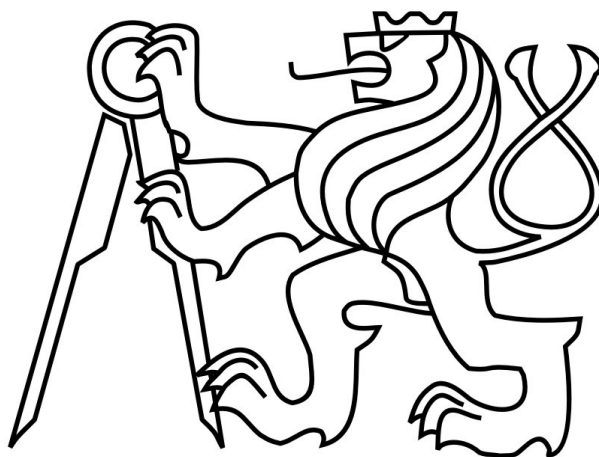


České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky



Bakalářská práce

Zdroj VN pro model iontového motoru

Autor: Jan Kreisinger

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek, CSc.

Praha 2018

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: Jan Kreisinger
Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Aplikovaná elektronika
Název tématu: Zdroj VN pro model iontového motoru

Pokyny pro vypracování:

1. Postudujte dostupnou literaturu týkající se napájecích zdrojů s ohledem na zdroje VN použitelné pro iontové motory.
2. Na základě ad 1) navrhnete, realizujete a otestujete jednotku zdroje VN použitelnou jako základní stavební prvek konstrukce zdroje pro model iontového motoru. Využijte výsledky práce pana Ing. Martina Davida.
3. Další funkce dle doporučené literatury a pokynů vedoucího práce (předpokládané parametry: výstupní napětí až 48 kV, výstupní proud až 2 mA).
4. Sestrojte jednoduchý model lineárního urychlovače, na kterém se bude testovat silové působení elektrického pole.
5. Ověřte funkci přístroje.
6. Změřte základní charakteristiky zdroje.
7. Vyhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam odborné literatury:

- [1]Krejčířik, A.: Napájecí zdroje I., II., III. BEN, Praha 1996.
[2]David, M.: Diplomová práce. ČVUT FEL, Praha 2011.

Vedoucí: Ing. Lubor Jirásek, CSc.
Platnost zadání: do konce zimního semestru 2018/2019

Prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 14. 09. 2017

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci „Zdroj VN pro model iontového motoru“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

V Praze dne 6. 1. 2018

Jan Kreisinger

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Luboru Jiráskovi, CSc. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Anotace

Tato bakalářská práce se zabývá teoretickým popisem funkce iontových motorů využívajících elektrostatické pole k dosažení tahu a praktickým návrhem zdroje napětí schopného napájet jednoduchý model iontového motoru. První část teoretického rozboru se zabývá ionizací pomocí elektrického výboje a druhá část popisuje, jakým způsobem dochází k vytváření tahu pomocí urychlených částic. Nakonec jsou charakterizovány principy získávání vysokého napětí z napětí síťového. Na základě požadavků definovaných v teoretické části je navrhnout a zkonstruován regulovatelný zdroj vysokého napětí pro napájení modelu iontového motoru. Zdroj je postaven na zapojení plného mostu spínaného při nulovém napětí. Každému prvku zdroje je věnována vlastní podkapitola s popisem funkce a nezbytnými výpočty. V závěrečné části jsou uvedeny změřené charakteristiky zdroje.

Klíčová slova

iontový motor, ionizace, urychlování iontů, spínaný regulátor, plný most, zvyšující měnič, násobič napětí

Abstract

This bachelor's thesis' topic is theoretical description of ion thrusters using electrostatic field to generate thrust and practical voltage source design, which is capable to power simple model of an ion thruster. First part of theoretical introduction is focused on ionization through electrical discharge and second one describes how to generate thrust using accelerated particles. In the end are explained principles of high voltage generation from power network's voltage. A regulated high voltage supply for an ion thruster model is designed and built according to requirements defined in the theoretical part. The supply is based on full-bridge converter in zero voltage switching mode. Each part of the power source is described in separated subchapter including essential calculations. Measured characteristics of the power supply are presented in the final part of the thesis.

Key words

Ion thruster, ionization, ion acceleration, SMPS, full-bridge, boost converter, voltage multiplier

Obsah

Seznam použitých zkratek a symbolů.....	7
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek.....	9
Úvod.....	10
1 Iontový motor	11
1.1 Ionizace plynu	12
1.2 Urychlování iontů	15
1.3 Návrh modelu iontového motoru	17
2 Spínané zdroje vysokého napětí.....	19
2.1 Zvyšující měnič	20
2.2 Plný most	20
2.2.1 Fázově posunuté spínání plného mostu	21
2.3 Transformátor	24
2.4 Násobiče napětí	25
3 Návrh a konstrukce zdroje vysokého napětí.....	27
3.1 Násobič napětí.....	28
3.2 Transformátor	30
3.3 Plný most	30
3.4 Řídicí obvod.....	31
3.5 Obvod zpětné vazby.....	36
3.6 Zvyšující měnič do 325 V	38
4 Měření.....	42
4.1 Měření ZV obvodu.....	42
4.2 Oživování násobičů.....	43
4.3 Měření výstupního napětí	43
4.4 Měření nerovnoměrnosti zatížení.....	45
4.5 Měření výstupního zvlnění.....	46
Závěr	47
Zdroje	48
Seznam příloh	51

Seznam použitých zkratek a symbolů

A_L	H	Konstanta jádra cívky nebo transformátoru
C	F	Kapacita, kondenzátor
C_T		Hodnota kapacity kondenzátoru pro nastavení frekvence IO TL494
C_{oos}		Výstupní kapacita tranzistoru
C_{outmin}		Minimální hodnota výstupního kondenzátoru
DCL	%	Střída
E_0	Vm^{-1}	Elektrická pevnost vzduchu $E_0 = 30 \text{ kVcm}^{-1}$
E_v		Intenzita elektrického pole koróny
F_T	N	Tah
I_1	A	Proud primárním vinutím transformátoru
I_{1max}		Maximální proud primárním vinutím transformátoru
I_{Lmax}		Maximální proud cívkou
I_b		Proud paprsku iontů
I_f		Proud diodou
I_{out}		Výstupní proud
I_{sw}		Proud spínačem
I_{zv}		Proud zpětnovazebním obvodem ve VN části
J_i	Am^{-2}	Proudová hustota paprsku iontů
L_{lk}	H	Rozptylová indukčnost
L_{min}		Minimální hodnota indukčnosti cívky
L_{prim}		Indukčnost primárního vinutí transformátoru
M		Atomová hmotnost
M_a	(-)	Relativní atomová hmotnost
N_1	(-)	Počet závitů na primárním vinutí transformátoru
N_2		Počet závitů na sekundárním vinutí transformátoru
P	W	Výkon
P_{in}		Příkon
P_{on}		Ztráty tranzistoru při zapnutém stavu
P_{sw}		Ztráty spínáním
P_z		Ztrátový výkon
Q	C	Náboj
R	Ω	Rezistor, odpor
R_{DON}		Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu
R_T		Hodnota rezistoru pro nastavení frekvence IO TL494
R_i	m	Poloměr vnitřní elektrody ionizátoru
R_o		Poloměr vnější elektrody ionizátoru
$R_{\theta cs}$	KW^{-1}	Tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem
$R_{\theta jc}$		Tepelný odpor mezi polovodičem a pouzdrem
$R_{\theta sa}$		Tepelný odpor mezi chladičem a okolím
T	s	Perioda
T_a		Doba, po kterou je tranzistor sepnutý
U_1	V	Napětí na primárním vinutí transformátoru
U_2		Napětí na sekundárním vinutí transformátoru
U_{FB}		Napětí zpětnovazebního signálu zvyšujícího měniče
U_b		Urychlovací napětí
U_{cc}		Napájecí napětí
U_{exp}		Očekávané napětí
U_{in}		Vstupní napětí
U_m		Maximální napětí
U_{out}		Výstupní napětí

U_{pp}		Napětí špička-špička
U_{prac}		Pracovní napětí rezistorů
U_{ref}		Referenční napětí
U_{rrm}		Maximální opakovatelné závěrné napětí diody
U_v		Napětí nutné k zažehnutí koróny
U_z		Počáteční napětí samostatného výboje
U_{zvin}		Napěťová úroveň ZV signálu, vstupujícího do obvodu zpětné vazby
U_{zvout}		Napěťová úroveň ZV signálu, vystupujícího z obvodu zpětné vazby
W_i	J	Ionizační energie
d	m	Vzdálenost
e	C	Elektron, náboj elektronu – $1,602 \cdot 10^{-19} C$
f	Hz	Frekvence
k	(–)	Transformační poměr
m	kg	Hmotnost
m_i		Hmotnost iontů
m_p		Hmotnost paliva
n	(–)	Počet stupňů násobiče
p	(–)	Počet rezistorů (viz str. 28)
q	C	Elementární náboj – $q = 1,602 \cdot 10^{-19} C$
r	m	Poloměr
t_f	s	Doba trvání sestupné hrany při vypínání tranzistoru
t_r		Doba trvání náběžné hrany při spínání tranzistoru
t_{rr}		Doba závěrného zotavení diody
v	ms^{-1}	Rychlost
v_{ex}		Rychlost paliva opouštějící motor
v_i		Rychlost iontů
$\Delta I_{L\%}$	%	Změna proudu cívkou v procentech
ΔI_L	A	Změna proudu cívkou v ampérech
ΔU_{out}	V	Zvlnění výstupního napětí
ε_0	Fm^{-1}	Permitivita vakua $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} Fm^{-1}$
η	%	Účinnost
ϑ_a	$^{\circ}C$	Okolní teplota
ϑ_j		Teplota polovodiče
Φ	Wb	Magnetický indukční tok
CMOS		Complementary metal-oxid semiconductor
DPS		Deska plošných spojů
IO		Integrovaný obvod
KO		Klopný obvod
MOSFET		Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Tranzistor
PWM		Pulsně-šířková modulace
THT		Through hole technology, elektronické součástky s drátovými vývody
TTL		Tranzistor to tranzistor logic
ZV		Zpětná vazba

Seznam obrázků

Obrázek 1: Voltampérová charakteristika výboje v plynu, převzato z [21].....	12
Obrázek 2: Kladná koróna, převzato z [22].....	14
Obrázek 3: Záporná koróna, převzato z [22].....	14
Obrázek 4: Schéma zapojení mřížek iontového motoru, převzato z [3]	15
Obrázek 5: Model iontového motoru	18
Obrázek 6: Blokové schéma spínaného zdroje, převzato z [24].....	19
Obrázek 7: Schéma zvyšujícího měniče, převzato z [25].....	20
Obrázek 8: Zapojení plný most	21
Obrázek 9: Spínání při nulovém napětí - 1. fáze	22
Obrázek 10: Spínání při nulovém napětí - 2. fáze	23
Obrázek 11: Spínání při nulovém napětí - 3. fáze	23
Obrázek 12: Spínání při nulovém napětí - 4. fáze	24
Obrázek 13: Princip transformátoru, převzato z [26].....	24
Obrázek 14: Princip násobiče napětí, převzato z [11].....	25
Obrázek 15: Blokové schéma zdroje vysokého napětí.....	27
Obrázek 16: Znázornění rozložení potenciálů na uzlech násobiče napětí.....	29
Obrázek 17: Zapojení budiče tranzistorů IR2113 [13].....	31
Obrázek 18: Blokové schéma řídicího obvodu	31
Obrázek 19: PWM modulace pomocí obvodu TL494, převzato z [17]	32
Obrázek 20: Vnitřní zapojení obvodu TL494, převzato z [16]	33
Obrázek 21: Konverze PWM signálu na fázově posunutý obdélníkový signál, převzato z [2] 35	
Obrázek 22: Pravdivostní tabulka obvodu 74HCT123, převzato z [27]	35
Obrázek 23: Součin obdélníkových signálů se signálem ochranného intervalu	36
Obrázek 24: Zpětnovazební signál	37
Obrázek 25: Chlazení výkonových součástek, převzato z [18].....	40
Obrázek 26: Linearita ZV obvodu.....	42
Obrázek 27: Měření výstupního napětí bez zatížení	44
Obrázek 28: Měření rovnoměrnosti zatížení	45
Obrázek 29: Zvlnění při 24 kV a zatížení odporem 48 MΩ.....	46

Seznam tabulek

Tabulka 1: Zvlnění násobičů pro různé hodnoty kondenzátorů	29
Tabulka 2: Navržené rozsahy pro zdroj vysokého napětí	34
Tabulka 3: Požadavky na zvyšující měnič	38
Tabulka 4: Navržené rozsahy zvyšujícího měniče	39
Tabulka 5: Měření linearity ZV obvodu.....	42
Tabulka 6: Měření bez zatížení	44
Tabulka 7: Odchylka zatížení stupňů násobičů	45
Tabulka 8: Měření výstupního zvlnění.....	46

Úvod

Předmět této bakalářské práce je nalézt vhodné řešení a zkonstruovat regulovatelný zdroj vysokého napětí použitelný pro model iontového motoru. Model elektrického pohonu byl navržen a vyroben na základě zadání jako ionizátor pracující na vysokém napětí a několik urychlovacích elektrod s postupně vzrůstajícím napětím. Vzhledem k co největší variabilitě experimentů s elektrickým pohonem musí být zdroj snadno ovladatelný a regulovatelný, zároveň musí poskytovat dostatečný výkon pro ionizaci i urychlování elektronů. První kapitola je věnována funkci iontového motoru, tedy ionizaci plynu elektrickým výbojem a urychlování částic elektrostatickým polem. Na základě těchto principů je navržen a zkonstruován model iontového motoru. V druhé kapitole je obecně popsán spínaný zdroj. Detailněji jsou vysvětleny prvky, které jsou použity v samotném zdroji – zapojení tranzistorů v plném mostu, transformátor, zvyšující měnič a násobiče napětí. Ve třetí kapitole jsou provedeny nezbytné výpočty pro návrh zdroje, který je schopen napájet iontový motor. V poslední kapitole jsou uvedeny výsledky měření. V závěru je zhodnocen celkový výsledek práce.

1 Iontový motor

Iontový motor je specifický případ elektrického pohonu. Tento termín zahrnuje všechny způsoby urychlování těles využívajících elektrickou energii. Nejjednodušší příklad je zvednutí útržku papíru pomocí nabitě plastové tyče. Iontový motor pracuje na principu urychlování iontů pomocí systému mřížek. Tento typ trakce se používá v kosmonautice např. ke korekci dráhy družic ale i jako hlavní pohon při meziplanetárních letech. Hlavní výhodou tohoto typu pohonu je efektivita využití paliva (specifický impuls), vysoká rychlost plasmatu opouštějícího motor a zároveň možnost získávání elektrické energie za letu pomocí solárních panelů. Iontové a Hallovy motory (používající ke generaci plasmatu Hallův jev) většinou používají jako palivo těžké inertní plyny, například xenon [3].

Princip iontového motoru byl popsán již na počátku 20. století americkým inženýrem Robertem Goddardem a nezávisle na něm i ruským vědcem Ciolkovským. První experimentální iontový motor byl vypuštěn na oběžnou dráhu Země na počátku 60. let minulého století. Iontové motory jsou dnes běžně využívány pohon orbitálních i meziplanetárních družic [3].

Elektrické raketové motory, v anglické literatuře označované jako „electric thruster“, se dělí podle metod, které používají k vytvoření tahu. Základní metody jsou: elektrotermální, elektrostatická a elektromagnetická [3]. Při návrhu tohoto modelu bylo vycházeno z konstrukce elektrostatického iontového motoru, a proto popisu jeho funkce bude věnována větší část textu.

Jak již bylo zmíněno, iontové motory se skládají ze tří základních částí – generátoru plasmatu, elektrostatického urychlovače (systém mřížek) a neutralizéru. Katoda uvnitř komory společně s anodou (komora motoru) vytváří plasma. První mřížka extrahuje kladně nabitě ionty z plasmatu a zaostřuje paprsek iontů na druhou, urychlovací mřížku. Vně komory se nachází neutralizační katoda, která proudem elektronů neutralizuje urychlené elektrony, aby nedocházelo k nabíjení komory motoru. Kvalitu motoru ovlivňuje zejména účinnost generátoru

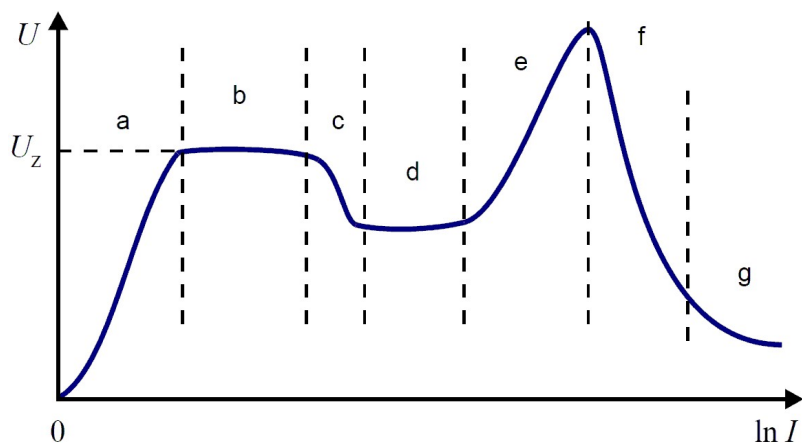
plasmatu a kvalita konstrukce systému mřížek [3]. Schéma zapojení mřížek a ionizátoru lze nalézt v podkapitole „Urychlování iontů“.

V následující části jsou popsány základní principy funkce iontového motoru – ionizace a urychlování (v tomto případě pak elektrostatickou silou) iontů pohonné látky, zpravidla plynu. Vzhledem k dostupnosti bylo rozhodnuto použít vzduch jako pohonnou látku.

1.1 Ionizace plynu

Ionizace plynu je proces, při kterém dochází k uvolňování elektronů z neutrálních atomů a vznikají kladné ionty. Zároveň mohou vznikat i záporné ionty zachycením volných elektronů neutrálními atomy. Ionizací se z nevodivého plynu stává vodič. Aby k ionizaci vůbec došlo, je třeba dodat atomům plynu ionizační energii, díky které dojde k uvolnění elektronu. Tato energie může být plynu dodána např. elektrickým polem, teplem nebo světlem. Pokud dosáhnou částice plynu dostatečné kinetické energie, může docházet k tzv. nárazové ionizaci, což znamená, že dochází ke srážkám mezi částicí s vysokou kinetickou energií (ionizující částice) a ostatními částicemi (ionizované). Srážkou je míněna interakce polí částic, které se k sobě přiblíží na dostatečně malou vzdálenost. Aby došlo k nárazové ionizaci, musí platit [4]:

$$\frac{1}{2}mv^2 \geq W_i \quad (1)$$



Obrázek 1: Voltampérová charakteristika výboje v plynu, převzato z [21]

Pokud kinetická energie částice přesáhne energii ionizační při srážce s jinou částicí, dojde k vytržení elektronu z obalu atomu. Zbytek energie částice předá ionizované částici ve formě kinetické energie. Nárazová ionizace vede k výbojům v plynu (viz obr. 1). V oblasti *a* dochází k nesamostatným výbojům v plynu. Při průrazném napětí U_z začíná samostatný výboj. Korónový

výboj je charakterizován oblastí *c*. V oblasti *d* dochází k doutnavému výboji. Následuje anomální výboj v oblasti *e*. Jiskrový výboj v oblasti *f* je charakteristický poklesem napětí při propojení elektrod a za velmi vysokých proudů (v případě dostatečně tvrdého zdroje) může jiskrový výboj přejít ve výboj obloukový v oblasti *g* [21]. Vzhledem k tomu, že u korónového výboje dochází k velmi silné emisi elektronů, zdá se být nejvhodnější pro ionizaci v navrhovaném modelu iontového motoru [7]. Ke korónovému výboji dochází za atmosférického tlaku v nehomogenním elektrostatickém poli (např. hrot proti desce). Koróna se objeví, pokud je elektrické pole kolem vodiče dostatečně silné na to, aby vytvořilo vodivou oblast kolem vodiče, ale zároveň ne dost silné na to, aby došlo k obloukovému výboji [6]. Proud při koróně se pohybuje kolem 10^{-6} A – 10^{-5} A [7]. Pro vznik koróny ve vzduchu se soustřednými válcovými elektrodami platí podmínka:

$$\frac{R_o}{R_i} > 2,718 \quad , \quad (2)$$

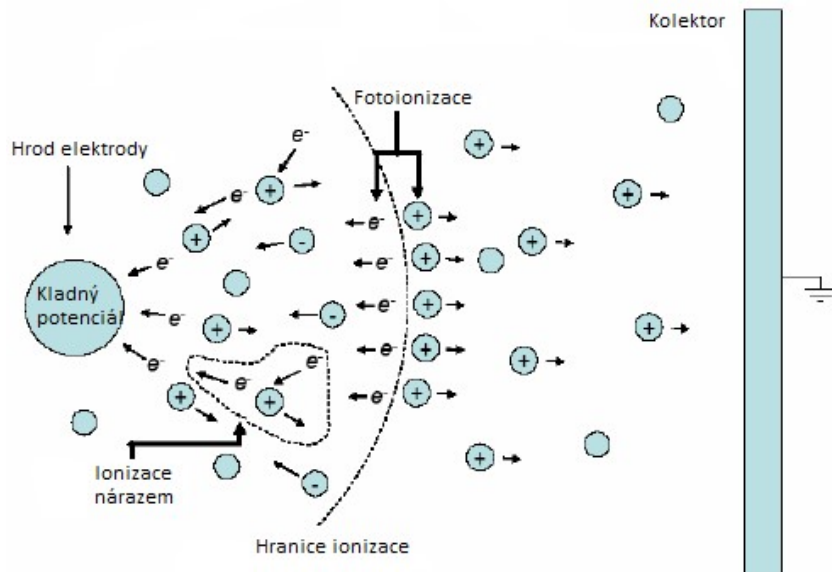
kde R_o je poloměr vnitřní elektrody a R_i je poloměr té vnější. Pokud tato podmínka není splněna a zdroj je dostatečně tvrdý, dojde k obloukovému výboji. Napětí nutné k zažehnutí koróny lze spočítat podle vzorce:

$$U_v = \frac{E_v}{R_i \ln \frac{R_o}{R_i}} \quad (3)$$

$$E_v = E_0 \left(1 + \frac{0,308}{\sqrt{R_i}} \right) \quad (4)$$

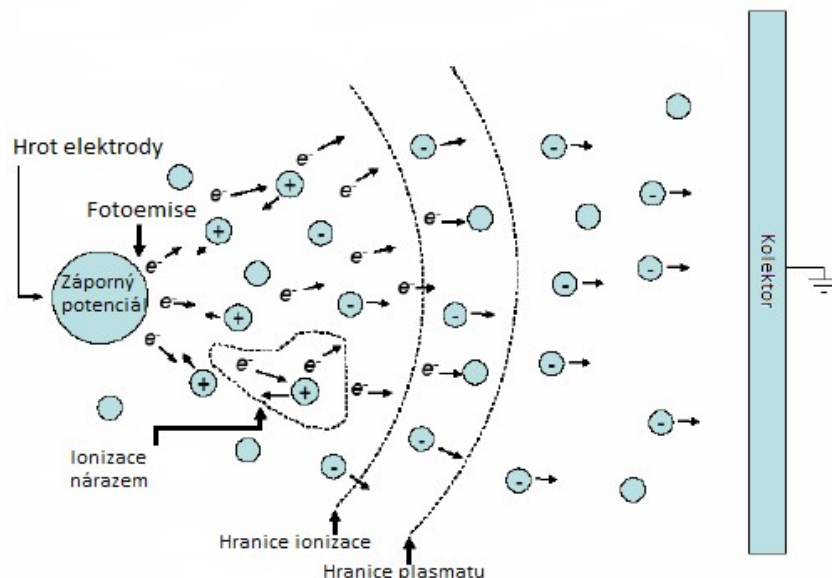
Vztahy jsou převzaty z [8]. Stejně vzorce platí i pro drát ve válci.

