



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

DC/DC MĚNIČ PRO SVĚTELNÝ ZDROJ S LED

DC/DC CONVERTER WITH HIGH OPERATING FREQUENCY FOR LED LIGHTNING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Martin Coufal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

BRNO 2019



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**
Ústav mikroelektroniky

Student: Martin Coufal

ID: 198024

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

DC/DC měnič pro světelný zdroj s LED

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte napájení světelného zdroje s LED s příkonem alespoň 10 W. Při návrhu volte kompromis mezi co největším pracovním kmitočtem a spolehlivostí a účinností zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 30.5.2019

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

Konzultant:

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem a realizací snižujícího měniče s vysokým pracovním kmitočtem pro napájení výkonové LED. Pojednává o možnostech dnešních LED a napěťových převodníků. Dále se zabývá výběrem vhodných rychlých součástek pro měnič. Popisuje vliv vysokého kmitočtu na chování součástek v měniči a její součástí je návrh takového měniče. Navržený měnič je realizován, jsou popsány jeho výhody a omezení.

Klíčová slova

DC/DC měnič, snižující měnič, LED, vysoký kmitočet, napájecí zdroj

Abstract

This thesis deals with high frequency buck converter design and manufacturing for driving power LED module. It is focused on possibilities of LEDs and DC/DC convertors usage and deals with appropriate fast components selection. Thesis describes influence of high frequency on used components and its part is design of such converter. Converter was built and its key features are described.

Keywords

DC/DC converter, BUCK converter, LED, high frequency, power supply

Bibliografická citace:

COUFAL, M. *DC/DC měnič pro světelný zdroj s LED*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2019. 48 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma **DC/DC měnič pro světelný zdroj s LED** jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne: **29. května 2019**

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Jaroslavu Bouškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, ochotu, nesmírnou trpělivost, neustálé zlepšování mé práce a mnoho cenných rad při zpracování mé bakalářské práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Jiřímu Starému, Ph.D. za výrobu DPS pro LED a Ing. Alexandrovi Otáhalovi za možnost zapájení LED patřičným zařízením. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat svému bratrovi za podnětné připomínky k práci.

V Brně dne: **29. května 2019**

.....

podpis autora

Obsah

Úvod.....	11
1 LED.....	12
1.1 Princip funkce LED.....	12
1.2 Řízení LED.....	12
1.3 Barevnost LED.....	13
1.4 Tvorba bílého světla.....	13
1.4.1 Využití luminoforu.....	14
2 DC/DC měniče.....	15
2.1 Výhody a nevýhody spínaných zdrojů.....	15
2.2 Vliv frekvence na DC/DC měnič.....	16
2.3 Dělení DC/DC měničů.....	16
2.3.1 Step – down měnič.....	16
2.3.2 Step – up měnič.....	17
3 Parazitní vlastnosti součástek.....	18
3.1 Dioda.....	18
3.1.1 Bariérová kapacita.....	18
3.1.2 Difúzní kapacita.....	19
3.1.3 Volba diody.....	19
3.2 Tranzistor MOSFET.....	20
3.2.1 Mezní kmitočet unipolárního tranzistoru.....	20
3.2.2 Parazitní kapacity.....	20
3.2.3 Vliv kapacit na spínání tranzistoru MOSFET.....	21
3.2.4 Výběr spínacího tranzistoru.....	22
3.3 Tlumivky.....	22
3.3.1 Skin efekt.....	23
3.3.2 Proximity efekt.....	23
3.3.3 Možnosti konstrukce tlumivky.....	24
4 Zapojení s HV9961.....	25
5 Návrh měniče a volba součástek.....	26
5.1 LED.....	26
5.2 Kapacitor.....	26

5.3	Výpočet rezistorů a tlumivky	27
5.4	Návrh zapojení	28
6	Proudový regulátor s tlumivkou	29
7	Napěťové poměry v obvodu měniče	31
7.1	Volba LED modulů a jejich vliv na parametry tlumivky.....	31
7.2	Volba polovodičových součástek.....	32
8	Elektromagnetická kompatibilita zařízení.....	34
8.1	Využití síťového odrušovacího filtru	35
9	Optimalizace zařízení.....	36
9.1	Teplota a chlazení	36
9.2	Bezpečnost zařízení.....	36
9.3	Návrh DPS	37
10	Realizace zařízení.....	38
10.1	Vliv napájecího napětí	39
10.2	Vliv propojovacích vodičů mezi DPS	40
10.3	Shrnutí poznatků získaných při práci	41
10.4	Výkon a spotřeba měniče	42
10.5	Průběh odebíraného proudu.....	43
	Závěr	44

Seznam symbolů a zkratk

Zkratky:

LED	Light emitting diode (dioda emitující světlo)
PWM	Pulse width modulation (pulsně šířková modulace)
RGB	Red, Green, Blue (trichromatická soustava)
DC	Direct current (stejnoseměrný proud)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
G	Gate
D	Drain
S	Source

Symboly:

λ	vlnová délka	[m]
h	Planckova konstanta ($6,626\ 070 \times 10^{-34}$)	[Js]
c	rychlost světla ve vakuu	[ms^{-1}]
E_p	energie zakázaného pásma	[eV]
T_c	teplota chromatičnosti	[K]
$P_{\text{out}}, P_{\text{in}}$	výstupní výkon, vstupní výkon	[W]
$t_{\text{on}}, t_{\text{off}}$	doba zapnutí, doba vypnutí	[s]
$U_{\text{out}}, U_{\text{in}}$	výstupní napětí, vstupní napětí	[V]
C	kapacita	[F]
C_j	junction capacitance (bariérová kapacita)	[F]
C_D	diffusion capacitance (difuzní kapacita)	[F]
ϵ	permitivita	[Fm^{-1}]
ϵ_0	permitivita vakua ($8,854\ 187 \cdot 10^{-12}$)	[Fm^{-1}]
A	plocha PN přechodu	[m^2]
q	elementární náboj	[J]
U_d	difúzní napětí	[V]
N_A, N_D	koncentrace akceptorů, koncentrace donorů	[-]
τ_p	doba života nosičů	[s]
L_p	střední difúzní délka minoritních nosičů	[m]
k	Boltzmannova konstanta ($1,380\ 648 \times 10^{-23}$)	[JK^{-1}]
p_{n0}	rovnovážná koncentrace minoritních nosičů	[-]
$C_{\text{iss}}, C_{\text{oss}}$	vstupní kapacita, výstupní kapacita	[F]
I_{rrm}	závěrný zotavovací proud diody	[A]
δ	hloubka vniku	[m]
U_{CC}	napájecí napětí	[V]
R_T	rezistor ovlivňující dobu vypnutí pro HV9961	[Ω]
R_{CS}	proudový snímací rezistor pro HV9961	[Ω]
t_{rr}	doba zotavení diody	[s]
Q_g	komutační náboj hradla	[C]

Seznam obrázků

Obr. 1: Znázornění chromatičnosti LED, převzato z [1]	13
Obr. 2: Skládání barev RGB metodou, převzato z [1].....	14
Obr. 3: Spektrum bílé LED využívající luminofor, převzato z [1].....	14
Obr. 4: Funkce DC-DC měniče, překresleno z [2]	15
Obr. 5: Zjednodušené zapojení step – down měniče, překresleno z [3]	17
Obr. 6: Zjednodušené zapojení step – up měniče, překresleno z [3]	17
Obr. 7: Parazitní kapacity tranzistoru MOSFET, převzato z [6]	20
Obr. 8: Schéma a časové průběhy spínání tranzistoru MOSFET s induktivní zátěží, převzato z [8]	21
Obr. 9: Skin efekt při průchodu střídavého proudu vodičem, upraveno z [15]. Frekvence i vliv skin efektu se zvyšuje od (A) do (C).	23
Obr. 10: Proximity efekt blízkých vodičů s protékajícím proudem znázorněným modrou barvou, převzato z [17].....	24
Obr. 11: Katalogové zapojení integrovaného obvodu HV9961, upraveno z [19]	25
Obr. 12: Příklady vnitřního zapojení výkonových LED, převzato z [20], [21]	26
Obr. 13: Návrh zapojení, upraveno z [19]	28
Obr. 14: Modifikace obvodu pro experiment	29
Obr. 15: Spojitý režim funkce obvodu.....	29
Obr. 16: Nespojitý režim funkce obvodu.....	30
Obr. 17: Průběhy vstupního napětí a proudu při usměrnění, upraveno z [30].....	34
Obr. 18: Vnitřní uspořádání odrušovacího filtru Schurter, upraveno z [31].....	35
Obr. 19: DPS navržená v programu Eagle.....	37
Obr. 20: Fotografie měřeného zařízení	38
Obr. 21: Průběhy napětí v obvodu, první kanál (žlutý) snímá průběh napětí na tranzistoru a druhý (modrý) snímá napětí na R_{CS}	39
Obr. 22: Vliv napájecího napětí na střihu. S vyšším napětím (B) se zmenšuje doba otevření tranzistoru kvůli rychlejšímu nabuzení tlumivky.	40
Obr. 23: Vliv délky propojovacích vodičů mezi DPS. V případě (B) jsou použity kratší propojovací vodiče a je dosaženo menších zákrmitů.	41
Obr. 24: Rozložení měřicího pracoviště	42
Obr. 25: Zařízení v provozu s viditelným průběhem odebíraného proudu.....	43

ÚVOD

První luminiscenční dioda (LED; Light Emitting diode) se na trh dostala v roce 1962. Od té doby prošly tyto součástky značným vývojem. Používat LED jako zdroj osvětlení nebylo dlouho možné kvůli nedostatečnému výkonu. Diody vyrobené i několik desítek let po uvedení první LED na trh byly předurčené k použití jako indikátory, ale neměly dostatečný výkon na osvětlování prostor.

Druhým problémem s jejich využitím byla barva světla. Dlouhou dobu nebyla vyvinuta taková LED, která by okolí osvětlila bílým nebo žárovkovým „teplým bílým“ světlem. Jejich vývoj neustává ani v dnešní době, v roce 2014 byla udělena Nobelova cena právě za výzkum v oblasti modrých LED, které byly po dlouhou dobu nedosažitelným cílem. V dnešní době jsou vnímány jako nesmírně šetrný zdroj energie, protože se staly vhodnou alternativou ke klasickému žárovkovému osvětlení.

Kvůli úzce specifikovanému pracovnímu bodu LED, ve kterém se dají použít, a který se liší od parametrů klasické rozvodné sítě, bylo nutné najít způsob, jak co nejefektivněji převést napětí a proud na požadované hodnoty diody. Jako jedna z možností se jeví využití transformátorového měniče. Od nich se v dnešní době již upouští a jsou nahrazovány novějšími DC/DC měniči. Jedná se o zařízení, která jsou efektivnější než transformátorové měniče, mají menší rozměry a vykazují vyšší účinnost přenosu.

Pro jejich funkci se běžně využívá vyšších pracovních kmitočtů, běžně se jedná o kmitočty nad slyšitelným pásmem okolo 30 kHz. To má za následek použití menších akumulacních prvků, tím zmenšení zařízení a úsporu nákladů při výrobě. Při volbě vyšší pracovní frekvence měniče se začínají projevovat parazitní vlastnosti součástek, na které je při konstrukci měniče potřeba brát ohled.

1 LED

1.1 Princip funkce LED

Pokud není na LED připojené napětí, je PN přechod v rovnovážném stavu a majoritní nosiče nemají dostatečnou energii k překonání oblasti prostorového náboje. Když je na LED přiloženo napětí v propustném směru přechodu, má opačný směr jako difúzní napětí U_D . Tím se zmenšuje bariéra vytvořená difúzním napětím, která zabraňuje majoritním nosičům přecházet přes oblast prostorového náboje [1]. Pokud je přiloženo napětí rovno napětí difúznímu, je jejich rozdíl nulový a vymizí oblast prostorového náboje. Tímto roste difúzní proud majoritních nosičů, které se stávají minoritními, jakmile přejdou do druhé části polovodičové struktury. Poté musí dojít k rekombinaci nábojů. Při ní částice přecházejí na nižší energetickou hladinu a vyzáří energii. Tento jev je nazýván elektroluminiscence. Při zářivé rekombinaci je energie vyzářena jako světelné záření s vlnovou délkou [1]

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E_p}, \quad (1)$$

kde h je Planckova konstanta, c rychlost světla ve vakuu a E_p energie zakázaného pásu. Zářivá rekombinace nastane v případě přímé pásové struktury (polovodiče obsahují AIIIBV materiály). Pravděpodobnost elektroluminiscence při rekombinaci se zvyšuje přidáním luminiscenčních center. V případě nepřímé pásové struktury (Si, Ge polovodič) k elektroluminiscenci nedojde. [1]

1.2 Řízení LED

Řízení LED přes úbytek napětí je nepřesné. Úbytek napětí na LED se mění s měnícím se proudem, nicméně podle voltampérové charakteristiky je zřejmé, že takový řídicí obvod by musel být přesný, protože jen malá změna napětí v okolí nastaveného pracovního bodu vyvolá velkou změnu v odebíraném výkonu a tedy i v intenzitě svícení LED [1]. Používaným způsobem nastavení pracovního bodu LED je vložení sériového rezistoru k napěťovému zdroji, který nastaví protékající proud. Toto řešení je vhodné pouze pro LED nízkého výkonu (používané například pro signalizaci) kvůli přeměně elektrické energie na tepelnou na rezistoru, což má za následek zahřívání a menší účinnost zařízení. Je tedy výhodné použít ovládání LED velikostí procházejícího proudu. Takové řízení vyžaduje menší požadavky na přesnost zdroje. Pro napájení výkonových LED se tedy využívají proudové zdroje [1]. Další možností řízení LED je PWM (pulse width modulation). Jedná se o způsob řízení, kdy se s vysokou frekvencí střídají malé časové intervaly, při kterých je LED vypnuta nebo svítí na plný výkon. Lidské oko potom rychlé střídání zaznamená jako oproti plnému výkonu sníženou, ale stále konstantní hladinu osvětlení. Poměr doby zapnutí v jedné periodě oproti době celé periody se nazývá střída a nabývá hodnoty od 0 do 1, běžné je ale udávání této veličiny v procentech.

1.3 Barevnost LED

Různým základním materiálům polovodičů odpovídají různé charakteristické úbytky napětí. LED bez luminoforu jsou schopné vyprodukovat pouze monochromatické záření. Protože barva LED (vlnová délka) závisí na použité příměsi, je nutné uvažovat při použití každé barvy LED o jiném úbytku napětí [1]. Pokud jsou z úvahy vynechány takové, jejichž vlnová délka není ve spektru viditelném pro člověka (infračervené a ultrafialové), nejmenší charakteristický úbytek napětí mají červené LED – hodnota se pohybuje kolem 1,8 V. Vyšší úbytek napětí mají žluté a zelené, nejvyšší potom modré s přibližnou hodnotou 3,3 V. Na tento fakt musí být brán zřetel při konstrukci zařízení, kde je využíváno více barev LED najednou.

Kvůli využití LED světel pro osvětlení mnoha typů prostor včetně kancelářských a domácích je nutné, aby barva vyzařovaného světla odpovídala barvě přirozeného světla. Je tedy nutné, aby LED, která bude použita pro osvětlení takových prostor, vyzařovala záření se stejným nebo podobným spektrem, jaké je typické pro žárovkové osvětlení.

