



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

DC-DC MĚNIČ PRO SYSTÉM MATICOVÉHO ŘÍZENÍ PRO LED

DC-DC CONVERTER FOR MATRIX CONTROLLER SYSTEM FOR LED

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Krzysztof Gociek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.

BRNO 2019



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Krzysztof Gociek

ID: 169246

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

DC-DC měnič pro systém maticového řízení pro LED

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se ze základními funkčními principy DC/DC měničů, především s typy BOOST, BUCK a udělejte srovnání možných řešení. Seznamte se s obvody nejvýznamnějších automotive výrobců (alespoň 3) pro maticové řízení LED a proveďte jejich srovnání. Prostudujte také procesory z rodiny AVR od firmy Atmel případně typu ARM. Navrhněte schéma zapojení a desku plošných spojů s důrazem na EMC pro obvod NCV78763 včetně vybraného ovládacího procesoru.

Navržené zapojení sestavte a ověřte jejich parametry za využití evaluačních desek s obvody pro maticové řízení LED. Vytvořte ovládací a nastavovací nástroj pro PC. Proveďte měření termografie, test BCI (Bulk current injection) a CE (Conducted emission).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ABOSNINA, Adel Ali a Gerry MOSCHOPOULOS. A Study of Three-Phase DC-DC Boost Converters. In: 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 1-5 [cit. 2018-0-15]. DOI: 10.1109/ISCAS.2018.8350976. ISBN 978-1-5386-4881-0. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8350976/>

[2] MESQUINE, Fouad a Hamza KHALLOUK. Robust control of a DC-DC buck converter. In: 2017 18th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 432-437 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/STA.2017.8314873. ISBN 978-1-53-6-1084-8. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8314873/>

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 16.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a následnou realizací DC-DC měniče pro napájení maticových LED polí určených pro automobilový průmysl. Tento měnič musí být schopen dodávat proud v řádu několika Ampérů a napětí v řádu desítek Voltů. Maticové světlomety jsou v dnešní době vyvíjeny řadou firem v oblasti automobilového průmyslu. Tyto světlomety umožňují nezávisle regulovat intenzitu světla dopadajícího na různé předměty či osoby, které se vyskytují před automobilem. Kromě předních světlometů se maticové LED světla používají i v zadních a signalizačních světlech. Zde slouží hlavně ke tvoření různých animací, které mají za úkol vylepšit celkový vzhled vozidla. Všechny tyto světla potřebují napájecí jednotky, které budou vhodně regulovat proud tekoucí do různých kombinací rozsvícených LED diod.

Klíčová slova

automotive, DC-DC měnič, LED maticové uspořádání, NCV78763

Abstract

This diploma thesis deals with design and subsequent realization of DC / DC converter for supply of matrix LED fields for the automotive industry. Such a converter must be able to supply a current of several Amperes and a voltage of the order of tens of Volts. Matrix headlights are currently being developed by a number of automotive companies. These headlamps allow independently to control the intensity of light incident on different objects or people who are in front of a car. In addition to the front headlamps the matrix LED lights are also used in the rear and signaling lights. Here it serves mainly to create different animations that have no function except the overall enhancement appearance of the vehicle. All of these lights need power units that will be suitable to regulate current flowing into various combinations of LEDs illuminated.

Keywords

automotive, DC-DC converter, LED matrix, NCV78763

Bibliografická citace:

GOCIEK, K. DC-DC měnič pro systém maticového řízení pro LED. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2019. 63s. Vedoucí diplomové práce byla doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma DC-DC měnič pro systém maticového řízení pro LED jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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: **10. května 2019**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji odbornému konzultantovi diplomové práce panu Ing. Pavlu Moravcovi za odbornou pomoc při návrhu a konstrukci elektronických obvodů. Dále děkuji vedoucí diplomové práce paní doc. Ing. Lucií Hudcové, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat pracovníkům společnosti Hella za cenné rady při návrhu a konstrukci praktické části diplomové práce

V Brně dne: **10. května 2019**

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod.....	12
2. Popis obvodů k maticovému řízení LED v automobilovém průmyslu.....	13
2.1 Teorie měničů.....	13
2.1.1 Buck měnič.....	13
2.1.2 Boost měnič.....	14
2.1.3 Cuk měnič.....	15
2.1.4 Invertující měnič.....	16
2.1.5 Srovnání typu měničů.....	16
2.2 Integrovaný obvod NCV78763.....	16
2.2.1 SPI komunikace.....	16
2.3 Obvody pro maticové řízení v automobilovém průmyslu.....	17
2.3.1 TPS92662-Q1.....	17
2.3.2 LT3965.....	21
2.3.3 STP16CP05.....	23
2.3.4 Srovnání obvodů pro maticové řízení v automobilovém průmyslu.....	24
2.4 Procesory AVR a ARM.....	26
2.4.1 Procesory AVR.....	26
2.4.2 Procesory ARM.....	27
2.4.3 Výběr procesoru.....	27
3. Návrh DC-DC měniče.....	28
3.1 Blokové schéma.....	28
3.2 Výpočet parametrů boost a buck měniče.....	29
3.2.1 Výpočet střídavy měničů.....	29
3.2.2 Výpočet hodnot pasivních součástek boost měniče.....	30
3.2.3 Výpočet hodnot pasivních součástek buck měniče.....	31
3.3 Simulace boost a buck měničů.....	32
3.4 Návrh schématu.....	34
3.5 Návrh DPS.....	36

4. Realizace DC-DC měniče.....	42
4.1 Komunikace s obvodem NCV78763.....	42
4.1.1 Nastavení boost měniče.....	44
4.1.2 Nastavení buck měničů.....	46
4.1.3 Ovládací program.....	48
4.2 Měření termálních emisí.....	49
4.3 Testování CE (Conducted emission).....	52
4.4 Test BCI (Bulk current injection).....	57
4.5 Měnič jako zdroj maticového LED pole.....	59
4.6 Účinnost DC-DC měniče.....	61
5. Závěr.....	62
Literatura.....	64
Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	67
Seznam příloh.....	68

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Buck měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru....	13
Obr. 2.2: Boost měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru...	14
Obr. 2.3: Cuk měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru.....	16
Obr. 2.4: Invertující měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru.....	17
Obr. 2.5: Blokové schéma SPI komunikace.....	18
Obr. 2.6: Typická aplikace obvodu TPS92662-Q1.....	19
Obr. 2.7: Zjednodušené zapojení sub-stringu u obvodu TPS92662-Q1.....	20
Obr. 2.8: Celkový odběr a) bez použití phase shift, b) s použitím phase shift.....	21
Obr. 2.9: Typické zapojení obvodu LT3965.....	22
Obr. 2.10: Využití obvodu řady STP16xx k maticovému řízení LED diod.....	24
Obr. 3.1: Architektura mikrokontroléru AVR.....	26
Obr. 3.1: Blokové schéma DC-DC měniče.....	28
Obr. 3.2: Schéma boost a buck měničů pro simulaci.....	32
Obr. 3.3: Výsledek simulace boost a buck měničů.....	33
Obr. 3.4: Vstupní část měniče - schéma.....	35
Obr. 3.5: Vstupní filtry a stabilizátor - schéma.....	35
Obr. 3.6: Komunikace a ovládání - schéma.....	36
Obr. 3.7: Způsob vedení vodivých cest na DPS.....	37
Obr. 3.8: Zadní strana DPS (bottom).....	37
Obr. 3.9: Kompletní návrh DPS v programu Eagle.....	38
Obr. 3.10: Druhý návrh DPS v programu Eagle.....	38
Obr. 3.11 a): Fragment boost měniče na druhé verzi DPS b): Fragment boost měniče na třetí verzi DPS.....	39
Obr. 3.12 a): Pozice kompenzačního obvodu na třetí verzi DPS b): Pozice kompenzačního obvodu na čtvrté verzi DPS	40

Obr. 3.13: Čtvrtá verze DPS měniče napětí	40
Obr. 4.1: Charakteristika bitů pro zápis do registrů	41
Obr. 4.2: Charakteristika bitů pro čtení z registrů	41
Obr. 4.3: Mapa registrů pro nastavení boost měniče	43
Obr. 4.4: Blokové schéma regulační smyčky boost měniče	44
Obr. 4.5: Fragment schématu měniče	45
Obr. 4.6: Interface pro ovládání DC-DC měniče	47
Obr. 4.7: Nahrávání programu pomocí Arduino NANO	48
Obr. 4.8: Postupné zahřívání DPS měniče třetí verze.....	49
Obr. 4.9: Termální emise měniče sestaveného na třetí verzi DPS	50
Obr. 4.10: Termální emise měniče sestaveného na čtvrté verzi DPS	51
Obr. 4.11 a): Biconická anténa	
b): Horn anténa	
c): Logaritmicko-periodická anténa	
d): Rod anténa	52
Obr. 4.12: EMC přijímač se zabudovanými vstupními zesilovači	53
Obr. 4.13: Výsledek měření EMC pro testovací komoru	54
Obr. 4.14: Výsledek měření EMC pro mód 1.....	54
Obr. 4.15: Výsledek měření EMC pro mód 2	55
Obr. 4.16: Výsledek měření EMC pro mód 3	55
Obr. 4.17: DC-DC měnič s cívkou generující rušení na napájecích vodičích	56
Obr. 4.18: Výsledek prvního testování BCI na kanálu 1.	57
Obr. 4.19: Výsledek prvního testování BCI na kanálu 2	58

Seznam tabulek

Tabulka 2.1 Průběhy proudů v závislosti na phase shift funkci.....	20
Tabulka 2.2 Řídicí registr SCMREGX.....	22
Tabulka 2.3 Srovnání obvodů pro maticové řízení v automotive.....	24
Tabulka 2.4 Základní typy mikroprocesorů AVR.....	26
Tabulka 3.1a Vypočtené hodnoty boost měniče.....	28
Tabulka 3.1b Vypočtené střídny pro jednotlivá napětí na výstupu buck měniče.....	29
Tabulka 3.2 Hodnoty pro výpočet pasivních součástek buck měniče.....	30
Tabulka 3.3 Nastavení měničů pro simulaci.....	33
Tabulka 4.1 Parametry měření EMC.....	52
Tabulka 4.2 Výkony dodávané do zátěží při jednotlivých měřících módech.....	53
Tabulka 4.3 Parametry BCI prvního testu.....	57
Tabulka 4.4 Parametry BCI druhého testu.....	57
Tabulka 4.5 Účinnost DC-DC měniče.....	61

1. ÚVOD

Prvním krokem člověka ve směru elektrického osvětlení byl určitě vynález obloukové lampy. Začátkem dvacátého století se pak tyto obloukové lampy uchytily i v automobilovém průmyslu, kde bylo třeba zastoupit zastaralé petrolejové lampy, či svíčky používané ještě od dob dostavníků něčím efektivnějším. Jak šel čas, bylo lidem jasné, že světlomety v automobilech i osvětlení obecně je třeba zefektivnit. Místo obloukových lamp se začaly používat žárovky a devadesátých letech dvacátého století byla představena světu modrá LED dioda, na jejíž základě byla poté vyvinutá bílá LED dioda. Bílé LED diody jsou tak v dnešní době hojně využívané zdroje světla ve všech odvětvích [1].

V automobilovém průmyslu se v současné době provádí vývoj tzv. maticových LED světlometů. Charakteristickou vlastností LED matic je častá změna odběru proudu a napětí ze zdroje v závislosti na počtu sepnutých LED diod a architektuře matice. Pro použití LED matic je tedy nutné navrhnout i odpovídající napájecí zdroje. Tato diplomová práce se zaměřuje na napájení a řízení LED matic v automobilovém průmyslu. Zde mají LED diody, a tedy i jejich maticové uspořádání, široké využití. Je možné je nalézt v předních světlometech, zadních lampách, dále ve směrových světlech a v neposlední řadě i v interiérovém osvětlení, kde plní spíše estetickou funkci. Co se týče využití LED maticového uspořádání v předních světlometech, zde se pomalu začínají uplatňovat díky tomu, že je možné libovolný bod matice ztlumit, čehož se využívá například při zamezení oslnění řidiče protijedoucího vozu [2]. V případě zadních lamp a směrových světél lze naprogramovat různé animace, které mohou výrazně doplnit estetickou stránku vozu a oslovit zákazníka. Stejný výsledek má použití LED matic v interiérovém osvětlení.

Tato diplomová práce má tedy za cíl navrhnout a sestavit napájecí jednotku pro ovládání maticového uspořádání LED. Práce je rozdělená do dílčích kapitol. Nejprve se práce zabývá výčtem a popisem elektronických obvodů pro výrobu napájecí jednotky a následného řízení LED matice. V další části je popsán návrh samotného DC-DC měniče s jednotlivými výpočty a návrhem elektronického schématu a DPS. Na posledních stránkách této práce jsou popsány testy a měření, které zhotovený DC-DC měnič podstoupil.

2. POPIS OBVODŮ K Maticovému řízení LED V AUTOMOBILOVÉM PRŮMYSLU

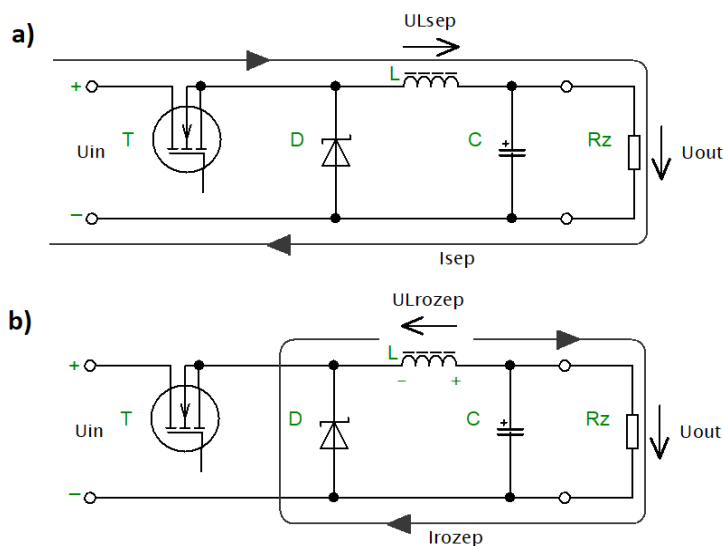
Na následujících stránkách jsou popsány jednotlivé obvody, které se uplatňují při maticovém řízení LED od měničů napětí až po procesory. Z důvodu bezpečnosti musejí mít všechny obvody certifikát k použití v automotive.

2.1 Teorie měničů

V této podkapitole jsou popsány čtyři vybrané typy měničů. Měniče typu boost a buck jsou základními typy měničů, v dnešní době se používají prakticky ve všech elektronických zařízeních, kde není vhodné napájecí napětí. Dalším zde zmíněným měničem je cuk, který dokáže obojí – zvyšovat i snižovat napětí. Invertující měnič dokáže obrátit polaritu vstupního napětí.

2.1.1 Buck měnič

Vlastností měniče typu buck je, že výstupní napětí je nižší než napětí vstupní. Na obrázku 2.1 je zobrazeno zjednodušené schéma se zobrazenými průběhy napětí a proudů při sepnutém i rozepnutém tranzistoru T (značení U a I pomocí šipek).



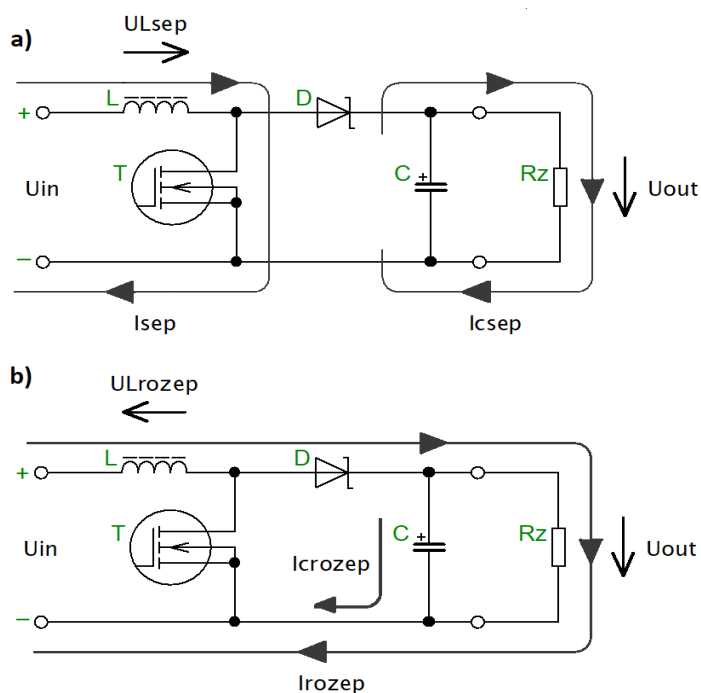
Obr. 2.1. Buck měnič a) při sepnutém tranzistoru T, b) při rozepnutém tranzistoru T

Činnost tohoto měniče, jak již obrázek napovídá, se dělí na dva stavy – sepnuto a rozepnuto. Jako spínací prvek ve schématu slouží tranzistor T. Po dobu, kdy je

tranzistor T sepnut, teče proud přímo se zdroje přes cívku L do zátěže R_z . V době, kdy je tranzistor T rozepnut přebírá úlohu zdroje cívka L, napětí na cívce obrací polaritu, z cívky L teče proud do zátěže R_z a vrací se přes diodu D. Velikost napětí na výstupu (U_{out}) je dána střídou spínacího signálu tranzistoru T. V případě střídavy 100 % bude na výstupu v ideálním případě napětí U_{in} . [3]

2.1.2 Boost měnič

Měnič typu boost se používá v případě, je-li na výstupu požadováno vyšší napětí, než je zdroj schopen dodat. boost měnič tedy hodnotu vstupního napětí zvyšuje. Podobně jako měnič typu buck má i boost měnič 2 pracovní stavy závislé na stavu tranzistoru T (sepnuto, rozepnuto). Na obrázku 2.2 jsou opět znázorněny (pomocí šipek) průběhy napětí a proudů v obou stavech měniče.



Obr. 2.2. Boost měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru

Při sepnutí tranzistoru T teče proud ze zdroje do cívky, kde se postupně akumuluje v jejím elektro-magnetickém poli. Při rozepnutí tranzistoru se pak otočí polarita napětí na cívce a ta se začne chovat jako zdroj napětí, jehož napětí se sčítá s napětím vlastního zdroje. Dioda D zde slouží jako zábrana vybíjení kondenzátoru C přes tranzistor T v případě jeho sepnutí. Ze zapojení je patrné, že napětí na výstupu nemůže být v žádném

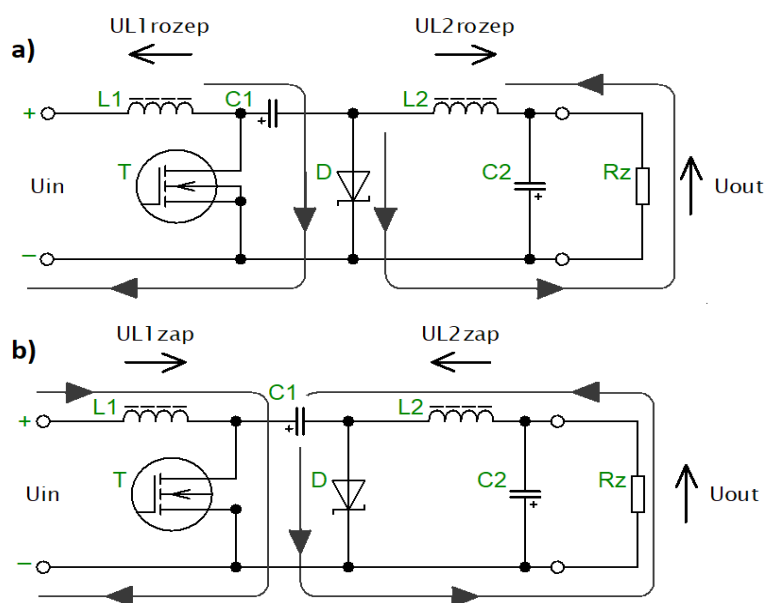
případě nižší než je napětí na vstupu. Hodnotu napětí na výstupu (U_{OUT}) je možné určit podle vztahu (1) [3].

$$U_{OUT} = U_{IN} + U_{Lsep} - U_F - U_{CES} \quad (1)$$

Kde U_F je propustné napětí diody D a U_{CES} je napětí sepnutého tranzistoru T.

2.1.3 Cuk měnič

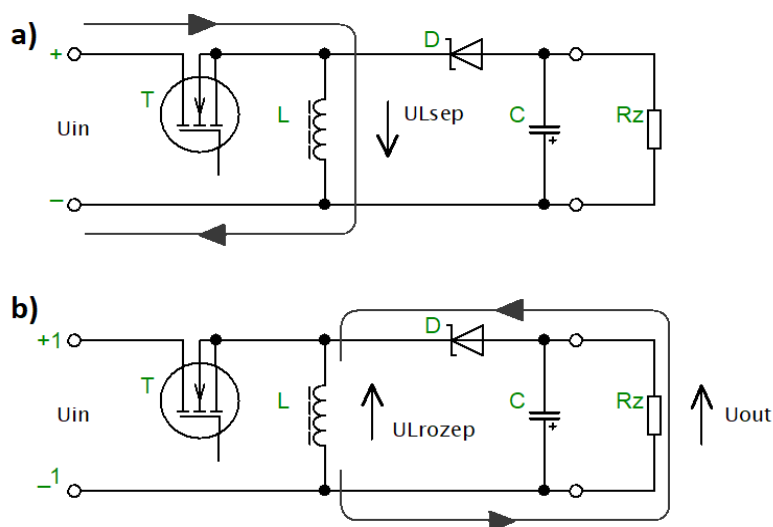
Měnič typu cuk dokáže vstupní napětí snižovat i zvyšovat. Na obrázku 2.3 jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů v obou pracovních cyklech cuk měniče. Na obrázku 2.3a je zobrazen průběh napětí a proudů při rozepnutém tranzistoru. Proud zde nabíjí kondenzátor C1 na napětí v intervalu od U_{IN} po $(U_{IN} + U_{L1rozep})$, napětí kondenzátorů je dáno dobou rozeznutí tranzistoru T, tedy dobou, po kterou je kondenzátor nabíjen. Při kolísání vstupního napětí, je cuk měnič schopen dodávat do zátěže konstantní napětí (zvyšovat nebo snižovat hodnotu vstupního napětí na konstantní úroveň). cuk měnič navíc ještě obrací polaritu výstupního napětí vůči vstupnímu [3].



Obr. 2.3. Cuk měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozeznutém tranzistoru

2.1.4 Invertující měnič

Invertující měnič se vyznačuje kromě obrácení polarity napětí na výstupu také jednoduchým zapojením. V případě sepnutého tranzistoru T teče proud skrz indukčnost L a lineárně narůstá. Při přepnutí tranzistoru do rozepnutého stavu se z cívky L stává zdroj napětí, polarita na ní se otáčí a proud teče do zátěže [3].