Korónu lze rozdělit na kladnou a zápornou. Je-li k hrotu připojeno kladné napětí, jedná se o kladnou korónu a je-li na něm připojeno záporné, jedná se o korónu zápornou.



Obrázek 2: Kladná koróna, převzato z [22]

Elektrony v kladné koruně (obr. 2) směřují směrem ke hrotu a kladné ionty jsou od něj naopak odpuzovány. Čím blíže ke kladné elektrodě, tím více molekul je ionizováno. Sekundární elektrony jsou získávány z plynu obklopujícího zakřivenou elektrodu. Kladnou korónu můžeme rozdělit do dvou oblastí – vnitřní obsahující elektrony a kladné ionty (plasma) a vnější, která se skládá zejména z kladných iontů, pomalu se pohybujících směrem k záporné elektrodě [6].



Obrázek 3: Záporná koróna, převzato z [22]

Záporná koróna (obr. 3) se stejným přiloženým napětím a stejnou geometrií elektrod bude mít o něco větší poloměr. To je způsobeno tím, že elektrony jsou unášeny ven z ionizované oblasti,

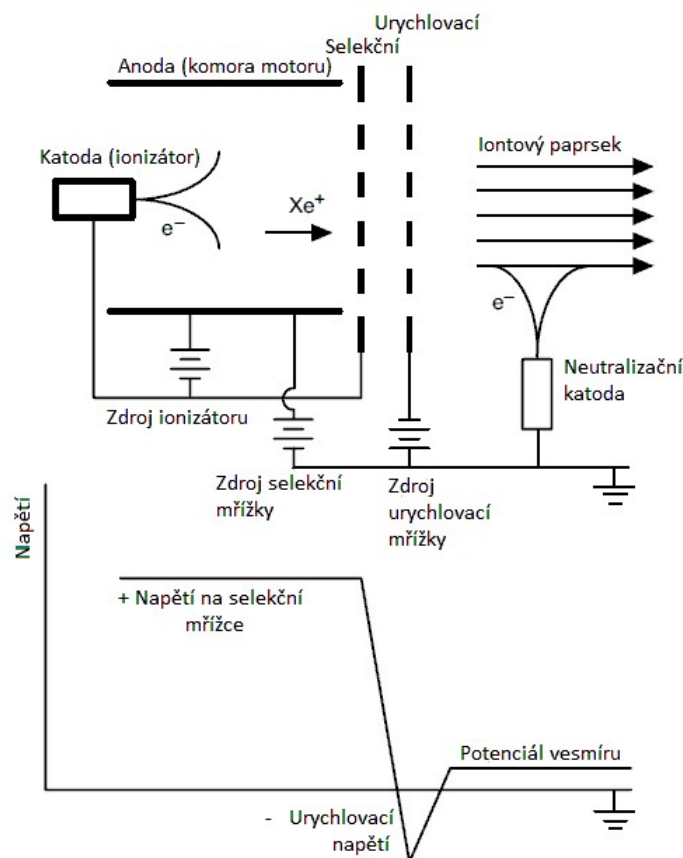
a plasma se tedy rozšiřuje i za tuto hranici. Kolem zakřivené elektrody je vysoká koncentrace kladných iontů. Na rozdíl od kladné koróny je při generování sekundárních elektronů dominantní fotoelektrický jev z povrchu elektrody. Samotné elektrony získané ionizací okolního plynu nejsou schopné korónu udržet, protože se pohybují ven z ionizační oblasti.

Počet volných elektronů je proti kladné koróně až stonásobný. Přesto, že záporná koróna má volných elektronů více, počet elektronů s velmi vysokou energií je u kladné koróny vyšší. To je způsobeno tím, že elektrony u kladné koróny jsou koncentrovány blíže zakřivené elektrodě, a tedy v místě s vyšší intenzitou elektrického pole [6].

Vzhledem k rozložení částic a jejich energií bude zřejmě výhodnější použít kladnou korónu, tzn. kladné napětí na zakřivené elektrodě.

1.2 Urychlování iontů

Urychlování nabitých částic je další důležitý jev použitý v iontových motorech. U reálných iontových motorů je využito systému mřížek s rozdílným potenciálem. První z nich se nazývá v anglické literatuře „screen grid“, neboli selekční mřížka. Jejím úkolem je zajistit, aby ionty



Obrázek 4: Schéma zapojení mřížek iontového motoru, převzato z [3]

urychlené akcelerační mřížkou do ní nenarážely. Srážky urychlených iontů s mřížkou mohou vést k jejímu úplnému zničení. Z toho důvodu je přesný návrh a výroba obou mřížek naprosto zásadní pro účinnost a životnost motoru.

Selekční mřížka je připojena ke kladnému napětí shodnému s katodou generátoru plasmatu nebo je plovoucí [3] (viz obr. 4). Jejimi otvory je usměřován proud iontů na otvory urychlovací mřížky.

Důležitou charakteristikou urychlovače je proudová hustota, kterou je schopen pojmout a urychlit. Proudová hustota je dána Child-Langmuirovou rovnicí

$$J_i = \frac{4\epsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2e}{M}} \frac{\sqrt{U_b^3}}{d^2} \quad (5)$$

U_b je v tomto případě napětí mezi dvěma elektrodami a d je vzdálenost mezi nimi v mm. Pro ionty, které má vzhledem k jejich hmotnosti smysl urychlovat, lze rovnici upravit do tvaru [3]

$$J_i = \frac{5,45 \cdot 10^{-8}}{\sqrt{M_a}} \frac{\sqrt{U_b^3}}{d^2} \quad (6)$$

Pro xenon, který je běžně používané „palivo“ pro iontové motory platí $M_a = 132$. V případě ionizace a urychlování vzduchu, který má charakter směsi, bude dominantním plynem dusík (75,5 % hmotnosti vzduchu) pro ten platí $M_a = 14$. Aby byl urychlovač schopen urychlit co největší počet iontů, musí být vzdálenost mezi elektrodami co nejmenší a zároveň musí být dostatečná, aby nedošlo k průrazu.

Z proudové hustoty lze jednoduše spočítat proud iontů tekoucí otvorem urychlovače (štěrbinou v mřížce)

$$I_b = J_i \cdot \pi r^2 \quad , \quad (7)$$

kde r je poloměr štěrbin v mm.

Samotný tah motoru je definován jako součin časové změny hmotnosti paliva a jeho rychlosti, proto jej lze psát jako [3]

$$F_T = \frac{d}{dt} (m_p v_{ex}) = \dot{m}_p v_{ex} \cong \dot{m}_i v_i \quad (8)$$

Tok masy paliva \dot{m}_p opouštějícího iontový motor je v kgs^{-1} . Vzhledem k minimálnímu vlivu elektronů je tato hodnota téměř rovna toku masy iontů \dot{m}_i . Stejný vztah platí mezi rychlostí

paliva opouštějícího motor v_{ex} a rychlostí iontů v_i . Rychlost masy iontů je přímo úměrná odmocnině urychlovacího napětí

$$v_i = \sqrt{\frac{2qU_b}{M}} \quad (9)$$

Tok masy iontů je naopak přímo úměrný proudu paprsku iontů dle rovnice

$$\dot{m}_i = \frac{I_b M}{q} \quad (10)$$

Po dosazení (9) a (10) do (8) vyjde tah motoru závislý na napětí na urychlovacích elektrodách a proudu iontů [3]

$$F_T = \sqrt{\frac{2M}{e}} I_b \sqrt{U_b} \quad (11)$$

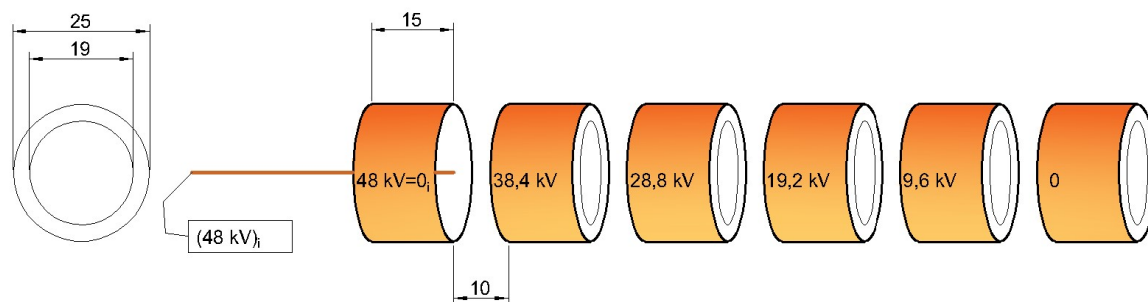
Z tohoto vzorce je zřejmé, že výsledný tah závisí zejména na proudu paprsku iontů, což je parametr daný ionizátorem. Další důležitý parametr je hmotnost masy iontů, která je dána relativní atomovou hmotností (z toho důvodu je pro reálné iontové motory používán nejtěžší z inertních vzácných plynů – xenon). Takto vypočtený tah platí pro jednu šterbinu mřížky.

Vzhledem k náročnosti výroby mřížek bude pro demonstraci funkce iontového motoru použito konstrukce podobné vícestupňovému lineárnímu urychlovači částic. Ten je zpravidla tvořen trubici s několika válcovými elektrodami. Celkový potenciál je na elektrodách rovnoměrně rozložen. Tyto elektrody mimo jiné zajišťují zaostření svazku iontů. Uvnitř trubice by mělo být vakuum, aby nedocházelo ke srážkám urychlených iontů s molekulami vzduchu [20]. Nicméně způsob urychlování je stejný jako u iontových motorů.

1.3 Návrh modelu iontového motoru

Na základě výše zmíněných principů byl navržen model iontového motoru jako lineární vícestupňový elektrostatický urychlovač s elektrickým ionizátorem vzduchu. Model je tvořen transparentní trubicou z umělé hmoty s šesti válcovými elektrodami urychlovače, které jsou umístěny po vnějším obvodu trubky. Hrot a válcová elektroda ionizátoru musí být umístěny alespoň částečně vně trubky. Na obr. 5 je vidět rozmístění elektrod na modelu včetně uzlů (označených číslem maximálního potenciálu dle obr. 16) a rozměry motoru v mm. Uzly označené (48 kV)_i a 0_i patří k ionizátoru. Pro hrot ionizátoru, který je tvořen měděným drátem, musí být splněna podmínka (2). Maximální průměr drátu tedy je 9 mm. Dle dostupnosti byl zvolen drát o průměru 0,9 mm. Intenzitu elektrického pole lze spočítat podle vzorce (4)

$$E_v = 30\left(1 + \frac{0,308}{\sqrt{0,9}}\right) = 39,7 \text{ kVcm}^{-1} \quad (12)$$



Obrázek 5: Model iontového motoru

A z toho lze spočítat potřebné napětí

$$U_v = \frac{39,7}{0,9 \cdot \ln \frac{2,5}{0,9}} = 43,2 \text{ kV} \quad (13)$$

Jak je zmíněno dále, návrh a konstrukce ionizátoru a jeho zdroje není předmětem této bakalářské práce.

Při výrobě modelu je nutné respektovat dostupná napětí zdroje pro urychlovač (počet elektrod) a minimální vzdálenosti elektrod, aby nedocházelo k průrazu vzduchu. Dielektrická pevnost suchého vzduchu je 30 kVcm^{-1} . V praxi je nicméně nutné počítat se zhruba třetinovou hodnotou. Na základě rovnice (6) a rozměrů urychlovače je možné spočítat proudovou hustotu iontů plynu urychlovačem pro ionty dusíku pro maximální napětí $U_b = 9600 \text{ V}$

$$J_i = 137 \text{ } \mu\text{Amm}^{-2} \quad (14)$$

A proud iontového paprsku

$$I_b = 67,3 \text{ mA} \quad (15)$$

Vzhledem k tomu, že napětí mezi všemi elektrodami je stejné, bude i proud iontů stejný. Tah pro průchod iontů mezi dvěma elektrodami pro jednoduše nabitě ionty by podle (11) vyšel

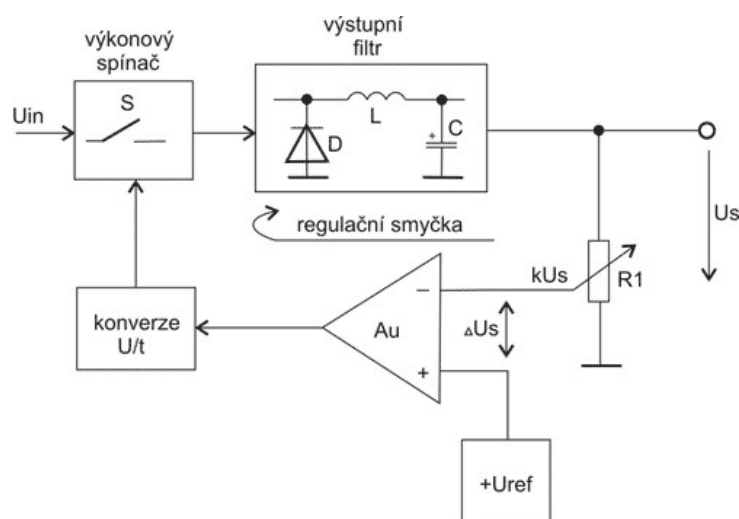
$$F_T = 2,5 \text{ mN} \quad (16)$$

Pro šest elektrod tedy teoreticky až $F_T = 15,0 \text{ mN}$. To ovšem jenom v případě, že ionizátor bude schopen takový proud iontů dodat. Navíc bude docházet ke ztrátám srážkami urychlených iontů s molekulami plynu a se vzdáleností od ionizátoru bude zřejmě klesat účinnost urychlovače.

Na základě zadání má být napětí urychlovače variabilní s maximální hodnotou 48 kV. Napětí ionizátoru, tvořeného hrotem a plochou elektrodou, se v průběhu měření a testů na iontovém motoru nemění, z toho důvodu musí být zdroj energie pro ionizátor nezávislý na zdroji urychlovače. Přesto je vhodné, aby bylo napětí ionizátoru také variabilní.

2 Spínané zdroje vysokého napětí

Cíl této kapitoly je popsat způsoby získávání vysokého napětí za pomoci spínaných zdrojů. Použití spínaného zdroje je proti lineárnímu mnohem výhodnější. Spínané zdroje mohou dosahovat účinnosti až kolem 98 %. Pro vyšší výkony jsou výhodnější i z hlediska ceny. Proti tomu jsou spínané zdroje konstrukčně složitější, náročnější na výběr součástek a vzhledem k vysokým frekvencím a výkonům spínání může docházet k rušení jiných zařízení [1]. Spínané zdroje zpravidla pracují na daleko vyšší frekvenci, než je síťová. Ta je omezena mezními vlastnostmi součástek, zejména výkonových tranzistorů a použité indukčnosti. Dle blokového schématu obecného spínaného zdroje (viz obr. 6) je zřejmé, že základními prvky jsou spínač, indukčnost a výstupní filtr. Vzorek výstupního napětí je porovnáván s referenčním napětím, na základě toho je určena střída (případně frekvence) spínání. Nejčastější způsob řízení spínání je pulzně-šířková modulace (PWM) s pevnou frekvencí a střídou závislou na výstupu komparátoru.



Obrázek 6: Blokové schéma spínaného zdroje, převzato z [24]

Střída DCL je definována jako

$$DCL = \frac{T_a}{T} \cdot 100 \% \quad , \quad (17)$$

kde T_a je doba, kdy je spínač sepnutý a T je doba celé periody. K největším ztrátám u spínaných zdrojů dochází zejména na spínacích prvcích (tranzistorech), odporu indukčnosti, diodě a v logických obvodech řídících spínání tranzistorů.

Proti pouhému vysokonapětovému transformátoru s usměrňovačem mají spínané zdroje výhodu možnosti regulace výstupního napětí právě změnou střídy. Nicméně i přesto se často využívá

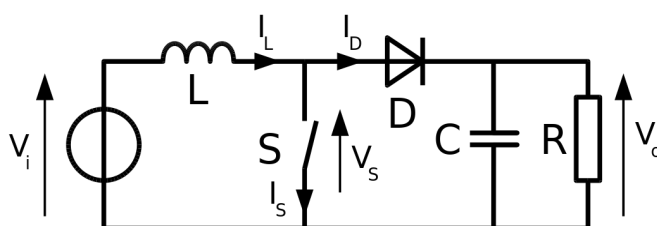
transformátorů a případně násobičů k přeměně nízkého napětí na vysoké. Funkce těchto prvků je popsána dále.

Mezi nejběžnější zapojení spínaných zdrojů patří snižující měnič, zvyšující měnič a invertor. Všechny tyto zdroje využívají jeden induktor k akumulaci energie. Kromě nich existují měniče s transformátorem, například blokující měnič, polomost (používané například v počítačových zdrojích [1]) a plný most (někdy označovaný jako H-most). Cíl této kapitoly není popsat funkce všech těchto měničů, ale pouze těch, které jsou z hlediska výstupních výkonů a napětí zajímavé pro výše definovanou aplikaci a splňují zadáním určené požadavky.

2.1 Zvyšující měnič

Zvyšující měnič mění svou funkcí vstupní stejnosměrné napětí na vyšší. Minimální napětí, kterého je měnič schopný dosáhnout, je rovno vstupnímu. Výstupní napětí lze spočítat podle vzorce

$$U_{out} = \frac{U_{in} \cdot \eta}{1 - DCL} \quad (18)$$



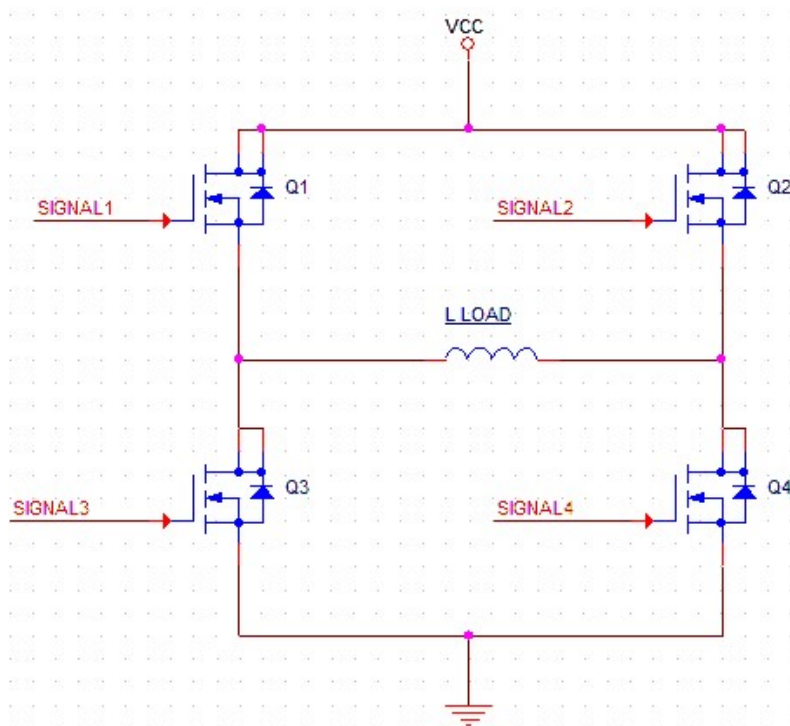
Obrázek 7: Schéma zvyšujícího měniče, převzato z [25]

Na obr. 7 je naznačené principiální schéma měniče. Během doby, kdy je sepnutý spínač, výstupní kondenzátor dodává energii do zátěže. Aby nedocházelo k jeho vybíjení přes spínač, je oddělen diodou, která je při sepnutém spínači polarizovaná závěrně. Proud tekoucí ze zdroje přes cívku lineárně narůstá a energie se akumuluje v magnetickém poli cívky. V okamžiku rozepnutí spínače se indukčnost snaží udržet proud a na cívce vzniká indukované napětí, které se přičítá k napětí vstupnímu. Toto napětí pak napájí výstupní kondenzátor a zátěž [1].

2.2 Plný most

Zapojení plného mostu se používá pro vysoko výkonové (popřípadě vysokonapěťové) aplikace. Výhoda tohoto zapojení je vysoká účinnost. Základ tvoří čtyři tranzistory zapojené do tzv. mostu

(viz obr. 8). Mezi nimi je zapojená zátěž většinou induktivního charakteru (motor nebo transformátor). Jako spínače se většinou používají BJT, FET nebo pro vysokonapěťové aplikace IGBT tranzistory.



Obrázek 8: Zapojení plný most

Při základním způsobu funkce jsou vždy sepnuty dva tranzistory v diagonále. Při sepnutí první diagonály (Q1, Q4) teče proud ze zdroje přes zátěž zleva doprava. Při sepnutí druhé diagonály (Q2, Q3) se otočí směr proudu přes zátěž. Dojde-li k sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi (např. Q1, Q3), vzhledem k nízkému odporu kanálů tranzistorů, bude protékat velmi vysoký zkratový proud, který může vést ke zničení napájecího zdroje nebo můstku. Aby k tomu nedocházelo, bývá řídicí signál zkrácen o ochranný interval, který by měl být zhruba 10 % periody [1].