Výrobci LED osvětlení barvu posuzují podle teploty chromatičnosti. Ta se značí T_c [1] a její základní jednotkou je Kelvin. Jedná se o teplotu, jakou by mělo tepelně zářící černé těleso, které by vydávalo záření se stejnými barevnými vlastnostmi, jaké vydává daná LED. Pro snadnější orientaci koncového spotřebitele byly zavedeny tři kategorie, do nichž se LED světla rozčleňují:

- Teplá bílá (teploty 2600 K – 3700 K)
- Neutrální bílá (teploty 3700 K – 5000 K)
- Studená bílá (teploty 5000 K – 8300 K)

Znázornění barev chromatičnosti LED je na obr. 1:



Obr. 1: Znázornění chromatičnosti LED, převzato z [1]

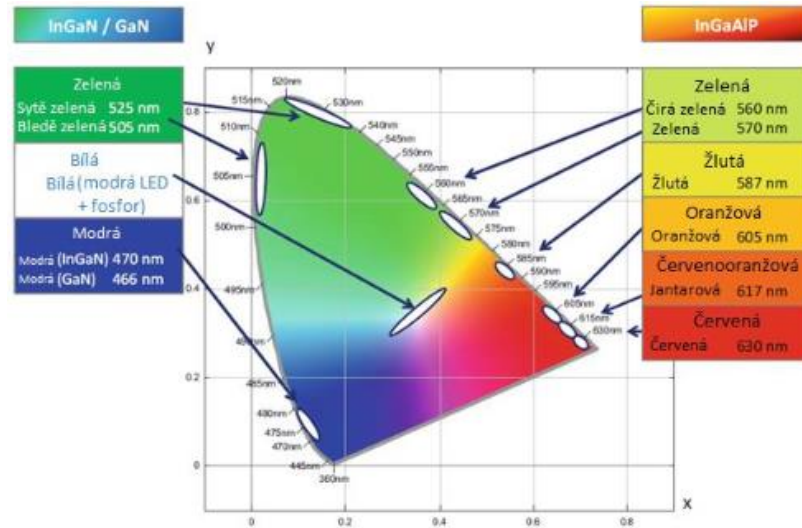
V různých denních dobách je výhodné pro různé činnosti využít rozdílné teploty světla. Při práci v kanceláři se doporučuje použít studené světlo, které člověk vnímá jako zářivější a při práci je poté produktivnější. Ve večerních hodinách se doporučuje použít teplé bílé světlo, které je příjemnější pro lidské oko.

1.4 Tvorba bílého světla

Jak již bylo zmíněno, PN přechod v LED je schopný produkovat pouze monochromatické záření. Oproti tomu bílé světlo není monochromatickým zářením, ale je nutné ho vytvořit z několika barevných světel. To je realizováno buďto RGB metodou, nebo použitím LED s luminoforem [1].

Principem RGB metody je složení bílého světla pomocí červené, zelené a modré LED, jejichž světlo je smíšeno a vytvoří bílé světlo. Hlavní nevýhodou je použití tří různých diod a nutnost ovládnutí každé z nich. Barva výsledného světla je závislá na velmi přesném

nastavení jasu každé z diod. Kvůli těmto nevýhodám se RGB metoda pro výkonové LED nepoužívá. Její využití je v aplikacích, kde je vyžadováno nastavení barvy světla uživatelem. Skládání barev metodou RGB lze vidět na obr. 2.

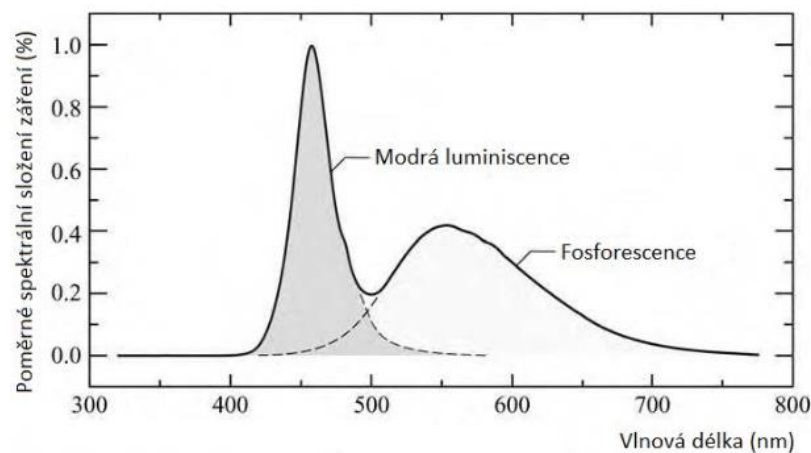


Obr. 2: Skládání barev RGB metodou, převzato z [1]

1.4.1 Využití luminoforu

Když záření dopadne na luminofor, excituje elektron v atomu (ten přejde do vyšší energetické hladiny). Fotoluminiscence je proces, kdy se excitovaný elektron navrátí do nižší energetické hladiny a vyzáří záření s menší energií (ve viditelném spektru záření jiné barvy), než byla energie původního záření [1].

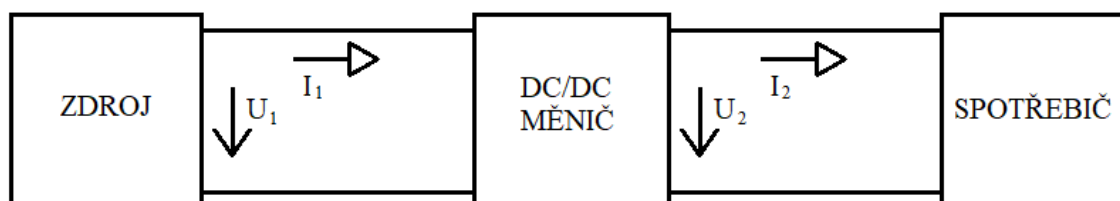
LED používající luminofor se skládají z modré nebo ultrafialové LED a pouzdra, které obsahuje luminofor [1]. Když modré světlo prostupuje pláštěm LED, jeho část dopadne na luminofor, který vyzáří žluté světlo (s nižší energií). To potom v kombinaci s modrým vytvoří bílou barvu. Výhodou této metody je bílé světlo, které se nemusí nijak nastavovat, jako u RGB a možnost velkého výkonového zatížení. Proto se ve většině aplikací využívá právě LED s luminoforem.



Obr. 3: Spektrum bílé LED využívající luminofor, převzato z [1]

2 DC/DC MĚNIČE

DC-DC měniče jsou typem napětových měničů, které slouží k přeměně stejnosměrného vstupního napětí U_1 a proudu I_1 na stejnosměrné výstupní napětí U_2 a proud I_2 o jiných velikostech, jak je znázorněno na obr. 4. Měnič se obvykle skládá z řídicí a silové části. Řídicí část je dnes většinou realizována jako integrovaný obvod, který spíná tranzistor. Ten ve spolupráci s akumulacími prvky v silové části obvodu napětí převádí na požadovanou výstupní hodnotu.



Obr. 4: Funkce DC-DC měniče, překresleno z [2]

2.1 Výhody a nevýhody spínaných zdrojů

Účinnost měniče η je dána jako poměr výkonů

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (2)$$

kdy P_{in} značí příkon a P_{out} výstupní výkon měniče. V současné době se od měničů využívajících transformátor pro převod napětí ustupuje kvůli použití regulátoru, na kterém dochází ke ztrátám energie. Výsledný obvod dosáhne malých hodnot účinnosti, zpravidla pod 50% [2].

Jejich funkci přebírají spínané zdroje. Jejich účinnost je vyšší o několik desítek procent, při optimálních podmínkách může dosáhnout hodnot od 60 % do 98 % [2]. Další výhodou spínaných zdrojů jsou znatelně menší rozměry výsledného zařízení, což znamená většinou i nižší cenu finálního výrobku, jehož součástí měnič je. Nevýhodou spínaných zdrojů je složitější návrh, ale s masovým využitím a výrobou speciálních integrovaných obvodů je i návrh značně zjednodušen. Spínané zdroje dále vytváří větší šum, který je potřeba dále filtrovat, zejména pokud je zdroj použitý pro citlivé zařízení.

Výhodou spínaných zdrojů je jejich schopnost pracovat s větším rozpětím vstupního napětí. U transformátorového měniče vychází hodnota výstupního napětí mimo jiné z momentální hodnoty vstupního napětí, což znamená, že při kolísání vstupního napětí kolísá i napětí výstupní. Oproti tomu spínaný zdroj je schopný pracovat ve velkém rozmezí vstupního napětí bez ovlivnění výstupního napětí vstupním. Běžně se používají takové spínané zdroje, jejichž výstupní napětí je možné regulovat jednoduše pomocí víceotáčkového trimru, což by u transformátorového zdroje nebylo možné bez výkonových ztrát nebo zvýšené složitosti obvodu. Spínané zdroje pracují ve frekvencích nad slyšitelným pásmem, což umožňuje použití menších induktorů. Čím větší je zvolený pracovní kmitočet zdroje, tím menší induktor je nutné použít.

2.2 Vliv frekvence na DC/DC měnič

Výhodou použití vyšší frekvence je možnost zmenšit zařízení, protože není potřebné užití velkých akumulčních prvků. U menšího měniče je menší požadavek na místo v zařízení, ale také menší materiálová spotřeba při výrobě, jejímž následkem bude zmenšení výrobních nákladů. Při použití vyšších pracovních frekvencí v měniči se zvyšují dynamické ztráty při sepnutí a vypnutí spínacího tranzistoru a dynamické ztráty na diodách. Kvůli těmto ztrátám je nutné pro vysokofrekvenční měniče zvolit rychle spínající součástky.

Použitý tranzistor pracuje pouze jako spínač, takže nedochází k velkým tepelným ztrátám. Obvod je tedy řízen jen pomocí spínání a rozepínání tranzistoru v časových úsecích definované délky.

2.3 Dělení DC/DC měničů

Spínané zdroje lze rozdělit do tří základních skupin:

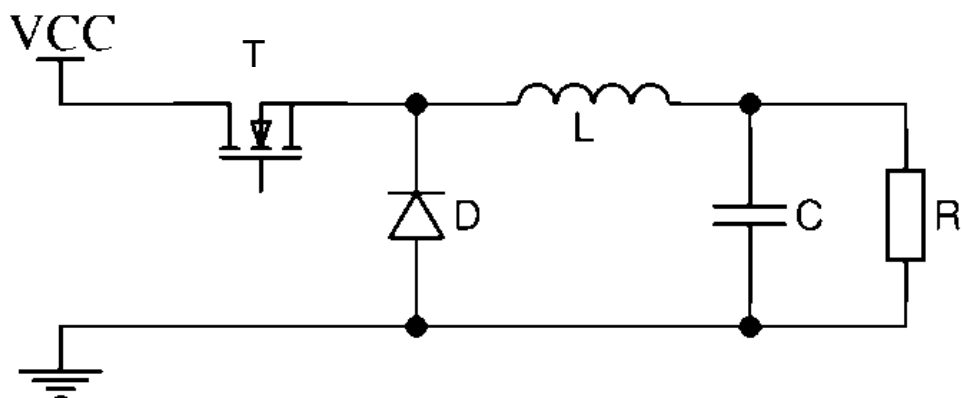
- BUCK converter, jinak nazývaný jako Step – down, propustný měnič snižující napětí
- BOOST converter, jinak nazývaný jako Step – up, blokující měnič zvyšující napětí
- BUCK – BOOST converter – měnič schopný napětí zvyšovat i snižovat

2.3.1 Step – down měnič

Zjednodušené zapojení step – down měniče znázorňuje obr. 5. Hradlo tranzistoru T je připojeno k řídicí elektronice, která obvod vhodně řídí tak, aby tranzistor pracoval v režimu spínače. Když je sepnutý po dobu t_{on} , prochází tlumivkou proud do zátěže R. Dioda D je polarizována v závěrném směru, zvětšuje se proud procházející tlumivkou a akumulovaná energie. Její napětí roste podle vztahu [3]:

$$U_L \approx L \cdot \frac{dI}{dt} \quad (3)$$

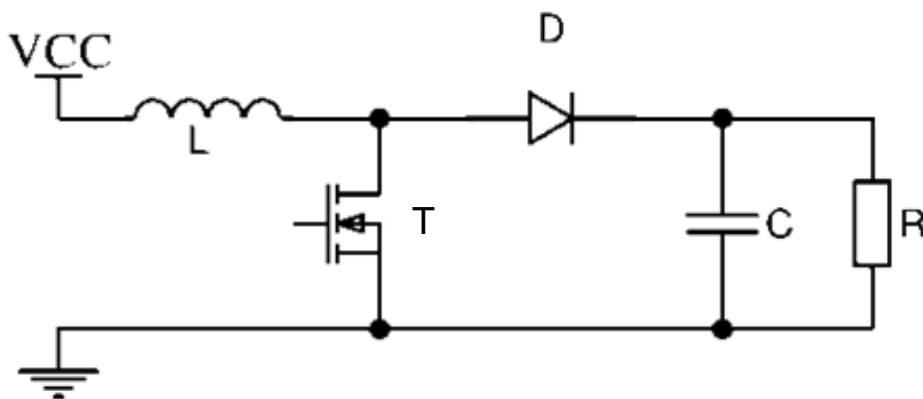
Po rozepnutí spínacího tranzistoru (na dobu t_{off}) se otočí polarita napětí na cívce. Velikost proudu cívkou i jeho polarita zůstává v momentě rozepnutí spínacího prvku stejná, ale postupně klesá, cívka se v obvodu chová jako zdroj, vydává energii, kterou naakumulovala ve fázi funkce obvodu se sepnutým tranzistorem.



Obr. 5: Zjednodušené zapojení step – down měniče, překresleno z [3]

2.3.2 Step – up měnič

Zjednodušené zapojení step – up měniče znázorňuje obr. 6. Při sepnutí tranzistoru prochází cívkou proud a akumuluje se v ní energie, kterou jí předává zdroj. Zátěž R je v tento moment napájena z kondenzátoru. Dioda není otevřená, aby nedocházelo k vybíjení kondenzátoru přes otevřený tranzistor. Po vypnutí řídicího tranzistoru cívka zachová směr proudu a jeho velikost bude postupně klesat, ale obrátí se polarita jejího napětí. To se přičte k napětí zdroje a přes otevřenou diodu je přivedeno na zátěž a na kondenzátor, který se tímto přísunem energie nabije pro další cyklus.



Obr. 6: Zjednodušené zapojení step – up měniče, překresleno z [3]

3 PARAZITNÍ VLASTNOSTI SOUČÁSTEK

3.1 Dioda

V PN přechodu diody se vyskytují dvě kapacity [5]:

Bariérová kapacita C_j (junction capacitance nebo transition capacitance) je způsobena vrstvou prostorového náboje v depletiční vrstvě.

Difúzní kapacita C_D (diffusion capacitance nebo charge storage capacitance) je způsobena akumulací náboje při průchodu proudu.

Celková velikost kapacity diody odpovídá součtu bariérové a difúzní kapacity [5]:

$$C = C_j + C_D \quad (4)$$

3.1.1 Bariérová kapacita

Bariérová kapacita diody existuje v propustném i závěrném směru diody, ale projevuje se převážně v závěrném směru a souvisí s nábojem ochuzené vrstvy v polovodičovém přechodu [5]. U kapacitních diod se jedná o požadovanou vlastnost součástky. PN přechod může být pro popis bariérové kapacity vnímán jako deskový kondenzátor. Kapacitu deskového kondenzátoru lze vypočítat jako

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d}, \quad (5)$$

kde ε_0 značí permitivitu vakua, ε_r relativní permitivitu materiálu (dielektrika), S plochu kondenzátoru a d vzdálenost elektrod. PN přechod se tedy chová jako deskový kondenzátor s odpovídajícími parametry, jehož kapacitu lze vypočítat ze vzorce [5]

$$C_j = \varepsilon \cdot \frac{A}{w}, \quad (6)$$

kde A značí plochu PN přechodu a celková permitivita ε rovná

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r.$$

Šířka přechodu w analogická ke vzdálenosti přechodu d u obecného výpočtu deskového kondenzátoru se vypočítá pomocí vzorce [5]

$$w = \left[\frac{q}{2\varepsilon} \cdot (U_D - U) \cdot \frac{(N_A + N_D)}{N_A \cdot N_D} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (7)$$

Po dosažení výpočtu šířky přechodu do celkového vzorce pro bariérovou kapacitu se získá vzorec [5]

$$C_j = \varepsilon \cdot A \cdot \left[\frac{2\varepsilon}{q} \cdot \frac{1}{(U_D - U)} \cdot \frac{N_A \cdot N_D}{(N_A + N_D)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

Bariérová kapacita je závislá na ploše přechodu A , koncentracích příměsí N_A a N_D a přiloženém napětí U . Těmito veličinami je možné ovlivnit velikost bariérové kapacity. Plochu přechodu a koncentrace příměsí je možné ovlivnit volbou odpovídající diody, napětí U je možné ovlivnit vhodnou volbou napěťových poměrů v obvodu. Bariérová

kapacita je jevem, kterého některé diody, například kapacitní diody, využívají pro svou funkci, nicméně pro potřeby spínání při vysoké pracovní frekvenci je nutné bariérovou kapacitu minimalizovat. Bariérová kapacita má vliv u rychlých diod.

