



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

VÝVOJ A OVĚŘENÍ DC/DC MĚNIČE PRO BUDOUCÍ AUTOMOBILOVÉ OSVĚTLOVACÍ SYSTÉMY S PALUBNÍM NAPĚTÍM 48V

DEVELOPMENT AND VERIFICATION OF DC/DC CONVERTER FOR FUTURE AUTOMOTIVE LIGHTING
SYSTEMS WITH NET VOLTAGE OF 48V

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Josef Pospíšil

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Aleš Dobesch, Ph.D.

BRNO 2018



Diplomová práce

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

Student: Bc. Josef Pospíšil

ID: 164371

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Vývoj a ověření DC/DC měniče pro budoucí automobilové osvětlovací systémy s palubním napětím 48V

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části proveďte rešerši současných požadavků na měniče v automobilové síti 48V a pokuste se odhadnout trend vývoje těchto požadavků. Identifikujte alespoň dvě typické aplikace DC/DC měniče v síti 48V pro automobilové osvětlení a pro každou z nich navrhnete alespoň dvě vhodné topologie spínaných měničů. Svou volbu diskutujte s ohledem na velký počet dostupných topologií pouze stručně s ohledem na zjištěné technické a ekonomické požadavky. V praktické části vyberte alespoň dva měniče k realizaci a měniče podrobně běžným provozním, teplotním a EMC zkouškám. Měniče odlaďte tak, aby plnily realistické projektové požadavky. Srovnajte cenu výsledných kusovníků těchto měničů s předpokládanými. Diskutujte své zkušenosti se zprovozněním a odlaďením realizovaných měničů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] OTT, Henry W. Electromagnetic compatibility engineering. Hoboken, N.J.: John Wiley, c2009. ISBN 978-0-470-18930-6.

[2] TI Power Seminar White Papers. Texas Instruments [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/ww/en/power-training/login.shtml>

[3] EDITED BY WÜRTH ELEKTRONIK GMBH & CO KG. Trilogy of Magnetics: Design Guide for EMI filter design, SMP & RF circuits. 4th extended and rev. ed. Künzelsau: Swiridoff, 2009. ISBN 9783899291575.

Termín zadání: 5. 2. 2018

Termín odevzdání: 17. 5. 2018

Vedoucí práce: Ing. Aleš Dobesch, Ph.D.

Konzultant: Tomáš Tic



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

Záměrem této diplomové práce je popsat požadavky kladené na elektroniku a světlomety v rámci automobilového průmyslu, především na nově vznikající 48V napájecí síť. V této práci jsou stručně popsány principy zvolených topologií DC/DC snižujících měničů. Tyto měniče jsou v další části práce navrženy a vyrobeny. Poté je na těchto měničích provedeno měření v EMC komoře a jeho následné vyhodnocení. V závěru jsou navržené měniče, které jsou porovnány a vyhodnoceny.

KLÍČOVÁ SLOVA

Automobilní průmysl, DC/DC měnič, LED, Snižující měnič, SEPIC, Sériový kondenzátor, EMC

ABSTRACT

The aim of this master thesis is to describe the requirements put on electronics and headlights within car industry, above all on the newly emerging 48V power network. In the thesis the principles of chosen DC/DC buck converter topologies are briefly described. In the next part of this thesis the converters are designed and manufactured. Further, the EMC chamber measurement of these converters and their subsequent evaluation is performed. In the last part the proposed converters are compared and evaluated.

KEYWORDS

Automotive, DC/DC convertor, LED, Step-down convertor, SEPIC, Series capacitor, EMC

POSPÍŠIL, J. *Vývoj a ověření DC/DC měniče pro budoucí automobilové osvětlovací systémy s palubním napětím 48V*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 87 s., 11 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Aleš Dobesch a Ing. Tomáš Tic

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Vývoj a ověření DC/DC měniče pro budoucí automobilové osvětlovací systémy s palubním napětím 48V jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat mému konzultantovi diplomové práce Ing. Tomáši Ticovi za pomoc při řešení a poskytnutí užitečných dokumentů a rad pro vypracování této diplomové práce

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam Tabulek	xi
Úvod	1
1 Vývoj automobilového osvětlení	3
1.1 Od historie po současnost	3
1.2 Budoucnost	5
2 Světelné lampy	6
2.1 Požadavky na lampy	6
2.1.1 Teplota	6
Termální derating	6
Degradace led	7
2.1.2 Optický výstup	9
Binování LED	10
2.2 Animace	10
2.3 Vývoj požadavků	11
2.4 Možné zapojení	11
3 48V síť	13
3.1 48V vs. 12V síť	13
3.2 Funkční bezpečnost	13
3.2.1 ASIL	14
3.3 Požadavky na elektroniku	14
3.3.1 Rozsah provozních teplot	14
3.3.2 Cena	15
3.3.3 Elektrické požadavky	15
3.3.4 Životnost	17
4 DC/DC měniče	18
4.1 Rozdělení DC/DC měničů	18
4.2 Základní parametry DC/DC měničů	18
4.3 Základní typy měničů	19

4.3.1	Zvyšující měnič.....	19
4.3.2	Snižující měnič	20
4.3.3	Invertující měnič	21
4.4	Topologie měničů	21
4.4.1	Ćuk.....	21
4.4.2	SEPIC.....	23
4.4.3	Series Capacitor Buck (Buck se sériovým kondenzátorem).....	26
4.4.4	Synchronní buck	27
5	Návrh	28
5.1	SEPIC LT3758.....	28
5.1.1	Vlastní návrh obvodu.....	28
5.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 33	
5.2.1	Vlastní návrh obvodu.....	33
5.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	36
5.3.1	Vlastní návrh obvodu.....	36
5.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119.....	41
5.4.1	Vlastní návrh obvodu.....	42
6	Simulace	46
6.1	LISN.....	46
6.2	SEPIC LT3758.....	47
6.3	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 49	
7	Návrh DPS	51
7.1	SEPIC LT3758.....	51
7.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 52	
7.3	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119	53
7.4	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	54
8	Oživování	55
8.1	SEPIC LT3758.....	55
8.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 56	
8.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	58
8.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5519	61
9	Měření EMC	63

9.1	Pomocí proudové sondy.....	63
9.1.1	SEPIC LT3758.....	63
9.1.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 65	
9.1.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 67	
9.2	Pomocí antén.....	68
9.2.1	SEPIC LT3758.....	68
9.2.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 68	
9.2.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 71	
9.3	Imunita.....	74
9.3.1	SEPIC LT3758.....	75
9.3.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S 76	
9.3.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 77	
10	Porovnání navržených obvodů	78
11	ZÁVĚR	81
	Literatura	84
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	87
A	Schéma zapojení	88
A.1	SEPIC s LT3758	88
A.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S	88
A.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	89
A.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119	89
B	Desky plošných spojů	90
B.1	SEPIC s LT3758	90
B.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S	91
B.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	92
B.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119	93
C	Použité součástky s pořizovací cenou	94

C.1	SEPIC LT3758.....	94
C.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S ..	94
C.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	95
C.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119	96
D	Měřicí pracoviště EMC	97
E	Podoba navrhnutých DPS	98
E.1	SEPIC LT3758.....	98
E.2	SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S ..	98
E.3	SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034 ..	98
E.4	BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119.....	98

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1 Jeden z prvních typů osvětlení automobilu pomocí svíčky (převzato z [2]).	3
Obrázek 1.2 Moderní světlomet z LED (převzato z [3]).	4
Obrázek 2.1 Vliv závislosti proudu LED na teplotě (převzato z [4]).	7
Obrázek 2.2 Závislost životnosti LED na teplotě pro různé teploty okolí (převzato z [5]).	8
Obrázek 2.3 Závislost světelného toku na teplotě pro LED KY DMLQ 31.23 (Převzato z [30]).	8
Obrázek 2.4 Závislost světelného toku na teplotě pro LED KY DMLQ 31.FY (Převzato z [31]).	9
Obrázek 2.5 Ukázka rozdělení do BINů podle světelného toku LED KR DMLQ31.23 (Převzato z [30])	10
Obrázek 2.6 Zapojení LED do série.	11
Obrázek 2.7 Zapojení LED do sérioparalelní kombinace	12
Obrázek 3.1 Blokové schéma principiálního fungování hybridní soustavy 12V a 48V sítě (převzato z [8]).	13
Obrázek 4.1 Principiální zapojení zvyšujícího měniče (převzato z [16]).	20
Obrázek 4.2 Principiální zapojení snižujícího měniče (převzato z [16]).	20
Obrázek 4.3 Principiální zapojení invertujícího měniče (převzato z [16]).	21
Obrázek 4.4 Principiální zapojení měniče topologie Čuk (převzato z [19]).	22
Obrázek 4.5 Principiální zapojení měniče topologie SEPIC (převzato z [22]).	24
Obrázek 4.6 Princip topologie SEPIC v kontinuálním režimu pro sepnutý spínač (převzato z [22]).	25
Obrázek 4.7 Princip topologie SEPIC v kontinuálním režimu pro vypnutý spínač (převzato z [22]).	25
Obrázek 4.8 Principiální zapojení měniče topologie Series capacitors (převzato z [23]).	26
Obrázek 4.9 Principiální zapojení měniče topologie Synchronous buck (převzato z [25]).	27
Obrázek 5.1 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LT3758 (Převzato z [31]).	28
Obrázek 5.2 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [31]).	29
Obrázek 5.3 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LT8645S (Převzato z [32]).	33

Obrázek 5.4 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [32]).	34
Obrázek 5.5 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu NCP1034 (Převzato z [33]).	36
Obrázek 5.6 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [33]).	36
Obrázek 5.7 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LM5119 (Převzato z [34]).	42
Obrázek 6.1 Zapojení sítě LISN.	46
Obrázek 6.2 Zapojení sítě LISN s filtrem typu pí.	47
Obrázek 6.3 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.	47
Obrázek 6.4 Zapojení simulace pro integrovaný obvod LT3758.	48
Obrázek 6.5 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.	48
Obrázek 6.6 Průběh výstupního napětí.	49
Obrázek 6.7 Schéma zapojení pro simulaci obvodu s LT8645S.	49
Obrázek 6.8 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.	50
Obrázek 6.9 Průběh výstupního napětí pro obvod s LT8645S.	50
Obrázek 7.1 Doporučený návrh DPS pro integrovaný obvod LT3758 (Převzato z [31]).	52
Obrázek 7.2 Doporučený návrh DPS pro integrovaný obvod LT8645S(Převzato z [32]).	53
Obrázek 7.3 Doporučené rozmístění součástek pro integrovaný obvod LM5119(Převzato z [33]).	53
Obrázek 8.1 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.	55
Obrázek 8.2 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu.	56
Obrázek 8.3 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.	57
Obrázek 8.4 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu.	57
Obrázek 8.5 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.	59
Obrázek 8.6 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu	59
Obrázek 8.7 Průběhy napětí na gate tranzistorů Q1 a Q2.	60
Obrázek 8.8 Detail na průběh napětí na a gate tranzistorů Q1 A Q2.	60
Obrázek 8.9 Ukázka principu sepnutých spínačů větve A i větve B (Převzato z [23]).	61
Obrázek 8.10 Průběh řídicích napětí na gate tranzistorů Q1 A Q2.	62
Obrázek 9.1 Průběh proudové sondy pro neupravenou DPS.	63
Obrázek 9.2 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na diodu D1.	64

Obrázek 9.3 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na cívku L1.....	64
Obrázek 9.4 Průběh měření pomocí proudové sondy pro neupravenou DPS.	65
Obrázek 9.5 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na výstupní cívku. ..	66
Obrázek 9.6 Průběh měření proudové sondy po snížení odporové zátěže.	66
Obrázek 9.7 Průběh měření proudové sondy po přidání tlumivky na přívodní kabeláž. 67	
Obrázek 9.8 Průběh měření pomocí proudové sondy pro neupravenou DPS.	67
Obrázek 9.9 Průběh měření proudové sondy po přidání odporu do gatu tranzistoru.	68
Obrázek 9.10 Průběh měření pro prutovou anténu.	69
Obrázek 9.11 Průběh měření pro logperiodickou anténu ve vertikální poloze.	69
Obrázek 9.12 Průběh měření pro logperiodickou anténu v horizontální poloze.	70
Obrázek 9.13 Průběh měření pro bikónickou anténu ve vertikální poloze.	70
Obrázek 9.14 Průběh měření pro bikónickou anténu v horizontální poloze.	71
Obrázek 9.15 Průběh měření pro prutovou anténu s chladiči směrem k podložce.	71
Obrázek 9.16 Průběh měření pro prutovou anténu s DPS na bok a chladiče směřující k anténě.	72
Obrázek 9.17 Průběh měření pro prutovou anténu s chladiči vzhůru.	72
Obrázek 9.18 Průběh měření pro logperiodickou anténu ve vertikální poloze.	73
Obrázek 9.19 Průběh měření pro logperiodickou anténu v horizontální poloze.	73
Obrázek 9.20 Průběh měření pro bikónickou anténu ve vertikální poloze.	74
Obrázek 9.21 Průběh měření pro bikónickou anténu v horizontální poloze.	74
Obrázek 9.22 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.	75
Obrázek 9.23 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.....	76
Obrázek 9.24 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.	76
Obrázek 9.25 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.....	76
Obrázek 9.26 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.	77
Obrázek 9.27 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.....	77

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Měření účinnosti pro SEPIC LT3758.	56
Tabulka 2 Měření účinnosti pro Synchronní buck LT8645S.	58
Tabulka 3 Měření účinnosti pro Synchronní buck NCP1034.	61
Tabulka 4 Porovnání parametrů navržených obvodů.	79

ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá tématem DC/DC měničů v automobilovém průmyslu, zejména pak v osvětlení automobilů. V dnešní době se DC/DC měniče nacházejí ve spínaných zdrojích, jako jsou napájecí zdroje do počítačů, v notebookech, mobilních telefonech a také nabíječkách, baterií apod. Spínané měniče pracují na několika principech. Jeden z nejrozšířenějších principů dnešní doby je elektromagnetický princip, kde se k uchování energie používá cívka či transformátor. Tyto měniče jsou velmi často používány v zařízeních napájených z baterie, kde je využíváno jejich vysoké účinnosti a malých rozměrů. Díky těmto měničům je možné z jednoho napětí baterie vytvořit několik dalších napětí s různou velikostí napětí a není potřebné mít pro každé takovéto napětí jiný zdroj napětí. [13] [14] [15]

Automobil je důležitou součástí každodenního života téměř všech obyvatel Evropy a většiny světa. Můžeme si vybírat z nepřehledného množství automobilových výrobců s různými typy automobilů, různých velikostí, výkonů a barev. Nedílnou součástí každého automobilu je samozřejmě jeho osvětlení. Ať se už jedná o přední či zadní světlomety, nebo pouhé osvětlení interiéru automobilu. Za celou historii automobilového průmyslu prodělal vývoj osvětlení velkou změnu. Od počátečního osvětlení různými svíčkami a petrolejkami, přes osvětlení pomocí žárovek a moderních xenonových světlometů až po nejnovější využití vysoce svítivých LED či laserů, které jsou dnes již běžně používány v každém automobilu. LED umožňují i různé úpravy osvětlení, jakou jsou například animace blinkrů apod. [1]

V dnešní době automobilů je potřebné, aby měl automobil větší výkony pro napájení veškeré výbavy automobilů. Proto je nutné při 12V síti používat větší průměr vodičů a zvyšuje se tím hmotnost auta. Což má za následek zvýšení emisí, které by se naopak měli snižovat. Proto je u automobilů snaha využít rekuperační brzdění a nové 48V síť, která by byla nabíjena právě z tohoto brzdění a dále využívána pro napájení výkonových prvků automobilu, jako je například využíváno u mild hybridů pro napomáhání při rozjezdu či zrychlování apod. Nejedná se však o využití pouze 48V sítě ale o hybridní síť 12V a 48V sítě. [7] [8]

Hlavní náplní této diplomové práce je v teoretické části provést stručně rešerši současných požadavků na měniče a lampy světlometů v automobilovém průmyslu. Dále znázornit možné aplikace DC/DC měničů v síti 48V a poté pro tyto aplikace vybrat vhodné topologie zapojení DC/DC měničů z mnoha možných navržených topologií s ohledem na dané technické a ekonomické požadavky. A v neposlední řadě stručně popsat principy funkcí těchto topologií a seznámit s jejich zapojením.

Praktická část diplomové práce je poté věnována samotnému návrhu zvolených obvodů, návrhu DPS pro každý obvod, oživení každé vyrobené DPS. Dále jsou poté provedena experimentální měření na obvodech a v neposlední řadě i měření v EMC komoře, kde je testována zejména emise každého obvodu a doprovázena jedním typem měření imunity obvodu.

Diplomová práce je členěna do dvou základní částí a to teoretické a praktické části. V teoretické části této práce je zmíněna stručná historie světlometů od počátku jejich použití až do blízké budoucnosti. Dále jsou zmíněny požadavky na lampy světlometů a

s jakými problémy se při používání LED může návrhář setkat a jaký vliv může mít teplota na návrh. V poslední části této kapitoly jsou stručně naznačena možná použití. V další kapitole této práce je zmíněn vliv změny 12V sítě na 48V a jaké jsou požadavky na takovou elektroniku. Poslední kapitola se věnuje podrobněji DC/DC měničům, jejich základním vlastnostem a typům. Závěrem jsou představeny čtyři vhodné topologie a stručně popsána jejich funkce. V praktické části jsou vybrány čtyři integrované obvody, pro které je následně popsán celý návrh jejich správného zapojení, a jsou vypočteny všechny požadované součástky potřebné pro obvod. Některá zapojení jsou následně ověřena pomocí simulací. Pomocí simulací jsou také odladěny vstupní filtry na požadované parametry. Poté následuje návrh DPS, v této části jsou popsána základní pravidla pro správný návrh DC/DC měničů. A následně i požadavky pro návrh DPS popsány v technické dokumentaci každého integrovaného obvodu. Po výrobě DPS následuje jejich oživení a základní měření. Poslední kapitola se zabývá měřením v EMC komoře.

1 VÝVOJ AUTOMOBILOVÉHO OSVĚTLENÍ

1.1 Od historie po současnost

První osvětlení bylo na automobilu použito již v roce 1885, tehdy ale byla jeho funkce jiná než dnes. Osvětlení nesloužilo řidiči, nýbrž mělo funkci reflexního prvku. Jeden z prvních typů osvětlení, který byl prováděn pomocí svíčky, můžeme vidět na obrázku 1.1.[1]



Obrázek 1.1 Jeden z prvních typů osvětlení automobilu pomocí svíčky (převzato z [2]).

Prvním velkým mezníkem v osvětlení automobilů byl rok 1913. V tomto roce Robert Bosch předvedl svou sestavu světlometů, která se skládala z vláknové žárovky, dynama, regulátoru a baterie. Tyto světlomety vystřídaly různé iluminace se svíčkami, petrolejkami atd. Tento nový typ světlometů odstartoval velký vývoj směrem

k výkonnějším a efektivnějším světlometům. Brzy se tedy objevily dvouvláknové Bilux, halogenové žárovky aj. Zároveň se změnilo rozdělení světla ze symetrického (celá vozovka pokryta stejnoměrně světelnými paprsky) na asymetrické (kde je strana naší vozovky osvětlena více než druhá strana vozovky). [1]

Nástup nových zdrojů světla odstartoval v roce 1991 tzv. Litronic s xenonovou výbojkou pro potkávací světla. Tyto xenonové výbojky nabídly až trojnásobnou svítivost a menší spotřebu než klasická žárovka. Nejprve měl tento typ homologaci pouze v rámci Německa, až o tři roky později dostal homologaci pro zbytek Evropy. Klasické světlometry se žárovkou na tento nový typ odpověděly volně formovanou odraznou plochou (nahrazující parabolou) a účelnějším rozprostíráním světelného paprsku bez potřeby strukturovaného krycího skla. Výrobci xenonových světlometů na tuto změnu žárovkových světlometů reagovali tzv. bixenonem, který měl proměnný tvar paprsku z jediného zdroje. Což v praxi znamenalo jediný zdroj světla jak pro potkávací světla, tak pro světla dálková (pomocí clonek či pohyblivé paraboly) a tím i zjednodušení konstrukce automobilů. [1]

Tento typ světlometů se stal na dvacet let fenoménem. Slibována byla shodná životnost s automobilem, tento fakt se však v praxi nepotvrdil a již po několika tisících aktivních hodin nastal výrazný pokles svítivosti, v některých případech přestaly světlometry svítit úplně. [1]

Dalším používaným typem světla se staly bílé svítivé diody, ty však nedosahovaly požadovaných výkonů a pro použití v hlavních světlometech byly tedy nedostačující. Tento problém byl odstraněn až s vyvinutím vysocesvítivých diod (poprvé v roce 2007 na automobilu Lexus a pouze na potkávací světla). O rok později byly tyto diody u automobilu Audi již použity i na hlavní světlometry. Tyto diody se pro svoje nízké výrobní náklady, nízkou váhu a úsporu stávají standardem u většiny automobilek. Názorná ukázka podoby LED světlometu je na obrázku 1.2. Ani tyto diody nejsou bezchybné, nedosahují stále tak vysokých výkonů jako xenonové, ani životnost není neomezená, dochází tedy poté k ukončení svítivosti některých LED v zapojení, tyto chybějící LED jsou poté patrné pouhým okem. V dnešní době jsou už využívány i světlometry na bázi laseru, kde může naopak dojít k poškození luminoforu, přes který laserový paprsek prochází.[1]



Obrázek 1.2 Moderní světlomet z LED (převzato z [3]).

1.2 Budoucnost

V budoucnu by se mohly objevit tzv. jednoúčelové svítílny, či car to car komunikace na pomoci optiky.

U předních světlometů se počítá více s využitím matrix beam, projektorových světlometů pomocí laseru či LCD, či dokonce promítání informací pro ostatní řidiče. U zadních světlometů je uvažováno větší využití tzv. animace, nové použití holografů a využití OLED. Inteligentní projektorové světlometry upravují intenzitu, ohniskovou vzdálenost či natočení paprsku podle momentální povětrnostní situace. Matrix beam jsou soustavy diod, které umožňují dynamicky osvětlovat vozovku, což znamená, že osvětlení vozovky je jen v těch místech, kde se nevyskytuje protijedoucí auto, či chodec. S tímto dynamickým osvětlením souvisí i automatická změna potkávacích a dálkových světel. Hlavní změny v budoucnosti, které se týkají světlometů, budou zejména v designu, protože design světlometů je čím dál více prezentován a velmi ovlivňuje výslednou podobu a prodejnost automobilů. [1]

2 SVĚTELNÉ LAMPY

2.1 Požadavky na lampy

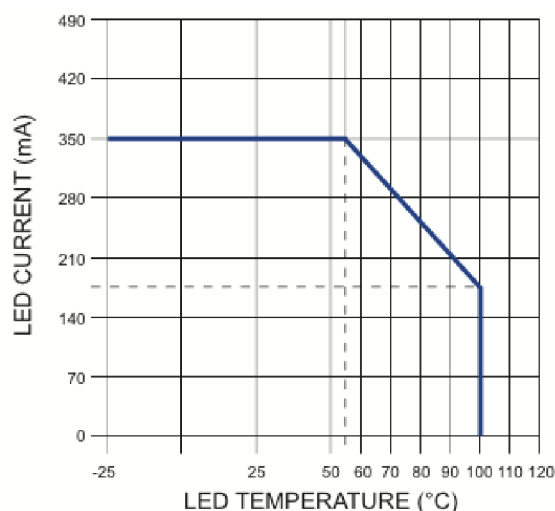
2.1.1 Teplota

Teplota ve světlometech vzniká hned několika způsoby. Prvním z nich je samotný světelný výstup, kdy se LED díky protékajícímu proudu zahřívají a tím vyzařují určité teploty, které se akumulují uvnitř lampy. Dalším zdrojem tepla, zejména u předních světlometů, je motorová část vozu, před kterou jsou světlometry umístěny. Elektronika ovládající funkci světlometu vyzařuje tepelnou energii, proto se elektronika umísťuje vně světlometů, zejména pak na jejich zadní stranu s případným přídavným chlazením v podobě chladičů apod. pro snížení účinků tepelné energie elektroniky na světlomet. Posledním z hlavních zdrojů světla je i slunce, jedná se o tzv. solar loading, tedy absorpce slunečního záření světlometem. Tento jev je znatelný zejména v pouštních oblastech s vyšší okolní teplotou. Při uvážení těchto zdrojů tepla je patrné, že vyšší požadavky na teplotní odolnost ponesou zejména přední světlometry, u zadních světlometů jsou požadavky mírně nižší. Jedinou výhodou těchto vysokých teplot je, že dochází k tzv. defogging, tedy nedochází k zamlžování světlometů.

Jak je uvedeno v níže uvedených kapitolách, teplota má velký vliv na životnost a vlastnosti LED, je tedy nutné s těmito komplikacemi počítat již při návrhu lampy, potažmo celého světlometu a pokusit se zajistit odvod tepla či chlazení celé lampy. Možnost ochlazení například předních světlometů přináší samotný pohyb vozidla určitou rychlostí a tím pádem následné proudění vzduchu okolo světlometu. Bohužel u zadních světlometů nedochází k tak výraznému chlazení díky pohybu automobilu, ale oproti předním světlometům nedosahují tak velkých výkonů, a nedochází tak k jejich častějšímu přehřívání. Pro velký vliv teploty na LED je snaha využívat LED, které jsou teplotně více odolné. Pro tyto LED je poté následně prováděno testování při teplotách až 125 °C pro LED v interiéru a pro LED v exteriéru až při teplotách 90 °C také po dobu jedné hodiny. Poté záleží přímo na zvolené LED, jaké teplotní rozsahy může splňovat.

Termální derating

Termální deratingem je myšlena ochrana LED před vysokou teplotou, kdy je elektronikou řízen proud LED, jak je názorně ukázáno na obrázku 2.1. Na obrázku je zobrazena tzv. Derating Curve, z této křivky je patrné, že do určité teploty, která je v tomto případě 55 °C, je proud konstantní při překročení této teploty řídicí elektronika začíná snižovat proud. Pokud i nadále dochází ke zvyšování teploty až do určité meze, v tomto případě 100 °C, elektronika celý obvod vypíná. [4]



Obrázek 2.1 Vliv závislosti proudu LED na teplotě (převzato z [4]).