Výstupní napětí špička-špička plného můstku lze spočítat podle vzorce [10]:

$$U_{out} = 2 \cdot U_{in} \frac{N_2}{N_1} \cdot DCL \quad (19)$$

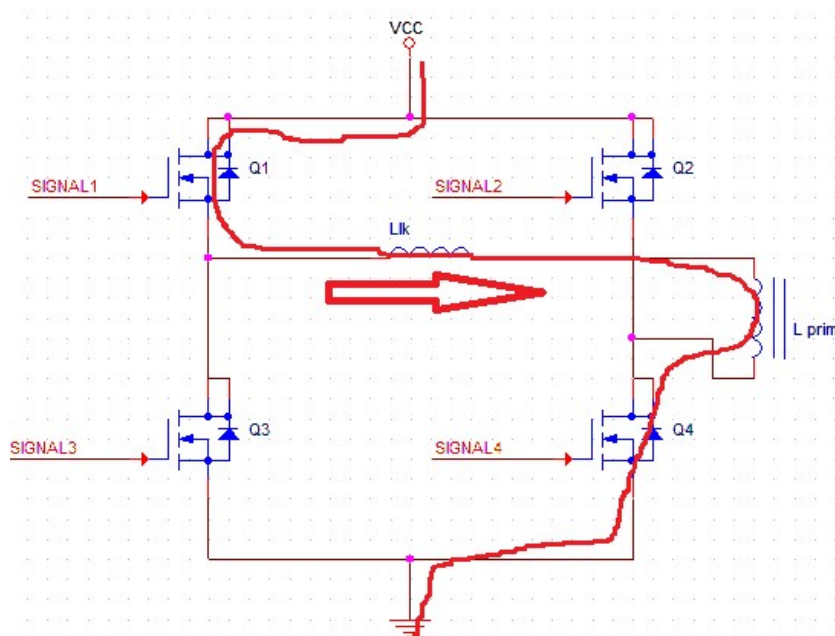
2.2.1 Fázově posunuté spínání plného mostu

Obecně existují dvě kategorie spínání tranzistorů – tvrdé a měkké spínání. Při tvrdém spínání je na tranzistoru napájecí napětí a proud teče z drain do source. To vede k vysokým spínacím ztrátám P_{sw} . Při měkkém spínání je nejdříve vybita výstupní kapacita tranzistoru (C_{oos}). Díky

tomu dojde k sepnutí až ve chvíli, kdy na tranzistoru je (téměř) nulové napětí, což vede k výrazně nižším P_{sw} . To je zásadní zejména při vyšších frekvencích spínání [9].

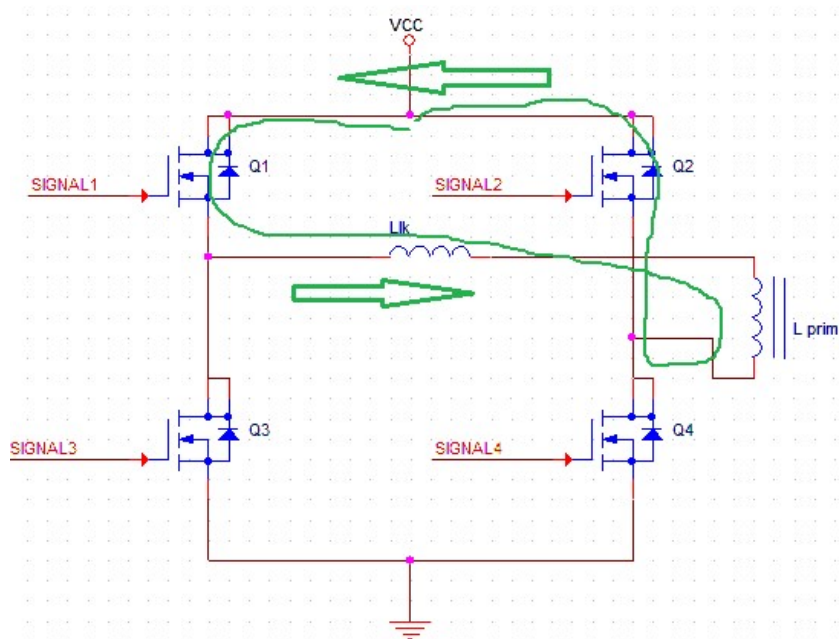
Z důvodu dosažení spínání při nulovém napětí, je můstkové zapojení tranzistorů řízeno fázově posunutými signály mezi oběma diagonálami. Je využíváno rozptylové indukčnosti transformátoru, ve které se ukládá energie potřebná pro vybití C_{oss} . Přepínání z jedné diagonály na druhou se dá rozdělit do několika fází:

1. Je sepnuta 1. diagonála (Q1, Q4). Dochází k přenosu energie na sekundární stranu. Tento stav je znázorněn na obrázku 9. „Llk“ značí rozptylovou indukčnost transformátoru a „L prim“ primární stranu transformátoru. Šipky vyznačují směr proudu.



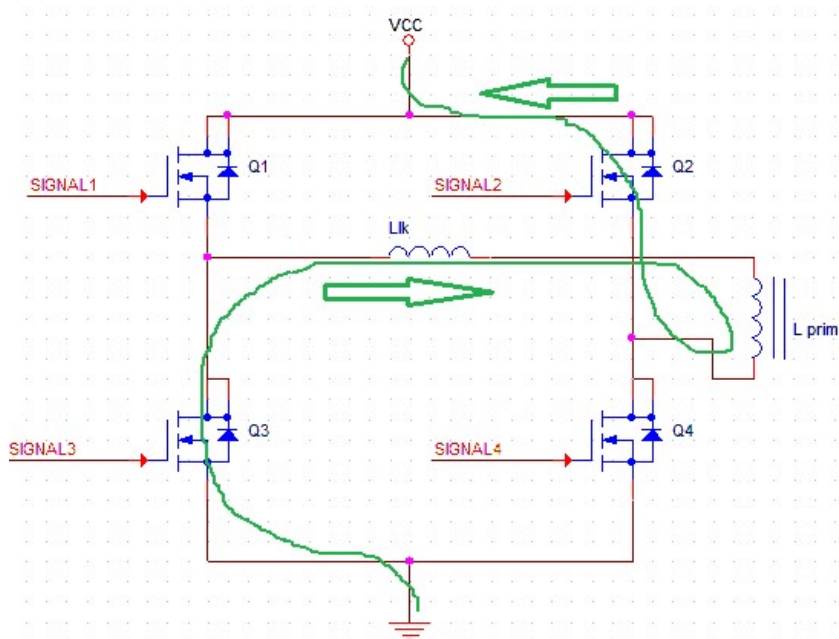
Obrázek 9: Spínání při nulovém napětí - 1. fáze

2. Je vypnut tranzistor Q4, C_{oss2} tranzistoru Q2 je vybíjena přes diodu v těle tranzistoru a Q2 připravován na zapnutí. Nedochozí k přenosu energie na sekundární stranu. Ve chvíli, kdy je C_{oss2} vybita (na Q2 je nulové napětí), je tranzistor sepnut a proud nadále protéká kanálem tranzistoru (viz obr. 10).



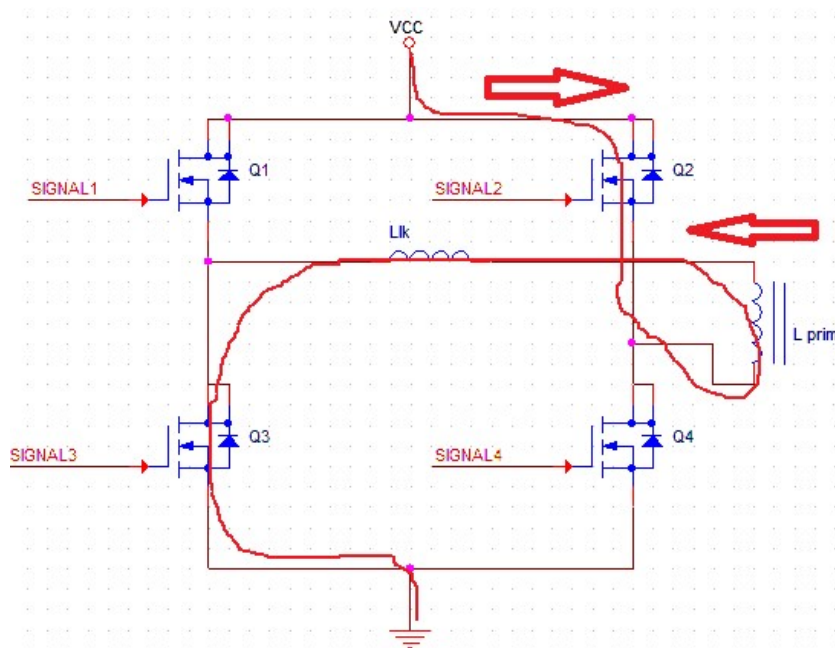
Obrázek 10: Spínání při nulovém napětí - 2. fáze

- Je vypnut tranzistor Q1, C_{oss} tranzistoru Q3 je vybíjena přes diodu v jeho těle a Q3 je připravován na zapnutí. Ve chvíli, kdy je na něm nulové napětí, je tranzistor sepnut (viz obr. 11).



Obrázek 11: Spínání při nulovém napětí - 3. fáze

- Tím je sepnuta druhá diagonála. Tranzistorem Q2 a Q3 protéká proud ze zdroje přes jejich kanály, energie je přenášena do zátěže (viz obr. 12). Děj se analogicky opakuje při spínání první diagonály.



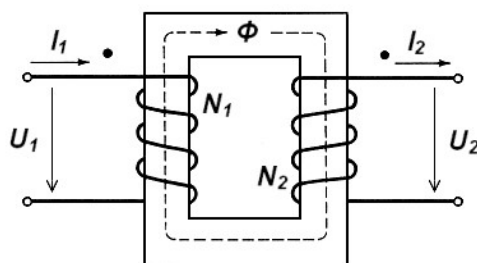
Obrázek 12: Spínání při nulovém napětí - 4. fáze

Aby bylo dosaženo úspěšného sepnutí při nulovém napětí na všech tranzistorech, je nutné, aby během omezeného časového intervalu bylo v L_{lk} uchováno dostatek energie pro nabití a vybití všech C_{os} . Proto energie uchovaná v induktoru musí být vyšší než energie uchovaná v kapacitách dvou tranzistorů (pro sepnutí jedné diagonály) [10].

2.3 Transformátor

Transformátor je zařízení, které mění úroveň vstupního střídavého napětí podle převodu k . Převod je definován následovně:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad (20)$$



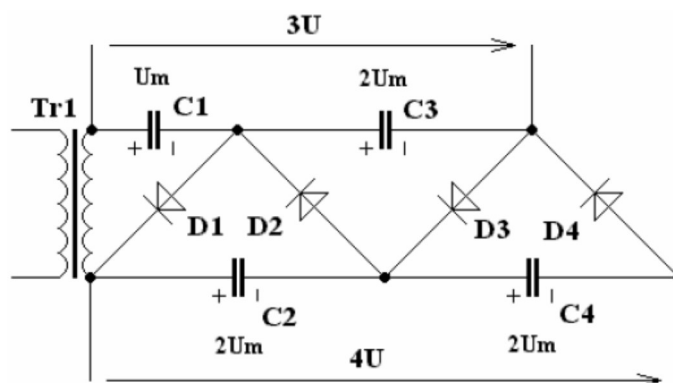
Obrázek 13: Princip transformátoru, převzato z [26]

Kromě převodu patří k základním charakteristikám transformátoru i účinnost, které se pohybuje mezi 80 % - 90 %, u velkých transformátorů až 95 % - 98 %. Princip jeho funkce je znázorněn

na obrázku č. 13. Vstupní proud I_1 vyvolá magnetický indukční tok Φ , který indukuje napětí U_2 na sekundární straně. Transformátory tedy slouží zejména k přeměně vstupního napětí na vyšší nebo nižší podle počtu závitů, případně ke galvanickému oddělení dvou obvodů.

2.4 Násobiče napětí

Násobič napětí je obvod sestavený z diod a kondenzátorů, sloužící k usměrňování a zároveň zvyšování vstupního střídavého napětí. Používá se v zapojeních vyžadujících vysoké napětí až desítek kilovoltů, při nízkém zatěžovacím proudu – např.: lapače hmyzu, ionizátory vzduchu, staré televizní obrazovky nebo lineární elektrostatické urychlovače. Existuje několik typů jejich zapojení. Mezi nejběžnější patří kaskádní (obr. 14).



Obrázek 14: Princip násobiče napětí, převzato z [11]

V kladné půlplně je dioda D1 polarizována propustně a kondenzátor C1 se nabíjí na špičkové napětí na transformátoru. V záporné půlplně je D1 polarizována závěrně a D2 propustně. Napětí na C1 se sečte se špičkovým napětím na transformátoru a C2 se nabije na dvojnásobné špičkové napětí. V další kladné půlperiodě jsou polarizovány propustně D1 a D3 a kondenzátor C3 se nabíjí na napětí $2U_m$. Tento děj ovšem neprobíhá postupně, ale najednou. S rostoucím počtem stupňů se kapacita násobiče (vzhledem k sériovému řazení kondenzátorů) snižuje, a tedy klesá schopnost násobiče dodávat proud do zátěže [11]. Z toho důvodu je při vyšším počtu stupňů výhodnější zapojit polovinu stupňů tak, jak je znázorněno dále na obr. 16.

Zvlnění výstupního napětí ΔU_{out} je závislé na frekvenci napětí, počtu stupňů násobiče a velikosti kondenzátorů. Velikost ΔU_{out} lze odvodit z rovnice [2]

$$dQ = C \cdot du \quad (21)$$

Na základě toho platí

$$\Delta U_{out} = \frac{1}{C} \cdot \Delta Q \quad (22)$$

C je výstupní kapacita násobiče. Pro náboj odčerpaný za dobu jedné periody platí

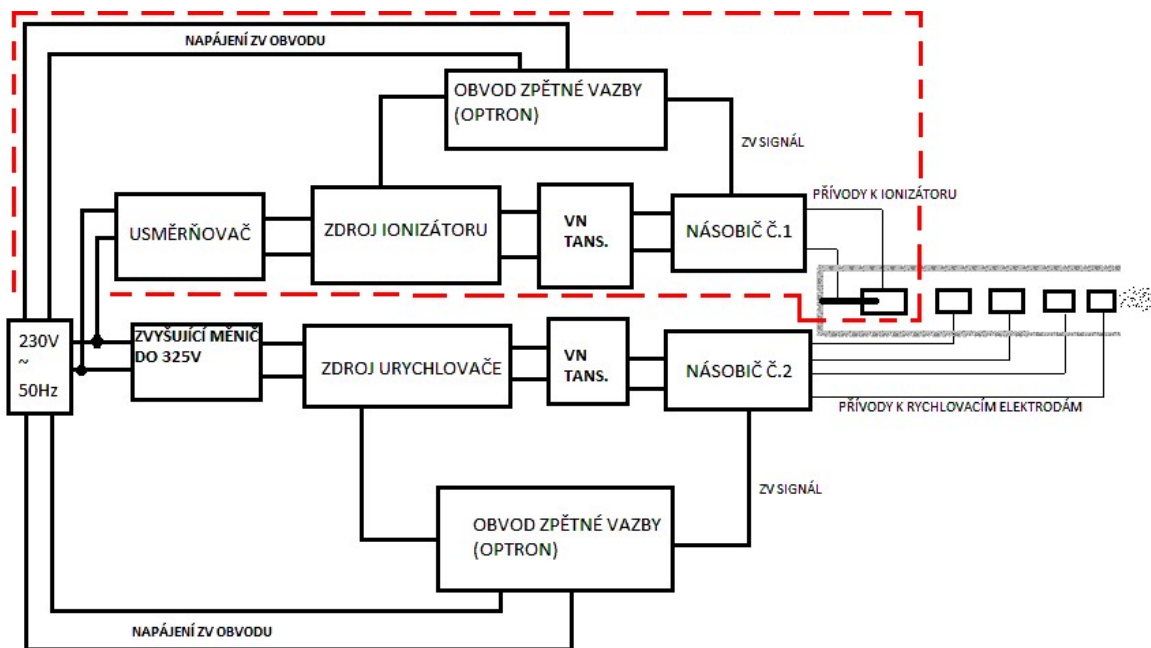
$$\Delta Q = I_{out} \cdot T = \frac{I_{out}}{f} \quad (23)$$

Existuje několik způsobů kombinace velikostí kondenzátorů – se shodnou kapacitou, liché kondenzátory mají dvojnásobnou kapacitu proti sudým nebo s kapacitou kondenzátorů narůstající s přímou úměrou. Nejčastěji používaný a pro požadovanou funkci nejzajímavější je první způsob, kde platí [2]

$$\Delta U_{out} = \frac{I_{out} \cdot n(n+1)}{2 \cdot C \cdot f} \quad (24)$$

3 Návrh a konstrukce zdroje vysokého napětí

Cíl této kapitoly je popsat návrh a konstrukci zdroje vysokého napětí definovaného v zadání. Na doporučení vedoucího práce vychází koncepce z návrhu Ing. Davida [2], nicméně došlo k výrazným úpravám a rozšíření funkcí.



Obrázek 15: Blokové schéma zdroje vysokého napětí

Na základě výše zmíněných charakteristik (viz kapitola „Návrh iontového motoru“) je nutné vytvořit dva nezávislé zdroje – jeden pro ionizátor a druhý pro urychlovač. Vzhledem k rozsahu a zadání bakalářské práce bude popsán a zkonstruován pouze zdroj energie pro urychlovač, který je konstrukčně náročnější. Předpokládaný zdroj ionizátoru, vyznačený červenou přerušovanou čarou je pak konstrukčně téměř identický (viz obr. 15). Na základě zadání má mít zdroj max. 48 kV výstupního napětí a výstupní proud 1-2 mA, výstupní napětí musí být variabilní. Součástky pro takový výstupní usměrňovač a filtr jsou špatně dostupné. Z toho důvodu je vhodnější použít násobič napětí.

Dle zadání musí být zdroj navržen na výkon

$$P = U_{out} \cdot I_{out} = 48000 \cdot 0,002 = 96 \text{ W} \quad (25)$$

Z důvodu příliš vysokého napětí pro běžné zvyšující nebo snižující měniče, bylo rozhodnuto o použití vysokonapěťového televizního transformátoru se dvěma násobiči napětí. Primární strana

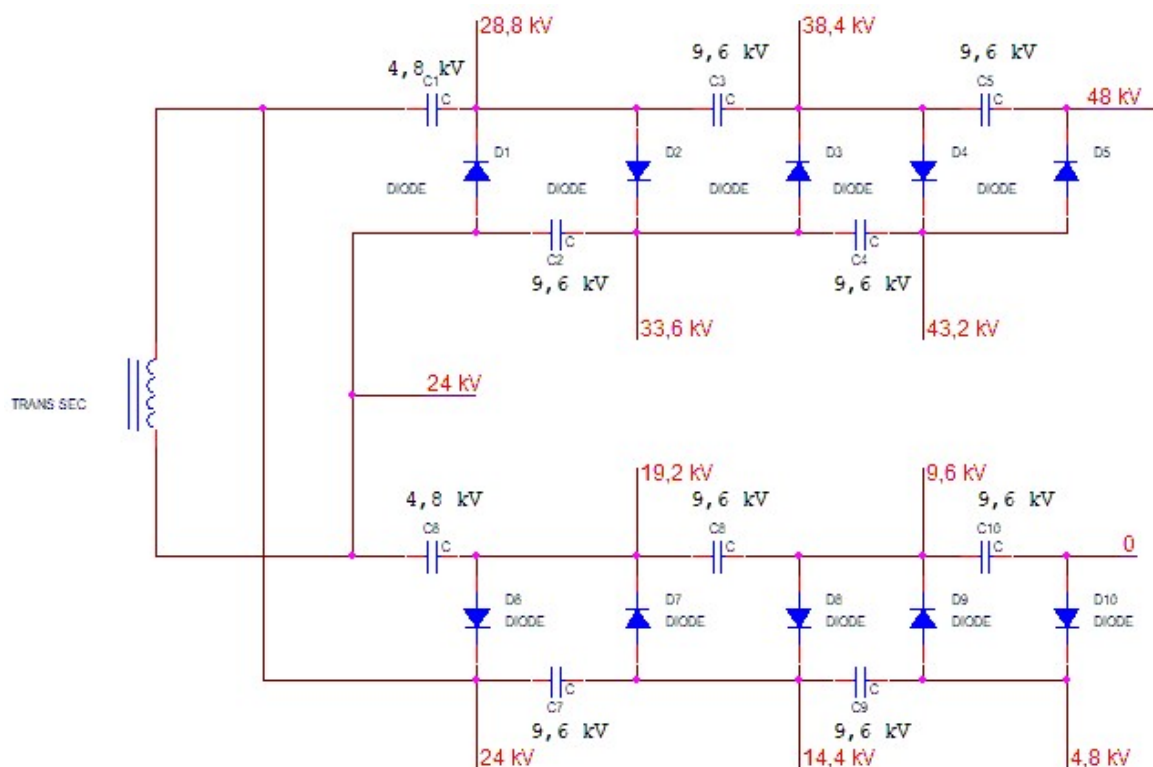
transformátoru je připojena na diagonálu plného můstku. V návrhu Ing. Davida je na můstek přivedeno usměrněné síťové napětí (325 V). Pro regulaci s jediným potenciometrem v jednom rozsahu je to již relativně vysoké napětí. Z toho důvodu, byl navržen předřadný spínaný zdroj (v topologii boost), jehož úkol je regulovat napětí na můstku od minimálního napětí podle sekundárního vinutí síťového transformátoru T2 (viz příloha G) až po výše zmíněných 325 V. Pro přehlednost bude návrh zdroje popsán od výstupních prvků tedy násobiče a transformátoru. Můstek bude spínat s již ověřenou frekvencí 92 kHz [2].

3.1 Násobič napětí

Při návrhu násobiče napětí je nutné pamatovat zejména na mezní hodnoty součástek, tedy maximální závěrné napětí diod U_{rrm} a maximální dovolené napětí kondenzátorů. Zároveň je nutné vybrat dostatečně rychlé diody s ohledem na frekvenci napětí na transformátoru a s dostatečným maximálním proudem. Vzhledem k dostupnosti a ceně kondenzátorů pro maximální napětí 10 kV bylo zvoleno uspořádání dvou násobičů, každý o pěti stupních (viz obr. 16). Na základě toho lze spočítat maximální napětí na transformátoru na $U_m = 4,8$ kV, z toho plyne špičkové napětí $U_{pp} = 2U_m = 9,6$ kV. Pro dobu závěrného zotavení musí platit

$$t_{rr} \ll \left(\frac{1}{f} = 10,87 \mu\text{s}\right) \quad (26)$$

Na základě těchto parametrů byly zvoleny diody DD1800 od společnosti Diotec. Diody mají prahové napětí 40 V a $U_{rrm} = 18$ kV. Bližší informace lze nalézt v technickém listu [15]. Relativně vysoké prahové napětí bude mít negativní vliv i na výstupní napětí.