3.1.2 Difúzní kapacita

Difúzní kapacita se uplatňuje v propustném směru, kdy je zpravidla větší, než kapacita bariérová [4] a určuje dynamické vlastnosti diody. Bariérová kapacita vzniká tak, že při přechodu nosičů do oblasti s opačnou vodivostí se tyto nosiče stanou minoritními (elektrony v oblasti P a díry v oblasti N). Tyto nosiče potřebují pro rekombinaci jistý čas, takže se kolem depletiční vrstvy (která se chová jako dielektrická vrstva) tvoří z těchto nosičů náboj. Velikost takto vytvořeného náboje je přímo úměrná proudu procházejícímu PN přechodem, tudíž je velikosti proudu přímo úměrná i velikost difúzní kapacity [5]. Tu lze snížit rychlejší rekombinací nosičů – u rychlých diod přidáním rekombinačních center do méně dotované oblasti přechodu.

Při odvození vztahu pro velikost difúzní kapacity je uvažován nesouměrný PN přechod – P⁺N přechod. K akumulaci minoritních nosičů bude docházet převážně v oblasti N a minoritními nosiči v oblasti N budou díry. Předpokládá se, že přechod bude nesymetricky dotovaný ($N_A \gg N_D$). Náboj akumulovaný v přechodu je roven [5]

$$Q = I \cdot \tau_p = q \cdot A \cdot L_p \cdot p_{n0} \cdot e^{\frac{qU}{kT}} . \quad (9)$$

Difúzní kapacita se poté spočte jako [5]

$$C_D = \frac{dQ}{dU} = \frac{q^2}{kT} \cdot A \cdot L_p \cdot p_{n0} \cdot e^{\frac{qU}{kT}} = \frac{q}{kT} \cdot I_p = \frac{I}{U_T} \cdot \tau_p . \quad (10)$$

3.1.3 Volba diody

Nevhodně vybraná dioda by mohla omezit funkčnost zapojení ve vyšších frekvencích. Rozhodujícím parametrem pro rychlost vybrané diody je difúzní kapacita, je závislá na proudu PN přechodem. V katalogových listech bude sledován parametr t_{rr} – doba zotavení (reverse recovery time).

Další možností je použití Schottkyho diody, která dosahuje dobrých dynamických vlastností. Tyto diody jsou vyrobeny z křemíku nebo z karbidu křemíku (SiC). Při použití Schottkyho diody musí být uváženo maximální závěrné napětí křemíkových Schottkyho diod, které je řádově menší, než u klasických diod. Pro realizaci měniče připojeného na síťové napájení by musela být využita Schottkyho dioda z karbidu křemíku, protože průrazné napětí křemíkové diody by nebylo dostatečné. Dynamické vlastnosti těchto diod určuje jejich bariérová kapacita. Pořizovací cena Schottkyho diod je vyšší, než cena diod klasických, ale cenový rozdíl je malý.

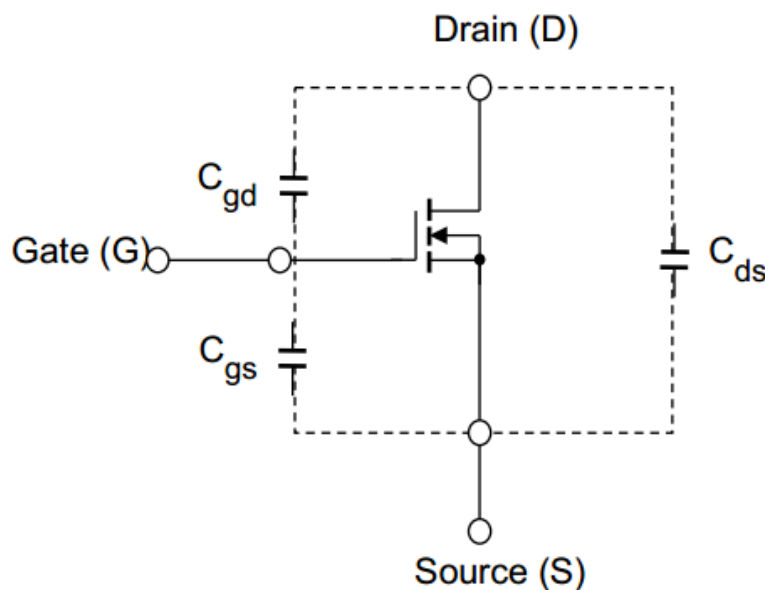
3.2 Tranzistor MOSFET

3.2.1 Mezní kmitočet unipolárního tranzistoru

Oproti bipolárním tranzistorům je možné unipolární tranzistory využít při spínání vyšších frekvencí. Tranzistor MOSFET je možné jako spínač použít do frekvence cca 100 kHz, poté se vyskytnou problémy spojené s parazitními kapacitami. Katalogové listy tranzistorů obsahují údaje o délkách dějů v tranzistoru, ze kterých je možné zjistit, jestli je vybraný tranzistor vhodný pro konkrétní zapojení. Tranzistory HEMT (high electron mobility transistor) umožňují použití při frekvencích až do 10 GHz [2]. S parazitními kapacitami souvisí komutační náboj tranzistoru. Rychlejší spínání by mohlo být dosaženo použitím spínacích tranzistorů s karbidem křemíku, ty jsou ale konstruovány pro vyšší výkony a jsou dražší.

3.2.2 Parazitní kapacity

Jak je znázorněno na obr. 7, parazitní kapacity jsou na tranzistoru MOSFET přítomné mezi každou dvojicí elektrod.



Obr. 7: Parazitní kapacity tranzistoru MOSFET, převzato z [6]

Výrobci v katalogových listech neudávají hodnotu každé kapacity zvlášť, namísto toho udávají hodnoty kapacit: [6]

Vstupní kapacita C_{iss} (input capacitance)

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS} \quad (11)$$

Výstupní kapacita C_{oss} (output capacitance)

$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS} \quad (12)$$

Reverse transfer capacitance C_{rss}

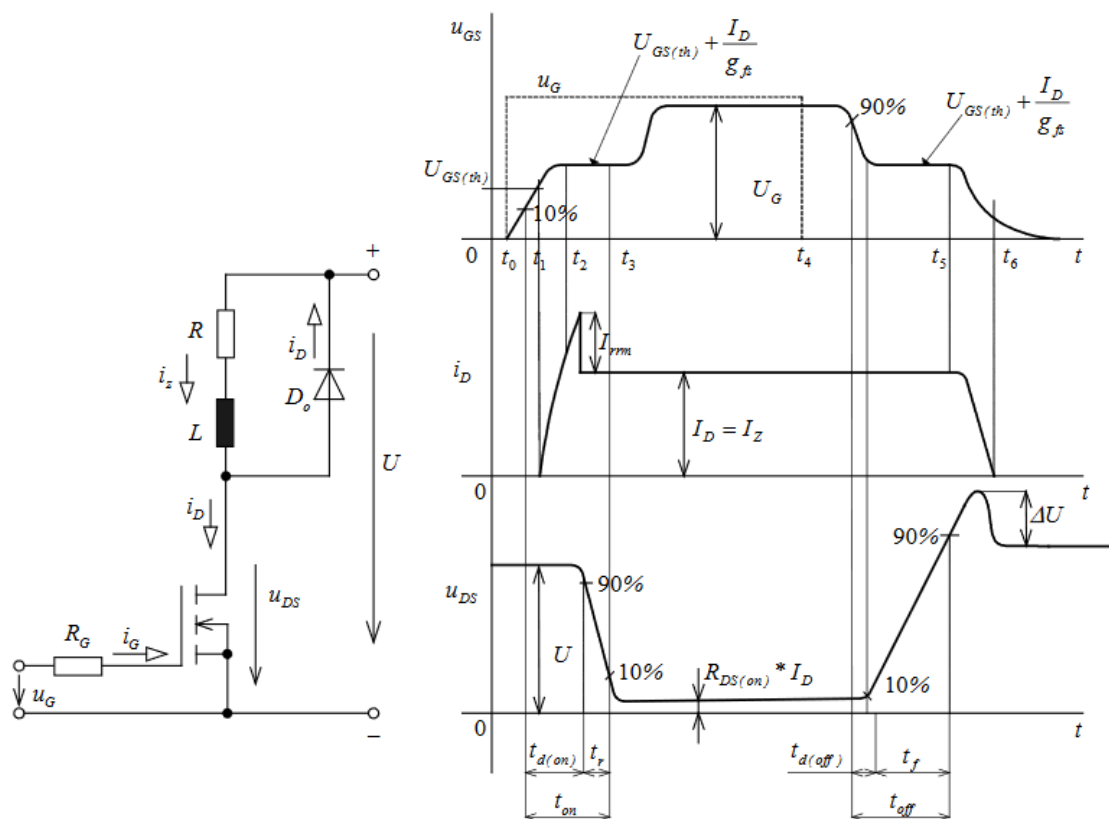
$$C_{rss} = C_{GD} \quad (13)$$

Velikost kapacit C_{GD} a C_{GS} je dána především strukturou hradla.[7].

Největší vliv na funkci tranzistoru má Millerova kapacita, která je formálně shodná s kapacitou mezi elektrodami Gate a Drain – C_{GD} [8]. Ta je dána vytvořením kanálu a jeho vzdáleností od hradla, takže se mění v závislosti na napětí U_{DS} , z nízké hodnoty při vypnutém tranzistoru (velkém U_{DS}) až na vysokou hodnotu při zapnutém tranzistoru (nízkém U_{DS}) [8]. Nabíjením této kapacity jsou značně omezeny funkce tranzistoru při vyšších kmitočtech.

3.2.3 Vliv kapacit na spínání tranzistoru MOSFET

Modelové schéma při sepnutí a vypnutí tranzistoru a průběhy proudů a napětí znázorňuje obr. 8.



Obr. 8: Schéma a časové průběhy spínání tranzistoru MOSFET s indukční zátěží, převzato z [8]

Tranzistor sepneme přivedením kladného napětí u_G . Přes odpor R_G se začne nabíjet kapacita C_{GS} a vybíjet kapacita C_{GD} . I když je velikost kapacity C_{GD} obvykle menší, než velikost kapacity C_{GS} , C_{GD} se vybíjí z plného napětí napájecího zdroje, takže náboj uložený na C_{GD} je větší, než na C_{GS} . Napětí u_{GS} začne růst. Po překročení prahového napětí $U_{GS(th)}$ se tranzistor začne otevírat a začne přes něj téci proud i_D . Až po vybití kapacity C_{GD} se napětí u_{GS} začne dále zvyšovat. Proud i_D se zvětšuje až do jeho maximální hodnoty [8]

$$I_{Dmax} = I_D + I_{rrm} , \quad (14)$$

kde I_{rrm} je závěrný zotavovací proud diody D_0 . Poté se Proud i_D ustálí na hodnotě I_D , která odpovídá proudu zátěží a napětí na tranzistoru $U_{D_{\text{Son}}}$ poklesne na svou minimální hodnotu pro dané zapojení

$$U_{D_{\text{Son}}} = I_D \cdot R_{D_{\text{Son}}}, \quad (15)$$

kde $R_{D_{\text{Son}}}$ je vnitřní odpor tranzistoru v sepnutém stavu, což znamená, že je tranzistor sepnutý. Při rozepínání je děj opačný, kapacita C_{GS} se vybíjí a C_{GD} se nabíjí, a tím zpomaluje vypnutí tranzistoru.

Nejjednodušším řešením pro urychlení nabití a vybití vstupní kapacity se zdá být zmenšení odporu R_G na minimální hodnotu, aby mohl téci co největší proud do hradla a nabití kapacity by bylo urychleno, nicméně při konstrukci zařízení musí být zvážena i schopnost zdroje řídicího u_G dodat vyšší proud. Řídicí integrované obvody mají limitovaný výstupní proud pro ovládání hradla, a to buďto vnitřním odporem v pouzdře, nebo nutností proud omezit přidáním rezistoru mezi integrovaný obvod a tranzistor.

3.2.4 Výběr spínacího tranzistoru

Výběr tranzistoru je klíčovou částí návrhu zapojení. Je nutné, aby byl zvolen takový, jehož náboj na kapacitách bude co nejmenší, tudíž bude schopný rychle sepnout. K tomu poslouží porovnání komutačních nábojů jednotlivých typů tranzistorů. V katalogových listech bude sledován parametr Q_g – total gate charge. Jedná se o celkový náboj hradla. Výrobci uvádí v katalogových listech velikost náboje na jednotlivých kapacitách, obecně lze ale říci, že musí být zvolen takový tranzistor, který není předimenzovaný, protože velikost kapacit vychází z jeho rozměrů, takže zvolení tranzistoru se zbytečně velkým přechodem a elektrodami (a tedy i velkým nábojem, který se akumuluje na kapacitách) by mělo za následek zpomalení celého obvodu. Velikosti komutačních nábojů různých tranzistorů porovnává tab. 1. Jsou porovnávány tranzistory od více výrobců, každý ale testuje své tranzistory při jiných podmínkách, které jsou vždy uvedeny v katalogovém listu.

Tab. 1: Porovnání komutačních nábojů tranzistorů [9], [10], [11], [12], [13]

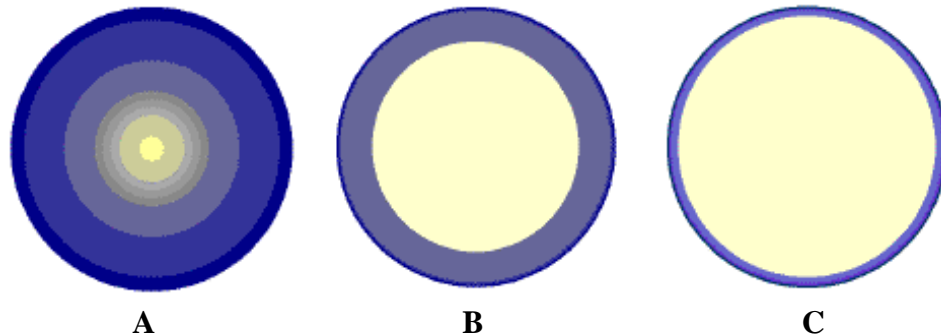
Tranzistor	Celk. náboj G [nC]	Náboj GS [nC]	Náboj GD [nC]
IRLZ44	66	12	43
IRF710	17	3,4	8,5
IRF840	63	9,3	32
IRFP240	70	13	39
IRF2804	240 (typ. 160)	62 (typ. 41)	99 (typ. 66)

3.3 Tlumivky

Při použití tlumivky ve střídavém obvodu je nutné brát v úvahu její ztráty. Ty jsou kmitočtově závislé a je potřeba je uvážit při výběru vhodné cívky pro aplikaci, která používá vysoký pracovní kmitočet.

3.3.1 Skin efekt

Když tlumivkou protéká stejnosměrný proud, je jeho hustota v průřezu vodiče homogenní. Skin efekt (skin effect), nazývaný také jako povrchový děj, nastává, když cívkou protéká střídavý proud. [14] V takovém případě protéká větší proud po povrchu vodiče, než jeho středem. Tento jev je značně závislý na frekvenci proudu, narůstající frekvencí se zvětšují jeho projevy. Příklad povrchového jevu ve vodiči je znázorněn na obr. 9.



**Obr. 9: Skin efekt při průchodu střídavého proudu vodičem, upraveno z [15].
Frekvence i vliv skin efektu se zvyšuje od (A) do (C).**

Frekvence proudu procházejícího vodičem se zvyšuje od případu A do C. Modrá barva ukazuje rozložení proudové hustoty.

Ve vysokofrekvenčních aplikacích protéká většina proudu tlumivkami jen tenkou vrstvou na okraji vodiče. Hustota proudu J od povrchu vodiče klesá exponenciálně podle vzorce [16]

$$J = J_s \cdot e^{-\frac{d}{\delta}}, \quad (16)$$

Kde J_s je proudová hustota na povrchu vodiče a d je vzdálenost k povrchu vodiče. Hloubka vniku (skin depth) δ se vypočítá jako [16]

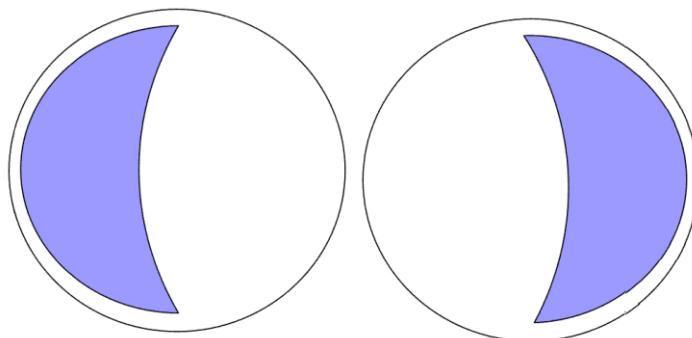
$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}}, \quad (17)$$

kde ρ značí rezistivitu materiálu a μ jeho magnetickou permeabilitu.