Maximální provozní teplota prostředí je závislá na vnitřní tepelné konstrukci LED, její účinnosti a rozptylu výkonu, takže je patrné, že se tyto teploty budou lišit v závislosti na výrobci. Ovšem jako rozumný kompromis provozní teploty se uvažuje 55 °C. [4]

Někteří výrobci ovšem dodržování teploty nerespektují a nastavují proud konstantní i pro vyšší teploty, to má ovšem za následek prodloužení intervalu svítivosti LED i s vysokou teplotou, což může zásadně snížit její životnost. [4]

Degradace led

U výkonných LED nedochází k rychlé ztrátě svítivosti, nýbrž se svítivost zmenšuje pomalu. Dobře navrženému systému s LED osvětlením může trvat i 70 000 h činnosti, než dojde k jeho nepoužitelnosti pro zvolený systém. [5]

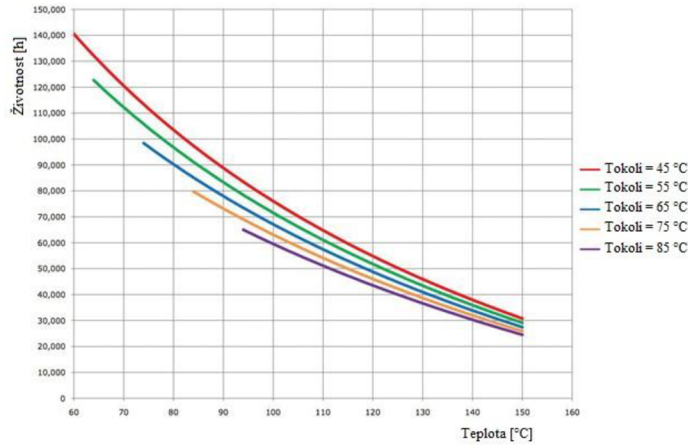
Jak je známo, LED se skládá z P-N přechodu dvou polovodičů. Polovodič je mezistupeň mezi vodičem a izolátorem. Polovodič sám o sobě má při běžné pokojové teplotě špatné vodivé vlastnosti, ale při jeho zahřívání získávají elektrony potřebnou energii na překročení mezery pásma. [5]

Elektrické vlastnosti různých typů polovodičů se dále upravují, aby byly lépe použitelné v praxi. Tato úprava spočívá v tzv. dopingu. Jedná se o zavádění příměsí do čistých polovodičů, čímž se zvyšuje jejich obsah elektronů či děr. Tato úprava poté zvyšuje vodivost při dané teplotě. [5]

Při výrobě je obtížné vyrobit dokonalý polovodič, běžně se vyrábí s tzv. Threading-dislokacemi. Jedná se o vertikální mikro-trhlinky vznikající nesouladem v krystalických mřížkách. Při rekombinaci elektronů a děr nevzniká na těchto dislokacích viditelné záření, tzv. phonon. Jinak řečeno nevzniká žádný foton nýbrž phonon. Energie přenášená emisí phononu se projevuje jako vibrace do krystalové mříže, čímž dochází k vytvoření dalších threading-dislokací a tím pádem dochází k pomalému snižování emise fotonů. Threading-dislokace nevznikají pouze při výrobě a následnými vibracemi, ale také vlivem zahřívání během provozu LED, zejména tepelnou roztažností při

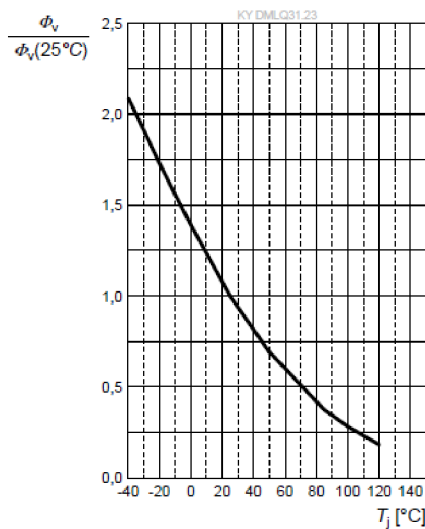
vypínání a zapínání LED. [5]

Teplota primárně přispívá ke vzniku dislokací. A má zásluhu na snížení životnosti, jak je znázorněno na obrázku 2. 2. Z tohoto důvodu také výrobci uvádějí doporučenou provozní teplotu, při které je zaručena maximální doba svítivosti. [5]

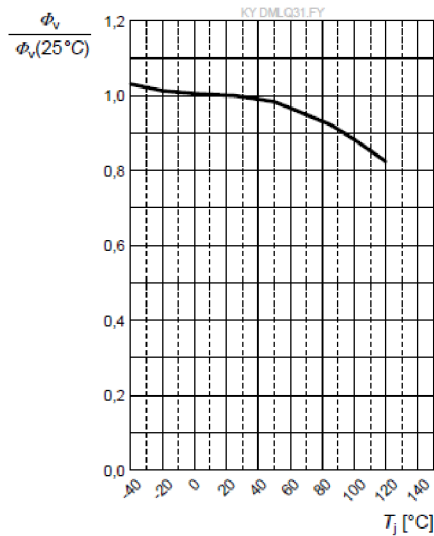


Obrázek 2.2 Závislost životnosti LED na teplotě pro různé teploty okolí (převzato z [5]).

Toto však není jediný typ degradace vlivem teploty, dalším je změna parametrů. U této degradace dochází ke změně vlnové délky či světelného toku. Tyto změny jsou pro každou LED rozdílné a pro některé LED je vliv teploty velmi znatelný. Na obrázku 2.3 je ukázána závislost světelného toku na teplotě pro LED KY DMLQ 31.23, která je vyrobena technologií InGaAIP Thinfilm. Na obrázku 2.4 je obdobná závislost jen pro LED KY DMLQ 31.FY vyrobenou technologií ThinGaN [30] [31].



Obrázek 2.3 Závislost světelného toku na teplotě pro LED KY DMLQ 31.23 (Převzato z [30]).



Obrázek 2.4 Závislost světelného toku na teplotě pro LED KY DMLQ 31.FY (Převzato z [31]).

Z těchto závislostí je patrný rozdíl v technologiích, kde závislost první LED je velmi výrazná a již na 70 °C je na polovině svého světelného toku, kdežto pro nízké teploty svůj tok velmi zvyšuje. Oproti tomu druhá LED je na teplotě méně závislá, kde na teplotě 70°C klesne pouze na přibližně 95 % svého světelného toku.

Tento vliv je problém zejména u mlhovek, kde nesmí světelný tok poklesnout pod určitou hranici, proto jsou k mlhovkám přidávány kompenzační obvody, které zvyšují proud, aby nedocházelo k poklesu světelného toku a byla tedy dodržena požadovaná hodnota světelného toku.

Jak je patrné vliv teploty na degradaci parametrů LED je více výrazný a velmi ovlivňuje výsledný světelný tok oproti mírnému poklesu světelného toku vlivem stárnutí LED či snížení životnosti vlivem teploty.

2.1.2 Optický výstup

Při optickém výstupu je rozhodující vlnová délka světla pro různé typy světlometů, které musí být navrženy tak, aby vyhovovaly požadavkům automobilového průmyslu či jednotlivých automobilek. Je také kladen důraz na intenzitu světelného toku. Těmto aspektům se poté musí přizpůsobit, jak návrh samotné lampy z hlediska propustnosti světelného toku a případných teplot, tak i elektroniky řídicích světlometů, aby byl dodán dostatečný výkon pro daný světelný tok apod.

Pokud jsou brány v úvahu velké sériové výroby, je nutné zaručit i stejnou vyzářovanou barvu světla a intenzity světelného toku na všech automobilech jedné série. Pro automobilky je nepřijatelné, aby při porovnání dvou naprosto stejných automobilů stejné série se objevilo například jiné zbarvení předních světlometů, či jejich intenzita světelného toku. Požadavek na správnou chromatičnost je také v homologačních požadavcích. Je tedy nutné tyto požadavky dodržet a proto dochází k tzv. binování LED. Tím se zaručí dostatečná podoba zbarvení a intenzity světelného toku u různých světlometů různých aut jedné série, potažmo typu automobilu.

Binování LED

Technologie výroby LED je velmi náročný proces, který lze změnou technologických parametrů zásadně ovlivnit. Vždy ale vznikne velké množství čipů, jejichž statistické rozložení vlastností je podobné Gaussovskému rozložení. Takto vyrobené LED se v závislosti na svém statistickém rozložení dělí do tzv. BINů (košíků) podle svých základních vlastností, jako jsou:

- svítivost
- vlnová délka
- propustné napětí (Forward voltage)

BIN (košík) obsahuje LED v určitém rozmezí dané vlastnosti. Takto vytvořené BINy mají své číselné označení, díky tomuto označení máme vždy LED s podobnými vlastnostmi, které potřebujeme i při pozdějším využití. [6]

Na obrázku 2.5 je názorná ukázka rozdělení do BINů pro různé světelné toky LED KR DMLQ31.23.

Group	Luminous Flux ^{1) page 20}	Luminous Flux ^{1) page 20}	Luminous Intensity ^{6) page 20}
Gruppe	Lichtstrom ^{1) Seite 20} (min.) Φ_V [lm]	Lichtstrom ^{1) Seite 20} (max.) Φ_V [lm]	Lichtstärke ^{6) Seite 20} (typ.) I_V [cd]
HY	33	39	12
HZ	39	45	14
JX	45	52	16
JY	52	61	19
JZ	61	71	22
KX	71	82	25
KY	82	97	30

Obrázek 2.5 Ukázka rozdělení do BINů podle světelného toku LED KR DMLQ31.23 (Převzato z [30])

2.2 Animace

V současnosti je animace použitá na LED světlomotech považována za jakýsi druh šperku, díky kterému se automobil stává atraktivnějším a tím pádem i zajímavějším pro případného zájemce. V dnešní době jsou tyto animace čím dál tím častějším jevem.

Například v blinkru je možné realizovat „přeběh“ světelného paprsku od jednoho kraje k druhému. To v praxi znamená, že u pravého blinkru přeběhne světelný paprsek od levého kraje světlometu k pravému, tedy evokuje směr jízdy neboli odbočení automobilu. Další možností animace je tzv. coming home/leaving home, kde například při vystupování z automobilu a následném odchodu automobil svítí na cestu ještě určitou dobu a poté až zhasíná světla. Nebo při příchodu k automobilu světlem signalizuje svoji polohu apod. Další možnou animací je měkký náběh například blinkrů, kdy nedochází ke skokovému rozsvícení a zhasnutí, ale naopak k pomalému náběhu rozsvícení a postupnému zhasínání.

Při návrhu těchto animací je však nutné brát ohled na legislativu, kdy legislativa

některé druhy animací výslovně zakazuje.

Animace se provádějí například použitím pulzní PWM modulace, tedy dochází k postupnému zapínání a rozepínání světelných segmentů a tím dochází k iluzi „přeběhu“ světla. Podoba animace pak také záleží na zvoleném rozdělení LED do segmentů, tzn. kolik LED je v jednom segmentu, a rozhoduje také umístění jednotlivých segmentů v lampě automobilu.

Animace je možné vidět například u automobilů Audi, zejména pak například Audi A7, Audi A8.

I při použití animace musí lampa jako celek splňovat funkční bezpečnost, pro blinkr je potřebná funkční bezpečnost ASIL B, viz kapitola **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**

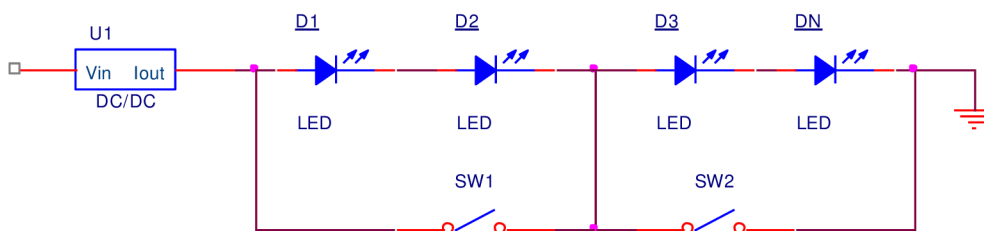
2.3 Vývoj požadavků

V budoucnu se počítá s ještě vyššími teplotami uvnitř světlometů a v jejich okolí, tudíž budou kladeny větší požadavky na teplotní odolnost všech součástek a tím pádem i vylepšené způsoby chlazení a odvod tepla. Dále bude kladen čím dál větší důraz na vyšší spolehlivost světlometů při těchto teplotách. Dále se budou požadavky odvíjet od případně nových systémů pro generaci světelného toku, použitých systémů napájení či nových typů pohonu automobilů. U těchto vývoje požadavků je taky brán ohled automobilek vzhledem k případným tzv. stahovacím akcím při sérii nefunkčních typů a následných žalob a postihů. Vyššími požadavky se tedy automobilky chrání před možnými problémy.

2.4 Možné zapojení

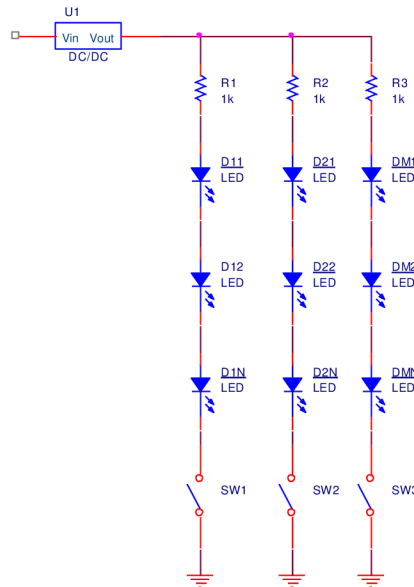
Níže zobrazená zapojení jsou jedny z mnoha možností zapojení LED ve světlometech u automobilů. Tato zapojení byla vybrána zejména z důvodu jejich diametrálně rozlišných požadavků.

U prvního zapojení sériové kombinace LED (obrázek 2.6) je patrné, že tento obvod potřebuje stálý proud. Z tohoto důvodu je vhodná topologie typu buck-boost, protože tato topologie umožňuje rychlou změnu proudu a tím pádem se v tomto obvodu udrží nejlépe stálý proud. Vhodné tedy budou níže zmíněné topologie Čuk, SEPIC a buck-boost.



Obrázek 2.6 Zapojení LED do série.

Kdežto u druhé sérioparalelní kombinace LED (obrázek 2.7) je ze zapojení patrné, že je potřeba stálého napětí na diodách. Tohoto stavu nejlépe docílíme pomocí topologie typu step-down měnič (snižujícího se), který je schopen na svém výstupu dobře držet stálé napětí z DC/DC měniče. Pro tento typ zapojení LED jsou tedy vhodné níže popsané topologie typu Synchronous buck (Synchronní buck) a Series capacitor buck (Buck se sériovým kondenzátorem).



Obrázek 2.7 Zapojení LED do sérioparalelní kombinace.

Jako výstupní zátěž je pro tyto návrhy uvažována sérioparalelní kombinace LED, jelikož jsou navrhovány zejména topologie synchronního bucku a také bucku se sériovým kondenzátorem.

Tato zapojení a topologie jsou vybrány, zejména kvůli tomu, že jsou obecně známé (kromě sériového kondenzátoru), a také kvůli svému poměru cena/výkon a nižším vývojovým nákladům. Je nutné nezapomenout, že hlavním požadavkem na elektroniku je také cena. Tudíž je požadováno, co nejmenší cena kusovníku daného zapojení měniče a také je nutné uvážit rozměry DPS, díky menším rozměrům je i cena DPS nižší. Nicméně topologie se sériovým kondenzátorem je vybrána nejen z důvodu úspory součástek, ale zejména z důvodu toho, že se jedná o jednu z nejnovějších topologií a je tedy přínosem ověřit její možné použití v automobilovém průmyslu.

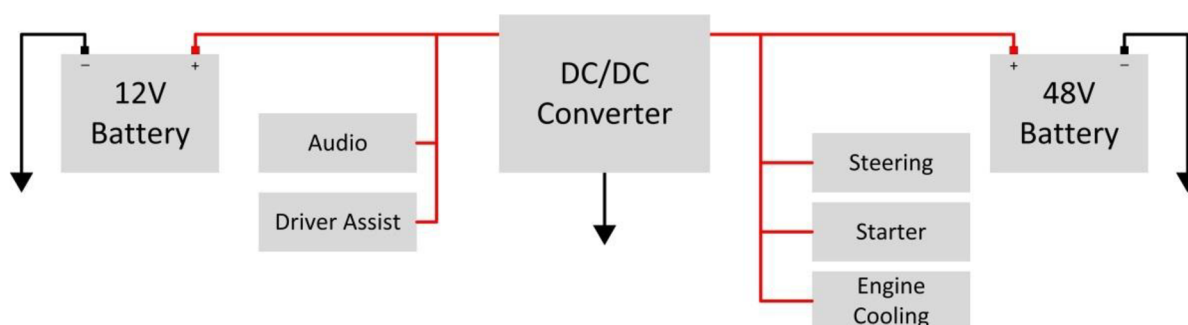
Pro všechna tato zapojení bude vyžadován podobný výstup z DC/DC měniče. Měniče by měly do těchto obvodů dodávat přibližně 8 V při hodnotě 3,5 A, celkový výkon by tedy měl být 28 W.

3 48V SÍŤ

3.1 48V vs. 12V síť

Vlivem posledních let, kdy automobiloví výrobci musejí plnit dva protichůdné úkoly, a to vládní nařízení na snižování emisí a požadavky klientů na lepší a větší výbavu automobilů, se stává 12V síť nedostatečná svým výkonem. Proto automobiloví výrobci přišli s novou 48V sítí. Tato síť nenahrazuje 12V, nýbrž je jejím doplňkem. Jedná se o hybridní síť složenou z 12V a 48V sítě. Zavedení této 48V sítě by samo o sobě nebylo příliš ekonomické, jelikož hmotnost baterie a její nabíjení by spíše emise zvyšovalo. Tato hybridní síť naopak počítá s nabíjením 48 V baterie pomocí tzv. rekuperačního brzdění, kde je tato energie převáděna na elektrickou a pomocí té je 48V baterií nabíjena. Tradiční osvětlení, audio, navigace aj. bude stále napájeno 12V sítí, kdežto komponenty požadující větší výkon budou napájeny ze 48V sítě, tato síť je využívána také jako pomocná síť například u tzv. mild hybridů, kde je využívána jako nápomocná při startu či zrychlování.[7] [8]

V principu bude mít každý automobil dvě baterie, běžný 12V akumulátor a ještě přídatnou vysokonapěťovou li-on baterii o přibližné kapacitě 0,5 kWh. Dále obousměrný DC/DC převodník, jak je názorně ukázáno na obrázku 3.1.[7] [8]



Obrázek 3.1 Blokové schéma principiálního fungování hybridní soustavy 12V a 48V sítě (převzato z [8]).

Díky tomuto propojení dvou sítí bude možné dosáhnout větších výkonů na mnohem menším průměru kabeláže v daném automobilu, tím se sníží cena i váha celkové kabeláže a klesne, také spotřeba pohonných hmot, vlivem nabíjení 48V baterie pomocí rekuperačního brzdění, a tím i množství vyprodukovaného CO₂ daným automobilem. Toto vyšší napětí také omezuje ztráty na vedení, čímž se ušetří další potřebný výkon. Detailnější využití tohoto hybridního systému je interním tajemstvím každého výrobce automobilů a tudíž není možné tyto skutečnosti zveřejnit.[7] [8]

3.2 Funkční bezpečnost

Jednotkou funkční bezpečnosti je SIL z anglického Safety Integrity Level, česky

úroveň integrity bezpečnosti. Jedná se o jednotku označující úroveň bezpečnosti, kterou musejí všechna elektronická a jim podobná zařízení splňovat.[9] [10]

3.2.1 ASIL

Zkratka ASIL pochází z anglického Automotive Safety Integrity Levels, jedná se o stejnou jednotku jako SIL jen definovanou pro podmínky automobilového průmyslu.

Analýza rizika je prováděna strukturovaným přístupem pomocí tzv. HARA (Hazard And Risk Analysis), v něm se zjišťuje, zda je systém relevantní z hlediska bezpečnosti. Úroveň bezpečnosti se stanovuje na základě 3D prostoru, popis jednotlivých dimenzí [9] [10]:

- Dopad hrozby: co reálně může závada způsobit
- Pravděpodobnost okolností: s jakou pravděpodobností dojde k situaci, při které může závada vzniknout
- Kontrolovatelnost situace obsluhou: jak může obsluha kontrolovat situaci, při které dojde k závadě

Každá tato dimenze má definovanou úroveň (0-4). Podle těchto úrovní je pak stanovena úroveň významnosti komponenty pro bezpečnost (nic, A-D, kde D znamená velké riziko, a tím pádem i nejvyšší požadavky na bezpečnost).

Každý ASIL je definován pro určitý scénář, co může nastat a jaké to může mít následky.

Záměrem ASIL je sjednotit požadavky na hodnocení bezpečnosti komponent a pro každou úroveň stanovit povinné či doporučené mechanismy pro vývoj a návrh komponent. [9] [10]

3.3 Požadavky na elektroniku

3.3.1 Rozsah provozních teplot

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.1.1 elektronika je ovlivňována teplotou. Kontrolní měření součástek se provádí vždy u součástek na desce na tzv. Solder-pointu neboli pájecím bodu. Maximální teplota na tomto místě nesmí přesahovat 125 °C. Při této teplotě již elektronika ztrácí svoji funkci a dochází k jejímu poškození.

Zvyšování teploty v okolí elektroniky je způsobeno samotným teplem vyzařováním elektrických součástek, jako jsou například DC/DC měniče, ochranné součástky apod. Jelikož je elektronika umístěna v blízkosti světlometů, teplotně se vzájemně ovlivňují. Kdy jsou světlometry při běžných testech testovány na teplotu 90 °C až 125 °C je zřejmé, že elektronika je vystavená podobným teplotám. V neposlední řadě také elektronika řídicí přední světlometry bývá umístěna v blízkosti motorové části, která ji svoji vysokou teplotou také ovlivňuje.

Při návrhu těchto elektronických obvodů je tedy nutno s těmito teplotními vlivy počítat. Je nutné správně navrhovat chladiče a umístění elektronik, aby nedocházelo k jejímu přehřívání a s ním spojenému snížení životnosti. Dále je nutné správně zvolit použité elektronické součástky, aby také nedocházelo k jejich zahřívání. Jak již bylo

zmíněno, tento problém je řešen zejména umístěním chladiče na DPS této elektroniky, či jinými způsoby odvodu tepla, jako je například proudění vzduchu apod.

3.3.2 Cena

Jedním z hlavních požadavků na elektroniku je cena. Pokud je brána v potaz velká sériová výroba, je patrné, že jakákoliv součástka umístěná v elektronice pro světlomety snižuje či zvyšuje celkový zisk společnosti v řádech desítek tisíc eur.

Například při umístění jednoho kondenzátoru ke každé LED (pro snížení vyzařování PN přechodu), kterých je v každém světlometu umístěno několik desítek, připadá na každý automobil například sto kondenzátorů. Při uvažované ceně 0,01 € za jeden kondenzátor a sériové výrobě například 10 000 automobilů je výsledná cena:

$$\text{Hodnota} = 100 \cdot 0,01 \cdot 10000 = 10000 \text{ €} \quad (3.1)$$

Je tedy patrné, že umístění nebo neumístění těchto kondenzátorů má za následek velké rozdíly v zisku společnosti.

Z těchto důvodů dochází k průběžným optimalizacím jednotlivých zapojení a velkým úvahám o skutečné potřebě jednotlivých použitých součástek. Pro snížení ceny je upravena i montáž desky bez potřeby šroubů apod.

3.3.3 Elektrické požadavky

Těchto požadavků se týká zejména velikost vstupního a výstupního napětí, požadovaných testů odolnosti a EMC dané desky.

EMC

Jedná se o jeden z nejvýznamnějších požadavků na celou elektroniku.

Při EMC zkouškách je třeba znát a stanovit kritéria pro elektromagnetickou odolnost. Obecně jsou meze definovány kvantitativně a kvalitativně.

Kvantitativní mez je určena jako dosažení určité hodnoty vybrané veličiny. Tuto hodnotu je nutné empiricky či analyticky stanovit a poté je považována za kritérium odolnosti.

Kvalitativní mez se používá pro posouzení změny provozního stavu či ovlivnění funkčnosti zařízení. Funkční porucha je stanovena jako změna provozní způsobilosti zkoušeného zařízení. Rozlišují se tři základní funkční kritéria:

- Funkční kritérium A: Zařízení během prováděné zkoušky musí pokračovat ve své činnosti bez výpadku s možností zhoršení $\pm 30\%$.
- Funkční kritérium B: Zařízení musí po skončení prováděné zkoušky pokračovat ve své činnosti bez známek zhoršení funkčnosti. Během zkoušky je dovoleno zhoršení jeho funkčnosti. Není však povolena změna stavu a změna dat v paměti.
- Funkční kritérium C: Je povolena dočasná ztráta funkce zařízení po skončení zkoušky ale pouze za předpokladu, že se tato funkce obnoví sama, činností

řídícího systému anebo zásahem operátora dle pokynů v návodu.

Tato funkční kritéria jsou pouze obecná, každý výrobce automobilů má své vlastní požadavky na funkční kritéria. Každý z výrobců automobilů má také jiné požadavky ohledně prováděných typů zkoušek a výsledných odolností. Tyto požadavky a typy zkoušek jsou utajované každým výrobcem a není tedy možné stanovit přesný požadovaný výsledek zkoušky. [11]

Nicméně je možné říci, že zkoušky na elektroniku do automobilových zařízení jsou podrobeny velmi důsledným a náročným zkouškám, aby byla zajištěna co nejvyšší bezpečnost automobilu.

Obvody v rámci této diplomové práce budou podrobeny zkouškám podle normy CISPR 25 ČSN EN55025.

Přepólování

Při přepólování je testována odolnost vzorku proti záměně pólů napájení. Při této zkoušce nesmí dojít k poškození komponentů na vzorku. Záměna pólů je testována staticky, tedy při různých napětích, která mohou na tento vzorek být připojena. Záměna pólů je také testována dynamicky, kdy dochází k přepólování v běžícím provozu vozidla, které již není schopné startu.

Během těchto zkoušek nesmí být spuštěny žádné pro bezpečnost relevantní funkce.

Přechodné napětí

Při odpojení spotřebičů a při krátkých přidání plynu, mohou nastat přechodová přepětí v palubní síti, tedy jeho zvýšení či snížení a opětovného návratu na nominální hodnotu. Zařízení musí při těchto výpadcích splňovat funkční kritérium A.

Pomalý pokles a vzestup napájecího napětí

Simulován je postupný pokles a nárůst napájecího napětí podle toho zda dochází k vybití či nabíjení baterie. Při této zkoušce je požadováno funkční kritérium A.

Resetovací vlastnosti

Dochází k libovolnému časovému sledu impulsů, které simulují opakované zapnutí a vypnutí napájecího napětí. Tyto impulsy by neměly vést k nedefinovanému chování zkoušeného vzorku. Při této zkoušce je také požadováno funkční kritérium A.

Krátká přerušení

Při krátkém přerušení je testováno chování zkoušeného vzorku při krátkých přerušení rozdílné délky. Délka těchto výpadků se postupně zvyšuje. Tyto chyby mohou nastat například chybou kontaktů či odsakujícího relé. Podle délky výpadku jsou poté požadovány buďto funkční kritéria A, nebo při delších výpadcích funkční kritéria C.

Startovací impulzy

Při startu motoru klesne napětí baterie na krátkou dobu na nízkou hodnotu, aby pak opět lehce stoupalo. Většina komponent je před startováním na krátkou dobu aktivována, při spuštění motoru se opět vypínají a následně jsou opět aktivována. Je tedy pozorováno chování komponentu při těchto poklesech napětí. Start vozidla může probíhat ve dvou situacích a to tzv. studený start a teplý start. Zkoušky jsou prováděny pro oba tyto typy startu.

Při této zkoušce nesmí dojít k žádnému záznamu chybové paměti. V každém případě musí být umožněno nastartovat vozidlo. Ve většině případů této zkoušky je vyžadováno funkční kritérium A.

Zkrat

Simulovány jsou zkraty na všech vstupech a výstupech zkoušeného vzorku, jakož i na obvodech zátěže. Všechny vstupy a výstupy je nutné dimenzovat zkratuvzdorně. A je nutné dimenzovat vzorek proti trvale přiléhajícímu zkratu. U těchto zkoušek je požadované funkční kritérium závislé na testované komponentě.

Vstupně výstupní požadavky

Vstupní napětí do měniče se bude řídit podle napětí získané z 48V baterie. 48V li-on baterie má v popisu uvedeny hodnoty minimálního napětí 40 V a maximálního 63,2 V.