Obr. 2.4. Invertující měnič a) při sepnutém tranzistoru, b) při rozepnutém tranzistoru

2.1.5 Srovnání typu měničů

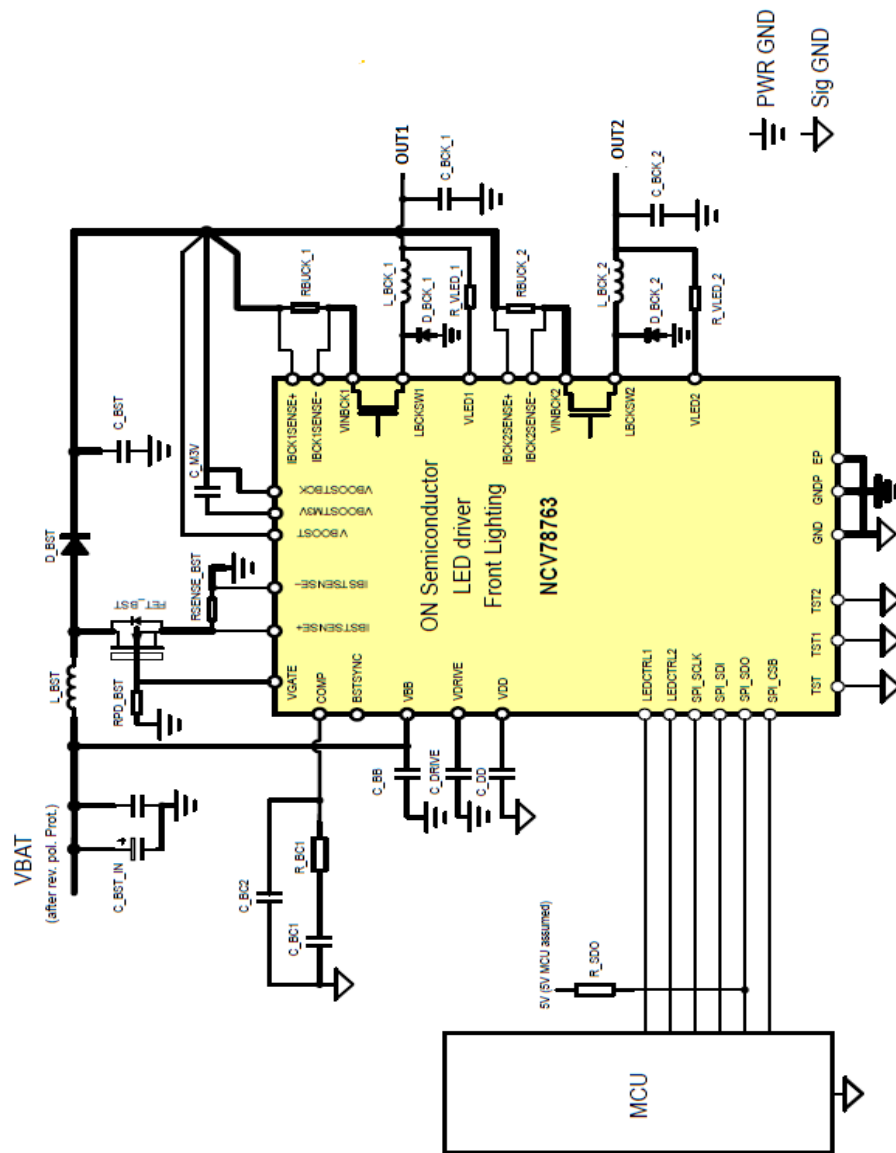
V této diplomové práci byl dle zadání použit měnič s topologií boost-buck. Tato topologie splňuje zadání, protože umožňuje připojit zátěž na napětí menší i vyšší než je napětí zdroje (13,5 V – napětí autobaterie). Měnič typu Cuk se používá při opačném problému – stále výstupní napětí a kolísající vstupní napětí. Samotný boost měnič by šel použit v případě předchozího snížení napětí z autobaterie například pomocí lineárního stabilizátoru na hodnotu rovnou nejmenšímu napětí na zátěži. Toto řešení by však bylo neefektivní.

2.2 Integrovaný obvod NCV78763

Výše zmíněný obvod [4] byl vybrán jako možný nástupce stávajících obvodů používaných k napájení LED světlometů. Než se však objeví v sériově vyráběných světlech je třeba otestovat jeho vlastnosti. Obvod NCV78763 je určen pro spínání LED světel přímo v automobilovém průmyslu. Z aplikačního schématu na obrázku 2.5 [13] je

patrné, že výrobce předpokládá připojení k obvodu Boost a Buck měničů, napětí z autobaterie se nejdřív pomocí Boost měniče zvýší na maximální požadovanou úroveň (obvod zvládne napětí až 68V [4]). Poté je pomocí Buck-ů snižováno na napětí potřebné na zátěži. Obvod NCV78763 měří napětí na výstupu Boost měniče a podle toho upravuje střidu spínání tranzistoru FET_BST. Spínací tranzistory pro buck měniče jsou již přímo integrovány v chipu obvodu NCV78763.

Napětí na výstupech obou Buck měničů se rovněž měří a podle toho se zase upravuje střída spínacích tranzistorů. Napětí na výstupech bucků jsou řízena odděleně.

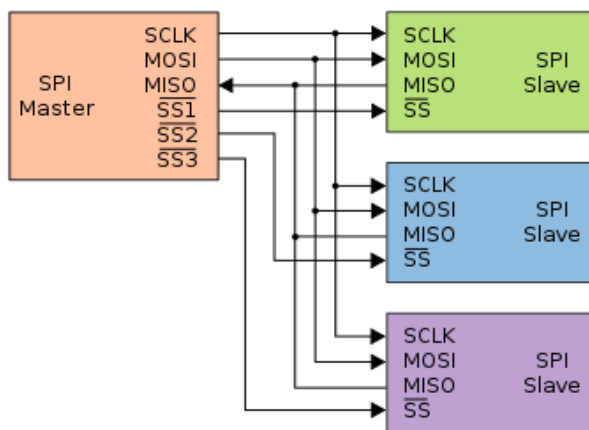


Obr. 2.5. Aplikační schéma obvodu NCV78763 [4]

Nastavování různých parametrů obvodu NCV78763 se zde provádí změnou hodnot vnitřních registrů, obvod komunikuje s MCU pomocí SPI sběrnice. Obvod sám o sobě nepodporuje maticové řízení LED diod, v tomto případě slouží pouze jako DC-DC měnič. Na jeho výstup je tedy třeba přidat obvod, který tento typ řízení podporuje. Obvod NCV78763 se vyrábí v několika pouzdrech. V této práci byl použit obvod s pouzdrem SSOP36, který je sice z nabízených pouzder největší, avšak je možné jej ručně zapájet, případně vyměnit. V případě, kdy by se sériově vyrábělo zařízení s tímto obvodem, volilo by se pravděpodobně menší pouzdro QFN-32.

2.2.1 SPI komunikace

SPI komunikace je jedním ze základních způsobů, jak umožnit komunikaci mezi dvěma elektronickými zařízeními. Tento způsob zahrnuje ve fyzické vrstvě dvě zařízení (Master, Slave) a čtyři druhy vodičů: (MOSI, MISO, SCLK, SS). Master zařízení si vyžádá komunikaci se Slave zařízením překlopením daného negovaného SS výstupu do nuly. Přenos dat ze Slave do Master zařízení se provádí s hodinovým signálem SCLK, který udává Master zařízení. V závislosti na tom, jakým směrem probíhá komunikace, je využíván buď vodič MOSI (z Master ke Slave), nebo MISO (ze Slave k Master) [5]. Nevýhodou tohoto typu komunikace je narůstající počet vodičů s použitím vícero Slave zařízení, což vyplývá z obrázku 2.5, dalším mínusem tohoto typu komunikace je vzdálenost, na které mohou zařízení komunikovat, ta je omezená nutností synchronizace hodinového signálu. Výhodou SPI komunikace je vysoký kmitočet hodinového signál (desítky MHz).



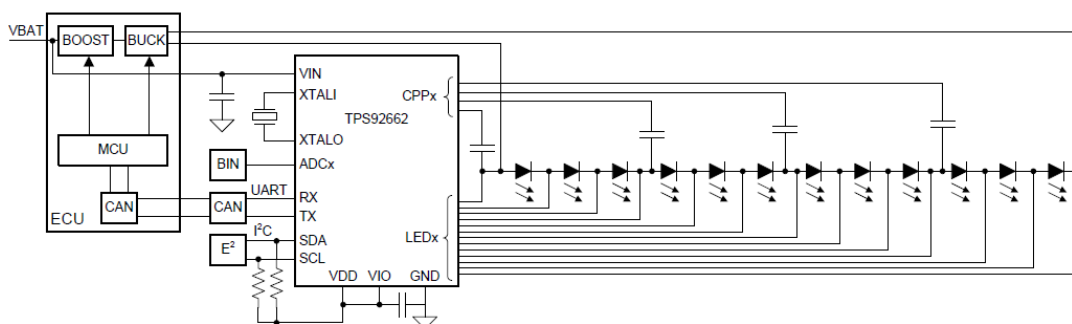
Obr. 2.5. Blokové schéma SPI komunikace [5]

2.3 Obvody pro maticové řízení v automobilovém průmyslu

Maticové řízení LED diod v automobilových světlech velmi usnadňuje celé elektronické zapojení. Bez maticového řízení by bylo třeba ke každé nezávislé LED diodě připojit vhodný driver. U Maticového řízení lze naopak použít jeden driver podporující maticové řízení pro více nezávislých LED diod.

2.3.1 TPS92662-Q1

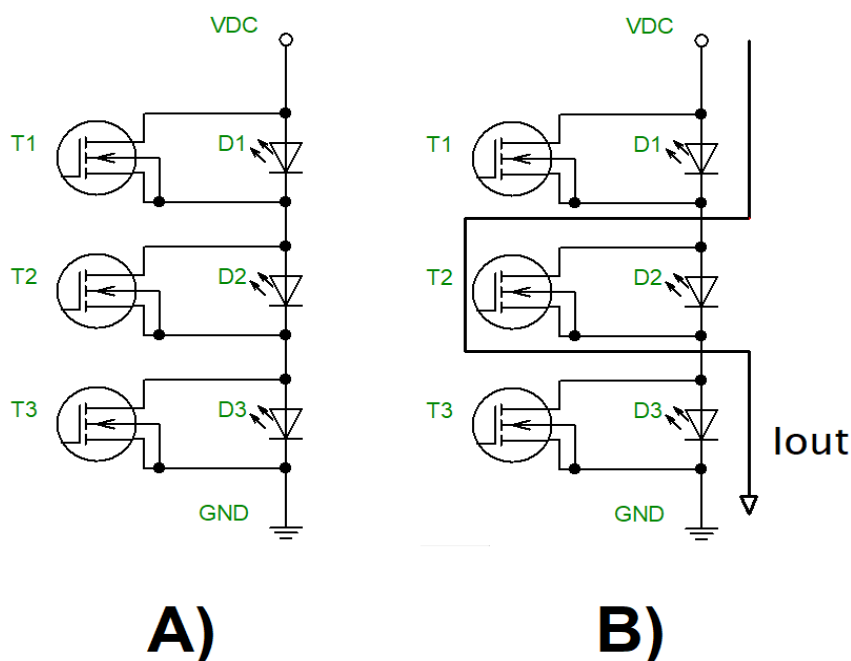
Obvod TPS92662-Q1 [6] od firmy Texas Instruments je určený přímo pro řízení předních světlometů u automobilů, kde je v současnosti snaha docílit co největšího rozlišení a je zde třeba spínat větší proudy (1-2 Ampérů) než u zadních světel což tyto obvody zvládají. V předních světlometech nacházejí konkrétní uplatnění při spínání dálkových světel. Jsou zde i možnosti jak tyto obvody zapojit pro řízení animací u signalizačních světel. Níže na obrázku 2.6 je zobrazeno typické schéma zapojení obvodu.



Obr. 2.6. Typická aplikace obvodu TPS92662-Q1 [6]

Ze schématu je patrné, že obvod ovládá 12 LED diod zapojených do čtyř sub-stringů, kde každý sub-string obsahuje tři integrované bypass spínače. Na obrázku 2.7 je zjednodušené zapojení jednoho sub-stringu. Sepnutím tranzistoru se vyzkratuje příslušná LED dioda. Tímto způsobem lze nezávisle spínat všechny LED diody, což se může uplatnit při výrobě adaptivních světlometů nebo signalizačních světel s animací. Obvod TPS92662-Q1 dále obsahuje drivery pro spínací tranzistory, které zabraňují možným poškozením LED diod při nesprávném spínání nebo přepětí. Obvod komunikuje s mikrokontrolerem pomocí UART sběrnice, je zde možno připojit na sběrnici 31 slave zařízení. Což je pro implementaci v automobilech více než dostačující počet. Napájecí napětí obvodu TPS92662-Q1 se pohybuje v intervalu 4,5 až 60V [6]. Pro logické obvody uvnitř pouzdra se napětí stabilizuje na přijatelnou úroveň pomocí lineárního regulátoru. Naopak pro napájení LED diod kde je třeba napětí kolem

40V se uplatňují integrované nábojové pumpy, které dokáží zvýšit napětí až na 62V, k těmto nábojovým pumpám je třeba externě připojit kondenzátory značené ve schématu jako CPPX.



Obr. 2.7a. Zjednodušené zapojení sub-stringu u obvodu TPS92662-Q1

Obr. 2.7b. Průběh proudu při sepnutí tranzistoru T2

Pro spínání proudů v řádech jednotek Ampérů je nutné chlazení obvodu. Pouzdro typu HTQFP má ze spodní strany speciální pad, který je nutné připájet k DPS, tím se kompenzuje nárůst teploty. Obvod je schopen pracovat v teplotním intervalu -40°C až 125°C [6]. Dále obvod podporuje připojení externí EEPROM paměti, komunikující pomocí I2C sběrnice.

Svítilivost každé LED diody je možné regulovat pomocí PWM regulátoru, navíc u každého PWM signálu lze měnit počáteční fázi, obě regulace lze nastavovat pomocí řídicích registrů (dva desetibitové registry pro PWM a dva deseti bitové registry pro změnu počáteční fáze). Změnou počáteční fáze se zabráňuje vysokým napěťovým zákmitům. Toto je vhodné z hlediska elektromagnetické kompatibility, kdy vysoké napěťové (výkonové) zákmity by mohly rušit okolní elektronická zařízení a také tato ochrana zvyšuje životnost elektronických spínacích prvků. Níže je uvedený příklad regulace LED diod se střídou 50% bez fázového posunu a s fázovým posunem.

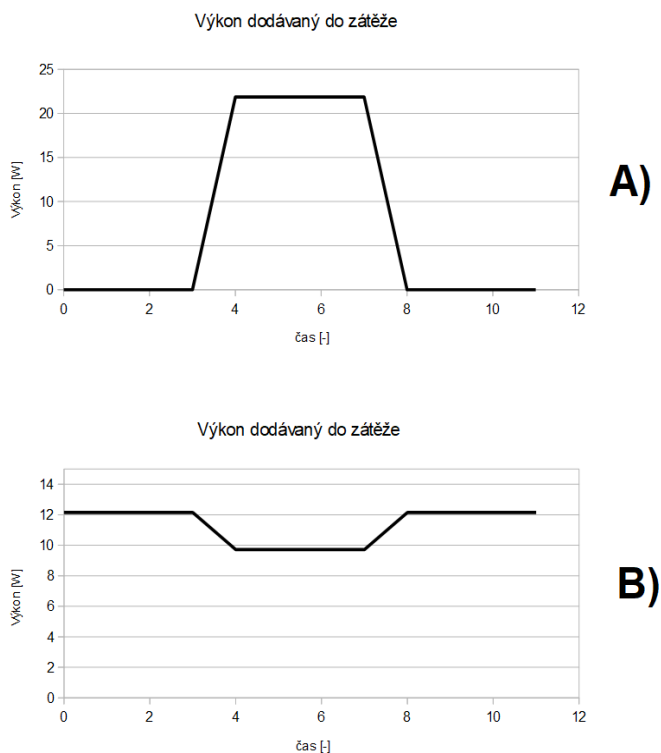
Výkony dodávané do zátěže bez použití phase shift funkce

Čas [-]:	LED1	LED2	LED3	LED4	LED5	LED6	LED7	LED8	LED9	Výkon [W]:
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	21,87
5	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	21,87
6	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	21,87
7	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	2,43	21,87
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Výkony dodávané do zátěže s použitím phase shift funkce

čas:	LED1	LED2	LED3	LED4	LED5	LED6	LED7	LED8	LED9	Výkon [W]:
0	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	2,43	2,43	12,15
1	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	2,43	12,15
2	2,43	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	12,15
3	2,43	2,43	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	12,15
4	0	2,43	2,43	2,43	2,43	0	0	0	0	9,72
5	0	0	2,43	2,43	2,43	2,43	0	0	0	9,72
6	0	0	0	2,43	2,43	2,43	2,43	0	0	9,72
7	0	0	0	0	2,43	2,43	2,43	2,43	0	9,72
8	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	2,43	2,43	12,15
9	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	2,43	12,15
10	2,43	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	2,43	12,15
11	2,43	2,43	2,43	2,43	0	0	0	0	2,43	12,15

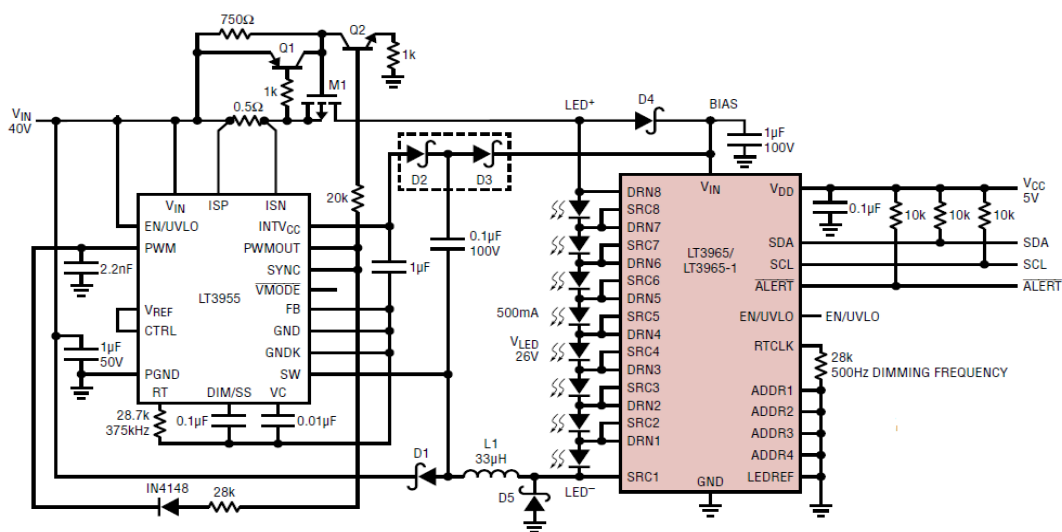
Tab. 2.1. Výkon dodávaný do zátěže v závislosti na phase shift funkci



Obr. 2.8. Celkový výkon do zátěže a) bez použití phase shift, b) s použitím phase shift

2.3.2 LT3965

Integrovaný obvod LT3965 [7] od firmy Linear Technology (součást firmy Analog Devices) je maticový LED ovladač určený nejen pro automobilový průmysl. Obvod obsahuje 8 výstupů, na kterých je možné spínat 8 LED diod s proudovým odběrem 8x500mA nebo 4 LED diody s proudovým odběrem 4x1000mA [7]. LED diody jsou ovládány stejným principem jako u obvodu TPS92662-Q1. Rovněž jsou zde integrovány vestavěné pojistky proti přepětí nebo zkratu LED diody.



Obr. 2.9. Typické zapojení obvodu LT3965 [7]

Ke komunikaci s mikrokontrolérem slouží I2C sběrnice. Obvod je možné řídit ve dvou módech: All Channel Mode (ACMODE) a Single Channel Mode (SCMODE). ACMODE nabízí jednoduché vypínání a zapínání LED diod na všech výstupech jedním příkazem. Ovládání v SCSMODE je poněkud složitější, nabízí však zároveň více možností a je možné nastavovat každý z osmi výstupů zvlášť (existuje 8 řídicích, 14-ti bitových registrů – každý pro jeden výstup). Je možné si nastavit úroveň spínacího a rozepínacího napětí na výstupech. Dále je každý výstup možné nastavit do jednoho ze čtyřech módů: vypnuto, zapnuto, regulace jasu bez změny počáteční fáze a regulace jasu se změnou počáteční fáze. Regulace jasu se zde provádí pomocí PWM regulace kde je možné měnit 8 bitů, lze tedy nastavit 255 úrovní (256 úrovní je mód vypnuto) [7].

B[13:12]	B[11:10]	B[9:8]	B[7:0]
Spínací napětí pro LED.	Rozpínací napětí pro LED.	Nastavení módu	Nastavení stmívání
"00": 4,5V	"00": 1V	"00": LED off	"00000001" 1/256
"01": 9V	"01": $V_{LEDREF} + 1V$	"01": LED on	"00000010" 2/256
"10": 13,5V	"10": $2 \cdot V_{LEDREF} + 1V$	"10": Stmívání bez změny fáze	.
"11": 18V	"11": $3 \cdot V_{LEDREF} + 1V$	"11": Stmívání se změnou fáze	.
			"11111111" 255/256

Tab. 2.2. Řídící registr SCMREGX – popis jednotlivých bitů

Hodnota V_{LEDREF} v tabulce 2.2 je hodnota napětí přiložená na pin č.13 (LEDREF). Maximální napětí, které je možné na tento pin připojit je 60V. V žádném případě se tento pin nesmí nechat nezapojený.