3.3.2 Proximity efekt

Proximity efekt (proximity effect), jiným názvem jev blízkosti, se uplatňuje při průtoku střídavého proudu dvěma blízkými vodiči. Každý z těchto vodičů vytváří pole, které ovlivňuje průtok částic ve druhém vodiči. Tento jev má za následek nerovnoměrné rozložení proudové hustoty, menší využití střední části vodiče pro průchod proudu a tím zvýšení odporu vodiče a ztrát na něm [17]. Proximity efekt může být zmenšen správným výběrem konstrukce tlumivky. Zmenšit vliv proximity efektu lze použitím vodiče složeného z více od sebe izolovaných drátů. Čím vyšší je pracovní frekvence zařízení, tím vyšší počet drátů je nutné použít, ale také tím více zmenšit jejich průměr. Proximity

efekt dvou blízkých vodičů s proudem procházejícím stejným směrem oběma vodiči je znázorněn na obr. 10.



Obr. 10: Proximity efekt blízkých vodičů s protékajícím proudem znázorněným modrou barvou, převzato z [17]

3.3.3 Možnosti konstrukce tlumivky

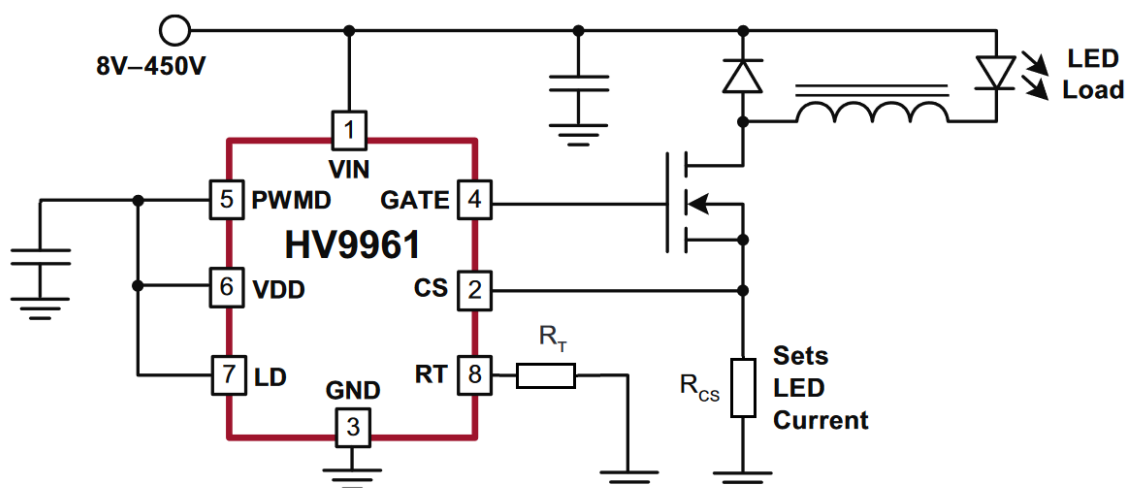
Při užití tlumivky na vysokých pracovních kmitočtech je nutné rozhodnutí, jestli je vhodné do cívky vložit jádro, nebo ji navinout jako vzduchovou cívku (nebo na jádro z plastu, který neovlivní její vlastnosti). Provedení bez jádra snižuje indukčnost tlumivky, ale snižuje také ztráty tlumivky a přeměnu ztrátové energie na teplo [18]. Vhodně se musí zvolit i materiál feritu, pokud se přistoupí k realizaci cívky s jádrem, k dispozici jsou N ferity (Ni Zn) a H ferity (Mn Zn). Výhodnější vlastnosti ve vysokých frekvencích mají N ferity, použití H feritů je doporučováno řádově do stovek kHz. Důležitým parametrem je i tvar jádra, kde se jako nejvhodnější jeví použít hrníčková nebo toroidní jádra [18].

Parazitní kapacita tlumivek vzniká z důvodu překryvu vodičů mimo jiné mezi jednotlivými vrstvami vinutí. Jedním z faktorů ovlivňujících velikost této kapacity je plocha, jakou se vodiče překrývají. Tlumivky využívané v obvodech s vysokým pracovním kmitočtem je vhodné vinout křížovým vinutím, které zmenšuje velikost parazitní kapacity mezi závity zmenšením společné plochy závitů. Cena křížově vinutých tlumivek je vyšší oproti ceně klasicky vinutých tlumivek.

Zmenšením parazitní kapacity se dosáhne posunu vlastní rezonanční frekvence tlumivky (stavu, kdy se indukční reaktance bude rovnat kapacitní reaktanci parazitních kapacit). Tlumivku je ale v měniči možné použít i za jejím rezonančním kmitočtem.

4 ZAPOJENÍ S HV9961

Na obr. 11 je ukázáno katalogové zapojení integrovaného obvodu HV9961 z produkce firmy Microchip. Ke čtvrtému vývodu je připojen MOSFET tranzistor, který spíná silovou část obvodu. Ten je ovládán tak, aby dosáhl pouze dvou stavů, kterými jsou plné otevření a uzavření.



Obr. 11: Katalogové zapojení integrovaného obvodu HV9961, upraveno z [19]

Když je tranzistor otevřený, proud protéká přes rezistor R_{CS} , tlumivku a LED. Na druhé diodě je napětí připojené opačným směrem, než je potřebné, pro její otevření, takže zůstává uzavřena. Proud tlumivkou postupně narůstá podle vztahu

$$\Delta I = \frac{\Delta U \cdot t}{L} \quad (18)$$

a je limitován velikostí rezistoru R_{CS} . Napětí na tlumivce má nyní kladný pól u LED, záporný u tranzistoru. Celou větví protéká stejný proud, který je důležitý právě pro správné nastavení pracovního bodu u LED diody. Tento proud se nastaví jako [19]

$$I_{LED} = \frac{0,275 V}{R_{CS}} \quad (19)$$

a postupně se zvyšuje až do vypnutí tranzistoru. LED tedy protéká proud a dioda svítí. Po vypnutí tranzistoru změní napětí na tlumivce polaritu, ale proud protéká tlumivkou stejným směrem (jeho polarita se nemění). Tento proud nyní neprotéká přes tranzistor, ale přes komutační diodu, která je v této fázi činnosti obvodu v propustném směru. Proud stále protéká i LED. Snižuje hodnota proudu i velikost akumulované energie. Tranzistor se znovu sepne a děj se opakuje. Tranzistor je řídicím obvodem spínán po době vypnutí [19]

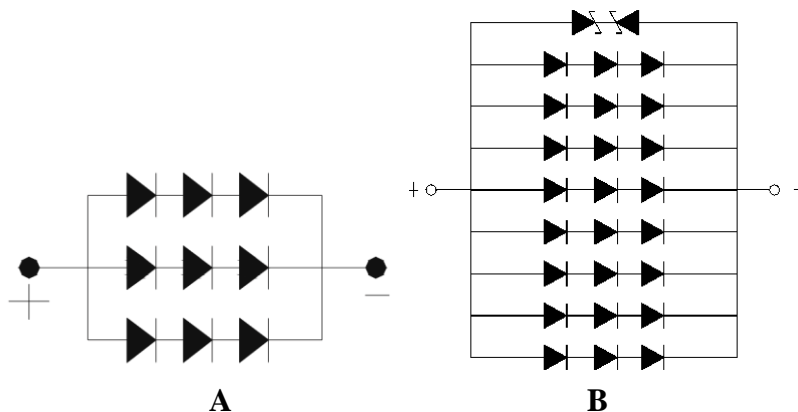
$$t_{off} = \frac{R_T [k\Omega]}{25} + 0,3 [\mu s], \quad (20)$$

pokud je rezistor R_T v rozsahu od 30 k Ω do 1 M Ω .

5 NÁVRH MĚNIČE A VOLBA SOUČÁSTEK

5.1 LED

LED o výkonu 10W se vyrábí jako součástka obsahující několik diod v jednom pouzdře. Příkladem takových diod jsou GT-P10WW339910700 (A) a LTPL-M13710ZS40-T2 (B), které byly pro porovnání vybrány kvůli dostupnosti v tuzemských obchodech. Jejich vnitřní zapojení je viditelné na obr. 12.



Obr. 12: Příklady vnitřního zapojení výkonových LED, převzato z [20], [21]

Pro konstrukci obvodu je nutné znát hodnoty napájecího napětí a optimální hodnoty proudu. Proto byly vybrány dvě diody o výkonu cca 10 W a porovnání parametrů napájení přináší tab. 2. Hodnoty porovnávaných diod jsou podobné. Někteří výrobci ale nabízejí i jiné možnosti vnitřního zapojení, které přináší jiné požadavky pro napájení. Příkladem této diody je LTPL-M13710ZS40-S1. Její parametry pro napájení uvádí druhá část tabulky.

Tab. 2: Porovnání napájecích parametrů výkonových LED [13], [14]

Dioda	GT-P10WW339910700	LTPL-M13710ZS40-T2
Napájecí napětí U_{CC} [V]	9 – 11	8,4 – 9,6
Proud diodou I_D [mA]	1050	1200
Výkon P [W]	9,45	10,8
Dioda	LTPL-M13710ZS40-S1	
Napájecí napětí U_{CC} [V]	33,5 – 38,4	
Proud diodou I_D [mA]	300	
Výkon P [W]	11	

5.2 Kapacitor

Zdroj napájecího napětí nemusí být schopen dodat dostatečný proud, aby pokryl špičkovou spotřebu obvodu. Proto musí být paralelně se zdrojem připojeny i kondenzátory, které budou právě špičkové spotřeby pokrývat tak, aby nedošlo k přerušení

funkce obvodu. Vhodné kondenzátory musí mít malé dielektrické ztráty – vodivostní, polarizační a ionizační. Velikost těchto ztrát se zvyšuje se zvyšující se pracovní frekvencí součástky. Míru dielektrických ztrát udává ztrátový činitel $\text{tg}\delta$. Vhodnými kondenzátory s dobrými vysokofrekvenčními vlastnostmi jsou propylenové a keramické s nízkoztrátovou keramikou I. typu hmoty. Dobré vysokofrekvenční vlastnosti mají také slídkové kondenzátory, ale jejich velikost by mohla být u stabilizačních kondenzátorů nedostačující. Od jejich použití se v dnešní době ustupuje.

Dielektrikem u polypropylenových kondenzátorů je polypropylenová fólie. Ta je následně metalizována a tím jsou vytvořeny elektrody, nebo je fólie vkládána mezi již připravené elektrody. Mají nízkou hodnotu sériového odporu ESR (equivalent series resistance) [22], která umožňuje v případě potřeby vydání velké proudové špičky. Dále se vyznačují nízkou parazitní indukčností. Jsou teplotně i napěťově stabilní a vyrábí se v hodnotách od 100 pF do více než 10nF. Nevýhodou je vyšší cena.

Keramické kondenzátory se vyrábí z keramiky označované jako hmoty I – III a jsou rozpoznatelné podle barvy součástky. Keramické kondenzátory hmoty I se vyznačují vysokou stabilitou (tepelnou i frekvenční), keramika má malou permitivitu a malé dielektrické ztráty [23]. Nevýhodou oproti ostatním dvěma typům hmoty je uložení menší velikosti náboje ve stejně velkém kondenzátoru.

Velikost potřebného kondenzátoru závisí mimo jiné i na schopnosti samotného zdroje vykrytí špičky ve spotřebě. Proto nelze bez znalosti zdroje určit kapacitu blokovacího kondenzátoru. Pokud je ale známo zvlnění napětí ΔU za dobu Δt , je možné kapacitu spočítat jako

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U}. \quad (21)$$

Přibližnou velikost takového kondenzátoru je možné odhadnout, protože příliš velká hodnota kapacity bude mít na obvod jen malý vliv, když průběh napětí více vyhladí. Pro hrubý odhad jsou zvoleny hodnoty $I = 1,05 \text{ A}$ (typický proud pro LED z kapitoly 5.1), $\Delta t = 16,67 \mu\text{s}$ a rozdíl napětí $\Delta U = 4 \text{ V}$. Odhadovaná kapacita se poté bude pohybovat okolo hodnoty

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{1,05 \cdot 16,67 \cdot 10^{-6}}{4} = 4,376 \mu\text{F}. \quad (22)$$

5.3 Výpočet rezistorů a tlumivky

V ukázkovém případě měnič napájí výkonovou LED s parametry $U_{\text{LED}} = 10\text{V}$ a $I_{\text{D}} = 1050 \text{ mA}$, jaká je popisována jako jedna z vhodných diod v kapitole 5.1. Počáteční frekvence funkce takového měniče bude 30 kHz. Bude využito zapojení s HV9961. Podle katalogového listu bude rezistor R_{CS} , který nastavuje proud protékající LED, roven: [19]

$$R_{\text{CS}} = \frac{0,275 \text{ V}}{I_{\text{LED}}} = \frac{0,275}{1,05} = 0,2619 \Omega \quad (23)$$

Rezistor R_{T} ovládá dobu vypnutí tranzistoru podle vzorce [19]

$$t_{\text{off}} = \frac{R_{\text{T}} [\text{k}\Omega]}{25} + 0,3 [\mu\text{s}]. \quad (24)$$

Jeho úpravou se získá vzorec pro výpočet hodnoty rezistoru R_T . Jako doba vypnutí bude zvolena polovina periody $t_{off} = 16,67 \mu s$. Velikost rezistoru R_T se tedy spočte jako

$$R_T = 25t_{off}[\mu s] + 7,5 = 25 \cdot 16,67 + 7,5 = 424,25 \text{ k}\Omega. \quad (25)$$

Rozdíl napětí ΔU pro určení indukčnosti tlumivky se vypočte jako

$$\Delta U = U_{CC} - U_{LED} - U_{TR} - U_{RCS} = 24 - 10 - 0,4 - 0,275 = 13,325 \text{ V}, \quad (26)$$

kde U_{CC} je napájecí napětí 24 V, U_{TR} úbytek napětí na tranzistoru a U_{RCS} napětí na rezistoru R_{CS} . Proud tlumivkou popisuje vztah

$$\Delta I = \frac{\Delta U \cdot t}{L} \quad (27)$$

Zvlnění napětí z katalogového listu [21] je $\Delta I = 0,4 \text{ A}$. Velikost indukčnosti se poté spočte úpravou tohoto vztahu na tvar:

$$L = \frac{\Delta U \cdot t}{\Delta I} = \frac{13,325 \cdot 16,67 \cdot 10^{-6}}{0,4} = 555,3 \mu H \quad (28)$$

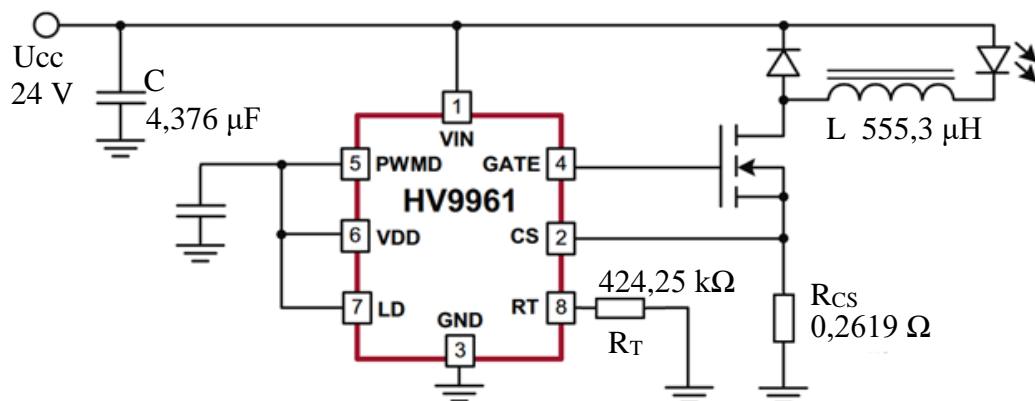
Aby nedošlo k magnetickému přesycení cívky, bude realizována se vzduchovou mezerou v jádře. Ta zmenší celkovou permeabilitu cívky, místo relativní permeability materiálu bude odpovídat efektivní permeabilitě μ_e [24].

$$\mu_e = \mu_r \cdot \frac{l_e}{l_e + l_v \cdot (\mu_r - 1)}, \quad (29)$$

Kde l_e značí délku jádra a l_v délku vzduchové mezery. Pokud bude délka mezery v rozsahu jednotek procent délky jádra, efektivní permeabilita bude oproti relativní o několik řádů menší. Také bude mít za následek řádové zmenšení kolísání vlastností materiálu jádra, menší magnetický tok v jádře a tím i snížení magnetické indukce [24]. Pro realizaci cívky se vzduchovou mezerou se používají E jádra nebo jádra hrníčková.