Velikost výstupního napětí pro elektroniku z měničů záleží na daném použití, pro světlomety jsou požadované hodnoty okolo 8 V. Kdežto při využití na napájení vysokorychlostního příslušenství s vysokým výkonovým zatížením jako jsou ventilátory, kompresory, posilovač řízení apod. dodává již dříve používaných 12 V, které jsou však vytvářeny až z této 48V baterie.

Jak již bylo několikrát zmíněno i u těchto požadavků je velmi obtížné určit přesné požadavky na systém, jelikož se liší v závislosti na požadavcích výrobců a zároveň jsou tyto požadavky velmi tajeny před konkurencí, tudíž je není možné přesné požadavky zveřejnit. [7] [12]

3.3.4 Životnost

Životnost elektroniky je ovlivněna hned několika faktory. Působí na ni teplota ze světlometů, motoru, okolí apod. Dále je při provozu vystavena neustálým vibracím způsobených pohybem automobilu po nerovném povrchu, teplotní roztažnosti vlivem přechodu ze zapnutého do vypnutého stavu a s tím spojeným mechanickým namáháním, jak samotné DPS, tak i součástek na této DPS. Nesmí se také opomenout namáhání součástek a DPS při strojovém osazování, při kterém je na každou část vyvíjen určitý tlak.

Těmto problémům lze obtížně předejít. Je nutné volit vhodné uložení, upevnění a umístění DPS v automobilu, šetrný způsob osazování či vhodné a dobré chlazení a odvádění tepla od DPS.

4 DC/DC MĚNIČE

DC/DC měniče jsou spínané měniče, které mění vstupní stejnosměrnou veličinu na výstupní stejnosměrnou. Tyto měniče fungují na určité spínací frekvence, které se pohybují řádově ve stovkách kHz až jednotkách MHz. Tyto měniče se používají většinou jako spínací prvky tranzistory či diody. Jako zásobníky energie jsou využívány kondenzátory, cívky a transformátory.

Tyto druhy měničů se používají zejména u přenosných elektronických zařízení, která jsou primárně nabíjena z baterií. V takovýchto zařízeních je potřebné vytvořit několik napětí různých úrovní z jednoho napětí na baterii, které i samo o sobě mění svojí velikost. [13]

4.1 Rozdělení DC/DC měničů

DC/DC měniče lze rozdělit dle několika parametrů, jako jsou například typy použitých přenosových součástek, typ měniče, izolace apod. dělit. [14] [15]

Dle použitých součástek

- S kondenzátory, jako hlavní zásobník energie je využíván kondenzátor.
- S cívkou, jako hlavní zásobník energie je využita cívka
- S transformátorem, jako hlavní zásobník energie je využíván transformátor

Dle typu

- Snižující měnič – tyto měniče mají výstupní veličinu nižší než vstupní.
- Zvyšující měnič – tyto měniče mají výstupní veličinu vyšší než vstupní.
- Invertující měniče – tyto měniče mají na výstupu napětí opačné polarity, než bylo vstupní.

Dle izolace

- Galvanicky oddělené – neboli je izolován vstup od výstupu, většinou s využitím transformátorů
- Galvanicky neoddělené – vstup je spoje s výstupem, u těchto měničů se využívají cívky a kondenzátory.

4.2 Základní parametry DC/DC měničů

Několik základních parametrů měničů dle zdroje [13] [14] [15]:

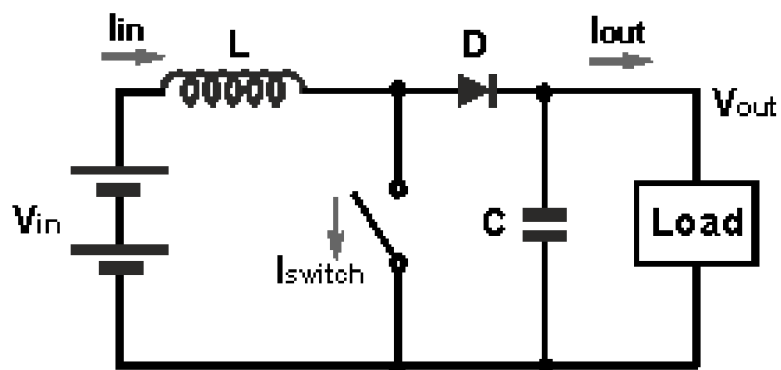
- 1) Účinnost: je měřena při jmenovité zátěži měniče a jmenovité hodnotě vstupního napětí.
- 2) Vstupní napětíový rozsah: Rozsah mezi minimálním a maximálním vstupním napětím, při kterém měnič pracuje korektně a je možné očekávat parametry uvedené v katalogu.
- 3) Vstupní proud: Na vstupu měniče při jmenovité hodnotě vstupního napětí a jmenovitém zatížení výstupu.

- 4) Maximální hodnota vstupního napětí: Hodnota vstupního napětí, při které nedojde k poškození měniče. Doba, po kterou je možné napájet měnič tímto napětím je omezena na 100 ms.
- 5) Spínací kmitočet: Hodnota základního pracovního kmitočtu měniče.
- 6) Podpěťová ochrana: Měniče jsou vybaveny obvodem pro kontrolu nevhodně nízkého vstupního napětí. Pokud ho detekuje, daný měnič vypíná.
- 7) Převodní charakteristika: Výstupní napětí měniče je částečně závislé na vstupním napětí. Tato závislost je v katalogu udávána buďto grafem, anebo číselnou hodnotou, která udává, o kolik procent se mění výstupní napětí při změně vstupního.
- 8) Zatěžovací charakteristika: Výstupní napětí je závislé na výstupním proudu. Tato závislost je v katalogu znázorněna graficky, či pro zjednodušení se uvádí parametr, který uvádí maximální možnou změnu výstupního napětí, při povoleném kolísání proudu.
- 9) Minimální izolační napětí: Pro galvanické oddělení primární a sekundární strany měniče.
- 10) Odezva na změnu: Doba, za kterou se výstupní napětí ustálí na hodnotě při dané přesnosti po změně vstupního napětí.
- 11) Předzátěž: Definuje minimální otevření spínacího prvku, realizuje se zejména odporem. Měla by však být využívána pouze tam, kde může zatěžovací proud klesnout pod určenou minimální hodnotu. Tento odpor snižuje účinnost celého měniče.
- 12) Teplotní koeficient: Udává změnu výstupního napětí se změnou provozní teploty.
- 13) Výstupní napětí: Hodnota výstupního napětí při jmenovité hodnotě vstupního napětí a jmenovité hodnotě zatěžovacího proudu.
- 14) EMC vyzařování – Jedná se o jev, kdy je měnič zdrojem záření a tím pádem ovlivňuje okolní elektroniku. Normy předepisují, jaké hodnoty vyzařování jsou tolerovány, a pro které je měnič již nemožný provozovat.
- 15) EMC imunita – Je odolnost proti vyzařování z okolní elektroniky. Kdy, jsou stanoveny, tzv. funkční kritéria, které musí měnič splnit při působení vnějších zdrojů záření.
- 16) Zvlnění výstupního napětí – Parametr, který určuje míru změny výstupního napětí vlivem filtrace tohoto napětí. Jako ukazatel může sloužit činitel zvlnění
- 17) Inrush – Vzniká při zapnutí měniče, kdy ještě nejsou vstupní kondenzátory nabity a ty se chovají jako zkraty a dochází tedy ke krátkému velkému zvýšení proudu. Tento proud je nutné snížit na co nejmenší hodnotu, aby nedocházelo k poškození některých součástek.

4.3 Základní typy měničů

4.3.1 Zvyšující měnič

Zvyšující měnič, též nazývaný jako step-up, zvyšuje vstupní napětí na požadované výstupní. Využívá se například v přístrojích napájených z baterie, kde potřebujeme vyšší provozní napětí. Základní zapojení je ukázáno na obrázku 4.1.



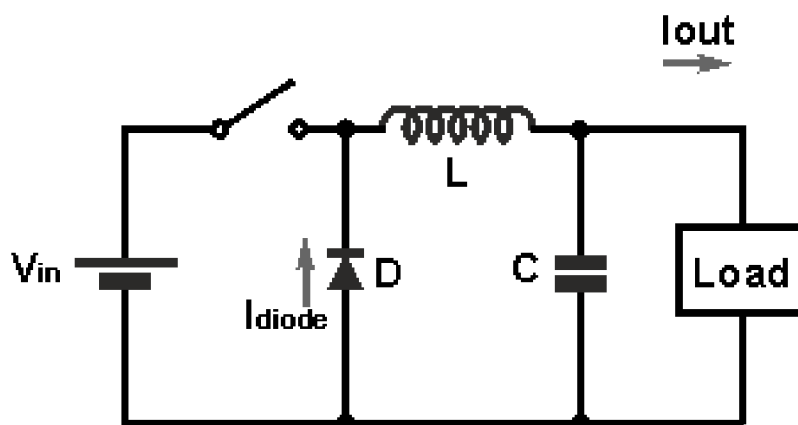
Obrázek 4.1 Principiální zapojení zvyšujícího měniče (převzato z [16]).

Nejdříve při sepnutém spínači (většinou tranzistor řízen šířkově modulovaným napětím) prochází cívkou vstupní proud, po tuto dobu cívka akumuluje energii. Po rozepnutí spínače slouží cívka jako další zdroj energie. To způsobí, že se kondenzátor C nabíjí na součet vstupního napětí a napětí cívky. Po dalším sepnutí spínače začne kondenzátor vybíjet své napětí do zátěže a cívka při sepnutí spínače opět akumuluje energii ze vstupního napětí. Pokud by zde nebyl umístěn kondenzátor, zvýšené napětí by se objevilo pouze krátkodobě jako napěťová špička. Dioda v tomto zapojení slouží jako další spínač.

Výhodou tohoto měniče je zejména skutečnost, že tranzistor pracuje s uzemněným emitorem (sourcem), a díky tomu není potřebné plovoucí buzení. Nevýhodou je nemožnost vypnutí tohoto měniče (bez přídavného spínače), dále tento měnič není odolný vůči zkratům a přetížení. [14] [15]

4.3.2 Snižující měnič

Snižující měnič, též nazývaný jako step-down, snižuje vstupní napětí na požadované výstupní napětí. Základní zapojení je ukázáno na obrázku 4.2.



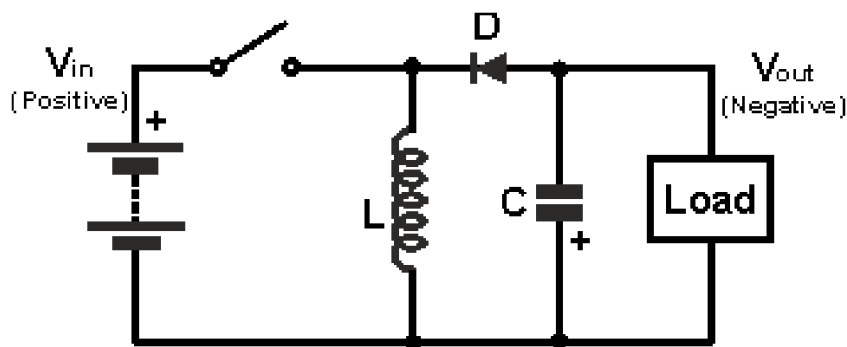
Obrázek 4.2 Principiální zapojení snižujícího měniče (převzato z [16]).

Nejdříve se při sepnutém spínači (většinou tranzistor řízen šířkově modulovaným napětím) nabíjí kondenzátor C a vzrůstá proud diodou D. Po rozepnutí spínače se proud tekoucí cívkou L začne uzavírat přes diodu, proud cívkou klesá a kondenzátor se začíná vybíjet do zátěže. Poté se opět spínač sepne a celý proces se opakuje. Pokud by nebyl zapojen kondenzátor, zátěž by byla napájena pouze po dobu sepnutí spínače a na zátěži by bylo vyšší než požadované výstupní napětí.

Nevýhodou měniče je neuzemnění emitoru (source) a tím nutnost plovoucího buzení. [14] [15]

4.3.3 Invertující měnič

Invertující měnič převádí kladné vstupní napětí na záporné výstupní napětí. Základní zapojení je ukázáno na obrázku 4.3.



Obrázek 4.3 Principiální zapojení invertujícího měniče (převzato z [16]).

Nejdříve při sepnutém spínači (většinou tranzistor řízen šířkově modulovaným napětím) prochází proud pouze cívkou L (dioda D nepropouští proud do zátěže) a ta akumuluje energii. Poté se spínač rozevírá, na cívce se indukují napětí opačného směru. Cívka se chová jako zdroj, tento zdroj nabijí kondenzátor C a zároveň tato cívka dodává proud i do zátěže. Nabíjený kondenzátor pak dále udržuje proud na zátěži i v momentě, kdy není dodáván z cívky. Pokud by nebyl kondenzátor zapojen, na zátěži by byly pouze záporné špičky naindukované z cívky.

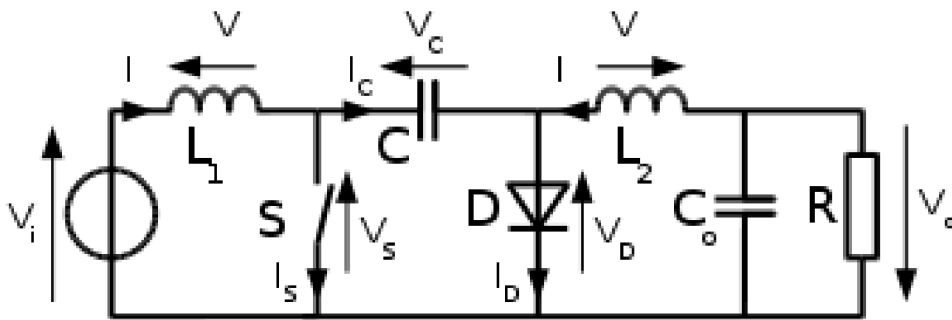
Nevýhodou je potřeba plovoucího buzení z důvodu neuzemnění emitoru (source). [14] [15]

Tyto základní typy měničů lze také kombinovat, mohou poté tedy vzniknout tzv. buck-boost měniče, snižující invertovaný či zvyšující invertovaný. [14] [15]

4.4 Topologie měničů

4.4.1 Čuk

Čuk měnič lze využít jak step-down tak i step-up měnič, což v praxi znamená, že výstupní napětí je buďto menší, anebo větší jak vstupní. Tuto skutečnost umožňuje jeho boost-buck spínací zapojení. Výstupní napětí není izolováno od vstupního. Jako hlavní prvek na úschovu energie se používá kondenzátor, čímž se liší od ostatních používajících především cívku. Tento převodník je zároveň invertující, takže výstupní napětí je záporné vůči vstupnímu. Základní zapojení topologie je na obrázku 4.4. [17] [18]



Obrázek 4.4 Principiální zapojení měniče topologie Ćuk (převzato z [19]).

Kondenzátor C slouží pro přenos energie z vstupu na výstup, a je tedy střídavě připojen ke vstupu a výstupu měniče, toto přepojování je uskutečněno pomocí přepínače (většinou se jedná o tranzistor) ve spolupráci s diodou. Indukčnosti L1 a L2 jsou využívány jako převodníky příslušného vstupního (V_i) a výstupního (V_o) zdroje na zdroje proudu příslušných napětí. To znamená, že cívka může být v krátké době považována za zdroj proudu. Tato skutečnost je nezbytná, jelikož bez cívek jako zdroje proudu by byl kondenzátor připojen přímo na zdroj napětí, proud by byl omezen pouze parazitickým odporem a tím by docházelo k velkým ztrátám energie. Nabíjení proudovým zdrojem zabraňuje omezení odporového proudu. [17] [18]

Jelikož jsou proudy z indukce zároveň vstupními i výstupními proudy, platí proto princip zachování energie:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (4.1)$$

Kde D je cyklus přepínače:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \text{ nebo } D = \frac{V_o}{V_s - V_o} \quad (4.2)$$

Kde t_{on} je doba sepnutí spínače a t_{off} je doba vypnutí spínače.

Oproti ostatním měničům je jeho velkou výhodou, že vstupní a výstupní indukty vedou k vyfiltrovanému proudu na obou stranách měniče. Tím dostáváme malé zvlnění proudu a tím i lepší účinnost. [17] [18]

Tento převodník může pracovat v kontinuálním a diskontinuálním režimu.

Kontinuální režim

Jinými slovy řečeno rovnovážný stav. V tomto režimu musí být energie v cívkách stejná na začátku i na konci jednoho cyklu přepínače. Energie je dána vzorcem:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (4.3)$$

Z tohoto vzorce nám vyplývá, že velikost proudu přes cívky musí být stejná na začátku i na konci cyklu přepínače.

Víme-li, že proud přes cívku je spojen s napětím na cívce, je možné dané napětí spočítat:

$$V_L = L \cdot \frac{dI}{dt} \quad (4.4)$$

A pokud mají kondenzátory C a C_o dostatečnou kapacitu, abychom zvlnění napětí mezi nimi považovali za zanedbatelné, pak můžeme napětí na cívkách uvažovat [17] [18]:

- Pro vypnutý stav je cívka L1 v sérii s kondenzátorem C a napájecím napětím V_i, pak je napětí:

$$V_{L1} = V_i - V_c \quad (4.5)$$

- Jelikož je dioda v propustném směru, můžeme při zanedbání poklesu napětí na diodě uvažovat velikost napětí V_{L2} jako:

$$V_{L2} = V_o \quad (4.6)$$

- V sepnutém stavu je cívka připojena přímo na vstupní napětí pak tedy:

$$V_{L1} = V_i \quad (4.7)$$

- Ve chvíli kdy je cívka L2 zapojena v sérii s kondenzátorem C a výstupním kondenzátorem C_o, napětí na cívce je poté:

$$V_{L2} = V_o + V_c \quad (4.8)$$

Diskontinuální režim

Pokud jsou cívky příliš malé nebo pod tzv. kritickou indukčností, nedosahovaly bychom kontinuálního proudu nýbrž diskontinuálního. Pro minimální indukčnost je stanoven vzorec: [17] [18]

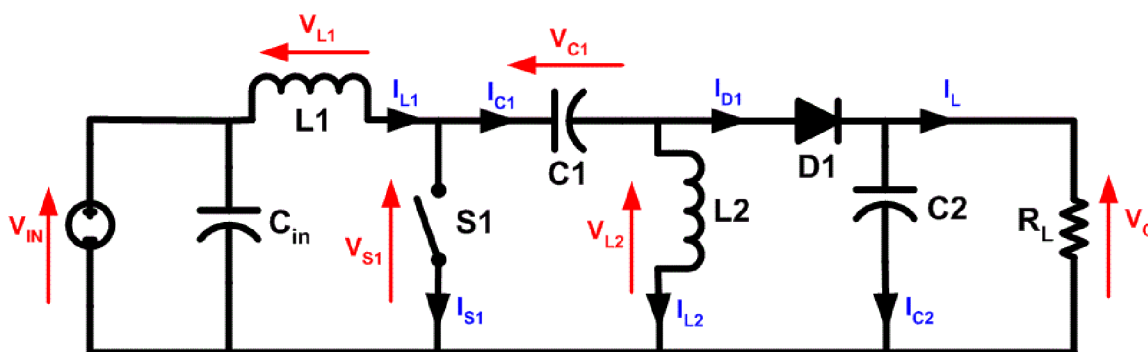
$$L_{l,\min} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot D \cdot f_s} \quad (4.9)$$

Kde f_s je spínací frekvence.

4.4.2 SEPIC

Topologie SEPIC anglickém znění single ended primary inductor converter, v českém překladu jednosměrný primární indukční převodník (měnič). Jedná se stejně jako u měniče Čuk o tzv. boost-buck spínací zapojení. To znamená, že tento měnič je schopen pracovat v režimu snižovacího měniče (step-down) či zvyšovacího (step-up). Jedna z jeho hlavních výhod spočívá v neinvertovaném napětí, tedy výstupní napětí má stejnou polaritu jako vstupní. Sériově řazený kondenzátor spojující energii ze vstupu na výstup je schopen skutečně vypnout. Další velkou výhodou tohoto měniče je schopnost

pracovat, i pokud je napětí baterie pod nebo nad požadované vstupní napětí. Základní zapojení je na obrázku 4.5. [20] [21]



Obrázek 4.5 Principiální zapojení měniče topologie SEPIC (převzato z [22]).

Pro přenos energie se používá sériově řazený kondenzátor C_1 a dvě indukčnosti L_1 a L_2 , tento přenos energie je řízen pomocí spínače (většinou se jedná o tranzistor).

Funkce boost-buck měniče je možná díky kondenzátoru C_1 a cívkě L_2 . Spínač a cívka L_1 společně generují napětí V_{S1} , jenž je vyšší než napětí vstupní. Jelikož průměrné napětí na kondenzátoru je rovno napětí vstupnímu, výstupní napětí je poté:

$$V_o = V_{S1} - V_{IN} \quad (4.10)$$

Z tohoto vztahu je patrné, že výstupní napětí bude menší než vstupní, pokud V_{S1} bude menší než dvojnásobek V_{IN} , a výstupní napětí bude větší než vstupní, pokud V_{S1} bude větší než dvojnásobek V_{IN} .

Jelikož potenciál na kondenzátoru C_1 obrací směr v každém cyklu, měl by být tento kondenzátor nepolarizovaný. V některých případech lze však použít i kondenzátor polarizovaný. Kondenzátor na vstupu C_{IN} je zde kvůli snížením účinkům parazitní indukčnosti a vnitřního odporu zdroje napájení.

Diody D_1 má rozhodující vliv na spolehlivost a účinnost tohoto měniče. Spínací doba diody musí být velmi rychlá, aby nedocházelo ke generování špiček napětí přes indukčnosti a tím jejich následné poškození. [20] [21]

Kontinuální režim

Jedná se o tzv. režim nepřetržitého vedení, který nastává, pokud proud přes cívku L_1 neklesne na nulu. V ustáleném stavu je průměrné napětí na kondenzátoru C_1 stejné jako vstupní napětí. Jelikož nám zároveň kondenzátor slouží jako filtr stejnosměrné složky proudu, je průměrný proud kondenzátoru I_{C1} nulový. Z toho vyplývá, že jediným zdrojem stejnosměrného proudu je induktor L_2 , tento proud je stejný jako proud u zátěže a proto nezávislý na vstupním napětí. Rovnice napětí obvodu:

$$V_{IN} = V_{L1} + V_{C1} + V_{L2} \quad (4.11)$$

Jelikož průměrné napětí na kondenzátoru V_{C1} je rovno vstupnímu napětí V_{IN} ,

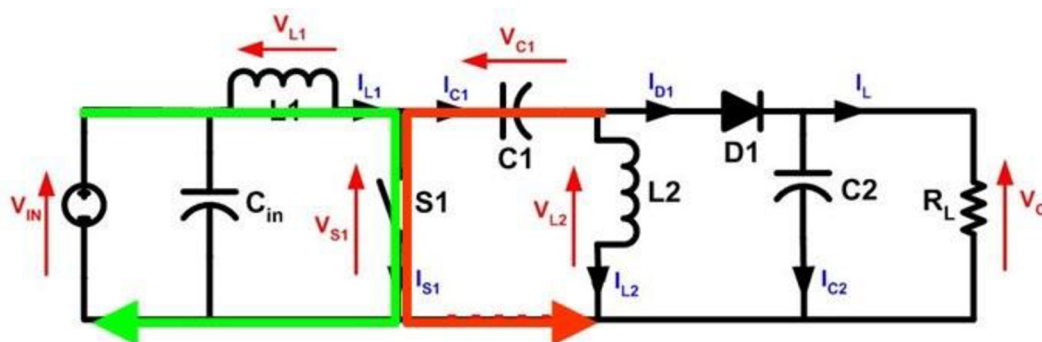
dostane po úpravě rovnice napětí obvodu:

$$V_{L1} = -V_{L2} \quad (4.12)$$

Díky této skutečnosti mohou být obě cívky navinuty na jednom jádře a jejich účinky vzájemné indukčnosti budou nulové (při správné polaritě návinu). Rovnice proudu obvodu:

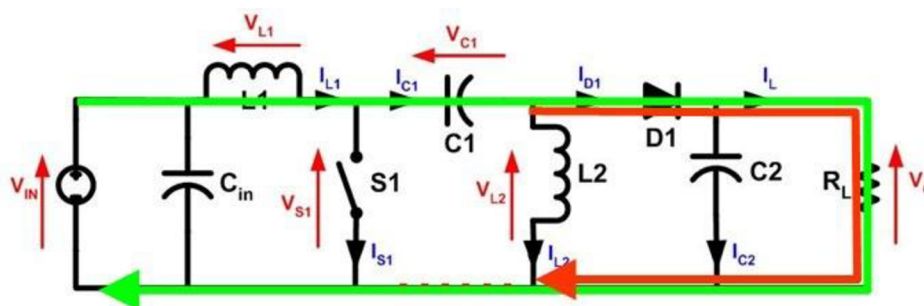
$$I_{D1} = I_{L1} - I_{L2} \quad (4.13)$$

Když je spínač (tranzistor) sepnutý, proud na cívce L_1 narůstá, energie pro toto navýšení je čerpána ze vstupního zdroje napětí. Kdežto energie dodávaná do cívky L_2 na zvýšení proudu I_{L2} je čerpána z kondenzátoru C_1 , jak je znázorněno na obrázku 4.6.



Obrázek 4.6 Princip topologie SEPIC v kontinuálním režimu pro sepnutý spínač (převzato z [22]).

Pokud je spínač (tranzistor) vypnutý, proud I_{C1} se stává stejným proudem jako I_{L1} , proud I_{L2} je stále záporným a na zátěži se přidává k proudu I_{L1} a tím se zvýší proud na zátěži. Během vypnutého spínače je tedy energie do zátěže dodávána z cívek L_1 a L_2 . Avšak zároveň energie z cívky L_1 dobíjí kondenzátor C_1 , který v sepnutém stavu dodává energii do cívky L_2 , jak je znázorněno na obrázku 4.7. [20] [21]



Obrázek 4.7 Princip topologie SEPIC v kontinuálním režimu pro vypnutý spínač (převzato z [22])

Kde D je cyklus přepínače:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_{IN}} \quad (4.14)$$

Diskontinuální režim

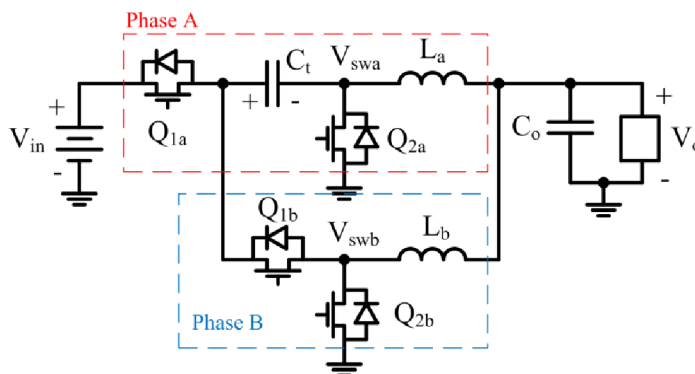
Tento stav nastává, pokud proud cívky L_1 může klesnout na nulu. [20] [21]

4.4.3 Series Capacitor Buck (Buck se sériovým kondenzátorem)

Jedná se o step-down měnič, který spojuje spínaný kondenzátorový obvod s vícefázovým buckem (snižující napětí). Sériový kondenzátor, který má velikost napětí poloviční vstupního napětí, poskytuje 2:1 snížení napětí. Z pohledu výstupního filtru vypadá jako buck konvertor s polovinou vstupního napětí. Převodník má provozní cyklus (duty cycle) omezen na polovinu, to společně s omezením napětí vlivem kondenzátoru způsobí, že výstupní napětí může dosahovat maximálně čtvrtinové hodnoty napětí vstupního. Principiální zapojení je na obrázku 4.8. [23] [24]

Tento typ měniče umožňuje efektivní a vysokofrekvenční provoz na mnohem menších rozměrech. Má několik pozitivních vlastností jako nižší spínací ztrátu, menší zvlnění proudu cívky, automatické vyrovnávání proudu cívky a měkké nabíjení sériového kondenzátoru. [23] [24]

Nevýhodou tohoto zapojení je maximální vstupní napětí a nepraktické vylučování fází.