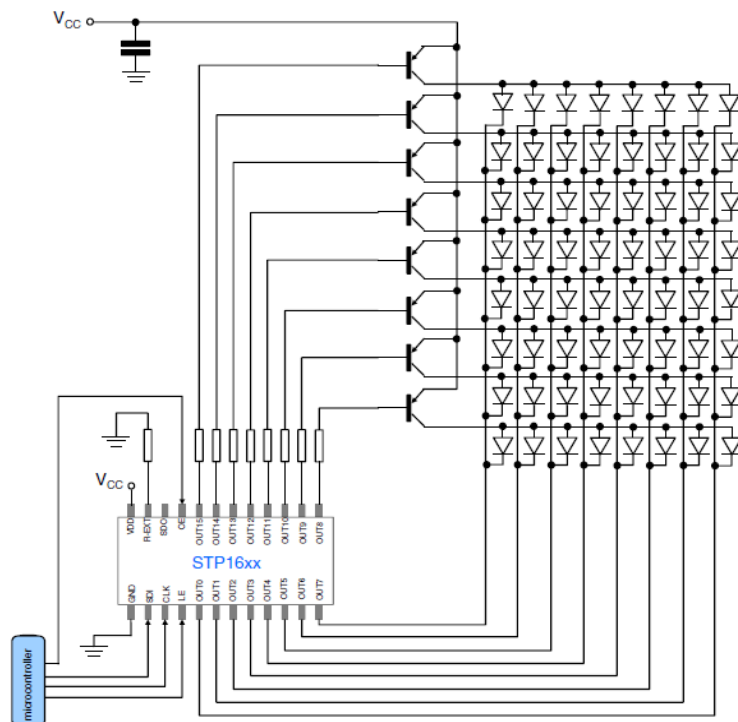
Komunikace po I2C sběrnici dovoluje připojit na jednu sběrnici vícero master i slave zařízení. Master zařízení zahajuje konverzaci a generuje hodinový signál nutný pro bezchybný přenos dat. Obvod LT3965 (a jeho druhá verze LT3965-1) může být adresováno pouze jako slave. Přenos dat může dosahovat rychlosti 100kbit/s ve standartním módu a 400kbit/s v rychlém módu.

Co se týče oblasti využití obvodu v automobilovém průmyslu, nachází LT3965 využití jak při osvětlení exteriéru tak i interiéru (co se interiéru týče, tak přímo výrobce ukazuje příklad podsvícení palubní desky pomocí RGB LED diod). Dost omezujícím faktorem je maximální proudový odběr, ten v podstatě neumožňuje zapojit tyto obvody do dálkových světel. Pro denní či signalizační svícení je však maximální odběr postačující. Výrobce jako jednu z aplikací obvodu LT3965 v oblasti osvětlení interiéru nabízí osvětlení měřících přístrojů umístěných za volantem. Komunikace po I2C sběrnici dovoluje propojit více obvodů LT3965 s řídicí jednotkou. Výrobce v datasheetu přímo uvádí zapojení dvou těchto obvodů a vyrábí i vývojové kity s dvěma obvody.

I2C sběrnice je dvou vodičová sběrnice, v praxi se používá třeba k tvorbě sítí bezpečnostních senzorů. Oproti výše popsané SPI sběrnici u I2C nenarůstá s počtem připojených zařízení počet vodičů. Zde se vodiče nazývají SDA (k přenosu dat) a SCL (k přenosu hodinového signálu). V praxi se je možné setkat také s označením TWI (u výrobků firmy Atmel).

2.3.3 STP16CP05 [8]

Dalším obvodem pro maticové řízení LED diod v automobilovém průmyslu je obvod STP16CP05 od firmy STMicroelectronics. Tento obvod není přímo určen pro maticové řízení avšak toto řešení řízení je přímo doporučeno výrobcem. Tranzistory pro spínání LED diod nejsou součástí integrovaného obvodu. Proud a napětí, které je možné spínat jsou tedy v případě maticového řízení stanovené nikoliv parametry STP16CP05, ale parametry tranzistorů, které je třeba osadit na DPS. Mimo maticové řízení, v případě kdy jsou jednotlivé LED diody připojené přímo na výstupy obvodu zaručuje výrobce výstupní proud 100mA a maximální spínací napětí 20V.



Obr. 2.10. Využití obvodu řady STP16xx k maticovému řízení LED diod [8]

Svítilivost LED diod se zde lze nastavit externě, pomocí změny hodnoty rezistoru na bázích spínacích tranzistorů. Frekvence hodinového signálu se zde může pohybovat až do kmitočtu 30MHz, což dovoluje posílat po LED diodách i určité základní informace (v automobilovém průmyslu přichází v úvahu například vzdálenost mezi auty).

2.3.4 Srovnání obvodů pro maticové řízení v automobilovém průmyslu

Bohužel v současné době není na trhu nijak hojně zastoupení obvodů pro maticové řízení pro automobilový průmysl. Z maximální úrovně proudu do zátěže je možné odvodit, že pouze obvod TPS92662-Q1 je vhodný pro použití v předních světlometech, kde se odběr proudu pohybuje kolem 1A. Další 2 obvody by mohly najít uplatnění ve směrových světlech, interiérovém osvětlení (výrobce LT3965 uvádí například možnost podsvícení budíků na palubní desce) a popřípadě v zadních lampách. Možnostem využití rovněž napovídá odpor sepnutého tranzistoru. V obvodu TPS92662-Q1 je o 130 mΩ menší oproti LT3965. Jelikož se zvyšováním odporu vedení stoupá teplota vedení, je zde snaha o co nejmenší odpor tranzistoru v sepnutém stavu.

Pro tvorbu animací u směrových světel či zadních lamp bohatě stačí 8 či 12 nezávisle spínaných LED. Naopak pro tvorbu animací v interiéru vozu by tento počet byl pravděpodobně nedostačující, zde je tedy možné využít obvod, který nabízí nezávislé spínání až 64 LED diod.

V tabulce 2.3 jsou shrnuty důležité parametry výše zmiňovaných obvodů pro maticové řízení LED v automobilovém průmyslu.

	TPS92662-Q1	LT3965	STP16CP05
Max.proud dodávaný do zátěže [mA]	1250	500	100
Výstupní napětí [V]	60	26	20
Odpor sepnutého tranzistoru [mΩ]	200	330	---
Maximální počet nezávisle spínaných LED diod.	12	8	64
montáž	SMD	SMD	SMD
Požizovací cena [při odběru 100ks]	2.96 Eur [9]	4.14 Eur [10]	0.92 Eur [11]
Sběrnice	UART	I2C	Sériová linka

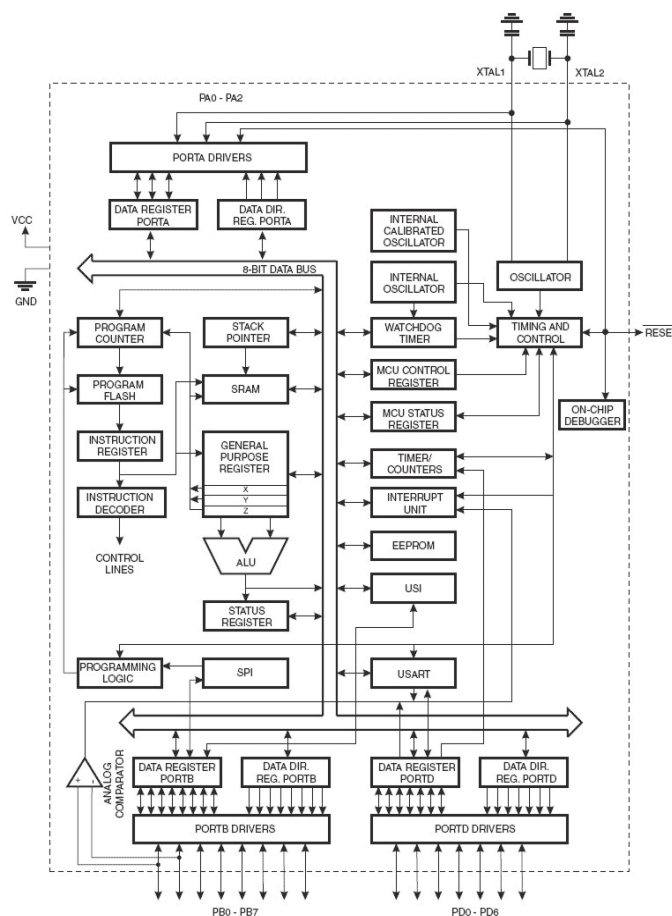
Tab. 2.3. Srovnání obvodů pro maticové řízení v automotive.

2.4 Procesory AVR a ARM

V této kapitole bude nastíněná problematika procesorů. Popsány budou dvě rodiny procesorů: AVR a ARM.

2.4.1 Procesory AVR

Mikroprocesory AVR jsou postaveny na základě Harwardské architektury [12]. Ta se liší od von Neumannovy architektury rozdělením paměti na dvě části: programovou (která slouží k uložení programu) a datovou (která slouží k uložení proměnných).



Obr. 2.11. Architektura mikrokontroléru AVR (Attiny2313) [12]

AVR mikroprocesory lze programovat jak sériově tak i paralelně. Nevýhodou paralelního programování je nutnost vyjmutí obvodu z aktuálně používané aplikace a umístění ho do programátorů. Tento problém naopak není třeba řešit u sériového

programování (také ISP programování). Zde jsou použity signály MOSI, MISO, SCK, RESET.

Typy mikroprocesorů AVR	
AT90	Nevyrábí se
ATtiny	V jednoduchých el. obvodech
ATmega	JTAG, větší flash a RAM
ATxmega	Zvýšení výkonu oproti ATmega
Atmega pro speciální funkce	Speciální periferie
FPSLIC (AVR s FPGA)	Processor + FPGA
AVR32	Podporuje zpracování audio a videa.

Tab. 2.4. Základní typy mikroprocesorů AVR [13].

Podle tabulky 2.4. můžeme zjistit, že pro řízení napájení kontroly světel v automobilu se nehodí mikroprocesory Attiny, tyto mikroprocesory mají navíc nedostačující počet vstupně/výstupních pinů. Z druhé strany procesory typu AVR32 nebo FPSLIC by nebyly dostatečně využity [13].

2.4.2 Procesory ARM

ARM procesory byly vyvíjeny jako náhrada za AVR procesory, které pro některé aplikace už nebyly postačující. V současnosti se ARM hlavně nacházejí v mobilních telefonech a jiných mobilních zařízeních, kde je kladen důraz na nízkou spotřebu. Oproti AVR procesorů se ARM procesory vyrábějí jako 32bitové a 64bitové. ARM procesory mají jinou sadu instrukcí než procesory AVR. Procesory ARM jsou všeobecně využívány u složitějších aplikací než na které stačí AVR, lze na nich třeba spustit i operační systém Linux.

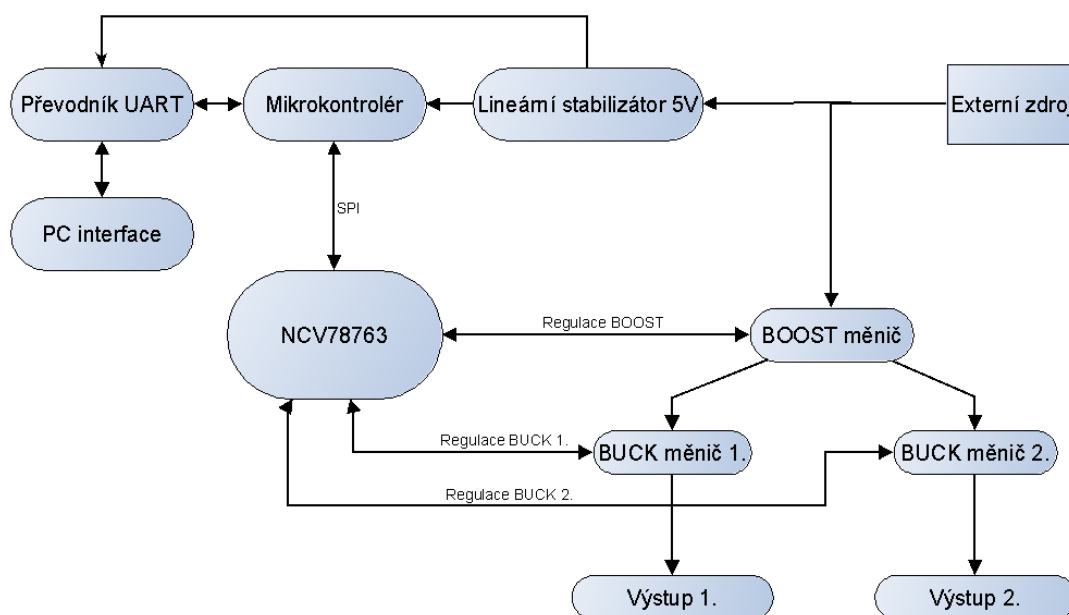
2.4.3 Výběr procesoru

Pro semestrální práci byl vybrán procesor z rodiny AVR kvůli zkušenostem s touto rodinou z předmětů na FEKT-u. Typ Atmega328P byl zvolen protože, tento a další typy jsou používány pro platformu Arduino. Jednou z možností naprogramování bude tedy vypálit do mikroprocesoru Bootloader pro Arduino a kód psát v programu Arduino IDE.

3. NÁVRH DC-DC MĚNIČE

3.1 Blokové schéma

Dle zadání bylo sestaveno blokové schéma na obrázku 3.1. Kromě samotného integrovaného obvodu NCV78763 se schéma sestává také z řídicí jednotky (mikrokontroléru), obvodu pro komunikaci po USB a BOOST a BUCK měniče řízené výše zmíněným obvodem NCV78763. Evaluační desky připojené k výstupům DC-DC měniče jsou postaveny na obvodech TPS92662-Q1.



Obr. 3.1. Blokové schéma DC-DC měniče.

Zdroj napětí, v tomto případě autobaterie dodává do obvodu 13,5V. Toto napětí je dále sníženo pomocí lineárního stabilizátoru na napětí 5V a 3,3V, která napájí mikrokontrolér a UART převodník a jednak je přivedeno na vstup BOOST měniče, který toto napětí zvyšuje na požadovanou úroveň. V datasheetu obvodu NCV78763 [4] je uvedeno maximální napětí na výstupu BOOST měniče 68V. BOOST měniče jsou však spočítány a odsimulovány na maximální napětí 60V. To je dáno zapojením LED diod v evaluačních deskách, kde je v sérii maximálně zapojeno 12 LED diod, což při úbytku napětí na jedné LED diodě 3,6V dává dohromady napětí 43,2V. Maximální napětí 60V na výstupu tak bohatě stačí. Dále je napětí sníženo pomocí BUCK měničů. Každý BUCK měnič je možné nastavit pomocí mikrokontroléru na jinou úroveň

výstupního napětí. Nastavování výstupních napětí se provádí pomocí aplikace v počítači.

3.2 Výpočet parametrů pro boost a buck měnič.

3.2.1 Výpočet střídny měničů

Pro výpočet hodnot pasivních součástí a pro návrh simulačního modelu je třeba ze všeho nejdřív vypočítat střídny měničů, na kterých budou pracovat. Pracovní kmitočet celku je při tom 210 kHz. Perioda kmitočtu je tedy:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{210000} 4,762 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (2)$$

Pro výpočet střídny je třeba použít následující vztah (3):

$$D = 1 - \frac{U_{IN} \cdot \eta}{U_{OUT}} \cdot 100 \text{ } [\%] \quad (3)$$

Účinnost η se v případě měničů uvádí kolem 80%. Pro boost měnič z 13,5V na 60V tedy platí:

$$D = 1 - \frac{13,5 \cdot 0,8}{60} \cdot 100 = 82 \text{ } [\%] \quad (4)$$

$$D_T = T \cdot \left(\frac{D}{100}\right) = 4,762 \cdot 10^{-6} \cdot 0,82 = 3,906 \cdot 10^{-6} \text{ } [\text{s}] \quad (5)$$

Pro výpočet střídny u měniče typu buck se používá rovnice (6) [15] místo rovnice (3) Postup výpočtu je stejný jako u typu boost. Vypočtené střídny pro jednotlivá napětí na výstupu boost a buck měniče jsou v tabulce 3.1.

$$D = \frac{U_{OUT}}{U_{IN} \cdot \eta} \cdot 100 \text{ } [\%] \quad (6)$$

U_{OUT} [V]	60
U_{IN} [V]	13,5
Duty [%]	82
T_{ON} [μ s]	3,81

Tab. 3.1a. Vypočtené hodnoty Boost měniče

U_{OUT} [V]	43,2	39,6	36	32,4	28,8	25,2	21,6	18	14,4	10,8	7,2	3,6
U_{IN} [V]	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60
Duty [%]	90	82,5	75	67,5	60	52,5	45	37,5	30	22,5	15	7,5
T_{ON} [μ s]	4,28	3,92	3,57	3,21	2,85	2,5	2,14	1,78	1,42	1,07	0,71	0,35

Tab. 3.1b. Vypočtené střídy pro jednotlivá napětí na výstupu Buck měniče.

3.2.2 Výpočet hodnot pasivních součástek boost měniče

Pro výpočet hodnoty indukčnosti cívky L je třeba dosadit do rovnice 7 [16].

$$L = \frac{(U_{IN} \cdot T_{ON})}{\Delta I_L} \quad [\text{H}] \quad (7)$$

Před dosazením do rovnice 11 je nejprve třeba spočítat ΔI_L (zvlnění proudu cívkou L). Jak je patrné z rovnice 2, je ΔI_L třetinou velikosti proudu I_L , tento proud se rovná vstupnímu proudu Boost měniče (na obrázku 2.2 jako I_{sep}). Tento proud lze zjistit z následujících rovnic [8,10].

$$\frac{(U_{INBuck})}{(U_{OUTBuck})} = \frac{(I_{OUTBuck})}{(I_{INBuck})} = \frac{60}{43,2} = \frac{2,2}{(I_{INBuck})} \rightarrow (I_{INBuck}) = 1,584 \text{ A} \quad (8)$$

$$I_{INBuck} = I_{OUTBoost} \quad (9)$$

$$\frac{(U_{INBoost})}{(U_{OUTBoost})} = \frac{(I_{OUTBoost})}{(I_{INBoost})} = \frac{13,5}{60} = \frac{1,584}{(I_{INBoost})} \rightarrow (I_{INBoost}) = 7,04 \text{ A} \quad (10)$$

$$I_{INBoost} \approx I_L \quad (11)$$

Po dosazení do rovnic (8) a (10) a zjištění proudu ΔI_L z rovnice (11) je možné dosadit do rovnice (7), hodnotu T_{ON} je možné zjistit z tabulky 3.1a

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_L = 0,3 \cdot 7,04 = 2,22 \text{ A} \quad (12)$$

$$L = \frac{(13,5 \cdot 3,8096 \cdot 10^{-6})}{2,22} = 23,1 \mu\text{H}$$

Pro výpočet kondenzátoru C byla použita rovnice (13), kde I_{OUT} je proud tekoucí z Boost měniče, D je střída, f je kmitočet měniče a ΔU_{OUT} je zvlnění napětí na výstupu měniče.

$$C = \frac{(I_{OUT} \cdot D)}{(f \cdot \Delta U_{OUT})} = \frac{(1,585 \cdot 0,82)}{(210 \cdot 10^3 \cdot 0,4)} = 15,4 \mu\text{F} \quad (13)$$

3.2.3 Výpočet hodnot pasivních součástek buck měniče

Rovnice pro výpočet pasivních součástek Buck měniče jsou jiné než ty pro Boost. Součástky jsou vypočítány pro výstupní napětí 43,2V což je nejvyšší předpokládané napětí na výstupu. Do rovnic (20), (21) jsou dosazovány hodnoty z tabulky 3.2.

D	T_{ON}	I_{OUT}	f	ΔU_{OUT}	U_{IN}
90,00%	4,28 μs	1,1 A	210 kHz	0,05 V	60 V

Tab. 3.2. Hodnoty pro výpočet pasivních součástek Buck měniče

$$I_{OUT\text{Buck}} \approx I_L \quad (14)$$

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_L = 0,3 \cdot 1,1 = 0,33 \text{ A} \quad (15)$$

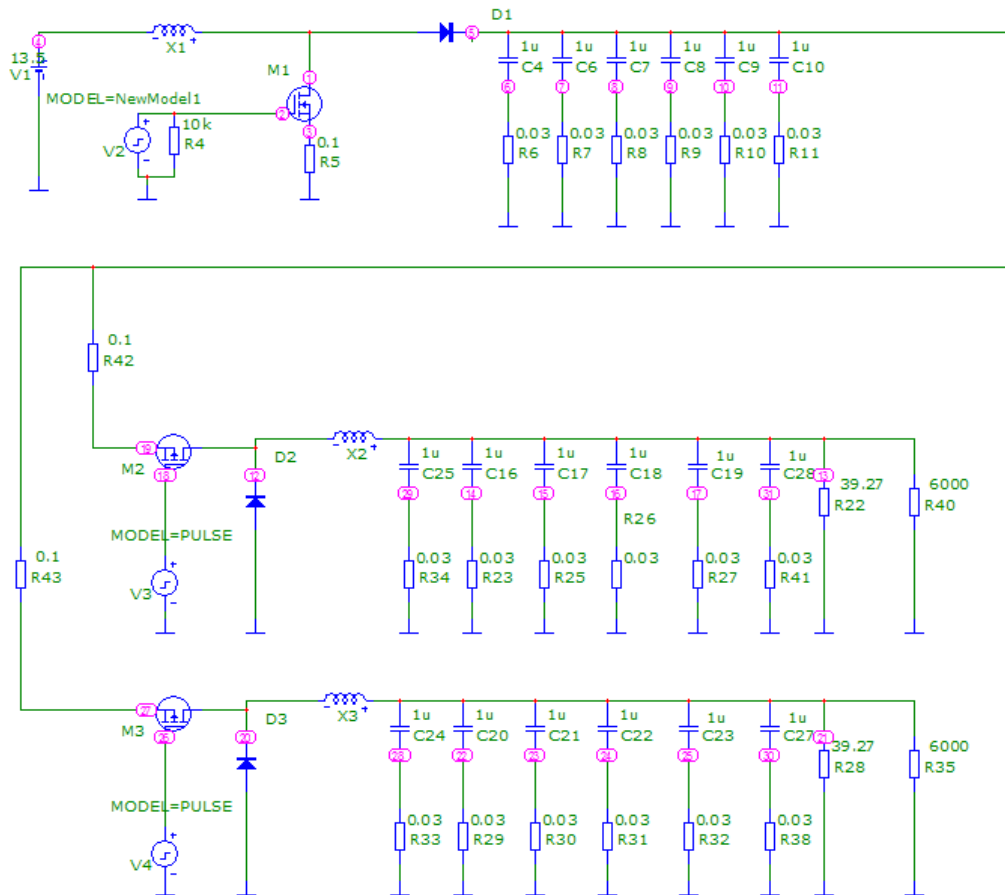
$$L = \frac{[(U_{IN} - U_{OUT}) \cdot t_{ON}]}{\Delta I_L} = \frac{[(60 - 43,2) \cdot 4,28 \cdot 10^{-6}]}{0,33} = 217 \mu\text{H} \quad (16)$$

$$C = \frac{(\Delta I_L)}{(f \cdot \Delta U_{OUT})} = \frac{(0,33)}{(210 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 8)} = 3,92 \mu\text{F} \quad (17)$$

Vypočítané hodnoty vybočují z řady vyráběných cívek a kondenzátorů. Výsledné hodnoty reálných součástek se tedy přizpůsobí vyráběným modelům, velikosti pouzder a výsledkům simulace.