Obrázek 16: Znáznornění rozložení potenciálů na uzlech násobiče napětí

Na obr. 16 je znázorněno zapojení obou násobičů s transformátorem. Červeně jsou vyznačena stejnosměrná napětí na jednotlivých uzlech vzhledem k referenčnímu uzlu 0^1 . Při výpočtu jednotlivých napětí lze vycházet ze znalosti minimálního (0 – referenční uzel), maximálního napětí (48 kV) a napětí na jednotlivých kondenzátorech (vyznačeny černě). Schéma je pouze ilustrační, konkrétní zapojení lze nalézt v příloze E i se seznamem součástek.

Na základě (24) lze spočítat zvlnění výstupního napětí pro výstupní proud 2 mA. Bylo uvažováno o několika hodnotách kondenzátorů a zapojeních. Nakonec byla připravena DPS (deska plošných spojů) pro paralelní zapojení až dvou kondenzátorů. V tab. 1 jsou shrnuty výsledky zvlnění pro dvě různé velikosti kondenzátorů při maximálním napětí a zatížení proudem 2 mA (dle vzorce (24)).

Kapacita	ΔU_{out} (kV)	ΔU_{out} (%)
2n2	543	1,13
2x 1n5 paralelně	399	0,83

Tabulka 1: Zvlnění násobičů pro různé hodnoty kondenzátorů

¹ 0 je označení referenčního uzlu pro účely zapojení iontového motoru. Zpětnovazební signál je vztažen k referenci GFB, která je téměř uprostřed mezi potenciálem 0 a 48 kV (viz příloha E).

Při návrhu plošného zdroje bylo nutné respektovat dielektrickou pevnost vzduchu a z ní plynoucí minimální vzdálenost součástek a spojů. I přesto je doporučeno zalít násobiče vhodným dielektrikem – transformátorovým olejem, parafinem nebo jiným zalévacím materiálem.

3.2 Transformátor

Základním prvkem zdroje je VN transformátor typu 6PK 600V 60. Tento typ transformátoru původně sloužil v televizích (společně s televizními násobiči) pro získání vysokého napětí, kterým je možné pohybovat elektronovým paprskem. Důležitou charakteristikou jádra transformátoru je jeho konstanta A_L . Tu lze zjistit z katalogu Fonox - jedná se o typ U70 a materiál H21. Dle katalogu Fonox jádro transformátoru limituje maximální frekvenci spínání na 200 kHz. Pro indukčnost primárního vinutí transformátoru L_{prim} platí:

$$L_{prim} = N_1^2 \cdot A_L \quad (27)$$

$$A_L = 3,3 \mu\text{H} \quad (28)$$

Měřením bylo zjištěno, že na sekundárním vinutí transformátoru je 600 závitů. Dle (19) a znalosti napětí na sekundárním vinutí transformátoru lze spočítat

$$N_1 = \frac{2U_{in}N_2 \cdot DCL}{U_{out}} = \frac{2 \cdot 325 \cdot 600 \cdot 0,9}{9600} = 37 \quad (29)$$

Dle (27) lze pak spočítat indukčnost primárního vinutí $L_{prim} = 4,52 \text{ mH}$. Jak je zmíněno výše, tranzistory jsou řízeny obdélníkovým signálem s pevnou padesátiprocentní střídou a frekvencí 92 kHz. Z těchto znalostí a ze znalosti maximálního napětí na můstku lze spočítat maximální proud tekoucí primárním vinutím:

$$I_{1max} = \frac{U_m \cdot DCL}{L_{prim} \cdot f} = \frac{325 \cdot 0,5}{4,52 \cdot 10^{-3} \cdot 92000} = 0,39 \text{ A} \quad (30)$$

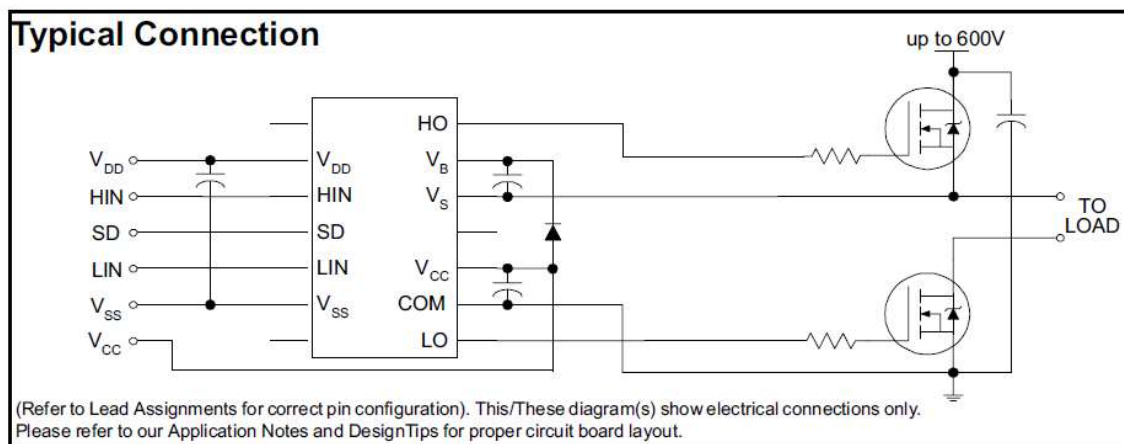
Tato hodnota bude zásadní při návrhu zvyšujícího měniče.² Pro primární vinutí bylo použito smaltovaného drátu o průměru 0,6 mm, který je plně dostačující pro danou hodnotu proudu.

3.3 Plný most

Plný můstek a jeho řídicí obvod je jádrem celého zdroje. Jeho funkce byla již popsána výše. Obvod můstku byl v souladu se zadáním převzat z [2]. Jako spínací prvky jsou zvoleny tranzistory typu MOSFET IRF830. Jeho mezní hodnoty jsou plně dostačující pro dané zapojení [12]. Tranzistory jsou spínány dvojicí budičů IR2113, který gate tranzistorů dokáže spínat a vypínat proudem až 2 A. Tento IO je určen pro nezávislé řízení spínání dvou tranzistorů v jedné

² Ve skutečnosti by tato hodnota měla být o něco nižší vzhledem k maximální střídě PWM 90 % a ochrannému intervalu.

větví mostu. Analogicky je nutné použít druhý takový obvod pro druhou větev můstku. Použití budičů je výhodné zejména kvůli výraznému snížení spínacích ztrát tranzistorů P_{sw} . Typické zapojení IR2113, převzaté z technického listu obvodu, je znázorněno na obr. 17. Řídicí signál je přiveden na vývody HIN a LIN, samotné tranzistory jsou pak připojeny přes rezistor k vývodům HO (horní tranzistor) a LO (spodní tranzistor).

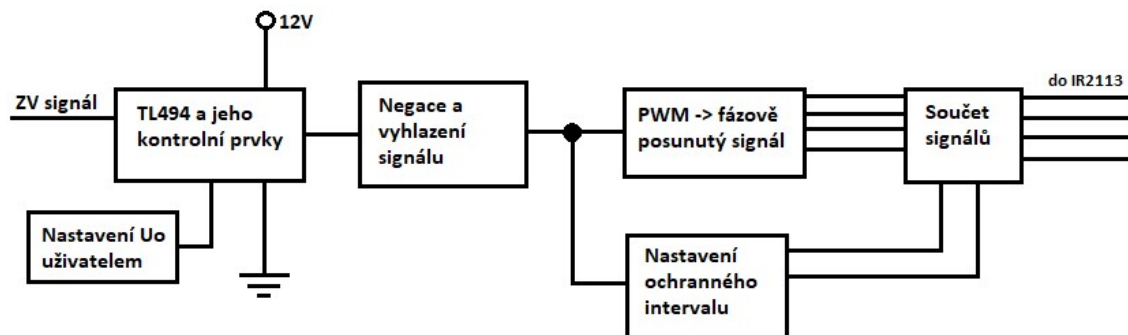


Obrázek 17: Zapojení budiče tranzistorů IR2113 [13]

V příloze D lze nalézt schématické zapojení a seznam součástek, návrh DPS je uveden v práci Ing. Davida [2].

3.4 Řídicí obvod

Na obr. 18 je znázorněno blokové schéma řídicího obvodu. Základ tvoří IO TL494 napájený 12 V a řízený zpětnovazebním (ZV) signálem a uživatelem. Výstupní PWM signál je dále negován a vyhlazován, jeho vzorek je odebírán pro synchronizaci nastavení ochranného intervalu. PWM signál je převeden na fázově posunutý a nakonec sečten s ochranným intervalem.

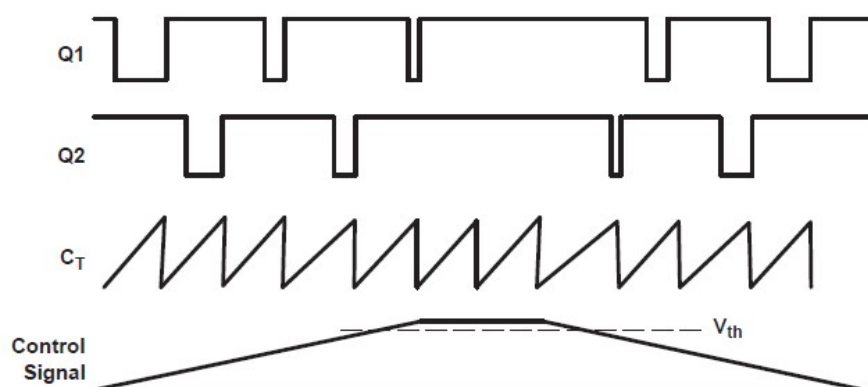


Obrázek 18: Blokové schéma řídicího obvodu

Integrovaný obvod TL494 poskytuje několik funkcí nezbytných pro stavbu obvodů řízených PWM. Na obr. 20 je vidět funkční diagram obvodu převzatý z jeho technického listu [16]. Základ tvoří dva zesilovače odchylky, jeden je určen pro kontrolu výstupního napětí a druhý pro regulaci proudu. Obvod disponuje zabudovaným oscilátorem s frekvencí až 300 kHz nastavitelnou vnějším rezistorem a kondenzátorem (vývody RT a CT) [1]. Jejich velikost lze spočítat podle

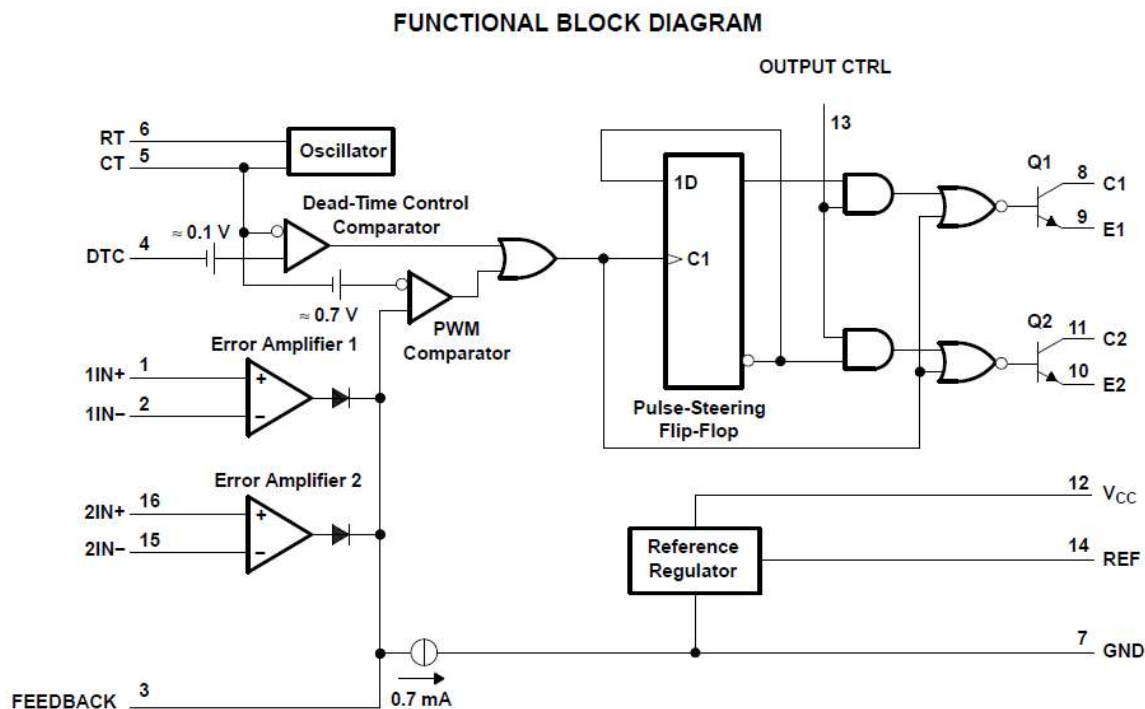
$$f = \frac{1,1}{R_T \cdot C_T} \quad (31)$$

Přiložením napětí 0 V – 3,3 V na vstupní vývod DTC lze nastavit maximální výstupní střihu obvodu na 0 % – 97 %. Pouhým uzemněním vývodu bude nastavena právě hodnota 97 % vzhledem k vnitřnímu off-setu 0,1 V (viz funkční diagram na obr. 20). Samotná pulzně šířková modulace je znázorněna na obr. 19. Kontrolní signál (napětí na vývodu 3, tedy výstup zesilovačů odchylky) je porovnáván s pilovým signálem oscilátoru (na vývodu 5). S tím, jak se mění úroveň kontrolního signálu od cca 0,5 V do 3,5 V (V_{th}), se mění i střída výstupního signálu na tranzistorech Q1 a Q2 [17]. Minimální úroveň kontrolního signálu se v praxi pohybuje kolem 0,7 V – 0,9 V, což je způsobeno zabudovanou diodou na vstupním vývodu CT [17].



Obrázek 19: PWM modulace pomocí obvodu TL494, převzato z [17]

Funkce dvou výstupních tranzistorů lze nastavit pomocí vývodu 13. Je-li uzemněn, pracují tranzistory v jednočinném, v případě připojení k referenci v dvojčinném zapojení. Nevýhoda tohoto IO je, že nenabízí možnost negace výstupního signálu.



Obrázek 20: Vnitřní zapojení obvodu TL494, převzato z [16]

V příloze B lze nalézt schéma celého řídicího zdroje. Obvod TL494 je napájen 12 V. Frekvenci lze nastavit trimrem $R2^3$ v rozsahu zhruba 20 kHz – 234 kHz. Vzhledem k nutnosti použití jednoho PWM signálu je vývod 13 uzemněn a výstupní signál je odebírán pouze z jednoho tranzistoru. Dle zadání není nutné omezovat ani nijak kontrolovat výstupní proud, proto jsou vývody druhého zesilovače odchylky uzemněny, čímž je vyrazen z provozu. Pomocí rezistorů $R3$ a $R4$ je maximální střída nastavena na 90 %, zároveň je k nim připojen kondenzátor pro tzv. soft-start, který je zapojen z důvodu ochrany obvodů před chybnými signály při zapojení napájecího napětí [17]. Cyklus pomalého náběhu bývá většinou navržen na 25 – 100 period. Pro velikost kondenzátoru $C3$ tedy platí [17]

$$C = \frac{\text{počet period} \cdot T}{R} = \frac{50 \cdot 10,87 \cdot 10^{-6}}{100} \cong 4,7 \mu\text{F} \quad (32)$$

Vzhledem k velikému výstupnímu rozsahu napětí (cca 0 – 48 kV) bylo rozhodnuto o zapojení přepínače rozsahů SW1 (tab. 2). Změnou referenčního napětí pomocí potenciometru $R5$, které je přivedeno na záporný vstup zesilovače odchylky, lze měnit výstupní napětí ve čtyřech rozsazích.

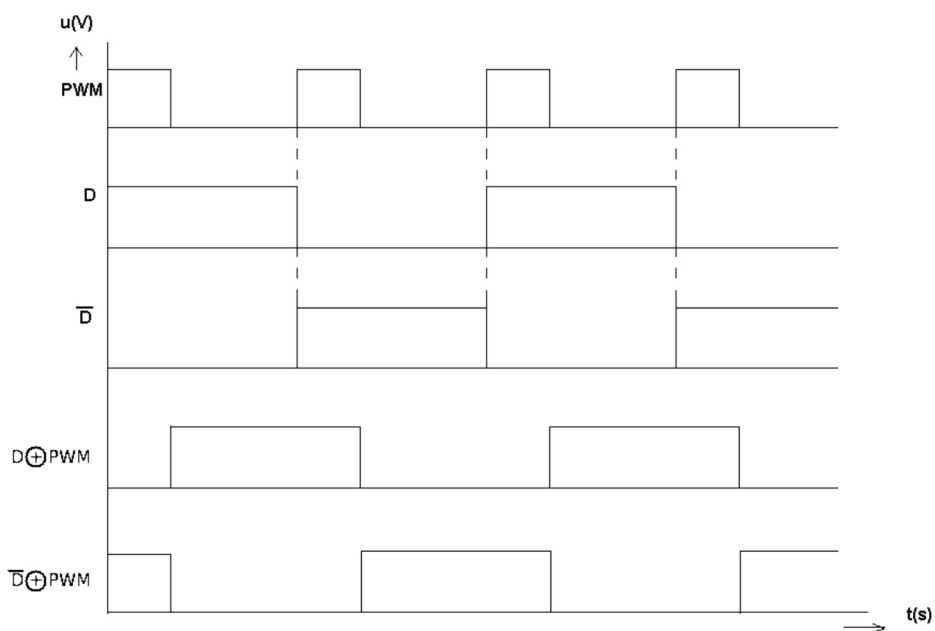
³ Referenční čísla součástek v této podkapitole se vztahují k příloze B.

1. Rozsah	0 – 12 kV
2. Rozsah	0 – 24 kV
3. Rozsah	0 – 36 kV
4. Rozsah	0 – 48 kV

Tabulka 2: Navržené rozsahy pro zdroj vysokého napětí

Vzhledem k použité velikosti napájecího napětí musí být referenční napětí (i napětí zpětnovazebního signálu) omezeno na max. 10 V, neboť maximální vstupní napětí zesilovačů odchylky je $U_{out} = U_{cc} - 2 \text{ V}$ [16]. Jednotlivé rozsahy jsou nastaveny pomocí rezistorů R16 až R31, které jsou zapojeny vždy dva v sérii z důvodu přesnějšího nastavení.

Signál PWM je odebírán z vývodu 8 a dále zpracováván integrovanými obvody řady 74HCTxx. Jedná se o logické obvody CMOS kompatibilní s TTL logikou. Obvody jsou napájeny 5 V. Signál je nejdříve tvarován a negován pomocí jednoho invertoru 74HCT04. Dále je nutné zajistit konverzi PWM signálu na čtyři signály vzájemně fázově posunuté. K tomu byl použit obvod navržený podle [2]. Jeho základem je IO 74HCT74, což je vlastně klopný obvod (KO) typu D reagující na náběžnou hranu. Zde je nicméně zapojen jako klopný obvod typu T (negovaný výstup je zapojen do vstupu D). KO typu T vždy s náběžnou hranou změní výstupní stav na inverzní k předchozímu. Tím zároveň dochází ke snížení frekvence na polovinu, proto je nutné nastavit frekvenci TL494 na 184 kHz. Na taktovací vstup CLK je přiveden PWM signál. Vzhledem k jeho pevné frekvenci nebude mít jeho střída žádný vliv na funkci obvodu 74HCT74. S tímto signálem a se signálem PWM je proveden exkluzivní součet (XOR) pomocí hradla 74HCT86, čímž je dosaženo fázového posuvu proti druhým dvěma signálům. Na obrázku 21 je pak vidět výstup prvních dvou hradel. Druhá dvě lze jednoduše dopočítat. Jejich fázový posun není ovlivněn střídou PWM signálu.



Obrázek 21: Konverze PWM signálu na fázově posunutý obdélníkový signál, převzato z [2]

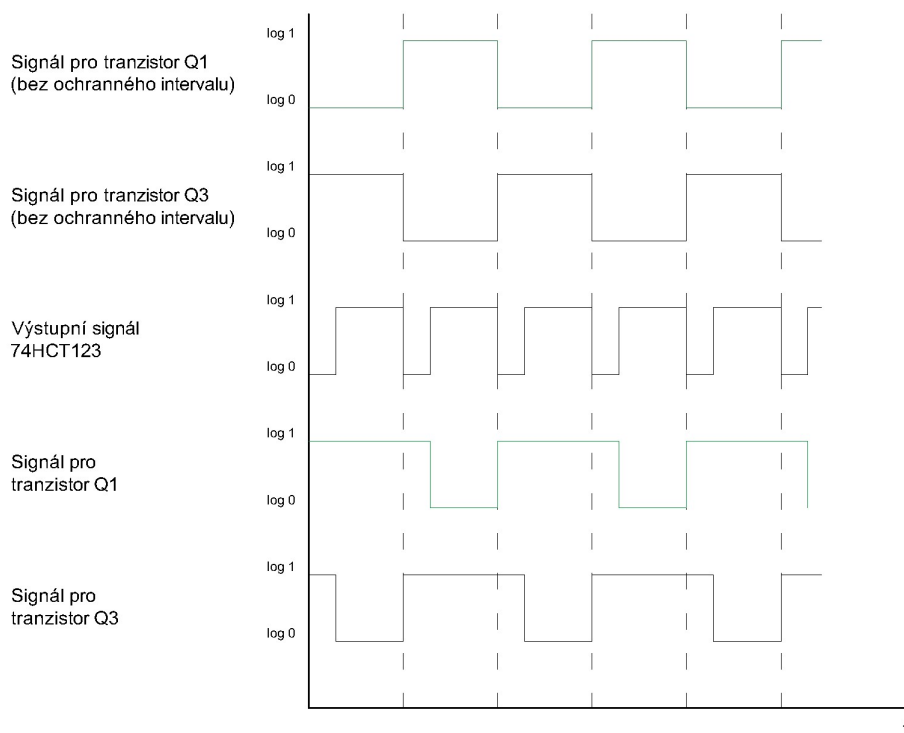
Jak již bylo zmíněno v teoretické části, řízení plného můstku se neobejde bez ochranného intervalu, který zabraňuje tomu, aby došlo k sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi najednou. Ten by měl být nastaven na 10 % periody, z každé strany tedy zhruba 0,5 μ s. Ochranný interval je vytvářen pomocí dvou monostabilních KO integrovaných v obvodu 74HCT123. Zapojení obvodu bylo navrženo podle [2]. Níže je uvedena pravdivostní tabulka obvodu (viz obr. 22). Obvod generuje impuls, jehož délku lze nastavit pomocí externích součástek připojených k vývodům C a R/C. Je vhodné, aby tento impuls byl nastavitelný pomocí trimrů v případě změny funkce obvodu (např. změny frekvence) a z důvodu tolerance součástek. Pro pravé rameno tranzistorů (blok B), jejichž signál je totožný s výstupem odbodu 74HCT74, je ochranný interval synchronizován s náběžnou hranou PWM signálu (negovaný vstup A je uzemněn a na B je přiveden signál). Druhé rameno (blok A) naopak reaguje na sestupnou hranu (z důvodu fázového posuvu signálu).

\overline{nRD}	\overline{nA}	nB	nQ	\overline{nQ}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	\uparrow		
H	\downarrow	H		
\uparrow	L	H		

Obrázek 22: Pravdivostní tabulka obvodu 74HCT123, převzato z [27]

Fázově posunutý signál a signál ochranného intervalu jsou zkombinovány pomocí funkce NAND, tedy hradla 74HCT00. Z obr. 23 je patrné, že signály pro tranzistory Q1 a Q3 se překrývají. Je nutné si uvědomit, že na optronech U2, U3, U5, U6 (viz příloha D) před budičem tranzistorů dojde k inverzi signálů.

Ke každému z IO je připojen blokovací kondenzátor velikosti 100 nF. Na DPS jsou umístěny vývody signálů pro kontrolu a měření. Napájecí vstupy jsou chráněny Zenerovými diodami proti přepólování. Pro napájení řídicího obvodu a budičů tranzistorů byl navržen pomocný zdroj, jehož schéma a positiv pro výrobu DPS jsou uvedeny v příloze F.



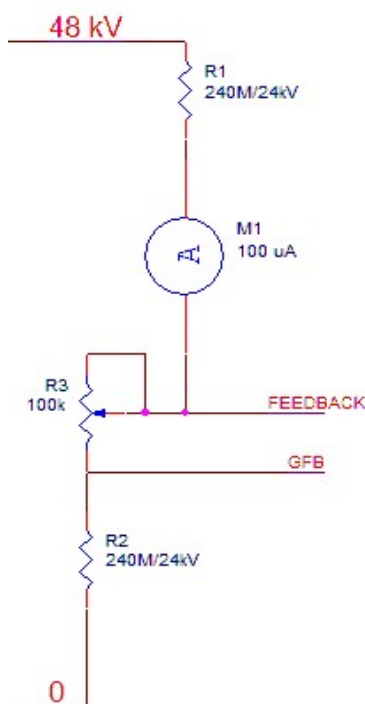
Obrázek 23: Součin obdélníkových signálů se signálem ochranného intervalu

3.5 Obvod zpětné vazby

Zpětná vazba (ZV) je zcela zásadním prvkem stabilizace a regulace napětí ve spínaných zdrojích. Většinou je odebírán vzorek výstupního napětí, který je porovnáván s přesnou referencí. Vzhledem k plovoucímu a vysokému napětí na sekundární straně transformátoru je vhodné galvanicky oddělit řídicí obvod od násobičů napětí. K tomu slouží optron SFH6186-3. Jeho výhodou je nízké prahové napětí 1,1 V. Diodou neprotéká příliš velký proud při plném otevření (5 mA), což je zásadní pro jednoduchost a kompaktnost obvodu zpětné vazby [13].

Problém zapojení ZV obvodu je, že při jednoduchém připojení optronu k ZV signálu by se optron začal otevírat až od zhruba 4,5 kV. Z toho důvodu je nutné držet optron neustále na prahovém napětí a zpětnovazební signál přivádět na již v podstatě otevřený optron. Proto je do ZV obvodu zařazen operační zesilovač LM741 v zapojení neinvertující sumátor se zesilením 1 (viz příloha C), pro něž platí

$$U_{out} = 12 \cdot \frac{R4}{R4 + R6} + U_{zvin} \cdot \frac{R6}{R4 + R6} \quad (33)$$



Obrázek 24: Zpětnovazební signál

Rezistorem R4⁴ lze tedy nastavit diodu optronu na začátek jeho lineární charakteristiky. Odpor R3 byl zvolen na základě doporučení výrobce. Účelem trimru R5 je řídit proud tekoucí do optronu a lze jím tedy nastavit zesílení jeho primární strany. Operační zesilovač LM741 je napájen stabilizátorem 78L12. Celý obvod je chráněn Zenerovou diodou.

Mezi uzlem 48 kV a 0 je umístěn napěťový dělič tvořený dvěma odpory 240 MΩ a trimrem 100 kΩ (viz obr. 24). Mezi nimi je umístěn ampérmetr do 100 μA určený k měření výstupního napětí. Problém daného zapojení je maximální pracovní napětí odporů, které u běžně dostupných

⁴ Referenční čísla součástek v této podkapitole se vztahují k příloze C.

THT pouzder 0207 je rovno 350 V. Z toho důvodu je nutné zapojit několik menších odporů do série. Jejich minimální počet p lze spočítat podle

$$p = \frac{U_{out}}{U_{prac}} = \frac{48000}{350} \cong 138 \quad (34)$$

Proto je vhodné zvolit hodnotu odporů kolem 3 MΩ. Z trimru R3 (ve VN části zdroje) je odebírán ZV signál FEEDBACK vztažený k GFB. Vzhledem k tomu, že je signál dále upravován, musí být trimr nastaven tak, aby nebylo překročeno maximální vstupní napětí zesilovače odchytky integrovaném v obvodu TL494.

3.6 Zvyšující měnič do 325 V

Ze vzorce (19) vyplývá, že napětí na sekundárním vinutí transformátoru lze kromě střídavy (fázového posunu signálů) měnit poměrem závitů, což je v praxi komplikované. Druhou možností je změna stejnosměrného napětí na můstku. Pro tuto vlastně první fázi regulace bylo zvoleno zapojení zvyšujícího měniče z důvodu jeho jednoduchosti. Jeho principiální schéma lze nalézt v teoretické části.

$U_{out} =$	33 V – 325 V
$I_{out} =$	0,39 A (viz (30))
$f =$	50 kHz
$U_{in} =$	33 V
$\Delta I_{L\%} =$	30 %
$\Delta U_{out} =$	3 V
$\eta =$	90 %

Tabulka 3: Požadavky na zvyšující měnič

Požadavky na takovýto zdroj jsou shrnuty v tab. 3. Zdroj je napájen síťovým transformátorem 230V/24V z důvodu jeho široké dostupnosti. Frekvence spínání byla stanovena na 50 kHz podle zvolené tlumivky 470 μH (viz níže). Na DPS ji lze nicméně přesně nastavit pomocí trimru R2⁵. Z důvodu dostatečné rezervy byl maximální výstupní proud stanoven na 0,45 A. Na základě dat v tabulce lze spočítat maximální střihu signálu dle (18) a hodnotu ΔI_L v ampérech

$$DCL = 1 - \frac{U_{in} \cdot \eta}{U_{out}} = 90,9 \% \quad (35)$$

$$\Delta I_L = \Delta I_{L\%} \cdot I_{out} \cdot \frac{U_{out}}{U_{in}} = 1,33 \text{ A} \quad (36)$$

Velikost indukčnosti cívky lze spočítat podle vzorce

$$L_{min} = \frac{U_{in} \cdot (U_{out} - U_{in})}{\Delta I_L \cdot f \cdot U_{out}} = 446 \mu\text{H} \quad (37)$$

⁵ Referenční čísla součástek v této podkapitole se vztahují k příloze A.

Dle aktuální dostupnosti byla zvolena cívka 470 μH , které odpovídá frekvence 50 kHz. Úvahou, že $\Delta I_{L\%} = 100\%$ lze podle vzorce (36) spočítat maximální proud cívkou:

$$I_{Lmax} = 4,43 \text{ A} \quad (38)$$

Spínací tranzistor je nutné zvolit s ohledem na jeho rychlost, R_{DON} , a maximální hodnoty proudu a napětí. Při výběru tranzistoru je nutné zvážit i jeho chlazení, viz níže. Maximální hodnotu proudu kanálem tranzistoru lze spočítat podle

$$I_{sw} = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{I_{out}}{1 - DCL} = 5,61 \text{ A} \quad (39)$$

Pro výstupní kondenzátor platí

$$C_{outmin} = \frac{I_{out} \cdot DCL}{f \cdot \Delta U_{out}} = 2,73 \mu\text{F} \quad (40)$$

Dioda musí být dimenzována na $U_{rrm} = 325 \text{ V}$ a $I_f = I_{Lmax} = 4,43 \text{ A}$ a zároveň musí být dostatečně rychlá vzhledem ke spínací frekvenci.

Celé zapojení zvyšujícího měniče lze nalézt v příloze A. Výstupní napětí transformátoru T2 je usměrněno a filtrováno na stejnosměrných 33 V (na usměrňovacím můstku dojde k úbytku 1 V). Vzhledem k vysoké kapacitě vstupního filtru bylo nutné použít sériový rezistor R12 k omezení nabíjecích kapacit. Aby na něm nedocházelo k úbytku napětí při velkých proudech, bylo nutné použít relé, které sepne ve chvíli, kdy na výstupu stabilizátoru napětí U2 bude napětí 12 V.

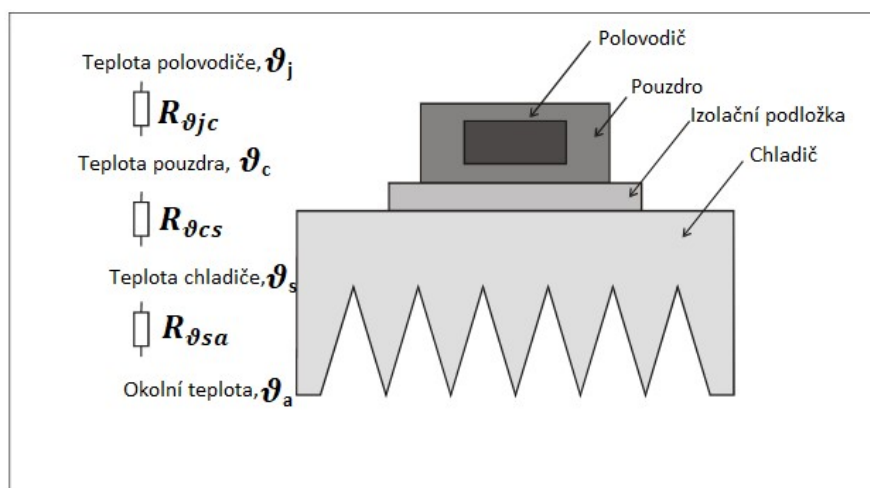
Řídicí obvod je postaven na TL494 jehož funkce je popsána výše. I zde je zapojen kondenzátor C2 a rezistor R4 pro pomalý náběh. Výstupní napětí je rozděleno do tří rozsahů dle tab. 4.

	$U_{out} \text{ (V)}$	$U_{ref} = U_{FB} \text{ (V)}$
1. Rozsah	33 – 100	0,50 – 1,51
2. Rozsah	33 – 200	0,50 – 3,01
3. Rozsah	33 – 325	0,50 – 4,90

Tabulka 4: Navržené rozsahy zvyšujícího měniče

Druhým stěžejním IO je budič IR2118, který je obdobou výše zmíněného IR2113, avšak pouze pro jeden tranzistor s negovaným vstupem. Obvod je zapojen dle doporučení výrobce. Diody D8 je nutno zvolit dostatečně rychlou vzhledem k frekvenci spínání a na proud 1 A.

Z maximálního proudu cívky L1 (38) je vidět, že usměrňovací můstek D7 musí být dimenzován na 5 A, aby byla zajištěna dostatečná rezerva. Obvody TL494, IR2118 a cívka relé jsou napájeny z lineárního stabilizátoru napětí 78L12. Vzhledem k nabíjecím a vybíjecím proudům tranzistoru by měl být zvolen stabilizátor s výstupním proudem alespoň 0,5 A.



Obrázek 25: Chlazení výkonových součástek, převzato z [18]

Kvůli ztrátám narůstá teplota polovodiče, což může negativně ovlivnit jeho funkci. Z toho důvodu je nutné výkonové prvky umístit na chladič. Dle obr. 25 se teplo polovodiče šíří přes pouzdro a podložku do chladiče a z něj pak dále do okolního prostředí. Každý přechod (např.: polovodič – pouzdro, podložka - chladič) klade šířícímu se teplu odpor. Teplota polovodiče se vypočte z rovnice [18]

$$\vartheta_j = P_z(R_{\vartheta_{jc}} + R_{\vartheta_{cs}} + R_{\vartheta_{sa}}) + \vartheta_a \quad (41)$$

Z ní pak lze vyjádřit potřebný maximální odpor chladiče:

$$R_{\vartheta_{sa}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_z} - R_{\vartheta_{jc}} - R_{\vartheta_{cs}} \quad (42)$$

Na tranzistoru dochází k vysokým ztrátám dvou druhů – jednak spínáním P_{sw} a za druhé průchodem proudu P_{on} ve chvíli, kdy je tranzistor sepnutý [18]. Výsledky výpočtů jsou platné pro použitý tranzistor SPP20N60C3 [23].

$$P_{on} = R_{DON} \cdot I_{sw}^2 \cdot DTC = 0,3 \cdot 5,61^2 \cdot 0,909 = 8,58 \text{ W} \quad (43)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2}(t_r + t_f) \cdot I_{sw} U_{outf} = 0,44 \text{ W} \quad (44)$$

Hodnoty R_{DON} , t_r a t_f lze zjistit z technického listu tranzistoru (pro 100 °C). Okolní teplota je cca $\vartheta_a = 25$ °C. Z technického listu tranzistoru [23] lze zjistit hodnotu tepelného odporu mezi pouzdrem a vnitřním obvodem $R_{\vartheta_{jc}} = 0,6 \text{ KW}^{-1}$ a maximální pracovní teplotu $\vartheta_j = 150$ °C. Pro návrh chladiče je ale vhodné počítat s určitou rezervou (v tomto případě tedy $\vartheta_j = 100$ °C). Tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem je zhruba $R_{\vartheta_{cs}} = 1,4 \text{ KW}^{-1}$, v závislosti na použité izolační podložce a lepidle. Po dosazení do vzorce (42) vyjde maximální tepelný odpor chladiče

$$R_{\theta sa} = \frac{100 - 25}{9,02} - 0,6 - 1,4 = 6,31 \text{ KW}^{-1} \quad (45)$$

Ze vzorců (41) – (45) je zřejmé, že například výše zmíněný tranzistor IRF830 by byl pro danou aplikaci nepoužitelný z toho důvodu, že by ho nebylo možné uchládit. Bylo nutné zvolit tranzistor s dostatečně nízkým odporem kanálu.

Vstupní transformátor a pojistka musí být dimenzovány na očekávanou hodnotu příkonu.

$$P_{in} = I_{out} \cdot U_{out} \cdot (2 - \eta) = 0,45 \cdot 325 \cdot 1,15 = 161 \text{ W} \quad (46)$$

Zpětná vazba je odebrána z odporového děliče (R5, R6 a R17) na výstupu. Hodnota ZV signálu pro maximální výstupní napětí 325 V byla stanovena na 4,9 V. Hodnotu lze případně upravit pomocí potenciometru R3. Na základě toho je nutné nastavit referenční napětí a přepínač rozsahů. Ten se vlastně skládá ze tří odporových děličů dle tří rozsahů navržených výše (viz tab. 4). Pro měření výstupního napětí je do ZV děliče zapojen ampérmetr do 100 μA . Hodnoty rezistorů v ZV děliči tedy musí být zvoleny, tak aby jejich součet byl zhruba 3,3 $\text{M}\Omega$ a ampérmetr mohl měřit v celém svém rozsahu.

Při návrhu DPS pro výkonové aplikace je nutné pamatovat na vysoké proudy tekoucí spoji a přizpůsobit tomu jejich šířku, stejně tak svorkovnice musí být stavěné na požadované napětí a proud. Dle [19] je maximální zatížitelnost měděné fólie 100 Amm^{-2} . To je dáno maximální tepelnou zatížitelností základního materiálu desky. Spoje mezi cívkou L1, diodou D5, výstupními kondenzátory a svorkovnicí musí být široké alespoň 2 mm (80 mils) [19]. Zapojení tranzistoru je problematické z důvodu nedostatku místa mezi vývody, nicméně vzhledem k impulsnímu charakteru proudu mohou být spoje užší.

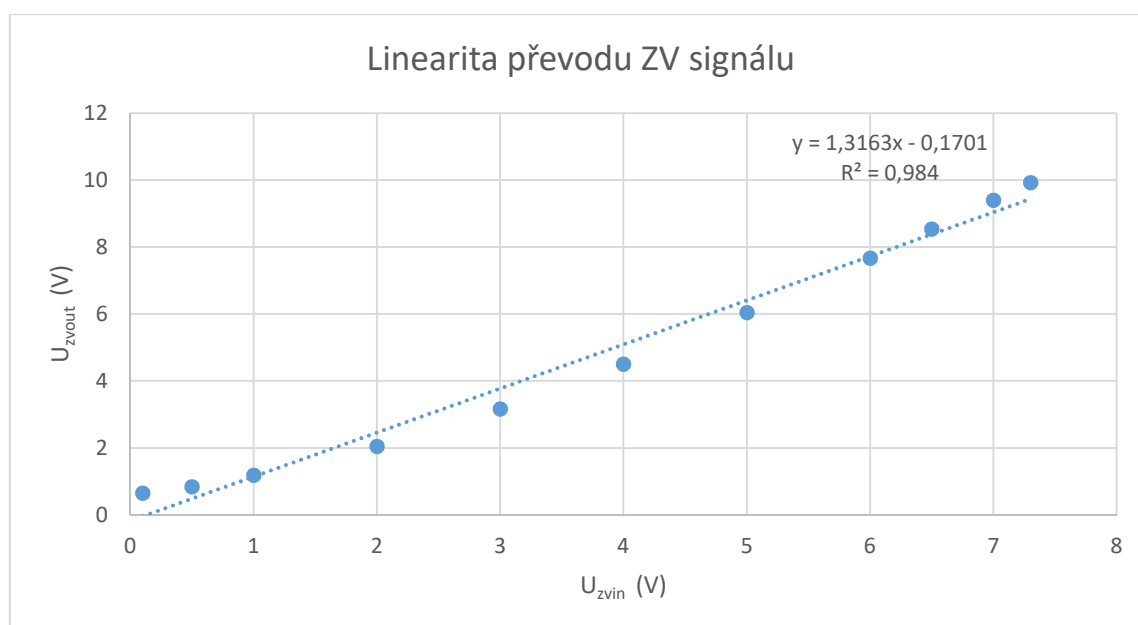
4 Měření

4.1 Měření ZV obvodu

Pro správnou funkci celého zdroje je zcela nezbytné přesné nastavení zpětné vazby pomocí trimrů R4 a R5 (viz kapitola „Zpětná vazba“). Cíl je dosáhnout co největšího rozsahu výstupního signálu a zároveň co největší linearitu.

U_{zvin} (V)	U_{zvout} (V)
7,30	9,91
7,00	9,43
6,00	7,78
5,00	6,18
4,00	4,77
3,00	3,44
2,00	2,33
1,00	1,43
0,50	1,06
0,06	0,80

Tabulka 5: Měření linearitu ZV obvodu



Obrázek 26: Linearita ZV obvodu

Z obr. 26 je patrné, že naměřené body se odchyľují od lineárního trendu se spolehlivostí $R^2 = 0,984$, vypočtené pomocí editoru Excel metodou nejmenších čtverců. To je pro nastavení ZV obvodu zcela dostačující. Pro zvýšení přesnosti, by bylo nutné snížit rozsah, což by také vedlo k nižší přesnosti. Rovnici pro spojnicí lineárního trendu ($y = 1,3163x - 0,1701$) je nutné

použit pro výpočet hodnot rezistorů pro nastavení referenčního signálu (viz podkapitola „Řídicí obvod“).

4.2 Oživování násobičů

Při oživování násobičů docházelo k jiskření mezi součástkami (zpravidla kondenzátory) již zhruba při 38 kV výstupního napětí, i přes jejich zalití parafinem, který má elektrickou pevnost až 250 kVcm^{-1} . Parafin byl zvolen kvůli jednoduché opravě desek v případě zničení některé ze součástek. Bylo tedy nutné předělat DPS a zvětšit vzdálenost součástek na 1,2 cm. I po přepracování výjimečně docházelo k jiskření mezi součástkami a někdy i ke zničení kondenzátorů. To je zřejmě způsobeno nehomogenitou ztuhlého parafinu. Druhým důvodem je tolerance kapacity kondenzátorů 20 % a svodové proudy. Z těchto důvodů může docházet k nerovnoměrnému rozložení napětí na kondenzátorech a při vyšších výstupních napětích až k jejich zničení. Bylo nicméně možné dosáhnout požadovaného napětí a provést nezbytná měření.

4.3 Měření výstupního napětí

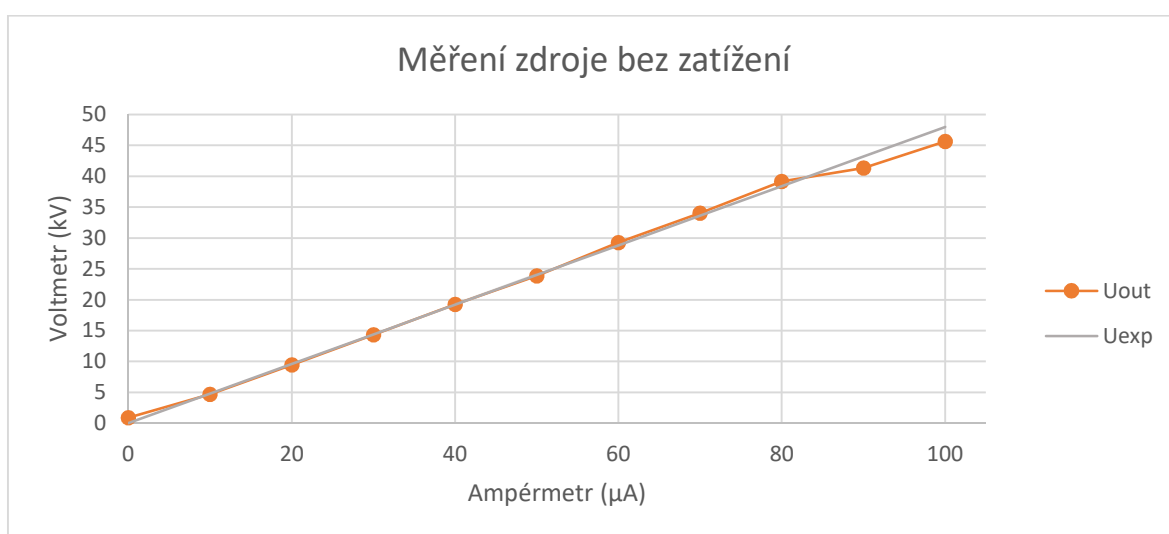
Výstupní napětí zdroje bylo měřeno VN stejnosměrnou sondou 1:1000 do 40 kV. Z toho důvodu bylo nutné od této hodnoty změřit každý z násobičů zvlášť. První měření bez zatížení bylo provedeno z důvodu kalibrace ampérmetru M1 zapojeném v ZV děliči a kvůli ověření maximálního výstupního napětí. Šedá čára v obr. 27 znázorňuje očekávanou hodnotu vypočtenou na základě znalosti hodnoty odporu na výstupu zdroje. Během měření nebyla nastavená hodnota zcela stabilní a rozdíl mezi maximální a minimální naměřenou hodnotou se pohyboval kolem 0,5 % průměrné hodnoty (U_{out} v tab. 6), což ovšem bylo na ampérmetru nepostřehnutelné. Výjimkou bylo minimální napětí, kde byl rozdíl mezi minimální a maximální naměřenou hodnotou až 400 V. To je zřejmě způsobeno ustalováním obvodu po zapnutí. Dle grafu se naměřená hodnota odlišovala od očekávané zejména na začátku a konci charakteristiky. Nenulové napětí je způsobeno tím, že výstupní signál ZV obvodu byl nižší než nejnižší nastavitelná reference na řídicím obvodu. To bylo vyřešeno přenastavením zpětné vazby (viz obr. 26). K poklesu na konci charakteristiky došlo ve chvíli, kdy bylo nutné začít měřit každý z násobičů zvlášť. Zároveň byl první násobič zatížen o 3 kV více než ten druhý. I to bylo zřejmě způsobeno rozdílnou velikostí kapacity kondenzátorů na jednotlivých stupních obou násobičů.

Nerovnoměrnost zatížení se výrazněji projevuje až při vyšších napětích a z toho důvodu zřejmě došlo k odchylce od očekávané hodnoty. Při měření zatížení 1 mA bylo naměřeno napětí 48,2 kV (při 100 μA na ampérmetru M1), ale i tehdy byl první násobič zatížen dokonce o 11,6 kV více než ten druhý. Na druhém násobiči zřejmě docházelo k úniku náboje způsobeném svodovými proudy kondenzátorů, případně závěrným proudem diod, ale díky zpětné vazbě bylo dosaženo požadovaného napětí vyšším zatížením prvního násobiče. To ale vedlo k přetěžování kondenzátorů v prvním násobiči.

Během měření na nižších napětích (asi do 10 kV) byla patrná vysoká citlivost zdroje (VN části) na okolní prostředí. Při přiblížení ruky k rezistorům na vysoké napětí došlo k nárůstu napětí o zhruba 5 %.

U_{out} (kV)	U_{exp} (kV)	I_{zv} (μA)
0,87	0,00	0
4,68	4,80	10
9,46	9,60	20
14,34	14,40	30
19,25	19,20	40
23,87	24,00	50
29,28	28,80	60
34,04	33,60	70
39,17	38,40	80
41,32	43,20	90
45,66	48,00	100

Tabulka 6: Měření bez zatížení

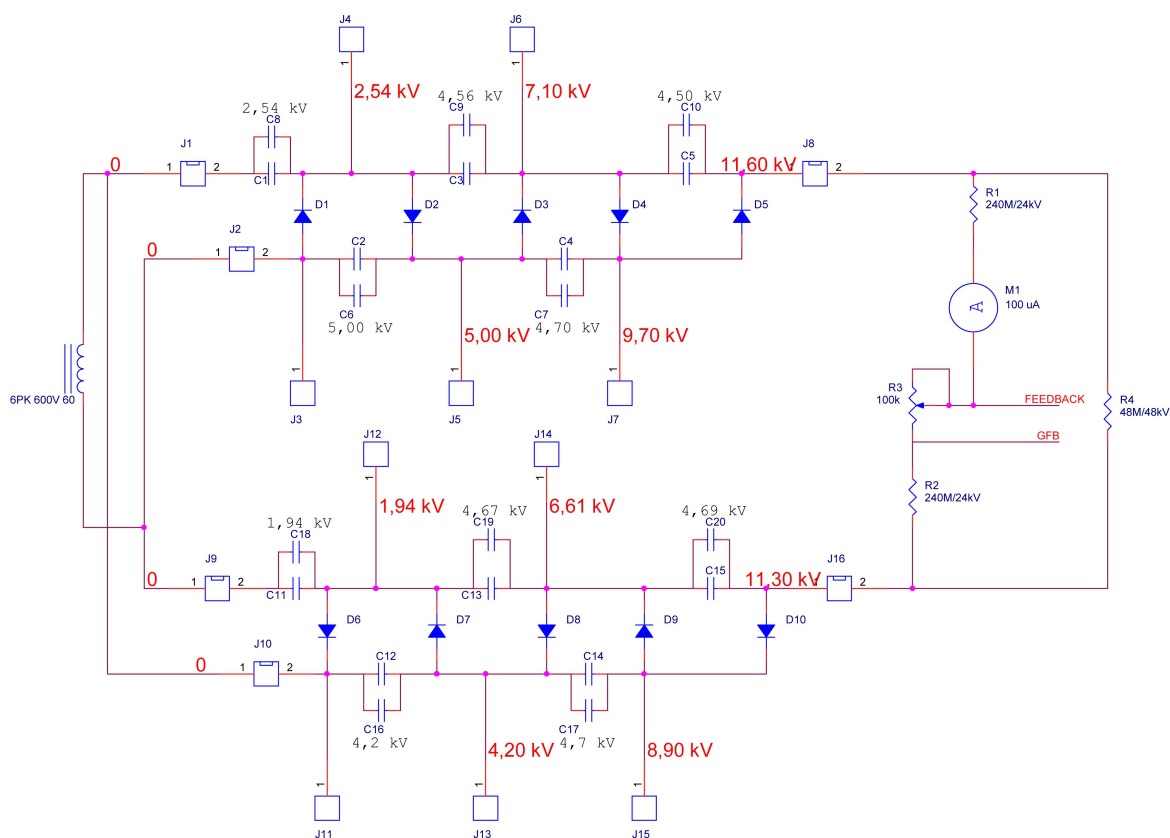


Obrázek 27: Měření výstupního napětí bez zatížení

Zdroj bylo možné zatížit až do 2 mA. Tím byla zároveň ověřena funkce zpětné vazby.

4.4 Měření nerovnoměrnosti zatížení

Bylo změřeno napětí na jednotlivých stupních při zatížení odporem 48 M Ω a zhruba v polovině rozsahu napětí. Cíl bylo zjistit rovnoměrnost zatížení jednotlivých stupňů. Na obrázku 28 je zapojení vysokonapěťové části zdroje. Červeně jsou vyznačeny naměřené hodnoty stejnosměrného napětí vůči referenčním uzlům 0 a černě jsou hodnoty napětí na kondenzátorech. Vzhledem k maximálnímu napětí 22,90 kV (součet napětí posledních stupňů) je očekávaná hodnota zatížení jednoho stupně 4,58 kV (pro první stupeň pak 2,29 kV). V tab. 7 je vypočtena odchylka od očekávané hodnoty. Odchylka je zřejmě i v tomto případě způsobena rozdílnými svodovými proudy a kapacitami kondenzátorů.



Obrázek 28: Měření rovnoměrnosti zatížení

	Změřeno (kV)	Odchylka (%)		Změřeno (kV)	Odchylka (%)
1. násobič			2. násobič		
1. stupeň	2,54	10,9	1. stupeň	1,94	-15,3
2. stupeň	5,00	9,2	2. stupeň	4,20	-8,3
3. stupeň	4,56	-0,4	3. stupeň	4,67	2,0
4. stupeň	4,70	2,6	4. stupeň	4,70	2,6
5. stupeň	4,50	-1,7	5. stupeň	4,69	2,4

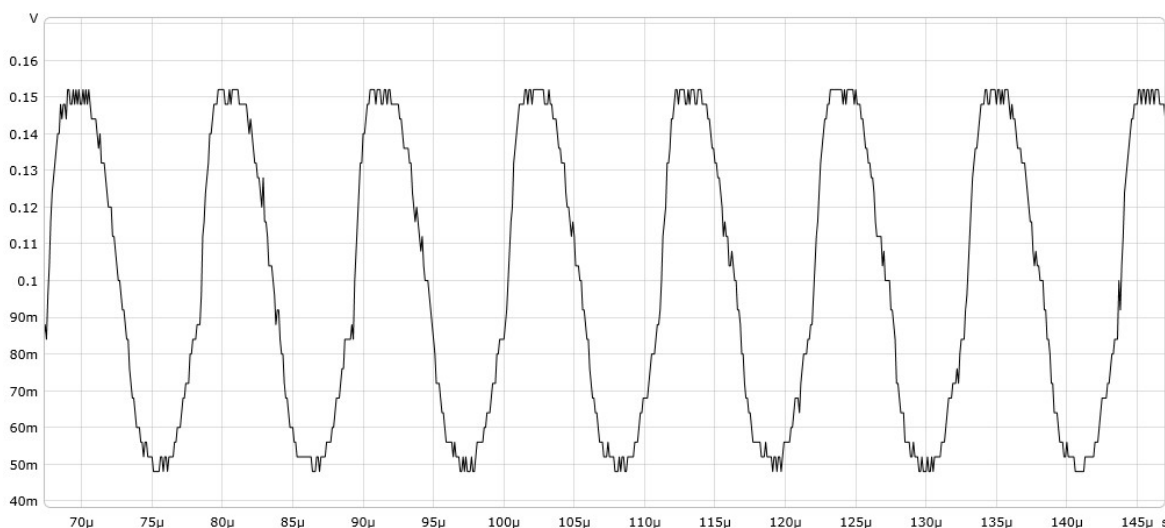
Tabulka 7: Odchylka zatížení stupňů násobičů

4.5 Měření výstupního zvlnění

Výstupní zvlnění bylo měřeno pro zatížení $48\text{ M}\Omega$ a $24\text{ M}\Omega$, což odpovídá výstupnímu proudu 1 mA a 2 mA při maximálním napětí. Pro měření bylo použito VN sondy do 20 kV stejnosměrného napětí a až 40 kV střídavého napětí. Z toho důvodu bylo změřeno zvlnění pouze na jednom násobiči. Celkové zvlnění bude tedy dvojnásobné. V tab. 8 lze vidět naměřené hodnoty (již vynásobené dvěma). Vzhledem k dostupným měřicím přístrojům nebylo možné změřit zvlnění v celém rozsahu. Hodnoty naměřeného zvlnění v procentech řádově odpovídají očekávaným hodnotám uvedeným v tab. 1.

48 M Ω			24 M Ω		
U_{out} (kV)	ΔU_{out} (V)	ΔU_{out} (%)	U_{out} (V)	ΔU_{out} (V)	ΔU_{out} (%)
19,2	116	0,60	19,2	136	0,71
24,0	178	0,74	24,0	208	0,87

Tabulka 8: Měření výstupního zvlnění



Obrázek 29: Zvlnění při 24 kV a zatížení odporem $48\text{ M}\Omega$

Závěr

Bylo dosaženo zadáním definovaných hodnot výstupního napětí i proudu, kromě toho se podařilo navrhnout a zkonstruovat stabilní obvod zpětné vazby. Největším problémem se ukázala být konstrukce násobičů napětí, kde docházelo k přeskokům jisker mezi součástkami i přes zalití dielektrikem a výjimečně docházelo i ke zničení kondenzátorů. Ty pracovaly téměř na hranici svého maximálního povoleného napětí. Některé vlastnosti kondenzátorů (svodové proudy, příliš vysoká tolerance kapacity) se ukázaly být limitující pro takto vysoké napětí. Proto by bylo vhodnější použít kondenzátory s větší rezervou maximálního napětí, které jsou ale výrazně hůře dostupné. Alternativním řešením by bylo snížit sekundární napětí transformátoru (například zvýšením počtu závitů primárního vinutí) a zároveň zvýšit počet stupňů obou násobičů. Bylo by vhodné vybírat kondenzátory tak, aby kapacity na všech stupních byly shodné. Pro testování navrženého modelu iontového motoru chyběl zdroj ionizátoru. Z toho důvodu je pro demonstraci působení elektrostatických sil vhodnější použít asymetrický kondenzátor (lifter) nebo jemu podobnou konstrukci.

Během této práce jsem se naučil navrhnout a zkonstruovat spínané zdroje v několika topologiích, což považuji za velice důležité vzhledem k tomu, že spínané regulátory jsou dnes dominantním typem zdrojů elektrické energie. Zároveň jsem se seznámil s problematikou stejnosměrného vysokého napětí a prací s ním. Kromě toho jsem si osvojil návrh a konstrukci DPS pro výkonové aplikace pomocí softwarového balíku Allegro.

Zdroje

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I., II., III.* Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3(03-1).
- [2] DAVID, Martin. *Zdroj VN pro studium sil působících v zemském elektrickém poli na nabité předměty.* Praha, 2011. Diplomová práce. ČVUT FEL.
- [3] GOEBEL, Dan M. a Ira KATZ. *Fundamentals of electric propulsion: Ion and Hall thrusters.* 1. Hoboken, N.J.: Wiley, c2008. JPL space science and technology series, 1. ISBN 0470436263.
- [4] WEISER, Roman. *Dielektrické vlastnosti vzduchu v nehomogenním poli.* Plzeň, 2013. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [5] GUNDERSEN, Martin. *Energy-efficient transient plasma ignition and combustion* [online]. [cit. 2017-02-08]. Dostupné z: <http://ronney.usc.edu/research/coronaignition/>
- [6] *Corona discharge.* In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. [cit. 2017-02-08]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Corona_discharge
- [7] *Korónový výboj.* In: *PowerWiki* [online]. Praha: Katedra elektroenergetiky, ČVUT FEL [cit. 2017-08-24]. Dostupné z: http://www.powerwiki.cz/wiki/Koronovy_vyboj
- [8] PEEK, F. W. *Dielectric phenomena in high voltage engineering.* 2d ed. London: McGraw-Hill Book Company, 1920.
- [9] ZUK, Philip a Sanjay HAVANUR. *Zero-Voltage Switching Full-Bridge Converter: Operation, FOM, and Guidelines for MOSFET Selection* [online]. Vishay Siliconix, 2014 [cit. 2017-11-19]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/90936/an847.pdf>
- [10] KAMIL, Mohammad. *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)* [online]. Microchip, 2007 [cit. 2017-11-19]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [11] BEŠTA, M. *Zdvojovače a násobiče napětí* [online]. [cit. 2017-11-20]. Dostupné z: <http://www.mbest.cz/wp-content/uploads/2013/01/T2.2-zdvojova%C4%8De-a-n%C3%A1sobi%C4%8De.pdf>

- [12] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRF830, datasheet* [online]. [cit. 2017-11-20]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf830.pdf>
- [13] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF: HIGH AND LOW SIDE DRIVER, datasheet* [online]. 2005 [cit. 2017-12-06]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>
- [14] VISHAY SEMICONDUCTORS. *SFH618A, SFH6186, datasheet* [online]. 2015 [cit. 2017-12-16]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/83673/sfh618a.pdf>
- [15] DIOTEC SEMICONDUCTOR. *DD300 .. DD1800, datasheet* [online]. 2016 [cit. 2017-11-21]. Dostupné z: https://diotec.com/tl_files/diotec/files/pdf/datasheets/dd300
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. *TL494, datasheet* [online]. 1983 (rev. 2017) [cit. 2017-11-21]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>
- [17] GRIFFITH, Patric. *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494* [online]. Texas Instruments, 2003 [cit. 2017-11-21]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf>
- [18] LITTLE, Matthew. *Heatsink Calculations*. In: *Re-Innovation* [online]. Nottingham [cit. 2017-11-26]. Dostupné z: <https://www.re-innovation.co.uk/docs/heatsink-calculations/>
- [19] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 9788073002664.
- [20] ŠIMÁNĚ, Čestmír. *Urychlovače iontů a elektronů*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1953.
- [21] KUBEŠ, Pavel. *Impulsní silnoproudé výboje a jejich charakteristika* [online]. Praha, 2004 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.aldebaran.cz/studium/vyboje.pdf>
- [22] CHEN, Junhong. *Direct Current Corona-Enhanced Chemical Reactions*. 2002. Disertační práce. University of Minnesota.
- [23] INFINEON TECHNOLOGIES. *SPP20N60C3, SPI20N60C3, SPA20N60C3, datasheet* [online]. 2009 [cit. 2017-12-16]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-SPP_I_A20N60C3-DS-v03_01-en.pdf?fileId=db3a304318f3fe290119090054e32a20

[24] *Spínané zdroje*. In: *Vývoj.HW* [online]. [cit. 2017-12-15]. Dostupné z:
<https://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/spinane-zdroje.html>

[25] *Boost converter*. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. [cit. 2017-12-15]. Dostupné z:
https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter#/media/File:Boost_conventions.svg

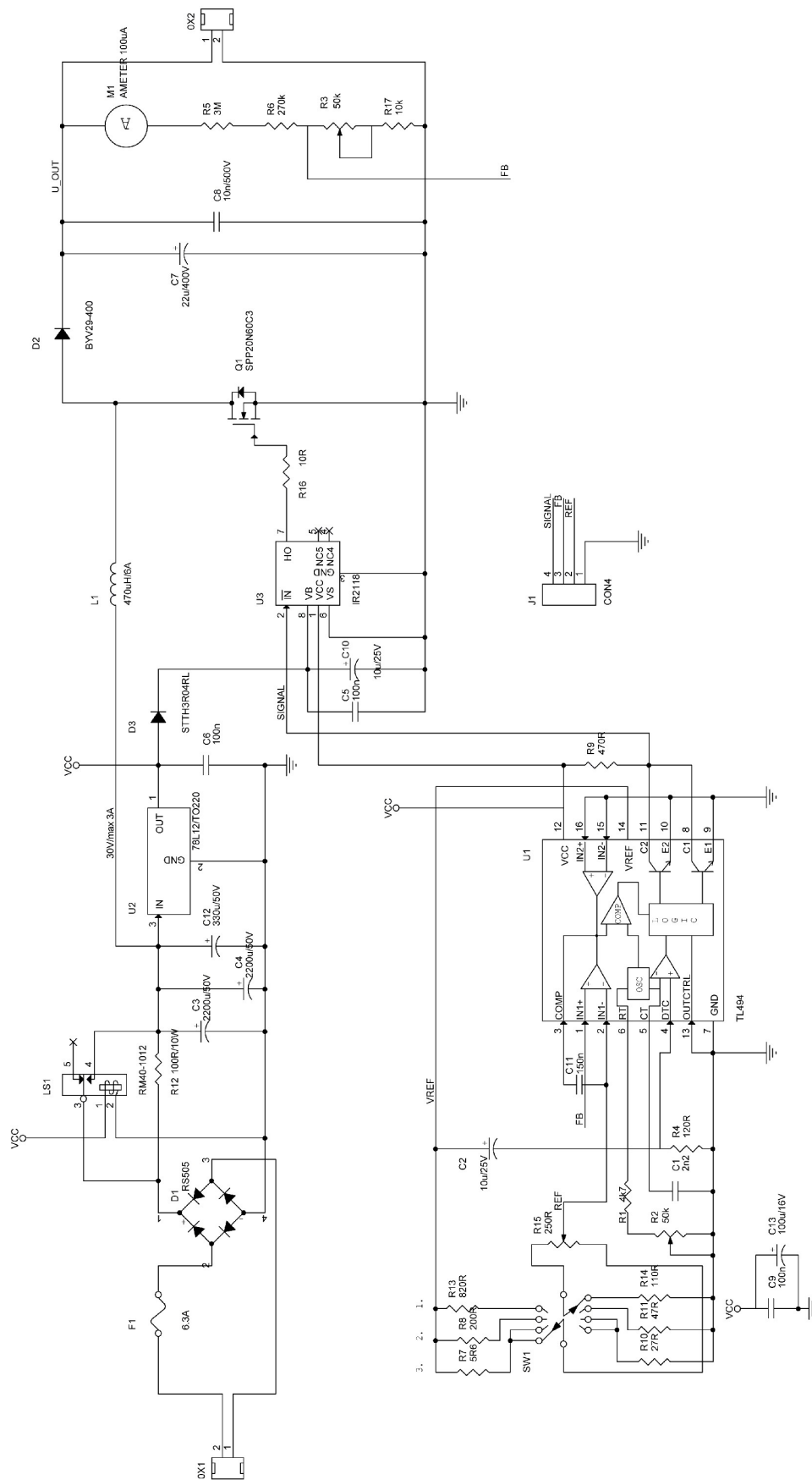
[26] *Praktická elektronika/transformátor*. In: *Wikiknihy* [online]. [cit. 2017-12-15]. Dostupné z:
https://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Transform%C3%A1tor

[27] *74HC123; 74HCT123*. In: *Nexperia*. 2015 [online]. [cit. 2017-12-15]. Dostupné z:
https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/74HC_HCT123.pdf

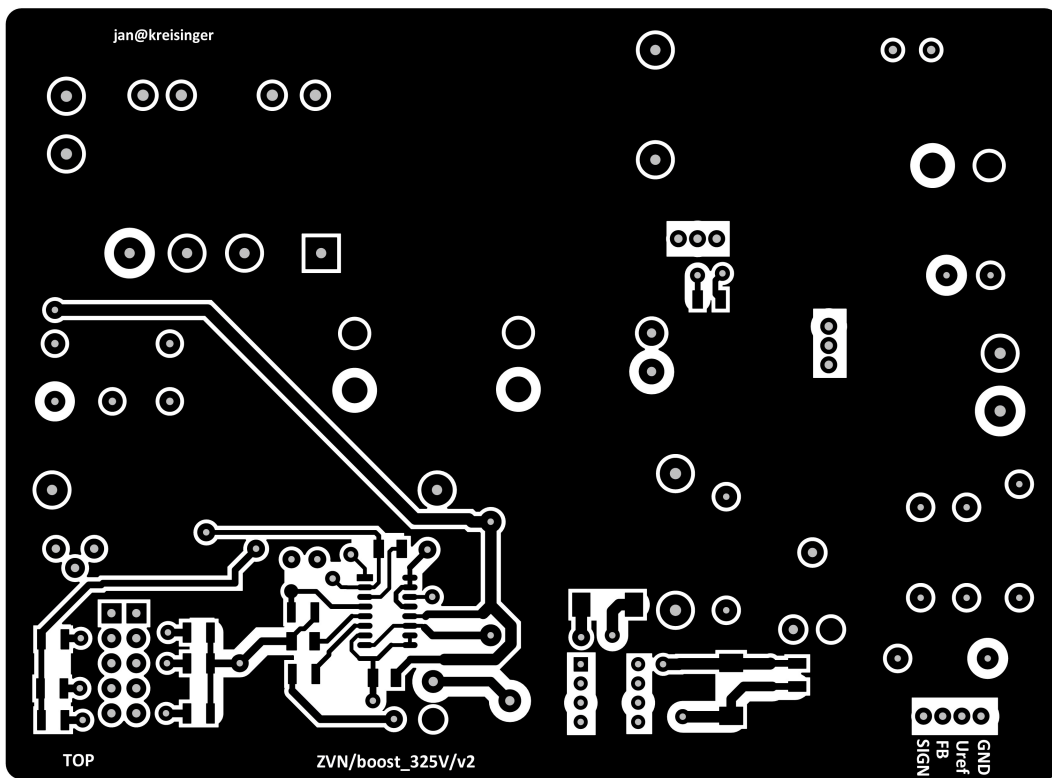
Seznam příloh

Příloha A	52
- Logické schéma zapojení zvyšujícího měniče do 325 V	
- Film pro výrobu DPS	
- Layout součástek na desce	
- Seznam součástek	
Příloha B	55
- Logické schéma zapojení řídicího obvodu	
- Film pro výrobu DPS	
- Layout součástek na desce	
- Seznam součástek	
Příloha C	58
- Logické schéma zapojení obvodu zpětné vazby	
- Film pro výrobu DPS	
- Layout součástek na desce	
- Seznam součástek	
Příloha D	60
- Logické schéma budičů tranzistorů a plného mostu	
- Seznam součástek	
Příloha E	62
- Logické schéma zapojení násobičů napětí	
- Film pro výrobu DPS (identický pro oba násobiče)	
- Layout součástek na desce	
- Seznam součástek	
Příloha F	64
- Logické schéma zapojení pomocných zdrojů VCC/12V, VDD/5V, VCC2/12V a VDD2/5V	
- Film pro výrobu DPS	
- Layout součástek na desce	
- Seznam součástek	
Příloha G	66
- Schéma svorkových návazností	

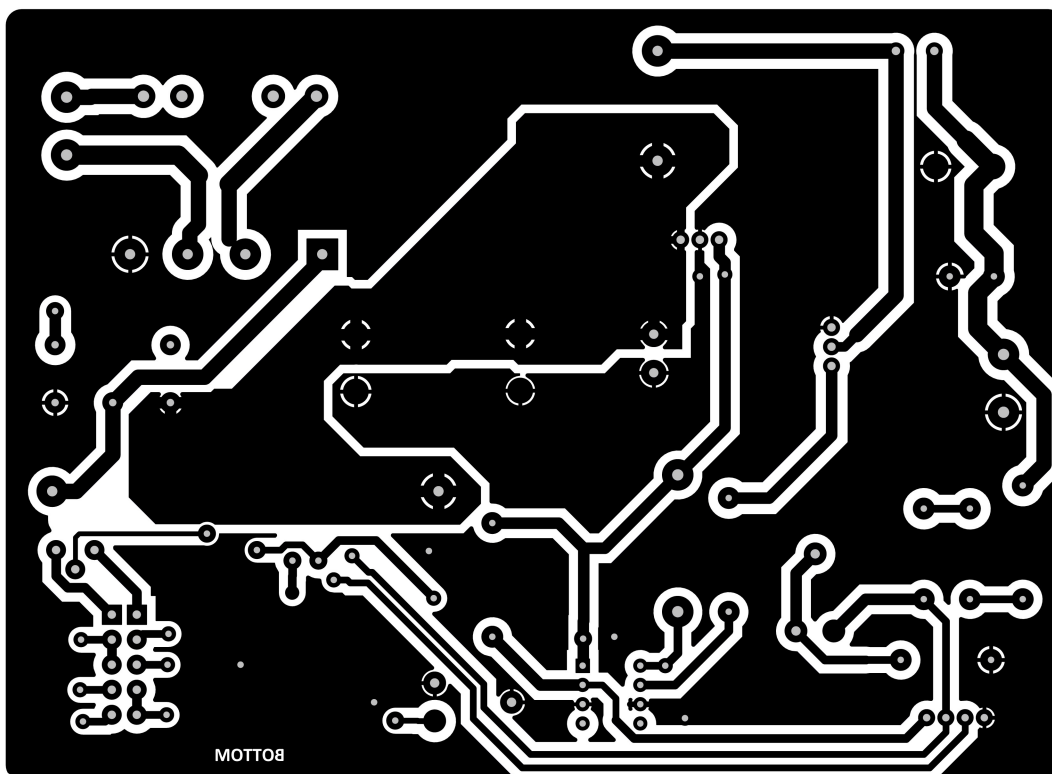
Příloha A



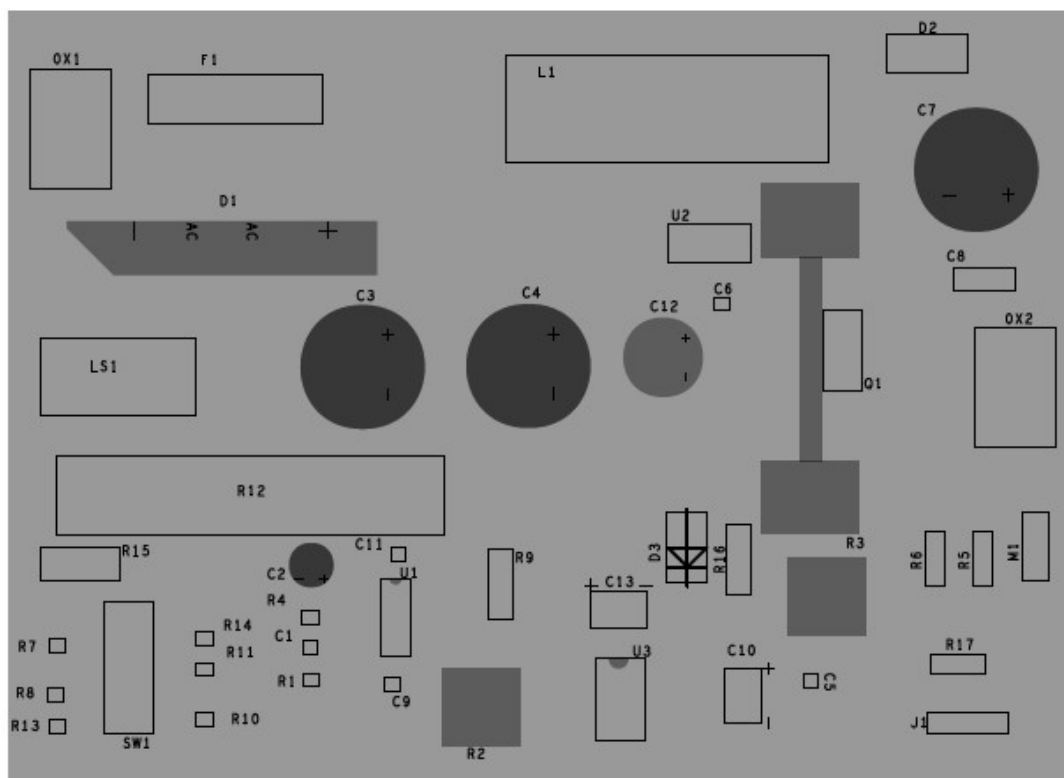
Příloha A: Logické schéma zvyšujícího měniče do 325 V



Příloha A: Film pro výrobu DPS - TOP

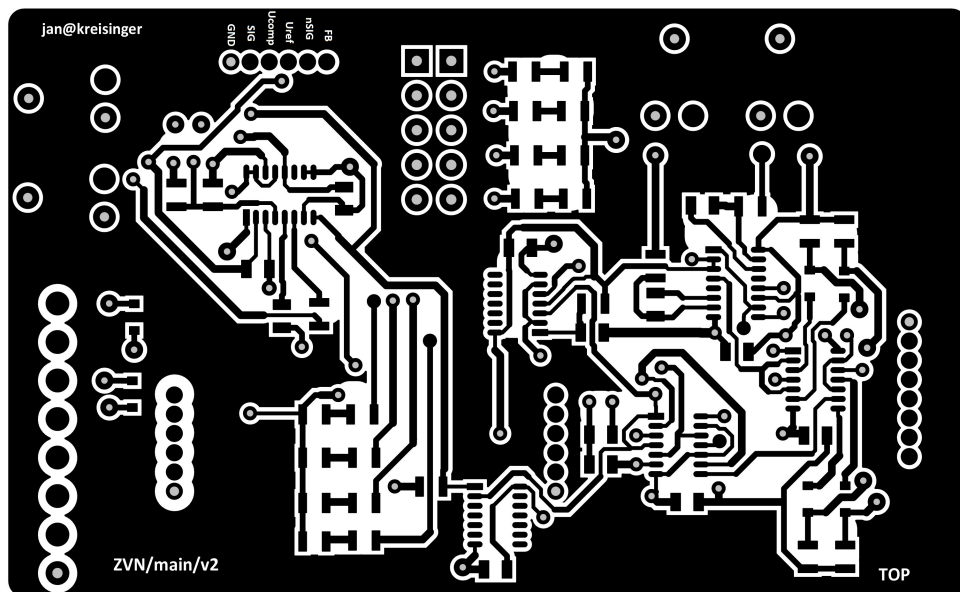


Příloha A: Film pro výrobu DPS - BOTTOM

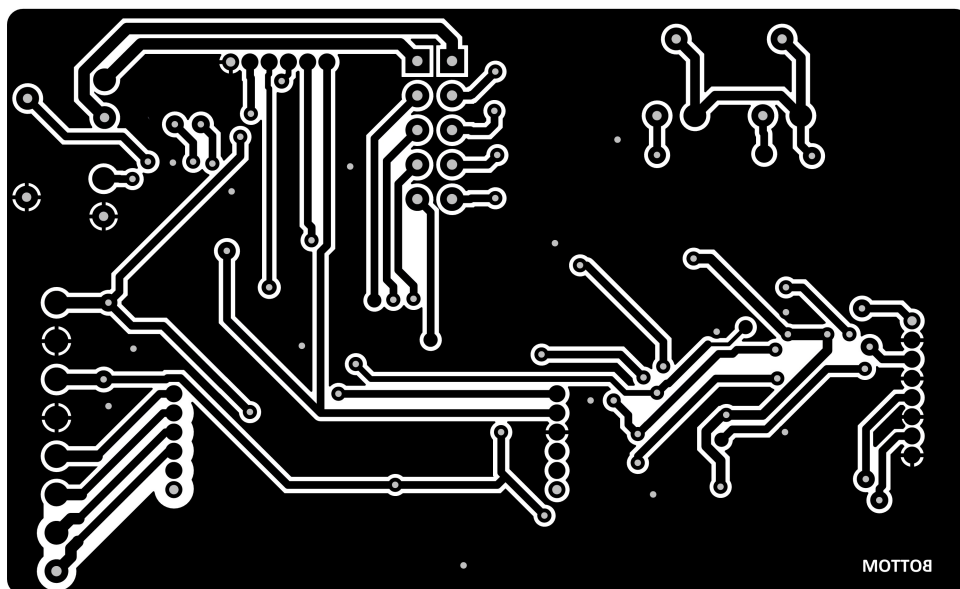


Příloha A: Layout součástek na DPS – pohled shora

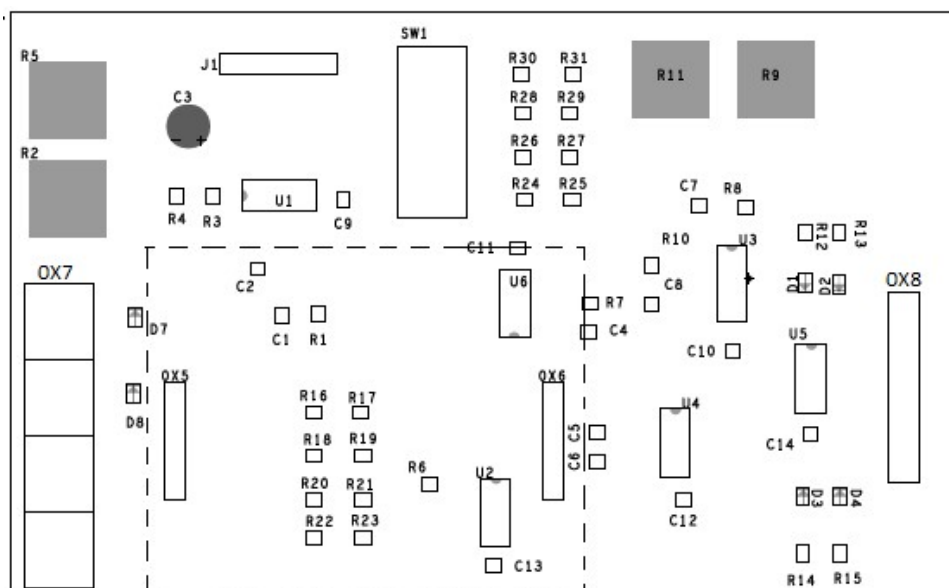
Příloha A: Seznam součástek					
Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)	Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
0X1, 0X2	2 piny	rozteč 7,62 mm	R4	120R	SMD 1206
C1	2n2	SMD 1206	R5	3M	THT
C2	10u/25V		R6	270k	THT
C3, C4	2200u/50V		R7	5R6	SMD 1206
C5, C6, C9	100n	SMD 1206	R8	200R	SMD 1206
C7	22u/400V		R9	470R	THT
C8	10n/500V	THT	R10	27R	SMD 1206
C10	10u/25V	Tantal, SMD D	R11	47R	SMD 1206
C11	150n	SMD 1206	R12	100R	10W
C12	330u/50V		R13	820R	SMD 1206
C13	100u/16V	Tantal, SMD D	R14	110R	SMD 1206
D1	RS505		R15	250R	potenciometr
D2	BYV29-400	TO-220AC	R16	10R	THT
D3	STTH3R04RL		R17	1k	THT
F1	6.3A		SW1	Přepínač	2 póly, 4 pozice
J1	4 piny	Hřebínek, male	U1	TL494	SOIC16
L1	470uH/6A		U2	78L12	TO-220
LS1	RM40-1012	Výrobce: RELPOL	U3	IR2118	DIP8
M1	100uA				Chladič pro Q1
Q1	SPP20N60C3	TO-220			Chladič pro D2
R1	4k7	SMD 1206	T2	230V/24V	200 VA, umístěn mimo DPS (viz příl. G)
R2, R3	50k, trimr	rozteč 10 mm			



Príloha B: Film pro výrobu DPS - TOP



Príloha B: Film pro výrobu DPS - BOTTOM



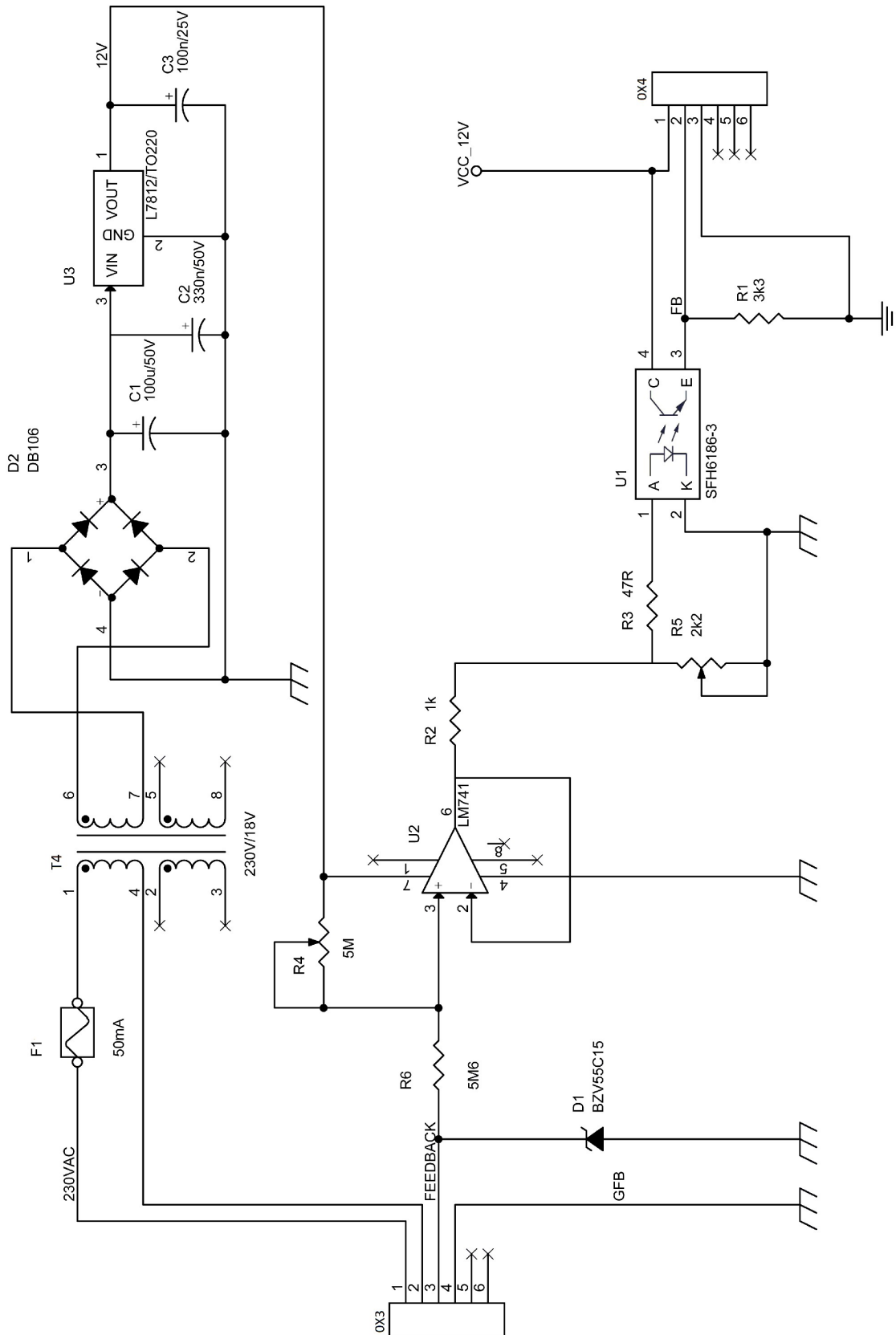
Příloha C: Layout součástek na DPS – pohled shora

(šrafovaná linie značí umístění DPS zpětné vazby, která bude zasunuta do svorkovnic OX5 a OX6)

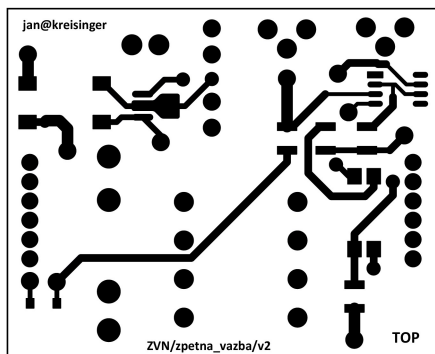
Příloha B: Seznam součástek

Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)	Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
OX5	6 pinů	Hřebínek, female	R9, R11	100k, trimr	Rozteč 10 mm
OX6	6 pinů	Hřebínek, female	R12-R15	470R	SMD 1206
OX7	8 pinů		R16	5k1	SMD 1206
OX8	8 pinů		R17	330R	SMD 1206
C1, C5, C6	1n	SMD 1206	R19, R20	820R	SMD 1206
C2, C4, C9-C14	100n	SMD 1206	R21, R23	0R	SMD 1206
C3	4u7/10V		R27, R31	0R	SMD 1206
C7, C8	100p	SMD 1206	R22, R24	160R	SMD 1206
D1-D4	BAT42	MiniMELF	R25, R26	120R	SMD 1206
D7	BZV55C13	MiniMELF	R28, R30	56R	SMD 1206
D8	BZV55C7V5	MiniMELF	R29	27R	SMD 1206
J1	6 pinů	Hřebínek, male	SW1	přepínač	2 póly, 4 pozice
R1	4k7	SMD 1206	U1	TL494	SOIC16
R2	50k, trimr	Rozteč 10 mm	U2	74HCT04	SOIC14
R3	5k1	SMD 1206	U3	74HCT123	SOIC16
R4	100R	SMD 1206	U4	74HCT86	SOIC14
R5	1k, pot.		U5	74HCT00	SOIC14
R6, R18	1k	SMD 1206	U6	74HCT74	SOIC14
R7	100k	SMD 1206			
R8, R10	560R	SMD 1206			

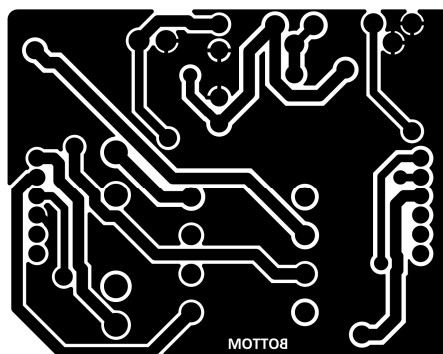
Příloha C



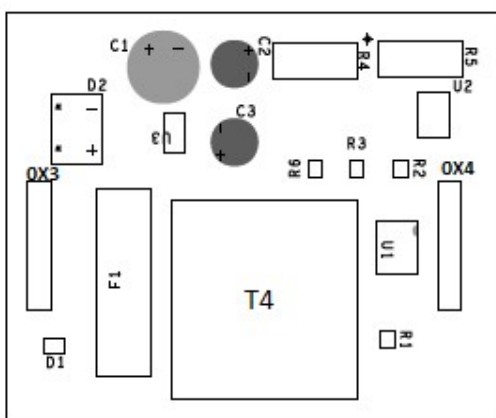
Příloha C: Logické schéma obvodu zpětné vazby



Příloha C: Film pro výrobu DPS - TOP



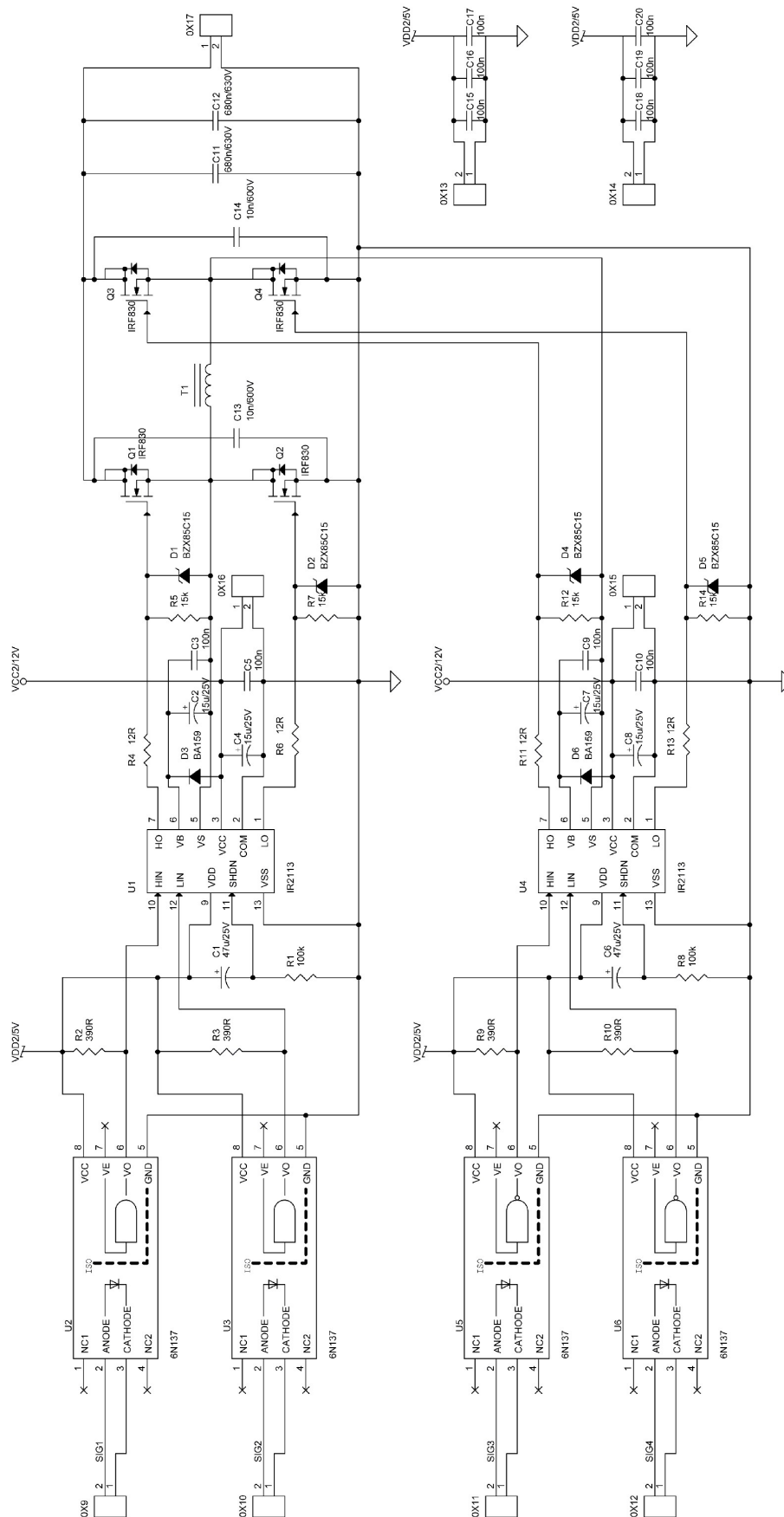
Příloha C: Film pro výrobu DPS - BOTTOM



Příloha C: Layout součástek na DPS – pohled shora

Příloha C: Seznam součástek		
Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
OX3, OX4	6 pinů	Hřebínek, male
C1	100u/50V	
C2	330n/50V	
C3	100n/25V	
D1	BZV55C15	MiniMELF
D2	DB106	
F1	50mA	
R1	3k3	SMD 1206
R2	1k	SMD 1206
R3	47R	SMD 1206
R4	5M, trimr	Rozteč 10 mm
R5	2k2, trimr	Rozteč 10 mm
R6	5M6	SMD 1206
T4	230V/18V	0,5 VA
U1	SFH6186-3	
U2	LM741	SOIC8
U3	78L12	SOT-89

Příloha D

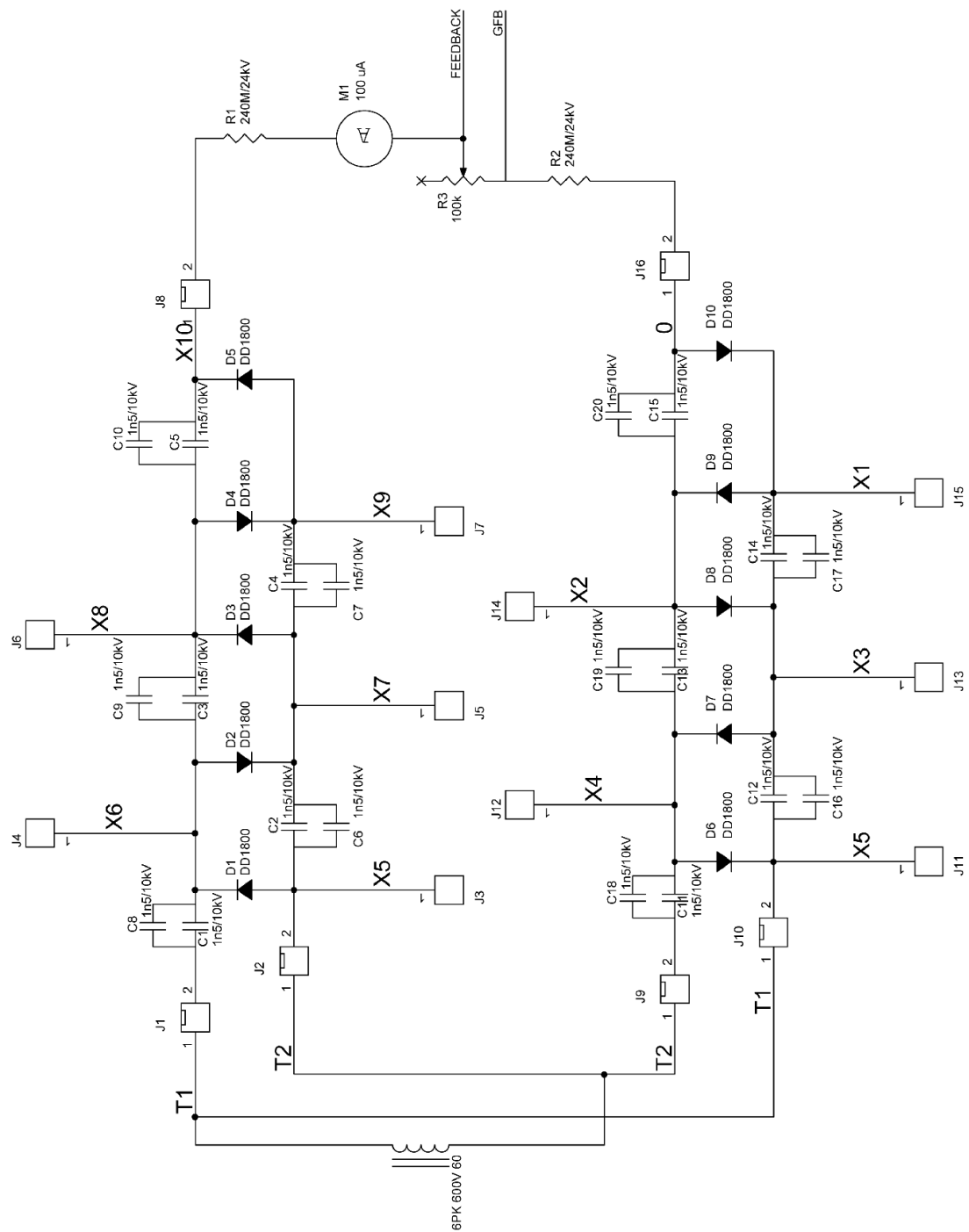


Příloha D: Logické schéma zapojení plného můstku a budičů

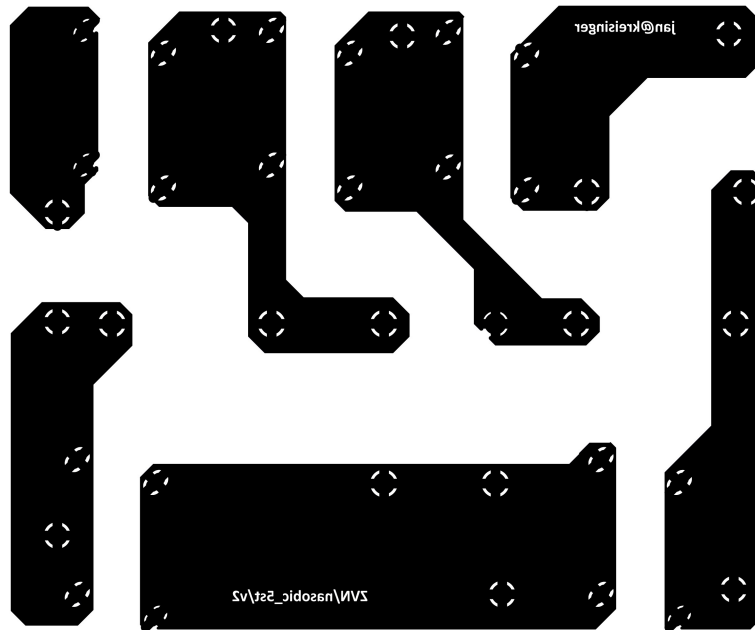
Příloha D: Seznam součástek		
Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
0X9-0X17		
C1, C6	47u/25V	THT
C2, C4, C7, C8	15u/25V	THT
C3, C5, C9, C10, C15-C20	100n	SMD 1206
C11, C12	680n/630V	fóliový
C13, C14	10n/600V	fóliový
D1, D2, D4, D5	BZX85C15	THT
D3, D6	BA159	THT
T1	6PK 600V 60	primární vinutí
Q1-Q4	IRF830	TO-220
R1, R8	100k	THT
R2, R3, R9, R10	390R	THT
R4, R6, R11, R13	12R	SMD 1206
R5, R7, R12, R14	15k	THT
U1, U4	IR2113	DIP14
U2, U3, U5, U6	6N137	DIP8

Poznámka: Součástky U1-U3, R1-R7, D1-D3, C1-C5, C11, C13, Q1, Q4 a svorkovnice 0X9, 0X10, 0X13, 0X16 a 0X17 se nacházejí na první DPS a zbytek součástek se nachází na druhé DPS. Transformátor T1 stojí samostatně.

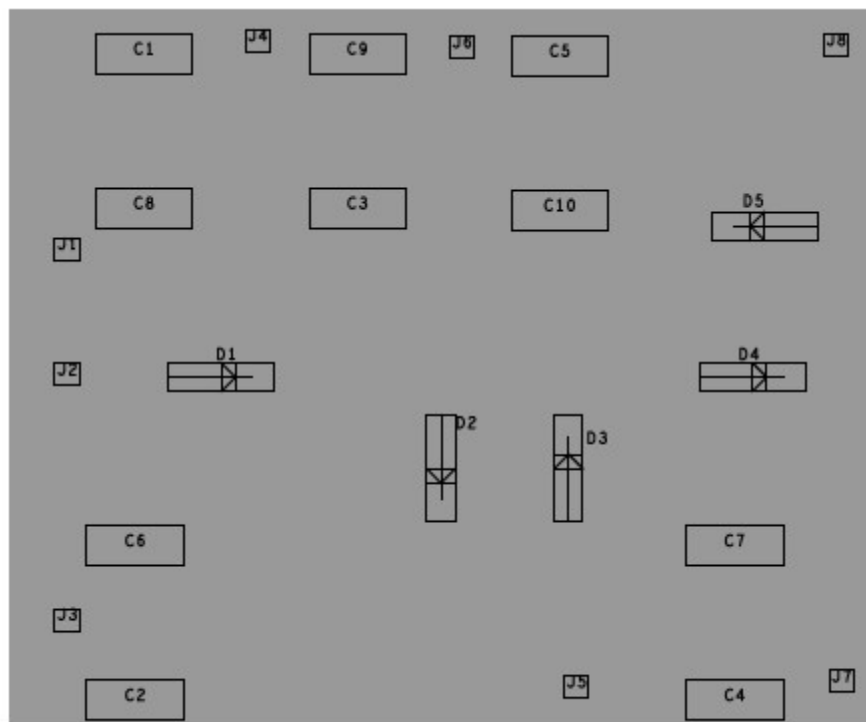
Příloha E



*Příloha E: Logické schéma zapojení VN části
Součástky C1-C10, D1-D5 a J1-J8 se nacházejí na jedné desce a C11-C20, D6-D10 a J9-J16
na druhé. Zbytek součástek je umístěn samostatně*



*Příloha E: Film pro výrobu DPS – BOTTOM
(identický pro oba násobiče)*

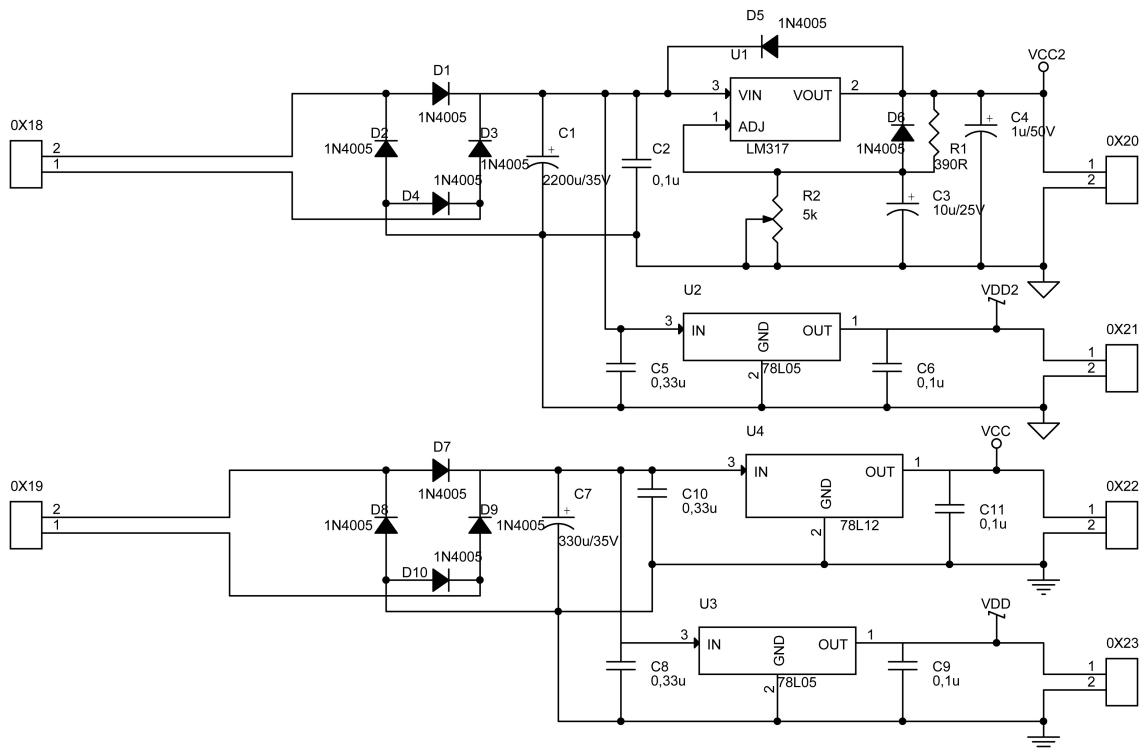


*Příloha E: Layout součástek na DPS – pohled shora
(platné pro 1. násobič, 2. násobič má všechny diody zapojené obráceně)*

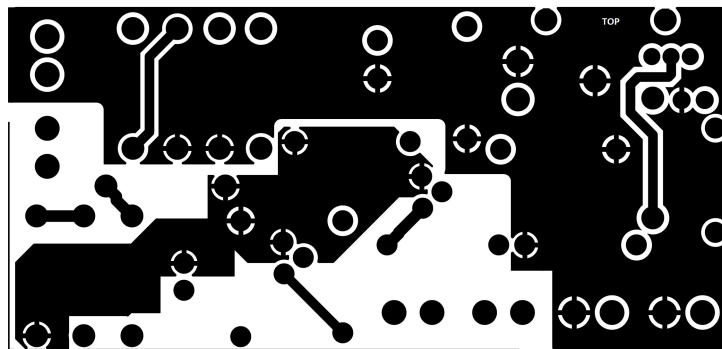
Příloha E: Seznam součástek					
Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)	Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
C1-C20	1n5/10kV		R1	240M/24kV	V bužírce
D1-D10	DD1800		R2	240M/24kV	V bužírce
T1	6PK 600V 60	Sekundární vinutí	R3	100k, pot.	
M1	100 uA				

Transformátor T1 je umístěn mimo DPS.

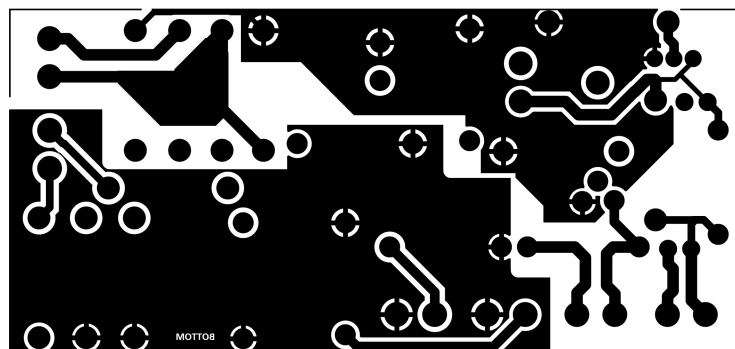
Příloha F



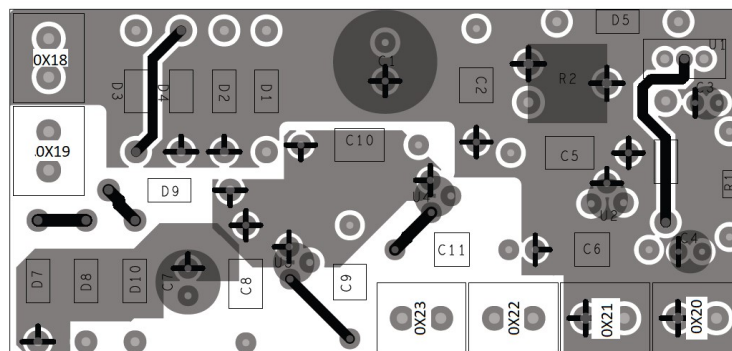
Příloha F: Logické schéma zapojení pomocného zdroje



Příloha F: Film pro výrobu DPS – TOP



Příloha F: Film pro výrobu DPS – BOTTOM

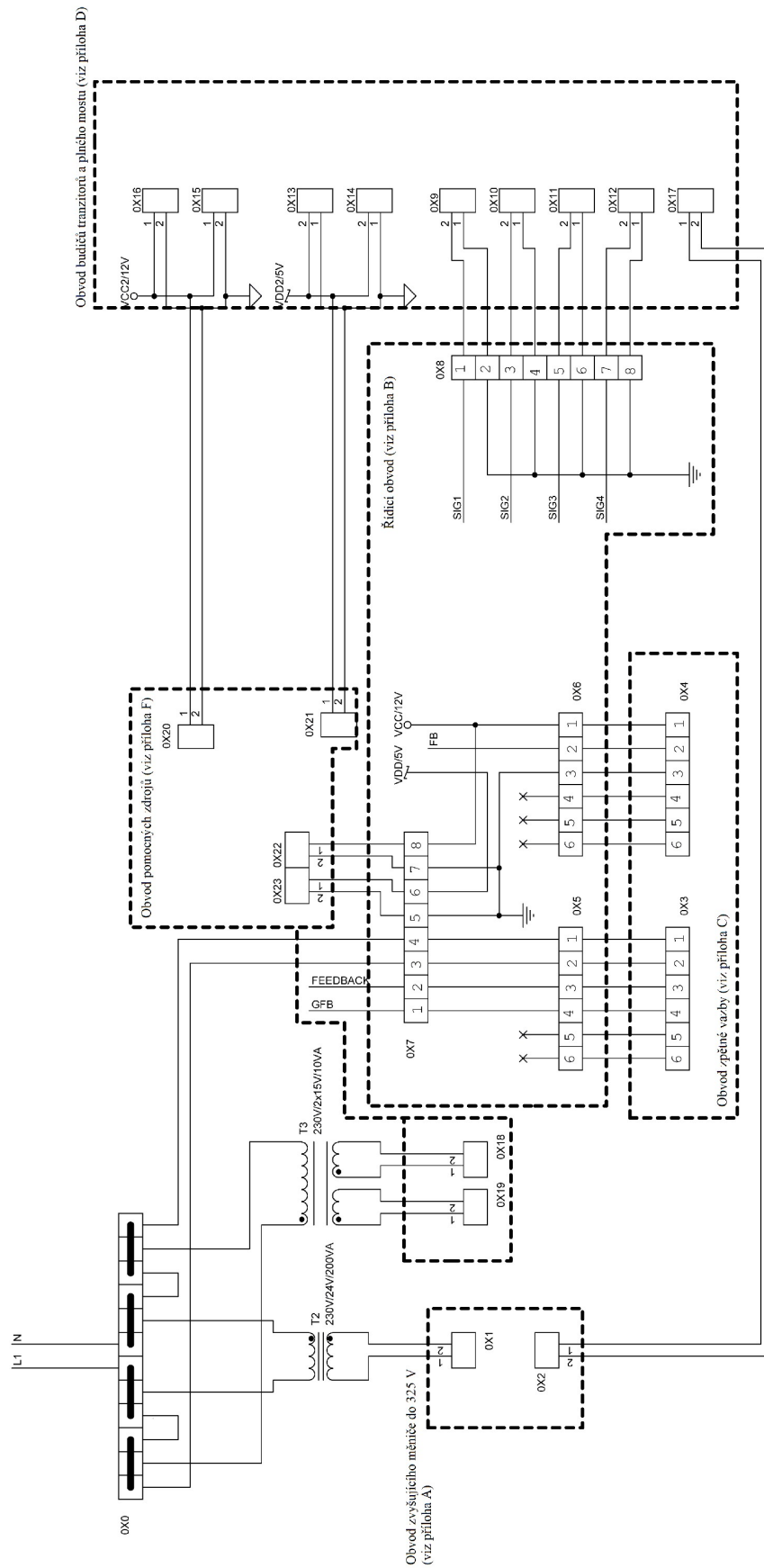


Příloha F: Layout součástek na DPS – pohled shora

<i>Příloha F: Seznam součástek</i>		
Číslo	Hodnota	Pozn. (pouzdro)
0X18-0X23		
C1	2200u/35V	THT
C2, C6, C9, C11	0,1u	THT
C3	10u/25V	THT
C4	1u/50V	THT
C5, C8, C10	0,33u	THT
C7	330u/35V	THT
D1-D10	1N4005	THT
R1	390R	THT
R2	5k, trimr	rozteč 10 mm
T3	230V/2x15 V	10 VA
U1	LM317	TO-220
U2, U3	78L05	TO-92
U4	78L12	TO-92

Transformátor T3 je umístěn mimo DPS (viz příloha G).

Příloha G



Příloha G: Schéma svorkových návazností