Obrázek 4.8 Principiální zapojení měniče topologie Series capacitors (převzato z [23]).

Nejdříve se sepne spínač Q_{1a} (spínač fáze A), sériový kondenzátor C_t je poté připojen na vstup. Jelikož jmenovité napětí na sériovém kondenzátoru je polovina vstupního, bude napětí V_{swa} (spínací napětí fáze A) zhruba polovina vstupního napětí. Proud cívky L_a (cívka fáze A) se zvyšuje trojúhelníkovým způsobem a zároveň se nabíjí kondenzátor C_t . Během toho momentu je proud kondenzátoru C_t stejně velký jako proud cívkou L_a . Spínač Q_{2b} je v tomto kroku sepnutý a spojuje uzel spínače B (V_{swb}) se zemí. Tím pádem se proud cívky L_b snižuje lineárně.

V druhém kroku jsou spínače Q_{2a} a Q_{2b} sepnuty, tím dojde ke spojení V_{swa} a V_{swb} se zemí. Proud cívky L_a a L_b snižují svoji energii lineárně. A jelikož sériový kondenzátor nemá žádný proud $I_c=0$, napětí na sériovém kondenzátoru V_{Ct} zůstává konstantní.

Ve třetím kroku je stále zapnutý přepínač Q_{2a} a spojuje V_{swa} se zemí. Tento přepínač také spojuje negativní stranu C_t s kostrou. Při zapnutí spínače Q_{1b} (spínač fáze B) se kladná strana kondenzátoru C_t připojuje k V_{swb} . V tento moment se chová kondenzátor C_t jako vstupní kondenzátor pro fázi B. Proud I_{Lb} se zvyšuje a současně se vybíjí kondenzátor C_t . Proud cívkou I_{La} se stále snižuje.

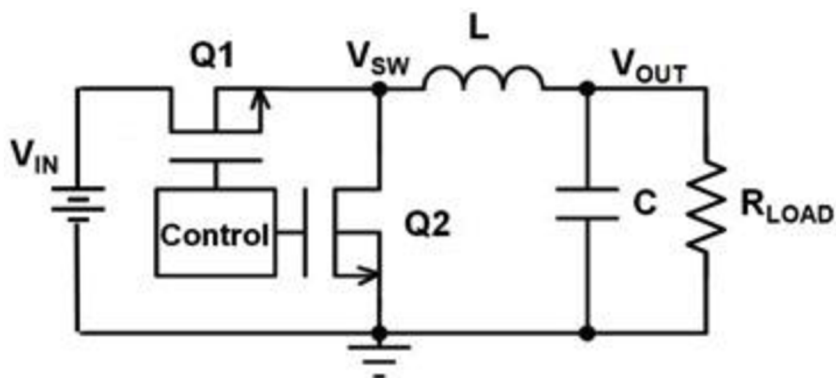
Poslední krok je totožný s druhým, tedy Q2b a Q2a jsou zapnuté a V_{SWa} a V_{SWb} jsou spojeny se zemí. Proud I_{La} a I_{Lb} se stále snižují a napětí na kondenzátoru V_{Ct} je konstantní. Po tomto kroku se celý cyklus opakuje.[23] [24]

Vzorec pro výpočet pracovního cyklu D:

$$D = \frac{2V_o}{V_{IN}} \quad (4.15)$$

4.4.4 Synchronní buck

Jedná se o step-down konvertor, který svým principem vychází z klasického bucku, pouze se dioda v zapojení nahrazuje rychlejším spínačem v podobě tranzistoru. Zapojení je znázorněno na obrázku 4.9.



Obrázek 4.9 Principiální zapojení meniče topologie Synchronous buck (převzato z [25]).

Při použití diody dochází k úbytku napětí zhruba o 0,5 V až 1 V, kdežto při použití tranzistorového MOSFET spínače dochází k úbytkům napětí o 0,3 V a méně. Díky tomuto menšímu úbytku napětí se účinnost zlepšuje až o 5 %.

Aby spínání bylo synchronní, je spínání tranzistorů řízeno kontrolérem (regulátorem), který reguluje i velikost zvlnění výstupního napětí. Pokud výstupní napětí klesne pod námi stanovenou úroveň, regulátor sepne spínač (tranzistor) Q1 a vypne spínač Q2. Zároveň se ukládá energie do cívky L a napájí se výstupní zátěž. Když výstupní napětí přesáhne stanovenou mez, regulátor vypíná spínač Q1 a sepne spínač Q2. Vlivem sepnutého spínače Q2 je obvod přes zátěž opět uzavřen a energii do obvodu je dodávána z cívky L. Díky kontrolérům nikdy nedojde k současnému sepnutí obou spínačů Q1 a Q2. Pokud by nastala situace současného sepnutí obou spínačů, pak by klesla účinnost na mnohem nižší hodnotu a mohlo by dojít k možnému zničení spínačů. [25] [26]

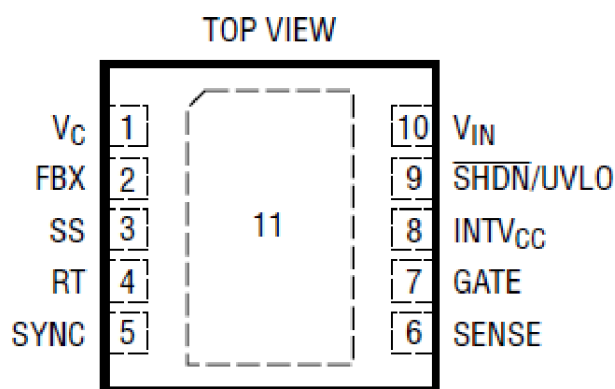
Vzorec pro výpočet pracovního cyklu D:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (4.16)$$

5 NÁVRH

5.1 SEPIC LT3758

Jedná se o DC/DC měnič s vysokým vstupním rozsahem napětí 5,5 až 100 V, tento integrovaný obvod je schopen generovat, jak kladné, tak i záporné výstupní napětí. Zapojení tohoto obvodu je možné do tří topologií, těmi jsou SEPIC, flyback či invertující měnič. U tohoto integrovaného obvodu je možné nastavit pracovní frekvenci od 100 kHz do 1 MHz pomocí připojení externího rezistoru. Klidový vypínací proud je menší než 1 μA , díky čemuž je tento ideální pro systémy napájeny z baterií. Integrovaný obvod má možnost tzv. funkce soft start, tato funkce minimalizuje velký vstupní proud tím, že postupně zvyšuje limit spínacího proudu při spouštění a tím zpomaluje rychlost vzestupu výstupního napětí a snižuje špičkový proud při spuštění měniče. Na obrázku 5.1 je znázorněné rozložení pinů integrovaného obvodu. [31]



Obrázek 5.1 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LT3758 (Převzato z [31]).

5.1.1 Vlastní návrh obvodu

Rovnice pro výpočty použitých součástek jsou použita z technické dokumentace tohoto IO [31]

Požadované parametry

Minimální vstupní napětí $V_{IN(MIN)}$: 36 V

Maximální vstupní napětí $V_{IN(MAX)}$: 52 V

Výstupní napětí V_{OUT} : 8 V

Výstupní proud: 3,5 A

Interní spínací frekvence

Nastavení interní spínací frekvence se provádí pomocí připojení externího rezistoru na pin RT, velikost tohoto rezistoru je dána tabulkou viz obrázek 5.2. Pro toto zapojení byla vybrána spínací frekvence 400 kHz, které odpovídá rezistor o velikosti $R_T=30,9 \text{ k}\Omega$.

Table 1. Timing Resistor (R_T) Value

SWITCHING FREQUENCY (kHz)	R_T (k Ω)
100	140
200	63.4
300	41.2
400	30.9
500	24.3
600	19.6
700	16.5
800	14
900	12.1
1000	10.5

Obrázek 5.2 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [31]).

Pracovní cyklus

V prvním kroku je nutné spočítat tzv. pracovní cyklus (D_{max}), který je vypočítán pomocí vstupního napětí $V_{IN(MIN)}$, výstupního napětí V_{OUT} a napětí na diodě V_D .

$$D_{max} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + V_D} = 0,19625 \quad (5.1)$$

Volba induktoru

V zapojení jsou obsaženy dva induktory L1 a L2, tyto induktory mohou být nezávislé nebo navinuté na stejném jádře, díky navinutí obou cívek na jedno jádro se vyzařované energie cívek navzájem vyruší.

Nejdříve je vypočten proud cívkou L1, který odpovídá maximálnímu vstupnímu napětí $I_{IN(MAX)}$ viz rovnice (5.2).

$$I_{L1(MAX)} = I_{IN(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} = 0,85458 \text{ A} \quad (5.2)$$

Kde, $I_{O(MAX)} = 3,5 \text{ A}$, jedná se o maximální výstupní proud.

Dále je určen proud cívkou L2, který odpovídá požadovanému maximálnímu výstupnímu proudu.

$$I_{L2(MAX)} = I_{O(MAX)} = 3,5 \text{ A} \quad (5.3)$$

Z proudu cívek L1 a L2 je vypočten spínací proud.

$$I_{SW(MAX)} = I_{L1(MAX)} + I_{L2(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} = 4,35458 \text{ A} \quad (5.4)$$

Ze spínacího proudu je dále určen špičkový spínací proud.

$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} = 4,79 \text{ A} \quad (5.5)$$

Kde, χ je zvlnění špičkového přepínacího proudu, pro počáteční výpočty je vhodné

zvolit $\chi = 0,2$.

Rovnice (5.6) udává zvlnění spínacího proudu a rovnice (5.7) udává zvlnění proudu cívek.

$$\Delta I_{SW} = \chi \cdot I_{SW(MAX)} = 0,87092 \text{ A} \quad (5.6)$$

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = 0,5 \cdot \Delta I_{SW} = 0,43546 \text{ A} \quad (5.7)$$

Pokud jsou použity dvě cívky navinuty na jednom společném jádře výsledná indukce je vypočtena dle rovnice (5.8)

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f} \cdot D_{max} = 20,2 \mu\text{H} \quad (5.8)$$

Zvolena hodnota $L=L2= 22 \mu\text{H}$.

Při použití dvou cívek nezávislých na sobě je použit pro výpočet obou cívek využit rovnice (5.9).

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{0,5 \cdot \Delta I_{SW} \cdot f} \cdot D_{max} = 40,6 \mu\text{H} \quad (5.9)$$

Snímací odpor

Podle rovnice (5.10) je vypočten odpor pro měření proudu, a to pomocí špičkového spínacího proudu a konstanty získané z dokumentace.

$$R_{SENSE} = \frac{80 \text{ mV}}{I_{SW(PEAK)}} = 16,7 \text{ m}\Omega \quad (5.10)$$

Zvolena hodnota $R_{SENSE}= 16 \text{ m}\Omega$.

Proud výstupní diodou

Proud výstupní diodou je určen pomocí výstupního proudu, pracovního cyklu a očekávaného zvlnění.

$$I_{D(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1-D_{MAX}} = 4,79 \text{ A} \quad (5.11)$$

Výstupní kondenzátor

Podle rovnice (5.12) je určen minimální požadovaná velikost kondenzátoru umístěného na výstupu celého měniče.

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0,01 \cdot V_{OUT} \cdot f} \geq 100 \mu\text{F} \quad (5.12)$$

Zvolená hodnota $C_{OUT}= 100 \mu\text{F}$, ke které jsou zvoleny dva keramické kondenzátory pro korekci případného zvlnění.

Zpětná vazba

Zpětná vazba slouží pro udržení přesné hodnoty výstupního napětí. Jedná se o

odporový dělič, jehož střed je připojen na pin FB.

Odporový dělič je vypočten pomocí výstupního napětí, referenčního napětí integrovaného obvodu a volbou jednoho z rezistorů. Zvoleným rezistorem byl R2 s hodnotou R2= 107 kΩ

$$V_{OUT} = 1,6 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \rightarrow R1 = \frac{1,6 \cdot R2}{V_{OUT} - 1,6} \quad (5.13)$$

$$R1 = 26,7 \text{ k}\Omega$$

Zvolena hodnota R1= 26,7 kΩ.

Práh vypnutí a sepnutí integrovaného obvodu

Tento práh je nastaven pomocí odporového děliče R3 a R4 připojeného na pin SHDN/UVLO. Tento práh určuje hodnotu, pod kterou pokud klesne vstupní napětí, dochází k vypínání obvodu. Pokud vstupní napětí dosáhne vyšší hodnoty než je tento práh obvod se opět spouští.

Pro výpočet prahu vypnutí je využito vnitřního referenčního napětí 1,22 V, dále je nutné zvolit jeden z rezistorů, v tomto případě byl zvolen R4= 5,1 kΩ, $V_{VIN,FALLING}$ odpovídá minimálnímu vstupnímu napětí $V_{IN(MIN)}$.

$$V_{VIN,FALLING} = 1,22 \cdot \left(\frac{R3+R4}{R4}\right) \rightarrow R3 = \frac{R4 \cdot (-1,22 + V_{VIN,FALLING})}{1,22} \quad (5.14)$$

$$R3 = 145,4 \text{ k}\Omega$$

Zvolena hodnota R3 = 143 kΩ.

$$V_{VIN,FALLING} = 35,427 \text{ V}$$

Pro nastavení prahu sepnutí je využito napěťového prahu pro vypnutí a malého vnitřního zdroje 2 μA.

$$V_{VIN,RISING} = 2\mu A \cdot R3 + V_{VIN,FALLING} \quad (5.15)$$

$$V_{VIN,RISING} = 38,86 \text{ V}$$

DC spojovací kondenzátor

Tento kondenzátor je umístěn mezi cívkami L1 a L2, slouží pro snížení zvlnění proudu a je určen pomocí spínací frekvence, výstupního proudu a pracovního cyklu.

$$C_{DC} = \frac{I_{O(MAX)} \cdot D_{max}}{f \cdot 0,15} = 11,4 \mu F \quad (5.16)$$

Zvolena hodnota C_{DC}= 10 μF.

Soft Start

Tímto kondenzátorem je nastavena doba soft startu, tedy doba než výstupní napětí vzroste na požadovanou hodnotu.

$$C_{SS} = \frac{10\mu A \cdot T_{SS}}{1,25 V} = 0,472 \mu F \quad (5.17)$$

Zvolena hodnota $C_{SS} = 0,47 \mu F$.

Kde, T_{SS} je doba soft startu, $T_{SS} = 59 \text{ ms}$.

Kompence

Kompence vnitřního chybového zesilovače je řešena pomocí RC článku připojeného na pin VC, k tomuto článku je dále ještě připojen jeden kondenzátor pro snížení zvlnění výstupního proudu.

Nejdříve je vypočtena frekvence tzv. Right-half-plane zero.

$$f_{RHPZ} = \frac{(1-D_{max})^2 \cdot V_{OUT}}{2 \cdot \pi \cdot D_{max} \cdot L \cdot 0,5 \cdot I_{O(MAX)}} = 118,16 \text{ kHz} \quad (5.18)$$

Dále je určena rezonanční frekvence obvodu.

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_{DC}}} = 7,39 \text{ kHz} \quad (5.19)$$

Poslední potřebnou frekvencí je tzv. crossover (přechodná) frekvence.

$$f_C = \frac{f_R}{6} = 1,23 \text{ kHz} \quad (5.20)$$

Pomocí vypočtených frekvencí jsou poté určeny kompenzační kondenzátory C_{C1} a C_{C2} . Je nutné zvolit kompenzační rezistor RC, pro tento případ je zvolen $RC = 5,1 \text{ k}\Omega$.

$$C_{C1} = \frac{4}{2 \cdot \pi \cdot f_C \cdot RC} = 0,1 \mu F \quad (5.21)$$

Zvolena hodnota $C_{C1} = C_C = 0,1 \mu F$.

$$C_{C2} = \frac{C_{OUT} \cdot ESR}{RC} = 64,7 \mu F \quad (5.22)$$

Zvolena hodnota $C_{C2} = C_1 = 68 \text{ pF}$.

Výkonové ztráty na tranzistoru

$$P_{FET} = I_{SW(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} + 2 \cdot (V_{IN(MIN)} + V_{OUT})^2 \cdot I_{L(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f = 2,820 \text{ W} \quad (5.23)$$

Kde, C_{RSS} je reverzní přenosová kapacita $C_{RSS} = 425 \text{ pF}$

$R_{DS(ON)}$ je odpor mezi drain – source $R_{DS(ON)} = 160 \text{ m}\Omega$

Další volené součástky

Kondenzátor připojen na piny INTVcc $C_{VCC} = 4,7 \mu F$, tato hodnota je doporučena v technické dokumentaci obvodu.

Rezistor připojený mezi pin GATE a gate tranzistoru Q1, $R_5 = 0 \Omega$ slouží pro případnou korekci řídicího proudu tranzistoru.

Dioda D1, je schottkyho dioda s propustným proudem 5 A a závěrným napětím 100 V.

Řídící tranzistor Q1 s průrazným napětím 100 V a trvalým proudem kolektoru 10 A.

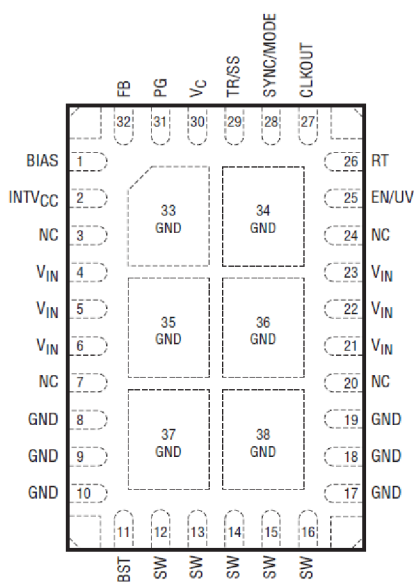
Jako vstup (J1) a výstup (J2) je voleny konektory zapájené do DPS.

Součástí zapojení je i vstupní filtr, tento filtr je řešen v další kapitole simulace.

V příloze je poté uvedeno celkové zapojení obvodu a také tabulka obsahující jednotlivé komponenty zapojení a také jejich celkovou pořizovací cenu.

5.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

Jedná se o měnič druhé generace skupiny zvané Silent Switcher, tato skupina minimalizuje EMI/EMC emise při vysoké účinnosti až 95% na vysoké spínací frekvenci, tyto spínací frekvence lze nastavovat na hodnoty od 200 kHz do 2,2 MHz, tato frekvence je nastavitelná pomocí externího rezistoru. Tento integrovaný obvod má integrované blokovací kondenzátory pro optimalizaci rychlých proudových smyček a tím usnadňuje dosažení nižších EMI. Z tohoto důvodu je také vybrán pro tento návrh. Vstupní napětí může mít rozmezí 3,5 V až 65 V. Díky velkým spínacím frekvencím se dosahuje menší celkové velikosti návrhu. Tento integrační obvod má externí kompenzaci přes pin VC. Lze dosáhnout výstupního zvlnění menšího než 10 mVp-p. Na obrázku 5.3 je znázorněné rozložení pinů integrovaného obvodu. [32]



Obrázek 5.3 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LT8645S (Převzato z [32]).

5.2.1 Vlastní návrh obvodu

Rovnice pro výpočty použitých součástek jsou použita z technické dokumentace tohoto IO [32]

Požadované parametry

Minimální vstupní napětí $V_{IN(MIN)}$: 36 V

Maximální vstupní napětí $V_{IN(MAX)}$: 52 V

Výstupní napětí V_{OUT} : 8 V

Výstupní proud: 3,5 A

Interní spínací frekvence

Nastavení interní spínací frekvence se provádí pomocí připojení externího rezistoru na pin R_T , velikost tohoto rezistoru je dána tabulkou viz obrázek 5.4. Pro toto zapojení byla vybrána spínací frekvence 400 kHz, které odpovídá rezistor s hodnotou $R_T=110 \text{ k}\Omega$.

Table 1. SW Frequency vs R_T Value

f_{sw} (MHz)	R_T (k Ω)
0.2	232
0.3	150
0.4	110
0.5	88.7
0.6	71.5
0.7	60.4
0.8	52.3
1.0	41.2
1.2	33.2
1.4	28.0
1.6	23.7
1.8	20.5
2.0	17.8
2.2	15.8

Obrázek 5.4 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [32]).

Zpětná vazba

Zpětná vazba slouží pro udržení zvolené hodnoty výstupního napětí. Jedná se o odporový dělič, jehož střed je připojen na pin FB.

V tomto výpočtu je nutné zvolit jeden z rezistorů v tomto případě $R_2=118 \text{ k}\Omega$

$$R_1 = R_2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{0,97} - 1 \right) = 855,2 \text{ k}\Omega \quad (5.24)$$

Zvolena hodnota $R_1=866 \text{ k}\Omega$.

Ke zpětné vazbě je také připojen fázový kondenzátor, jehož hodnota je volena mezi 1 pF a 10 pF.

Zvolena hodnota $C_1=10 \text{ pF}$.

Volba cívky

Na velikost této cívky je využita rovnice (5.25).

$$L = \left(\frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{f} \right) \cdot 0,4 = 8,2 \text{ }\mu\text{H} \quad (5.25)$$

Zvolena hodnota $L=22 \text{ }\mu\text{H}$.

Práh vypnutí obvodu

Práh vypnutí je nastaven pomocí odporového děliče R3 a R4, který je připojen na pin EN/UV. Tento práh určuje hodnotu, pod kterou pokud klesne vstupní napětí, dochází k vypínání obvodu. Pokud vstupní napětí dosáhne vyšší hodnoty než je, tento práh obvodu se opět spouští. Referenční napětí tohoto obvodu je 1,01 V.

Pro tento výpočet je nutné zvolit jeden z rezistorů, v tomto případě byl zvolen rezistor R4=25 kΩ, a $V_{IN(EN)}$ odpovídá minimálnímu vstupnímu napětí $V_{IN(MIN)}$

$$V_{IN(EN)} = 1,01 \cdot \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right) \rightarrow R3 = \frac{(V_{IN(EN)} \cdot R4) - 1,01}{1,01} \quad (5.26)$$

$$R3 = 891,1 \text{ k}\Omega$$

Zvolena hodnota R3= 866 kΩ.

$$V_{IN(EN)} = 35,148 \text{ V}$$

Výstupní proud

Nejdříve je potřebné určit velikost zvlnění proudu na cívce dle rovnice (5.27), ze kterého je určen výsledný maximální výstupní proud (5.28).

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) = 2,0638 \text{ A} \quad (5.27)$$

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2} = 10,2 \text{ A} \quad (5.28)$$

Kde, I_{LIM} je maximální spínací proud, jeho hodnota je určena z dokumentace jako $I_{LIM} = 11 \text{ A}$.

Výstupní kondenzátor

Podle rovnice (5.29) je určen minimální požadovaná velikost kondenzátoru umístěného na výstupu celého měniče.

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0,01 \cdot V_{OUT} \cdot f} \geq 100 \mu\text{F} \quad (5.29)$$

Zvolena hodnota $C_{OUT} = 100 \mu\text{F}$, ke kterému jsou zvoleny dva keramické kondenzátory pro korekci případného zvlnění.

Vstupní kondenzátor

V technické dokumentaci od tohoto integrovaného obvodu je doporučeno pro nízké EMI a EMC použít, vstupní kondenzátor o velikosti $C_{in3} = 4,7 \mu\text{F}$ a pak dále v těsné blízkosti pinů V_{IN1-3} a V_{IN4-6} kondenzátory $C_{opt1}/C_{opt2} = 0,47 \mu\text{F}$.

Další volené součástky

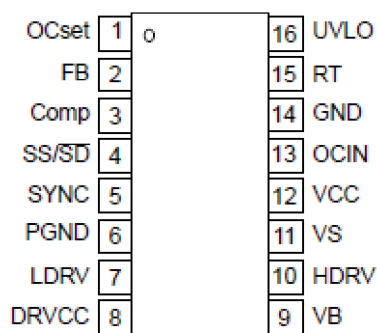
Jako vstup (J1) a výstup (J2) je voleny konektory zapájené do DPS.

Součástí zapojení je i vstupní filtr, tento filtr je řešen v další kapitole simulace.

V příloze je poté uvedeno celkové zapojení obvodu a také tabulka obsahující jednotlivé komponenty zapojení a také jejich celkovou pořizovací cenu.

5.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Jedná se o PWM kontrolér pro vysoko výkonové synchronní buck DC/DC měniče. Velikost vstupního napětí je až 100 V. Řízení je realizováno pomocí dvojice externích N-MOSFET tranzistorů. Spínací frekvence tohoto integrovaného obvodu je programovatelná od 25 kHz do 500 kHz pomocí externího rezistoru. Výstupní napětí je možné regulovat pomocí vnitřního trimovaného referenčního napětí. Tento obvod má opět funkci tzv. soft- startu. Na obrázku 5.5 je znázorněné rozložení pinů integrovaného obvodu. [33]



Obrázek 5.5 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu NCP1034 (Převzato z [33]).

5.3.1 Vlastní návrh obvodu

Rovnice pro výpočty použitých součástek jsou použita z technické dokumentace tohoto IO [33]

Požadované parametry

Minimální vstupní napětí $V_{IN(MIN)}$: 36 V

Maximální vstupní napětí $V_{IN(MAX)}$: 52 V

Výstupní napětí V_{OUT} : 8 V

Výstupní proud: 3,5 A

Interní spínací frekvence

Tento integrovaný obvod má možnost dvou hodnot frekvencí oscilátoru, jak znázorňuje obrázek 5.6, těmi jsou 200 kHz a 375 kHz. Pro toto zapojení je zvolena spínací frekvence 375 kHz, které odpovídá rezistor o velikosti $R_T=10\text{ k}\Omega$ připojeného na pin RT.

Frequency	F_S	$R_T = 20\text{ k}\Omega$ $R_T = 10\text{ k}\Omega$	170 320	200 375	230 430	kHz
-----------	-------	--	------------	------------	------------	-----

Obrázek 5.6 Tabulka volby velikosti odporu na velikosti frekvence (Převzato z [33]).

Nastavení prahu vypnutí a zapnutí

Tento práh je nastaven pomocí odporového děliče R4 a R5 připojeného na pin SHDN/UVLO. Tento práh určuje hodnotu, pod kterou pokud klesne vstupní napětí, dochází k vypínání obvodu. Pokud vstupní napětí dosáhne vyšší hodnoty než je tento práh, obvod se opět spouští.