3.3 Simulace BOOST a BUCK měničů.

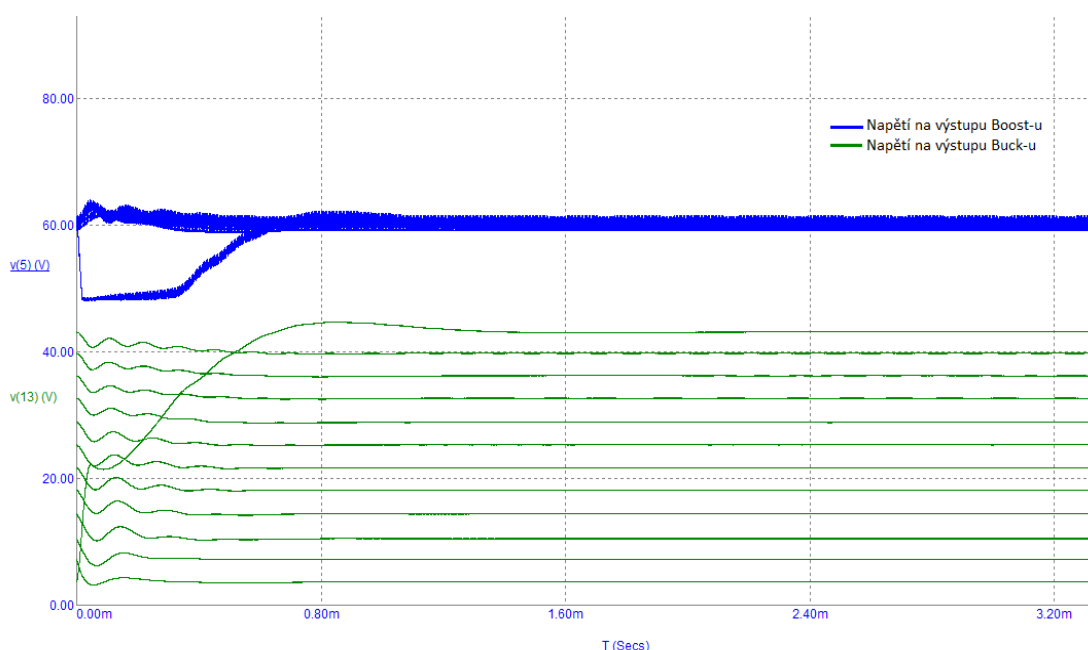
Simulace BOOST a BUCK měničů byla provedená v simulačním programu Micro-Cap 11. Konečné schéma simulovaného obvodu je na obrázku 3.2.



Obr. 3.2. Schéma Boost a Buck měničů pro simulaci.

Schéma se skládá z jednoho měniče typu boost navrženého pro změnu napětí z 13,5V na 60V a dvou buck měničů snižujících napětí až na hodnotu 3,6V. Jako cívky jsou zde vloženy reálné modely výkonových cívek s elektrickým odporem a parazitní kapacitou s hodnotami $X1=10\mu\text{H}$ a $X2=X3=220\mu\text{H}$. Indukčnost cívky $X1$ je poněkud menší, než byla vypočítaná hodnota. Bylo zjištěno, že zmenšení indukčnosti na $10\mu\text{H}$ nemá na výsledky simulace zásadní vliv. Navíc cívky z této indukčnosti, které by ustály vstupní proud, se vyrábějí v pouzdru o rozměrech 12,5mm x 12,5mm. Cívky se

stejnou proudovou výdrží a vyšší indukčnosti už mají pouzdro vyšší. Byl tedy učiněn kompromis mezi hodnotou indukčnosti a rozměry pouzdra cívky. Kondenzátory jsou zde zapojeny s parazitními sériovými odpory určenými podle datasheetů. Rezistory R5, R35, R40, R42 a R43 slouží k měření úbytků napětí a jsou zde zapojeny dle datasheetu obvodu NCV78763 [4]. Při simulaci bylo třeba vzít v potaz možný úbytek napětí na výstupu 3,6V až 43,2V v závislosti na počtu sepnutých LED diod na evaluační desce. Toho bylo docíleno krokovou změnou rezistorů R22 a R28. Kromě těchto parametrů bylo třeba měnit střidu všech tří měničů. Výsledkem byla časová analýza ukazující výstupní napětí na boost měniči a řadu výstupních napětí na jednom z buck měničů v závislosti na požadovaném napětí na výstupu.



Obr. 3.3. Výsledek simulace Boost a Buck měničů.

Na obrázku 3.3 jsou vyobrazeny výsledky simulace obvodu z obrázku 3.2. Modrými křivkami je zobrazeno napětí na výstupu Boost měniče při různých požadavcích napětí na výstupu. Zelené křivky zobrazují napětí na výstupu Buck měniče. Na výstupu je třeba zajistit 12 možných úrovní napětí v závislosti na počtu sepnutých diod v LED matici. Na základě sortimentu LED diod používaných v automotive, byl po domluvě stanoven úbytek napětí na jedné LED diodě 3,6V, úroveň napětí na výstupu budou tedy v intervalu 3,6V – 43,2V s krokem 3,6V. Z obrázku je patrné, že zvlnění na výstupu Boost měniče je daleko vyšší než výsledné zvlnění na výstupu Buck měniče, to nepřesahuje hodnotu 46mV. Co se týče regulace měničů pomocí PWM, střídý použité pro nastavení napěťových úrovní se trochu liší od vypočítaných hodnot. To je dáno

zapojením reálných cívek a kondenzátorů. Ručně nebylo možné nastavit všechny úrovně napětí na výstupu zcela přesně, proto jsou v tabulce 3.3 vypsány jak požadované hodnoty tak nastavené hodnoty.

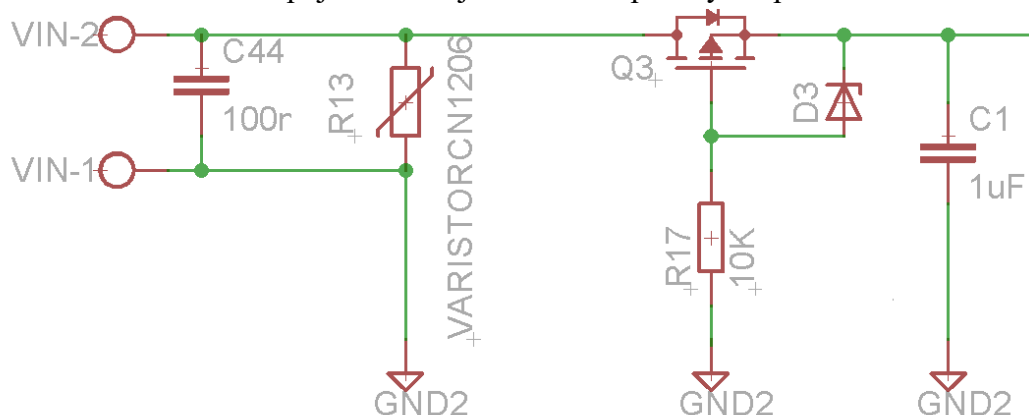
Napětí na výstupu BOOSTu	BOOST T _{ON}	Požadované napětí na výstupu BUCKu	Napětí na výstupu BUCKu	BUCK T _{ON}	Zvlnění na výstupu BUCKu
[V]	[%]	[V]	[V]	[%]	[mV]
59,8	83,08	43,2	43,2	73,33	35
60,1	82,66	39,6	39,6	68,25	38
60,3	82,24	36	35,9	60,69	43
59,4	81,82	32,4	32,4	56,49	46
59,4	81,18	28,8	28,8	51,03	44
59,3	80,76	25,2	25,3	45,15	45
59,2	80,34	21,6	21,5	38,64	40
59,1	79,92	18	17,9	32,55	39
58,8	79,29	14,4	14,4	27,51	36
58,1	78,65	10,8	10,8	21,84	36
62,8	78,65	7,2	7,2	9,87	31
63,1	78,23	3,6	3,6	2,52	24

Tab. 3.3. Nastavení měničů pro simulaci.

3.4 Návrh schématu

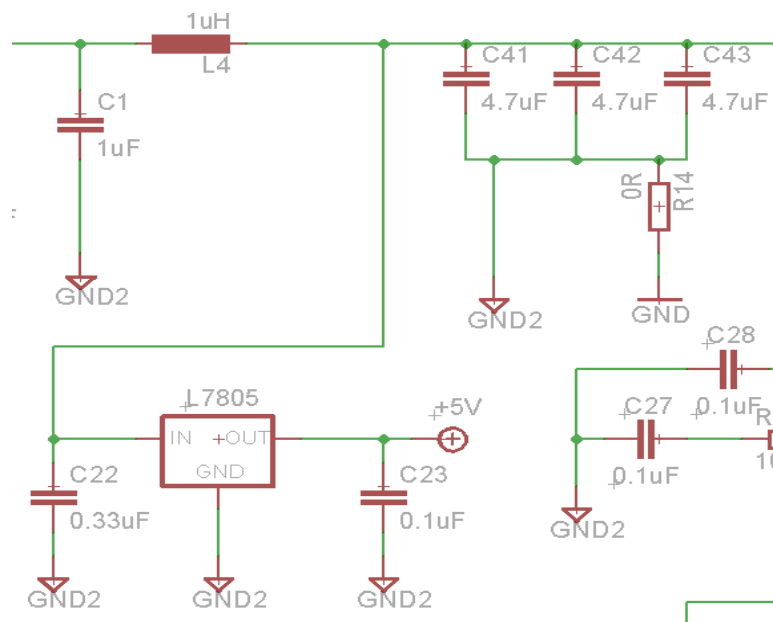
Vstupní část měniče tvoří ochranné obvody proti přepětí a proti přepólování. Jako ochrana proti přepětí zde slouží varistor, který sráží napěťové impulsy, které se mohou tvořit na vstupu. Hodnota U_{RMS} varistoru činí 31V. Ochrana proti přepólování je tvořena FET tranzistorem se Zenerovou diodou, ta funguje následovně. V normálním stavu, je tranzistor pořád v sepnutém stavu, je tedy nutné vybrat tranzistor s malým odporem v sepnutém stavu. Zenerova dioda zde je zapojená, aby se zvyšujícím se napájecím napětím se nezvyšovalo i napětí U_{GS} . Při přepólování dojde k rozepnutí tranzistoru, proud tedy nepoteče dále. Levnější, a tím pádem v průmyslu používanou možností by

bylo zapojení pouze diody do série avšak na diodě by se vyskytoval o řád vyšší úbytek napětí. Varistor v tomto zapojení omezuje velikost napěťových špiček.



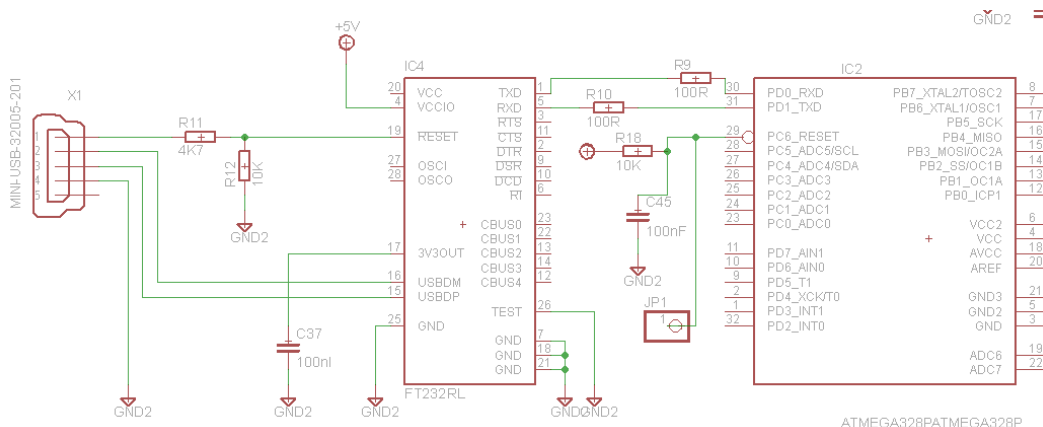
Obr. 3.4. Vstupní část měniče – schéma

Dále se ve schématu nachází filtr, za kterým je umístěn stabilizátor pevného napětí 5V pro napájení mikrokontroléru a USB převodníku. Toto řešení by v automotive opět nenašlo uplatnění z důvodu vysoké pořizovací ceny. Jelikož výsledkem práce bude pouze testovací zařízení, bylo toto řešení po konzultaci s odborným vedoucím schváleno.



Obr. 3.5. Vstupní filtry a stabilizátor – schéma

Obvod NCV78763 je ovládán pomocí mikrokontroléru Atmega328. Aby uživatel byl schopen upravovat vlastnosti měniče je k mikrokontroléru připojen převodník RS232/USB. Uživatel tak může po sériové lince posílat a přijímat data. Převodník je zapojen tak, že napájení obstarává lineární stabilizátor na 5V, nikoliv zařízení připojené k sériové lince.

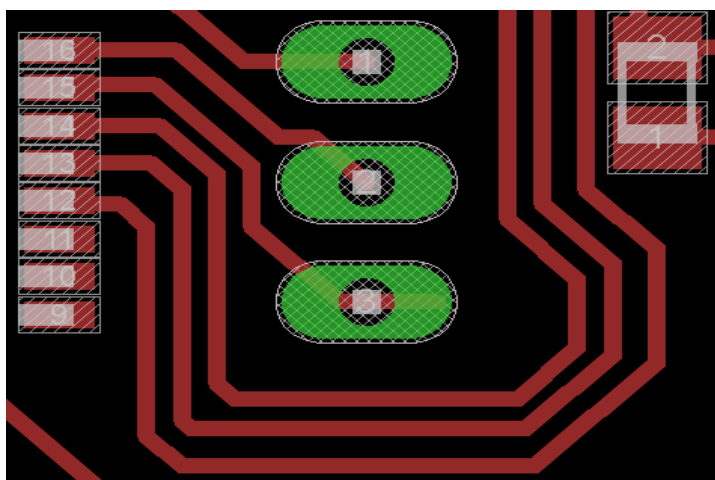


Obr. 3.6. Komunikace a ovládání – schéma.

Za napájení mikrokontroléru je rovněž odpovědný lineární stabilizátor na 5V. Zapojení převodníku bylo převzato z datasheetu [18]. Jako konektor byl vybrán tým Mini USB, který má poměrně malé rozměry a zároveň se dobře osazuje.

3.5 Návrh DPS

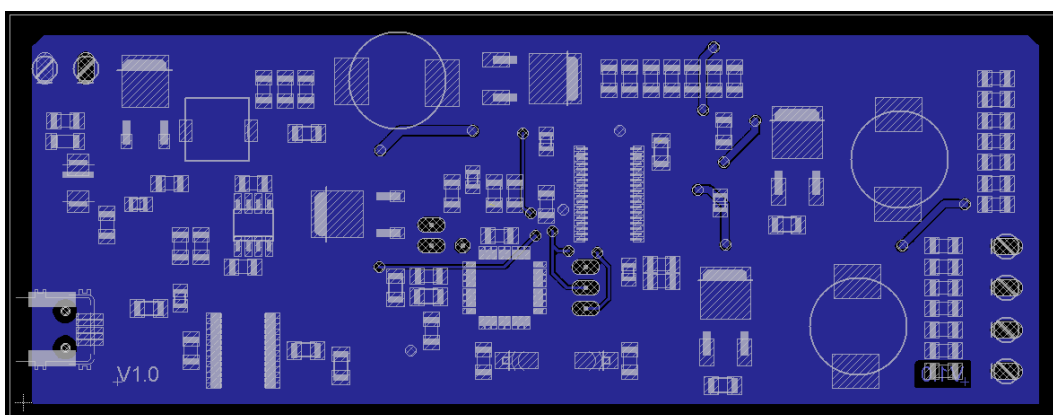
Při návrhu DPS je třeba dodržovat určitá pravidla. Pod spínacím tranzistorem BOOST měniče, diodami a cívkami všech tří měničů bylo třeba nechat prostor pro chlazení. Na určitých místech je tedy rozlit polygon odpovídajících rozměrů. Všechny cesty jsou navrženy tak aby byly co nejkratší na vyšších kmitočtech totiž každá vodivá cesta funguje zároveň jako anténa. Na vyšších kmitočtech se u zatočení vodivé cesty o 90° (pravoúhlý roh) zvyšuje kapacita a mění se impedance cesty. Na DPS je tedy drtivá většina vodivých cest zatočená v jednom místě jen o 45° (obrázek 3.7). V navrženém DPS je rovněž snaha o oddělení signálové a silové části.



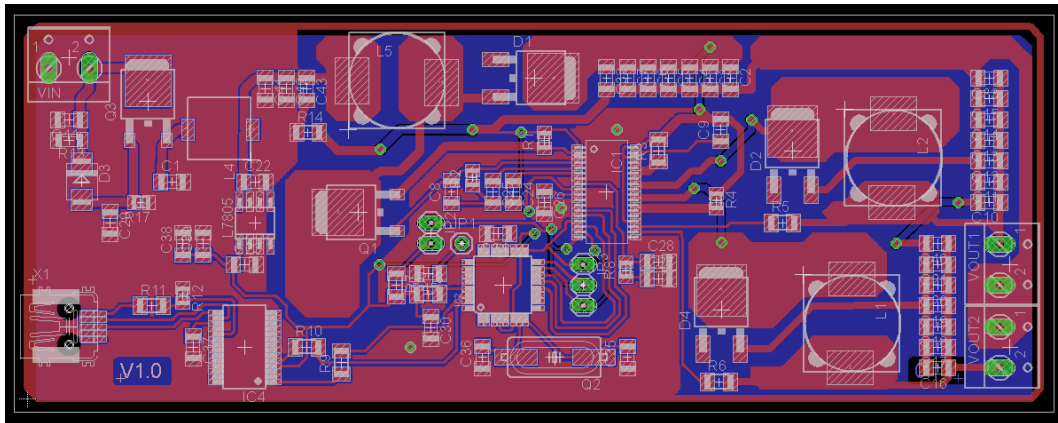
Obr. 3.7. Způsob vedení vodivých cest na DPS.

Ze spodní strany je celá deska zalitá mědí, vyjímaje krátkých propojů, které zde byly nutné pro zjednodušení návrhu a zmenšení rozměrů DPS. Rozlité země je také vhodné z hlediska EMC, umožňuje uzemnit všechny součástky co nejkratší cestou. Z toho lze usoudit, že rozlité země také zmenší plochy proudových smyček.

Z přední strany (top) je deska po celém obvodu ohraničená zemí z důvodu zamezení šíření elektromagnetických vln do okolí. První verze návrhu DPS je na obrázcích 3.8 a 3.9.

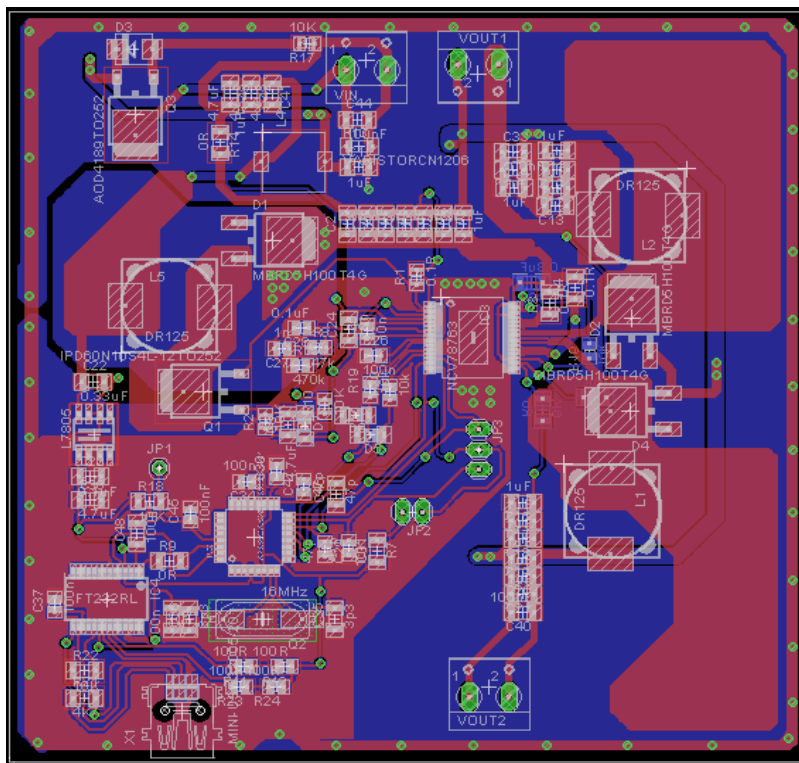


Obr. 3.8. Zadní strana DPS (bottom)



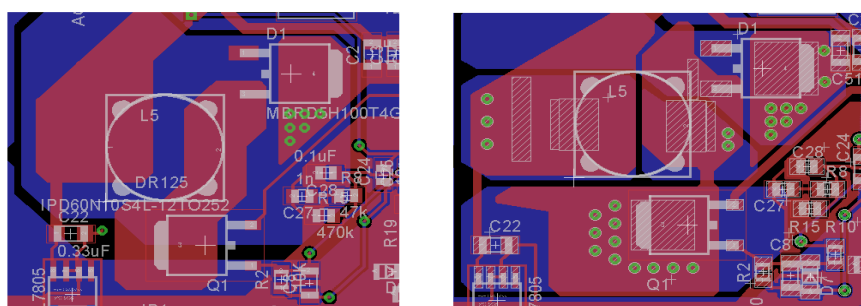
Obr. 3.9. Kompletní návrh DPS v programu Eagle

První návrh DPS byl bohužel nepoužitelný, jelikož prodejce NCV78763 uvedl na svých stránkách jiný typ pouzdra než ve skutečnosti byl. Z tohoto důvodu byla tato deska spolu s vývojovou deskou NV787630R1DAGEVB [19] použita pouze k otestování komunikace mikroprocesor-měnič. Druhá verze desky je zobrazena na obrázku 3.10.



Obr. 3.10. Druhý návrh DPS v programu Eagle

U druhé verze desky byly zjištěny nedostatečné chladicí plochy spínacího tranzistoru boost měniče a cívky boost měniče. Naopak chladicí plochy buck měničů byly předimenzované. Dalším problémem spojeným s termálními emisemi bylo zahřívání cívky boost měniče teplem ze spínacího tranzistoru. Zároveň však bylo třeba zachovat malé vzdálenosti mezi komponenty boost měniče kvůli minimalizaci vyzařování EM vln. Vodivá cesta mezi tranzistorem a cívkou byla maximálně zúžená aby se zamezilo přenosu zbytečného množství tepla. U cívky byly navíc přidány footprinty pro možnost připájení cívek v jiných pouzdrech (kvůli testování). Chladicí plocha tranzistoru byla zvětšená a pomocí prokovů se teplo rozvádí i po spodní straně DPS. Rovněž byla rozšířená vodivá cesta vedoucí na SOURCE vstup tranzistoru, kde původní šířka byla absolutně nedostačující, při testech na druhé verzi desky se tedy používal vodič připájený paralelně k této cestě.