5.4 Návrh zapojení

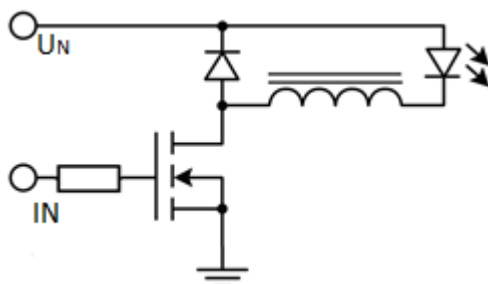
Návrh zapojení včetně hodnot součástek je možné vidět na obr. 13.



Obr. 13: Návrh zapojení, upraveno z [19]

6 PROUDOVÝ REGULÁTOR S TLUMIVKOU

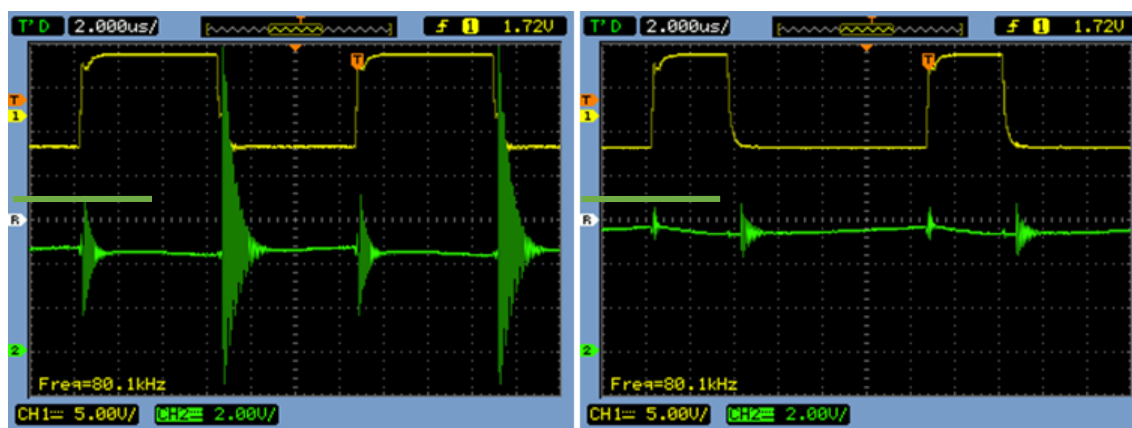
Z důvodu názorného předvedení funkce a možností zkoumaného obvodu popsaného v kapitole 4 byla sestavena modifikace tohoto obvodu. Její schéma je možné vidět na obr. 14.



Obr. 14: Modifikace obvodu pro experiment

Napájecí napětí bylo zvoleno nízké v poměru k napájecímu napětí finálního obvodu. Jeho hodnota byla 7,2 V. V obvodu byly zapojeny sériově tři tlumivky, výsledná hodnota jejich indukčnosti odpovídala 1 mH. Využit byl tranzistor IRF 630, který nemá dostatečně malé hodnoty komutačních nábojů pro funkci v měniči s vysokým kmitočtem. K hradlu tohoto tranzistoru byl připojen ochranný rezistor s hodnotou 47 Ω . I když ve schématu je zakreslena pouze jedna LED, pro získání většího světelného výkonu byly zapojeny tři LED v paralelním zapojení. Funkce tohoto obvodu je stejná, jako v kapitole 4. Pro řízení tranzistoru není využit HV9961, místo něj je tranzistor řízen signálovým generátorem s napětím U_{GS} od -4 V do 7 V, což je dostatečné pro otevření tranzistoru.

Při vyšších hodnotách střídavého vstupního signálu pracuje obvod ve spojitěm režimu. Snímky z osciloskopu v tomto režimu je možné vidět na obr. 15.



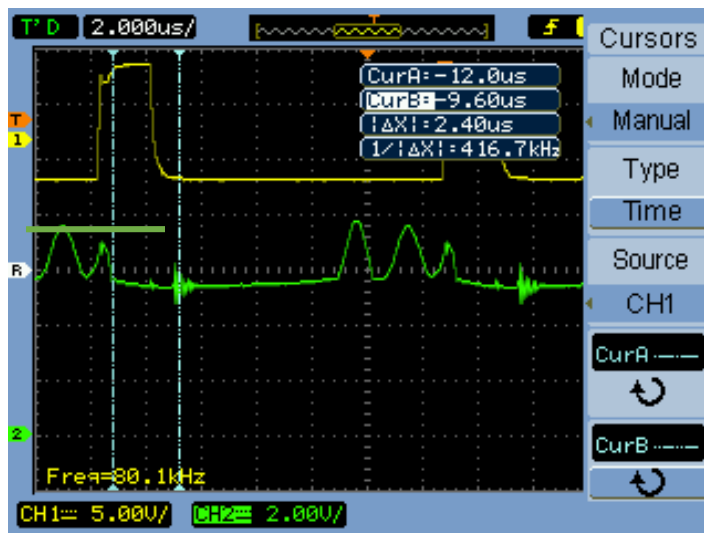
A

B

Obr. 15: Spojitý režim funkce obvodu

Kanál 1 je napojen na vstupní signál a kanál 2 snímá napětí na tranzistoru – U_{DS} . Na prvním snímku je viditelné, že vstupní signál má větší střihu v případě A. Ostatní nastavení obvodu jsou totožná. Se zvyšující se střidou se zmenšuje zvlnění napětí na

tranzistoru. Nespojitého režimu je dosaženo v případě, že řídicí signál má střídu ještě menší, než v případě B. Snímek z osciloskopu, na kterém je viditelná funkce obvodu v nespojitém režimu, je vidět na obr. 16.



Obr. 16: Nespojité režim funkce obvodu

Na výstupu z druhého kanálu je vidět, že při příliš krátké době, po kterou je tranzistor otevřený, není možné, aby LED procházel neustále proud. V tomto nastavení LED svítí pouze po dobu zhruba dvou třetin cyklu, kterou znázorňují průběhy napětí U_{DS} podobné těm, které bylo možné vidět v režimu spojitým. To je způsobené tím, že doba otevření tranzistoru je tak malá, že se tlumivka nestací nabudit na takovou úroveň proudu, aby po vypnutí tranzistoru neklesl proud až k nule. Po zbývající třetinu cyklu rezonuje tlumivka s diodou a na zachyceném průběhu se tyto oscilace projevují zřetelným zvlněním.

V grafech na dvou předchozích obrázcích je zaznačena zelená čára – pro první kanál odpovídá velikosti napájecího napětí, pokud by nula byla ve stejné výšce, jako kanál zobrazující U_{DS} . Napětí na LED odpovídá rozdílu mezi touto zelenou čarou a zeleným průběhem na osciloskopu zobrazujícím právě průběh napětí na tranzistoru. V průběhu celého cyklu není napětí na LED konstantní. Pro funkci zapojení je ale důležité, že se snižující se střídou klesá napětí na LED.

Pro odhad proudu protékajícího LED je potřebné uvažovat její ampérvoltovou charakteristiku v propustném směru. Pokud se pracovní bod pohybuje v části charakteristiky mezi nulovým a prahovým napětím, diodou neprotéká skoro žádný proud. V této oblasti se dioda pohybovala, když popisovaný obvod pracoval v nespojitém režimu a dioda svítila velmi málo. Jakmile se ale obvod dostal do spojitého režimu a na LED bylo napětí vyšší, než prahové, dostala se do strmé části své charakteristiky. V této části odpovídá malé změně napětí na LED velká změna protékajícího proudu, a tím i větší výkon na LED. To bylo při experimentu pozorovatelné, protože se mnohonásobně zvyšoval jas diody.

7 NAPĚŤOVÉ POMĚRY V OBVODU MĚNIČE

Při konstrukci obvodu nastávají dvě možnosti jeho napájení. Jednou je použití napájecího napětí rovného evropskému síťovému, tedy 230 V. Z pohledu evropských norem se jedná o kategorii nízké napětí (zkráceně nn). Druhou možností je napájení přípravku z jiného zdroje s nižším napětím (nejlépe malým napětím, které je podle norem do 50 V). Zřejmou výhodou při použití napájecího napětí 230 V je snadná aplikace měniče s LED jako světla například v domácnosti, nutné by bylo pouze usměrnění napětí a jeho stabilizace kondenzátorem.

Připojení vyššího napájecího napětí má dvě hlavní nevýhody. České normy uvádí, že povolené meze trvalého dotykového napětí jsou 25 V AC a 60 V DC [25]. I když by výsledné zařízení například pro domácí použití bylo patřičně izolováno, aby nebyl možný dotyk živých částí, je nutné uvažovat, že zařízení bude měřeno a testováno. Musí tedy být nastavena taková opatření, aby bylo při měření zamezeno úrazu elektrickým proudem.

Druhou nevýhodou je vyšší napájecí napětí v kombinaci s parazitními kapacitami jednotlivých součástek. Na nich by se hromadil náboj, jehož velikost lze popsat vztahem

$$Q = C \cdot U, \quad (30)$$

kde U značí právě napětí připojené na součástku nebo její část s parazitní kapacitou. Se zvyšujícím se napájecím napětím by se tedy zvyšovala i velikost náboje na parazitních kapacitách součástek, což by snižovalo maximální dosažitelný kmitočet DC/DC měniče. Níže jsou porovnány dva případy, kdy v jednom je měnič napájen napětím 45 V a druhý napětím 230 V. Pokud by si napětí v jednotlivých částech měniče poměrově odpovídala, náboj akumulující se na parazitních kapacitách měniče napájeného vyšším napětím by byl více než pětinasobný. To by nepříznivě ovlivnilo výsledný maximální kmitočet, se kterým by měnič pracoval.

7.1 Volba LED modulů a jejich vliv na parametry tlumivky

Napětí a proud LED ovlivní velikost indukčnosti i jiné parametry tlumivky. Porovnány jsou dva obvody se stejným napájecím napětím 230 V, jeden obsahující LED GT-COB1313-1W2248012130, která má být napájena 34,8 V a proudem 360 mA [26], druhý obsahující tři LED GT-COB1313-1W221203130 zapojené sériově. Ty mají být napájeny napětím 104,4 V a proudem 90 mA [26]. Jak samostatný LED modul v prvním případě, tak i sériová kombinace tří modulů v případě druhém mají výkon okolo 10 W. Zapojení bude stejné jako na obr. 11 v kapitole 4. V obou případech budou využity stejné polovodičové prvky a uvažována ztráta napětí 0,4 V na tranzistoru a 0,275 V na snímacím rezistoru. Indukčnost tlumivky v prvním případě (LED modul s napájecím napětím 34,8 V) bude rovna

$$L = \frac{U \cdot t}{\Delta I} = \frac{194,5 \cdot 6,25 \cdot 10^{-7}}{0,16} = 759,7 \mu H, \quad (31)$$

pokud čas byl zvolen jako polovina periody při frekvenci 800 kHz a proudový rozdíl odpovídá 45 % proudu LED modulem. Pro druhý případ je ponechán zvolený čas, přepočteno napětí na tlumivce a proudový rozdíl odpovídá taktéž 45 % proudu LED modulem. Poté bude její hodnota

$$L = \frac{U \cdot t}{\Delta I} = \frac{124,9 \cdot 6,25 \cdot 10^{-7}}{0,04} = 1,952 \text{ mH}, \quad (32)$$

V obou případech by se u reálných součástek jednalo o tlumivky s vyšší hodnotou indukčnosti. Při výběru tlumivky ale není hodnota její indukčnosti jediným parametrem, pomocí kterého se výběr uskutečňuje. U tlumivek musí být brán ohled na jejich saturační proud, který nesmí být překročen. Saturační proud je stejnosměrná složka proudu protékajícího tlumivkou. Při výběru tlumivky je nutné uvážit, že výše zmíněná tlumivka s menší (cca. poloviční) hodnotou indukčnosti musí mít čtyřikrát větší hodnotu saturačního proudu. Po překročení saturačního proudu poklesne indukce tlumivky.

Některé tlumivky nemusí být konstruovány pro vyšší napětí, které se na nich vyskytne, i zde bude tlumivka s nižší hodnotou indukčnosti více napěťově zatížena, jelikož LED modul bude pracovat s nižším napětím. Tento problém by bylo možné vyřešit snížením napájecího napětí pro celý obvod. Tento krok by také snížil napětí na tlumivce a díky tomu by mohla být využita tlumivka s menší hodnotou indukčnosti. Takové zařízení by ale vyžadovalo další měnič, který by snižoval napětí.

Významný vliv na funkci tlumivky mají i skin a proximity efekty, které se projevují s vzrůstající frekvencí. Vybraná tlumivka musí kromě již zmíněných parametrů být schopná řádné funkce při vysokých kmitočtech (pro výpočet bylo uvažováno 800 kHz).

Snížení hodnoty indukčnosti by šlo dosáhnout zvýšením proudového rozdílu – zvolit větší přípustné zvlnění proudu. Principem funkce obvodu je ale zdroj konstantního proudu, takže zvolení velkého zvlnění by mohlo popírat celkový princip funkce.

7.2 Volba polovodičových součástek

MOSFET tranzistor použitý ve výsledném obvodu musí být vybrán s ohledem na rychlost, proudovou zatížitelnost a maximální přípustné napětí Drain – Source. Rychlost spínání tranzistoru vychází z velikostí komutačních nábojů. Ty výrobce uvádí v katalogových listech společně s kapacitami mezi elektrodami tranzistoru a časy pro sepnutí a vypnutí tranzistoru. Jednoduché číselné porovnání těchto časů může být zavádějící, jelikož jednotliví výrobci používají pro testování jednotlivých řad tranzistorů jiné napětí a proudy. To zajistí, že tranzistor bude mít při testování optimální podmínky pro svou funkci a výsledkem budou optimální hodnoty.

Tranzistorem bude protékat proud řádově ve stovkách miliampérů a mezi jeho elektrodami Drain a Source může být přítomno napětí až v řádech stovek voltů. Tyto parametry závisí na konkrétních napěťových a proudových parametrech finálního obvodu, ale je výhodné vybrat takový tranzistor, který bude spolehlivě funkční i při velké změně napětí a proudů. Při výběru tranzistoru vyšlo najevo, že jsou dostupné tranzistory s dostatečnou hodnotou proudu Drain – Source a s minimálními komutačními náboji, ale

tyto tranzistory nemají dostatečnou hodnotu maximálního napětí mezi Drain a Source. Proto byly zvoleny takové tranzistory, které mají mírně vyšší hodnoty komutačních nábojů, ale také mají vyšší maximální U_{GS} . Proto byl vybrán tranzistor IPN80R4K5P7 od Infineon technologies a druhou volbou byl IRF710 od Vishay. Srovnání jejich klíčových parametrů přináší

tab. 3.

Tab. 3: Srovnání klíčových parametrů vybraných tranzistorů [10], [27]

	IPN80R4K5P7	IRF710
V_{DS} [V]	800	400
I_D [A]	1,5	2
Q_{GS} [nC]	0,6	3,4
Q_{GD} [nC]	1,8	8,5
Q_G [nC]	4	17

Dioda byla vybrána podobným způsobem. V obvodu musí být přítomna taková dioda, jejíž maximální závěrné napětí musí být větší než 400 V kvůli napěťovým špičkám a zvolené rezervě a v propustném směru jimi může procházet proud v řádech stovek miliampérů. I u diody je sledovaným parametrem její rychlost. Tu ovlivňuje difúzní kapacita diody, která je závislá na proudu procházejícím PN přechodem. Sledovaným parametrem je doba zotavení t_{tr} a jejich porovnávání může proběhnout pouze při stejné hodnotě proudu. Byla vybrána dioda ES1G od výrobce Fairchild, pro porovnání byla vybrána masově používaná 1N4007 z nabídky Vishay. Porovnání klíčových parametrů vybraných diod je v tab. 4.

Tab. 4: Srovnání klíčových parametrů diod [28], [29]

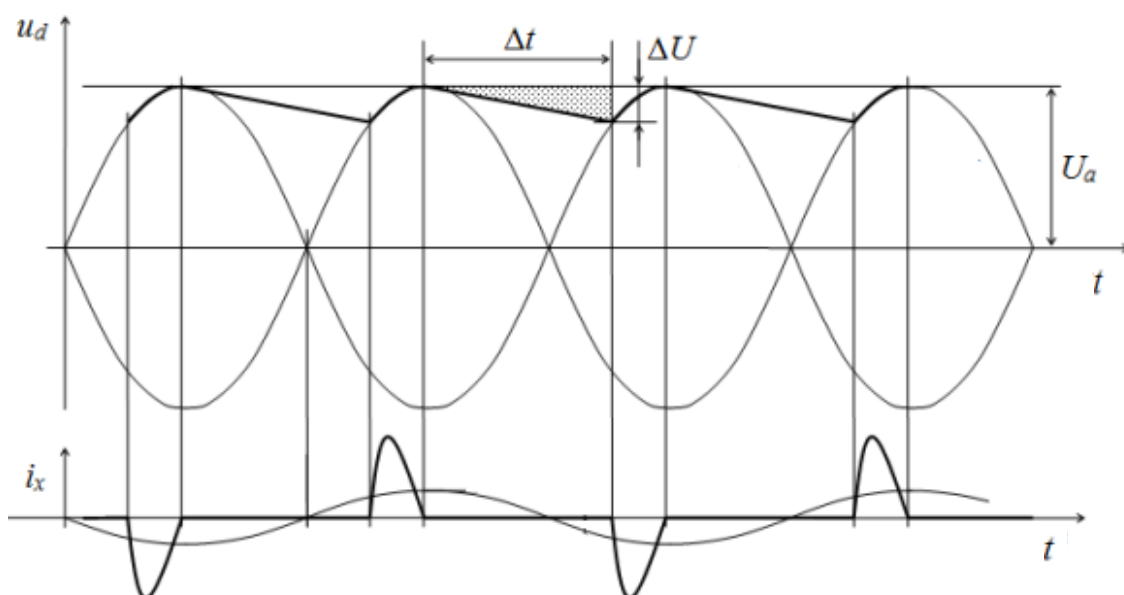
	ES1G	1N4007
U_{RRM} [V]	400	1000
I_F [A]	1	1
C_J [pF]	10	15
t_{tr} [ns]	25	30 000

I v případě volby diody bylo důležité zvolit kompromis mezi jejími parametry. Na trhu jsou diody s menšími hodnotami kapacity, ale jejich hodnota U_{RRM} nebo I_F nebyla dostatečná pro použití v měniči. I v tomto případě se mohou konkrétní hodnoty proudu a napětí měnit s volbou konkrétního zapojení, znovu byla tedy zvolena dioda tak robustní, aby byla vhodná do všech uvažovaných možností zapojení.

Při výběru součástek vyšlo najevo, že pro zpracování ve velkých sériích by bylo možné dosáhnout na součástky s vhodnějšími parametry. Tyto součástky ale prodejci poskytují pouze na objednávku ve velkých (řádově tisícových) množstvích, nebo jejich objednání trvá několik měsíců. Výběr součástky nebyl ovlivněn ani typem montáže, jelikož kombinovaná montáž SMD i THT součástek na jednu desku se dnes běžně provádí.

8 ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA ZAŘÍZENÍ

Pokud bude zařízení připojené do rozvodné sítě, je žádoucí, aby odebíraný proud nezpůsobil kvůli svému tvaru v této síti rušení. Měnič musí být napájen stejnosměrným napětím. Pro usměrnění by bylo vhodné využití můstkového dvojpulsního usměrňovače, také známého jako Graetzovo zapojení. Výstup usměrňovače bude napojen na DPS, která na svém vstupu obsahuje filtrační kondenzátor. Filtrační kondenzátor nevhodné kapacity by se nabíjel pouze v úzké části průběhu proudu, jak je znázorněno na obr. 17.



Obr. 17: Průběhy vstupního napětí a proudu při usměrnění, upraveno z [30]

Kondenzátor se vždy nabije na špičkovou hodnotu napětí U_a a poté napětí na něm klesá po dobu Δt . Za tento čas klesne o rozdíl ΔU a poté se kondenzátor znovu nabije [30]. Pokud bude zvolena příliš velká kapacita kondenzátoru, dojde k tomu, že se rozdíl napětí ΔU bude malý a zmenší se i čas jeho dobíjení. To způsobí proudové pulzy o průběhu i_x na obr. 17.

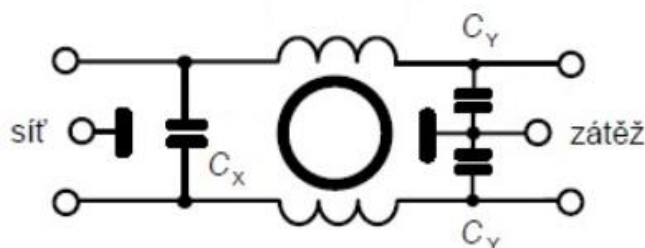
Je tedy nutné vybrat kondenzátor takové kapacity, který spolehlivě vykryje řádově kratší proudové pulzy pro práci měniče na vysokých kmitočtech, ale ne tak velký, aby se při frekvenci 100 Hz, kterou bude mít usměrněné napájecí napětí, nabíjel krátkými pulzy. Průběh napětí na kapacitoru by měl odpovídat průběhu usměrněného síťového napětí, jehož amplituda je 325 V. Změna napětí ΔU je pro výpočet zvolena 90 V (je to hodnota blízká čtvrtině napájecího napětí, jako na obr. 17) za dobu odpovídající polovině periody usměrněného síťového napětí, tedy 5 ms. Měničem protéká proud 100 mA. Horní mez velikosti filtračního kapacitoru bude rovna

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{0,1 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{90} = 5,555 \mu F, \quad (33)$$

větší kapacita by měla za následek tvorbu proudových pulzů. Tato kapacita je menší, než kapacita, kterou by bylo nutné použít pro standardní usměrňovač se stejným proudem.

8.1 Využití síťového odrušovacího filtru

Pro omezení rušení rozvodné sítě měničem a měniče rozvodnou sítí je vhodné do zařízení vložit síťový odrušovací filtr (EMI filtr), aby byly dodrženy předpisy upravující EMC. Vlastní výroba takového filtru je jednou z možností, na trhu je dostupné velké množství již sestavených filtrů, které je možné využít. Některé jsou instalovány společně s napájecími EURO konektory pro jednodušší použití. Jedním z nich je Schurter 5110.0143.1 [32]. Jeho vnitřní uspořádání je znázorněno na obr. 18.



Obr. 18: Vnitřní uspořádání odrušovacího filtru Schurter, upraveno z [31]

Je dostupných mnoho filtrů se stejným vnitřním zapojením, jedná se o nejpoužívanější možnost, liší se hodnotami součástek. Tento obsahuje proudově kompenzované tlumivky o hodnotě 11 mH, kondenzátory $C_Y = 2,2$ nF, které propojují nulový a fázový vodič s ochranným a na vstupu kondenzátor C_X . Funkcí tlumivek je odrušit soufázovou složku rušivých signálů. Kondenzátor C_X odrušuje protifázové složky rušivých proudů, kondenzátory C_Y odrušují soufázové složky rušivých signálů [31].

Kondenzátory použité pro konstrukci síťových odrušovacích filtrů musí splňovat speciální požadavky. Mezi fázový nebo nulový vodič a vodič ochranný musí být zapojeny odrušovací kondenzátory třídy Y, jelikož je v tomto případě omezena hodnota svodového proudu [31]. Ve schématu na obr. 18 jsou označeny C_Y . Jsou nazývány bezpečnostní a jejich hodnota je omezena maximálními přípustnými svodovými proudy. Jsou určeny pro použití tam, kde by jejich průraz mohl ohrozit bezpečnost. Odrušovací kondenzátory třídy X jsou používány tam, kde jejich průraz nemůže lidský život ohrozit [31]. Ve schématu jsou označeny jako C_X . Velikost jejich kapacity není omezena velikostí svodových proudů a volí se pro dosažení vysoké účinnosti odrušení zařízení.

9 OPTIMALIZACE ZAŘÍZENÍ

9.1 Teplota a chlazení

LED pracují s účinností okolo 40 %. Pro konstrukci finálního zařízení to znamená, že zbylý výkon se přeměňuje na teplo, které je potřeba z LED modulu odvést. LED moduly jsou na to navrženy, kromě plošek pro připojení napětí obsahují i termální vývod (thermal pad), plošku, přes kterou se odvádí zbytkové teplo do plošného spoje. Na plošném spoji se využívá dobré tepelné vodivosti mědi nepokryté nepájkivou maskou. Pokud se jedná o výkonnější LED modul, doporučuje se přidání prokovených otvorů pod termální vývod a umístění větší měděné plochy na druhé straně DPS pro další zvýšení plochy, která bude vyzařovat teplo. Při pájení se prokovy zalijí pájkou a tím se ještě zvýší tepelná vodivost na druhou stranu desky.

Druhou možností je použití DPS, která je přímo pro chlazení součástek uzpůsobena – jejím základním materiálem je hliníková deska, která zajišťuje odvod tepla. Elektricky vodivé cesty jsou jako u běžné desky měděné a FR4 slouží jako izolace mezi mědí a hliníkovým základním materiálem. Pro chlazení LED v této práci bylo vyrobeno několik kusů DPS s hliníkem jako základovým materiálem. Zařízení se tedy bude skládat ze dvou desek, jedné, která bude sloužit výhradně pro LED a jejich chlazení, a druhé, na které budou osazeny ostatní součástky.

9.2 Bezpečnost zařízení

U domovních světel je využito několika způsobů ochrany, prvním je poloha, druhým je ochrana krytem a uzemnění kovových konstrukčních částí zařízení.

Je důležité zařízení navrhnout tak, aby splňovalo i další hlediska bezpečnosti, zejména je nutné dodržet podmínky, které jsou udány elektrickou pevností materiálu (někdy také označovanou jako dielektrickou pevností). Jedná se o vlastnost materiálů používaných v elektrotechnice a pro výrobu DPS, jsou dohledatelné v katalogových listech jednotlivých materiálů.

Deska z FR4 byla vyrobena společností Gatema, která na svých webových stránkách poskytuje podrobné informace o používaných materiálech. Podle dokumentace k základním materiálům FR4 [33], [34] je minimální deklarovaná elektrická pevnost v obou případech 29 kV/mm. Typické hodnoty pro tyto materiály jsou ještě vyšší. Je tedy možné použít desku tlustou 1,6 mm z FR4 pro toto zařízení s velkou rezervou.

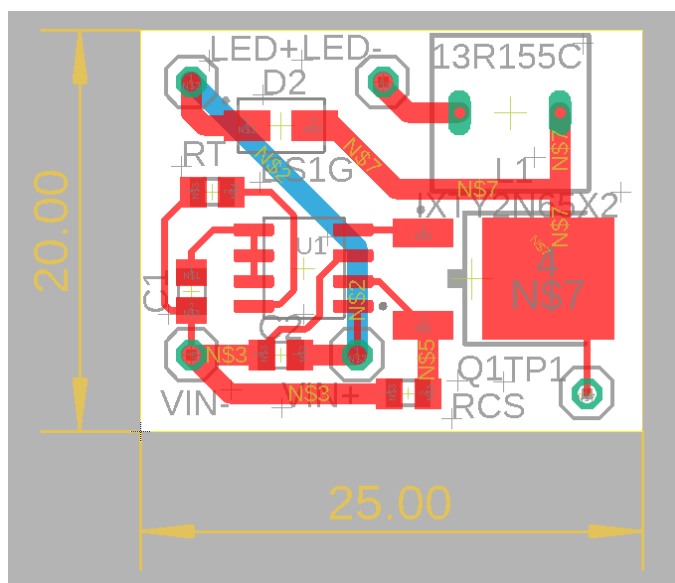
Výboj by při nesprávném zvolení izolačních vzdáleností mohl nastat i na povrchu plošného spoje. Tento problém dokáže potlačit nepájkivá maska. Její elektrická pevnost je několikanásobně větší, než dielektrická pevnost vzduchu, takže pokrytí DPS nepájkivou maskou zmenší minimální izolační vzdálenosti. Také zajistí jejich větší stabilitu, protože pokud by DPS nebyla pokryta, dielektrikem by byl pouze vzduch, který může mít proměnlivou vlhkost, která ovlivňuje jeho elektrickou pevnost. Dokumentace nepájkivé masky [35] uvádí, že její elektrická pevnost se pohybuje v rozmezí 160 – 190 kV/mm.

Výrobce ve specifikaci svých technických možností [36] neudává tloušťku masky, ale podle [37] bývá tloušťka masky minimálně 8 μm s odkazem na normy IPC, jinak nemůže být zaručen dobrý výsledek výrobního procesu DPS. Vrstva této tloušťky má dostatečnou elektrickou pevnost pro správnou funkci zařízení i s dostatečně velkou rezervou.

Pro zajištění odpovídajícího chlazení hliníkového DPS by mohlo být vhodné ho spodní stranou vysunout až na okraj zařízení, aby byl v kontaktu s dostatečným množstvím okolního proudícího vzduchu. Dielektrikem u těchto typů desek je tenká vrstva FR4. DPS s nejtenčí dielektrickou vrstvou, kterou používají zavedené firmy v ČR, je Ventec 4B5 s 50 μm izolačního FR4. Při elektrické pevnosti 29 kV/mm [33], [34] by tato vrstva měla spolehlivě izolovat napětí přes 1000 V, což je pro účely konstruovaného měniče dostatečné.

9.3 Návrh DPS

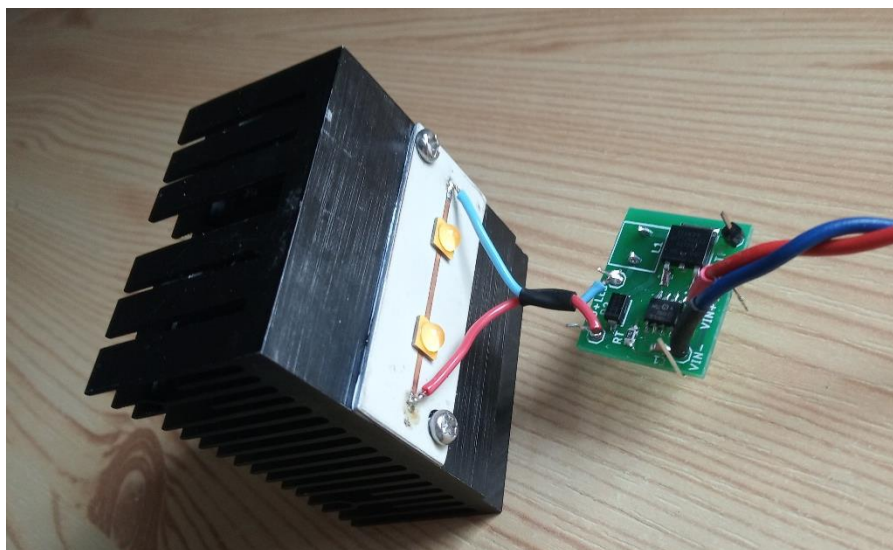
Návrh DPS byl vyhotoven v programu Eagle. Předností celé práce je použití kondenzátorů a tlumivky, které budou mít malé velikosti kapacit a indukčnosti, takže i jejich rozměry budou malé a může dojít ke zmenšení zařízení. Miniaturizace a zachování co největší jednoduchosti byly hlavními aspekty, na které byl při návrhu DPS brán ohled. Zároveň ale musely být zvoleny dostatečné šířky vodivých cest pro silovou část obvodu a dodrženy patřičné izolační vzdálenosti. Je výhodné udělat vodivé cesty silové části co nejkratší a maximálně přímé. Byla využita dvouvrstvá DPS, jedna strana byla zaplněna pouze z malé části. Výrobní náklady by bylo možné zmenšit použitím jednovrstvé desky a využitím drátových propojek. Rozměry výsledné desky jsou 20 mm x 25 mm. Součástky a servisní potisk jsou umístěny pouze na horní straně desky. Návrh DPS je zobrazen na obr. 19. Navržená DPS má rozměry 20 mm x 25 mm.



Obr. 19: DPS navržená v programu Eagle

10 REALIZACE ZAŘÍZENÍ

Zařízení bylo realizováno v souladu s předchozími poznatky. Fotografie měřeného zařízení je na obr. 20.



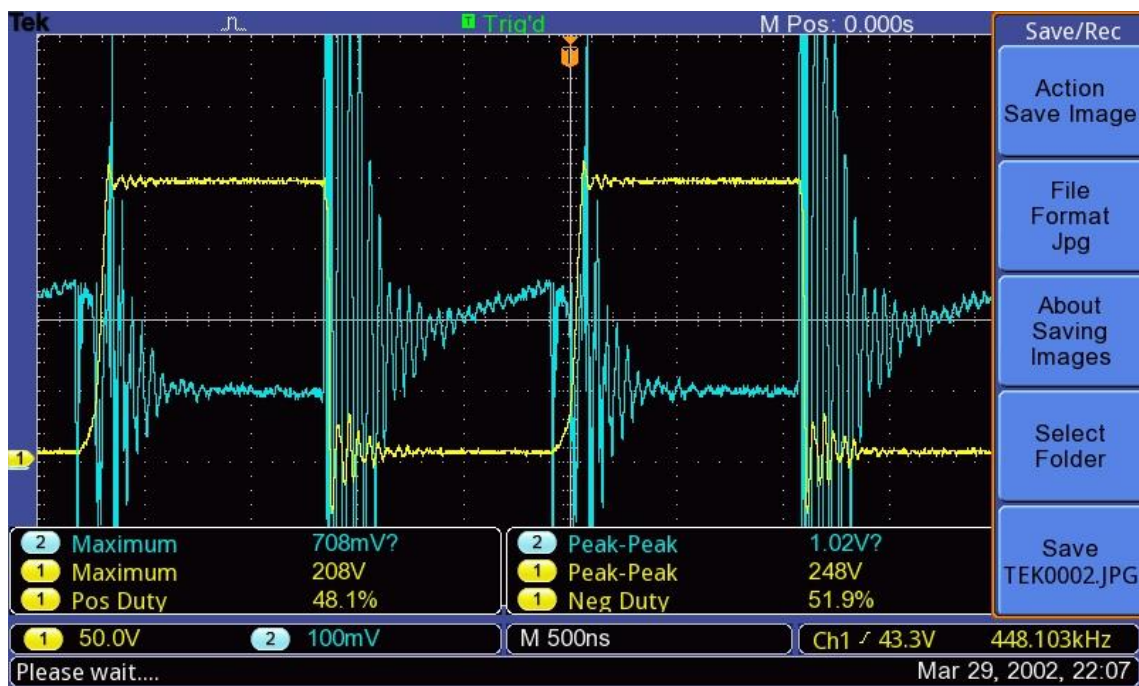
Obr. 20: Fotografie měřeného zařízení

Hliníkový DPS s LED byl připevněn na dostatečně velký chladič, aby nedošlo k poškození LED. Byly použity součástky popsané v kapitole 7. Výjimku tvoří tranzistor, IPN80R4K5P7 byl nahrazen IXTY2N65X2. Jejich porovnání přináší tab. 5. Jedná se o tranzistory se srovnatelnou velikostí komutačního náboje. Použité LED jsou dvě sériově zapojené Cree XMLHVW-BIN042, jejichž maximální napájecí napětí je 55 V a proud 125 mA. Každá z nich má výkon 6,875 W. [38]

Tab. 5: Srovnání klíčových vlastností použitého tranzistoru [27], [39]

	IPN80R4K5P7	IXTY2N65X2
V_{DS} [V]	800	650
I_D [A]	1,5	2
Q_{GS} [nC]	0,6	0,8
Q_{GD} [nC]	1,8	2,1
Q_G [nC]	4	4,3

DPS s LED byl k DPS s ostatními součástkami připojen kroucenou dvojlinkou. Snímek z osciloskopu zachycující funkci obvodu je na obr. 21. První (žlutý) kanál snímá funkci tranzistoru – je viditelné jeho otevírání a uzavírání. Druhý kanál zobrazuje průběh napětí na snímacím rezistoru R_{CS} . Ten řídí vnitřní komparátor HV9961, který při překročení stanovené úrovně protékajícího proudu (při překročení definovaného napětí na R_{CS}) rozezne tranzistor. Na průběhu napětí na R_{CS} jsou znatelné záškuby, které mohou nepříznivě ovlivnit funkci měniče. V průběhu měření byl na tranzistor umístěn chladič, aby nedocházelo k jeho přílišnému zahřátí.



Obr. 21: Průběhy napětí v obvodu, první kanál (žlutý) snímá průběh napětí na tranzistoru a druhý (modrý) snímá napětí na R_{cs} .

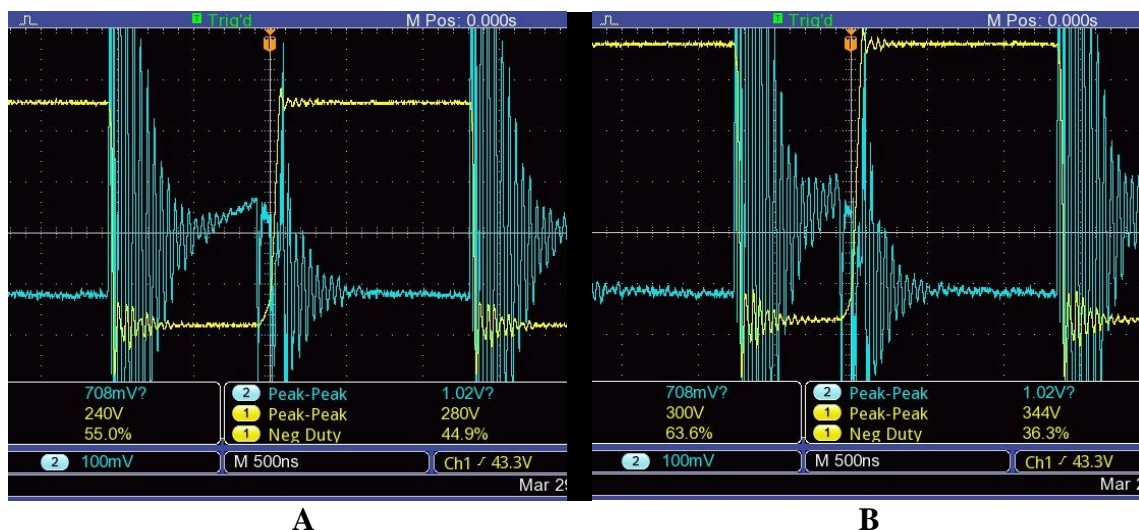
10.1 Vliv napájecího napětí

Dosažené hodnoty kmitočtu a průměrného odebíraného proudu ze zdroje pro různé hodnoty odporu R_T zobrazuje tab. 6.

Tab. 6: Dosažené hodnoty kmitočtu a vstupního proudu

U [V]	$R_T = 15 \text{ k}\Omega$		$R_T = 22 \text{ k}\Omega$		$R_T = 27 \text{ k}\Omega$	
	f [kHz]	I [mA]	f [kHz]	I [mA]	f [kHz]	I [mA]
150	405,6	79,6	288,2	78,1	245,3	76,6
170	506,3	74,2	358,9	71,7	303,2	70,1
190	570,8	72,8	413,1	66,5	353,2	64,6
210	624,1	76,6	468,1	63,2	391,5	60,6
230			501,7	62,7	424,1	58,2
250			524,8	65,3	443,5	57,3
270					460,1	58,4
290					473,8	61,1

Jak je zřejmé z výsledků měření, se zvyšujícím se napájecím napětím se zvyšuje kmitočet, při kterém zařízení pracuje, a snižuje se průměrný proud odebíraný ze zdroje. Toho je dosaženo vlivem snížení střídy otevření tranzistoru. Indukčnost se při použití vyššího napájecího napětí rychleji nabudí – zkrátí se doba, po kterou je tranzistor otevřený a tím se zvětší výsledný kmitočet. Tento jev je znázorněn na obr. 22, kde na části snímku A je možné vidět nižší napájecí napětí (viditelné při uzavření tranzistoru) a větší střídu (negative duty). V části snímku B je obvod připojen na vyšší napájecí napětí a střída je menší.



Obr. 22: Vliv napájecího napětí na střidu. S vyšším napětím (B) se zmenšuje doba otevření tranzistoru kvůli rychlejšímu nabuzení tlumivky.

Pokud je vyšší napájecí napětí, je rychleji dosaženo takové úrovně proudu protékajícího rezistorem R_{cs} , že úbytek na něm vyhodnotí HV9961 tak, že tranzistor rozezne. V druhé části cyklu je pro svícení LED využívána energie akumulovaná v tlumivce. Díky tomu obvod odebírá ze zdroje stejný výkon při rozdílných hodnotách napájecího napětí.

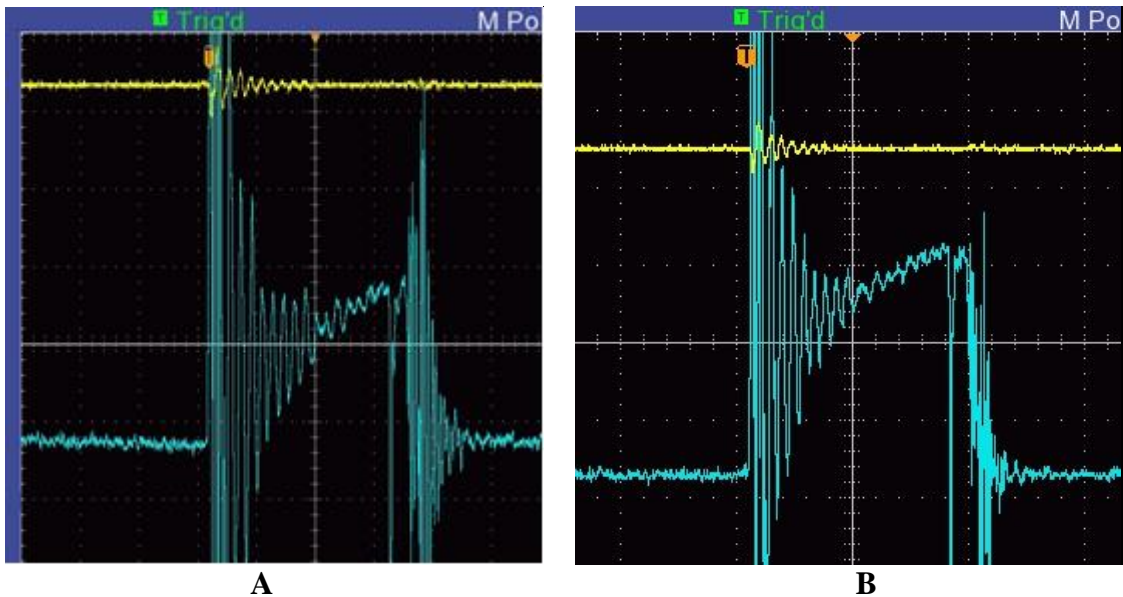
Prázdná místa v tabulce značí, že některé hodnoty nebylo možné naměřit. Po dosažení jisté úrovně napětí měnič již nepracoval správně a jas LED znatelně poklesl. To je způsobeno tím, že zákmity na snímacím rezistoru R_{cs} po dosažení určité velikosti ovlivňují komparátor v řídicím obvodu. Ten poté správným způsobem nespíná a nerozepíná tranzistor. Výsledný kmitočet měniče tedy roste se zvyšujícím se napájecím napětím, musí ale být vhodně zvolen tak, aby byla zajištěna funkčnost zařízení. Jak je viditelné z výsledků měření, tento problém se dá vyřešit pomocí zvýšení hodnoty rezistoru R_T , který zvýší dobu vypnutí tranzistoru. To ale sníží výsledný kmitočet, se kterým zařízení pracuje. Je tedy nutné zvolit takovou hodnotu R_T , aby byla zaručena funkčnost měniče i pro špičkové hodnoty napájecího napětí – pro 325 V. Vstupní napětí měniče je proměnné, protože bude napájen usměrněným a částečně vyhlazeným síťovým napětím, ale měnič musí fungovat tak, aby vlivem napěťových špiček nebyla omezena jeho funkčnost.

10.2 Vliv propojovacích vodičů mezi DPS

Hliníkový DPS s LED a DPS s ostatními součástkami jsou propojeny kroucenou dvojlinkou. Oba vodiče se navíc u LED modulu oddělují do vzdálenosti několika centimetrů tak, aby mohly být připojeny k LED. I když použití kroucené dvojlinky vliv omezuje, vytváří se smyčka, kterou nelze při používání měniče zanedbat. Vedení má vlastní indukčnost a kapacitu mezi vodiči. Pokud dojde k jejich rezonanci, vedení se chová jako anténa.

Následkem rezonance se zvětší zákmity napětí na rezistoru R_{cs} . Tyto zákmity mohou způsobit poruchu měniče tím, že je ovlivněn komparátor uvnitř HV9961. Proto je potřebné smyčku co nejvíce redukovat. To je možné udělat zkrácením propojovacích

vodičů. Na obr. 23 je porovnání průběhů napájecího napětí (kanál 1 – žlutý) a napětí na Rcs (kanál 2 – modrý) před (A) a po zkrácení dvojlinky (B).



Obr. 23: Vliv délky propojovacích vodičů mezi DPS. V případě (B) jsou použity kratší propojovací vodiče a je dosaženo menších zákmitů.

Ze snímku je patrné, že se po zkrácení zmenšil rozkmit napájecího napětí i zákmity na Rcs.

Dalšími možnostmi redukce smyčky je připájení přívodů co nejbližší k LED. Tím se zmenší plocha smyčky. Vhodné by bylo použít pouze jednu výkonovou LED a přívodní vodiče připojit co nejbližší k ní, aby byla smyčka dále minimalizována. Vhodný návrh obou DPS by mohl dále snížit plochu smyčky. Jinou alternativou by mohl být jiný způsob propojení obou DPS, ty by byly napájené přímo jeden na druhý bez použití dlouhých propojovacích vodičů.

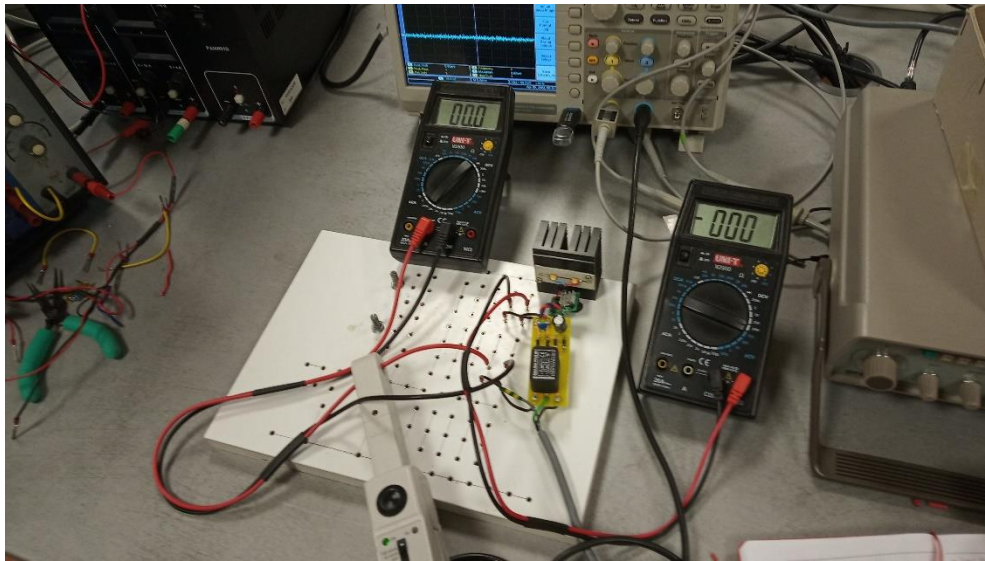
10.3 Shrnutí poznatků získaných při práci

Následující kapitola uvádí bodový seznam poznatků, které byly zjištěny při vypracování:

- Se zvyšujícím napětím se zvyšuje pracovní kmitočet měniče a snižuje se průměrný odebíraný proud ze zdroje.
- Velká délka propojovacích vodičů a jimi tvořená smyčka má za následek zmenšení maximálního napájecího napětí měniče.
- Příliš velký pracovní kmitočet měniče má za následek zmenšení maximálního napájecího napětí měniče.
- Jsou dostupné rychlejší polovodičové součástky, ale není možné je použít na napětí, která jsou využívána v práci.
- Je vhodné užití LED modulů s vyšším napájecím napětím, poté dochází ke snížení nároků na tlumivku.
- Pokud je zvyšováno napájecí napětí měniče, měnič přestane při určité velikosti napětí fungovat. To je možné poznat poklesem jasu LED.