Pro výpočet prahu pro vypnutí je využito vnitřního referenčního napětí 1,15 V, dále je nutné zvolit jeden z rezistorů v tomto případě byl zvolen R4= 107 kΩ, V_{VIN,FALLING} odpovídá minimálnímu vstupnímu napětí V_{IN(MIN)}.

$$V_{UVLO,falling} = 1,15 \cdot \left(\frac{R4}{R5} + 1 \right) \rightarrow R5 = \frac{1,15 \cdot R4}{V_{UVLO,falling} - 1,15} \quad (5.30)$$

$$R5 = 3530 \Omega$$

Zvolena hodnota R5= 3,57 kΩ.

$$V_{UVLO,falling} = 35,617 V$$

Pro nastavení prahu zapnutí je využito referenčního napětí 1,25 V a odporového děliče R4a R5.

$$V_{UVLO,RISING} = 1,25 \cdot \left(\frac{R4}{R5} + 1 \right) \quad (5.31)$$

$$V_{UVLO,RISING} = 38,72 V$$

Zvlnění proudu

Míra zvlnění proudu je uvažována mezi 20% až 50%, pro tento výpočet je uvažované zvlnění 20% a je aplikováno na výstupní proud.

$$\Delta I_{Lmax} = 0,2 \cdot I_O = 0,7 A \quad (5.32)$$

Volba cívky

Volba induktoru je založena na uvažování frekvence vnitřního oscilátoru, vstupní a výstupního napětí. Vysoké hodnoty induktoru mají nižší zvlnění proudu, pomalejší přechodové odezvy a vyšší účinnost.

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{\Delta I_{Lmax} \cdot f} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{INmax}} \right) = 25,7 \mu H \quad (5.33)$$

Zvolena hodnota L=L2= 33 μH.

Výstupní kondenzátor

Nejnižší potřebná kapacita výstupního kondenzátoru je vypočtena podle rovnice (5.34).

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot (\Delta V_{OUT} - \Delta I_L \cdot ESR)} \geq 3,33 \mu F \quad (5.34)$$

Kde, ESR je ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru, zde je ESR= 100 mΩ

ΔV_{OUT} je zvlnění výstupního napětí.

Zvolena hodnota C_{OUT} je paralelní kombinací čtyř kondenzátorů C6, C7, C11, C14 s hodnotou 22 μF, ke kterým jsou zvoleny další dva keramické kondenzátory pro korekci případného zvlnění.

Vstupní kondenzátor

Minimální hodnota vstupního kondenzátoru je určena podle rovnice (5.35).

$$C_{IN} \geq \frac{I_O \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}})}{f \cdot \Delta V_{IN}} \geq 13 \mu F \quad (5.35)$$

Zvolena hodnota C_{IN} = 47 μF, ke kterému jsou zvoleny dva keramické kondenzátory pro korekci případného zvlnění.

Soft start

Pro nastavení soft startu je nutné připojit kondenzátor na pin SS/SD. Čas soft startu musí být minimálně 10 krát delší než je čas potřebný pro nabíjení kompenzační sítě.

$$C_{SS} = 15 \cdot 10^{-6} \cdot T_{SS} = 218 \text{ nF} \quad (5.36)$$

Zvolena hodnota C_{SS} = C1 = 220 nF.

Kde, T_{SS} čas soft startu, T_{SS} = 145 ms.

Kompenzace

Obvod kompenzace, provádí kompenzaci vnitřního chybového zesilovače, pomocí kompenzačního obvodu, kterým je RC článek připojen k pinu COMP.

Rezonanční frekvence výkonového stupně (výstupní LC filtr), je spočítán pomocí rovnice (5.37).

$$f_{P0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{OUT}}} = 4043,3 \text{ Hz} \quad (5.37)$$

První frekvenční nula tohoto LC filtru je spočítána pomocí výstupní kapacity a ESR výstupního kondenzátoru viz rovnice (5.38).

$$f_{Z0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{OUT} \cdot ESR} = 33,9 \text{ kHz} \quad (5.38)$$

Z těchto prvních nul a pólů, lze vypočítat další frekvenční nuly a póly, pomocí kterých jsou dále určeny hodnoty prvků kompenzačního obvodu.

$$f_{Z1} = 0,75 \cdot f_{P0} = 3032,46 \text{ Hz} \quad (5.39)$$

$$f_{Z2} = f_{P0} = 4043,3 \text{ Hz} \quad (5.40)$$

$$f_{P2} = f_{Z0} = 33,9 \text{ kHz} \quad (5.41)$$

$$f_{P3} = \frac{f_S}{2} = 187,5 \text{ kHz} \quad (5.42)$$

$$f_0 = 0,125 * f_S = 46,875 \text{ kHz} \quad (5.43)$$

Kde, f_S je vnitřní spínací frekvence.

Rezistor pro kompenzaci je určen pomocí vnitřní transkonduktance integrovaného obvodu

$$RC1 \gg \frac{2}{g_m} \gg 635 \Omega \quad (5.44)$$

Zvolena hodnota $RC1 = R8 = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Kde, g_m je vnitřní transkonduktance integrovaného obvodu, její hodnota je $g_m = 3150 \mu\text{S}$.

Kompenzační kondenzátory jsou vypočteny pomocí rovnic (5.45 a 5.46)

$$C_{CC1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Z1} \cdot R8} = 11,2 \text{ nF} \quad (5.45)$$

Zvolena hodnota $C_{CC1} = C9 = 12 \text{ nF}$.

$$C_{CC2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{P3} \cdot R8} = 181 \text{ pF} \quad (5.46)$$

Zvolena hodnota $C_{CC2} = C8 = 180 \text{ pF}$.

Tento integrovaný obvod nabízí i kompenzaci zpětné vazby obvodu a to opět pomocí RC článku, za pomoci již vypočtených frekvencí jak je patrné z rovnic (5.47) a (5.48)

$$C_{FB1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L \cdot V_{RAMP} \cdot C_{OUT}}{V_{IN} \cdot RC1} = 4,05 \text{ nF} \quad (5.47)$$

Zvolena hodnota $C_{FB1} = C10 = 4,7 \text{ nF}$.

$$R_{FB1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L \cdot V_{RAMP} \cdot C_{OUT}}{V_{IN} \cdot RC1} = 1,16 \text{ k}\Omega \quad (5.48)$$

Zvolena hodnota $R_{FB1} = R11 = 1,15 \text{ k}\Omega$.

Zpětná vazba

Zpětná vazba je realizována pomocí odporového děliče $R1$ a $R2$ připojeného na pin FB. Jelikož je použita kompenzace i na tuto zpětnou vazbu, do výpočtu jsou pak započteny i součástky z kompenzačního RC článku viz rovnice (5.49).

$$R1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{FB1} \cdot f_{Z2}} - R_{FB1} = 8,58 \text{ k}\Omega \quad (5.49)$$

Zvolena hodnota $R1 = R9 = 8,66 \text{ k}\Omega$.

$$R2 = \frac{V_{ref} \cdot R1}{V_{OUT} - V_{ref}} = 1603,7 \Omega \quad (5.50)$$

Zvolena hodnota $R2=R10 = 1,6 \text{ k}\Omega$.

Vstupní odpor

Pro získání napájecího napětí ze vstupního napětí je na vstup pinu VCC umístěn odpor jehož maximální hodnota je vypočtena dle rovnice (5.51)

$$R < \frac{V_{INmin} - V_{CC}}{I_{CS} + I_{CD} + I_{ZT}} < 3,95 \text{ k}\Omega \quad (5.51)$$

Zvolena je paralelní kombinace pěti rezistorů R6, R12 – R15, každý s odporem $10 \text{ k}\Omega$, celkový odpor je pak $R = 2 \text{ k}\Omega$. Tato metoda je volena kvůli rozložení ztrátového výkonu na více rezistorů.

Výkonové ztráty na tranzistoru

Pro počítání výkonových ztrát na tranzistorech v tomto obvodu jsou nejdříve vypočteny ztráty induktivní, kdy se výpočet pro jednotlivé tranzistory mnění viz rovnice (5.52) a (5.53), poté je dále proveden výpočet ztráty vlivem spínání tranzistoru viz rovnice (5.54).

$$P_{CON_HFET} = I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)H} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 0,25 \text{ W} \quad (5.52)$$

$$P_{CON_LFET} = I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 0,32 \text{ W} \quad (5.53)$$

$$P_{SW} = \frac{V_{DS(OFF)}}{2} \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f \cdot I_{OUT} \quad (5.54)$$

$$P_{SWH} = 0,921 \text{ W}$$

$$P_{SWL} = 1,38 \text{ W}$$

Kde, $R_{DS(ON)H}$ je odpor drain-source pro vyšší FET $R_{DS(ON)H} = 122 \text{ m}\Omega$

$R_{DS(ON)L}$ je odpor drain-source pro nižší FET $R_{DS(ON)L} = 32 \text{ m}\Omega$

t_{ON} a t_{OFF} doba sepnutí respektive vypnutí tranzistoru, $t_{ONH} = 11,2 \text{ ns}$, $t_{ONL} = 10 \text{ ns}$, $t_{OFFH} = 12,2 \text{ ns}$, $t_{OFFL} = 25 \text{ ns}$

$V_{DS(off)}$ napětí drain-source při vypnutí tranzistoru $V_{DS(off)} = 60 \text{ V}$.

Další volené součástky

Blokovací kondenzátor na pin Vcc, v dokumentaci integrovaného obvodu je požadovaná hodnota minimálně $0,1 \mu\text{F}$.

Zvolena hodnota $C2 = 100 \text{ nF}$.

Blokovací kondenzátor na pin DRVVcc, v dokumentaci integrovaného obvodu je požadovaná hodnota minimálně $0,1 \mu\text{F}$.

Zvolena hodnota $C4 = 100 \text{ nF}$.

Kondenzátor na pin VB, v dokumentaci integrovaného obvodu je požadovaná hodnota minimálně $0,1 \mu\text{F}$.

Zvolena hodnota $C5 = 100\text{nF}$.

Rezistor na pin OC_{SET} , zvolena hodnota $R1 = 10\text{ k}\Omega$.

Rezistor na pin SYNC, v dokumentaci integrovaného obvodu je doporučena hodnota $R3 = 10\text{ k}\Omega$.

Rezistor na pin $OCin$, v dokumentaci integrovaného obvodu je doporučena hodnota $R7 = 10\text{ k}\Omega$.

Rezistory připojené mezi piny LDRV/HDRV a gate tranzistorů Q1/Q2 R16, R17=0R slouží pro případnou korekci řídicího proudu tranzistoru.

Dioda D1, je zenerova dioda se závěrným napětím 12 V.

Dioda D2, je spínací dioda se závěrným napětím 100 V a nárazovým proudem 9 A.

Řídicí tranzistor Q1 s průrazným napětím 60 V a trvalým proudem kolektoru 10 A.

Řídicí tranzistor Q2 s průrazným napětím 60 V a trvalým proudem kolektoru 24 A.

Jako vstup (J1) a výstup (J2) je voleny konektory zapájené do DPS.

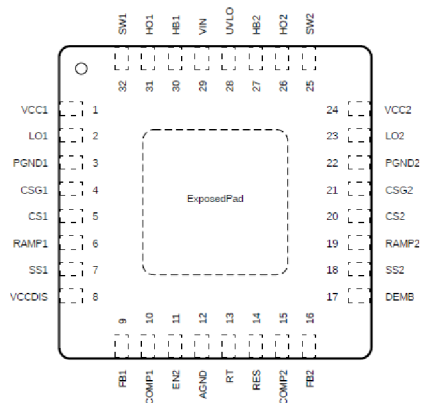
Součástí zapojení je i vstupní filtr, tento filtr je řešen v další kapitole simulace.

V příloze je poté uvedeno celkové zapojení obvodu a také tabulka obsahující jednotlivé komponenty zapojení a také jejich celkovou pořizovací cenu.

5.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDENZÁTOREM LM5119

Jedná se o duální DC/DC měnič typu synchronous buck s rozsahem vstupního napětí 5,5 V až 65 V. Má možnost externího nastavení spínací frekvence pomocí externího rezistoru a to v rozsahu 50 kHz až 750 kHz. Funkce duálního měniče dává vytvoření dvou na sobě nezávislých výstupních napětí, či jednoho napětí v tzv. prokládaném režimu. Díky vlastnosti dvou prokládaných kanálů je předpokládána možnost aplikovat na tento integrovaný obvod topologii se sériovým kondenzátorem, kdy první kanál tvoří fázi A, kdežto druhý kanál fázi B spínání spínačů při topologii sériového kondenzátoru viz obrázek 4.8.

Tento integrovaný obvod provádí kontrolu proudu obvodu pomocí emulovaného proudového náběhu. Použití této rampy snižuje citlivost šumu na pulzně šířkové modulace, a tím umožňuje spolehlivě ovládat velmi malé pracovní cykly potřebné pro vysoké vstupní napětí. Integrovaný obvod je řízen pomocí externích NMOS výkonových tranzistorů. Na obrázku 5.7 je znázorněné rozložení pinů integrovaného obvodu. [34]



Obrázek 5.7 Rozložení a označení pinů integrovaného obvodu LM5119 (Převzato z [34]).

5.4.1 Vlastní návrh obvodu

Rovnice pro výpočty použitých součástek jsou použita z technické dokumentace tohoto IO [34]

Požadované parametry

Minimální vstupní napětí $V_{IN(MIN)}$: 36 V

Maximální vstupní napětí $V_{IN(MAX)}$: 52 V

Výstupní napětí V_{OUT} : 8 V

Výstupní proud: 3,5 A

Interní spínací frekvence

Vnitřní spínací frekvence je nastavitelná pomocí externího rezistoru R_T připojeného na pin RT, výpočet tohoto rezistoru je dle rovnice (5.55).

$$R_T = \frac{5,2 \cdot 10^9}{f} - 948 = 16,385 \text{ k}\Omega \quad (5.55)$$

Zvolena hodnota $R_T = R_{10} = 16,4 \text{ k}\Omega$.

Volba cívky

Pro volbu cívky je nejdříve nutné odhadnout zvlnění výstupního proudu, zvlnění se může pohybovat od 15% do 40%, pro tento odhad je zvoleno 15%.

$$I_{PP,odhad} = 0,15 \cdot I_O = 0,525 \text{ A} \quad (5.56)$$

Po odhadnutí zvlnění výstupního proudu je vypočtena hodnota použité cívky.

$$L = \frac{V_{OUT}}{I_{PP} \cdot f} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) = 42,98 \text{ }\mu\text{H} \quad (5.57)$$

Zvolena hodnota $L = L_2 = L_3 = 47 \text{ }\mu\text{H}$.

S již vypočtenou indukci cívky je možné určit přesné zvlnění výstupního proudu.

$$I_{PP} = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) = 0,48 \text{ A} \quad (5.58)$$

Snímací odpor

Pro měření proudu je potřebné do obvodu zapojit snímací odpor R_S , tento odpor je vypočten dle rovnice (5.59), pomocí další rovnice (5.60) je možné určit očekávaný ztrátový výkon na tomto rezistoru.

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_O + \frac{V_{OUT} \cdot K \cdot I_{PP}}{f \cdot L}} = 22,31 \text{ m}\Omega \quad (5.59)$$

Zvolena hodnota $R_S = R_{S1} = R_{S2} = 20 \text{ m}\Omega$.

Kde,

$V_{CS(TH)}$ je aktuální mezní napětí $V_{CS(TH)} = 120 \text{ mV}$.

K je faktor násobku strmosti rampy jeho hodnota je volena od 1 do 3, pro tento výpočet je volen 2,5.

$$P_{RS} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) \cdot I_O^2 \cdot R_S = 0,228 \text{ mW} \quad (5.60)$$

Pro generování rampového signálu je nutné připojit na pin RAMP1/RAMP2 RC článek, při výpočtu RC článku je volena hodnota kondenzátoru C_{RAMP} , tato hodnota nesmí být vyšší než 2 nF. Pro tento případ je volená hodnota $C_{RAMP} = 820 \text{ pF}$.

$$R_{RAMP} = \frac{L}{10 \cdot R_S \cdot K \cdot C_{RAMP}} = 104 \text{ k}\Omega \quad (5.61)$$

Zvolena hodnota $R_{RAMP} = R_{RAMP1} = R_{RAMP2} = 105 \text{ k}\Omega$.

Soft start

Pro funkci soft start je nutné připojit kondenzátor na pin SS, doba trvání soft startu je nastavitelná pomocí kondenzátoru CSS.

$$C_{SS} = \frac{10 \mu\text{A} \cdot t_{SS}}{1,25} = 47,5 \text{ nF} \quad (5.62)$$

Zvolena hodnota $C_{SS} = C_{10} = C_{11} = 0,047 \mu\text{F}$.

Kde, t_{SS} je doba trvání soft startu $t_{SS} = 3,8 \text{ ms}$.

Restart

Dobu nastavení restartu je možné nastavit pomocí kondenzátoru připojeného na pin RES.

$$C_{RES} = \frac{10 \mu\text{A} \cdot t_{res}}{1,25} = 0,472 \mu\text{F} \quad (5.63)$$

Zvolena hodnota $C_{RES} = C_9 = 0,47 \mu\text{F}$.

Kde, t_{RES} je doba trvání restartu $t_{RES}=59$ ms.

Zpětná vazba

Zpětná vazba slouží pro udržení požadované hodnoty výstupního napětí. Jedná se o odporový dělič, jehož střed je připojen na pin FB1.

V tomto výpočtu je nutné zvolit jeden z rezistorů v tomto případě $R_{FB1}=2,21$ k Ω

$$\frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} = \frac{V_{OUT}}{0,8} - 1 \rightarrow R_{FB2} = \left(\frac{V_{OUT}}{0,8} - 1\right) \cdot R_{FB1} \quad (5.64)$$

$$R_{FB2} = 19,9 \text{ k}\Omega$$

Zvolena hodnota $R_{FB2}=20$ k Ω .

Práh vypnutí

Práh vypnutí je nastaven pomocí odporového děliče RUV1 a RUV2, který je připojen na pin UVLO. Tento práh určuje hodnotu, pod kterou pokud klesne vstupní napětí, dochází k vypínání obvodu. Pokud vstupní napětí dosáhne vyšší hodnoty než je tento práh, obvod se opět spouští.

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{20\mu A} = 50 \text{ k}\Omega \quad (5.65)$$

Zvolena hodnota $R_{UV2}=49,9$ k Ω .

$$R_{UV1} = \frac{1,25 \cdot R_{UV2}}{V_{IN}-1,25} = 1,79 \text{ k}\Omega \quad (5.66)$$

Zvolena hodnota $R_{UV1}=1,8$ k Ω .

Kde, V_{HYS} je hystereze vstupního napětí pro tento výpočet je $V_{HYS}=1$ V

Sériový kondenzátor

Velikosti sériového kondenzátoru je vypočtena dle rovnice (5.67), tento kondenzátor je důležitou principiální součástí obvodu se sériovým kondenzátorem, slouží pro přenos energie.

$$C_t = \frac{2 \cdot V_{OUT} \cdot I_o}{K_{ct} \cdot f \cdot V_{INmin}} = 2,88 \mu F \quad (5.67)$$

Zvolena hodnota $C_t=3,3$ μ F.

Kde K_{ct} je velikost zvlnění napětí, pro tento obvod $K_{ct}=0,05$

Výstupní kondenzátor

Výstupní kondenzátor byl navrhnut jako $C_{out1}=150$ μ F elektrolytický kondenzátor, ke kterému je paralelně umístěn keramický kondenzátor $C_{out2}=22$ μ F. K těmto dvěma je poté umístěn neosazený kondenzátor pro případnou korekci zvlnění výstupního napětí.

Výkonové ztráty na tranzistoru

Pro počítání výkonových ztrát na tranzistorech v tomto obvodu jsou nejdříve vypočteny ztráty induktivní, kdy se výpočet pro jednotlivé tranzistory mnění viz rovnice (5.68) a (5.69), poté je dále proveden výpočet ztráty vlivem spínání tranzistoru viz

rovnice (5.70).

$$P_{CON_HFET} = D \cdot (I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 1,3) = 0,25 \text{ W} \quad (5.68)$$

$$P_{CON_LFET} = (1 - D) \cdot (I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 1,3) = 0,32 \text{ W} \quad (5.69)$$

$$P_{SW} = 0,5 \cdot V_{IN} (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f \cdot I_{OUT} = 1,41 \text{ W} \quad (5.70)$$

Kde, $R_{DS(ON)H}$ je odpor drain-source pro vyšší FET $R_{DS(ON)} = 2,6 \text{ m}\Omega$

t_{ON} a t_{OFF} doba sepnutí respektive vypnutí tranzistoru, $t_{ON} = 24 \text{ ns}$, $t_{OFF} = 32 \text{ ns}$,

Další použité součástky

Blokovací kondenzátory na pinech VVC1/VCC2, v technické dokumentaci je doporučena minimální hodnota kondenzátoru $0,47 \mu\text{F}$.

Zvolená hodnota $C4=C16= 1 \mu\text{F}$.

Kondenzátory mezi piny HB1/HB2 a SW1/SW2, v technické dokumentaci je doporučena minimální hodnota kondenzátoru $0,1 \mu\text{F}$.

Zvolená hodnota $C5=C6= 0,47 \mu\text{F}$.

Kompenzační prvky, z dokumentace je doporučena kompenzace $R9=36,5 \text{ k}\Omega$, $C7=6,8 \text{ nF}$ a $C8= 100 \text{ pF}$.

Rezistory připojené mezi piny LO/HO a gate tranzistorů Q1 Q4, $R11 - R14=0\text{R}$, slouží pro případnou korekci řídicího proudu tranzistoru.

Diody D1/D2, je schottkyho dioda s propustným proudem 1 A a závěrným napětím 60 V .

Řídící tranzistor Q1- Q4 s průrazným napětím 60 V , trvalým proudem kolektoru 100 A a prahovým napětím 2 V

Jako vstup (J1) a výstup (J2) je voleny konektory zapájené do DPS.

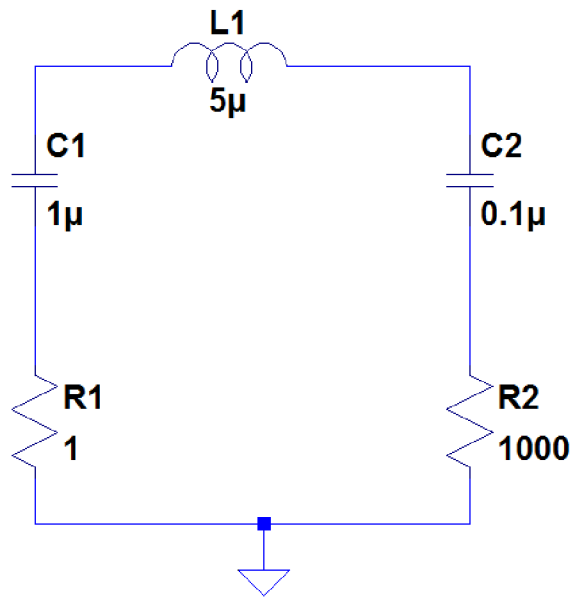
Součástí zapojení je i vstupní filtr, tento filtr je řešen v další kapitole simulace.

V příloze je poté uvedeno celkové zapojení obvodu a také tabulka obsahující jednotlivé komponenty zapojení a také jejich celkovou pořizovací cenu.

6 SIMULACE

6.1 LISN

Line Impedance Stabilization Network, neboli stabilizace síťové impedance. Jedná se o umělou síť vedení pro měření, či simulování rušení z elektrické sítě. Rušení vzniká na svorkách zkoušeného zařízení. Těchto umělých sítí je několik typů, pro zapojení v této diplomové práci je vybrána síť LISN ISO11452-2, jejíž zapojení je na obrázku 6.1.[35]



Obrázek 6.1 Zapojení sítě LISN.

Pro toto zapojení byl pomocí simulace v programu LTSPICE doladěn filtr typu π , zapojení je ukázáno na obrázku 6.2. Bylo požadované, aby inrush current byl pod 30 A, nejlépe však pod 10 A.

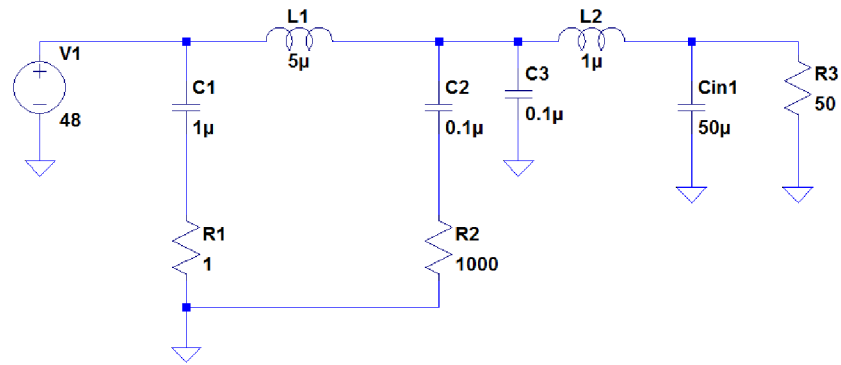
$$C_3 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_2} = 19,7 \text{ nF} \quad (6.1)$$

Kde

Zvolená hodnota $L_2 = 8 \mu\text{H}$.

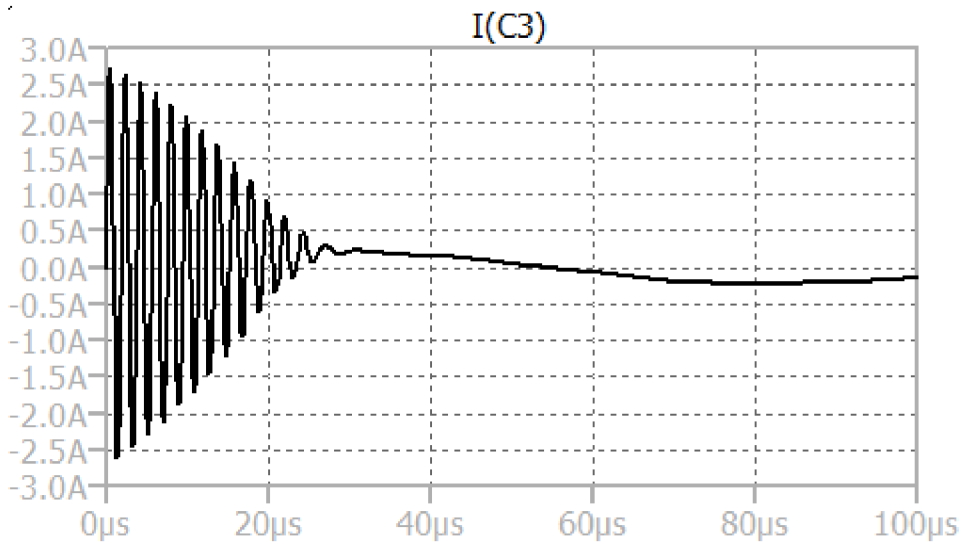
Spínací frekvence $f = 400 \text{ kHz}$.

Tento kondenzátor je poté při simulaci doladěn na hodnotu 100 nF. Kondenzátor C_{in1} je pomocí simulace zvolen na hodnotu $C_{in1} = 50 \mu\text{F}$.



Obrázek 6.2 Zapojení sítě LISN s filtrem typu pi.

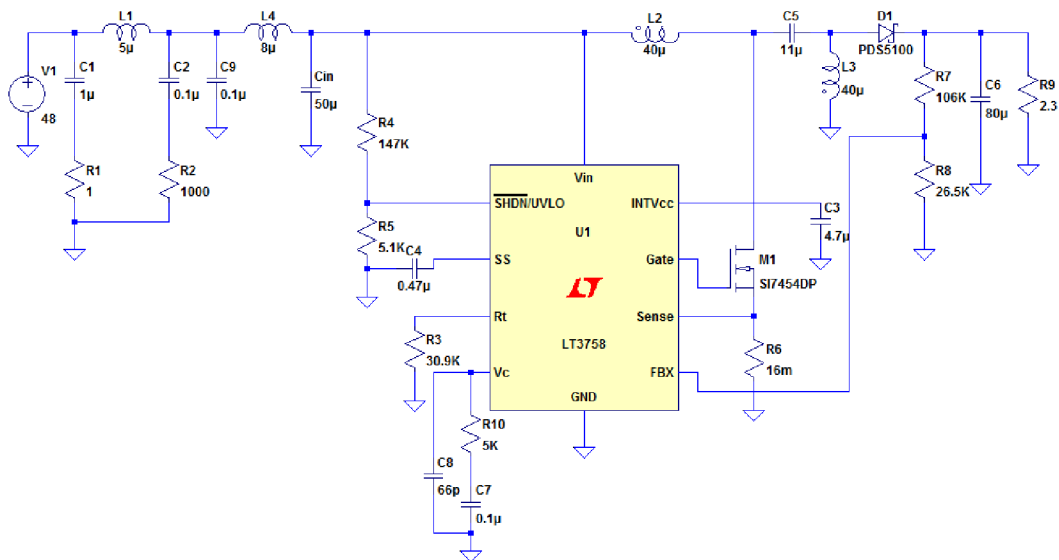
Výsledný průběh simulace pro umělou síť LISN s π -filtrem je ukázán na obrázku 6.3. Kde je tento průběh měřen před vstupním filtrem, tedy na vstupních svorkách obvodu.