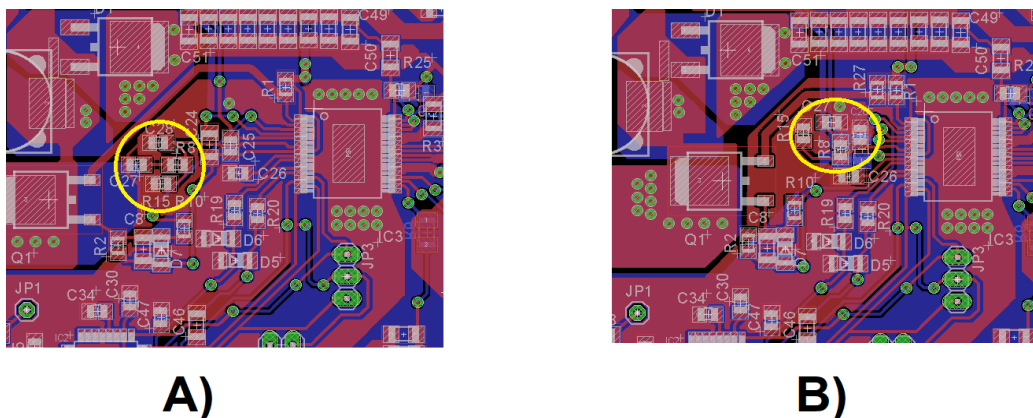
A)

B)

Obr. 3.11a. Fragment boost měniče na druhé verzi DPS

Obr. 3.11b. Fragment boost měniče na třetí verzi DPS

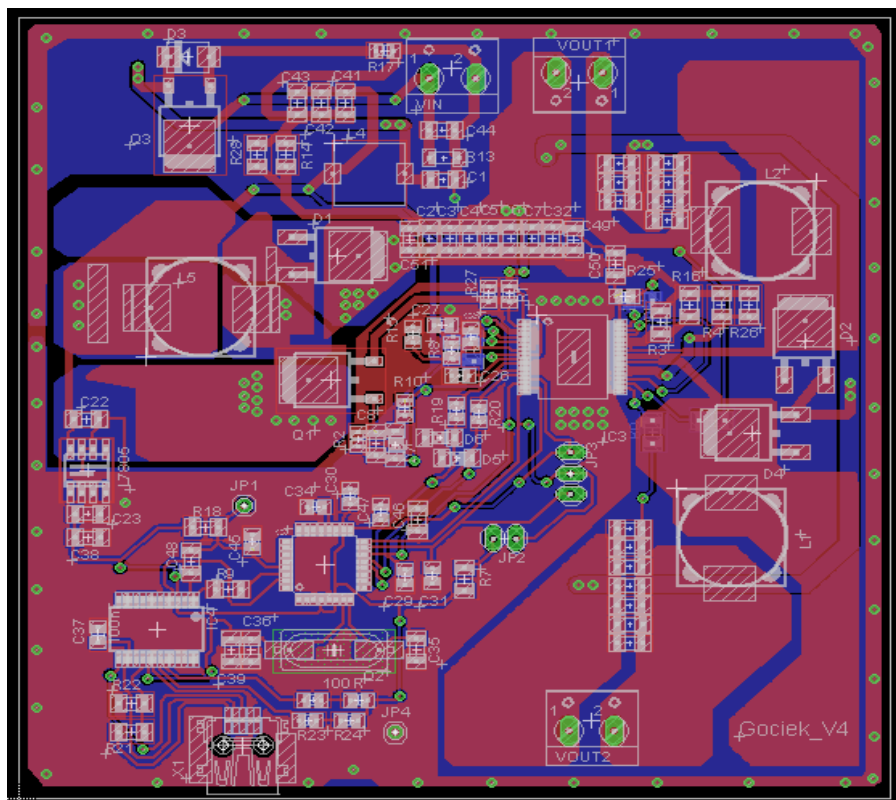
Při testování stabilit obvodu, BCI (Bulk Current Injection) a CE (conducted Emission) byly opět zjištěny menší nedostatky DPS. Pro zlepšení stability obvodu byla zkrácená cesta z měniče NCV78763 na GATE vstup spínacího tranzistoru boost měniče. A celý kompenzační obvod byl umístěn bližší k vlastnímu měniči. Součástky, které byly v předchozích verzích u vlatního měniče byly přesunuty na spodní stranu DPS. Dále byly přidány footprints pro filtrační kondenzátory u snímacích rezistorů na vstupech buck měničů. Na obrázku 3.12 je znázorněno o kolik se pozice kompenzačního obvodu přiblížila k měniči NCV78763.



Obr. 3.12a. Pozice kompenzačního obvodu na třetí verzi DPS

Obr. 3.12b. Pozice kompenzačního obvodu na čtvrté verzi DPS

Na obrázku 3.13 je znázorněna konečná (čtvrtá) verze DPS DC-DC měniče napětí. Obrázky všech verzí DPS jsou k dispozici v příloze dokumentu.



Obr. 3.13. Čtvrtá verze DPS měniče napětí

4. REALIZACE DC-DC MĚNIČE

V následující kapitole bude podrobně rozebrán postup oživení DC-DC měniče a následné testování celku.

4.1 Komunikace s obvodem NCV78763

Komunikace mezi mikroprocesorem a vlastním měničem funguje na bázi SPI komunikace a dvou dalších signálních vodičů. Pomocí sběrnice lze číst z registru nebo naopak do registru zapisovat. Celkem obsahuje obvod NCV78763 26 použitelných registrů (mapa registru je uvedena v příloze). Maximální povolená rychlost SPI sběrnice je 1MHz. Komunikace funguje ve dvou SPI módech: V módu 0 měnič informace přijímá a v módu 1 informace odesílá. Při zápisu dat do jednoho registru je třeba odeslat 16 bitů. Těchto 16 bitů je zobrazeno na obrázku 4.1.

MSB																								LSB
CMD	A3	A2	A1	A0	P	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0									

Obr. 4.1. Charakteristika bitů pro zápis do registru

CMD – čtení/zápis (0/1)

A3-A0 – adresa registru

P – parita (CMD xor A3 xor A2 xor A1 xor A0 xor D9 xor.....D0)

D9-D0 – datové bity

Při čtení dat z registru je třeba vyslat požadavek s adresou z které je třeba vyčíst data. Veškeré datové bity v příkazu musejí být nulové. Jelikož se v měniči nachází více registrů, které jsou určeny pouze pro čtení, než těch pro čtení/zápis, je třeba použít více adresních bitů v příkazu než v případě odesílání dat. Parita se v tomto případě také počítá odlišně než při odesílání a to pouze jako exkluzivní součin adresních bitů a bitu CMD.

MSB																										LSB	
CMD	A4	A3	A2	A1	A0	P	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0												Device IN
SPIERR	BUCKOC	LED2	LED1	TSD	TW	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0												Device OUT

Obr. 4.2. Charakteristika bitů pro čtení z registru

Čtení z registru probíhá zároveň s vysíláním požadavku o čtení. Zároveň s odesíláním CMD bitu a adresy pro čtení je možné přijímat všeobecné informace o současném stavu měniče. Viz obrázek 4.2.

- SPIERR - Chyba při odesílání minulého příkazu
- BUCKOC - Overcurrent na buck měniči
- LED2 - Aktivní/neaktivní druhý kanál (1/0)
- LED1 - Aktivní/neaktivní první kanál (1/0)
- TSD - Temperature shutdown (při dosažení teploty chipu 163°C odpojí boost i buck měniče)
- TSW - Temperature warning (při dosažení nastavitelné teploty se přepne do stavu log 1).

Celý ovládací software byl napsán v jazyce Arduino. Jelikož nebyla nalezena knihovna podporující SPI komunikaci, která bere v potaz náběžnou i spádovou hranu. Byla celá komunikace napsaná ručně a vložena do funkce.

```

//*****Funkce pro komunikaci*****
void send()
{
  for(int b=0;b<16;b++)
  {
    prijem[b]=0;
  }
  digitalWrite(SLS, LOW);
  delayMicroseconds(10);
  for(int k=0;k<16;k++)
  {
    digitalWrite(SDI, pole[k]);
    digitalWrite(SCLK, HIGH);
    delayMicroseconds(10);
    prijem[k]=digitalRead(SDO);
    digitalWrite(SCLK, LOW);
    delayMicroseconds(10);
  }

  delayMicroseconds(5);
  digitalWrite(SLS, HIGH);
  delayMicroseconds(5);
  digitalWrite(SLS, LOW);

  if(prv==99) //Pokud byla odeslana zadost o cteni
  {
    Serial.print("Přijatá data: ");
    for(int b=0;b<16;b++)
    {
      Serial.print(prijem[b]);
    }
  }
}

```

Z této funkce je patrné, že se odesílají data uložená v poli: `pole[]`. A při spádové hraně zapisovány data do pole `prijem[]`.

4.1.1 Nastavení boost měniče.

Nastavení boost měniče se provádí zápisem bitů do registrů 1,2,3 a 8. Mapa těchto registrů je uvedena pomocí obrázku 4.3

ADDR	R/W	bit8	bit8	bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
0x00	NA	NOP register (read/write operation ignored)									
0x01	R/W	BOOST_OTA_GAIN[1:0]			BOOST_FREQ[4:0]				BOOST_SLPCTRL[1:0]		BOOST_SRC
0x02	R/W	BOOST_TOFF_MIN[1:0]			VBOOST_VGATE_THR	BOOST_SRCINV	BOOST_EN	BOOST_OV_REACT[1:0]		BOOST_OV_SD[2:0]	
0x03	R/W	VDRIVE_BST_EN	BOOST_VLIMTH[1:0]			BOOST_VSETPOINT[6:0]					
0x04	R/W	BUCK1_OFF_CMP_EN	BUCK2_OFF_CMP_EN	BUCK1_VTHR[7:0]							
0x05	R/W	BOOST_TON_MIN[1:0]			BUCK2_VTHR[7:0]						
0x06	R/W	BUCK1_TOFF_VLED[3:0]				BUCK2_TOFF_VLED[3:0]			BUCK1_EN	BUCK2_EN	
0x07	R/W	BOOST_SKCL[1:0]			THERMAL_WARNING_THR[7:0]						
0x08	R/W	VDRIVE_VSETPOINT[3:0]				BOOST_MULT_MD[1:0]		DIM_SRC[1:0]		PWM_FREQ[1:0]	

Obr. 4.3. Mapa registrů pro nastavení boost měniče [4]

V prvním registru je potřeba nastavit především kmitočet, na kterém bude boost měnič pracovat. Nabízejí se zde dvě možnosti: 210 kHz (je třeba nastavit "11111") nebo 1MHz (je třeba nastavit "00001"). V případě této diplomové práce byl zvolen kmitočet 210 kHz. Čím nižší je totiž pracovní kmitočet, tím je jednodušší navrhnout elektroniku. BOOST_OTA_GAIN představující chybové zesílení byl nastaven na hodnotu "01", která podle datasheetu odpovídá transkonduktanci 30 μ s.

V registru 0x02, představují poslední 3 bity hodnotu napětí nad nastavenou výstupní úroveň, při které se boost měnič vypne. Zde je možné nastavit 8 hodnot v intervalu <1V – 5,8V>. Jako optimální napětí byla zvolena hodnota 2V ("010"). Pomocí dalších dvou bitů v pořadí je možné nastavit hodnotu poklesu napětí, při které se boost měnič opět aktivuje. Podle datasheetu je však možné nastavit pouze jednu hodnotu 1,4V ("11"). Pomocí bitu 6 lze invertovat řídicí signál pro boost měnič. Bit 7 nastavuje spínací úroveň komparátoru při jehož sepnutí se překloupí řídicí signál boostu z "jedničky" do "nuly", jsou zde dvě možnosti: "0" (0,4V) a "1" (1,2V). Bity 8 a 9 nastavují minimální dobu po kterou může být řídicí signál v logické nule. Konečně bit 5 aktivuje boost měnič, je jej tedy třeba nastavit do logické jedničky až po nastavení zbývajících bitů ve všech čtyřech registrech.

Posledních sedm bitů registru 0x03 slouží pro nastavení výstupního napětí na boost měniči. Při hodnotě "0000001" je výstupní napětí rovno 15V. S každým dalším krokem se výstupní napětí zvyšuje o 0,39V. Při nastavení "1111111" je tedy výstupní napětí rovno 64,1V. Bity 7 a 8 nastavují maximální povolený úbytek napětí na rezistoru snímajícím proud na spínacím tranzistoru boost měniče. Bit 9 při hodnotě "1" povoluje VDRIVE zdroj. Tento zdroj slouží k aktivaci interního tranzistoru, jehož výstupním signálem je řídicí signál boost měniče.

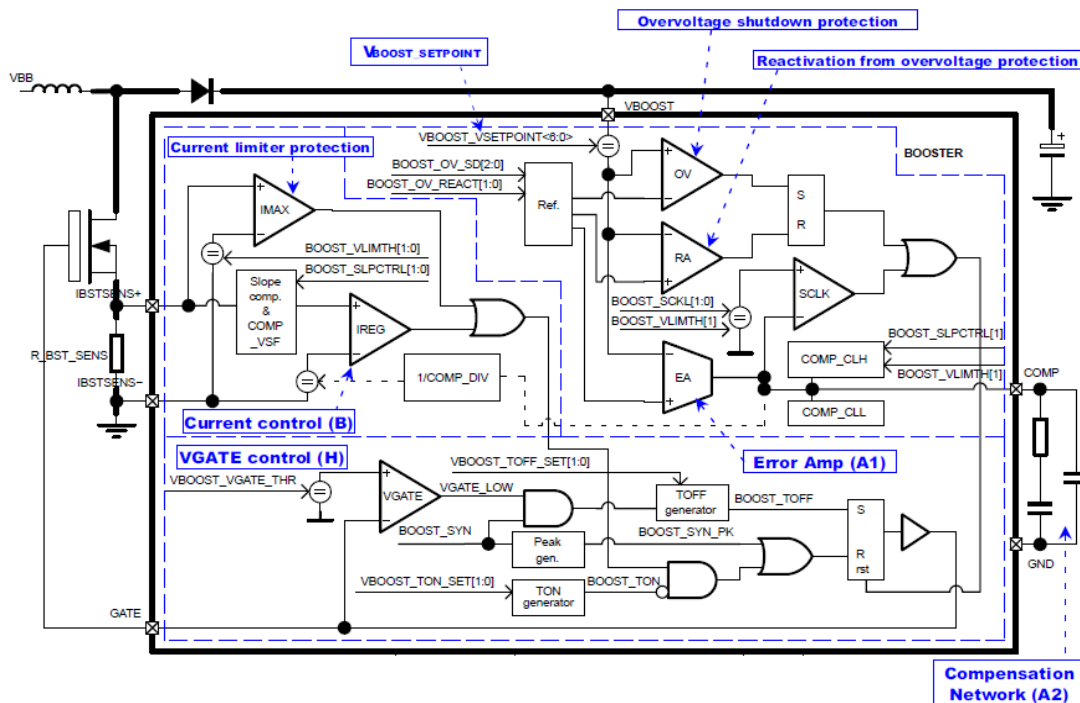
V registru 0x08, co se boost měniče týče, jsou důležité pouze první čtyři bity. Tyto bity nastavují amplitudu řídicího signálu. V případě "0000", je amplituda 5V, v případě

"1111", je amplituda 10V. V této diplomové práci je nastavená druhá možnost, jelikož je obtížné úplně otevřít FET tranzistor napětím 5V do GATE-u.

Na fragmentu kódu níže je zobrazeno pole obsahující dva příkazy pro čtení diagnostických údajů z registru 0x18 a čtyři příkazy pro zápis do registrů. Celé toto pole slouží pro aktivaci boost měniče.

```
bool poleinitboost[6][16] ={{0,1,1,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0}, //18h
                             {0,1,1,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0}, //18h
                             {1,0,0,0,1,1,0,1,1,1,1,1,1,0,0,0}, //01h
                             {1,0,0,1,1,1,1,0,0,0,1,1,1,0,0,1}, //03h
                             {1,1,0,1,0,0,1,1,1,1,0,0,1,1,0,0}, //08h
                             {1,0,0,1,0,1,0,1,0,0,1,0,1,0,1,0}}; //02h
```

Blokové schéma regulační smyčky boost měniče je zobrazeno na obrázku 4.4.



Obr. 4.4. Blokové schéma regulační smyčky boost měniče [4]

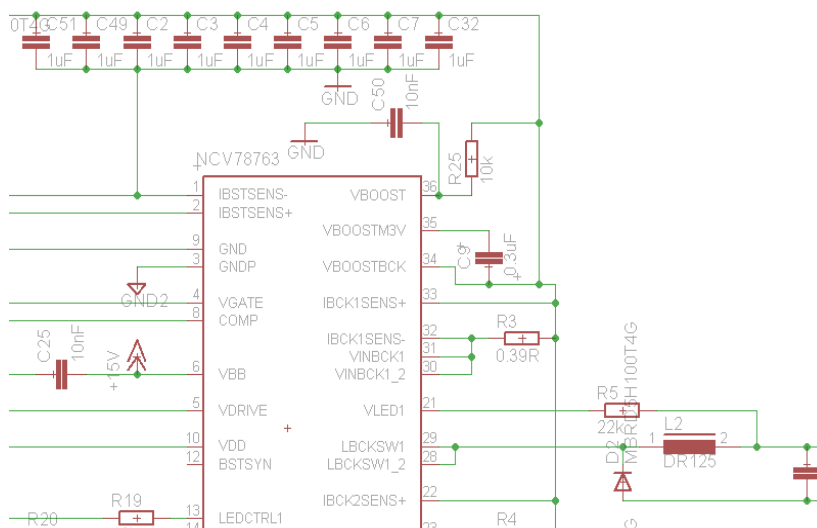
Z blokového schématu je patrné jak funguje regulace boost měniče. Napětí na výstupu boost měniče (pin VBOOST) se porovnává pomocí komparátoru s napětím nastaveným v registru 0x02 BOOST_OV_SD. Pokud nastavené napětí překračuje naměřenou hodnotu, přeplojí se RS klopný obvod do stavu 1 a logický člen OR se rovněž přeplojí do jedničky. Tento signál je dále veden na další RS klopný obvod, který přímo udává řídicí signál do spínacího tranzistoru, a zresetuje ho. Tím pádem při překročení nastaveného maximálního napětí se činnost boost měniče zastaví (řídicí signál bude v logické nule). Dalším z ochranných prvků je snímání proudu spínaného

tranzistorem boost měniče. Proud se zde převádí na úbytek napětí na rezistoru (R_BST_SENSE, obr. 4.4), toto napětí je porovnáváno s hodnotou registru 0x03, BOOST_VLIMTH. V případě překročení nastavené hodnoty se řídicí signál pro spínaný tranzistor přeplojí pomocí RS klopného obvodu do logické nuly.

4.1.2 Nastavení buck měničů

K nastavení všech parametrů buck měničů slouží registry 4,5,6 a 8. Na obrázku 4.3 je zobrazena mapa i těchto registrů.

V registru 4 je možné pomocí posledních 8 bitů nastavit spínací napětí $BUCK1_VTHR$. Toto napětí představuje úbytek napětí na snímacím rezistoru R3, který je zobrazen na obrázku 4.5.



Obr. 4.5. Fragment schématu měniče

Tímto úbytkem se nastavuje špičkový proud tekoucí do zátěže na prvním kanálu. Pomocí osmi bitů je možné nastavit úbytek napětí v rozmezí 31,5mV ("00000000") až 412mV ("11111111"). Mezi těmito krajními hodnotami je exponenciální křivka. Hodnoty, které je třeba zadat do registru se musí tedy počítat. Pomocí program Excel bylo zjištěno, že funkce exponenciály se rovná vzorci 18 z tohoto vzorce bylo nutné odvodit, čemu se rovná hodnota, kterou je nutné zadat do registru (SPIval). Výsledný vzorec je uveden níže pod číslem (19).

$$VTHR_{BUCK1} = 31,5 \cdot e^{0,01 \cdot SPIval} \quad (18)$$

$$SPI_{val} = \frac{1}{0,01} \cdot \ln \frac{VTHR_{BUCK1}}{31,5} \quad (19)$$

Ohmovým zákonem je pak možné hodnotu $VTHR_{BUCK1}$ přepočítat na špičkový proud na buck měniči: $I_{peak_{BUCK1}}$. Vzorec je uveden jako vzorec číslo (20). Rozkmit proudu do zátěže lze zase spočítat pomocí vzorec (21).

$$I_{peak_{BUCK1}} = \frac{VTHR_{BUCK1}}{R3} \quad (20)$$

$$\Delta I_{BUCK1} = \frac{TOFF_{VLED1}}{L_{BUCK1}} \quad (21)$$

Hodnotu $TOFF_{VLED1}$ je možné nastavit v registru č.6 a L_{BUCK1} je indukčnost cívky v buck měniči na prvním kanálu. V případě této diplomové práce je indukčnost cívky buck měniče na druhém kanále rovna $220\mu H$.

Pomocí bitů 8 a 9 se aktivuje offsetová kompenzace pro kanály 2 a 1, které je nutné aktivovat.

Registr číslo 5 slouží k nastavení $BUCK2_VTHR$, tedy k nastavení úbytku napětí na rezistoru R4, který slouží jako snímací rezistor pro kanál 2. Výpočet této hodnoty je totožný jako v případě buck měniče prvního kanálu. Dále je možné nastavit minimální dobu logické "1", sřídícího signálu boost měniče, tato možnost však nebyla v této diplomové práci využita.

Pomocí registru 6 je možné nastavit dobu $TOFF$ obou buck měničů. Bity 0 a 1 zde slouží k aktivaci jednotlivých buck měničů. Nastavením registru s adresou 0x08 je možné nastavit kmitočet buck měničů a zdroj dimování. K nastavení kmitočtu slouží bity 0,1. Zdroj dimování (interní/externí) je možní nastavit pomocí třetího bitu.

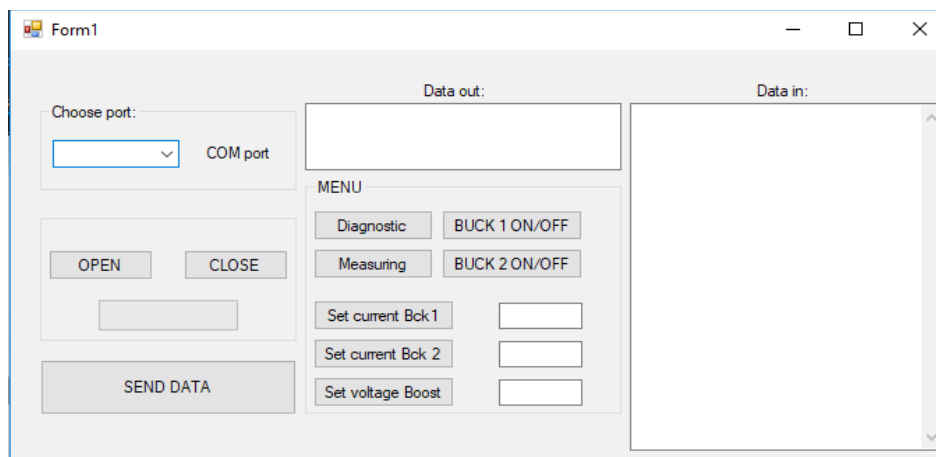
Níže je vypsána část kódu obslužného programu obsahující pole prvků používané k základnímu nastavení obou buck měničů.

```
bool poleinitbuck2[4][16]={ {1,0,1,0,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,0}, //04h
                             {1,0,1,0,1,0,0,0,0,1,0,1,1,0,1,0}, //05h
                             {1,0,1,1,0,1,1,1,1,1,0,0,0,0,0,1}, //06h
                             {1,1,0,0,0,0,1,1,1,1,0,0,1,1,0,1}}; //08h

bool poleinitbuck1[3][16]={ {1,0,1,0,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,0}, //04h
                             {1,0,1,1,0,1,1,1,1,1,0,0,0,0,1,0}, //06h
                             {1,1,0,0,0,0,1,1,1,1,0,0,1,1,0,1}}; //08h
```

4.1.3 Ovládací program

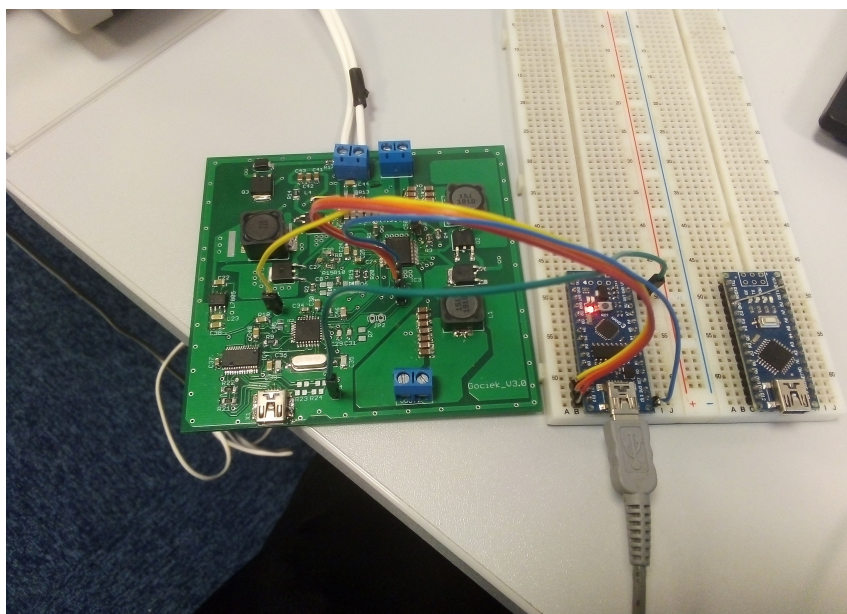
Software potřebný k ovládání DC-DC měniče se skládá ze dvou částí. První část tvoří interface napsaný v jazyce C++, v prostředí MS Visual Studio. Interface je zobrazen na obrázku 4.6.



Obr. 4.6. Interface pro ovládání DC-DC měniče

V levé části okna lze nastavit příslušný COM (sériový) port na kterém je připojen měnič, dále se zde nachází signalizace propojení měniče s programem a tlačítko pro potvrzení odeslání dat. V prostředním sloupci se nalézá okno "Data out", kde lze ručně napsat adresu registru pro zápis a posléze i všech deset datových bitů registru. Níže jsou tlačítka pro aktivaci prvního nebo druhého kanálu měniče, provedení diagnostiky či změření napětí některých údajů. Pod tím se nachází okna pro zadání proudů jednotlivými kanály měniče a napětí na boost měniči. Úplně vpravo je okno, ve kterém se zobrazují příchozí data z měniče.

Druhá část ovládacího softwaru se nachází v mikroprocesoru Atmega328p. Zde jsou dekodovány jednoduché příkazy z grafického interface-u. A podle nich se aktualizují hodnoty registrů v měniči. Program je napsán v jazyce Arduino a v mikroprocesoru je nahrán zavaděč pro platformu Arduino NANO. Program byl do mikroprocesoru nahrán pomocí další vývojové desky Arduino (obr. 4.7).



Obr. 4.7. Nahrávání programu pomocí Arduino NANO

4.2 Měření termálních emisí

Měření termálních emisí bylo provedeno nejprve na třetí verzi DPS pomocí termální kamery Workswell WIC-336-FUW. Tato termální kamera je připojena pomocí USB kabelu k PC. Jako výstup měření nabízí kamera jednotlivé fotografie, sekvence fotografií nebo video záznam. Při měření DC-DC měniče byly aktivovány oba jeho výstupy. Jako zátěž byly zapojeny dva LED stringy sestavené z LED diod OSRON Compact PL. Na prvním kanálu byl připojen string na napětí 31,7V, odběr proudu byl nastaven na 850mA. Na druhý kanál byl připojen string na napětí 17V, odběr proudu byl zde nastaven na 600mA. Což ve výsledku dává výstupní výkon jednotlivých kanálech:

$$P_{1\text{kanál}} = U_{1\text{kanál}} \cdot I_{1\text{kanál}} \quad [\text{W}] \quad (22)$$

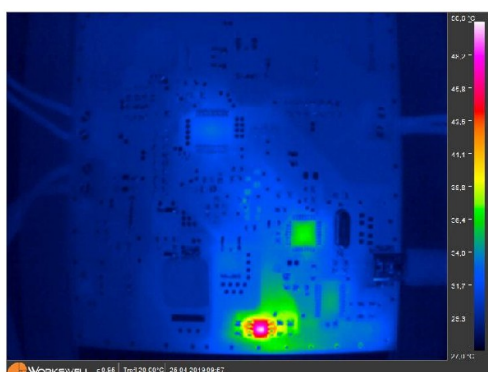
$$26,94 = 31,7 \cdot 0,850 \quad [\text{W}]$$

$$P_{2\text{kanál}} = U_{2\text{kanál}} \cdot I_{2\text{kanál}} \quad [\text{W}] \quad (23)$$

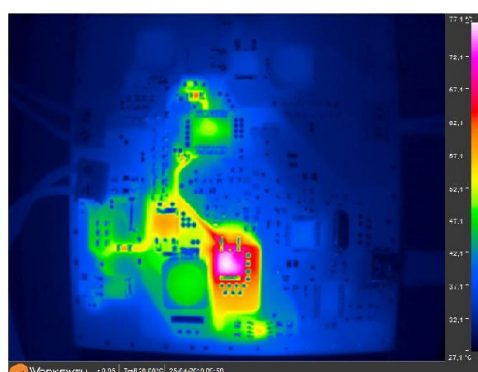
$$10,02 = 17 \cdot 0,6 \quad [\text{W}]$$

Jako výstup naměřených dat byla zvolena sekvence fotografií (obrázek 4.8), kdy kamera pořizovala snímky co dvě vteřiny. Souběžně s tímto měřením bylo provedeno rovněž referenční měření kalibrovaným multimetrem Fluke 179 s teplotním čidlem. Referenčním měřením bylo zjištěno, že teplota na tranzistoru, cívice, diodě a vlastním

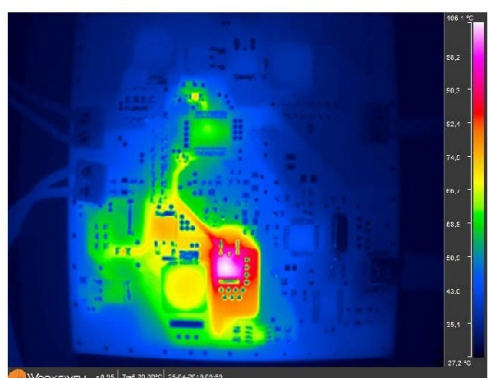
měníči je ve skutečnosti o 30°C menší než udává termální kamera. Tento rozdíl je zapříčiněn rozdílnou emisivitou komponentů umístěných na DPS. Teplota povrchu desky se shodovala s termálními snímky. N obrázku 4.8 je patrné, že součástkou nejvíce emitující teplo do okolí je spínací tranzistor boost měniče. Kromě něj září i další komponenty boost měniče: cívka a dioda. Teplota vlastního měniče závisí především na rozdílu napětí mezi boostem a požadovanou hodnotou napětí na výstupu. Čím větší rozdíl napětí, tím vyšší teplota chipu. Před aktivací měniče je jasně vidět hřející lineární stabilizátor, na kterém se vyskytuje rozdíl napětí 8,5V, dále se mírně zahřívá mikroprocesor, který ještě před aktivací měniče zabezpečuje komunikaci s PC. Na obrázku 4.9 je pro úplnost zobrazena zvětšená termální fotografie měniče na třetí verzi DPS, 2min 58s po zapnutí při výkonu cca 37W



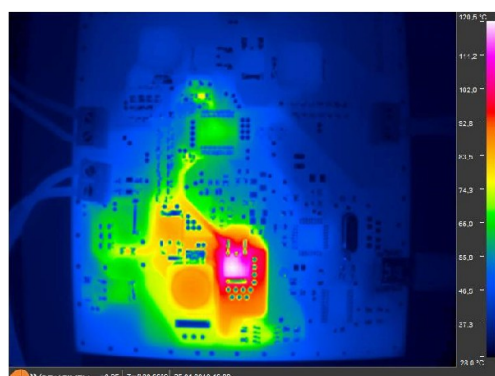
Teplota před aktivací měniče.



Teplota 58s po aktivaci měniče

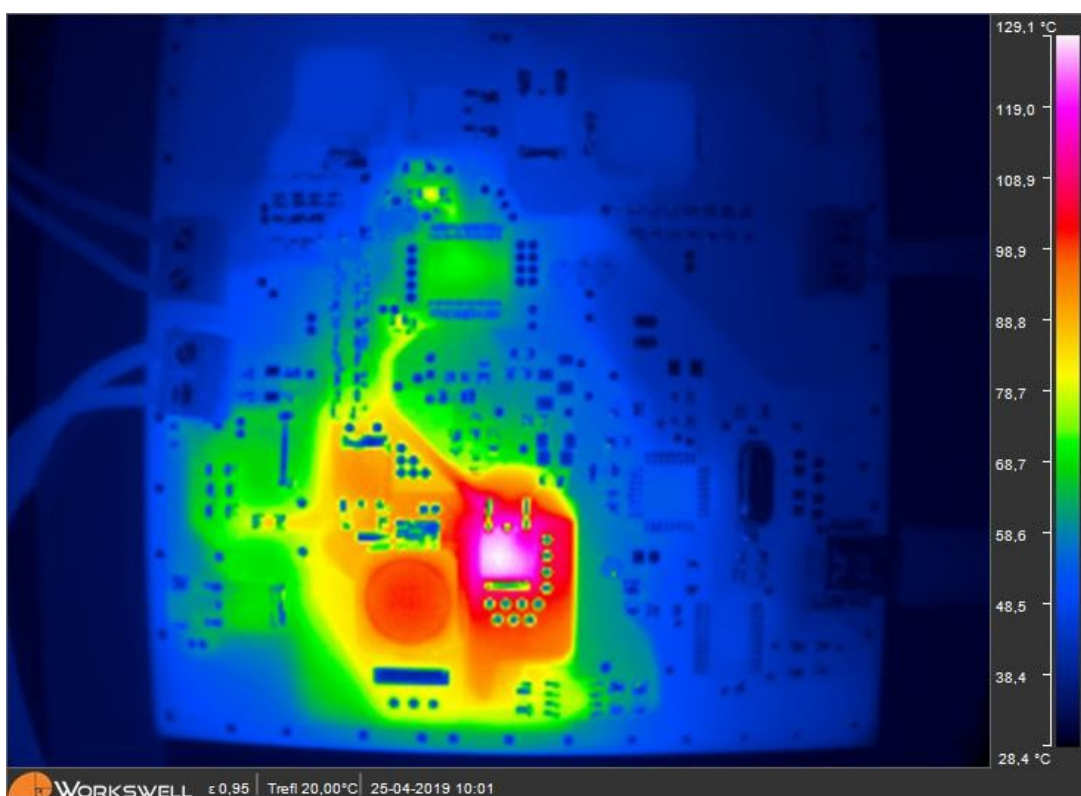


Teplota 1min 58s po aktivaci měniče.



Teplota 2min 58s po aktivaci měniče.

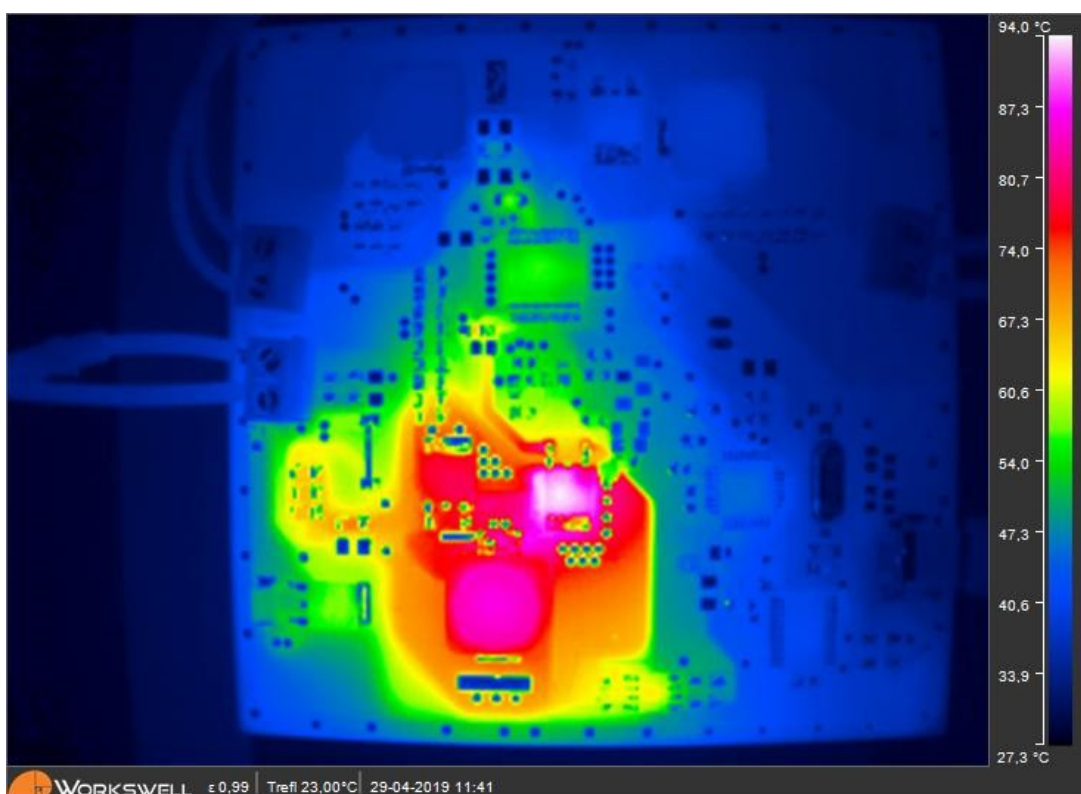
Obr. 4.8 Postupné zahřívání DPS měniče třetí verze



Obr. 4.9 Termální emise měniče sestaveného na třetí verzi DPS

Nad vlastním měničem je možné si všimnout dvojice zahřívajících se rezistorů, které slouží jako snímače úbytku napětí, každý z nich má hodnotu odporu $0,34\Omega$. Při oběru proudu na jednom kanálu 980mA vzniká úbytek napětí $0,333\text{V}$. Na jednom rezistoru může být tedy ztráta na výkonu až $0,32\text{W}$. Při maximálním výkonu tedy nemůžou být ke snímání úbytku napětí použity SMD rezistory v pouzdru 1206 a menších.

Po sestavení a oživení čtvrté DPS, se termální emise měniče změnily. Jak lze vyčíst z obrázku 4.10, není už tak velký teplotní rozdíl mezi tranzistorem a cívkou boost měniče. Tím, že se omezilo rušení vlastního měniče NCV78763, tím se vyčistil řídicí signál spínacího tranzistoru. Tranzistor s čistým signálem se tolik nezahřívá a zvýšila se i jeho účinnost což můžeme pozorovat na termálních emisích cívk, která se zahřívá o něco více než v případě třetí verze DPS.

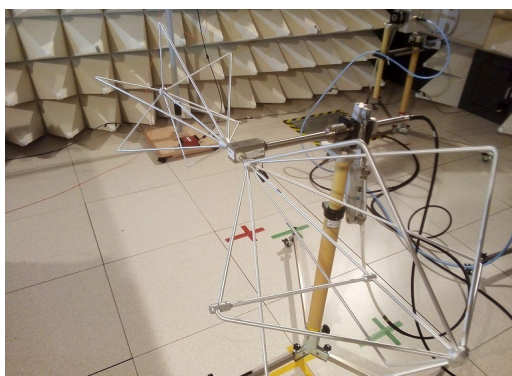


Obr. 4.10 Termální emise měniče sestaveného na čtvrté verzi DPS

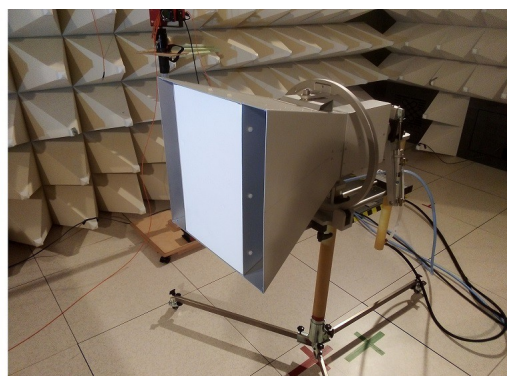
4.3 Testování CE (Conducted emission)

V automobilové průmyslu je kladen velký důraz na měření EMC všech elektronických komponent nacházejících se v automobilu. DC-DC měnič jimž se tato diplomová práce zabývá byl tedy proměřen podle normy mezinárodní elektrotechnické komise: CISPR 25. V současnosti mají celkové automobilové společnosti své vlastní normy, které mohou být i přísnější než výše zmíněná mezinárodní norma.

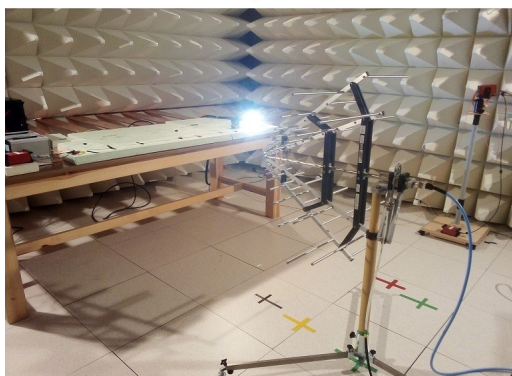
DC-DC měnič byl měřen pomocí čtyř různých antén: Logaritmicko-periodické, Biconické, Horn a Rod antény (viz obrázek 4.10). Kromě Rod antény, byly všechny antény vybaveny pneumatickým pístem, který umožňoval automatické přetáčení antén mezi horizontální a vertikální polohou bez nutnosti otevírání celé komory. DC-DC měnič spolu se snímací anténou byly umístěny v poloodrazové EMC komoře (podlaha komory nebyla pokryta čtyřbokými jehlany, proto jen poloodrazová). Anténa byla připojena k EMC přijímači Rohde Schwarz ESR7. (viz obrázek 4.11), kromě EMC přijímače lze signály přijímat i pomocí spektrálního analyzátoru.



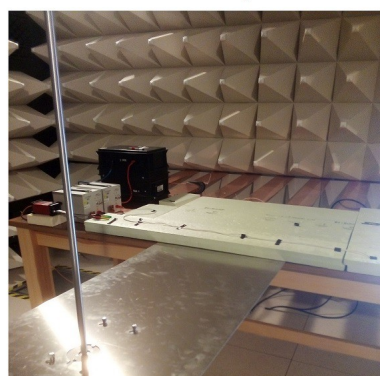
A)



B)



C)



D)

Obr. 4.11 a) Biconická anténa

Obr. 4.11 b) Horn anténa

Obr. 4.11 c) Logaritmicko - periodická anténa

Obr. 4.11 d) Rod anténa

Níže, v tabulce 4.1 jsou uvedeny parametry jednotlivých měření, na jednotlivých anténách.

Anténa:	Pásmo	Subpásmo	Krok	Poloha antény	Doba měření subpásmo
Biconická	30 - 200 MHz	120 kHz	30kHz	H+V	5 ms
Horn	1,55 - 1,62 GHz	9 kHz	2,25 kHz	H+V	5 ms
Horn	1 - 2,5 GHz	120 kHz	30 kHz	H+V	5 ms
Logaritmicko-periodická	0,2 - 1 GHz	120 kHz	30 kHz	H+V	5 ms
Rod	0,009 - 30 MHz	9 kHz	2,25 kHz	V	50 ms

tab. 4.1 Parametry měření EMC



Obr. 4.12 EMC přijímač se zabudovanými vstupními zesilovači

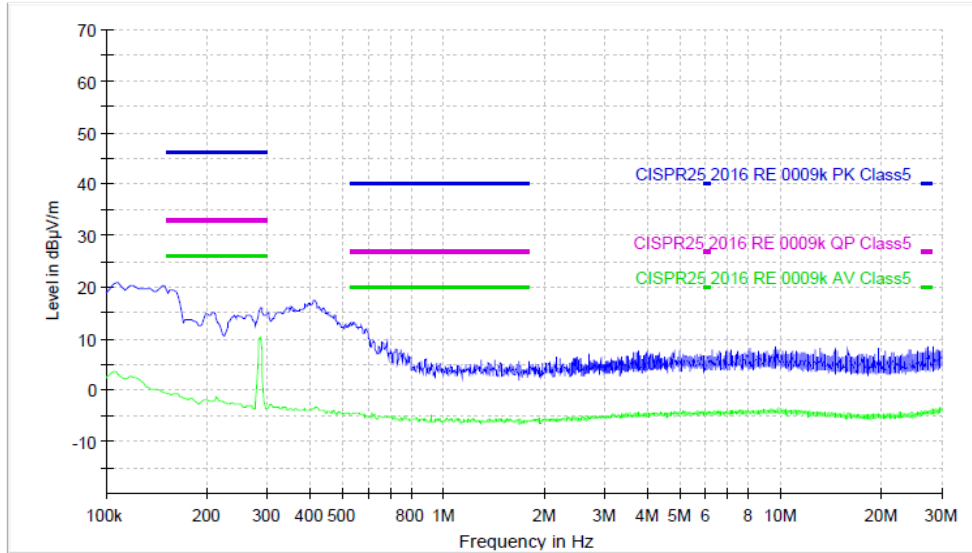
Meření na každé z antén bylo provedeno ve třech módech. V tabulce 4.2 je uvedeno nastavení měniče pro tyto jednotlivé módy. Cílem měření módu 3. bylo zjistit, zda do okolí vyzařuje něco samotný mikroprocesor a neaktivní měnič.

Mód	Výkon dodávaný do zátěže na prvním kanálu	Odběr proudu na druhém kanálu:
Mód 1.	10,46 W	12,07 W
Mód 2.	8,242 W	4,42 2
Mód 3.	0 W	0 W

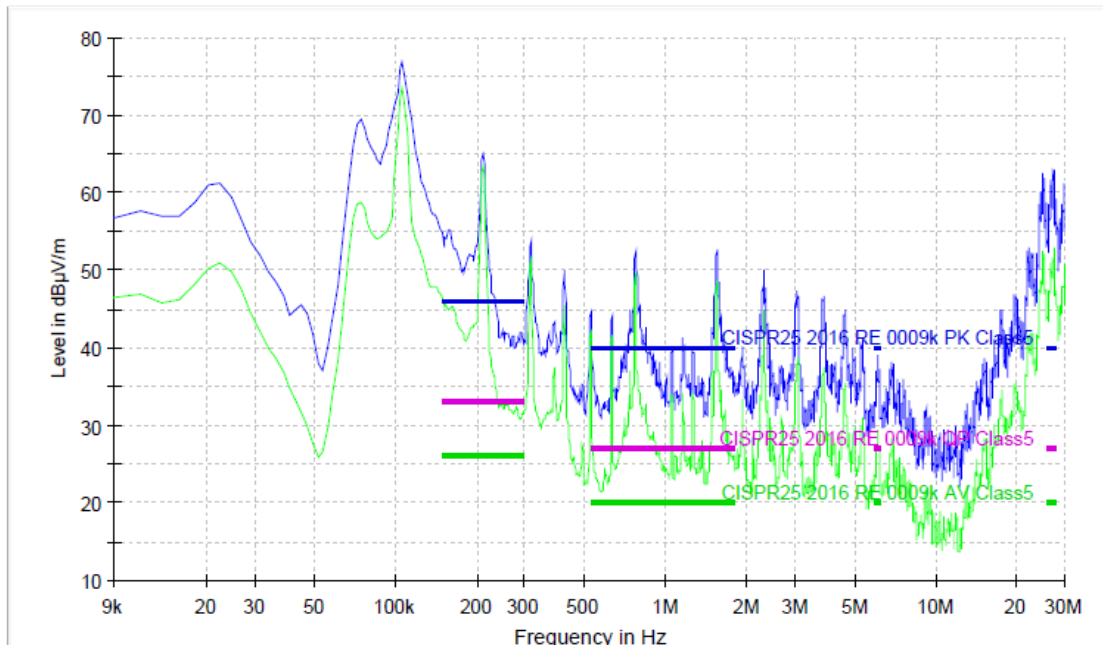
tab. 4.2 Výkony dodávané do zátěží při jednotlivých měřicích módech

Kromě měření zařízení, bylo nutné změřit rušení samotné testovací komory. Výsledek měření samotné komory je na obrázku 4.12, tato charakteristika byla naměřená rod anténou ve vertikální poloze. Níže, na obrázcích 4.13, 4.14, 4.15 jsou

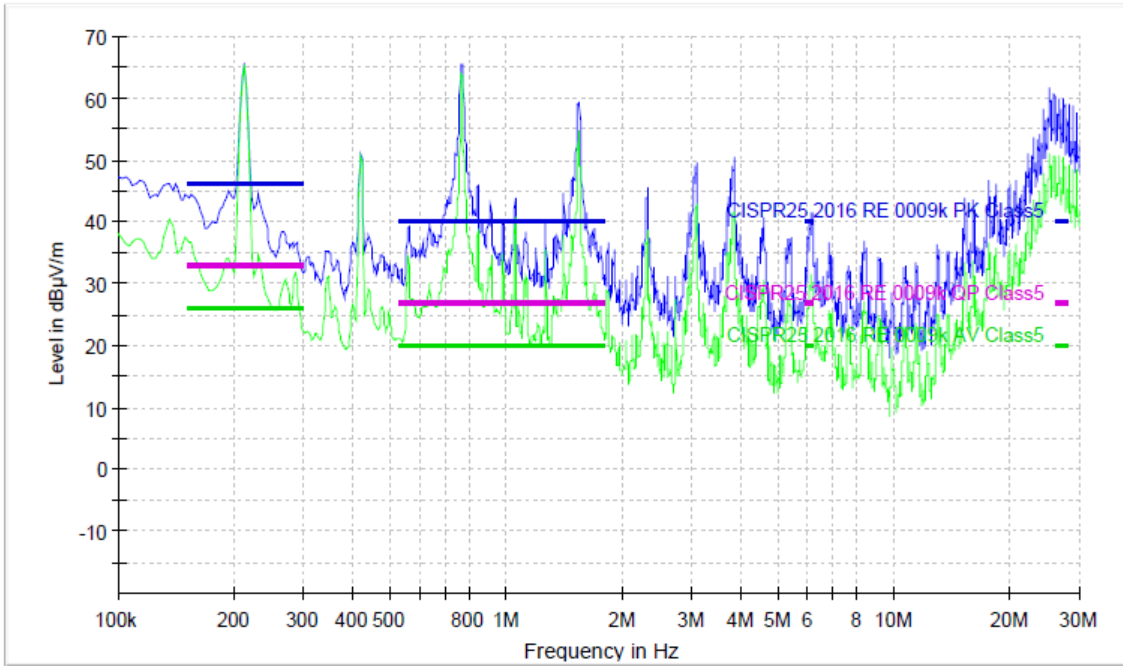
zobrazeny naměřené průběhy rovněž na rod anténě, ve vertikální poloze, pro všechny tři módy. Na každém grafu jsou patrné dva průběhy: average (průměrná hodnota) a peak (špičková hodnota). Limity, které musí testované zařízení splnit jsou znázorněny vodorovnými přímkami. U měření Elektromagnetické kompatibility se často můžeme setkat rovněž s třetím průběhem: kvazi-peak, pro potřeby této diplomové práce bylo však toto měření vynecháno. Výsledky měření s ostatními anténami jsou uvedeny v elektronické příloze.



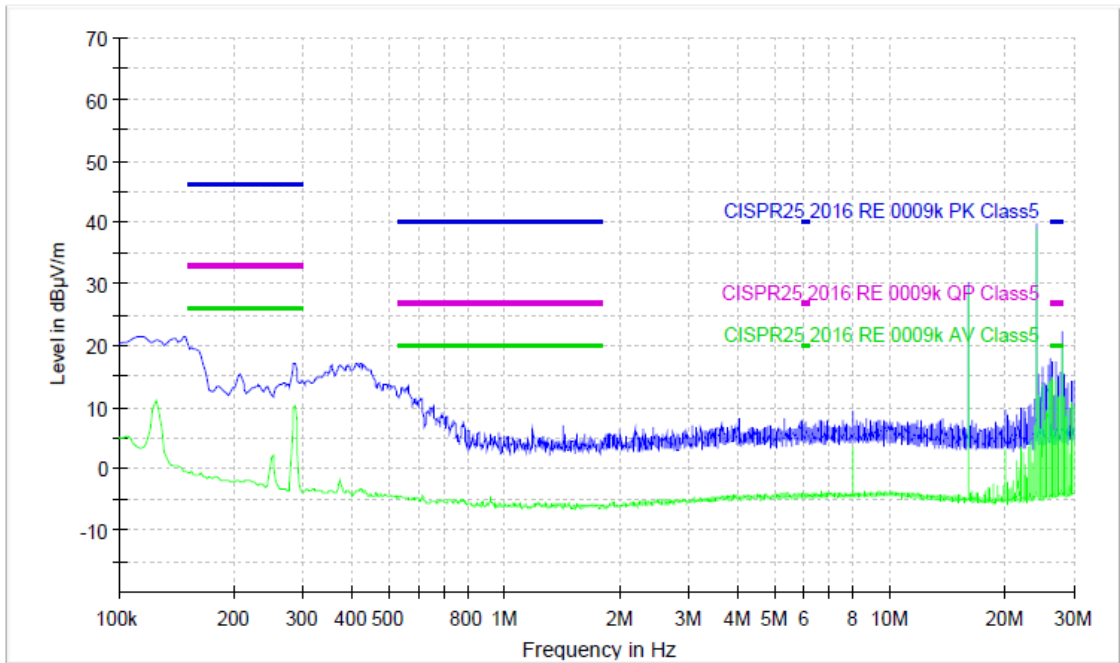
Obr. 4.13 Výsledek měření EMC pro testovací komoru



Obr. 4.14 Výsledek měření EMC pro mód 1.



Obr. 4.15 Výsledek měření EMC pro mód 2.



Obr. 4.16 Výsledek měření EMC pro mód 3.

Jak je z naměřených průběhů patrné, DC-DC měnič sestavený na třetí verzi DPS jenž byl měřen, by podle normy CISPR 25 měřením EMC neprošel. U třetího módu, kdy je DC-DC měnič neaktivní je jasně patrný kmitočet 16 MHz, na tomto kmitočtu pracuje mikroprocesor ATmega328P, další zajímavý peak se nachází na kmitočtu 8 MHz, což je frekvence vnitřního oscilátoru obvodu NCV78763. Na průběhu naměřeném při aktivním druhém módu je jasně vidět pracovní kmitočet boost měniče nacházející se na frekvenci 210 kHz na kmitočtu 420kHz je vidět i druhou harmonickou tohoto signálu. U prvního módu je vidět kromě spínací frekvence 210 kHz i podstatně větší peak na frekvenci 100 kHz, tato špička je pravděpodobně způsobena zarušením snímacích rezistorů. Tento problém byl u čtvrté verze DPS vyřešen.

4.4 Test BCI (Bulk current injection)

Principem BCI testování je kontrola stálosti výstupu měřeného zařízení při vkládání proudových rázů do napájecího vedení pomocí cívky. V případě BCI měření této diplomové práce byly rovněž jako zátěž připojeny dva stringy LED diod OSRON Compact PL. K LED diodám na zátěži byly přiloženy optické kabely, které byly připojeny na vstupy optoelektrického převodníku. Napětí na výstupu převodníku bylo zpracováváno přímo v počítači, díky tomu bylo možné zjistit kolísání svítivosti LED diod na zátěži měniče, které by člověk nebyl schopen pouhým okem zachytit. Zapojení zátěže a měniče v komoře je znázorněno na obrázku 4.16. Byly provedeny dva testy, parametry těchto testů jsou uvedeny v tabulkách 4.3 a 4.4. Výsledky prvního BCI testu jsou zobrazeny na obrázcích 4.17 a 4.18.



Obr. 4.17 DC-DC měnič s cívkou generující rušení na napájecích vodičích.

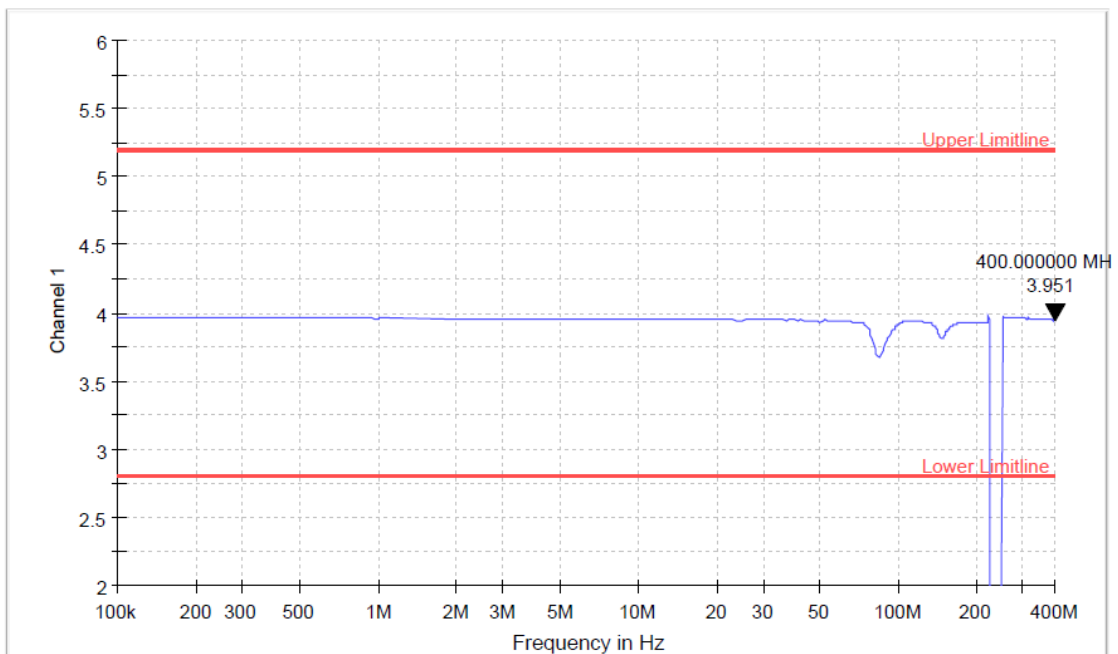
Subpásmo	Krok	Úroveň	Doba měření 1 kroku
100 kHz – 1 MHz	30 kHz	30 mA	2s
1MHz – 200 MHz	1 MHz	40 mA	2s
200 MHz - 400MHz	2 MHz	40 mA	2s

tab. 4.3 Parametry BCI prvního testu

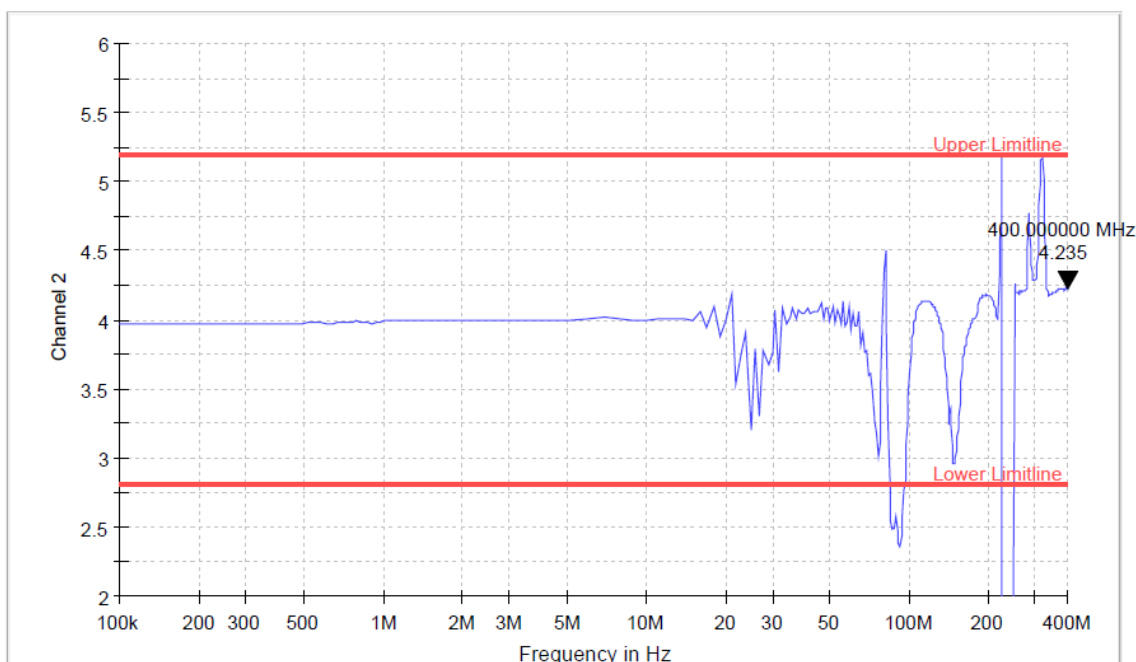
Subpásmo	Krok	Úroveň	Doba měření 1 kroku
100 kHz – 1 MHz	30 kHz	30 mA	2s
1MHz – 200 MHz	1 MHz	70 mA	2s
200 MHz - 400MHz	2 MHz	70 mA	2s

tab. 4.4 Parametry BCI druhého testu

Jak je patrné z obrázku 4.17, výstup prvního kanálu měniče, kde byl připojen LED string na 31,7V s odběrem 260mA, byl až do kmitočtu 90 MHz stabilní. Až do kmitočtu 220 MHz bylo na výstupu patrné kolísání. Na kmitočtu 220 MHz už měnič rušení neustál a první kanál se deaktivoval.



Obr. 4.18 Výsledek prvního testování BCI na kanálu 1.



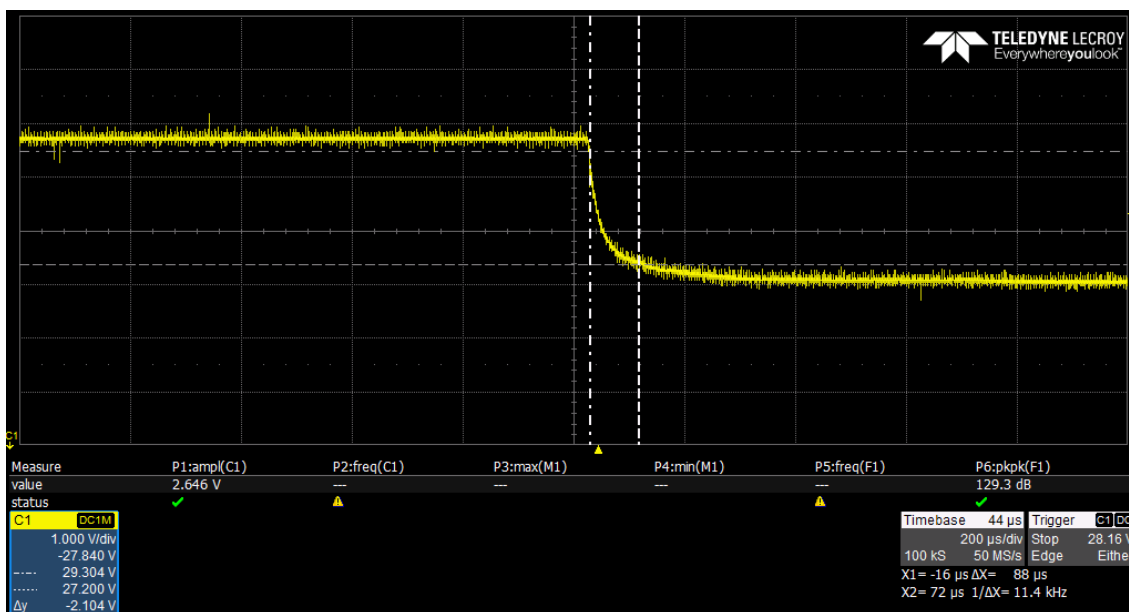
Obr. 4.19 Výsledek prvního testování BCI na kanálu 2.

U druhého kanálu byla situace poněkud jiná. Do kmitočtu 15 MHz byl výstup stabilní. Od 15 MHz do 90 MHz výstup kolýsal, avšak pořád se nacházel v mezích testu. Na kmitočtu 90 MHz však výstup poklesl pod dolní mez. Dále na kmitočtu 220 MHz se druhý kanál deaktivoval.

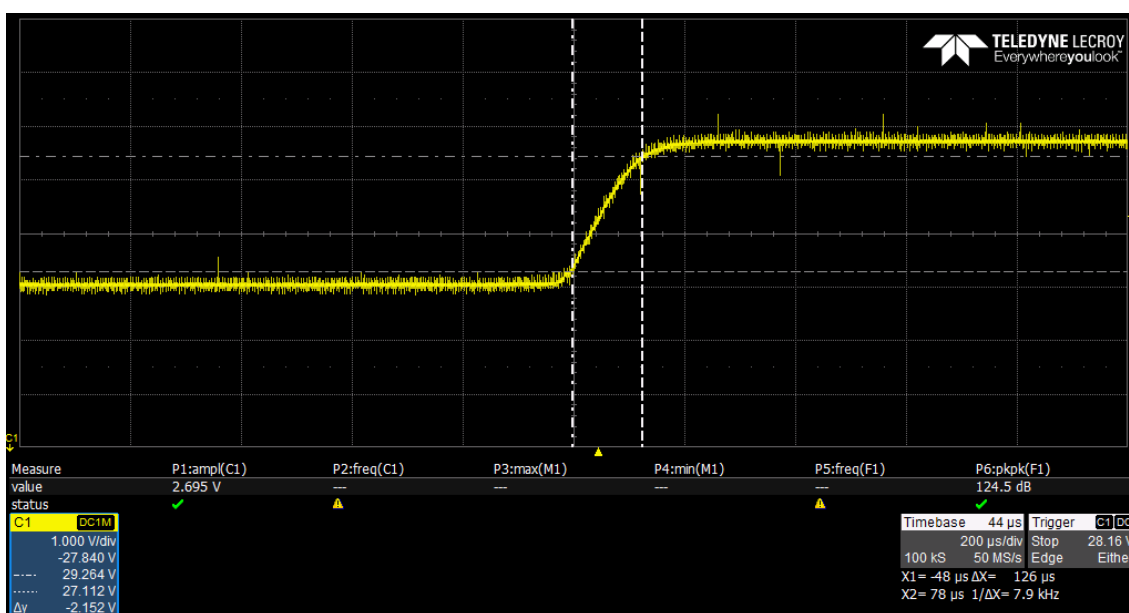
Osy "y" obou grafů představují napětí na výstupu opto elektrického převodníku, připojeného optickým kabelem na LED stringy napájené DC-DC měničem. Přesto, že oba buck měniče byly sestaveny se součástek se stejnými parametry, výstupy se zcela liší. Jediným hardwareovým rozdílem v konstrukci buck měničů byly odlišné hodnoty snímacích rezistorů na jejich vstupech. Pro snímání úbytku napětí na vstupu prvního kanálu byl zapojen rezistor $0,34 \Omega$, na druhém kanálu však byl zapojen rezistor s odporem $0,47 \Omega$. Při použití rezistorů $0,34 \Omega$ na obou kanálech by se tedy stabilita výstupu zlepšila. Deaktivace prvního kanálu byla bezesporu způsobena zákmity na výstupu druhého kanálu. Při nestabilitě jednoho z kanálů se tedy deaktivuje celý měnič.

4.5 Měnič jako zdroj maticového LED pole

Pro ověření funkce měniče byl jako zátěž připojen jeden string LED diod OSLO Compact PL. Pomocí osciloskopu Wavesurfer 3054 byly sledovány skokové změny napětí na výstupu měniče při sepnutí či rozepnutí libovolné LED diody na stringu. Podle očekávání neregeneroval měnič při změně úrovně napětí žádné výrazné zákmity. Na obrázcích 4.20 a 4.21 jsou zobrazeny změny napětí při 250 mA proudu do zátěže.



Obr. 4.20 Průběh napětí na výstupu při zhasnutí jedné z LED diod



Obr. 4.21 Průběh napětí na výstupu při opětovném zapojení jedné z LED diod

Podle naměřených údajů, po zhasnutí jedné z LED diod trvá 88 μs než se napětí na výstupu ustálí. Při opětovném zapojení LED diody trvá 126 μs než napětí opět dosáhne původní hodnoty. Při navýšení hodnoty proudu do zátěže se tyto časy výrazně zkrátí. Při proudu do zátěže 500mA trvá sestupná hrana napětí 32 μs a při 750mA pouze 26 μs.

4.6 Účinnost DC-DC měniče

Pomocí měřících funkcí vlastního měniče NCV78763 a multimetru FLUKE 179 byla změřena účinnost DC-DC měniče. Výsledky měření jsou v tabulce 4.5. Účinnost při malých výstupních výkonech je menší, protože poměr výkonu do zátěže a příkonu potřebného pro fungování mikroprocesoru a komunikace měniče je malý.

Příkon [VA]	Výstupní výkon [W]	Účinnost [%]
3,57	2,97	83
10,18	9,44	92
20,77	18,89	90
28,34	25,36	89
34,4	27,5	80
47,29	35,02	74

tab. 4.5 Účinnost DC-DC měniče

5. ZÁVĚR

V rámci řešení této diplomové práce byly schématicky i slovně popsány druhy DC-DC měničů, důraz byl zvláště kladen na měniče bez galvanického oddělení, protože tyto měniče se používají v automobilovém průmyslu. Dále byl podrobně popsán obvod NCV78763, který spolu s několika dalšími elektronickými prvky tvoří boost a dva buck měniče. Boost měnič je schopen zvýšit vstupní napětí až na 68V, následně jej dva buck měniče snižují dle počtu zapojených LED diod na výstupu. V následující podkapitole byly popsány 3 obvody pro maticové řízení v automotive, celkově se zatím mnoho obvodu pro tento typ řízení nevyrábí. Byly vybrány tyto obvody: TPS92662-Q1, LT3965 a STP16CP05. Každý z těchto obvodů má odlišné parametry, hlavně co se týče velikosti výstupního proudu. Řízení předních světlometů se hodí pouze obvod TPS92662-Q1. Dále byly krátce popsány rodiny mikroprocesorů AVR a ARM. Jako mikroprocesor, který bude řídit NCV78763 byl vybrán Atmega328P z důvodu dřívějších zkušeností s tímto mikroprocesorem a možností nahrát do něj bootloader pro platformu Arduino. V další části diplomové práce byl popsán návrh Boost a Buck měniče, všechny potřebné parametry byly vypočítány a následně byl celek odsimulován. Byla navržena deska plošného spoje se snahou o co nejlepší elektromagnetickou kompatibilitu.

V druhé části diplomové práce byl celý měnič sestaven a naprogramován. Cívka pro boost měnič měla v konečné verzi hodnotu 22 μH , jelikož se hodnota 10 μH projevila jako nedostačující i přesto, že v simulaci fungovala bezchybně. Dále byl také vytvořen grafický interface v prostředí Microsoft Visual Studio. Ovládací program dokáže nastavovat napětí na boost měniči, proud do jednotlivých kanálů, a vypsat údaje o aktuálním stavu měniče.

Byly změřeny termální emise měniče. Na základě prvních měření byla optimalizována deska plošného spoje. Při poslední (čtvrté) verzi se snížila maximální emitovaná teplota měniče o 30°C, přičemž nepřesahovala hranici 100°C. Rovněž bylo zaznamenáno postupné nahřívání desky plošného spoje po jeho aktivaci.

Dále byl měnič podroben CE testům podle mezinárodní normy CISPR 25, používané pro testování elektronických obvodů v automobilovém průmyslu. Těmito testy měnič neprošel. Z tohoto důvodu byla vytvořena čtvrtá verze desky plošného spoje. Tato verze však již nebyla testována z důvodu vytíženosti testovací komory. Třetí verze DC-DC měniče rovněž neprošla BCI testem. Pravděpodobným důvodem selhání měniče bylo zarušení snímacích rezistorů na vstupech buck měničů.

Byla ověřena možnost připojení LED matice na výstup měniče. Maximální výkon dodaný měničem byl v rámci testování 40 W. Účinnost měniče při výkonu do 30W neklesla pod 80%. Přesto, že měnič na vyšších výkonech kmitá, dokáže bez problému napájet LED matice (není vidět kolísání světelného výstupu LED diod).

Pro správnou funkci měniče bude třeba odfiltrvat rušení na snímacích rezistorech a to jak na boost, tak na buck měničích. S tím je spojená úprava schématu a stávajícího layoutu. Filtry však nesmějí příliš omezit rychlou odezvu měniče na změny napětí na snímacích rezistorech. Dále pro zamezení vyzařování elektro-magnetických vln, doporučuji uzavřít celý měnič, kromě silových prvků, do tuner boxu (plechového stínění).

Literatura

- [1] LED. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2018 – [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/LED>
- [2] LED Matrix beam In: *Hella* [online]. - [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <https://www.hella.com/hella-com/Headlamps-620.html>
- [3] KREJČÍŘÍK, Alexandr. DC-DC měniče. Praha: BEN technická literatura, 2001. ISBN 978-80-7300-299-
- [4] NCV78763/D NCV78763 Power Ballast and Dual LED Driver for Automotive Front Lighting 2 nd Generation [online]. ON Semiconductor, 2018 [cit. 2018-10-10] Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCV78763-D.PDF>
- [5] Serial Peripheral Interface. *Wikipedia* [online]. 2017 [cit. 2018-10-18]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface
- [6] *TPS92662-Q1 High-Brightness LED Matrix Manager for Automotive Headlight System* [online]. Texas Instruments, 2017 [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92662-q1.pdf>
- [7] *LT3965/LT3965-1 8-Switch Matrix LED Dimmer* [online]. Linear Technology. 2016 [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/39651fa.pdf>
- [8] STP16CP05 Low voltage 16 – bit constant current LED sink driver [online]. STMicroelectronic, 2017 [cit. 2018-10-10]. Dostupné z: <https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f2/92/00/f9/dd/4a/43//22/CD00126634.pdf/files/CD00126634.pdf/jcr:content/translations/en.CD00126634.pdf>
- [9] *LT3965 LT3965-1* [online]. Analog Devices [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/products/lt3965.html#product-discussions>

- [10] *STP16CP05* [online]. Mouser Electronics [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/STMicroelectronics/_/N-1z1412r?Keyword=STP16CP05&FS=True
- [11] *Texas Instruments TPS92662-Q1 Series LED Lighting Drivers* [online]. Mouser Electronics [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/Texas-Instruments/Optoelectronics/Drivers/LED-Lighting-Drivers/TPS92662-Q1-Series/_/N-7zi53?P=1y9gxwgZ1z0z1s6
- [12] BABČANÍK, Jan. Začínáme s mikroprocesory Atmel AVR. Vývoj.hw.cz profesionální elektronika [online]. 1.12.2006 [cit. 2018-10-10]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/zaciname-s-mikroprocesory-atmel-avr.html>
- [13] AVR. In:Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 – [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/AVR>
- [14] Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2014 [cit. 2018-10-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>
- [15] *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage* [online]. Texas Instruments, 2015 [cit. 2018-09-12]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>
- [16] Fundamentals of Power Electronics – Boost Converter Basic. In: Youtube.com [online]. 2.5.2016 [cit. 2018-10-10]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=ORkadgKSO7I>
- [17] PROF.BEN-YAAKOV, Sam. Inductor behavior and Buck Converter Explained. Youtube [online]. 4.11.2016 [cit. 2018-10-10]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=HtwiIPekfs>
- [18] *Future Technology Devices International Ltd . FT232R USB UART IC Datasheet* [online]. [cit. 2018-10-18]. Dostupné z: https://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf

- [19] *NCV787630RIDAGEVB* [online]. Mouser Electronics [cit. 2010-02-05]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/ON-Semiconductor/NV787630RIDAGEVB>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

Zkratky:

BCI	...	Bulk current induction
DC	...	Direct current
DPS	...	Deska plošných spojů
EMC	...	Elektromagnetická kompatibilita
FEKT	...	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
LED	...	Light-Emitting Diode
UART	...	Universal asynchronous receiver-transmitter
USB	...	Universal Serial Port
VUT	...	Vysoké učení technické v Brně
AVR	...	Alf Vegard Risc procesor
ARM	...	Advanced RISC Machine

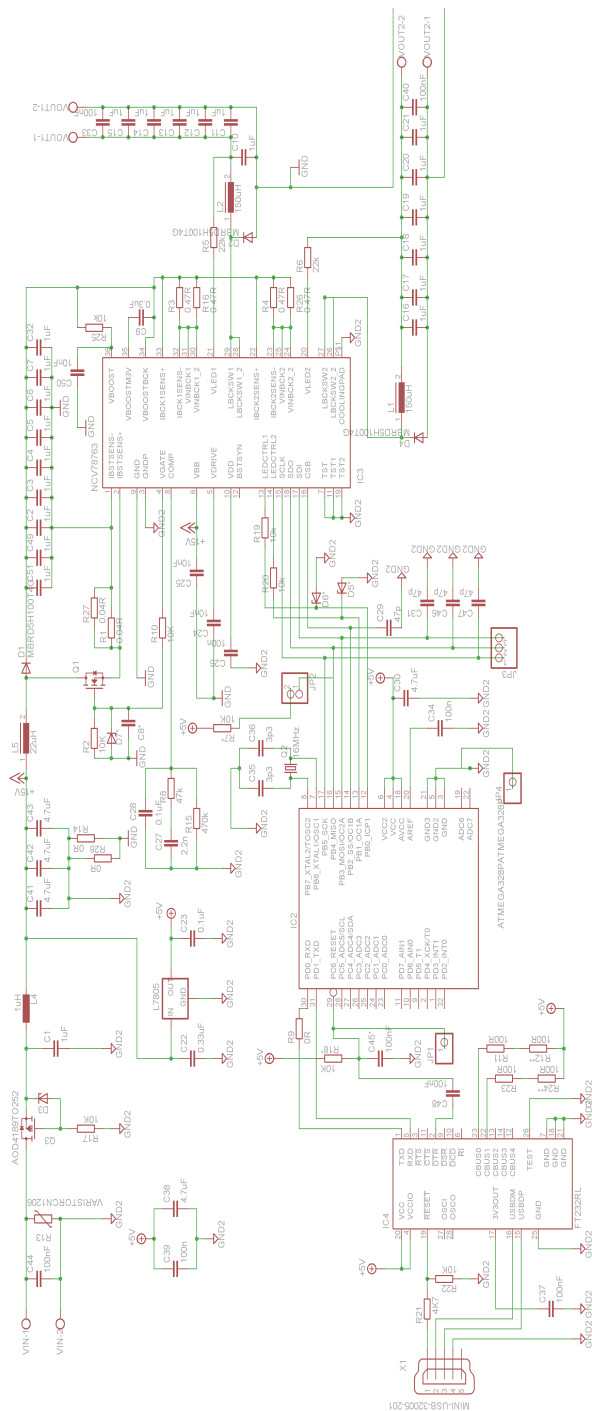
Symboly:

U	napětí	[V]
U_{OUT}	výstupní napětí	[V]
U_{IN}	vstupní napětí	[V]
U_{GS}	napětí gate-source	[V]
I	proud	[A]
I_{OUT}	výstupní proud	[A]
I_{IN}	vstupní proud	[A]
f	kmitočet	[Hz]
L	indukčnost	[H]
D	střída	[%]
T	perioda	[s]
T_{ON}	doba kladné půlperiody	[s]

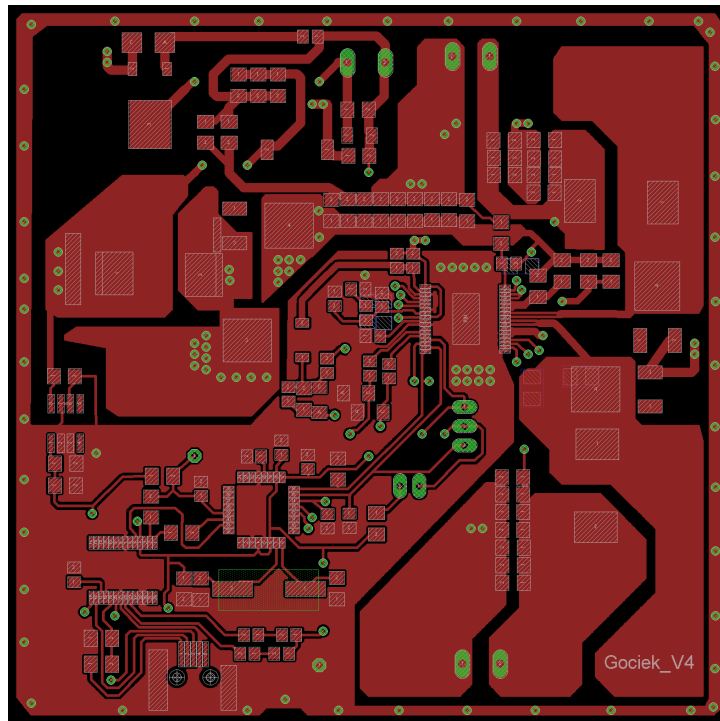
Seznam příloh

Příloha 1 – Schéma DC-DC měniče.....	68
Příloha 2 – DPS - top.....	69
Příloha 3 – DPS - bottom.....	70
Příloha 4 – Osazovací plán.....	71
Příloha 5 - Partlist.....	72
Příloha 6 – Měření termálních emisí.....	76

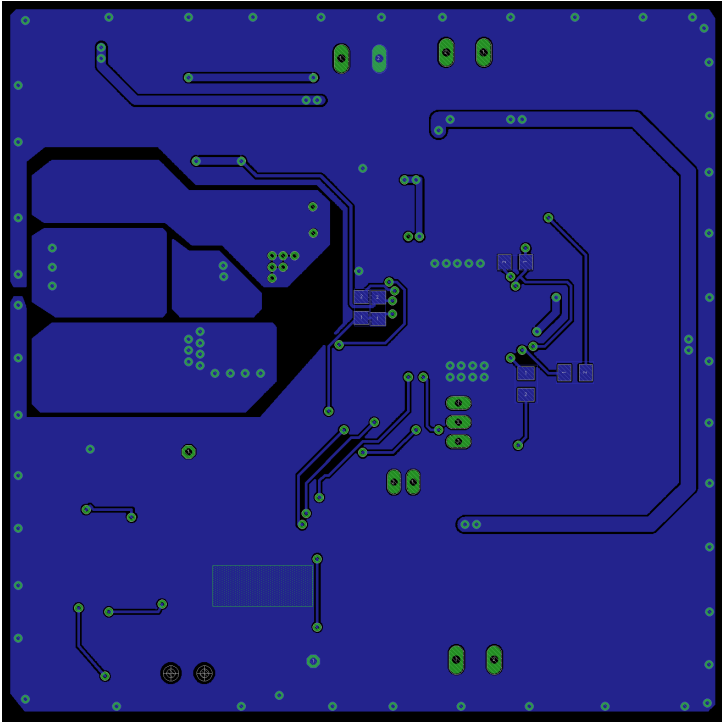
Příloha 1. - Schéma DC-DC měniče



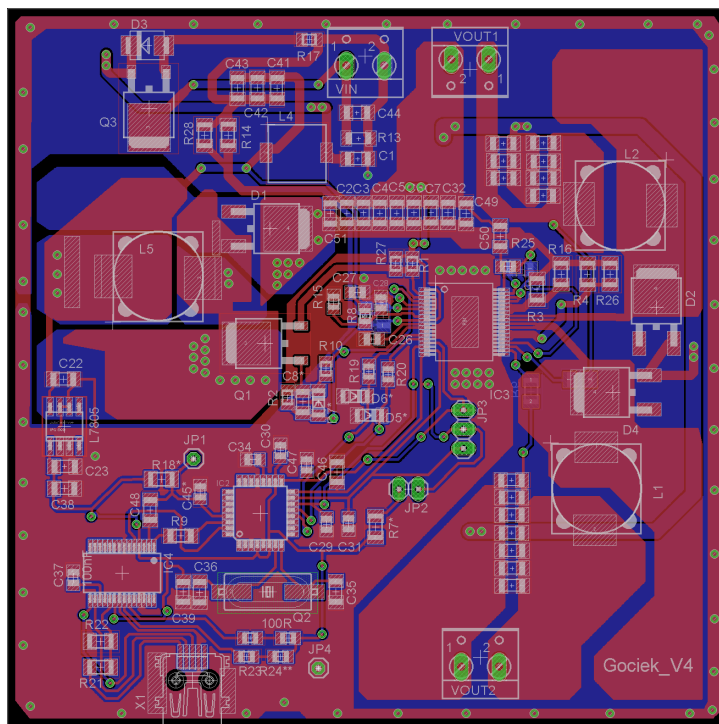
Příloha 2. - DPS verze 4 - top



Příloha 3. - DPS verze 4 - bottom



Příloha 4. - Osazovací plán (verze 4)



Příloha 5. - Partlist

Partlist

Exported from Gociek_V_4.sch at 13.05.2019 9:22:00

EAGLE Version 7.2.0 Copyright (c) 1988-2014 CadSoft

Assembly variant:

Part	Value	Device	Package
C1	1uF	C-EUC1206	C1206
C2	1uF	C-EUC1206	C1206
C3	1uF	C-EUC1206	C1206
C4	1uF	C-EUC1206	C1206
C5	1uF	C-EUC1206	C1206
C6	1uF	C-EUC1206	C1206
C7	1uF	C-EUC1206	C1206
C8*		C-EUC1206	C1206
C9	0.3uF	C-EUC1206	C1206
C10	1uF	C-EUC1206	C1206
C11	1uF	C-EUC1206	C1206
C12	1uF	C-EUC1206	C1206
C13	1uF	C-EUC1206	C1206
C14	1uF	C-EUC1206	C1206
C15	1uF	C-EUC1206	C1206
C16	1uF	C-EUC1206	C1206
C17	1uF	C-EUC1206	C1206
C18	1uF	C-EUC1206	C1206
C19	1uF	C-EUC1206	C1206
C20	1uF	C-EUC1206	C1206
C21	1uF	C-EUC1206	C1206
C22	0.33uF	C-EUC1206	C1206
C23	0.1uF	C-EUC1206	C1206

C24	10nF	C-EUC1206	C1206
C25	10nF	C-EUC1206	C1206
C26	100n	C-EUC0805	C0805
C27	2.2n	C-EUC0805	C0805
C28	0.1uF	C-EUC0805	C0805
C29	47p	C-EUC0805	C0805
C30	4.7uF	C-EUC0805	C0805
C31	47p	C-EUC0805	C0805
C32	1uF	C-EUC1206	C1206
C33	100nF	C-EUC1206	C1206
C34	100n	C-EUC0805	C0805
C35	3p3	C-EUC1206	C1206
C36	3p3	C-EUC1206	C1206
C37	100nF	C-EUC0805	C0805
C38	4.7uF	C-EUC1206	C1206
C39	100n	C-EUC1206	C1206
C40	100nF	C-EUC1206	C1206
C41	4.7uF	C-EUC1206	C1206
C42	4.7uF	C-EUC1206	C1206
C43	4.7uF	C-EUC1206	C1206
C44	100nF	C-EUC1206	C1206
C45*	100nF	C-EUC0805	C0805
C46	47p	C-EUC1206	C1206
C47	47p	C-EUC0805	C0805
C48	100nF	C-EUC1206	C1206
C49	1uF	C-EUC1206	C1206
C50	10nF	C-EUC1206	C1206
C51	1uF	C-EUC1206	C1206
D1	MBRD5H100T4G		DPACK
D2	MBRD5H100T4G		DPACK
D3	ZENER-DIODESMB		SMB
D4	MBRD5H100T4G		DPACK
D5*	1SMB5929BT3GSOD80C		SOD80C
D6*	1SMB5929BT3GSOD80C		SOD80C
D7*	1SMB5929BT3GSOD80C		SOD80C
IC2	ATMEGA328PATMEGA328P		TQFP32-08

IC3	NCV78763	NCV78763	SSOP36
IC4	FT232RL	FT232RL	SSOP28
JP1		PINHD-1X1	1X01
JP2		PINHD-1X2	1X02
JP3		PINHD-1X3	1X03
JP4		PINHD-1X1	1X01
L1	150uH	DR125	DR125
L2	150uH	DR125	DR125
L4	1uH	L-EUL8530M	L8530M
L5	22uH	DR125	DR125
L7805		78LXX	SO-08
Q1	AOD2544	AOD2544	TO252
Q2	16MHz	CRYSTALSM49	SM49
Q3	AOD4189	AOD4189	TO252
R1	0.04R	R-EU_M0805	M0805
R2	10K	R-EU_M0805	M0805
R3	0.47R	R-EU_M1206	M1206
R4	0.47R	R-EU_M1206	M1206
R5	22k	R-EU_M1206	M1206
R6	22k	R-EU_M1206	M1206
R7*	10K	R-EU_M1206	M1206
R8	47k	R-EU_R0805	R0805
R9	0R	R-EU_R1206	R1206
R10	10K	R-EU_M0805	M0805
R11	100R	R-EU_R0805	R0805
R12**	100R	R-EU_R0805	R0805
R13	VARISTORCN1206		CT/CN1206
R14	0R	R-EU_M1206	M1206
R15	470k	R-EU_R0805	R0805
R16	0.47R	R-EU_M1206	M1206
R17	10K	R-EU_M0805	M0805
R18*	10K	R-EU_M1206	M1206
R19	10k	R-EU_R0805	R0805
R20	10k	R-EU_R0805	R0805
R21	4K7	R-EU_M1206	M1206
R22	10K	R-EU_M1206	M1206

R23	100R	R-EU_R0805	R0805
R24**	100R	R-EU_R0805	R0805
R25	10k	R-EU_R0805	R0805
R26	0.47R	R-EU_M1206	M1206
R27	0.04R	R-EU_M0805	M0805
R28	0R	R-EU_M1206	M1206
VIN		W237-102	W237-102
VOUT1		W237-102	W237-102
VOUT2		W237-102	W237-102
X1	MINI-USB-32005-201		32005-201

* Neosazeno.

Příloha 6. - Měření termálních emisí