10.4 Výkon a spotřeba měniče

Pro připojení měniče do sítě byl využit síťový odrušovací filtr a Graetzův můstek. Na vstup měniče byly připojeny dva filtrační kondenzátory, elektrolytický o velikosti 3,3 μF a keramický o velikosti 100 nF. Zařízení bylo zapojeno přes srážecí rezistor o hodnotě 470 Ω , jelikož při použití napájecích napětí nad 300 V nepracovalo zařízení spolehlivě. Nevýhodou jeho použití je větší ztrátový výkon zařízení, ale jeho použití se příznivě projeví na velikosti účinníku. Rozložení měřicího pracoviště je na obr. 24. V tomto nastavení byly multimetry použity na měření vstupního napětí a proudu měniče a proudová sonda zobrazovala průběh vstupního proudu.



Obr. 24: Rozložení měřicího pracoviště

Deska obsahující odrušovací filtr, usměrňovač a filtrační kondenzátory má rozměry 60 x 25 mm, je větší než deska, na které je realizován měnič. To je způsobeno především rozměry odrušovacího filtru, který zabírá skoro polovinu plochy desky. Bez odrušovacího filtru by ale zařízení nesmělo být připojeno do rozvodné sítě, jelikož by nebylo zajištěno, že zařízení splňuje požadavky EMC norem. Možností miniaturizace je sestavení vlastního filtru, který by na desce zabíral méně místa.

Proud protékající LED je možné zjistit pomocí hodnoty R_{CS} . Úbytek napětí na tomto rezistoru je 0,275 V [19]. Hodnota protékajícího proudu se spočte jako

$$I_{LED} = \frac{U_{RCS}}{R_{CS}} = \frac{0,275}{2,7} = 102 \text{ mA} . \quad (34)$$

Napětí na dvou LED v sériovém zapojení je 110 V. Výkon spotřebovaný LED tedy odpovídá

$$P_{LED} = U_{LED} \cdot I_{LED} = 110 \cdot 0,102 = 11,22 \text{ W} . \quad (35)$$

Z rozvodné sítě teče do zařízení proud $I_{IN} = 78 \text{ mA}$. Jeho příkon je roven

$$S = U \cdot I_{IN} = 230 \cdot 0,078 = 17,94 \text{ VA} . \quad (36)$$

Z celkového odebíraného výkonu 14,35 W LED odebírají 11,22 W. Na srážecím rezistoru o hodnotě 470 Ω se na teplo přemění

$$P = R \cdot I_{IN}^2 = 470 \cdot 0,078^2 = 2,85 \text{ W} . \quad (37)$$

Ztrátový výkon na tlumivce a na spínacím tranzistoru lze podle jejich oteplení odhadnout na 1 W. Součet ztrátových výkonů a výkonu spotřebovaného LED je

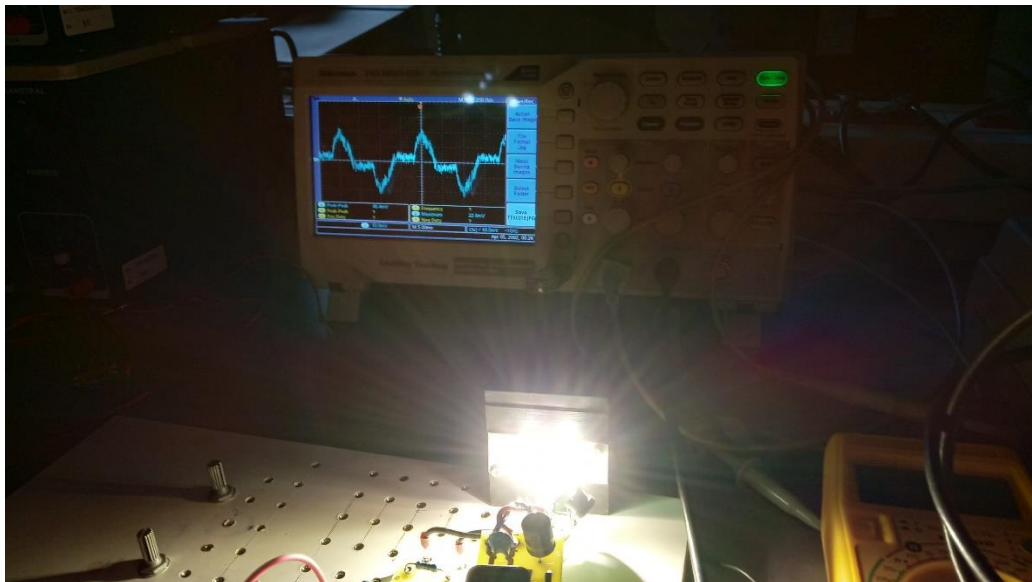
$$P = P_{LED} + P_R + P_{MOS,L} = 11,22 + 2,85 + 1 = 15,07 \text{ W} . \quad (37)$$

Na základě těchto hodnot je možné odhadnout hodnotu účinníku

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{15,07}{17,94} = 0,85 . \quad (37)$$

10.5 Průběh odebíraného proudu

Zařízení v provozu je zobrazeno na obr. 25.



Obr. 25: Zařízení v provozu s viditelným průběhem odebíraného proudu

Průběh odebíraného proudu byl snímán klešťovou proudovou sondou. Průběh zcela neodpovídá průběhu napájecího napětí, ale neobsahuje žádné ostré pulzy, které by byly ze sítě odebírány, nebude tedy způsobovat rušení v síti. Vrcholová hodnota I_{PP} proudu ve špičkách je 120 mA.

Funkčnost měniče by dále mohla být zlepšena přidáním RC článku, který by byl připojen mezi Drain tranzistoru a záporný potenciál napájení. Tento RC článek by absorboval pulzy vzniklé při vypnutí tranzistoru.

ZÁVĚR

Cílem bakalářské práce bylo navrhnout a vyrobit DC/DC měnič pro LED tak, aby fungoval při vysokém pracovním kmitočtu. Teoretická část práce uvádí znalosti, pomocí kterých bylo možné vybrat odpovídající součástky. Bylo nutné zvolit vhodný řídicí obvod, byl vybrán HV9961 od firmy Microchip, který řídí LED konstantním proudem. Dále byly popsány parazitní vlastnosti součástek, které mohly ovlivnit výsledný kmitočet nebo spolehlivost zařízení. Rychlý tranzistor byl vybrán mimo jiné pomocí malé velikosti komutačního náboje a odpovídající rychlá dioda podle času zotavení. Výběr vhodné tlumivky byl komplikován tím, že někteří výrobci v katalogových listech neuvádí frekvenční charakteristiku tlumivky. Bakalářská práce ukazuje, že je kvůli nárokům na tlumivku vhodné využít LED moduly s vyšším napájecím napětím (při realizaci byly zvoleny takové, jejichž napájecí napětí bylo pro sériovou kombinaci přes 100 V). Práce ukazuje princip funkce proudového regulátoru s tlumivkou.

Měnič byl realizován na dvou DPS, jeden byl vyroben z hliníkového základního materiálu a obsahoval pouze sériově zapojené LED. To zlepšilo chlazení LED, ale i přesto se zahřívaly tolik, že byla celá DPS usazen na chladič. Poté už byla pracovní teplota LED v rozsahu jejich povolené pracovní teploty. Na druhé DPS byly osazeny ostatní součástky. DC/DC měnič s vysokým pracovním kmitočtem umožňuje použití malých hodnot kapacit a indukčností, takže je možné použití součástek s malými rozměry. Kvůli tomu byla celá DPS miniaturizována na rozměr 20 mm x 25 mm. DPS byla osazena a následné měření ukázalo, že jedním z problémů jsou propojovací kabely mezi deskami, které tvoří smyčku. Kabely byly zkráceny a smyčka co nejvíce zmenšena. Ukázalo se, že vnitřní komparátor HV9961, který snímá napětí na rezistoru určujícím proud LED, může být ovlivněn napěťovými zákmity a měnič nepracuje správně. Zákmity mohly být zmenšeny snížením pracovního kmitočtu měniče nebo kratšími vodiči mezi deskami. Zákmity se zvětšovaly i se zvětšujícím se napájecím napětím, vliv napájecího napětí bylo možné potlačit snížením pracovního kmitočtu. Byl sestaven a testován měnič, jehož pracovní kmitočet dosahoval 624,1 kHz, což je řádově více, než dosahuje většina konvenčních měničů pracujících s kmitočty blízko horní hranici slyšitelného pásma.

Literatura

- [1] SLÁMA, Pavel. *Vliv teploty na světelně-technické parametry LED* [online]. Brno, 2015 [cit. 2018-10-11]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=103110. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Tomáš Pavelka.
- [2] ŠPANĚL, Petr. *Zvyšující měnič napětí pro napájení notebooku z palubní sítě osobního automobilu* [online]. Brno, 2009 [cit. 2018-11-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15975. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Hejkrlik.
- [3] HOLUBČÍK, Jiří. *Řízení výkonové LED pomocí ATTiny* [online]. Brno, 2008 [cit. 2018-11-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7571. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. David Kubánek, Ph.D.
- [4] Diode junction capacitance. In: *Physics and Radio-Electronics* [online]. 2013 [cit. 2018-11-21]. Dostupné z: <https://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/junctioncapacitance-transitioncapacitance-diffusioncapacitance.html>
- [5] BOUŠEK, Jaroslav, Petr KOSINA a Barbora MOJROVÁ. *Elektronické součástky* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2015 [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: <https://moodle.vutbr.cz/course/view.php?id=169938>
- [6] Power MOSFETS electrical characteristics: Application note. In: *Toshiba* [online]. 2018 [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=13415>
- [7] BARKHORDARIAN, Vrej. Power MOSFET basics. In: *International Rectifier* [online]. [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/mosfet.pdf?fileId=5546d462533600a4015357444e913f4f>
- [8] CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I* [online]. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2007 [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: http://homen.vsb.cz/~hav278/Vykonove_polovodicove_systemy_I/Studijni_opory/Polovodicove_soucastky_pro_VE.pdf
- [9] VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC. Power MOSFET IRLZ44. In: *Vishay* [online]. 2011-03-21 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/91328/91328.pdf>
- [10] VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC. Power MOSFET IRF710. In: *Vishay* [online]. 2011-03-21 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91041/91041.pdf>

- [11] VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC. Power MOSFET IRF840. In: *Vishay* [online]. 2016-05-02 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91070/sihf840.pdf>
- [12] VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC. Power MOSFET IRFP240. In: *Vishay* [online]. 2011-03-21 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91070/sihf840.pdf>
- [13] INFINEON TECHNOLOGIES AG. Automotive MOSFET IRF2804. In: *Infineon Technologies AG* [online]. 1999, 2003-08-27 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/irf2804.pdf?fileId=5546d462533600a4015355de6feb18df>
- [14] Skin and Proximity Effects of AC Current. In: *All about circuits* [online]. 2003, 2015 [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/skin-and-proximity-effects-of-ac-current/>
- [15] Why is skin effect only occurring on AC not on DC. In: *Quora* [online]. 2016-11-10 [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <https://www.quora.com/Why-is-skin-effect-only-occurring-on-AC-not-on-DC>
- [16] Skin Effect in AC Conduction. In: *HyperPhysics* [online]. Georgia State University, 2000 [cit. 2018-11-25]. Dostupné z: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/skineffect.html>
- [17] Proximity Effect. *Electrotechnik: A website on electrical engineering* [online]. [cit. 2018-12-08]. Dostupné z: <https://www.electrotechnik.net/2009/10/proximity-effect.html>
- [18] Autor neznámý. Součástky s indukčností, VF cívky, tlumivky. In: *ČVUT* [online]. Praha, 2017 [cit. 2018-12-04]. Dostupné z: <https://moodle.fel.cvut.cz/course/view.php?id=1776>
- [19] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. LED Driver with Average-Current Mode Constant-Current Control: DS20005588A. In: *Microchip Technology Inc.* [online]. 2017 [cit. 2018-11-05]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/20005588a.pdf>
- [20] SHENZHEN GETIAN OPTOELECTRONICS CO.,LTD. Specification for approval. In: *GM Electronic* [online]. 2013 [cit. 2018-12-07]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.518-134.1.pdf>
- [21] LITEON OPTOELECTRONICS. LED HIGH POWER M13 CoB Product Series Data Sheet. In: *GES* [online]. 2014-01-23 [cit. 2018-12-07]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/sheets/0/05180264.pdf>
- [22] POOLE, Ian. Polypropylene Capacitor: PP Metallized Film. *Radio-Electronics.com* [online]. 2001 [cit. 2018-12-07]. Dostupné z: <https://www.radio-electronics.com/info/data/capacitor/polypropylene-film-capacitor.php>
- [23] POOLE, Ian. Ceramic Capacitors. *Radio-Electronics.com* [online]. 2001 [cit. 2018-12-07]. Dostupné z: <https://www.radio-electronics.com/info/data/capacitor/ceramic-capacitor.php>

- [24] JANSA, Josef. Cívka. *PMEC: Powder Metallurgy Electronic Components* [online]. Česká Republika, 1991 [cit. 2018-12-09]. Dostupné z: http://www.pmec.cz/data/pear01_08.pdf
- [25] BUBENÍČEK, Jaroslav. Konvenční meze dovolených dotykových napětí. In: *Elektroprůmysl.cz* [online]. Brno, 2013 [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <http://www.elektroprumysl.cz/legislativa/konvencni-meze-dovolenych-dotykovych-napeti>
- [26] 1313-1 COB Series. In: *GM Electronics* [online]. [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.518-290.1.pdf>
- [27] IPN80R4K5P7: MOSFET 800W CoolMos P7 Power Transistor. In: *Infineon.com* [online]. Infineon, 2018 [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPN80R4K5P7-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4625cc9456a015cf45e86f8646d
- [28] ES1A - ES1G: 1.0A Surface - mount Super Fast Rectifier. In: *Diodes.com* [online]. Diodes Incorporated, 2015 [cit. 2019-02-22]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds14001.pdf>
- [29] 1N4001 - 1N4007: 1.0A Rectifier. In: *Diodes.com* [online]. Diodes Incorporated, 2014 [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds28002.pdf>
- [30] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika BVEL: 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí* [online]. Brno: Vysoké učení Technické v Brně, 2010 [cit. 2019-05-08]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/predmety/detail/199206>
- [31] DŘÍNOVSKÝ, Jiří, Tomáš FRÝZA, Václav RŮŽEK a Jiří ZACHAR. *Elektromagnetická kompatibilita: Přednášky ver. 2017/10/06* [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2017 [cit. 2019-05-08]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?V%26yacute%3Buka:Elektromagnetick%26aacute%3B_kompatibilita:BEMC_Elektromagnetick%26aacute%3B_kompatibilita
- [32] SCHURTER ELECTRONIC COMPONENTS. *Power entry modules with line filter* [online]. In: *GM Electronic* [online]. 2013. [cit. 2019-05-08]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.806-072.1.pdf>
- [33] ISOLA. DE104 Data Sheet: DE104 Laminate and Prepreg. *Gatema* [online]. 2013 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.gatema.cz/file-link/material-de-104.pdf>
- [34] ISOLA. IS400 Data Sheet: IS400 Laminate and Prepreg. *Gatema* [online]. 2013 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://www.gatema.cz/file-link/material-is-400.pdf>
- [35] Technical Report ELPIMER 2467: 2-pack solder resists. *Multi Circuit Boards: PCB manufacturer* [online]. [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: https://www.multi-circuit-boards.eu/fileadmin/pdf/leiterplatten_material/e_peters_elpemer-gl2467_www.multi-circuit-boards.eu.pdf

- [36] GATEMA. Technické možnosti. *Gatema* [online]. 2019 [cit. 2019-05-12].
Dostupné z: <https://www.gatema.cz/file-link/list-technicke-moznosti.pdf>
- [37] ALL PCB. PCB Soldermask Solder Resist Thickness. *AllPCB.com* [online]. [cit. 2019-05-12]. Dostupné z:
https://www.allpcb.com/soldermask/soldermask_thickness.html
- [38] Cree® Xlamp® Xm-l leds. In: *Cree.com* [online]. Cree [cit. 2019-04-22].
Dostupné z:
<https://www.tme.eu/Document/8124fcfaabeb25452e11956c74ed4860/XLampXML.pdf>
- [39] IXYS. IXTY2N65X2 IXTP2N65X2. In: *Farnell.com* [online]. 2015 [cit. 2019-05-17]. Dostupné z:
http://www.farnell.com/datasheets/2173922.pdf?_ga=2.187219816.1537793302.1558078907-761005646.1551800832