Obrázek 6.3 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.

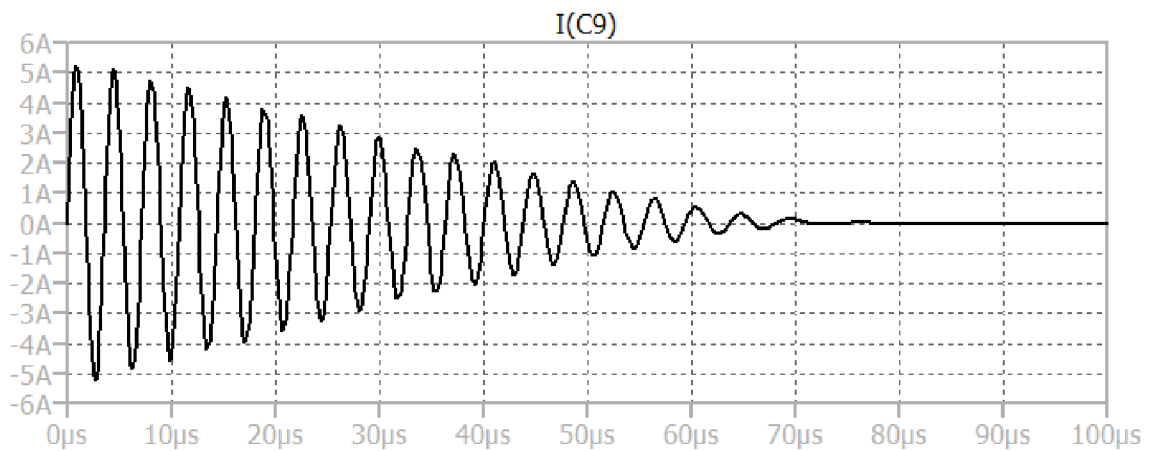
6.2 SEPIC LT3758

V programu LTSPICE, jsou vytvořeny modely všech integrovaných obvodů od společnosti Linear. Je tedy možné simulovat celkové zapojení obvodu LT3758 i s navrženými součástkami. V této simulaci je ověřován inrush current před vstupním filtrem, tedy na vstupních svorkách obvodu, a dále výstupní napětí obvodu. Zapojení obvodu i s přesnými hodnotami součástek je možné vidět na obrázku 6.4.



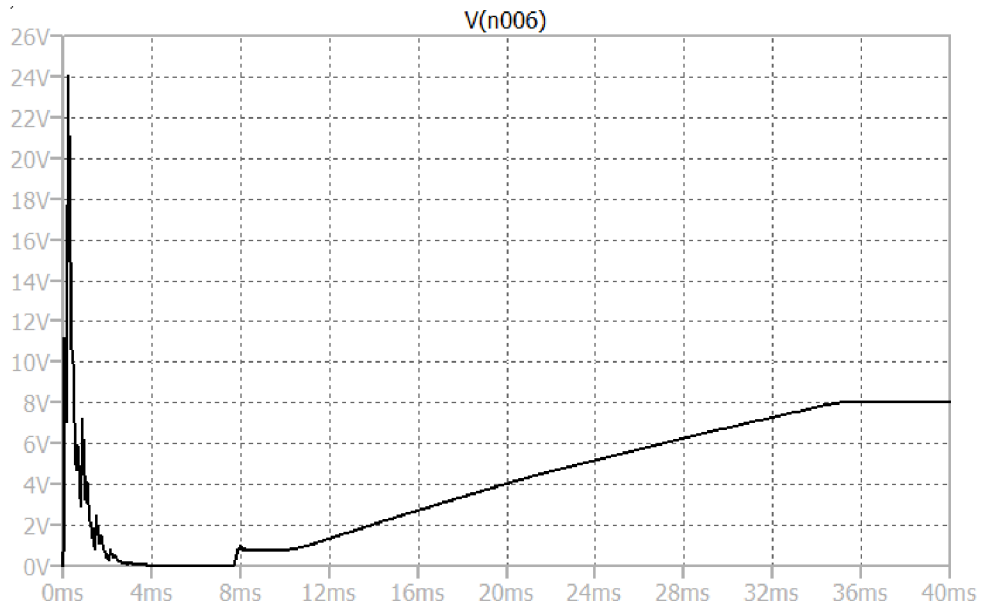
Obrázek 6.4 Zapojení simulace pro integrovaný obvod LT3758.

Na obrázku 6.5 je možné vidět inrush current před vstupním filtrem, tedy na vstupních svorkách obvodu. Z tohoto průběhu je patrné, že v rámci simulace dosáhne tento proud až 5 A. Tato simulace je ovšem provedena pro ideální komponenty a reálný inrush s reálnými prvky by mohl dosahovat nižších hodnot proudu. Je patrné, že průběh následně kmitá, toto kmitání je také způsobeno ideálními součástkami, s reálnou cívkou by došlo k zatlumení těchto kmitů.



Obrázek 6.5 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.

Na obrázku 6.6 je průběh simulace pro výstupní napětí obvodu. Na tomto průběhu je možné zpozorovat pomalý nárůst výstupního napětí. Tento pomalý nárůst je důsledkem použití funkce soft start, která je vysvětlena výše.

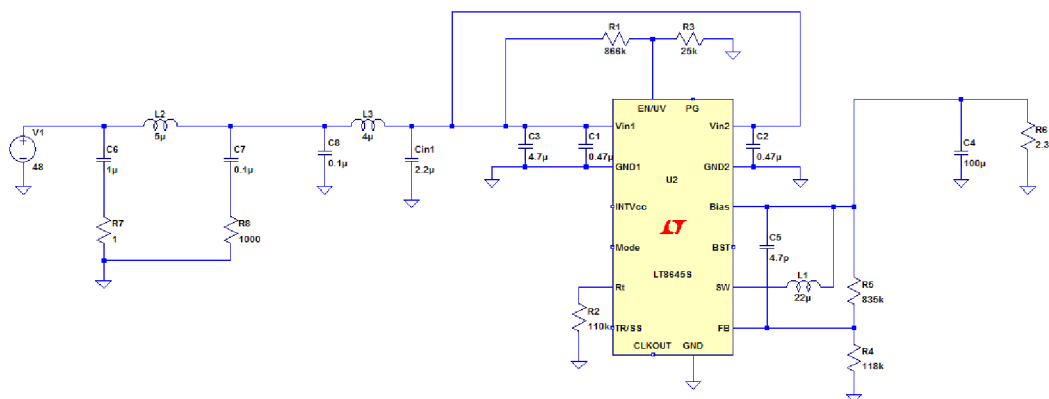


Obrázek 6.6 Průběh výstupního napětí.

6.3 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

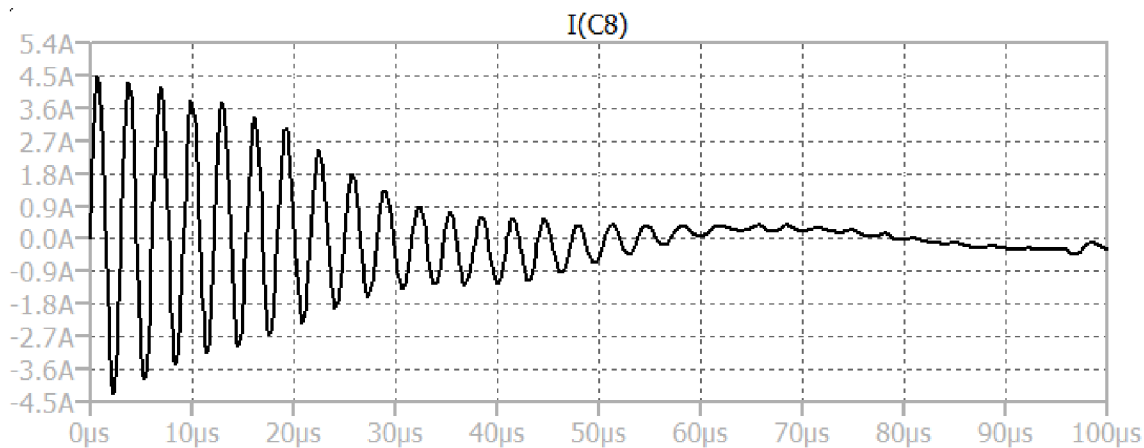
Také obvod LT8645S je od společnosti Linear a je tedy možné simulovat celkové jeho zapojení a ověřit jeho zapojení

Došlo ke změně součástek vstupního filtru z důvodu lepších parametrů. Tyto součástky byly změněny na hodnoty $L3=4 \mu\text{H}$ a $C_{in1}=2,2 \mu\text{F}$. Zapojení tohoto obvodu s těmito novými hodnotami součástek je ukázáno na obrázku 6.7.



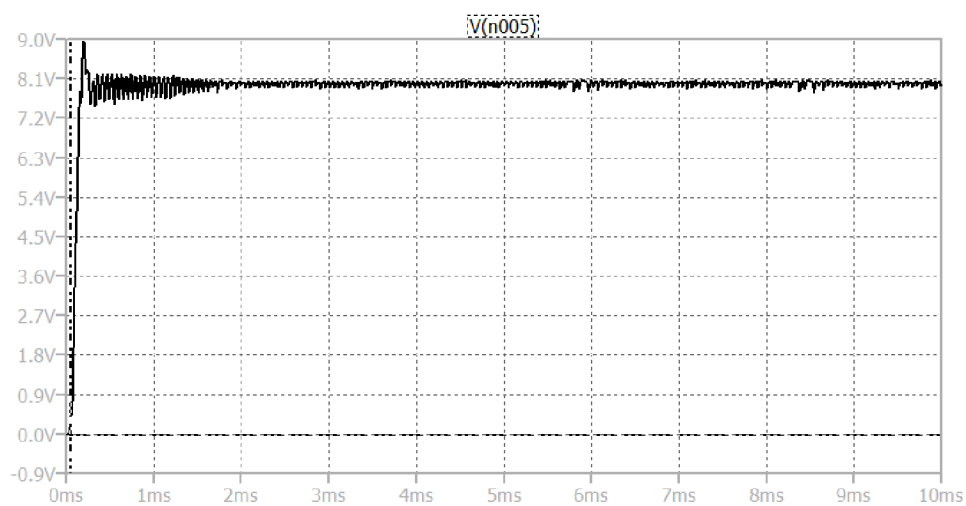
Obrázek 6.7 Schéma zapojení pro simulaci obvodu s LT8645S.

Na obrázku 6.8 je znázorněn průběh zvlnění proudu před vstupním filtrem, tedy na vstupních svorkách obvodu. Z tohoto průběhu je patrné, že rozkmit dosahuje hodnoty až 4,5 A, za tímto pulzem dochází ke kmitání, které je postupně snižováno. Toto kmitání je způsobeno použitím ideálních součástek v obvodu, při využití reálných součástek lze uvažovat rychlejší útlum kmitání.



Obrázek 6.8 Průběh inrush current před vstupním filtrem při přivedení vstupního napětí.

Na obrázku 6.9 je průběh výstupního napětí pro tento obvod, v tomto obvodu není využita funkce soft start, výstupní napětí tedy nenarůstá postupně ale skokově. Z průběhu je také patrné zvlnění výstupního napětí, které však nepřesahuje 100 mV.



Obrázek 6.9 Průběh výstupního napětí pro obvod s LT8645S.

7 NÁVRH DPS

Při navrhování DPS pro DC/DC měniče, je důležité dodržet několik základních návrhových pravidel. Při dodržení těchto návrhových pravidel dochází ke snížení parazitní indukce či parazitního odporu. Dále je možné docílit snížení vyzařování emisí EMC. A v neposlední řadě také ke správné funkci měniče a snížení případných výkonových ztrát. Základními návrhovými pravidly pro DC/DC měniče jsou [27]:

- Blokovací kondenzátory umístěny co nejbližší pinům, na které jsou připojeny. Zároveň je nutné tyto kondenzátory dobře a tvrdě uzemnit.
- Umístěny napájecích komponentů co nejbližší k sobě, aby spojení mezi těmito komponenty bylo co nejkratší a zároveň je doporučeno tyto spoje realizovat co nejširší. Tímto opatřením je snížen parazitní odpor.
- Krátké vysokofrekvenční spoje (spínací spoje), tyto cesty fungují jako antény a jejich frekvenční rozsah je přímo úměrný délce spoje. Zpětné cesty těchto vysokofrekvenčních spojů by měly být co nejbližší vysokofrekvenčním spojům, jelikož budou vytvářet stejné, ale opačné magnetické pole, které se navzájem vyruší a tím dojde ke snížení EMI.
- V zemnicí ploše je doporučeno vyhýbat se velkým přerušením roviny. V tomto přerušení dochází k vytváření velkých proudových smyček. Tyto smyčky poté zvyšují vyzařování a zároveň i parazitní indukčnost zemnicí roviny. V tomto směru je možné si pomoci tzv. prokovením desky okolo daného místa a tokem proudu pokračovat na jiné zemnicí rovině.
- Volná místa na desce je vhodné připojit na zemnicí plochu, toto uzemnění musí být provedeno na více místech, pokud je uzemnění dostatečné poté tato zem poskytuje určitý stupeň stínění a tím také potřebnému snížení emisí. Pokud je však uzemnění těchto volných ploch malé a nedostatečné, může tato plocha naopak zvyšovat emise.
- Správné umístění součástek na DPS, kde je dobré si dané zapojení rozdělit do bloků jako jsou vstupy/výstupy a jejich filtry, napájení, logická část apod. Jednotlivé součástky z těchto bloků by pak měly být umístěny na jednom místě. Dále by pak například vstup/výstup a jejich filtry měly být umístěny blízko konektorů, signálové obvody by se neměly křížit se signály vysokofrekvenčními apod.

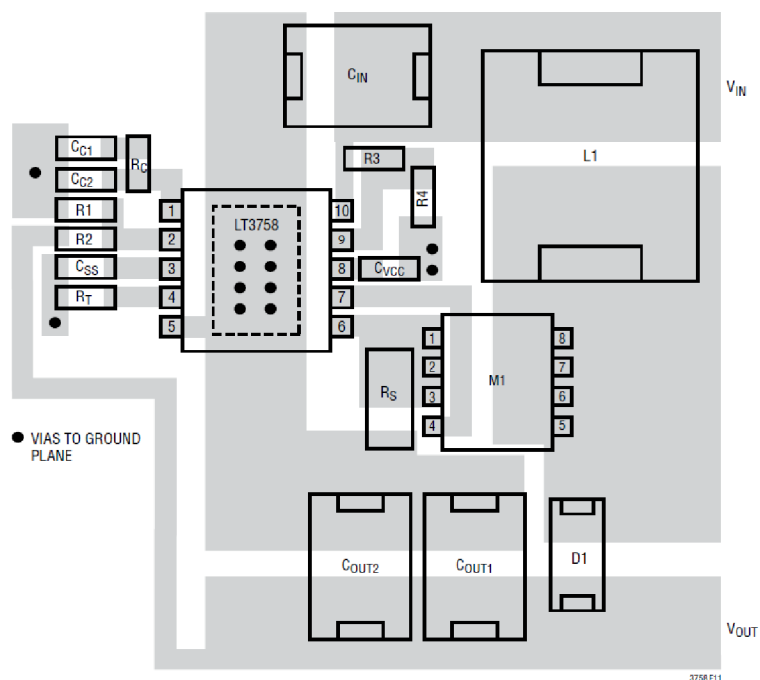
Bližší vysvětlení jednotlivých pravidel a zdůvodnění je nad rámec této práce, podrobnější informace je možné se dočíst v [27].

Kromě těchto obecných návrhových pravidel pro DC/DC měniče má ještě každý integrovaný obvod ve své technické dokumentaci uvedeny případné další požadavky na návrh DPS, rozmístění součástek na DPS či jejich propojení. Je doporučeno tyto pravidla uvedená v technické dokumentaci dodržovat. Při jejich dodržení je možné přiblížit se udávaným vlastnostem obvodu. V případě nedodržení návrhových pravidel je možné, že nedosáhneme požadovaných vlastností obvodu či v extrémním případě může dojít k nefunkčnosti návrhu.

7.1 SEPIC LT3758

Na obrázku 7.1 je znázorněno doporučené rozložení a zapojení součástek na DPS. V technické dokumentaci tohoto integrovaného obvodu je několik požadavků na návrh DPS. Pod integrovaným obvodem je potřebná exponovaná podložka, která je uzemněna

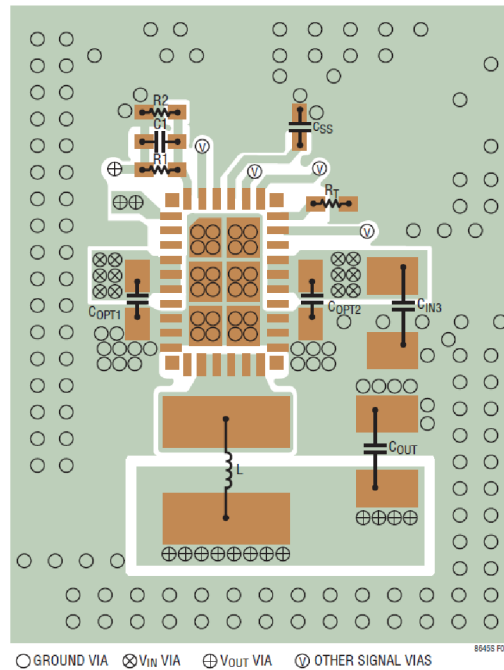
a slouží jako chladicí prvek integrovaného obvodu. Je nutné dodržovat, aby vysokoproudové smyčky byly co nejmenší. Signálové spoje by měly být umístěny dále od vysokofrekvenčních výkonových spojů. Zpětnovazební rezistory by měly být umístěné co nejbližší integrovanému obvodu. [31]



Obrázek 7.1 Doporučený návrh DPS pro integrovaný obvod LT3758 (Převzato z [31]).

7.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

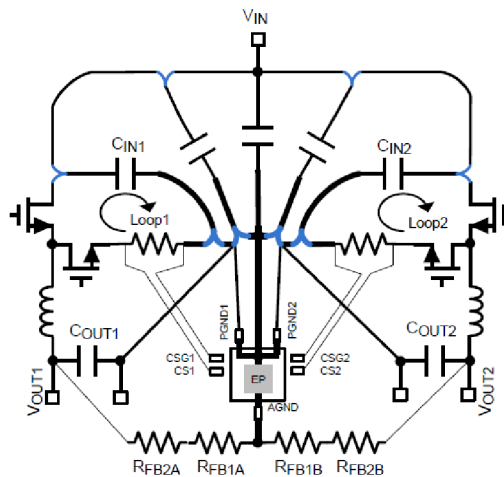
Na obrázku 7.2 je znázorněno doporučené rozložení a zapojení součástek na DPS. V technické dokumentaci tohoto integrovaného obvodu je několik požadavků na návrh DPS. Proudové smyčky na vstupních kondenzátorech by měly být co nejmenší. Vstupní kondenzátory, cívka a výstupní kondenzátory by měly být umístěny na stejné straně desky a jejich připojení by mělo být na stejné straně desky. Pod integrovaný obvod je doporučeno umístit neporušenou zemnicí vrstvu. Smyčky uzlů SW a BOOST by měly být opět co nejmenší. [32]



Obrázek 7.2 Doporučený návrh DPS pro integrovaný obvod LT8645S(Převzato z [32]).

7.3 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119

Na obrázku 7.3 je znázorněna doporučené rozložení a zapojení součástek na DPS. V technické dokumentaci je uvedeno několik doporučení pro návrh DPS. Je doporučeno udržovat smyčky (loop1, loop2) co nejmenší. Napájecí cesty a signálové cesty držet odděleně od sebe. PGND a AGND připojit přímo k zemi. Pod integrovaným obvodem by neměla vést žádná vysoko proudová cesta. Vysoko proudové cesty by měly být, co nejkratší. Blokovací kondenzátory, co nejbližně příslušným pinům. [33]



Obrázek 7.3 Doporučené rozmístění součástek pro integrovaný obvod LM5119(Převzato z [33]).

7.4 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Vstupní kondenzátor, řídicí FET tranzistor, induktor a výstupní kondenzátor by měly být umístěny, co nejbližší sobě. Tímto dojde ke snížení EMI. Spojení mezi source tranzistoru a odpovídajícím pinem integrovaného obvodu by mělo být provedeno krátkým a širokým spojem. A optimálně pomocí dvou vrstev, aby došlo ke snížení parazitní indukčnosti. Blokovací kondenzátory umístěné, co nejbližší integrovanému obvodu. Zpětná vazba a kompenzace obvodu by také měly být umístěny, co nejbližší integrovanému obvodu, aby byl minimalizován šum. [34]

8 OŽIVOVÁNÍ

Při oživování navržených DPS byl využit zdroj stejnosměrného napětí, osciloskop s proudovou a napěťovou sondou, multimetr a zátěže v podobě vysokovýkonných diod zapojených do matice 4x2 s předřadnými odpory pro nastavení proudu procházejícího diodami. Tyto diody mají průchozí napětí 3,5-4 V a maximální proud 750 mA, byly využity odpory o hodnotách 2,2 Ω a 1,5 Ω . Aby bylo dosaženo požadované zátěže, která byla v průběhu oživování měněna a přizpůsobena požadavkům obvodů.

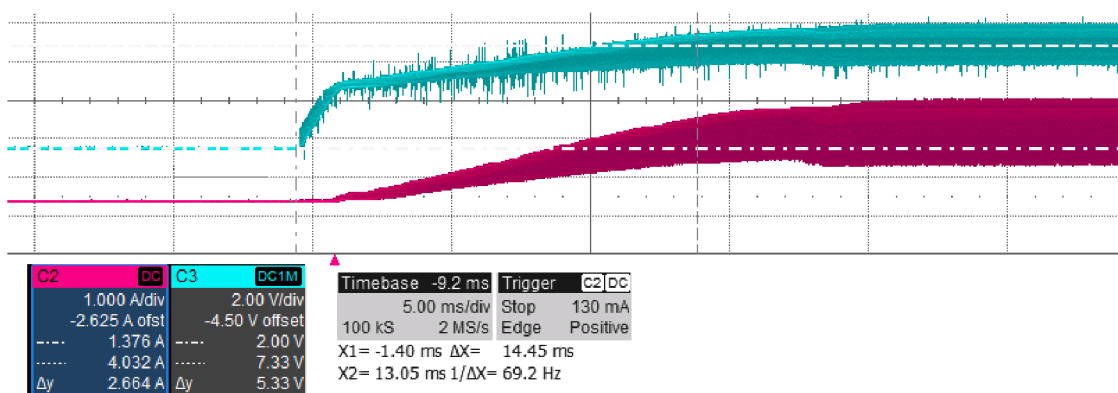
Při oživování DPS byla zjištěna chyba návrhu DPS, která se týkala všech DPS, na kterých byl umístěn tranzistor s pouzdem TO-252, pro toto pouzdro byl špatně navržený footprint, když došlo k posunutí číslování pinů a následně nesedělo zapojení gate-drain-source. Poté byly DPS nefunkční a muselo dojít k odpájení těchto tranzistorů a poté k opětovnému zapájení již na správné piny. Při oživování byla změřena skoková odezva výstupního napětí na změnu proudu měniče, dále také změřená účinnost DC/DC měniče.

8.1 SEPIC LT3758

Před začátkem oživování tohoto obvodu musel být odpájen tranzistor Q1, jelikož bylo nutné přepojit jeho piny na správné pájecí plochy v důsledku špatného footprintu, po této úpravě byly na tento obvod připájeny další dva keramické kondenzátory, každý o kapacitě 10 μF na výstup tohoto obvodu pro snížení zvlnění výstupního napětí. Na tomto obvodu bylo upravováno i zvlnění výstupního proudu a to pomocí změny kompenzace chybového zesilovače. Výsledné hodnoty kompenzace součástek byly $RC=10\text{ k}\Omega$, $CC=10\text{ nF}$ a $C1=470\text{ nF}$.

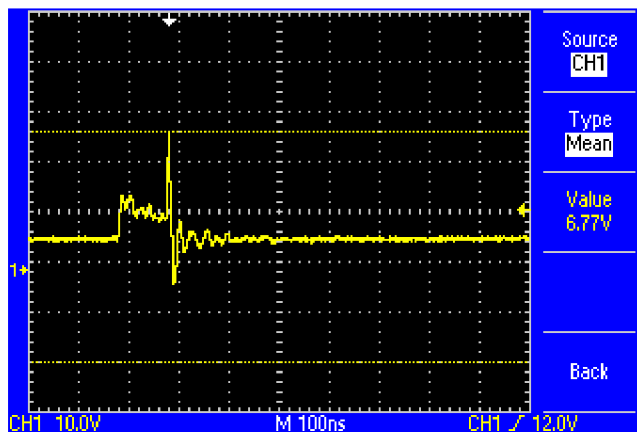
Jelikož došlo k přepájení tranzistoru Q1, došlo i ke snížení odvodu tepla tranzistoru, který by byl při správném zapájení chlazen pomocí DPS. Toho bohužel teď není možné využít, a proto tímto obvodem není možné dosáhnout požadovaného výkonu, jelikož by při něm došlo ke zničení tranzistoru Q1. Dalším důvodem, proč není možné dosáhnout požadovaného výkonu, je špatně zvolená cívka, kdy dochází k její saturaci a již neumožňuje dodat větší proud.

Na obrázku 8.1, jsou znázorněny startovací průběhy výstupního napětí a proudu. Náběh výstupního napětí do požadované ustálené hodnoty trvá přibližně 14,45 ms.



Obrázek 8.1 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.

Na obrázku 8.2 je zobrazen průběh skokové odezvy výstupního napětí na změně výstupního proudu. Tato změna proudu byla provedena pomocí změny odporové zátěže a to pomocí přepínače mezi dvěma typy odporové zátěže. Z obrázku je patrné, že obvod se po krátké době opět ustálí na požadovaném napětí, ovšem před tímto ustálením jsou patrné velké překmity, tyto překmity jsou způsobeny mechanickým přepínačem zátěže, který není ošetřen žádnými kondenzátory apod.



Obrázek 8.2 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu.

V tabulce 1 jsou výsledky měření účinnosti tohoto DC/DC měniče, z této tabulky je patrné, že pro napájecí napětí 48 V je účinnost tohoto obvodu 85 %. Měření výstupního napětí a proudu po zapnutí bylo měřeno pro vstupní napětí 48 V a zátěž přibližně 20 W.

Měření účinnosti probíhalo nejdříve na napětí, při kterém došlo k sepnutí měniče, dalším napětím je pak napětí 36 V, které je minimální vstupní napětí, dále se napětí měnilo s krokem 3 V až do napětí 48 V, které je požadované vstupní napětí. Posledním měřeným napětím je napětí 52 V, toto napětí je maximální dovolené vstupní napětí.

Tabulka 1 Měření účinnosti pro SEPIC LT3758.

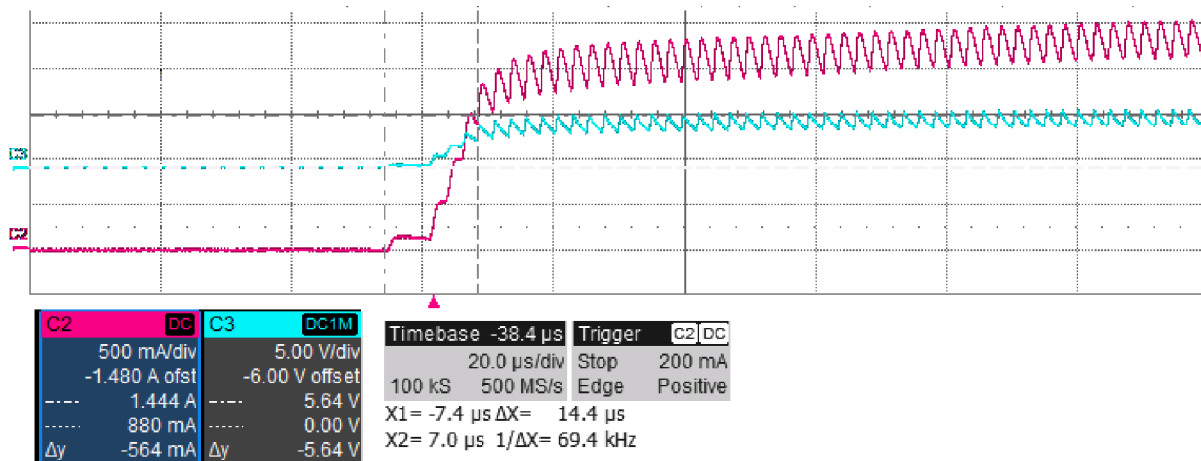
U _{in} [V]	35,6	36	39	42	45	48	52
I _{in} [A]	0,600	0,610	0,570	0,540	0,510	0,480	0,440
P _{in} [W]	21,360	21,960	22,230	22,680	22,950	23,040	22,880
U _{out} [V]	7,933	7,929	7,937	7,940	7,945	7,946	7,955
I _{out} [A]	2,350	2,405	2,436	2,454	2,463	2,466	2,474
P _{out} [W]	18,643	19,069	19,335	19,485	19,569	19,595	19,681
η [%]	87,278	86,836	86,975	85,912	85,266	85,047	86,017

8.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

U tohoto obvodu nebyla potřebná změna tranzistoru, jelikož tento jediný obvod není řízen externím tranzistorem, ale má tento tranzistor již integrovaný ve své struktuře. Na DPS tohoto obvodu byly na jeho výstup připojeny dva keramické kondenzátory každý o

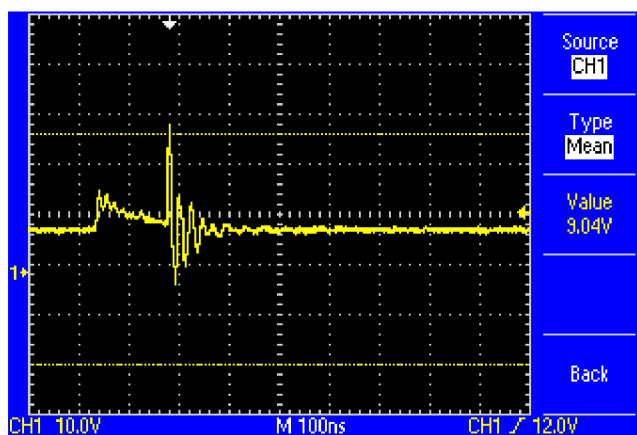
kapacitě 10 μF pro lepší filtraci výstupního napětí.

Na obrázku 8.3, jsou znázorněny startovací průběhy výstupního napětí a proudu. Náběh výstupního napětí do požadované ustálené hodnoty trvá přibližně 14,4 μs . Tento strmější nárůst výstupního napětí je způsoben nevyužitím funkce soft start, strmost nárůstu napětí, tedy není ničím omezena.



Obrázek 8.3 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.

Na obrázku 8.4 je zobrazen průběh skokové odezvy výstupního napětí na změně výstupního proudu. Tato změna proudu byla provedena pomocí změny odporové zátěže a to pomocí přepínače mezi dvěma typy odporové zátěže. Z obrázku je patrné, že obvod se po krátké době opět ustálí na požadovaném napětí, ovšem před tímto ustálením jsou patrné velké překmity, tyto překmity jsou způsobeny mechanickým přepínačem zátěže, který není ošetřen žádnými kondenzátory apod.



Obrázek 8.4 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu.

V tabulce 2 jsou výsledky měření účinnosti tohoto DC/DC měniče, z této tabulky je patrné, že pro napájecí napětí 48 V je účinnost tohoto obvodu 88 %. Měření výstupního napětí a proudu po zapnutí bylo měřeno pro vstupní napětí 48 V a zátěž přibližně 20 W.

Prvním měřeným napětím pro účinnost je takové, při kterém došlo k sepnutí měniče, následujícím napětím je pak zvolena hodnota 36 V, jelikož se jedná o minimální vstupní napětí. Další měřená napětí byla zvyšována s krokem 3 V až do napětí 48 V, což je požadované vstupní napětí. Posledním měřeným napětím je napětí

52 V, toto napětí je maximální dovolené vstupní napětí.

Tabulka 2 Měření účinnosti pro Synchronní buck LT8645S.

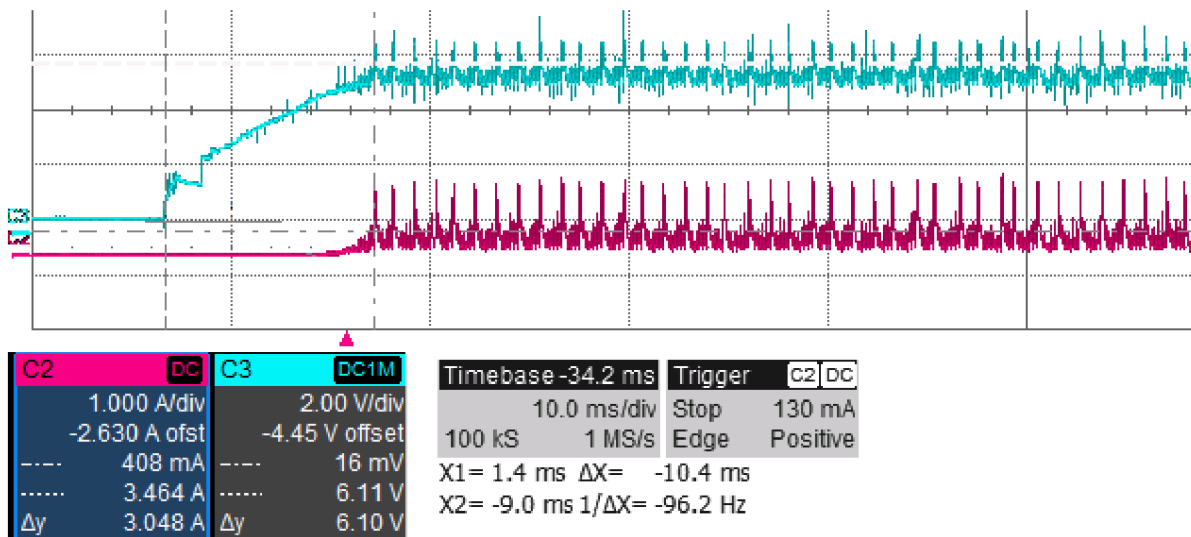
U _{in} [V]	35	36	39	42	45	48	52
I _{in} [A]	0,640	0,650	0,590	0,550	0,520	0,490	0,450
P _{in} [W]	22,400	23,400	23,010	23,100	23,400	23,520	23,400
U _{out} [V]	8,360	8,410	8,350	8,360	8,350	8,360	8,380
I _{out} [A]	2,457	2,488	2,469	2,471	2,476	2,478	2,482
P _{out} [W]	20,538	20,924	20,616	20,658	20,675	20,716	20,799
η [%]	91,688	89,419	89,596	89,427	88,353	88,079	88,885

8.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Před začátkem ožívání tohoto obvodu musely být odpájeny tranzistory Q1 a Q2, kvůli jejich špatnému footprintu a tudíž neodpovídajícímu zapojení. Po opětovném správném zapájení těchto tranzistorů byl zjištěn problém s vlastním chlazením tranzistorů, jelikož drain tranzistor není přímo připájen do DPS, ale připojen pouze pomocí drátku není možné jeho chlazení pomocí DPS. Kvůli této situaci dochází k přehřívání tranzistorů a následnému vypínání tepelné pojistky a tím i celého obvodu. Proto došlo k náhradě těchto tranzistorů v pouzdře TO-252, za tranzistory v pouzdře TO-220. K těmto tranzistorům byly dále namontované i chladiče (chladič je spojený s chladicí ploškou, která je spojena s drain tranzistoru) pro lepší odvod tepla. Jelikož v tomto pouzdře nebyly dostupné tranzistory se stejnými parametry, jako měly, Q1 a Q2, dochází i po této úpravě po určité době k přehřívání obvodu a následnému vypínání. Při správném zapojení původních tranzistorů by k tomuto zahřívání nedocházelo a obvod by byl plně funkční. Tato změna tranzistorů má vliv i na výsledný průběh, který je mírně rozkmitaný jak je patrné z průběhů na obrázku 8.3.

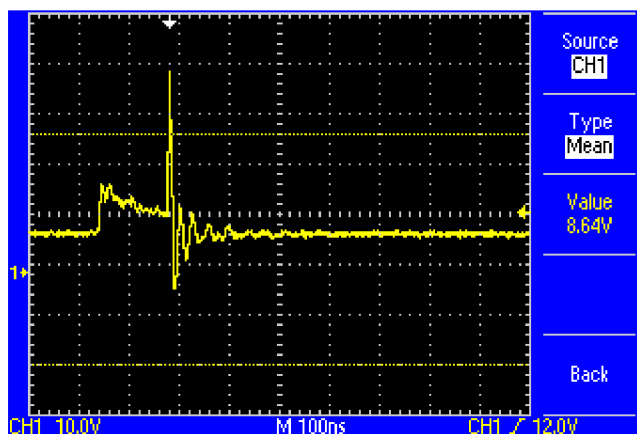
Dále na tuto DPS byla přidána dvojice kondenzátorů na výstup a to každý s kapacitou 10 μ F pro zlepšení filtrace výstupního napětí. Na tomto obvodu bylo upravováno i zvlnění výstupního proudu a to pomocí změny kompenzace chybového zesilovače. Výsledné hodnoty kompenzace součástek byly zvoleny jako R8= 4,7 k Ω , C8= 330 nF a C9= 12 nF. U kompenzace zpětné vazby došlo pouze k záměně kondenzátoru C10 a to na hodnotu C10= 1,5 nF

Na obrázku 8.5, jsou znázorněny startovací průběhy výstupního napětí a proudu. Náběh výstupního napětí do požadované ustálené hodnoty trvá přibližně 10,45 ms.



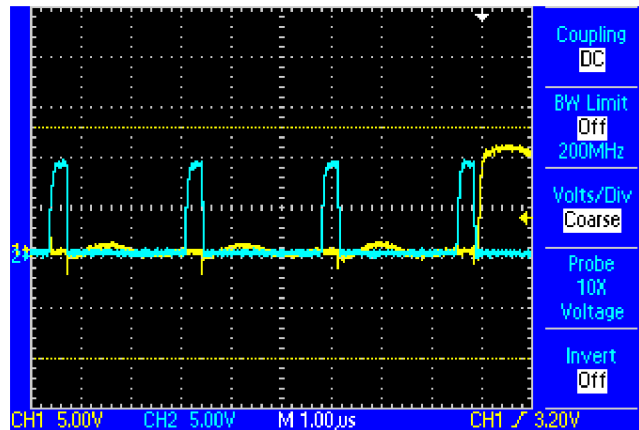
Obrázek 8.5 Startovací průběhy výstupního napětí a proudu.

Na obrázku 8.6 je zobrazen průběh skokové odezvy výstupního napětí na změně výstupního proudu. Tato změna proudu byla provedena pomocí změny odporové zátěže a to pomocí přepínače mezi dvěma typy odporové zátěže. Z obrázku je patrné, že obvod se po krátké době opět ustálí na požadovaném napětí, ovšem před tímto ustálením jsou patrné velké překmity, tyto překmity jsou způsobeny mechanickým přepínačem zátěže, který není ošetřen žádnými kondenzátory apod.



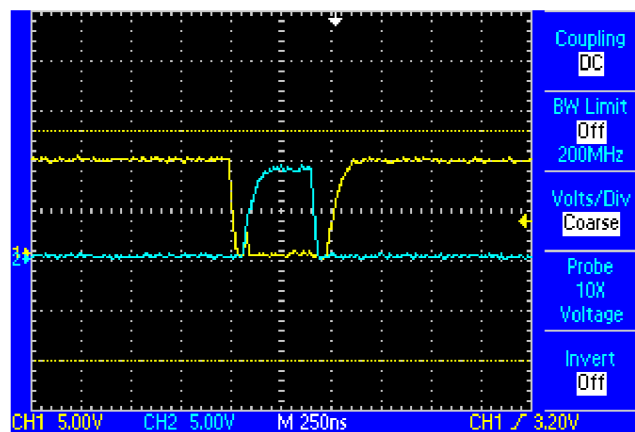
Obrázek 8.6 Skoková odezva výstupního napětí na změnu výstupního proudu

Na obrázku 8.7 jsou průběhy napětí na gate tranzistorů Q1 (CH1) a Q2(CH2), z průběhů je patrné, že řídicí napětí do gate tranzistoru Q1, vždy nedosahuje potřebné úrovně a tranzistor tedy není sepnut. Z tohoto je patrné, že obvod v určitých bodech není schopen dodávat požadované řídicí napětí na tranzistor Q1 a tím ho vybudit, to je nejspíše způsobeno špatně zvolenými náhradními tranzistory nebo chybně provedenou kompenzací obvodu či přehřívání obvodu a vypínání tepelné pojistky. Tento fakt je dalším možným vysvětlením nekorektního fungování obvodu.



Obrázek 8.7 Průběhy napětí na gate tranzistorů Q1 a Q2.

Na obrázku 8.8 je detailnější pohled na průběh řídicího napětí na gate tranzistorů. Z technické dokumentace tohoto IO NCP1034, je možné vyčíst, že požadovaný čas mezi vypnutím jednoho tranzistoru a sepnutí tranzistoru druhého by měl být typicky 60 ns, z tohoto obrázku je patrné, že tato doba je u těchto tranzistorů mírně nedodržena, což může mít za následek špatné fungování obvodu a jeho následné přehřívání a kmitání.



Obrázek 8.8 Detail na průběh napětí na a gate tranzistorů Q1 A Q2.

V tabulce 3 jsou výsledky měření účinnosti tohoto DC/DC měniče, z této tabulky je patrné, že pro napájecí napětí 48 V je účinnost tohoto obvodu 69,5 %. Měření výstupního napětí a proudu po zapnutí bylo měřeno pro vstupní napětí 48 V a zátěž přibližně 20 W. Nízká účinnost je způsobena saturací cívky vlivem jejímu špatnému dimenzování.

Měření účinnosti probíhalo nejdříve na napětí, při kterém došlo k sepnutí měniče, dalším napětím je pak napětí 39 V, dále se napětí měnilo s krokem 3 V až do napětí 48V, které je požadované vstupní napětí. Posledním měřeným napětím je napětí 52 V, toto napětí je maximální dovolené vstupní napětí.

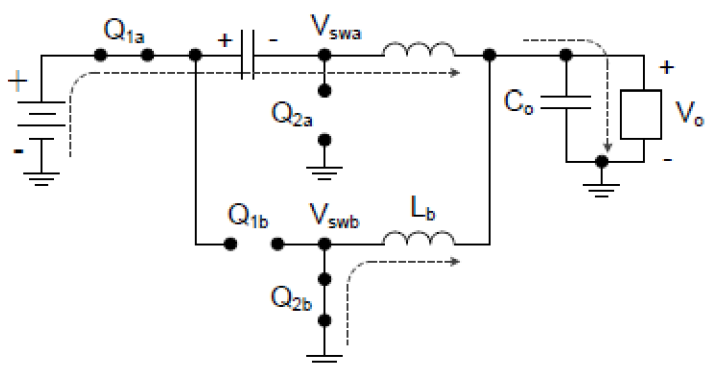
Tabulka 3 Měření účinnosti pro Synchronní buck NCP1034.

U _{in} [V]	38,4	39	42	45	48	52
I _{in} [A]	0,080	0,100	0,200	0,330	0,430	0,500
P _{in} [W]	3,072	3,900	8,400	14,850	20,640	26,000
U _{out} [V]	5,400	5,750	6,400	7,010	7,600	7,890
I _{out} [A]	0,300	0,400	1,000	1,390	1,890	2,400
P _{out} [W]	1,620	2,300	6,400	9,744	14,364	18,936
η [%]	52,734	58,974	76,190	65,615	69,593	72,831

8.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5519

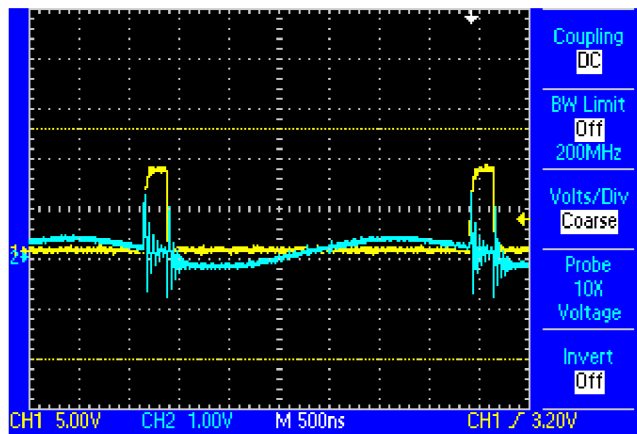
Před začátkem ožívování tohoto obvodu musely být odpájeny tranzistory Q1 až Q4, kvůli jejich špatnému footprintu a tudíž neodpovídajícímu zapojení. Poté byly tyto tranzistory zpět zapájeny na správné piny, aby byla možná jejich správná funkčnost. Při dalším prověřování správného zapojení obvodu bylo nalezeno chybné zapojení sériového kondenzátoru společně s tranzistorem Q3, který měl být připojen na source tranzistoru Q1. Po těchto úpravách byl pokus oživit tento obvod, bohužel se však nepodařilo obvod oživit.

Jedním z důvodů nefunkčnosti tohoto obvodu je mírně odlišné fungování spínání jednotlivých tranzistorů tohoto obvodu oproti požadavkům spínání pro topologii sériového kondenzátoru. Tento obvod LM5119 spíná v prokládaném režimu nejdříve jeden kanál a poté druhý kanál a kanály se tedy v tomto pořadí střídají a vytváří tak prokládané výstupní napětí. Kdežto topologie sériového kondenzátoru potřebuje, aby vždy v jedné fázi byly spínány dva tranzistory jeden z větve A druhý z větve B. Jak je patrné z Obrázek 8.9. Tohoto stavu není možné v tomto zapojení docílit. Hlavní chybou tohoto návrhu tedy byla špatné uvažování pořadí spínání tranzistorů v obvodu LM5119 a tím i chybný návrh tohoto obvodu.



Obrázek 8.9 Ukázka principu sepnutých spínačů větve A i větve B (Převzato z [23]).

Na obrázku 8.10 jsou zobrazeny průběhy řídicího napětí na gate tranzistorů Q1 (CH2) a Q2 (CH1). Z průběhu je patrné, že řídicí napětí na tranzistoru Q1 nedosahuje požadované úrovně a tranzistor tedy není sepnut. Tato chyba je způsobena nejspíše chybou zapojení, kterou se však nepodařilo odhalit. Jedná se tedy o další problém, který neumožňuje oživení tohoto obvodu.



Obrázek 8.10 Průběh řídicích napětí na gate tranzistorů Q1 A Q2.

9 MĚŘENÍ EMC

Měření proběhlo v certifikované EMC komoře, obvody nebyly připojeny k požadovanému 48 V zdroji, nýbrž ke zdroji 40 V, tato skutečnost nemá na vliv na funkčnost obvodů, jelikož všechny tyto obvody jsou funkční, již při napětí 40 V. Tento zdroj byl zvolen kvůli své dostupnosti v rámci EMC komory. Napájení měřených obvodů nebylo vedeno přímo ze zdroje do přípravku, ale přes umělé síť LISN. V rámci měření emisí bylo aplikováno měření pomocí proudové sondy a poté pomocí tří typů antén. Měření probíhalo podle požadavků normy CISPR 25, což je norma ČSN EN 55025 ed3 vydání 2018.

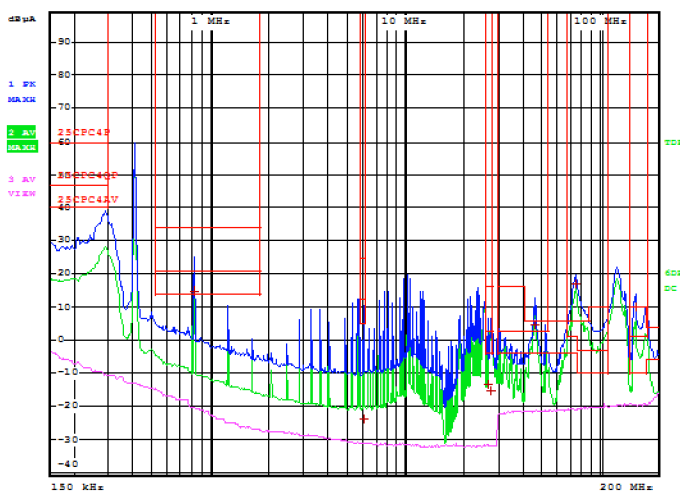
9.1 Pomocí proudové sondy

První měření v EMC komoře bylo pomocí proudové sondy, kdy se měřilo vyzařování na vstupní kabeláži. Toto měření probíhalo zvláště pro kabel přivedený na minusovou svorku a kabel přiveden na plusovou svorku. Dle normy má být sonda umístěna ve vzdálenosti 5 cm od přípravku anebo 75 cm od přípravku. V tomto měření byla sonda umístěna ve vzdálenosti 75 cm od přípravku pro snadnější umístění proudové sondy.

Dle normy by mělo měření probíhat až do frekvence 250 MHz, vlivem použité proudové sondy, která má rozsah od 150 kHz do 200 MHz bylo měření omezeno pouze na tento frekvenční rozsah. Pro ověření emisí na obvodech v rámci této diplomové práce je tento rozsah dostačující. Norma CISPR 25 definuje 5 tříd, pro tato měření jsou do grafů vyneseny požadavky pro třídu 4, tato třída je druhá nejpřísnější v rámci měření EMC pro tuto normu

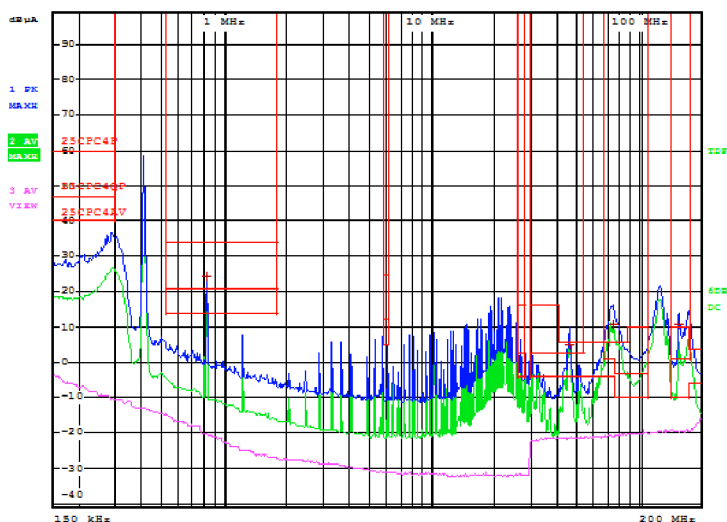
9.1.1 SEPIC LT3758

Obvod byl nejdříve podroben měření proudovou sondou bez jakékoliv úpravy po jeho oživení. Výsledné průběhy na plusu a mínusu mají téměř totožné průběhy, proto pro názornost postačuje ukázat pouze jeden z daných průběhů, tento průběh můžeme vidět na obrázku 9.1. Kde červeně jsou vyznačeny hranice pro splnění normy CISPR 25 a její třídy 4.



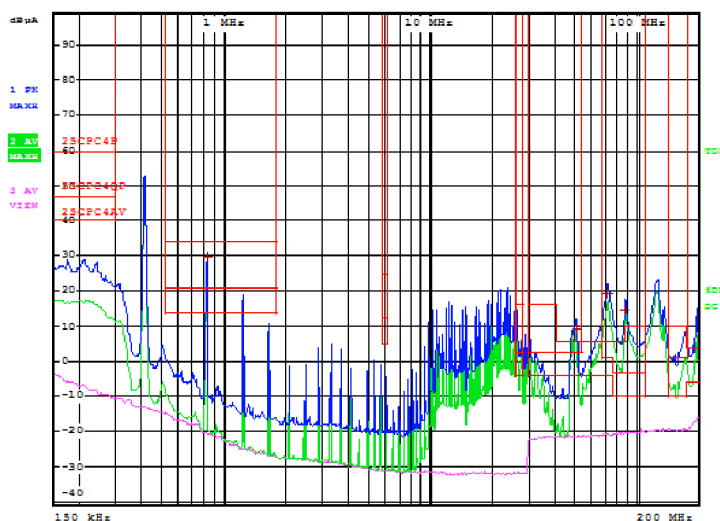
Obrázek 9.1 Průběh proudové sondy pro neupravenou DPS.

Jako první úpravou tohoto obvodu bylo zvoleno přidání tzv. snubberu na diodu D1 a to s hodnotami $R_{snub} = 10 \Omega$ a $C_{snub} = 10 \text{ nF}$, tato dioda by mohla být zdrojem kmitání na vyšších frekvencích, průběh po provedení této změny je na obrázku 9.2.



Obrázek 9.2 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na diodu D1.

Při této změně je patrný mírný pokles vyzařování na vyšších frekvencích. Dalším možným zdrojem vyzařování byl uvažován vstupní filtr, na tento filtr byl aplikovaný obdobný snubber jako na diodu D1, zde ovšem na vstupní cívku L1. Výsledný průběh je znázorněn na obrázku 9.3.



Obrázek 9.3 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na cívku L1.

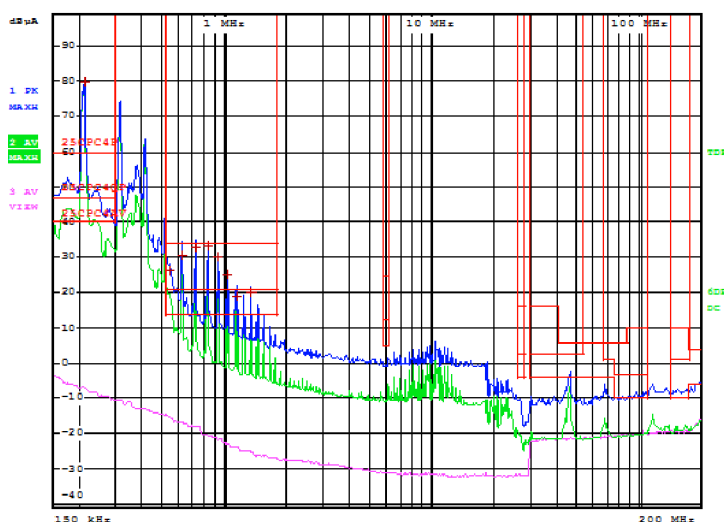
Po této změně je možné pozorovat, že na některých frekvencích došlo ke snížení vyzařování, kdežto na jiných došlo k mírnému zhoršení. Tato změna, tedy nedosahovala požadovaného snížení vyzařování.

Při aplikaci následné změny v odporu do gate tranzistoru, byla zvolená špatná hodnota odporu a došlo k přehřátí tranzistoru a následně k jeho zničení. Jelikož nebyl k dispozici žádný další tranzistor podobných parametrů, nemohlo být provedeno další měření s touto změnou v odporu.

Tento obvod nesplňuje stanovenou třídu 4, zejména pak na vyšších kmitočtech. U tohoto obvodu by byla možná další korekce správně zvoleným rezistorem do gate řídicího tranzistoru, který by vyzařování snížil.

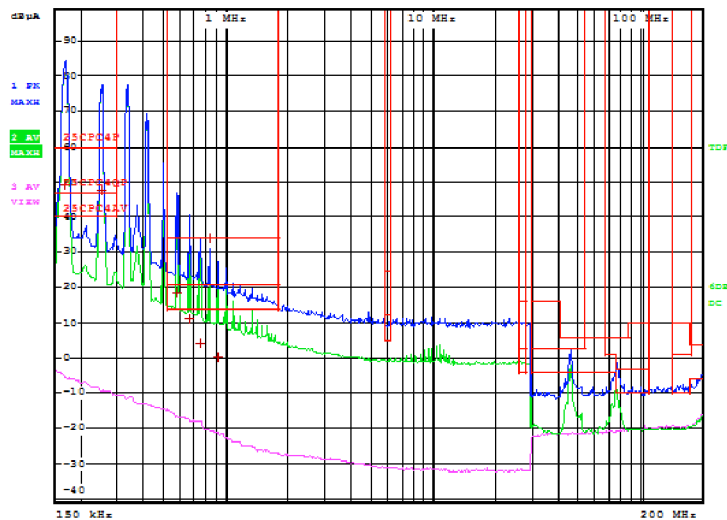
9.1.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

Obvod byl nejdříve podroben měření proudovou sondou bez jakékoliv úpravy po jeho oživení. Výsledné průběhy na plusu a mínusu mají téměř totožné průběhy, proto pro názornost postačuje ukázat pouze jeden z daných průběhů, tento průběh můžeme vidět na obrázku 9.4. Kde červeně jsou vyznačeny hranice pro splnění normy CISPR 25 a její třídy 4.



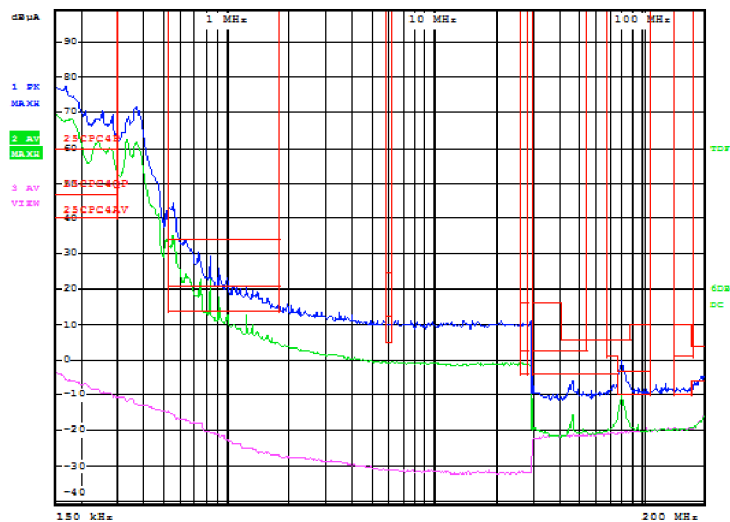
Obrázek 9.4 Průběh měření pomocí proudové sondy pro neupravenou DPS.

Po tomto měření byla zvolena úprava ve formě přidáním snubberu na cívku tohoto obvodu. Hodnoty snubberu byly vypočteny jako $R_{snub} = 3 \Omega$ a $C_{snub} = 132 \text{ nF}$, zvolené hodnoty však byly $R_{snub} = 3,3 \Omega$ a $C_{snub} = 150 \text{ nF}$. Po této úpravě bylo provedeno nové měření, jehož průběh je možné sledovat na obrázku 9.5.



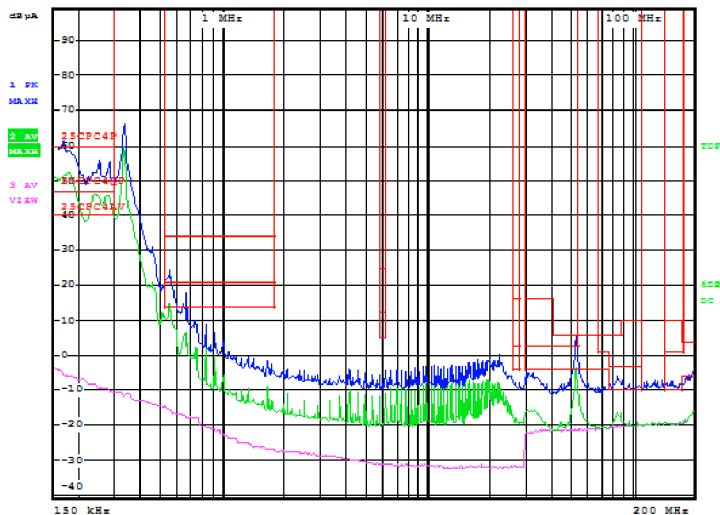
Obrázek 9.5 Průběh měření proudové sondy po přidání snubberu na výstupní cívku.

Po výsledku tohoto měření je patrné, že aplikace snubberu ve výsledném průběhu příliš nepomohla, spíše naopak vyzařování na některých frekvencích bylo zvýšeno. Byla tedy aplikována další změna snubberu na jiné hodnoty, které však zlepšení také nepřinesly. Dále byl pokus o připojení snubberu na vstupní filtr tohoto obvodu tato změna však opět nevedla k velkým změnám. Další uvažovanou změnou bylo snížení odporové zátěže a ověřit zda kmity nezpůsobuje výstupní cívka v saturaci. Výsledný průběh po aplikaci této změny je možné vidět na obrázku 9.6.



Obrázek 9.6 Průběh měření proudové sondy po snížení odporové zátěže.

Po této změně je patrná změna ve vyzařování, nedochází k vytváření velkých spínacích vrcholů, ale průběh je více ustálen. Na toto zapojení byla aplikovaná poslední úprava v podobě přidání tlumivky na vstup měniče, respektive na přívodní kabeláž. V prvním případě byla aplikována tlumivka 100 μH . Průběh po této změně je možné pozorovat na obrázku 9.7.



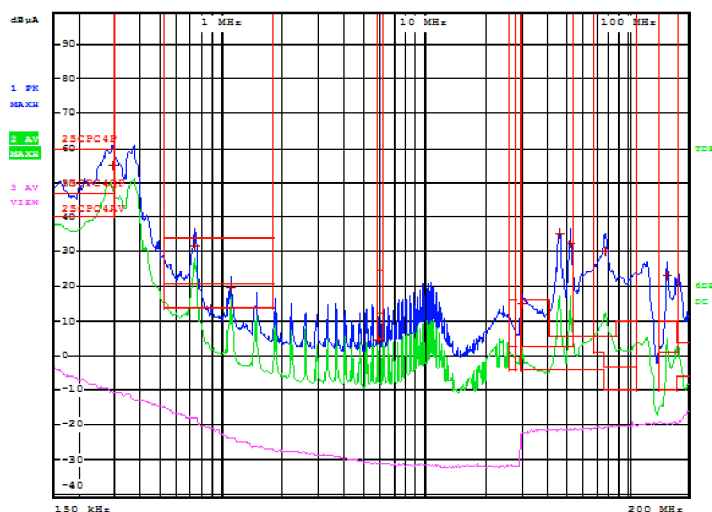
Obrázek 9.7 Průběh měření proudové sondy po přidání tlumivky na přívodní kabeláž.

Díky této změně bylo dosaženo dalšího zlepšení na nižších frekvencích. Je tedy patrné, že přívodní kabeláž ovlivňuje vyzařování na nižších frekvencích. Po této změně byla měněna indukčnost tlumivky na hodnoty 47 μH a 22 μH , tyto tlumivky však nedosahovaly lepších výsledků. Tohoto zlepšení by však bylo dosaženo na úkor dalších součástek, které by ještě více zvýšily náklady výroby tohoto obvodu.

I přes mnoho pokusů o snížení emisí tohoto obvodu, se tyto emise nepodařilo snížit, aby obvod splňoval třídu 4 stanovenou normou.

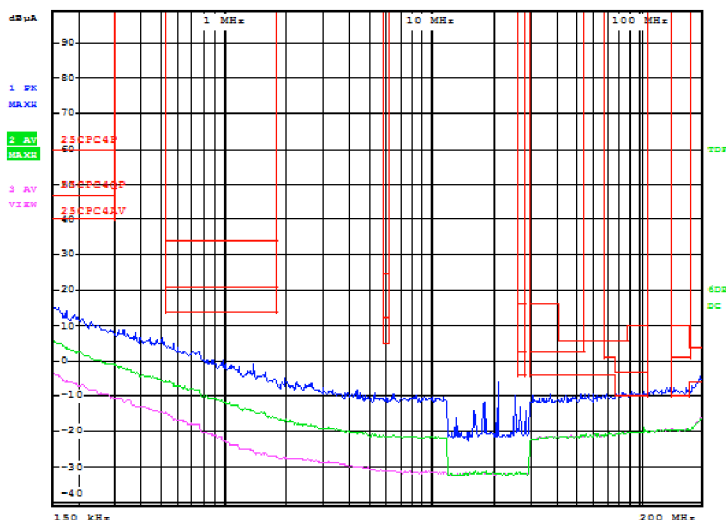
9.1.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Obvod byl nejdříve podroben měření proudovou sondou bez jakékoliv úpravy po jeho oživení. Výsledné průběhy na plusu a mínusu mají téměř totožné průběhy, proto pro názornost postačuje ukázat pouze jeden z daných průběhů, tento průběh můžeme vidět na obrázku 9.8. Kde, červeně jsou vyznačeny hranice pro splnění normy CISPR 25 a její třídy 4.



Obrázek 9.8 Průběh měření pomocí proudové sondy pro neupravenou DPS.

Na tento obvod byla dále zvolená úprava ve změně odporu před pinem gate u obou tranzistorů. Odpor 0R byl nahrazen odporem 100 Ω . Pro tuto změnu bylo provedeno nové měření, jehož výsledek je možné sledovat na obrázku 9.9.



Obrázek 9.9 Průběh měření proudové sondy po přidání odporu do gate tranzistoru.

Z obrázků je patrné, že tento obvod splňuje požadovanou třídu 4, stanovenou normou a tedy vyhovuje.

9.2 Pomocí antén

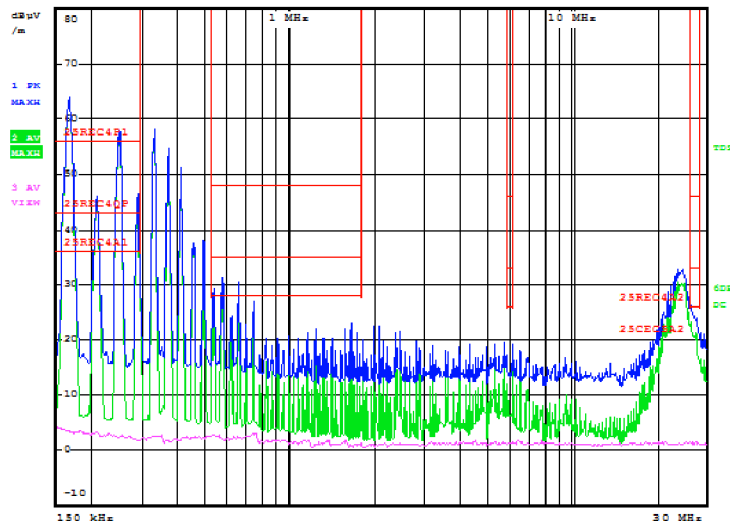
Měření pomocí antén probíhalo opět podle normy CISPR 25. Umístění měřících antén je dle normy 1 m nad podlahou a zároveň 1 m od měřeného přípravku. Délka přívodní kabeláže k měřenému přípravku by měla být 1,5 m od umělé sítě po vstupní svorky obvodu. Měření probíhalo pomocí 3 typů antén, a to prutové, logperiodické a bikónické. Měření s logperiodickou a bikónickou anténou bylo prováděno ve vertikální a horizontální poloze.

9.2.1 SEPIC LT3758

Měření pomocí antén nemohlo být pro tento obvod provedeno, jelikož v předchozím měření pomocí proudové sondy došlo ke zničení tranzistorů tohoto obvodu a nebyla dostupná žádná odpovídající náhrada, která by zvládla tento obvod řídit. Pro tento obvod bylo tedy provedeno pouze měření pomocí proudové sondy, které je popsáno výše.

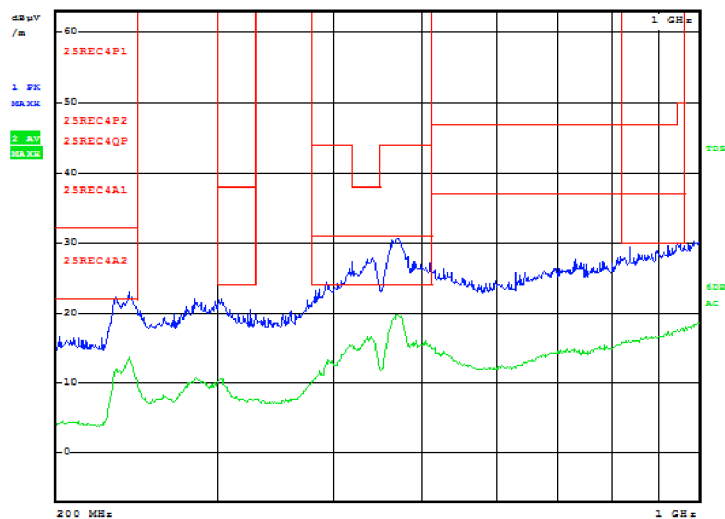
9.2.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

Měření probíhalo za podmínek zmíněných výše pro tři typy antén. První měření bylo realizováno pomocí prutové antény. Výsledek tohoto měření je možné pozorovat na obrázku 9.10. Zde, je vidět podobnost s měřením pomocí proudové sondy, kde také na nižších kmitočtech byly emise vyšší a zároveň přesahující mez stanovenou normou.

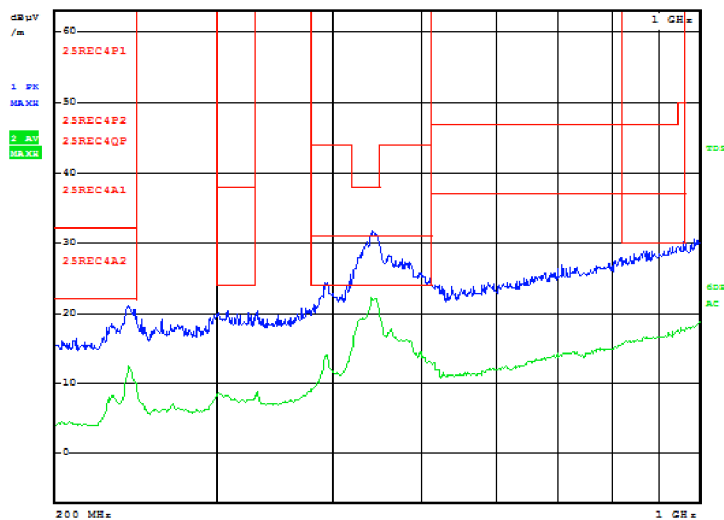


Obrázek 9.10 Průběh měření pro prutovou anténu.

Další měření bylo pomocí antény logperiodické, tato anténa měřila daný obvod jak ve vertikální poloze obrázek 9.11, tak i v poloze horizontální obrázek 9.12. Na těchto výsledcích je možné pozorovat, že obě polohy mají maxima na podobných kmitočtech i podobných úrovních. Opět zde dochází k překročení meze stanovené normou.

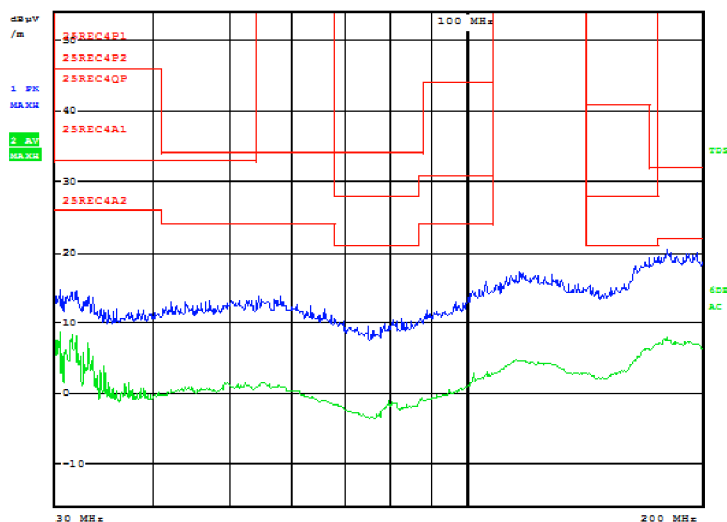


Obrázek 9.11 Průběh měření pro logperiodickou anténu ve vertikální poloze.

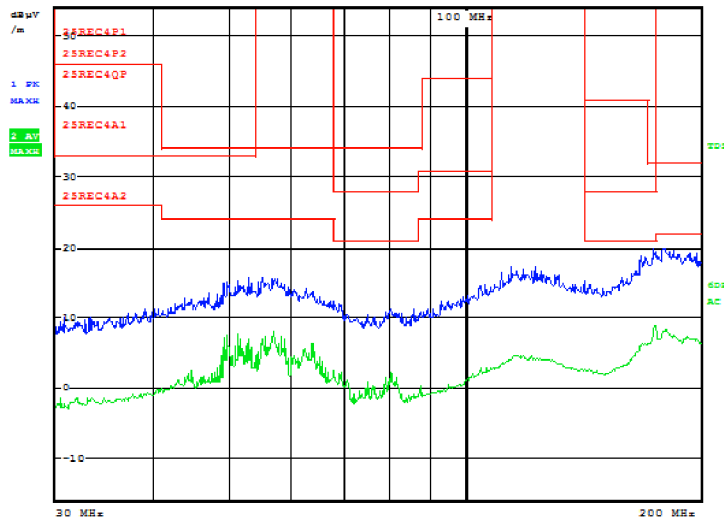


Obrázek 9.12 Průběh měření pro logperiodickou anténu v horizontální poloze.

Posledním typem antény je anténa bionická, i tato anténa měřila daný obvod, jak ve vertikálním směru obrázek 9.13, tak horizontálním obrázek 9.14. Z obrázků je patrné, že tyto průběhy jsou si velmi podobné úrovněmi vyzářených emisí. Při měření pomocí této antény nedošlo k překročení meze stanovené normou.



Obrázek 9.13 Průběh měření pro bikónickou anténu ve vertikální poloze.

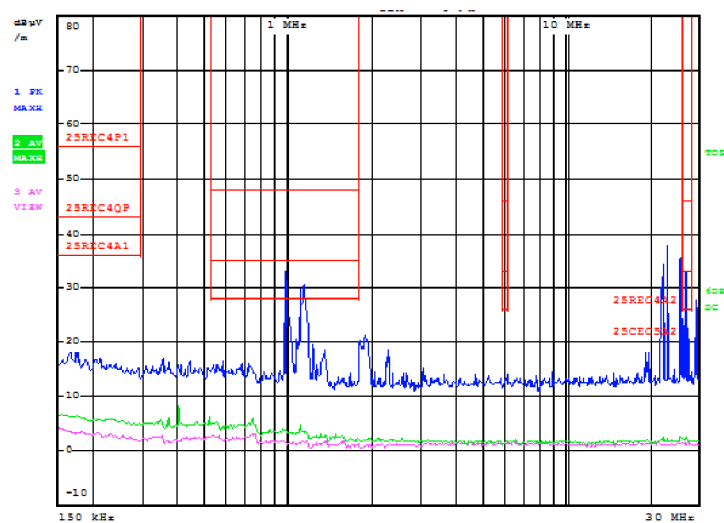


Obrázek 9.14 Průběh měření pro bikónickou anténu v horizontální poloze.

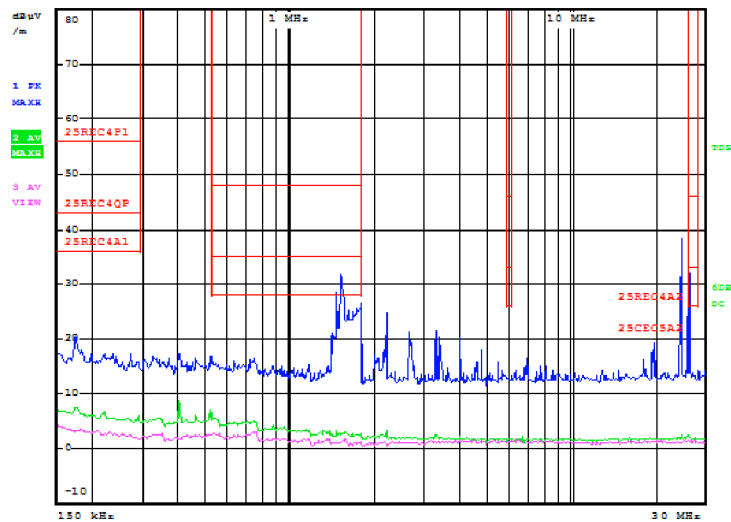
Tento obvod nevyhovuje zkouškám emisí pomocí antén a to zejména při měření prutovou a logperiodickou anténou. Při měření bikónickou anténou vyhovuje třídě 4.

9.2.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

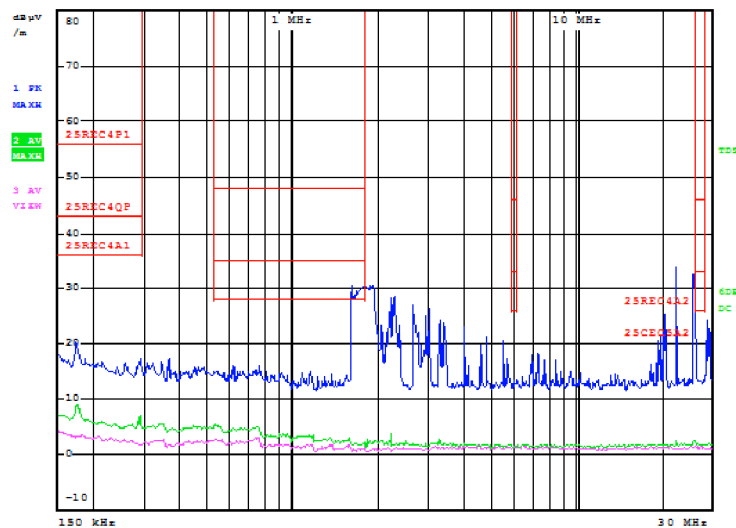
Měření probíhalo za podmínek zmíněných výše pro tři typy antén. První měření probíhalo pomocí prutové antény. Pro tuto anténu byl ověřován vliv a natočení chladičů (chladiče jsou spojeny s vodivou ploškou, která je spojena s drain tranzistoru) vůči měřicí anténě. Nejdříve bylo provedeno měření s chladiči směřujícími k podložce obrázek 9.15. V dalším měření byla DPS položena na bok a chladiče směřovaly směrem k měřicí anténě obrázek 9.16. Posledním zkušebním natočením chladičů bylo směřování vzhůru nad DPS obrázek 9.17. Z obrázků je patrné, že umístění DPS mění výsledek měření jen do malé míry, kdy se frekvence špiček posouvá na vyšší kmitočty a další špičky se stávají více výraznými.



Obrázek 9.15 Průběh měření pro prutovou anténu s chladiči směrem k podložce.

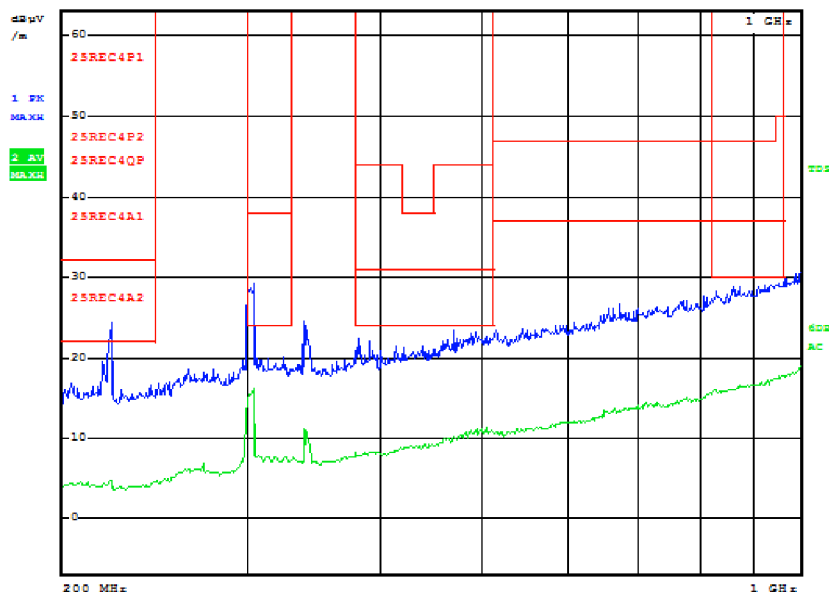


Obrázek 9.16 Průběh měření pro prutovou anténu s DPS na bok a chladiče směřující k anténě.

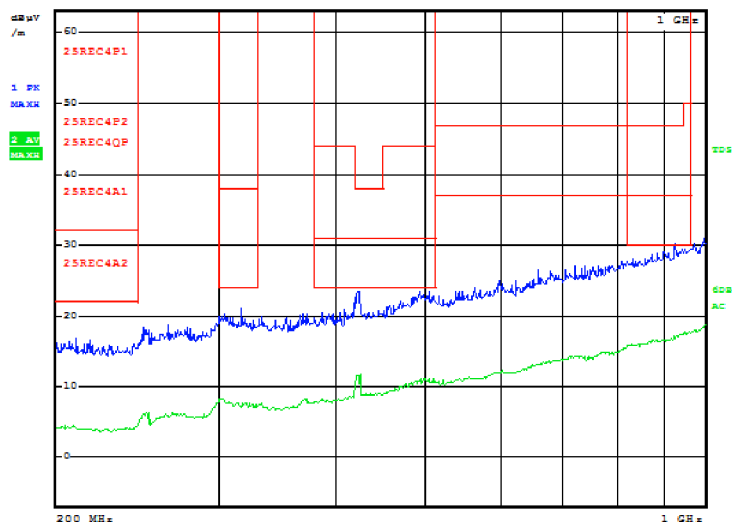


Obrázek 9.17 Průběh měření pro prutovou anténu s chladiči vzhůru.

Další měření bylo pomocí antény logperiodické, tato anténa měřila daný obvod, jak ve vertikální poloze obrázek 9.18, tak i v poloze horizontální obrázek 9.19. