáleném stavu činnosti spínaného



zdroje přechází magnetická indukce v jádru jeho transformátoru periodicky mezi dvěmi hodnotami. Její průběh je určen obvodovým zapojením transformátoru a spínáním [3].

U transformátorů pracujících s nízkými kmitočty, například u síťových transformátorů s frekvencí 50 nebo 60 Hz, bývá jádro sestavené z takzvaných transformátorových (nebo též elektrotechnických) plechů. Jedná se o plechy vyrobené z ocele s určitou příměsí, která snižuje jejich elektrickou vodivost. Mají vysokou permeabilitu a saturační magnetizaci.

V případě transformátorů pro spínané zdroje pracující na kmitočtech v řádu desítek kHz se jádra obvykle zhotovují z takzvaných feritů. Ferity jsou materiály s poměrně vysokou permeabilitou, byť stále nižší než u transformátorových plechů. Hlavním důvodem jejich použití je řádově vyšší měrný odpor (rezistivita), díky které mají feritové transformátory menší ztráty vířivými proudy [4].

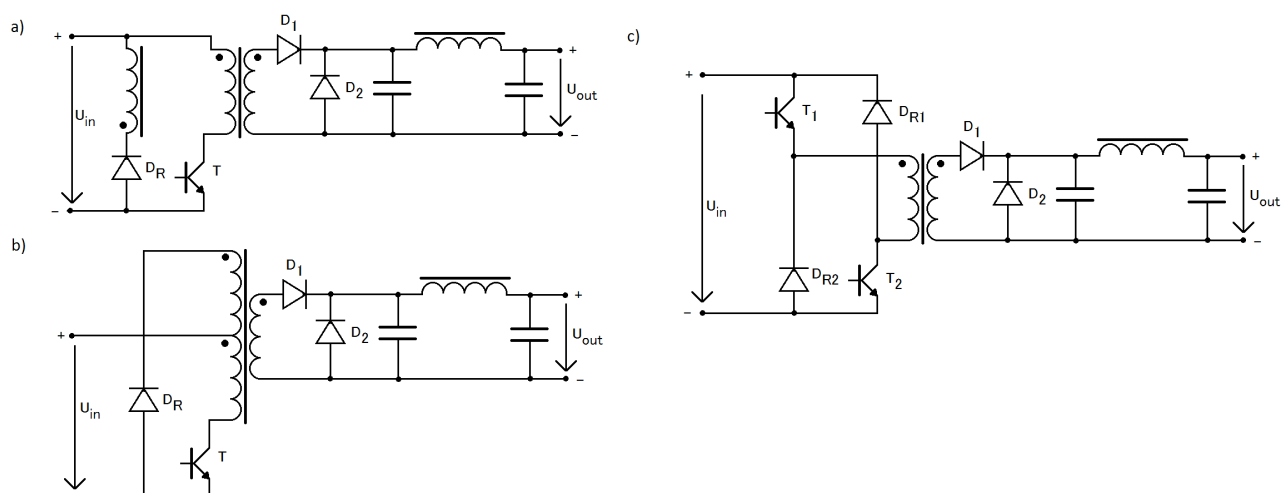
### **3.2 Topologie spínaných zdrojů**

Existuje mnoho různých topologií spínaných měničů napětí. Mnohé z nich nemají transformátor a využívají pouze tlumivku. Takové topologie však neumožňují galvanické oddělení zátěže od vstupního obvodu a obvykle je jeden pól vstupního napětí spojen v jednom uzlu s výstupem. Jelikož se tato práce zabývá konstrukcí zdrojů větších výkonu, které bývají obvykle napájeny z rozvodné sítě, jsou v této kapitole popsány pouze topologie spínaných zdrojů s galvanickým oddělením vstupního a výstupního obvodu, tedy zdroje obsahující transformátor. Nejsou zde však popsány takzvané rezonanční měniče, jejichž princip fungování se od zde popsaných topologií zdrojů zásadně liší a jejichž návrh je podstatně komplikovanější.

Na schématech níže jsou jako spínače použity bipolární tranzistory, avšak běžně se v těchto zapojeních používají i jiné druhy tranzistorů (viz kapitola 3.4 Spínací prvky), vstupní napětí je značeno jako  $U_{in}$ , výstupní jako  $U_{out}$ .

Podle způsobu přenosu energie z primárního obvodu do sekundárního obvodu, lze spínané zdroje s transformátorem rozdělit do třech základních skupin. První skupinou jsou propustné zdroje, v angličtině označované forward. Ty přenášejí energii na výstup přímo přes transformátor a jednocestný usměrňovač. Druhou skupinu tvoří akumulující zdroje (anglicky flybacks), které dodávají na výstup energii akumulovanou v jádře transformátoru. Poslední skupinou jsou topologie zdrojů, u kterých je střídavé napětí ze sekundárního vinutí transformátoru dvoucestně usměrněno a přivedeno na výstup [1].

### 3.2.1 Propustné zdroje



Obrázek č. 2: Různé možnosti zapojení propustných zdrojů. Vytvořeno dle [1] a [5].

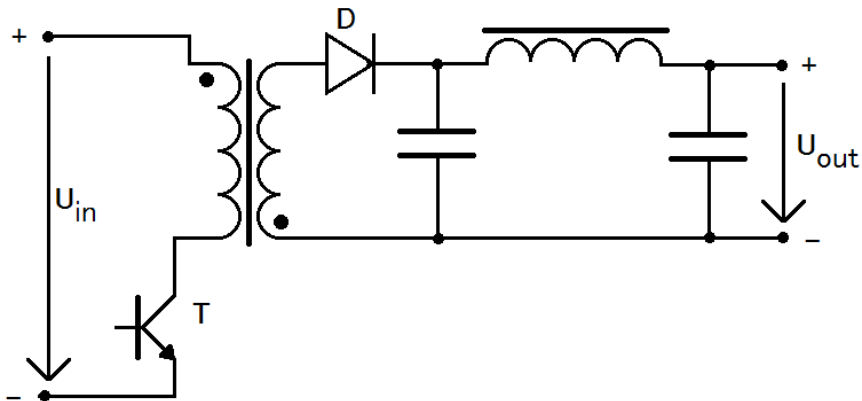
U propustných zdrojů dochází k přímému přenosu energie přes transformátor [1]. V okamžiku sepnutí tranzistoru je primární vinutí transformátoru připojeno na vstupní napětí. V sekundárním vinutí se indukují napětí, které je díky vzájemné orientaci vinutí polarizováno tak, že výstupní dioda vede proud, který prochází přes výstupní filtr tvořený tlumivkou a kondenzátorem na výstup zdroje. V tlumivce, která je součástí tohoto filtru se akumuluje energie. Poté co dojde k uzavření tranzistoru, se polarita napětí na všech vinutích transformátoru změní a výstupní dioda  $D_1$  se uzavře. Proud tekoucí výstupní tlumivkou se uzavře přes diodu  $D_2$  a na výstup se během této doby přenáší energie naakumulovaná v tlumivce [1].

Proud tekoucí primárním vinutím v době, kdy je tranzistor sepnut se však kromě transformovaného sekundárního proudu skládá i z magnetizačního proudu. Ten při sepnutí tranzistoru začne narůstat lineárně s časem a v jádře transformátoru se hromadí energie v podobě magnetického pole. Tato energie pak musí být během doby, kdy je tranzistor zavřen, odvedena, aby magnetizace jádra klesla na počáteční hodnotu [3].

V případě zapojení na obrázku č. 2 a) je to umožněno rekuperační diodou  $D_R$  a třetím, rekuperačním vinutím transformátoru, kterým může protékat proud v době, kdy je tranzistor zavřen. Primární a rekuperační vinutí také mohou být tvořeny jedním vinutím s odbočkou, jak je tomu na obrázku č. 2 b), kde horní část tohoto vinutí slouží k rekuperaci. Na obrázku č. 2 c) je pak takzvané kombinované zapojení propustného zdroje, které nevyžaduje rekuperační vinutí a magnetizační proud se uzavírá přes samotné primární vinutí a dvě rekuperační diody  $D_{R1}$  a  $D_{R2}$ . Toto zapojení vyžaduje kromě dvou rekuperačních diod také

dva tranzistory, které jsou však řízeny stejným signálem a spínají a rozpínají vždy současně [1].

### 3.2.2 Akumulační zdroje



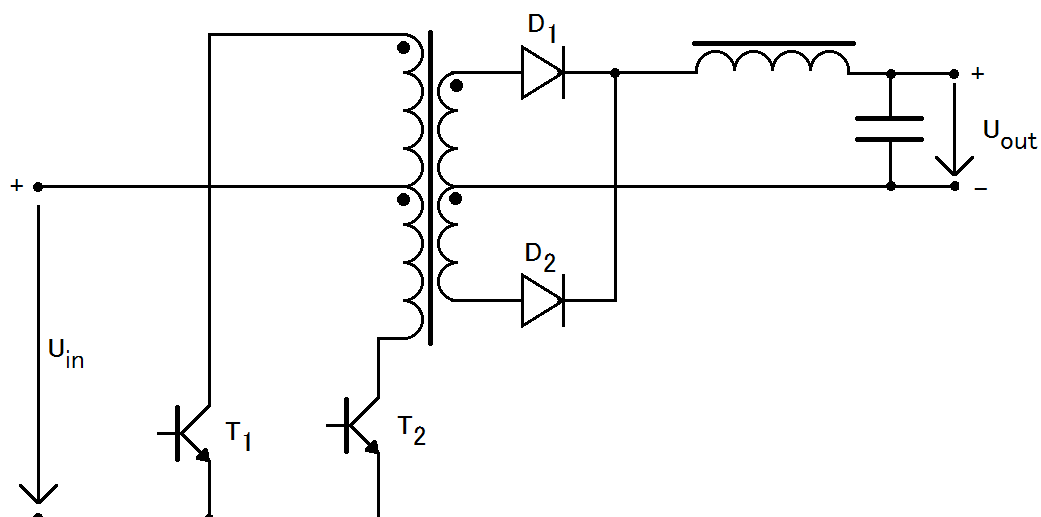
Obrázek č. 3: Zapojení akumulčního zdroje. Vytvořeno dle [1].

Zásadní rozdíl v zapojení oproti propustným zdrojům je v polarizaci sekundárního vinutí a výstupní diody. V době, kdy je tranzistor sepnutý, prochází primárním vinutím magnetizační proud a v jádře transformátoru se akumuluje energie. Dioda na sekundární straně je díky polaritě napětí indukovaného v sekundárním vinutí během této doby v závěrném směru a nevede proud.

Po uzavření tranzistoru se na vinutích transformátoru naindukuje napětí v opačné polaritě a sekundárním vinutím začíná téct proud přes diodu do výstupního filtru a do zátěže. Rekuperace není u této topologie nutná [1].

Výstupní filtr akumulčních zdrojů nemusí nutně obsahovat tlumivku, mají jen jeden tranzistor a žádné rekuperační vinutí transformátoru, díky čemuž je jejich konstrukce poměrně jednoduchá a levná. Navíc mohou pracovat v širokém rozsahu hodnot vstupního napětí. Díky těmto vlastnostem jsou dnes akumulční zdroje velmi často využívány jako napájecí zdroje ve spotřební elektronice a v univerzálních adaptérech, kompatibilních s rozvodnými sítěmi různých zemí světa, využívajících různé napětí. Pro přenos vyšších výkonů však tyto zdroje vyžadují větší transformátor než propustné zdroje. Proto se běžně používají jen pro výkony do cca 150W [5].

### 3.2.3 Dvojčinné zdroje



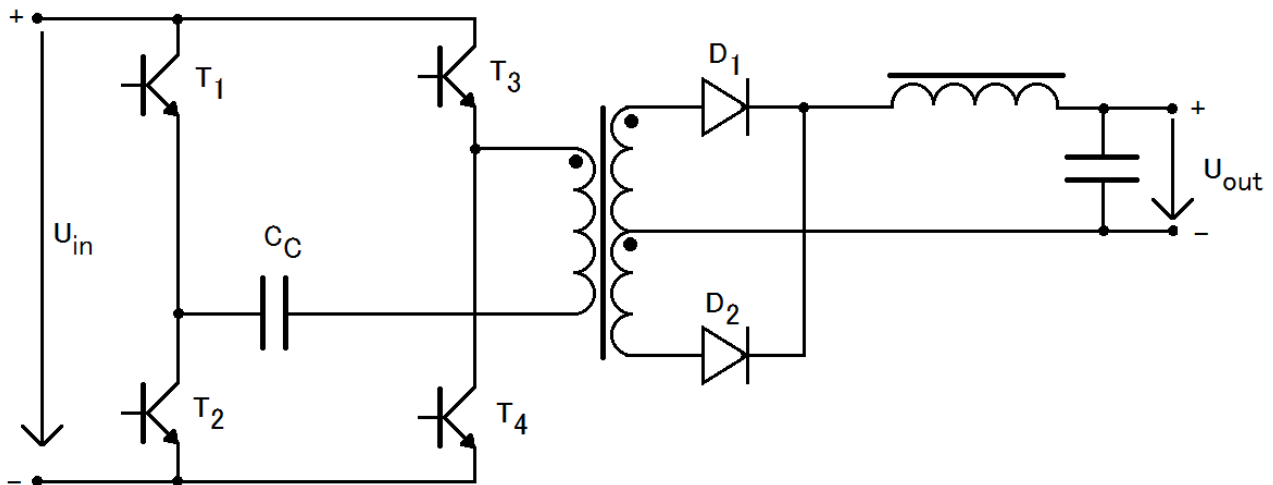
Obrázek č. 4: Zapojení dvojčinného zdroje. Vytvořeno dle [1].

Tyto zdroje využívají transformátor se symetrickým primárním vinutím. Každá polovina tohoto vinutí je buzena jedním tranzistorem. V první části pracovního cyklu spíná jeden tranzistor a ve druhé části druhý. Tím se v sekundárním vinutí transformátoru indukují střídavé napětí, které je usměrněno pomocí dvoucestného usměrňovače. Stejně jako v případě propustného zdroje obsahuje výstupní filtr tlumivku. Během každé půlperiody je výkon přenášen na výstup přímo jednou z diod a akumulovaně druhou [1].

Dvojčinné zdroje jsou oproti akumulacním a propustným zdrojům více vhodné pro vyšší výkony. Při stejných frekvencích, rozměrech a materiálu jádra transformátoru mohou přenášet přibližně pětikrát větší výkon než propustné zdroje a desetkrát větší než zdroje akumulacní [3].

Nevýhodou je však potřeba dvou řídicích signálů pro tranzistory a tedy celkově složitější řízení zdroje.

### 3.2.4 Plný můstek



Obrázek č. 5: Zapojení můstkového zdroje. Vytvořeno dle [1].

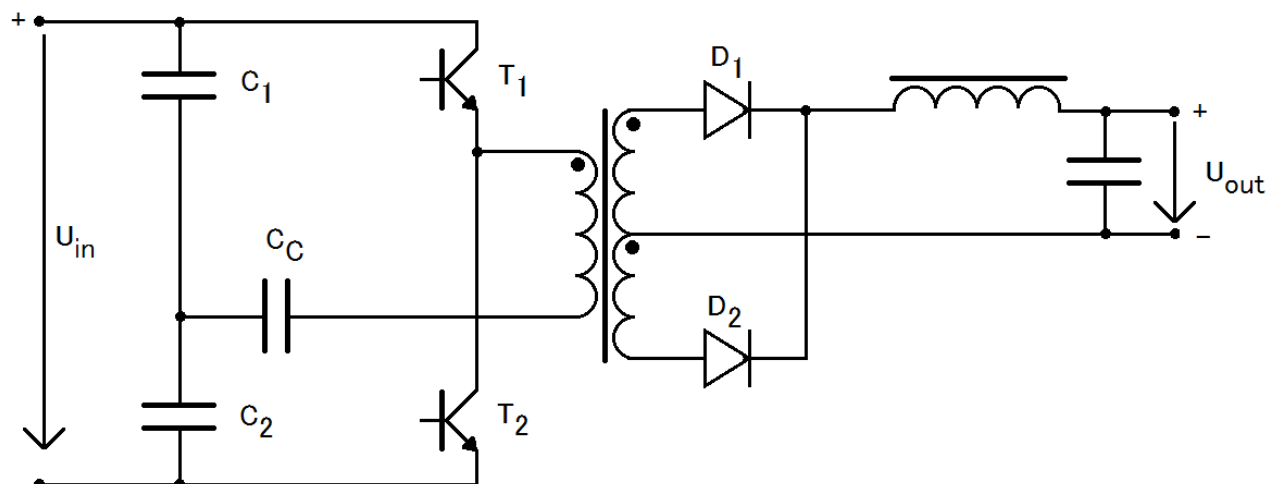
Primární vinutí transformátoru je napájeno střídavým napětím z můstku, tvořeného čtyřmi tranzistory. Toto zapojení tranzistorů se občas označuje jako H-můstek. Sepnutím tranzistorů T1 a T4 se na primární vinutí přivede vstupní napětí v jedné polaritě a sepnutím T2 a T3 v opačné polaritě. Stejně jako v případě dvojčinného zdroje, tak i u můstkového zdroje se na sekundárním vinutí indukují střídavé napětí, které je dvocestně usměrněno na pužující stejnosměrné napětí a pomocí filtru vyhlazeno.

K řízení můstkového zdroje jsou opět potřeba dva signály, jeden pro každou dvojici tranzistorů. Výhodou oproti předchozí topologii je jednodušší konstrukce transformátoru, který nemusí mít vývod uprostřed primárního vinutí.

Řídicí obvody těchto zdrojů musí zajistit to, aby mezi okamžikem vypnutí jedné skupiny tranzistorů a zapnutím druhé byla určitá časová prodleva, takzvaný „dead time“. Jinak by hrozilo, že se vypínaný tranzistor díky svým tolerancím nestihne skutečně zcela zavřít zatímco druhý tranzistor se již otevře (viz dále v kapitole 3.3). V okamžiku kdy by horní i dolní tranzistor na jedné straně můstku byly otevřeny zároveň, nastal by zkrat zdroje  $U_{in}$ .

V případě, že by řídicí obvody nedokázaly zajistit stejnou délku trvání otevření pro každou skupinu tranzistorů, pak by napětí přiváděné na primární vinutí mělo stejnosměrnou složku a mohlo by dojít k přesycení transformátoru. V takovém případě je nutné do obvodu zařadit kondenzátor  $C_C$ , který tuto stejnosměrnou složku blokuje [5].

### 3.2.5 Polomůstek



Obrázek č. 6: Zapojení polomůstkového zdroje. Vytvořeno dle [1].

Princip funkce polomostových zdrojů je stejný jako u plného můstku. Na primární vinutí transformátoru se přivádí střídavé napětí. Oproti předchozí topologii jsou tranzistory na jedné straně můstku nahrazeny kondenzátory C1 a C2, jejichž kapacita by měla být shodná. Tyto kondenzátory tvoří dělič napětí a na každém z nich by měla být polovina vstupního napětí. Sepnutím horního tranzistoru T1 se primární vinutí připojí na napětí kondenzátoru C1 a sepnutím dolního tranzistoru T2 se připojí na napětí kondenzátoru C2 v opačné polaritě.

Oproti plnému můstku napájeného stejným napětím  $U_{IN}$  je však na primárním vinutí pouze polovina napětí. Stejnosemnná složka napětí na polomůstku může vzniknout i mírným rozdílem v hodnotách kapacity kondenzátorů C1 a C2. Řešením je opět použití kondenzátoru  $C_C$ .

### 3.3 Řízení spínaných zdrojů pulzně šířkovou modulací

Spínané zdroje pracují periodicky s určitou frekvencí  $f$ . Doba jedné periody  $T$  je dána převrácenou hodnotou  $f$ .

$$T = \frac{1}{f} \quad (2)$$

Řídicí obvody spínaných zdrojů vytvářejí periodické signály o frekvenci na kterou je zdroj konstruován. Jedná se o napěťové či proudové signály jejichž časový průběh bývá obdélníkový, tedy skokově přecházející mezi jednou (obvykle nulovou) hodnotou odpovídající zavřenému tranzistoru, označovanou L (z anglického low - nízka) a druhou

hodnotou, která odpovídá otevřenému tranzistoru a bývá označována H (high - vysoká).

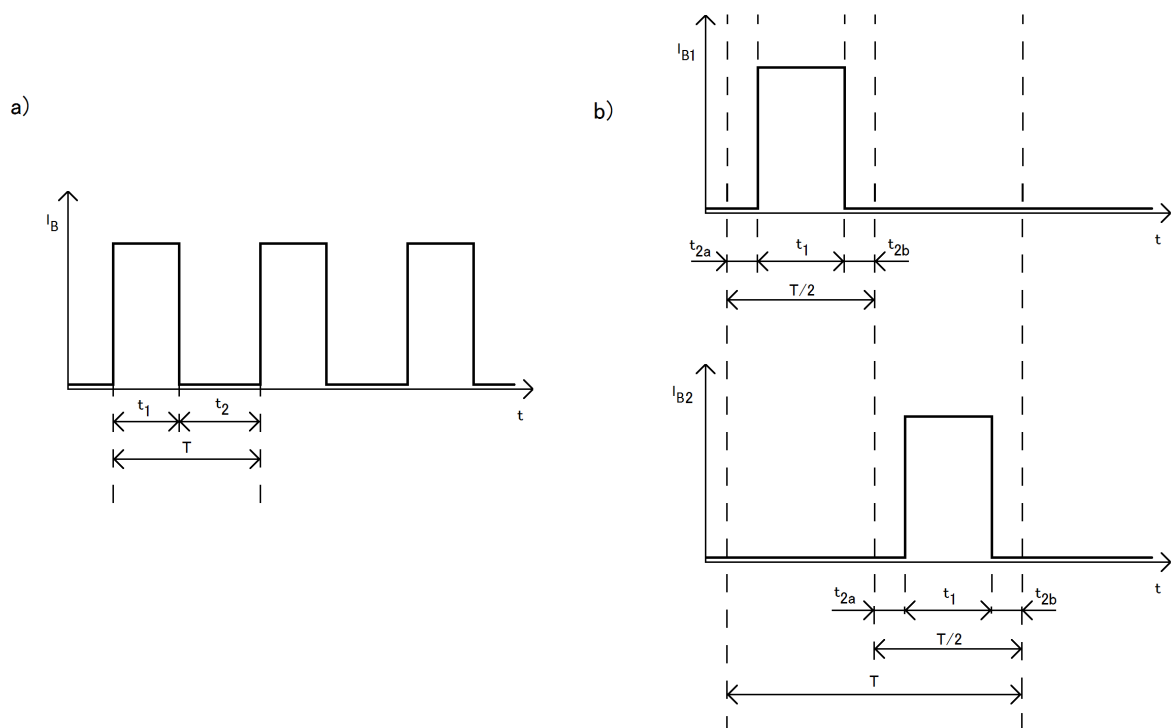
U topologií, které vyžadují jeden řídicí signál lze jednu periodu rozdělit na dobu  $t_1$ , kdy má být tranzistor sepnutý a dobu  $t_2$ , kdy má být vypnutý. Poměr doby  $t_1$  ku době celé periody  $T$  se nazývá střída spínání  $s$ .

$$s = \frac{t_1}{T} \quad (3)$$

Tyto doby jsou vyznačeny v časovém průběhu řídicího signálu na obrázku č. 7 a), který je označen jako průběh proudu  $I_B$  bázi bipolárního tranzistoru, avšak při použití unipolárních tranzistorů by průběh řídicího napětí vypadal stejně.

Některé topologie však mají dva tranzistory či dvě skupiny tranzistorů, které spínají střídavě. Řídicí obvody těchto zdrojů tedy musí vytvářet dva signály. V tomto případě dobu jedné periody  $T$  lze rozdělit na dva stejně dlouhé časové intervaly  $t_A$  a  $t_B$ . Během každého intervalu dochází k sepnutí a rozepnutí jednoho tranzistoru (či jedné jejich skupiny). Doby kdy je některý tranzistor sepnut označíme opět jako  $t_1$  a zbytek časového intervalu rozdělíme na doby  $t_{2a}$  a  $t_{2b}$ , jak je tomu na obrázku č. 7 b). I v tomto případě pro střídu  $s$  platí rovnice č. 3. Doby  $t_1$  a  $t_2$  (součet doby  $t_{2a}$  a  $t_{2b}$ ) a tedy i hodnota střídy musí být u obou řídicích signálů stejné [1]. Maximální hodnota střídy těchto signálů je však 0,5 (tedy 50 %), aby se doby otevření jednotlivých tranzistorů nepřekrývaly. Jelikož tranzistorům může nějakou dobu trvat, než se skutečně zcela zavřou a otevření obou řízených skupin tranzistorů, byť jen částečné, je nežádoucí a mohlo by vést k jejich zničení, bývá v praxi střída omezena na ještě menší hodnotu než 0,5. Tím vzniká takzvaný „dead time“, tedy okamžik, trvající stanovenou dobu, během kterého jsou oba řídicí signály vždy ve stavu L.

U všech výše uvedených topologií spínaných zdrojů se k regulaci výstupního napětí nebo proudu používá takzvaná pulzní šířková modulace, v angličtině zvaná pulse width modulation (běžně označovaná zkratkou PWM). Její princip spočívá právě ve změně střídy spínání, což ovlivňuje výkon dodávaný na sekundární stranu. Vněkterých případech je jedna z dob  $t_1$  nebo  $t_2$  konstantní, což však znamená, že změnou střídy se mění i perioda  $T$  a tedy i frekvence  $f$ . Častěji se však při změně střídy současně mění  $t_1$  i  $t_2$  tak, aby perioda zůstala konstantní [1].



Obrázek č. 7: Časový průběh signálů pro buzení tranzistorů. Vytvořeno dle [1].

Obvykle spínané zdroje pracují jako zdroje konstantního napětí. V tom případě je střída  $s$  nastavována obvody pro regulaci, které snímají napětí na výstupu zdroje a srovnávají ho s požadovanou hodnotou.

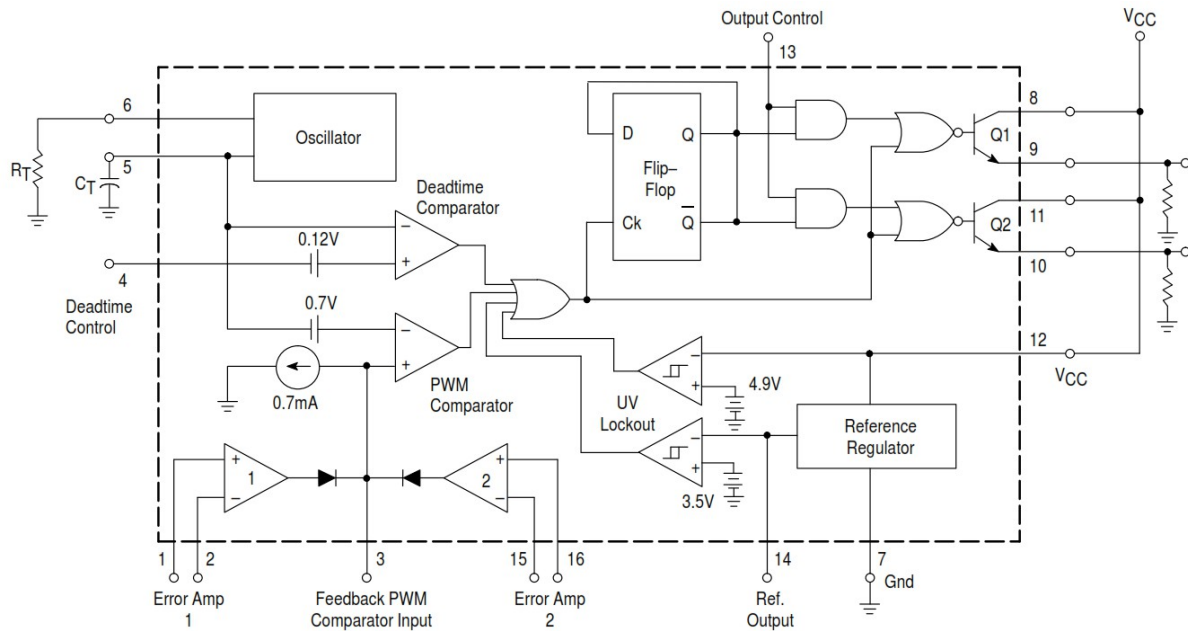
V současné době existuje mnoho integrovaných obvodů pro řízení spínaných zdrojů, které obsahují oscilátor, PWM modulátor, obvody pro regulaci napětí a obvody pro buzení spínacího tranzistoru či tranzistorů. Dále mohou také obsahovat některé ochrany, například proti překročení maximální přípustné hodnoty proudu procházejícího primárním vinutím a spínacím tranzistorem. Zejména pro akumulární zdroje nízkého výkonu, dnes běžně využívané ve spotřební elektronice, byly vyvinuty čipy, ve kterých je integrován i samotný spínací tranzistor a celý zdroj tak vyžaduje již jen minimum dalších součástek.

I pro topologie využívající více tranzistorů, které nespínají současně (dvojčinný zdroj, polomůstek nebo plný H-můstek) existují speciální integrované obvody. Ty musí být schopny generovat dva řídicí signály tak jak bylo zobrazeno na obrázku č. 7b) a měnit střidu u obou z nich. Zároveň musí zajistit zmiňovaný dead time, aby se doby, kdy jsou jednotlivé tranzistory sepnuty, nepřekrývaly. Sepnutí obou tranzistorů v polomostu či dvou tranzistorů nad sebou na jedné straně H-mostu totiž způsobí zkrat zdroje napětí napájecího můstek, což může vést ke zničení tranzistorů velkým proudem.

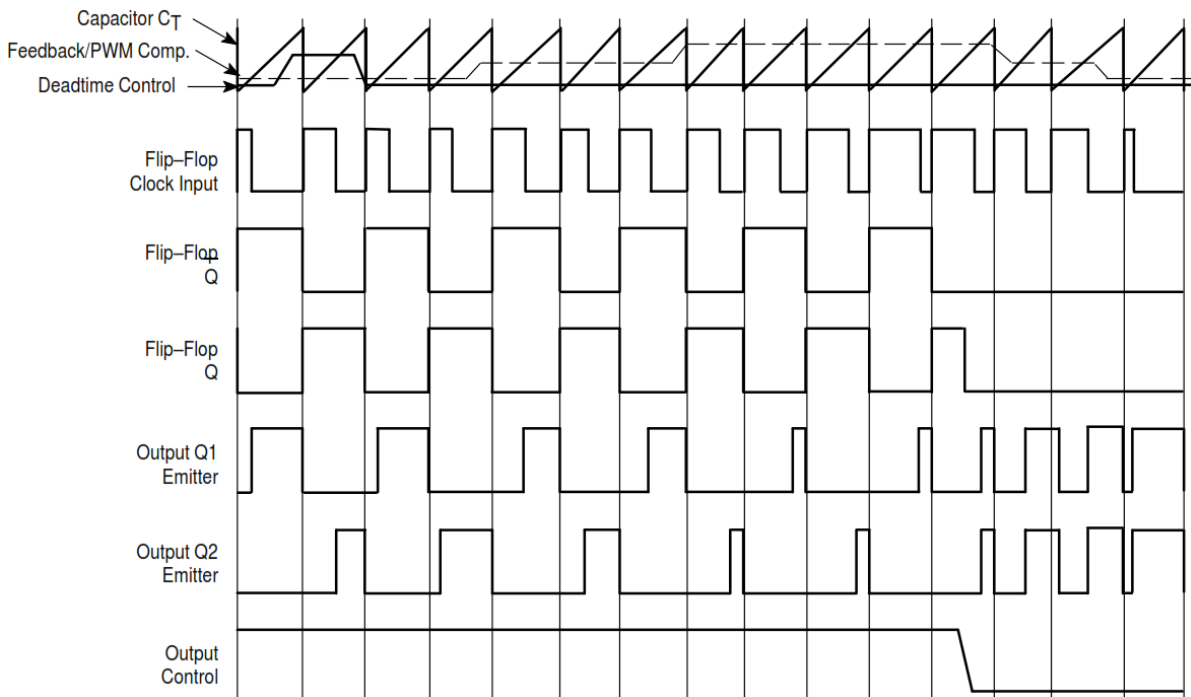
Jako příklad univerzálního integrovaného obvodu, použitelného pro řízení spínaných zdrojů různých topologií je zde stručně popsán obvod TL494, který vyvinula firma



Motorola, ale jeho různé modifikace vyrábí například i firma Texas Instruments [6]. Jeho blokové schéma je na obrázku č. 8. Na obrázku č. 9 jsou pak časové průběhy různých signálů v různých částech v obvodu.



Obrázek č. 8: Blokové schéma obvodu TL494. Převzato z [7].



Obrázek č. 9: Průběhy napětí v různých částech obvodu TL494. Převzato z [7].

Obvod obsahuje oscilátor jehož frekvenci lze nastavit hodnotou externích součástek (rezistor  $R_T$  a kondenzátor  $C_T$ ). Tato pracovní frekvence se může pohybovat od stovek Hz až do 200 kHz. Na kondenzátoru  $C_T$  je pilovitý průběh, který je komparátorem porovnáván s

napětím na pinu 3 (Feedback / PWM Comparator input) a vzniká pulzně šířkově modulovaný signál. Napětí na pinu 3 může být přiváděno z vnějšího zdroje a obvod by tak sloužil jen jako PWM modulátor. Pro regulaci výstupního napětí a proudu spínaného zdroje však lze využít dva zesilovače odchylky vestavěné v tomto integrovaném obvodu (Error Amplifier 1 a 2). Na vstup každého jsou přihedena napětí odpovídající regulované veličině (výstupnímu napětí nebo proudu) a její požadované hodnotě. Obvod pak funguje jako regulátor, zajišťující, že žádná z těchto veličin nepřekročí nastavenou mez. Je zde ještě další komparátor omezující maximální střihu výstupních signálů, kterou lze nastavit napětím přiváděným na pin 4 (Dead time control). Obvod TL494 disponuje dvěma výstupními NPN tranzistory. Podle způsobu zapojení lze získat buď signál, který má nulovou hodnotu v případě zavřeného tranzistoru nebo naopak. Ke spínání tranzistorů může docházet současně, pak lze obvod využít například k řízení akumulárního či propustného zdroje nebo mohou být tranzistory spínány střídavě a vytvářet tak dva signály potřebné pro řízení polomůstku či H-můstku. Ve druhém případě se však sníží pracovní frekvence na polovinu frekvence oscilátoru [7]. Mezi těmito dvěma režimy lze přepínat změnou napětí na pinu 13 (Output control) jak je vidět na obrázku č. 9.

### **3.4 Spínací prvky**

Tato kapitola je věnována polovodičovým spínacím prvkům používaných při konstrukci spínaných zdrojů. V minulosti byly vyvinuty a používány různé měniče využívající ke spínání tyristory, schopné pracovat s kmitočty maximálně stovek Hz. U moderních spínaných zdrojů se ke spínání proudu využívají výhradně výkonové tranzistory. Tranzistory, stejně jako polovodičové diody, zde zmíněné tyristory a některé další elektronické součástky využívají vlastostí polovodičů a PN přechodů.

Polovodiče jsou látky, které nelze zařadit do kategorie vodičů ani izolantů. Příkladem takové látky je křemík, jehož atomy mají čtyři valenční elektrony, jejichž prostřednictvím vytvářejí vzájemně pevné krystalické vazby v takzvané diamantové struktuře. Tyto vazby jsou namáhány kmitáním atomů, které se zrychluje se zvyšováním teploty. Vlivem tohoto namáhání občas dojde k přerušení vazby a k uvolnění valenčního elektronu. Po uvolnění elektronu zůstane v krystalové struktuře tzv. díra. Atomy s děrání pak představují kladný náboj, zatímco volné elektrony představují náboj záporný. Díky těmto volným nábojům může polovodič vést elektrický proud. Do díry může být vtažen valenční elektron sousedního atomu, čímž tato původní díra zanikne, ale současně vznikne díra nová. Vodivost

zprostředkovaná elektrony a děrami vznikajícími kmitáním atomů se nazývá vlastní vodivost polovodiče a narůstá s teplotou [8][9].

U polovodičů však lze vyvolat vodivost i přidáváním příměsí jiných prvků. Je-li do krystalické mříže křemíku vpraven atom pětimocného prvku, tak čtyři z jeho pěti valenčních elektronů vytvoří vazby s okolními atomy a přebytečný pátý elektron se stává volným nosičem náboje, zatímco atom příměsí v krystalové mříži se stává kladně nabitým iontem. Příměs dodávající polovodiči volné elektrony se nazývá donor a bývá jí například fosfor nebo arsen. Proces přidávání donuru do polovodiče se nazývá záporná dotace a vodivost způsobená zápornou dotací je označována jako příměsová vodivost typu N [8][9].

Naopak při takzvané kladné dotaci je do polovodiče přidávána příměs trojmocného prvku se třemi valenčními elektrony, například bor či hliník [9]. Atom takového prvku pak při vytváření vazeb s okolními atomy vezme valenční elektron jinému atomu čímž vytvoří ve svém okolí díru a sám se stává záporně nabitým iontem. Příměs dodávající tímto způsobem polovodiči díry se nazývá akceptor a vodivost způsobená děrami vzniklými při kladné dotaci je označována jako příměsová vodivost typu P.

Jsou-li v krystalu křemíku vedle sebe vytvořeny oblasti, z nichž jedna je dotovaná kladně a druhá záporně, pak v místě jejich styku vzniká takzvaný PN přechod. Volné elektrony v polovodiči s vodivostí typu N na jedné straně přechodu začínají díky difuzi pronikat do polovodiče typu P na druhé straně a stejně tak začínají přecházet na opačnou stranu přechodu díry. Dochází k rekombinaci, při které jsou volné elektrony vtahovány do děr a tím oba tyto volné nosiče náboje zanikají. Na obou stranách přechodu však zůstávají ionty donoru a akceptoru jejichž náboje nejsou kompenzovány volnými nosiči. Na straně polovodiče typu N tak vzniká kladný a na straně polovodiče P záporný náboj. V oblasti PN přechodu se tak vytvoří silné elektrické pole, označované jako zabudované pole, díky kterému se difuze volných nosičů náboje po chvíli zastaví a v určité vzdálenosti od přechodu zůstávají polovodiče neutrální [9].

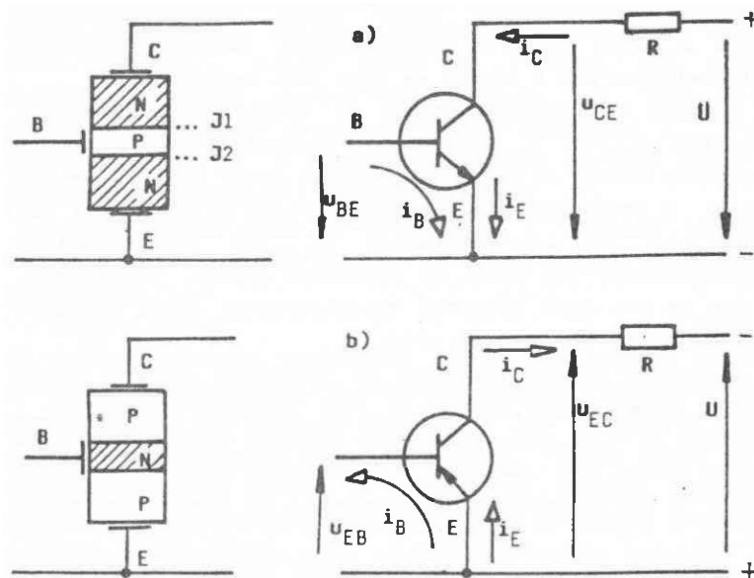
Pokud je na PN přechod přivedeno napětí tak, že oblast s vodivostí P je kladnější než N, říkáme, že PN přechod je polarizován v propustném směru. Zabudované pole je oslabováno a přechodem začínají procházet elektrony a díry. PN přechod v propustném směru tedy vede elektrický proud. Je-li na přechod přivedeno napětí opačné polarity, je přechod takzvaně polarizován v závěrném směru. Nosiče náboje se od PN přechodu ještě více vzdálí a intenzita pole bránícího difuzi se zvětší. Přechodem neprochází téměř žádný proud. Tato vlastnost PN přechodů je principem fungování polovodičové diody.

Jak zde již bylo uvedeno, mezi polovodičové součástky patří i tranzistory.

Rozlišujeme tranzistory bipolární, unipolární a bipolární s izolovaným hradlem.

U bipolárních tranzistorů (Bipolar junction transistors, BJT) je proud zapnutého tranzistoru zprostředkováván tokem volných nosičů náboje s kladnou i zápornou polarizací (děrami i elektrony). Tyto tranzistory obsahují dva PN přechody a podle jejich uspořádání se rozlišují tranzistory NPN a PNP, přičemž typ NPN bývá ve výkonové elektronice používanější [8].

Struktura a schématická značka bipolárních tranzistorů je na obrázku č. 10, kde vidíme i označení tří elektrod těchto tranzistorů: c – kolektor, b – báze, e – emitor.



Obrázek č. 10: Vnitřní struktura a schématická značka bipolárních tranzistorů v zapojení se společným emitorem, a) tranzistor NPN, b) tranzistor PNP. Převzato z [8].

Pro spínací účely se bipolární tranzistory používají v tzv. spojení se společným emitorem. Je-li při nulovém proudu báze  $i_B$  přiloženo mezi kolektor a emitor NPN tranzistoru kladné napětí  $U_{CE}$ , zůstává také proud kolektoru  $i_C$  nulový, neboť PN přechod mezi kolektorem a bází (na obrázku označený J1) je závěrně polarizován. Je-li však mezi bází a emitor přiloženo také kladné napětí  $U_{BE}$ , dojde k propustné polarizaci druhého přechodu (označeného J2), začne jím procházet kladný proud  $i_B$ . Oblast s vodivostí P, tvořící bázi je poměrně tenká a část elektronů, které do ni přechodem J2 vstupují, se dostává k přechodu J1 a je vtažena do oblasti s vodivostí N tvořící kolektor. Tím vzniká kolektorový proud  $i_C$ , který bývá podstatně větší než  $i_B$ . Bipolární tranzistor je tedy řízen proudem báze  $I_B$  [8].

Proud v unipolárním tranzistoru naproti tomu prochází jen polovodičem s jedním typem vodivosti. Do něj je proud přiváděn zdrojovou elektrodou označenou S (source) a sběrnou elektrodou D (drain). Ve starší literatuře tyto elektrody mohou být označeny jako

emitor a kolektor, tedy písmeny E a C. Průchod proudu kanálem je řízen intenzitou elektrického pole, které vzniká přiložením napětí na řídicí elektrodu zvanou gate (značenou G). Proto se pro unipolární tranzistory také používá termín tranzistory řízené polem (field effect transistors, zkratka FET) [8].

Zatímco u bipolárních tranzistorů rozlišujeme pouze dva typy, v případě unipolárních tranzistorů rozlišujeme typů mnohem více. Lze je rozdělit podle tří základních kritérií. Prvním kritériem je typ polovodiče, jímž je tvořen kanál, kterým prochází řízený proud. Rozlišujeme tedy:

- Unipolární tranzistory s kanálem N (N-channel FET)
- Unipolární tranzistory s kanálem P (P-channel FET)

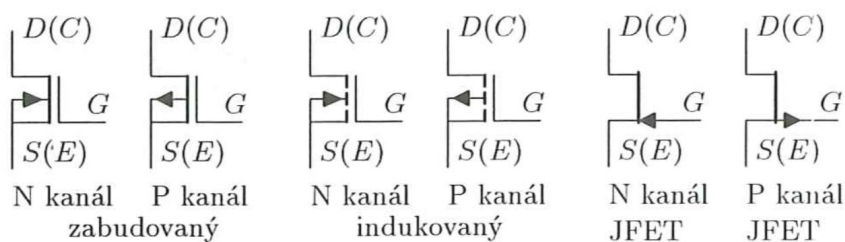
Dalším kritériem rozdělení unipolárních tranzistorů je provedení hradla:

- tranzistory s přechodovým hradlem (Junction FET, JFET) u nichž je gate připojen na vrstvu polovodiče opačného typu, než polovodič tvořící vodivý kanál. Mezi hradlem a kanálem je PN přechod a kolem něj nevodivá vrstva. Příkladáme-li na tento přechod (tedy mezi elektrody G a S) napětí v závěrném směru, dochází k rozšiřování nevodivé vrstvy, díky čemuž se zvyšuje odpor kanálu. Při určité hodnotě napětí se pak kanál zcela uzavře [8].
- tranzistory s izolovaným hradlem, tvořeným kovovou elektrodou, oddělenou od polovodičového kanálu vrstvou nevodivého oxidu (metal-oxid-semiconductor, MOS FET).

Třetím kritériem je způsob, jakým elektrické pole na kanál působí:

- Ochuzované unipolární tranzistory (depletion FET), které mají takzvaný zabudovaný kanál [10].
- Obohacované unipolární tranzistory (enhancement FET), u kterých se přikládáním napětí na G vytváří takzvaný indukovaný kanál [10].

Z těchto třech kritérií vychází celkem osm typů tranzistorů. Pouze šest z nich je však prakticky realizovatelných. Tranzistory s přechodovým hradlem (JFETy) s kanálem N ani s kanálem P nemohou pracovat jako obohacovací, protože na PN přechod tvořící hradlo musí být přikládáno napětí pouze v jedné polaritě. V opačném případě by tento PN přechod byl v propustném směru [11].



Obrázek č. 11: Schématické značky různých typů unipolárních tranzistorů. Převzato z [10].

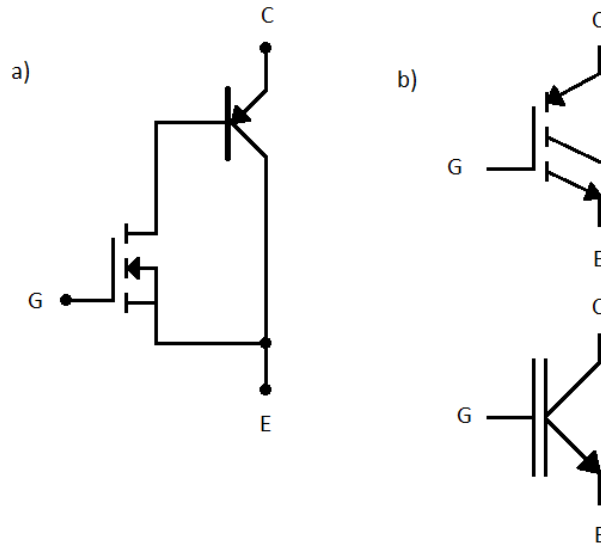
### 3.4.1 Tranzistory IGBT

Moderním spínacím prvkem, který kombinuje výhody bipolárních a unipolárních tranzistorů je takzvaný bipolární tranzistor s izolovaným hradlem označovaný zkratkou IGBT (z anglického insulated gate bipolar transistor). Zatímco bipolární a unipolární tranzistory jsou od svého vynalezení využívány ve slaboproudé elektronice jako zesilovače a základní prvky logických obvodů a do výkonové elektroniky pronikaly postupně s tím jak pokrok v jejich výrobě umožňoval dimenzovat tyto součástky na větší proudy a napětí, tranzistory IGBT byly vyvinuty speciálně pro použití ve výkonové elektronice jako spínače.

Jedná se o bipolární a unipolární tranzistor integrovaný v jedné součástce. Náhradní schéma vnitřní struktury IGBT je na obrázku č. 12 a) a na obrázku č. 12 b) jsou schématické značky používané pro IGBT. Z hlediska řízení se tyto tranzistory chovají jako unipolární, tedy jsou řízeny napětím. Po přivedení napětí na řídicí elektrodu (označovanou gate, stejně jako u tranzistorů FET) se pouze nabije kapacita hradla a poté již není k udržení tranzistoru v sepnutém stavu potřebný prakticky žádný proud, na rozdíl od výkonových BJT, které vyžadují poměrně velký proud bázi po celou dobu sepnutí. Z pohledu obvodu, ve kterém jsou IGBT použity jako spínače, se však stále chovají stejně jako bipolární tranzistor a odstraňují tak největší nevýhodu výkonových MOSFETů pro vyšší napětí, kterou je poměrně velký odpor vodivého kanálu v sepnutém stavu a tím i velký úbytek napětí a výkonová ztráta. Stejně jako u bipolárních tranzistorů se elektrody, kterými prochází řízený proud, označují jako kolektor (C) a emitor (E).

Důležitými parametry IGBT tranzistoru je maximální dovolené napětí mezi kolektorem a emitorem  $U_{CE}$ , maximální trvalý kolektorový proud  $I_C$ , udávaný pro různé teploty čipu, maximální špičkový proud kolektoru, maximální napětí mezi hradlem a emitorem  $U_{GE}$  a maximální provozní teplota čipu. Překročení některého z těchto parametrů může vést ke zničení tranzistoru. Dále se v katalogovém listu IGBT tranzistoru udává například tepelná vodivost mezi čipem a pouzdrem tranzistoru, vstupní kapacita, tedy kapacita mezi elektrodami G a E, kterou je třeba pro otevření tranzistoru nabít a hodnota

napětí  $U_{GE}$ , při které je tranzistor ještě bezpečně zavřený (threshold voltage).



Obrázek č. 12: IGBT tranzistor a) náhradní schéma, b) schématické značky. Vytvořeno dle [8].

### 3.4.2 Plovoucí buzení

Jak bylo popsáno v předchozích kapitolách, unipolární a IGBT tranzistory jsou řízeny napětím, které je přiváděno mezi elektrody G a S (G a E u IGBT). V mnoha případech je elektroda S (nebo E) připojena na zem primární strany zdroje stejně jako záporný pól vstupního usměrňovače zdroje a záporný pól pomocného napětí, kterým bývají napájeny obvody buzení tranzistorů. Tato skutečnost zjednodušuje návrh těchto obvodů. Pro otevření tranzistoru musí budič pouze vytvořit kladné napětí proti zemi.

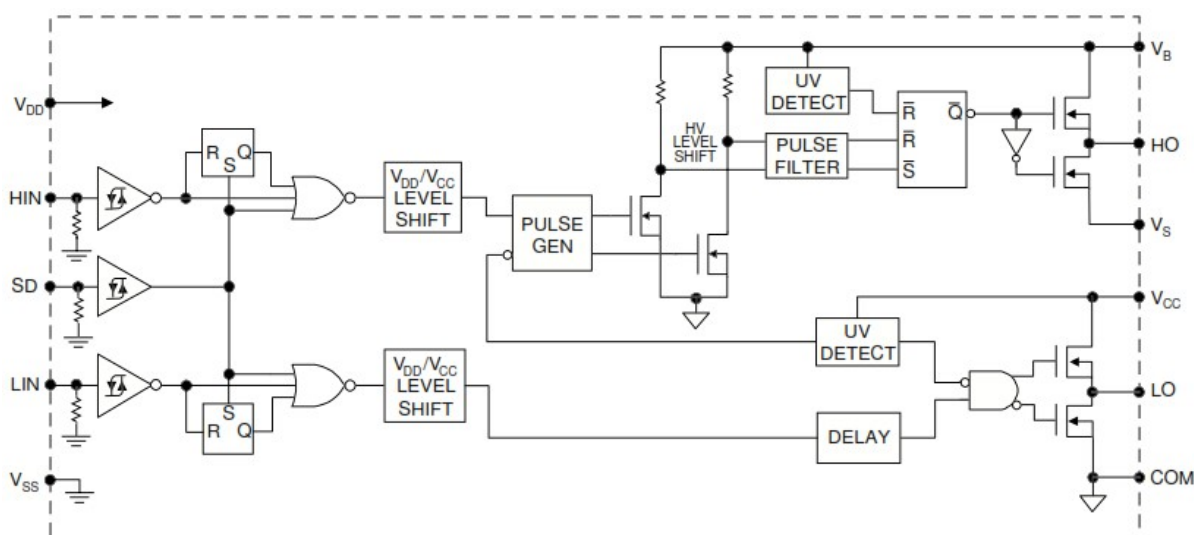
U některých výše popsaných topologií však vidíme i tranzistory, jejichž elektrody source (či emitor) nejsou trvale připojeny na zem. Například u plného můstku na obrázku č. 5 je při sepnutí každého horního tranzistoru na jeho source téměř stejný potenciál jako na kladném pólu napájení můstku, zatímco při sepnutí dolního tranzistoru je prakticky připojen na zem. Napětí mezi G a S však stále musí odpovídat požadovanému stavu tranzistoru. Proto je potřeba takzvané plovoucí buzení.

Plovoucí buzení lze zajistit samostatným budičem napájeným z vlastního zdroje galvanicky odděleného od ostatních obvodů zařízení. Řídící signál může být do budiče přiveden přes optoelektrické prvky, optočleny. Toto řešení je však náročné pokud jde o počet součástí.

Další možností je použití budicího transformátoru, jehož primární vinutí je součástí řídicích obvodů. Dále má budicí transformátor dvě sekundární vinutí. Každé z nich vytváří napětí pro buzení jednoho tranzistoru (horního a dolního na jedné straně můstku) a umožňuje

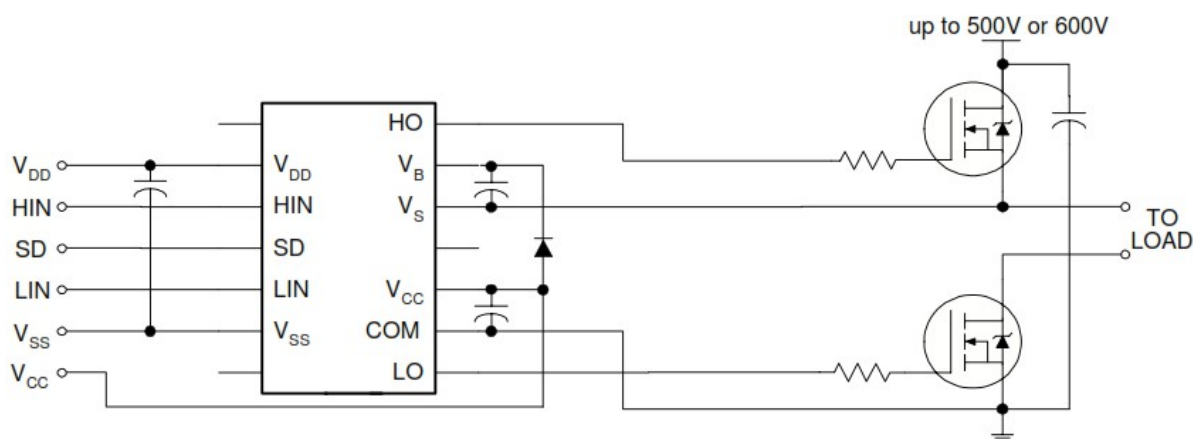
tak budit jednu polovinu můstku, přičemž zajišťuje galvanické oddělení obou budících napětí od řídicích obvodů [6].

V dnešní době však existují i integrované obvody schopné budit celý polomůstek či jednu polovinu můstku. Příkladem takového obvodu je IR2110, jehož blokové schéma je na obrázku č. 13. Je určen k buzení tranzistorů MOSFET i IGBT. Stačí na jeho vstupy přivést řídicí signály pro oba tranzistory. Tento obvod má oddělené vývody pro napájení své logické části (značené  $V_{DD}$  a  $V_{SS}$ ), buzení dolního tranzistoru ( $V_{CC}$  a  $COM$ ) a buzení horního tranzistoru ( $V_B$  a  $V_S$ ). Logická část vyžaduje napětí v rozsahu 3 až 20V, které odpovídá napětí řídicích signálů. Napětí pro buzení tranzistorů pak záleží na použitém typu tranzistoru, také však nesmí překročit 20 V. Může-li být napětí řídicích obvodů spínaného zdroje stejné jako budící napětí tranzistorů, lze pro ně použít je jeden pomocný zdroj napětí, jehož kladný pól je připojen na  $V_{DD}$  i  $V_{CC}$ . Vývody  $V_{SS}$  a  $COM$  jsou oba připojeny na zem. Ani pro buzení horního tranzistoru není nezbytně nutné používat další galvanicky oddělený zdroj. Plovoucí buzení totiž může být vyřešeno zapojením, které je na obrázku č. 14. Potřebné napětí mezi vstupy  $V_B$  a  $V_S$  je přivedeno z kondenzátoru. V době, kdy je otevřen dolní tranzistor a pin  $V_S$  je přes něj připojen na zem, se kondenzátor nabíjí přes diodu ze stejného zdroje jako  $V_{CC}$  a  $V_{DD}$ . I po zavření dolního tranzistoru pak kondenzátor zůstává nabitý a je schopen dodat energii pro nabití hradla horního tranzistoru. Celý spínaný zdroj s polomůstkovou nebo můstkovou topologií si tak vystačí jen s jedním pomocným zdrojem.



Obrázek č. 13: Blokové schéma integrovaného obvodu IR2110. Převzato z [12].





Obrázek č. 14: Výrobce doporučené zapojení obvodu IR2110 při řízení polomůstku. Převzato z [12].

## 4 Simulace v programu Multisim

### 4.1 Představení programu Multisim

Program Multisim od společnosti National Instruments je software, který umožňuje provádět simulaci činnosti elektronických obvodů. Může být velmi užitečným nástrojem při navrhování elektronických zařízení, neboť pomocí něj lze otestovat funkčnost a změřit parametry navrženého obvodu aniž by bylo nutné tento obvod reálně konstruovat. Stačí vytvořit schéma testovaného obvodu v prostředí Multisimu, zadat hodnoty odporu rezistorů, kapacity kondenzátorů a další vlastnosti, které mají jednotlivé součástky mít, připojit k obvodu virtuální měřící přístroje a spustit simulaci. Velkou výhodou je možnost kdykoliv měnit vlastnosti součástek a prakticky okamžitě pozorovat chování obvodu po této změně. Přímou během simulace je možné měnit například polohu potenciometrů a stav kontaktů přepínačů. Na rozdíl od práce s reálným elektrickým obvodem, nehrozí žádné poškození měřících přístrojů přepětím nebo nevhodnou manipulací.

Dle mého názoru je tento program také dobrou pomůckou při výuce elektroniky, jelikož je možné v jeho prostředí poměrně rychle a jednoduše demonstrovat chování obvodových prvků a obvodů a to i za podmínek, které nejsou v praxi jednoduše realizovatelné (např. napájení vysokým napětím, odběr velkého výkonu). Zapojení lze v Multisimu vytvořit a odsimulovat bez ohledu na to zda by byly součástky daných parametrů dostupné nebo zda jsou vůbec realizovatelné (např. kondenzátory o velmi velkých kapacitách, rezistory bez parazitní indukčnosti nebo ideální vodiče).

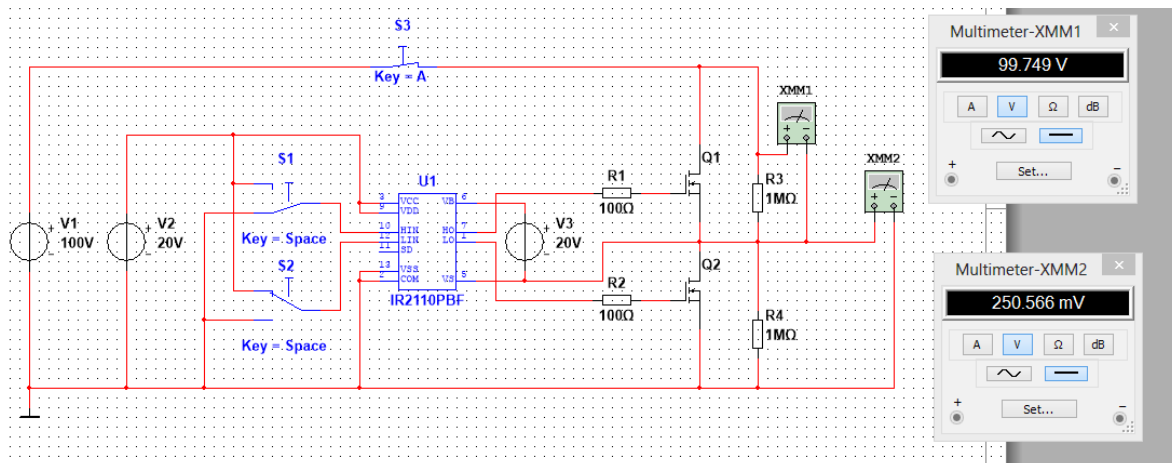
## 4.2 Řízení můstku integrovaným budičem IR2110

Tato simulace má ověřit fungování polomůstku řízeného integrovaným budičem IR2110

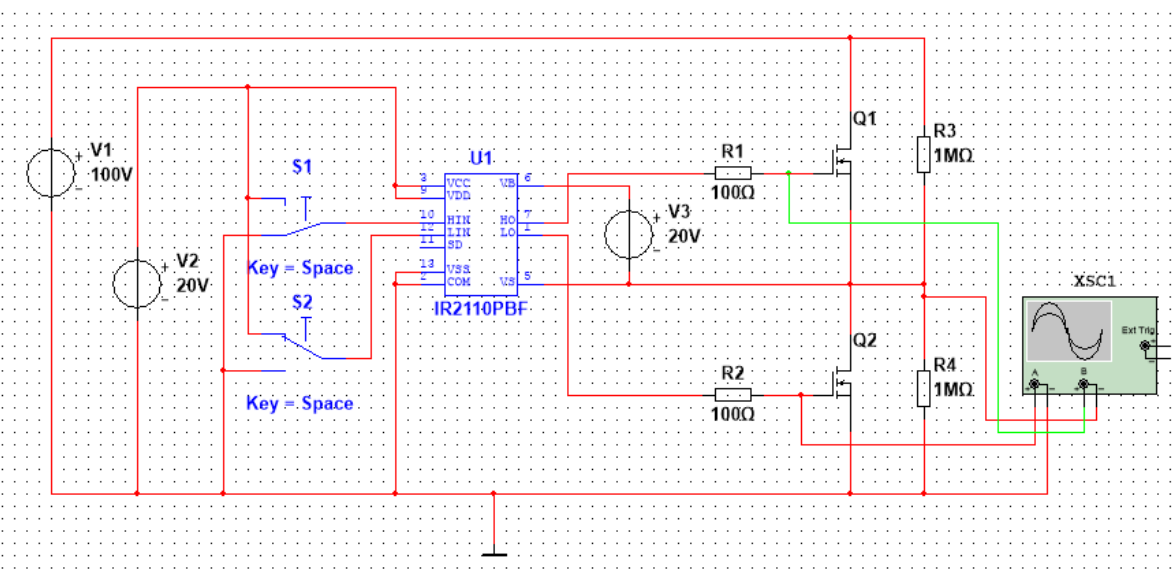
### 4.2.1 Popis simulovaného obvodu

Na obrázku č. 15 je schéma simulovaného obvodu vytvořené v prostředí Multisimu. Vidíme zde dva tranzistory MOSFET s kanálem vodivosti typu N, které v tomto zapojení tvoří polomůstek či polovinu H-můstku, na kterou je přivedeno napětí ze zdroje V1. Mezi elektrody drain a source každého tranzistoru je připojen rezistor (R3 a R4) a napětí na něm je měřeno virtuálním multimetrem. Tyto dva rezistory se shodnou hodnotou odporu tvoří dělič. V případě, že by oba tranzistory byly vypnuté, měla by na každém z nich být polovina napětí zdroje V1. Při sepnutí horního nebo dolního tranzistoru je jeden z odporů vyzkratován zatímco druhý je připojen na plné napětí zdroje. Měřením napětí  $U_{R3}$  na rezistoru R3 a  $U_{R4}$  na rezistoru R4 lze tedy pozorovat spínání tranzistorů. Buzení těchto tranzistorů zajišťuje integrovaný obvod IR2110PBF. Zdroj V2 poskytuje tomuto budiči napětí 20V pro logické obvody (pin  $V_{DD}$ ) i obvody buzení dolního tranzistoru (pin  $V_{CC}$ ). Napětí pro buzení horního tranzistoru (mezi piny  $V_B$  a  $V_S$ ) v tomto případě zajišťuje třetí zdroj označený V3. Přepínače S1 a S2, jejichž stav lze během simulace měnit stiskem klávesy, přivádějí na vstupy pro řídicí signály (pin  $H_{in}$  pro řízení horního tranzistoru a  $L_{in}$  pro řízení dolního tranzistoru) napětí buďto 0V, čímž dávají signál pro zavření tranzistoru, nebo 20V, čímž dávají signál pro zavření tranzistoru. Před spuštěním simulace je stav obou spínačů různý, ale oba jsou během simulace ovládány stejnou klávesou. Díky tomu by se jejich stav měl měnit současně a signál k otevření jednoho tranzistoru (20V) by měl na vstup budiče dorazit ve stejný okamžik, kdy se druhý signál změní na 0V (tedy zavřeno).

Dále pak budou v simulaci změřeny průběhy napětí mezi gate a source  $U_{GS}$  obou tranzistorů. Připojení virtuálního dvoukanalového osciloskopu k obvodu je na obrázku č. 16.



Obrázek č. 15: Simulovaný obvod s virtuálními multimetry měřícími napětí na rezistorech R3 a R4.



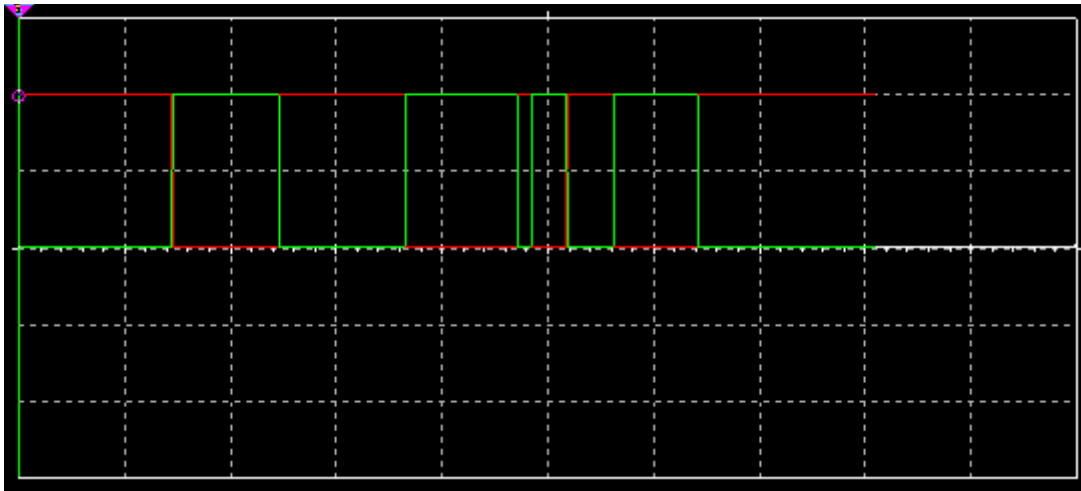
Obrázek č. 16: Měření napětí  $U_{GS}$  obou tranzistorů dvoukanálovým osciloskopem.

#### 4.2.2 Výsledky simulace a jejich diskuze

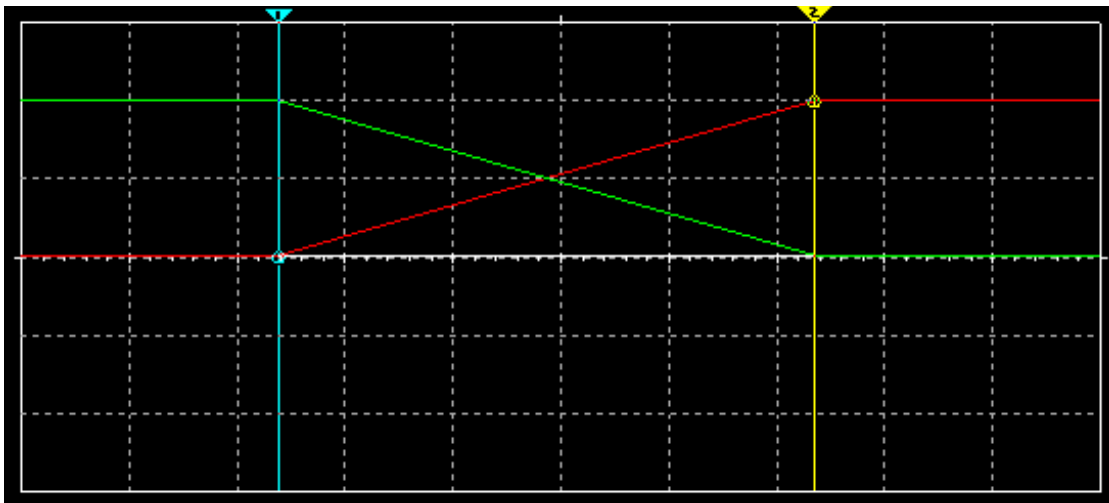
Naměřené hodnoty napětí  $U_{R3}$  a  $U_{R4}$  jsou v tabulce č. 1. Průběhy napětí  $U_{GS}$  obou tranzistorů jsou na obrázku č. 17 a na obrázku č. 18 je přiblížený okamžik přechodu z jednoho stavu do druhého. V ustáleném stavu bylo napětí  $U_{GS}$  sepnutého tranzistoru přesně rovno napětí zdrojů V2 a V3, tedy hodnotě 20V,  $U_{GS}$  vypnutého tranzistoru bylo nulové. Doba přechodu z jednoho stavu do druhého označená na obrázku č. 18 je 9,93  $\mu$ s.

Řídící signály		$U_{R3}$ [V]	$U_{R4}$ [V]
$H_{IN}$	$L_{IN}$		
0	0	50,00	50,00
1	0	0,25	99,75
0	1	99,75	0,25

Tabulka č. 1: Hodnoty napětí  $U_{R3}$  a  $U_{R4}$  při různých stavech vstupů budiče.



Obrázek č. 17: Naměřený průběh napětí  $U_{GS}$  dolního tranzistoru (červeně) a horního tranzistoru (zeleně). Horizontální rozlišení je 10 ms/div, vertikální je pro oba průběhy 10 V/div.



Obrázek č. 18: Naměřený průběh napětí  $U_{GS}$  dolního tranzistoru (červeně) a horního tranzistoru (zeleně). Horizontální rozlišení je 2  $\mu$ s/div, vertikální je pro oba průběhy 10 V/div.

Výsledky měření napětí  $U_{R3}$  a  $U_{R4}$  odpovídají očekávání, v okamžiku, kdy jsou oba tranzistory zavřené, se rezistory chovají jako dělič. Ve chvíli, kdy je jeden z nich sepnut je na jednom rezistoru téměř nulové napětí a na druhém téměř dosahuje hodnoty napětí zdroje  $V1$ , tedy 100V. Je však patrné, že na otevřeném tranzistoru je určitý úbytek napětí. Přechod z jednoho stavu do druhého trvá 9,93  $\mu$ s.

### 4.3 Zdroj napětí pro plovoucí buzení

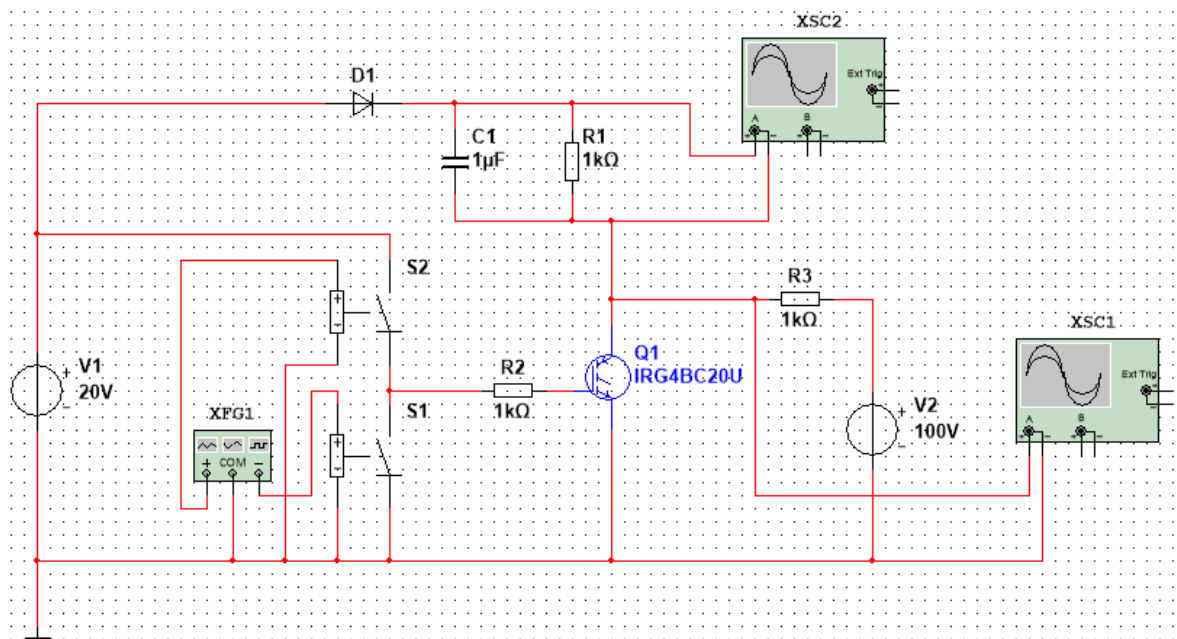
V této simulaci bude ověřena činnost obvodu, který může být zdrojem napětí pro buzení horního tranzistoru polomůstkou nebo na jedné polovině H-můstku.

### 4.3.1 Popis simulovaného obvodu

Schéma simulovaného obvodu je na obrázku č. 19. Tranzistor Q1 představuje dolní tranzistor můstku, který spíná zátěž, kterou představuje rezistor R3 napájený ze zdroje V2. Zároveň však tranzistor svým otevřením připojí kondenzátor C1 na zem a ten se může přes diodu D1 nabít ze zdroje V1, který dává napětí +20V proti zemi. Po uzavření tranzistoru tento kondenzátor slouží jako zdroj pro obvody plovoucího buzení horního tranzistoru. Pro zajištění odběru proudu z C1 v této simulaci slouží rezistor R1. Tento rezistor samozřejmě odebírá neustále proud úměrný napětí na kondenzátoru  $U_{C1}$ , což pravděpodobně nebude odpovídat reálnému odběru proudu budiče tranzistoru, který vyžaduje nejvíce proudu během nabíjení kapacity hradla tranzistoru při spínání.

Tranzistor Q1 je typu IGBT. Pro jeho buzení slouží spínací prvky S1 a S2, což jsou ideální napětím řízené spínače, které spolu s generátorem funkcí označeném XFG1 nahrazují v této simulaci budič a jeho řídicí obvody. Funkční generátor je nastaven na obdélníkový průběh napětí o kmitočtu 1 kHz a amplitudě 10V, spínače S1 a S2 jsou nastaveny tak, že sepnou pokud řídicí napětí přesáhne určitou hodnotu a vypnou pokud klesne na jinou nižší hodnotu. Obě tyto hodnoty v našem případě leží v intervalu -10 až +10V, tedy mezi maximem a minimem generovaného obdélníkového průběhu. Funkční generátor má symetrický výstup a připojením každého spínače na jinou polaritu napětí dosáhneme toho, že stav spínačů je vždy opačný. Funkce tohoto zapojení v simulaci byla ověřena. Střída obdélníkového průběhu napětí byla nastavena na 50 %.

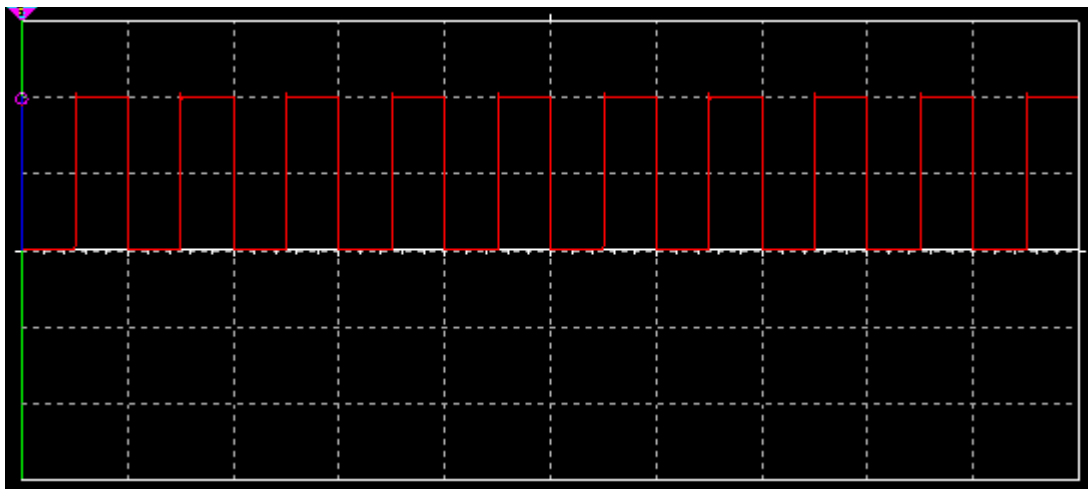
Během simulace bude osciloskopem označeným XSC1 měřen průběh napětí na tranzistoru Q1, čímž ověříme že tento tranzistor spíná. Osciloskopem XSC2 pak bude měřen průběh napětí na kondenzátoru C1.



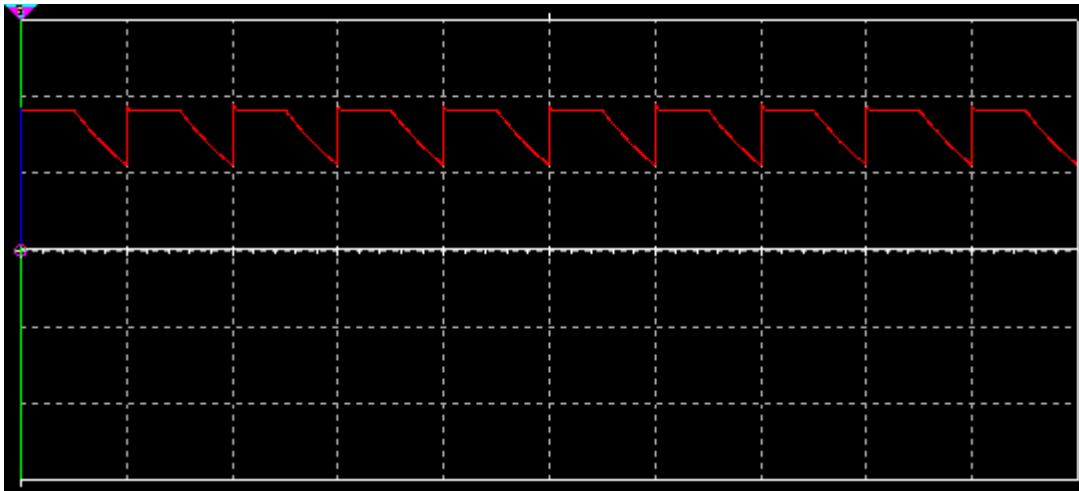
Obrázek č. 19: Simulovaný obvod s virtuálními osciloskopy.

### 4.3.2 Výsledky simulace a jejich diskuze

Na obrázku č. 20 je průběh napětí mezi elektrodami C a E tranzistoru Q1. Maxima tohoto průběhu jsou 99,9 V a minima 1,06 V. Obrázek č. 21 pak ukazuje průběh napětí na kondenzátoru C1, amplituda tohoto napětí je 18,21 V.



Obrázek č. 20: Průběh napětí mezi elektrodami C a E tranzistoru Q1. Horizontální rozlišení je 1 ms/div, vertikální je 50 V/div.



Obrázek č. 21: Průběh napětí na kondenzátoru C1. Horizontální rozlišení je 1 ms/div, vertikální je 10 V/div.

Z průběhu napětí na tranzistoru je vidět, že tento tranzistor skutečně spíná. V sepnutém stavu je napětí na něm téměř nulové, zatímco ve vypnutém stavu je přibližně rovno napětí zdroje V2. Napětí na kondenzátoru C1 dosahuje během doby sepnutí tranzistoru hodnoty 18,21 V což je méně než napětí zdroje V1, ze kterého se tento kondenzátor nabíjí. To je zřejmě způsobeno úbytkem napětí na diodě D1 a úbytkem na tranzistoru, který je v sepnutém stavu dle předchozího měření 1,06 V. V době kdy je tranzistor vypnut napětí postupně klesá díky vybíjení kondenzátoru.

#### 4.4 Můstkový zdroj

Toto je simulace činnosti kompletní výkonové části spínaného zdroje s topologií plného můstku (H-můstku) popsaného v kapitole 3.2.4. Výstup tohoto zdroje je zatížen rezistorem.

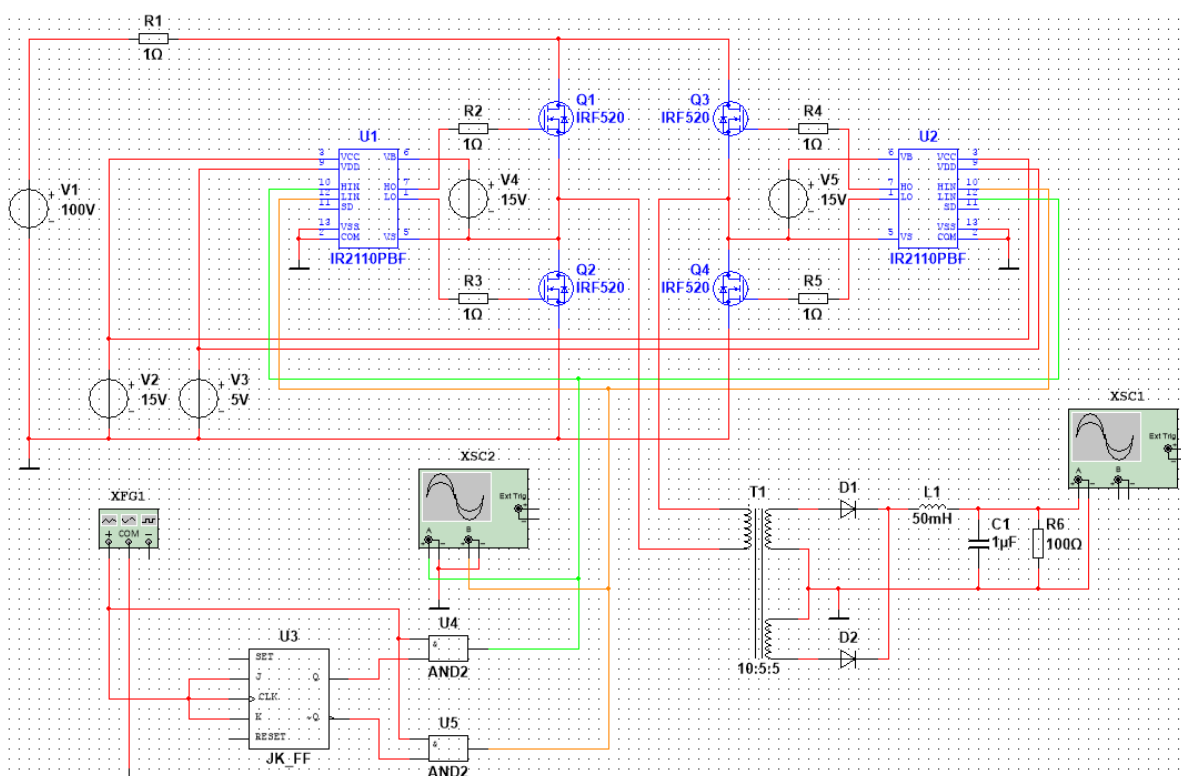
##### 4.4.1 Popis simulovaného obvodu

Výkonová část zdroje, tvořená čtyřmi tranzistory, transformátorem, usměrňovačem, filtrační tlumivkou a kondenzátorem je vytvořena podle schématu na obrázku č. 22. K buzení tranzistorů jsou zde opět použity obvody IR2110. Každý z nich budí tranzistory v jedné polovině můstku. Napájení těchto integrovaných obvodů je zde pro jednoduchost řešeno stále pomocí samostatných zdrojů napětí.

Pro generování dvou řídicích signálů, potřebných pro správnou činnost tohoto zdroje byl sestaven jednoduchý generátor, do kterého je přiveden signál o obdélníkovém průběhu z funkčního generátoru (ve schématu označeného XFG1). Signál je veden do klopného obvodu typu J-K a to na vstupy J, K i vstup pro hodinové pulzy. Takto zapojený J-K obvod dává na

svém výstupu Q hodnotu logické 1 (v tomto případě 5 V) nebo logické 0 (napětí 0 V), přičemž ke změně jednoho stavu na druhý dochází s náběžnou hranou vstupního impulzu (tedy v okamžiku změny vstupního napětí z 0 na 5 V). Tento klopný obvod J-K má ještě negovaný výstup na němž je vždy opačná hodnota než na prvním výstupu. Každý z těchto dvou signálů je pak veden na vstup hradla AND, kde je proveden jeho logický součin s původním signálem z funkčního generátoru. Výsledkem by měly být dva signály vhodné k řízení dvou skupin tranzistorů v H-můstku. Jejich časové průběhy by měly odpovídat těm na obrázku č. 7 b) a jejich střída i frekvence by měla být poloviční oproti střídě a frekvenci signálu z funkčního generátoru. Takto vygenerované řídicí signály jsou vedeny na vstupy  $L_{IN}$  a  $H_{IN}$  (piny 10 a 12) budičů IR2110 a to tak, aby každý signál řídil horní tranzistor na jedné straně můstku a dolní tranzistor na druhé. Pro větší přehlednost jsou ve schématu níže vodiče s těmito signály zobrazeny různými barvami. Napájecí napětí logické části IR2110 je 5 V, stejně jako amplituda řídicích signálů.

Nejprve byla simulací ověřována funkčnost sestaveného generátoru řídicích signálů. Přestože průběhy řídicích signálů zcela neodpovídaly očekávání (viz Výsledky simulace), byla dále provedena simulace celého zapojení na obrázku č. 22 a byl měřen průběh napětí na výstupu zdroje a pozorováno chování zdroje při různé střídě signálů.



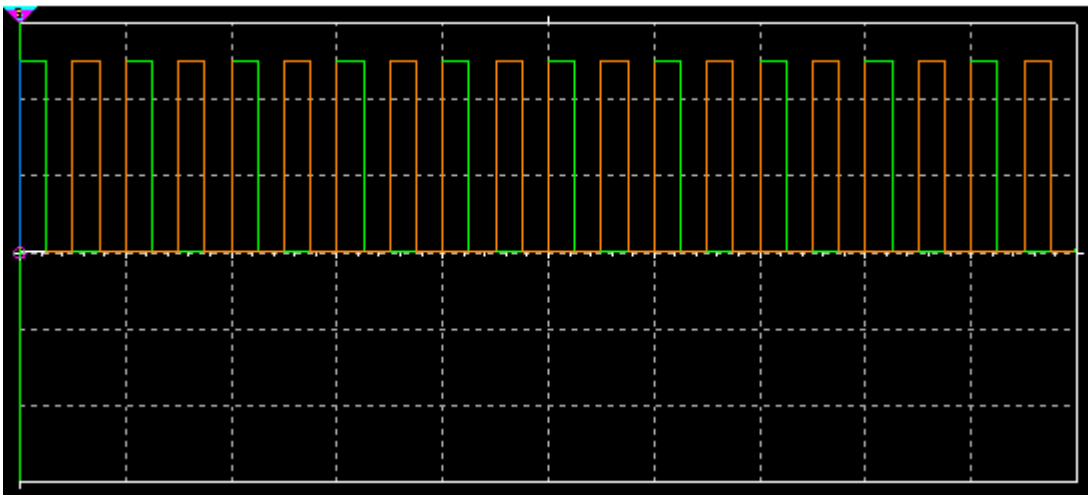
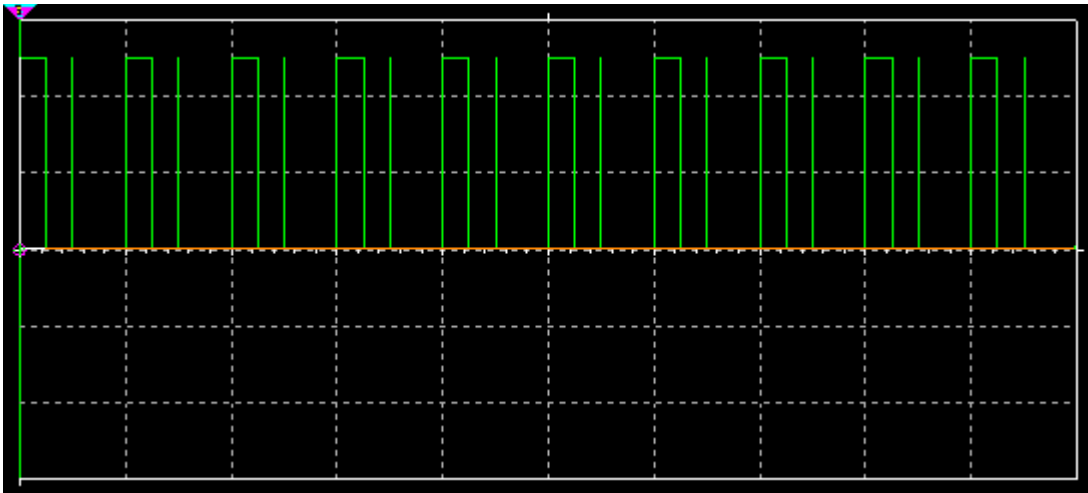
Obrázek č. 22: Simulovaný obvod.



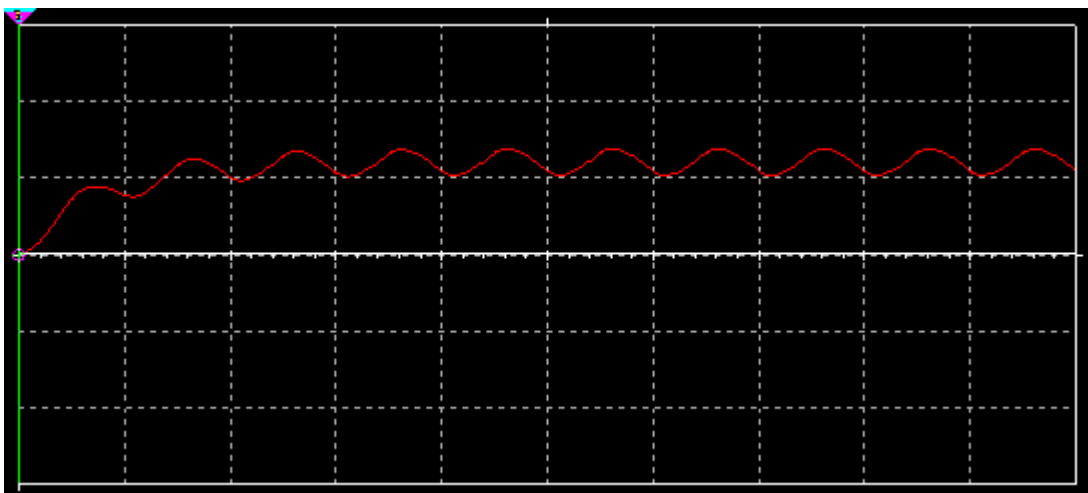
#### 4.4.2 Výsledky simulace a jejich diskuze

Na obrázku č. 23 jsou průběhy řídicích signálů vytvářené pomocí klopného obvodu a hradel. Funkční generátor XFG1 byl nastaven na frekvenci 2kHz a střídu 50 %. Je zde vidět, že kromě požadovaných impulzů obsahuje řídicí signál i jakési „špičky“, velmi krátké impulzy, které se oběhují v okamžiku, kdy přichází řídicí impulz pro otevření druhého tranzistoru. Je to pravděpodobně způsobeno časovým zpožděním se kterým klopný obvod reaguje na příchod náběžné hrany signálu z funkčního generátoru. Toto by mohlo způsobit krátké otevření obou skupin tranzistorů současně, čímž by vznikl zkrat. V případě reálného zdroje by to samozřejmě mohlo vést ke zničení tranzistorů. Avšak i v případě této simulace se objevily potíže. Simulaci celého obvodu totiž nebylo možné spustit. Tento problém zmizel až po přidání rezistoru R1 do série se zdrojem napětí V1 a snížení tohoto napětí na hodnotu 100 V (původně mělo napětí být přibližně 325 V což by odpovídalo napájení zdroje přes usměrňovač ze sítě). Do té doby také byly zkoušeny různé typy tranzistorů a hodnoty součástek. S hodnotami uvedenými ve schématu pak byla simulace spustitelná. Zdroj pracuje při frekvenci 1 kHz (poloviční oproti frekvenci signálu z funkčního generátoru) a je možné za běhu měnit střídu spínání v rozsahu 0 až 50% (změnou střídy signálu z generátoru XFG1 v rozsahu 0 až 100%).

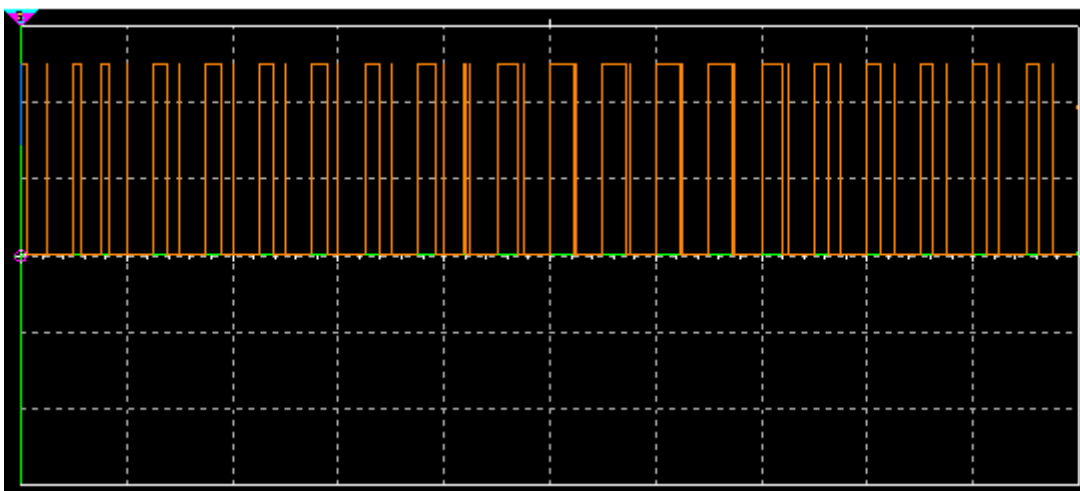
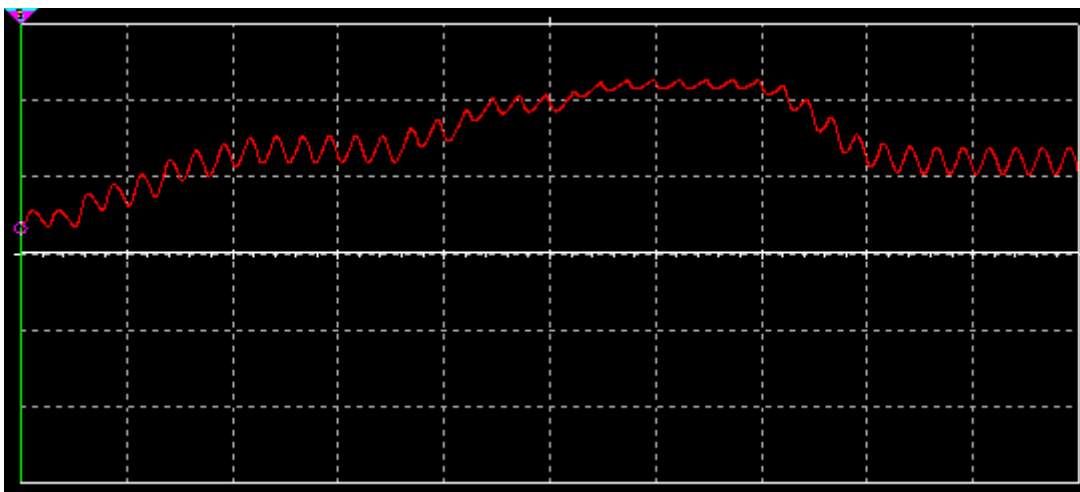
V simulaci byl osciloskopem měřen průběh napětí na výstupu zdroje zatíženého rezistorem R6 o hodnotě 100  $\Omega$ . Na obrázku č. 24 je časový průběh napětí na výstupu zdroje po jeho spuštění. Na obrázku č. 25 je také průběh výstupního napětí a zároveň průběh jednoho řídicího signálu během změny střídy. Jak je vidět napětí má velké zvlnění, pro jehož odstranění by bylo třeba složitě vypočítat potřebné hodnoty indukčnosti a kapacity filtru. I tak zdroj dodává na výstup výkon a je vidět, že napětí lze měnit střídou. Také byla pomocí virtuálního multimetru měřena střední hodnota výstupního napětí po určité době od spuštění simulace, kdy se napětí ustálilo. Pro střídu spínání 5 % byla tato hodnota 4,273 V, pro střídu 25 % byla 24,167 V a pro 45 % byla 44,052 V.



Obrázek č. 23: Průběhy obou řídicích signálů (jeden zeleně, druhý oranžově) vytvářené pomocí klopného obvodu a hradel při střídě vstupního obdélníkového signálu 50 %. Nahoře je pro větší přehlednost jen jeden z těchto průběhů. Horizontální rozlišení je 1 ms/div, vertikální rozlišení pro oba průběhy je 2 V/div.



Obrázek č. 24: Výstupní napětí zdroje v okamžiku jeho spuštění. Horizontální rozlišení je 500 us/div, vertikální je 20 V/div.



Obrázek č. 25: Chování zdroje při změně střídavy. Nahoře průběh napětí na výstupu zdroje s vertikálním rozlišením 20 V/div. Dole průběh jednoho z řídicích signálů s vertikálním rozlišením 2 V/div. Horizontální rozlišení je 2 ms/div.

## 5 Realizace desky plošných spojů s H-můstkem

Praktická část této bakalářské práce spočívá v návrhu a realizaci výkonové části spínaného zdroje. Vysoké napětí ze sekundárního vinutí transformátoru bude moci být vyvedeno ze zdroje. Dále bude možné toto napětí přivést na usměrňovač a ze zdroje odebrat stejnosměrné napětí.

### 5.1 Popis obvodů na navržené desce plošných spojů

Schéma obvodů na navržené desce plošných spojů (DPS) je na obrázku č. 26 a seznam součástek je v tabulce č. 2. Zdroj byl navržen pro napájení z rozvodné sítě napětím 230V 50Hz. Toto napětí je usměrněno vstupním usměrňovačem, tvořeným diodami D1 až

D4. Jedná se o takzvaný Graetzův můstek. Použitý typ diod BY359 je dimenzován na trvalé zatížení proudem až 15,7 A. Za usměrňovačem následuje elektrolytický kondenzátor C2 pro filtraci tohoto napětí. Jelikož elektrolytické kondenzátory mohou mít poměrně velkou parazitní indukčnost (označovanou ESL), která může zhoršit schopnost kondenzátoru potlačovat vysokofrekvenční rušení, především pokud zdroj pracuje na vysoké frekvenci. Z tohoto důvodu je paralelně k elektrolytickému kondenzátoru C2 připojen fóliový kondenzátor C3 jehož kapacita je řádově nižší než kapacita C2, avšak může zlepšit filtraci vysokofrekvenčního zvlnění. Důležité je také napěťové dimenzování obou kondenzátorů. Kondenzátor použitý jako C2 má maximální povolené napětí 450V, C3 dokonce 1000V. Napětí za usměrňovačem napájeném střídavým napětím o sinusovém časovém průběhu, při zanedbání úbytků na diodách odpovídá amplitudě tohoto průběhu  $U_{MAX}$ , pro kterou platí:

$$U_{MAX} = \sqrt{2} \cdot U_{EF} \quad (4)$$

kde  $U_{EF}$  je efektivní hodnota střídavého napětí. Pro  $U_{EF} = 230V$  vychází amplituda  $U_{MAX} = 325V$ . Nepřekročení maximální hodnoty napětí na kondenzátoru C2 je tak s poměrně velkou rezervou splněno.

Při připojení napětí na vstup zdroje se kondenzátory začnou nabíjet. Jejich nabíjecí proud by závisel na okamžité hodnotě napětí v síti v okamžiku zapnutí (maximálně amplituda  $U_{MAX} = 325 V$ ), úbytku napětí na diodách usměrňovače a přívodních vodičích a na vnitřním odporu kondenzátorů. Hodnota vnitřního odporu kondenzátorů i odporu vodičů bude pravděpodobně velmi nízká a proud v okamžiku zapnutí by mohl být příliš vysoký, tudíž by mohl poškodit diody usměrňovače nebo samotný kondenzátor, dále by mohl způsobit přetížení sítě a výpadek jističe. Tomu lze zabránit omezením nabíjecího proudu kondenzátorů. Jednou možností je například zařazení NTC-termistoru do jedné větve přívodu střídavého napětí či na výstup usměrňovače. NTC termistor je součástka, jejíž odpor klesá s její teplotou. Před připojením napájecího napětí by měl mít termistor poměrně nízkou teplotu (předpokládá se, že od minulého vypnutí stihl vychladnout). Díky nízké teplotě má poměrně velký odpor, který dostačuje k omezení nabíjecího proudu kondenzátoru na bezpečnou hodnotu. Průchodem proudu během nabíjení a během činnosti napájeného zařízení se termistor zahřeje a jeho odpor klesne. Nevýhodou tohoto jednoduchého řešení je snížení účinnosti zařízení, jelikož na termistoru je stále určitá výkonová ztráta, která termistor udržuje zahřátý. V případě tohoto zdroje byl kvůli většímu odebíranému výkonu ze sítě a složitosti výběru vhodného termistoru zvoleno jiné řešení. Místo termistoru slouží k omezení nabíjecího proudu kondenzátorů při zapnutí rezistor (ve schématu označený R1), ten může být po určité době zkratován pomocí kontaktů relé (K1) a tím vyřazen z obvodu.

Odpor R1 byl zvolen  $100\Omega$ . I při napětí 325V by proud tímto rezistorem neměl překročit hodnotu 3,25A, která je nižší než maximální proud diod.

Samotný H-můstek je tvořen tranzistory Q1 až Q4. Jedná se o IGBT tranzistory typu IHW30N160 vyrobené firmou Infineon. Dle jejich katalogového listu jsou dimenzovány na napětí  $U_{CE}$  až 1600V, kolektorový proud  $I_C$  až 30 A při teplotě čipu  $100^\circ\text{C}$  nebo 60 A při  $25^\circ\text{C}$ . Špičkový kolektorový proud může být až 90 A. Tyto tranzistory mají vestavěnou antiparalelní diodu [13].

Tranzistory H-můstku jsou buzeny pomocí dvou integrovaných obvodů U1 a U2, typu IR2110. Tento typ integrovaného budiče byl stručně popsán v kapitole 3.2.4. Každý z těchto budičů budí horní a dolní tranzistor na jedné straně můstku. Levý horní a pravý dolní tranzistor H-můstku spíná současně, stejně tak levý dolní a pravý horní. Elektroda G každého IGBT je k budiči připojena přes nastavitelný rezistor (odporové trimry R2 – R5), jehož odpor může být dle potřeby nastaven na hodnotu 0 až  $100\Omega$ . Jako ochrana před napěťovými špičkami je u každého tranzistoru mezi elektrody gate a source připojen transil omezující napětí mezi gatem a emitorem  $U_{GE}$  na 22 V (ve schématu jsou označeny jako D5 – D8).

Deska má dva vstupy pro řídicí signály, jeden pro každou z těchto dvou skupin tranzistorů. Napětí z jednoho vstupu je přivedeno na pin 10 obvodu U1 (řízení horního tranzistoru) a zároveň na pin 12 obvodu U2 (řízení dolního tranzistoru). Napětí z druhého vstupu naopak na pin 12 U1 a pin 10 U2. Tímto zapojením by mělo být zajištěno správné spínání obou skupin tranzistorů. Přivedením logické 1 na vstup se daná skupina tranzistorů otevře. Je však nutné zajistit, aby nebyla logická 1 přivedena na oba vstupy současně a také aby po přivedení logické 0 pro opětovné zavření tranzistorů následoval dead time, tedy časový interval, během kterého je na obou vstupech logická 0. Tento časový interval zajišťuje, že se tranzistory skutečně stihnou uzavřít, teprve poté je možné otevřít druhou skupinu tranzistorů.

Obvody IR2110 mají také vstup pro zablokování spínání tranzistorů, označený shutdown (pin 11). Ten je také vyveden na jeden vstup desky a může být použit pro rychlé vypnutí zdroje.

Obvody IR2110 jsou napájeny z pomocného zdroje napětí 18V, který je tvořen usměrňovačem a lineárním stabilizátorem napětí umístěným na desce. Deska má vývody pro připojení transformátoru pro tento pomocný zdroj. Transformátor bude napájen síťovým napětím, které bude transformovat na napětí přibližně 18V. Toto střídavé napětí je na desce usměrňováno Graetzovým můstkem tvořeným diodami D11 až D14. Za usměrňovačem je

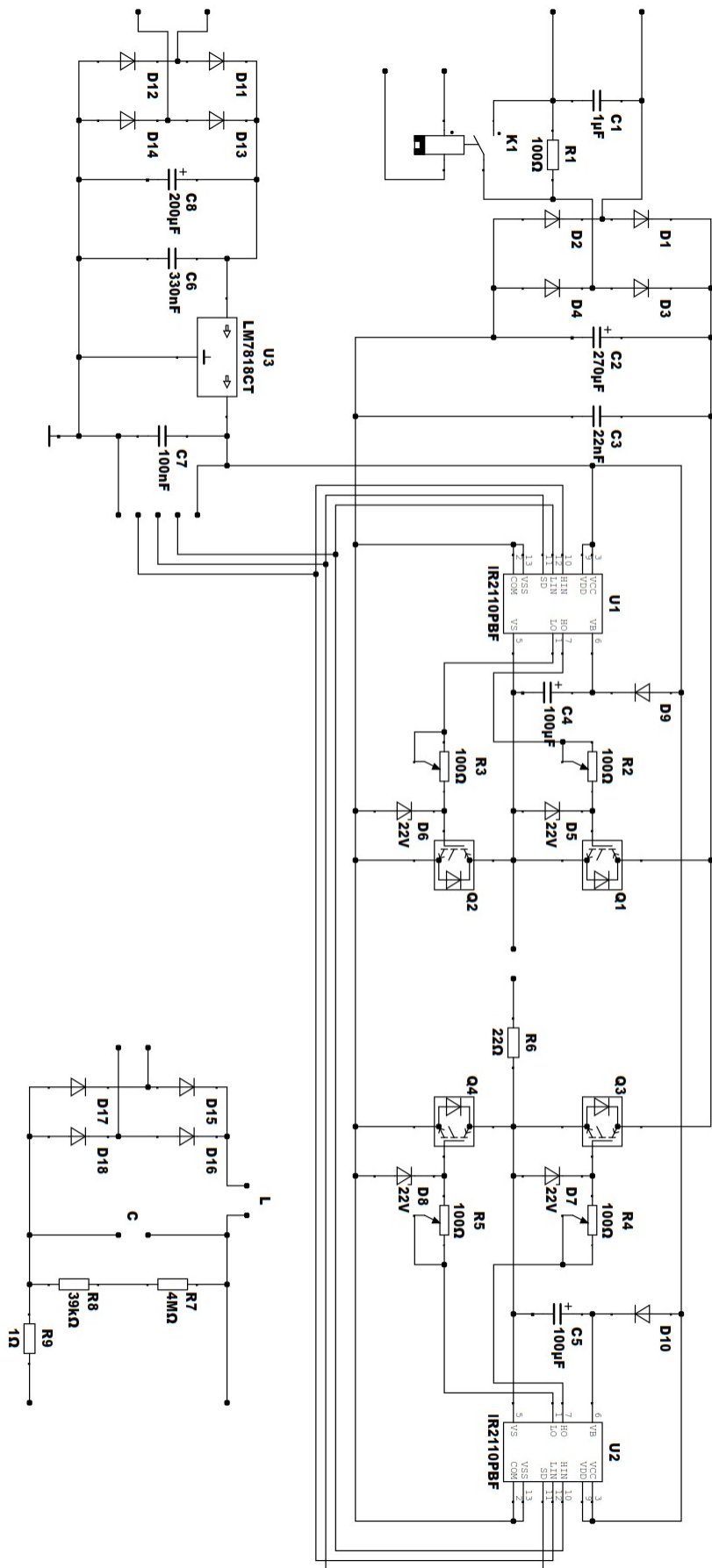
pak napětí filtrováno pomocí elektrolytického kondenzátoru C8. Vzhledem k tomu, že je usměrňovač napájen transformátorem o poměrně nízkém výkonu zde není nutné omezovat nabíjecí proud kondenzátoru při zapnutí. Usměrněné napětí je pak snižováno na konstantní hodnotu 18V lineárním stabilizátorem typu LM78S18 (ve schématu označen jako integrovaný obvod U3). Dle katalogového listu od výrobce [14] může napětí na vstupu tohoto stabilizátoru dosahovat hodnoty až 35V, což odpovídá amplitudě střídavého napětí o efektivní hodnotě zhruba 24,7 V. To je tedy maximální hodnota napětí, které může dávat transformátor pomocného zdroje.

Napětí pro plovoucí buzení horních tranzistorů dodávané mezi vstupy  $V_B$  (pin 5) a  $V_S$  (pin 6) obvodů U1 a U2 je získáváno z pomocného zdroje stejným způsobem jako v simulaci plovoucího buzení (kapitola 4.3) tedy pomocí diody a kondenzátoru (D9 a C4 v případě obvodu U1, D10 a C5 v případě U2).

Z desky jsou vyvedeny vodiče pro připojení primárního vinutí hlavního transformátoru spínaného zdroje. Sériově s primárním vinutím je zapojen rezistor R6, který slouží jako ochrana před přetížením samotného transformátoru a především samotného H-můstku v případě zkratu na primárním vinutí transformátoru nebo v sekundární části zdroje. Hodnota odporu tohoto rezistoru byla pro začátek zvolena 22  $\Omega$ . Při napětí 325 V na vstupu můstku je tímto rezistorem proud omezen na zhruba 14,8 A, tedy na hodnotu, která je stále nižší než maximální trvalý proud tranzistorů Q1 – Q4.

Napětí ze sekundárního vinutí transformátoru může být buď vyvedeno ze zdroje jako střídavé napětí pro buzení AC výbojů nebo může být přivedeno na usměrňovač na této desce. Přeztože se u spínaných zdrojů s touto topologií často používá transformátor s odbočkou uprostřed sekundárního vinutí a dvoucestný usměrňovač tvořený pouze dvěma diodami (jako na obrázku č. 5), byl v tomto případě použit opět Graetzův můstek, který umožňuje použití transformátoru s jednoduchým sekundárním vinutím bez vyvedeného středu. Graetzův usměrňovač je vytvořen z diod typu BY359. Zdroj je navrhován na výstupní stejnosměrné napětí o maximální hodnotě 1 kV. Pro získání konstantní hodnoty stejnosměrného napětí a proudu musí být napětí z usměrňovače filtrováno výstupním filtrem. Ten bude tvořen tlumivkou a kondenzátorem o vhodných parametrech. Tyto parametry by závisely především na zvolené frekvenci zdroje. Na desce jsou vývody pro připojení těchto součástek. Ve schématu jsou tyto vývody označeny písmenem L pro indukčnost a C pro kapacitu.

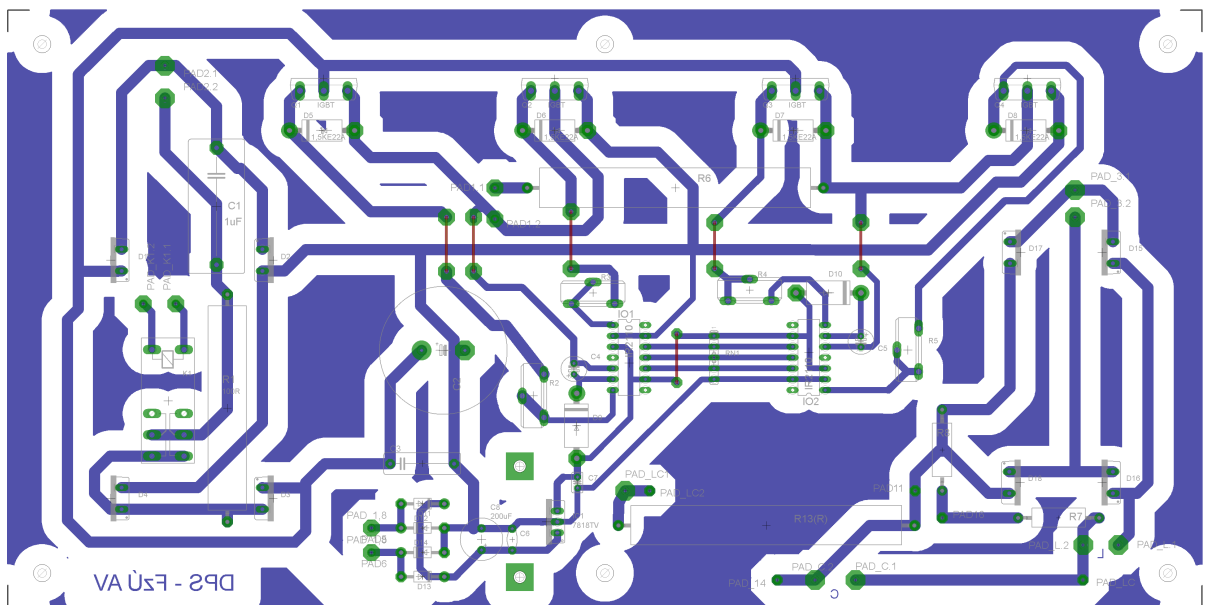
Výstupní napětí filtru je přivedeno na dělič tvořený rezistory R7 a R8. Napětí na rezistoru R8 je vyvedeno z desky a může být využito pro měření výstupního napětí a hlavně pro jeho regulaci. Rezistor R9 je určen ke snímání výstupního proudu.



Obrázek č. 26: Schéma obvodů na navržené desce plošných spojů.

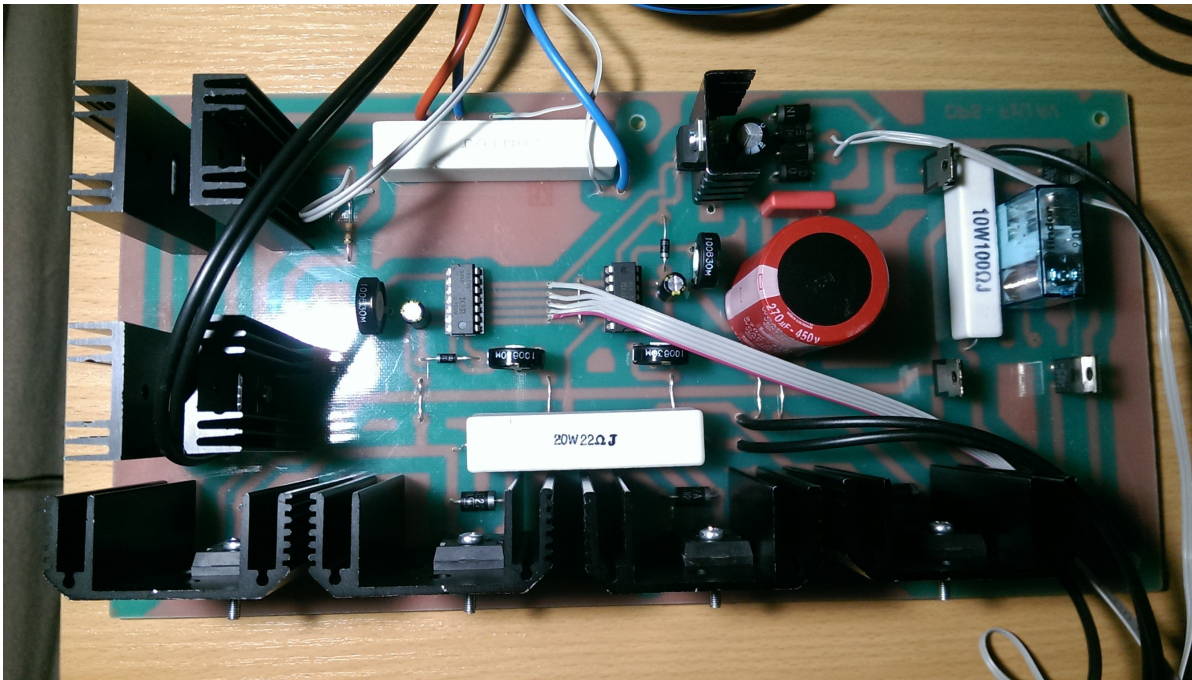
Označení součástky ve schématu	Typ	Popis
U1 a U2	IR2110 v pouzdře DIP14	integrovaný budič tranzistorů v polomůstku
Patice pro U1 a U2	GS 14P	patice 14pin PDIP
Q1 - Q4	IHW30N160	spínací IGBT-N tranzistory 1600V 30A
Cladič pro Q1 – Q4	V-7132	chladič pro spínací tranzistory
R2 – R5	PT15NHE100	odporový trimr 100 Ω
D5 – D8	1,5KE22-UNDIR	transil jednosměrný 22V
R6	AX20W 22R0	keramický rezistor 22Ω 20W
D9 a D10	BA159	dioda 1000V 1A 500ns
C4 a C5	CE 100u/25VIT HIT-EXR	elektrolytický kondenzátor 100μF 25V
C3	MKS4-22N/1000V	kondenzátor fóliový 22nF 1000V
C2	WCAP Al3H	elektrolytický kondenzátor 270μF 450V
R1	AX10W 100R	rezistor keramický 100Ω 10W
K1	Finder 40.61.9.018.0000	relé 18V
C1	FOIL 1,0M/275VAC RM27,5	odrušovací kondenzátor 1μF
D1 – D4	dioda BY359	vstupní usměrňovač
D15 – D18	dioda BY359	výstupní usměrňovač
D11 – D14	dioda 1N5408	usměrňovač pomocného zdroje
U3	LM78S18 v pouzdře TO-220	stabilizátor napětí pomocného zdroje
pro U3	V5640A	chladič stabilizátoru
C8	CE 220u/50V JAM-SK	elektrolytický kondenzátor 220μF 50V
C6	CK 330n/50V Z5U HITANO	kondenzátor 330nF
C7	CK 100n/50V X7R HITANO	kondenzátor 100nF
R7	rezistor 4MΩ	Rezistory odporového děliče pro měření
R8	rezistor 39kΩ	hodnoty výstupního napětí
R9	AX20W 1R00	rezistor keramický 1Ω 20W

Tabulka č. 2: Seznam součástek na navržené desce plošných spojů.



Obrázek č. 27: DPS ze strany součástek.





Obrázek č. 28: Osazená deska plošných spojů.

## 5.2 Zprovoznění H-můstku a ověření jeho funkce

Vyrobená deska plošných spojů byla osazena součástkami a vodiči pro připojení vstupního napětí a přivedení řídicích signálů. Tranzistory a diody výstupního usměrňovače byly umístěny na chladiče. Během testování byla deska zdroje napájena stejnosměrným napětím z laboratorních zdrojů. Napájecí napětí můstku obstarával jeden tento laboratorní zdroj případně dva v sériovém zapojení. Další pak byl použit jako zdroj pomocného napětí, protože nebyl k dispozici vhodný síťový transformátor. Napájecí napětí můstku bylo přivedeno na vstup usměrňovače (tvořeného diodami D1 až D4). Omezovač nabíjecího proudu tvořený rezistorem R1 a kontakty relé K1 tak nebyly využity a nebylo třeba napájet cívkou relé. Omezení nabíjecího proudu elektrolytického kondenzátoru C2 na výstupu usměrňovače bylo zajištěno laboratorními zdroji.

### 5.2.1 Přístroje použité při měření a testování zdroje

- osciloskop Tektronix MDO 3034
- proudová sonda
- generátor pulzů Quantum composers model 9518
- 3 laboratorní zdroje napětí regulovatelné od 0 do 60 V s proudovým omezením a s možností spojovat je do série pro získání ještě vyššího napětí

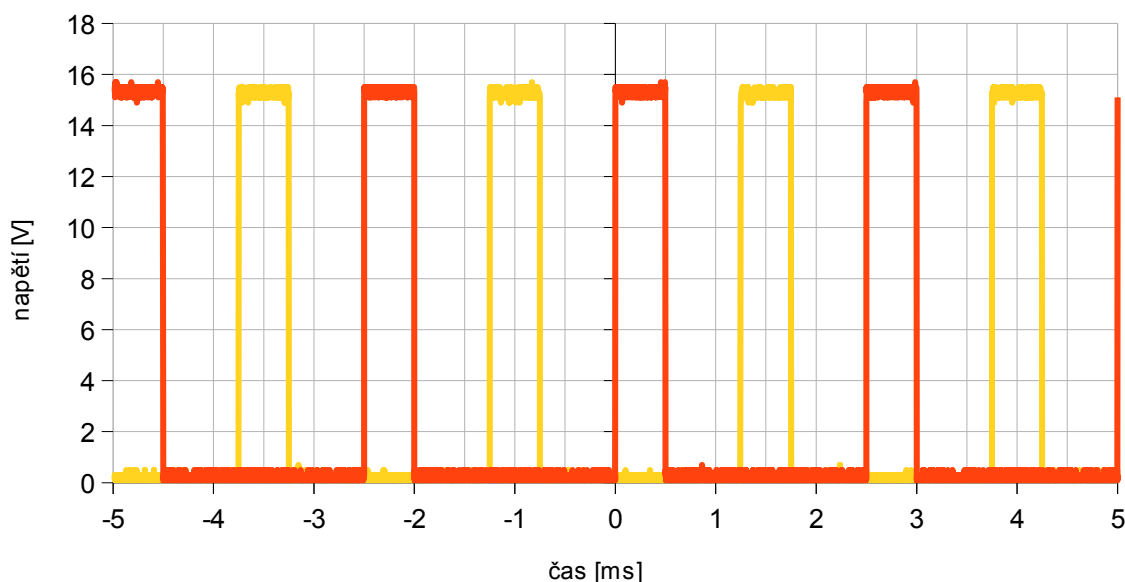
## 5.2.2 Test vstupního usměrňovače a stabilizátoru napětí pomocného zdroje

Při napájení stejnosměrným napětím samozřejmě nebyl usměrňovač nutný a neplnil svůj účel avšak jeho schopnost usměrňovat byla ověřena tím, že napětí bylo na jeho vstup připojeno nejprve v jedné polaritě a poté v polaritě opačné. Napětí na výstupu usměrňovače bylo v obou případech naměřeno ve správné polaritě.

Usměrňovač pro pomocný napájecí zdroj (diody D11 až D14) byl otestován stejným způsobem. Bylo změřeno napětí na výstupu stabilizátoru napětí LM78S18 v pomocném zdroji, přičemž se měnilo napětí laboratorního zdroje, který stabilizátor přes diody usměrňovače napájel. Při hodnotě vstupního napětí 20 V dosahovalo výstupní napětí pouze hodnoty 17,48 V, pravděpodobně díky úbytkům napětí na diodách usměrňovače. Při vstupním napětí 25 až 30 V již stabilizátor dával napětí v rozsahu 17,99 až 18,01 V. Během dalšího testování pak bylo napětí laboratorního zdroje nastaveno na 25 V.

## 5.2.3 Ověření funkce budičů

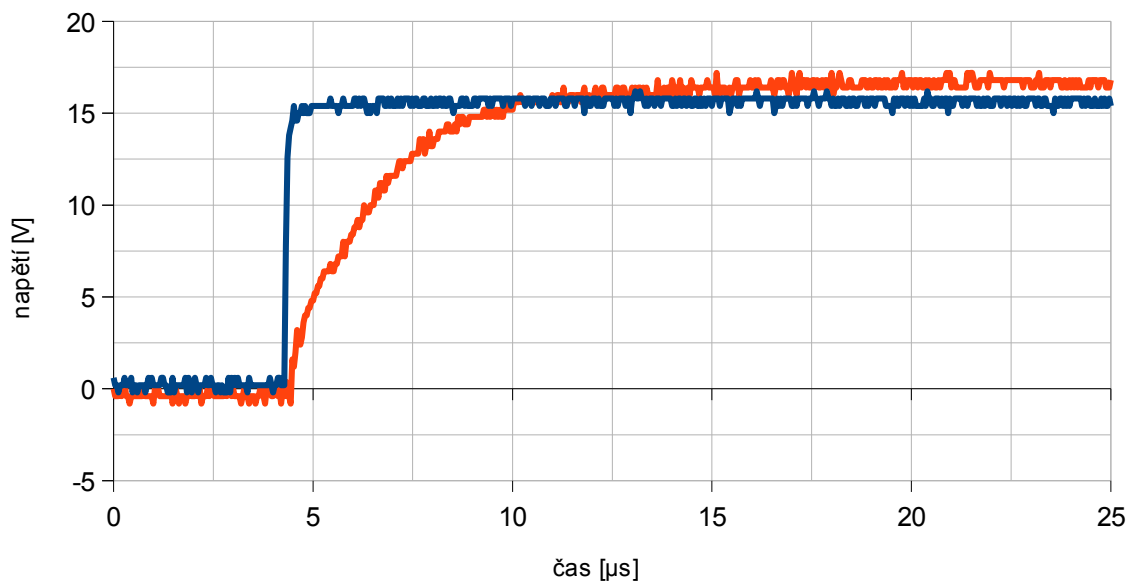
Na desku byly přivedeny řídicí signály z generátoru pulzů. Jejich perioda byla nastavena na hodnotu  $T = 2,5$  ms, což odpovídá frekvenci  $f = 400$  Hz, doba trvání pulzu byla  $t_1 = 500$   $\mu$ s. Střída vypočtená podle rovnice č. 3 nám vychází  $s = 0,2$ . Amplituda pulzu byla nastavena na 15 V. Časové průběhy těchto signálů naměřené osciloskopem jsou v grafu č. 1.



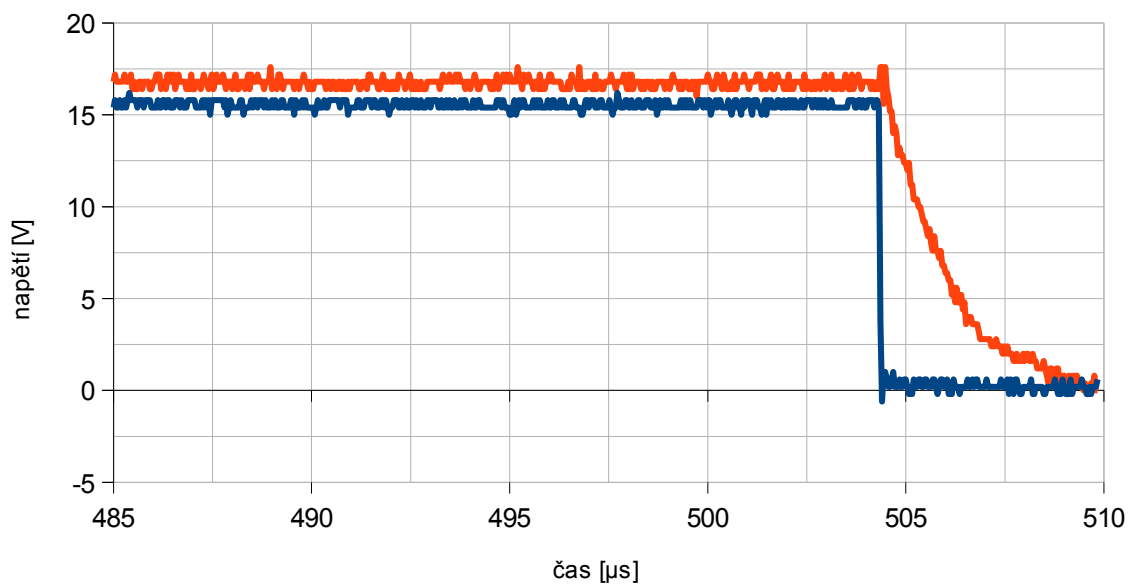
Graf č. 1: časové průběhy řídicích signálů.

V následujících grafech vidíme časové průběhy napětí mezi elektrodami gate a emitor

$U_{GE}$  jednoho IGBT tranzistoru v dolní polovině můstku. Pro porovnání je zde i průběh řídicího signálu přiváděný do budičů. Odporové trimry R2, R3, R4 a R5 byly nastaveny na maximální odpor, tedy na  $100 \Omega$ . V grafu č. 2 je začátek pulzu a v grafu č. 3 jeho konec.



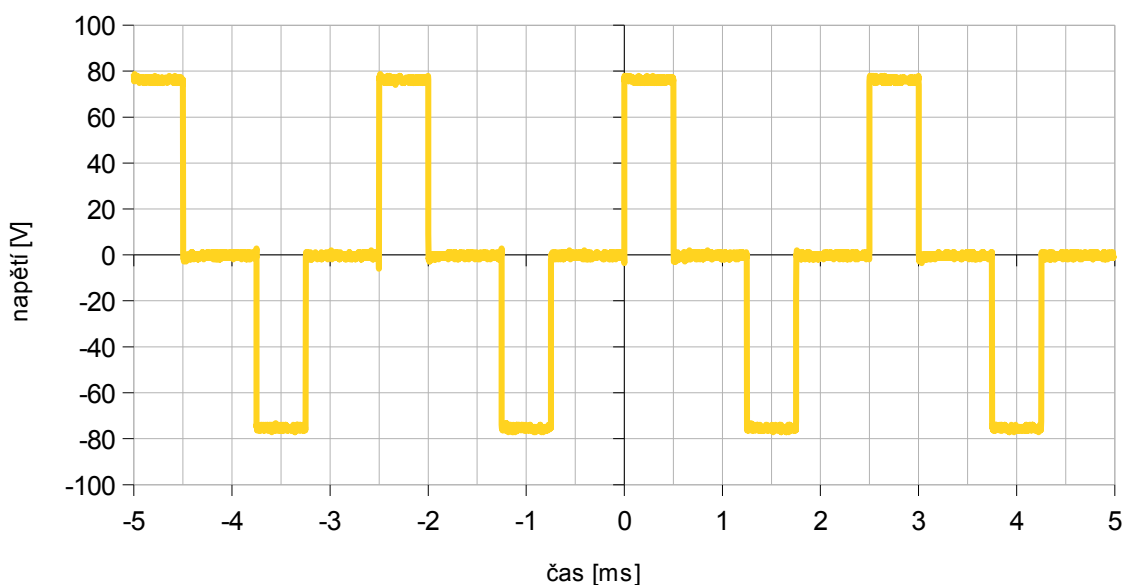
Graf č. 2: Průběh řídicího signálu (modře) a napětí na elektrodě G tranzistoru (oranžově) na začátku pulzu.



Graf č. 3: Průběh řídicího signálu (modře) a napětí na elektrodě G tranzistoru (oranžově) na konci pulzu.

## 5.2.4 Měření můstku zatíženého rezistorem

Na výstupy desky určené pro primární vinutí transformátoru byl připojen rezistor o odporu  $1300 \Omega$ , který tvořil zátěž můstku. Napětí přiváděné na vstup bylo postupně zvyšováno z 10 na 80 V s krokem po 10 V. Napětí na zatěžovacím odporu bylo měřeno osciloskopem pomocí dvou sond. Každá sonda měřila napětí na jednom vývodu (tedy na jednom konci zatěžovacího rezistoru) a zem osciloskopu byla spojena se zemí desky. Napětí na rezistoru pak bylo získáno rozdílem těchto dvou naměřených průběhů. Graf č. 4 ukazuje průběh napětí na zatěžovacím rezistoru při vstupním napětí 80 V. Rozlišení časové osy v záznamu pořízeném osciloskopem je  $10^6$  vzorků/s. Na každý pulz, trvající 500  $\mu\text{s}$  tak připadá 500 vzorků. Pro každý kladný i záporný pulz pak bylo z těchto vzorků vypočteno průměrné napětí. Výsledky pro všechna měření jsou v tabulce č. 3.



Graf č. 4: Časový průběh napětí na zatěžovacím rezistoru při vstupním napětí 80 V.

$U_{IN}$ [V]	$U_A$ [V]	$U_B$ [V]
10	8,351	-8,201
20	17,949	-17,150
30	27,460	-26,569
40	36,416	-35,852
50	46,382	-45,638
60	56,486	-55,950
70	66,388	-65,821
80	76,164	-75,386

Tabulka č. 3: Výsledky měření při různých hodnotách napětí přiváděného na vstup můstku  $U_{IN}$ . Průměrné hodnoty napětí na zatěžovacím rezistoru během kladného pulzu označené  $U_A$  a během záporného pulzu  $U_B$ .



Obrázek č. 29: Použité zatěžovací rezistory o celkovém odporu 1300  $\Omega$ .

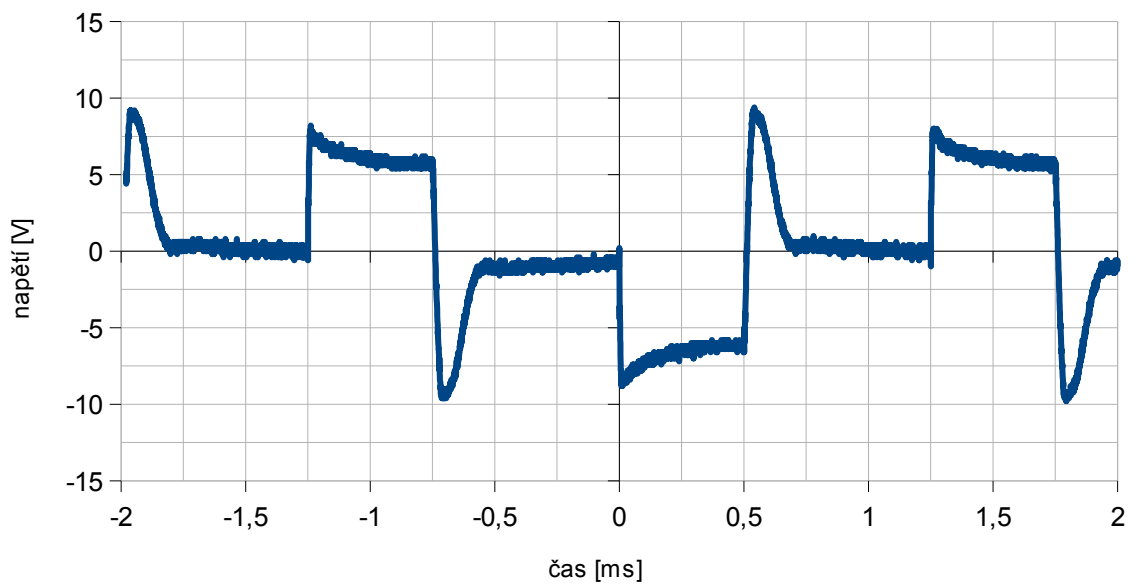
### 5.2.5 Měření můstku s připojeným transformátorem

Pro otestování zdroje byl k dispozici toroidní transformátor 115/1000 V navržený pro frekvenci 400 Hz. Zdánlivý výkon tohoto transformátoru je dle jeho štítku 1500 VA. Převod tohoto transformátoru vypočtený podle transformační rovnice (rovnice č. 1) je  $p = 0,115$ .

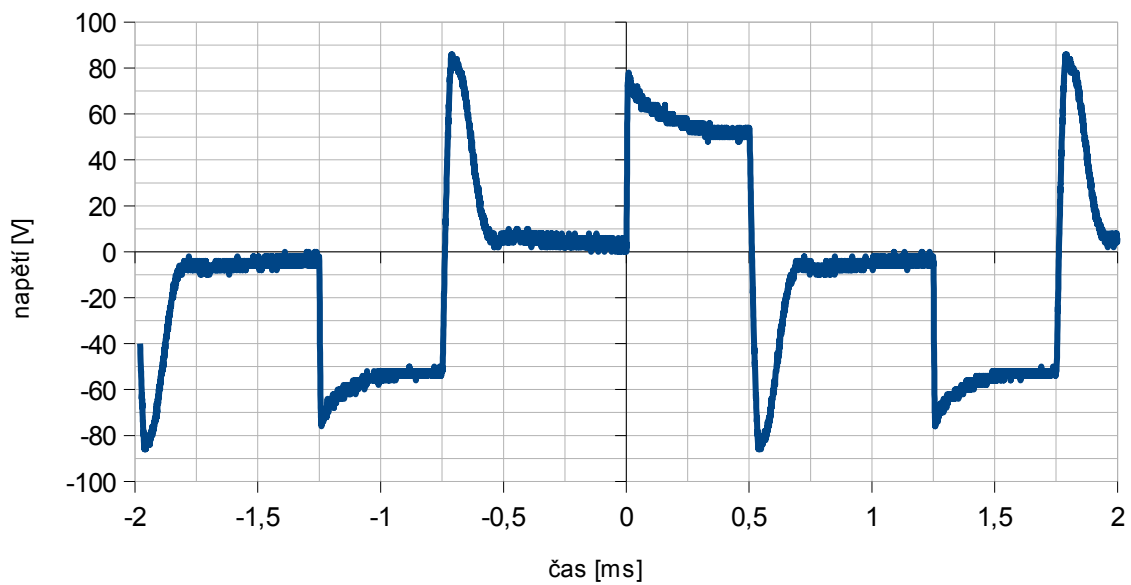
Primární vinutí transformátoru bylo připojeno k výstupu můstku a na vstup testovaného zdroje bylo opět přivedeno stejnosměrné napětí 10 V. Stejným způsobem jako předtím u zatěžovacího rezistoru byl změřen průběh napětí na primárním vinutí. Výsledek je v grafu č. 5. Dále bylo změřeno napětí na nezatíženém sekundárním vinutí, jehož průběh ukazuje graf č. 6 a proud v primárním vinutí, zobrazený v grafu č. 7.



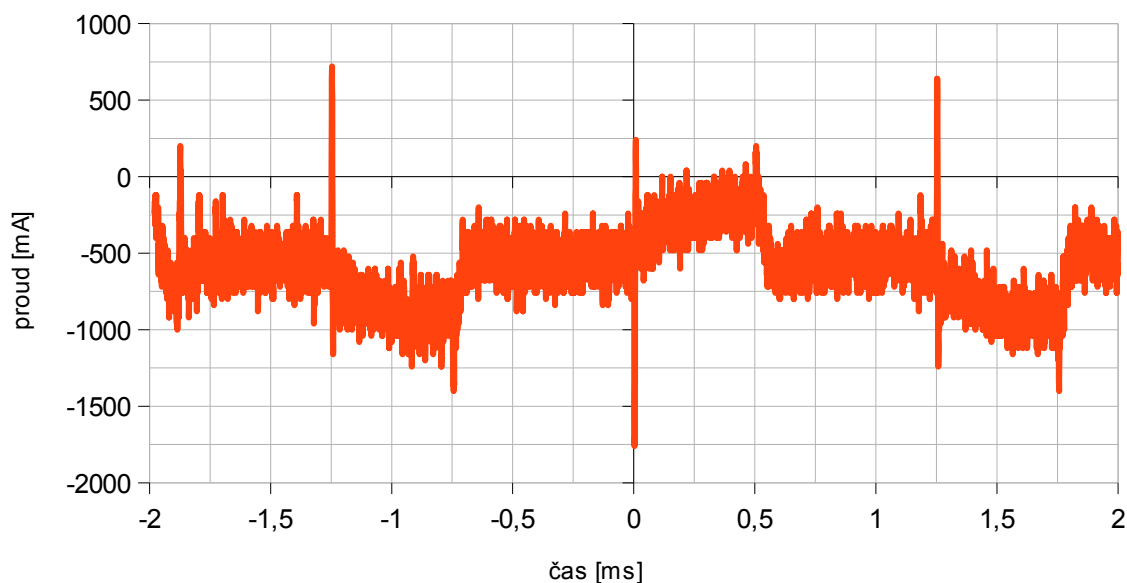
Obrázek č. 30: Použitý transformátor.



Graf č. 5: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru pracujícího bez zátěže.



Graf č. 6: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru pracujícího bez zátěže.



Graf č. 7: Průběh proudu v primárním vinutí transformátoru pracujícího bez zátěže.

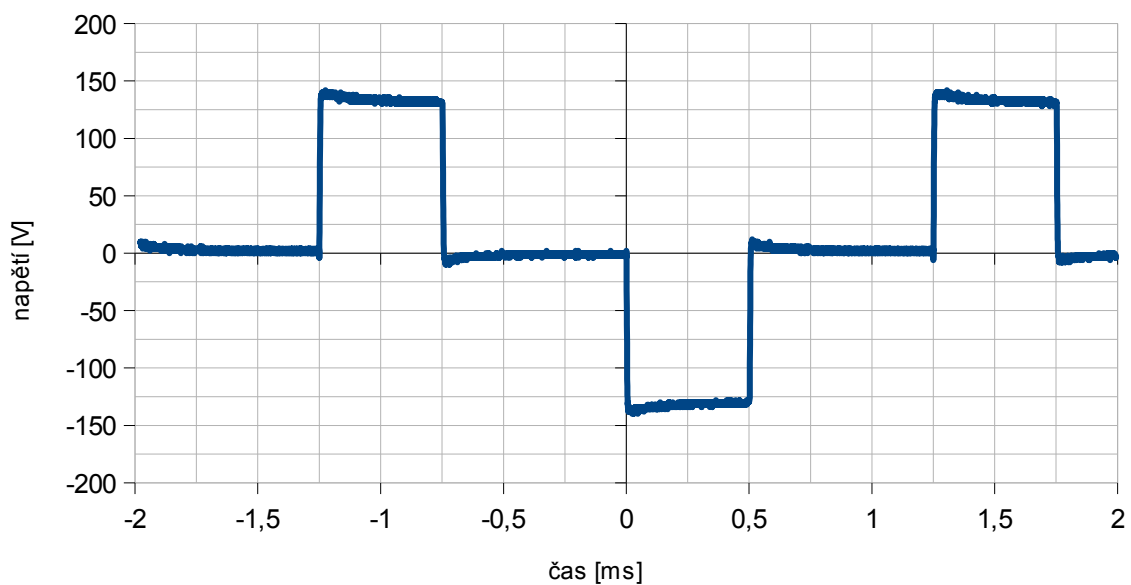
Poté byl k sekundárnímu vinutí transformátoru připojen zatěžovací rezistor  $1300 \Omega$ . Vstupní napětí  $U_{IN}$  bylo postupně zvyšováno a byl zaznamenáván průběh napětí na sekundárním vinutí. Při vstupním napětí  $40 \text{ V}$  se však již velmi rychle zahřívá ochranný rezistor  $R_6$ , proto bylo při tomto napětí měření ukončeno. V grafu č. 8 vidíme průběh sekundárního napětí při vstupním napětí  $40 \text{ V}$ . Pomocí proudové sondy byl také měřen proud, který zařízení odebíralo z laboratorního zdroje. Jeho průběh je vykreslen v grafu č. 9.

Byl vypočten průměrný výstupní výkon dodávaný zatěžovacímu rezistoru během jedné periody trvající  $2,5 \text{ ms}$  a to podle následujícího vzorce:

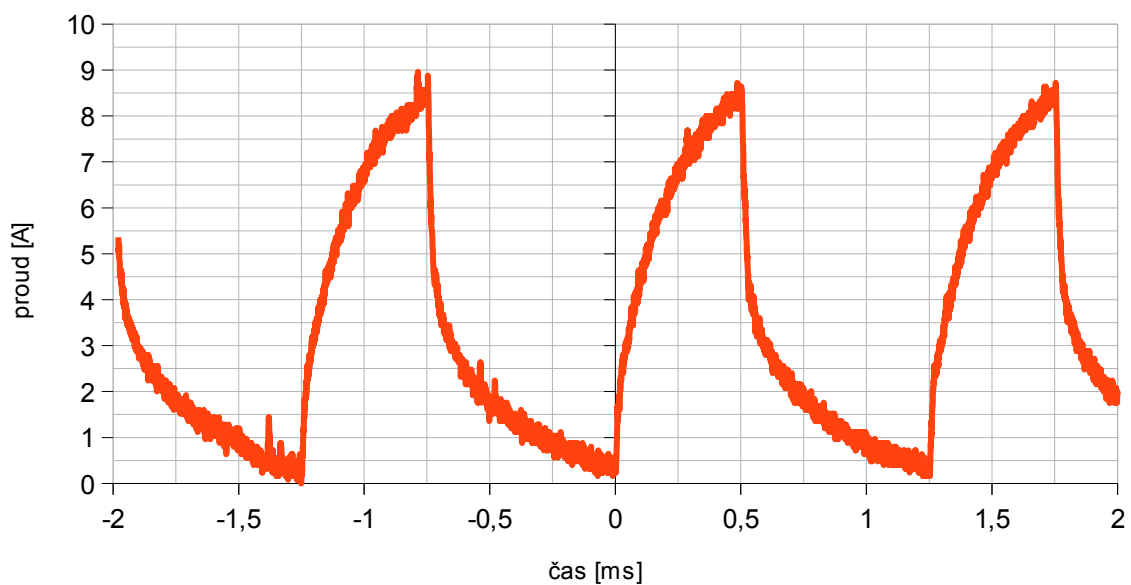
$$P = \frac{\sum_{i=1}^n U_{2i}^2}{n} \cdot R \quad (5)$$

kde  $U_{2i}$  je  $i$ -tý vzorek výstupního napětí,  $R$  je odpor zatěžovacího rezistoru a  $n$  je počet vzorků. Při použitém rozlišení osciloskopu byl počet vzorků na jednu periodu  $n = 6250$ . Výsledky pro všechna měření jsou v tabulce č. 4.

Pro kladný i záporný pulz byla také vypočtena průměrná hodnota napětí sekundárního vinutí během tohoto pulzu. Výsledky ukazuje tabulka č. 5.



Graf č. 8: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru zatíženého rezistorem.



Graf č. 9: Průběh proudu odebíraného z laboratorního zdroje.

$U_{IN}$ [V]	$P$ [W]
10	0,189
20	1,126
30	2,895
40	5,449

Tabulka č. 4: Výsledky měření výkonu  $P$  na zatěžovacím rezistoru při různých hodnotách vstupního napětí  $U_{IN}$ .



$U_{IN}$ [V]	$U_A$ [V]	$U_B$ [V]
10	24,523	-24,701
20	59,953	-60,256
30	97,069	-95,741
40	132,978	-131,565

Tabulka č. 5: Výsledky měření napětí pulzů na sekundárním vinutí při různých hodnotách napětí přiváděného na vstup můstku  $U_{IN}$ . Průměrné hodnoty napětí během kladného pulzu jsou označeny  $U_A$  a během záporného pulzu  $U_B$ .

Po provedení tohoto měření byla hodnota ochranného rezistoru R6 snížena z 22  $\Omega$  na 1  $\Omega$  a měření bylo provedeno znovu. Výsledky jsou uvedeny v tabulkách č. 6 a 7.

$U_{IN}$ [V]	$P$ [W]
10	0,830
40	26,188

Tabulka č. 6: Výsledky měření po úpravě rezistoru R6. Hodnoty vstupního napětí jsou označeny  $U_{IN}$ , naměřené hodnoty výkonu na zatěžovacím rezistoru  $P$ .

$U_{IN}$ [V]	$U_A$ [V]	$U_B$ [V]
10	52,614	-50,805
20	132,239	-130,689
30	213,295	-211,207
40	290,032	-291,386

Tabulka č. 7: Výsledky měření po úpravě rezistoru R6. Hodnoty napětí přiváděného na vstup můstku jsou označeny jako  $U_{IN}$ , průměrné hodnoty napětí na sekundárním vinutí během kladného pulzu jako  $U_A$  a během záporného pulzu jako  $U_B$ .

### 5.2.6 Test výstupního usměrňovače a řízení výkonu změnou střídavy

Po ověření funkčnosti můstku s připojeným transformátorem bylo napětí sekundárního vinutí přivedeno na výstupní usměrňovač zdroje. Na místo tlumivky výstupního filtru byl dán rezistor o odporu 22  $\Omega$ . Kondenzátor výstupního filtru byl vytvořen spojením čtyř elektrolytických kondenzátorů typu ER 1000M/50V, které byly dostupné. Jeden tento kondenzátor má kapacitu 1 mF a je dimenzován na napětí 50 V. Kondenzátory byly spojeny po dvojicích do série a dvě tyto dvojice paralelně, čímž vznikl blok kondenzátorů o kapacitě 1 mF dimenzovaný na napětí 100 V.

Na výstup stejnosměrného napětí z filtru byl připojen zatěžovací rezistor 1300  $\Omega$ , napětí na něm bylo měřeno osciloskopem, k budičům byly přivedeny řídicí signály se střídou  $s = 48 \%$  (doba sepnutí tranzistorů  $t_1 = 1200 \mu s$ ) a vstup můstku byl opět připojen k laboratornímu zdroji. Napětí na vstupu bylo postupně zvyšováno, dokud výstupní napětí nedosáhlo hodnoty 100 V, což je hodnota na kterou byl dimenzován provizorně použitý blok kondenzátorů. Poté bylo napětí laboratorního zdroje nastaveno na 15 V (výstupní napětí se

při této hodnotě pohybovalo kolem 90 V) a doba trvání řídicích impulzů  $t_1$  byla postupně zvyšována ze 100  $\mu\text{s}$  na 1200  $\mu\text{s}$ . Frekvence byla během všech měření stále nastavena na 400 Hz. Přitom byly měřeny průběhy výstupního napětí na zátěži. Pro každé měření bylo vypočteno průměrné výstupní napětí  $U_{\text{OUT}}$  a průměrný výstupní výkon zdroje  $P$  dle rovnice č. 5. Výsledky jsou v tabulce č. 8.

$t_1$ [ $\mu\text{s}$ ]	s [%]	$U_{\text{OUT}}$ [V]	$P$ [W]
100	4	34,316	0,907
200	8	55,161	2,342
300	12	65,729	3,324
400	16	72,536	4,049
500	20	77,008	4,563
600	24	80,546	4,992
700	28	83,007	5,301
800	32	84,716	5,522
900	36	86,627	5,774
1000	40	87,828	5,935
1100	44	88,906	6,081
1200	48	89,700	6,190

Tabulka č. 8: Výsledky měření výstupního napětí  $U_{\text{OUT}}$ , a výkonu  $P$  při různých hodnotách doby sepnutí tranzistoru  $t_1$ , tedy i různé střídavy  $s$ .

### 5.2.7 Diskuze výsledků měření

Měřením průběhu napětí  $U_{\text{GE}}$  tranzistorů byla ověřena funkčnost integrovaných budičů IR2110. Odporové trimry R2 až R5 byly nastaveny na jejich maximální hodnotu odporu, tedy na 100  $\Omega$ . Jak je vidět z grafů č. 2 a 3, napětí  $U_{\text{GE}}$  dosahuje hodnoty přibližně 17 V, tedy téměř napětí pomocného zdroje 18V. Pozorujeme zde i průběh nabíjení a vybíjení kapacity mezi gate a source, které však trvá pouze cca 10  $\mu\text{s}$ . Hodnoty odporu trimrů R2 až R5 tak již dále nebyly měněny.

Z následujícího měření průběhů napětí na zatěžovacím odporu (graf č. 4), připojeného na výstup můstku, je zřejmé, že můstek plní svou funkci. Napětí kondenzátoru C2, které by při zanedbání úbytků na diodách usměrňovače bylo rovno vstupnímu napětí, je připojováno k zátěži střídavě v obou polaritách. Rozdíl mezi vstupním napětím  $U_{\text{IN}}$  a napětím na zátěži je kromě diod usměrňovače způsoben i úbytkem na ochranném rezistoru R6 o odporu 22  $\Omega$  a na tranzistorech. Z dat v tabulce č. 3 je patrný určitý rozdíl mezi napětím kladných pulzů  $U_A$  a záporných pulzů  $U_B$ , ten je pravděpodobně způsoben mírnými odchylkami parametrů jednotlivých tranzistorů díky kterým má jedna skupina tranzistorů v sepnutém stavu větší úbytek napětí než druhá.

Dalším krokem bylo připojení primárního vinutí transformátoru na výstup H-můstku

a měření průběhů napětí na vinutích tohoto transformátoru. Z grafů č. 5 a 6 je vidět, že průběh napětí na vinutích nezatíženého transformátoru se poněkud liší od průběhu na výstupu můstku zatíženého přímo odporovou zátěží (graf č. 4). Pravděpodobně je to způsobeno magnetizačním proudem, který se po vypnutí tranzistorů uzavírá přes jejich antiparalelní diody, přičemž se na primárním vinutí indukuje napětí vyšší než je napětí na vstupu můstku, aby se tyto diody otevřely.

Následně byl transformátor zatížen rezistorem. Průběh napětí na sekundárním vinutí (graf č. 8) má již opět stejný tvar jako napětí na výstupu můstku. Magnetizační proud transformátoru se zřejmě uzavírá přes zátěž. Ochranný rezistor R6 o odporu  $22 \Omega$  se během provozu prudce zahříval. Při této hodnotě odporu a při vstupním napětí 40 V byl proud na výstupu můstku, který procházel primárním vinutím transformátoru, omezen na pouhých 1,8 A. Díky tomu také napětí na sekundární straně transformátoru dosahovalo výrazně nižších hodnot než jsem původně očekával. Například při vstupním napětí 40 V by při zanedbání úbytků na diodách a tranzistorech mělo být 40 V i na primárním vinutí. Vzhledem k převodu transformátoru  $p = 0,115$  by vycházelo sekundární napětí  $U_2 = 347,83$  V. Jak ale můžeme vidět v tabulce č. 5, amplituda kladných i záporných pulzů se pohybovala zhruba kolem 130 V. Proto byl tento rezistor odstraněn a nahrazen rezistorem o odporu  $1 \Omega$ .

Po výměně rezistoru bylo měření opakováno a jak vidíme z tabulek č. 6 a 7, hodnoty napětí na sekundárním vinutí i výkonu odebíraného zátěží se výrazně zvýšily jelikož na ochranném rezistoru docházelo k menšímu úbytku napětí a díky menším výkonovým ztrátám se tento rezistor již nijak výrazně nezahříval. Amplituda pulzů na sekundárním vinutí se mnohem více blížila očekávaným hodnotám vypočteným ze vstupního napětí dle transformační rovnice.

Při posledním prováděném měření byla ověřena funkčnost usměrňovače a provizorního výstupního filtru, tvořeného blokem elektrolytických kondenzátorů a rezistorem zapojeným na místo filtrační tlumivky. Blok kondenzátorů byl dimenzován pouze na napětí 100 V, díky čemuž mohlo být toto měření provedeno pouze s nízkým napětím na vstupu zdroje. Zatímco při všech předchozích měřeních byla střída řídicích signálů konstantní, při tomto testu byla střída postupně zvyšována. Výsledky v tabulce č. 8 ukazují, že zvyšováním střídavy se zvyšuje napětí na výstupu zatíženého zdroje, což je předpoklad pro použití regulace napětí pulzní šířkovou modulací.

## 6 Závěr

V rámci této bakalářské práce byly v programu Multisim provedeny simulace činnosti obvodů využívajících integrované budiče IR2110 k řízení tranzistorů a pomocí virtuálních měřících přístrojů byly zaznamenány časové průběhy napětí, ze kterých je patrná funkčnost těchto obvodů. Také byla odsimulována výkonová část spínaného zdroje s topologií plného můstku (též zvaného H-můstek) a byl na ni předveden princip použití pulzní šířkové modulace k řízení výstupního napětí spínaného zdroje.

Dále byla navržena deska plošných spojů (DPS) obsahující výkonovou část spínaného zdroje s topologií plného můstku, využívající integrované obvody IR2110 k buzení výkonových tranzistorů, vstupní usměrňovač pro napájení můstku střídavým napětím z rozvodné sítě, usměrňovačem umožňujícím usměrňovat transformované napětí a pomocným zdrojem stabilizovaného napětí potřebného pro fungování budičů. Provedená měření prokázala funkčnost hlavní části tohoto zdroje, kterou je samotný můstek tvořený IGBT tranzistory a jejich budiči, při frekvenci 400 Hz. Můstek byl testován s toroidním transformátorem 115/1000 V 400 Hz, který byl k dispozici a nakonec byl testován i výstupní usměrňovač.

Fungování zdroje při napájení z rozvodné sítě nebylo odzkoušeno protože primární vinutí použitého transformátoru není dimenzované na napětí, které by na něj bylo v takovém případě přiváděno a také proto, že během prováděných testů byly obvody na DPS galvanicky spojeny s osciloskopem a generátorem pulzů. Pro řízení zdroje by bylo vhodné použít řídicí obvody umístěné na desce, která by byla spolu s touto výkonovou částí zdroje umístěna v jedné krabici. Výstupní usměrňovač a filtr na navržené DPS jsou galvanicky oddělené od obvodů můstku a vstupního usměrňovače. V případě, že by řídicí část umožnila galvanické oddělení těchto obvodů, mohl by i celý zdroj poskytovat napětí galvanicky oddělené od vstupu. Pro napájení napětím z rozvodné sítě by také bylo třeba navrhnout a vyrobit jiný transformátor a vhodný výstupní filtr. Pokud by tyto prvky byly narženy pro vyšší frekvenci, pravděpodobně by to umožnilo lépe využít výhody spínaného zdroje. Použité obvody IR2110 mohou pracovat s řádově vyššími frekvencemi. Můstek však nebyl při vyšších frekvencích testován a pro spolehlivý provoz by mohl vyžadovat menší úpravy, například použití jiných chladičů tranzistorů nebo změnu hodnoty či odstranění ochranného rezistoru R6.

## 7 Seznam použité literatury

- [1] Alexandr Krejčířík, NAPÁJECÍ ZDROJE I., BEN - technická literatura, 1997
- [2] Zdeněk Faktor, Transformátory a cívky, BEN - technická literatura, 1999
- [3] Zdeněk Faktor, Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, BEN - technická literatura, 2002
- [4] Alexandr Krejčířík, NAPÁJECÍ ZDROJE III., BEN - technická literatura, 1999
- [5] Abraham I. Pressman, Switching power supply design, McGraw-Hill, 1998
- [6] Alexandr Krejčířík, NAPÁJECÍ ZDROJE II., BEN - technická literatura, 1997
- [7] Katalogový list, Integrovaný obvod TL494, Příloha č. 3
- [8] František Vondrášek, Výkonová elektronika - svazek 1 Přehled výkonových polovodičových součástek, Západočeská univerzita, 1994
- [9] Jens Peer Stengl, Jenő Tihanyi, Výkonové tranzistory MOSFET, BEN - technická literatura, 1999
- [10] Přemek Neuman, Jan Uhlíř, ELEKTRONICKÉ OBVODY A FUNKČNÍ BLOKY 1, Vydavatelství ČVUT, 1999
- [11] Paul Horowitz, Winfield Hill, Art of electronics, Cambridge University Press, 2015
- [12] Katalogový list, Integrovaný budič IGBT a MOSFET tranzistorů IR2110, Příloha č. 1
- [13] Katalogový list, Tranzistor IHW30N160R2, Příloha č. 2
- [14] Katalogový list, Regulátory napětí L78S00, Příloha č. 4

## 8 Seznam příloh

1. Katalogový list: Integrovaný budič IGBT a MOSFET tranzistorů IR2110
2. Katalogový list: Tranzistor IHW30N160R2
3. Katalogový list: Integrovaný obvod TL494
4. Katalogový list: Regulátory napětí L78S00
5. Katalogový list: Dioda BY359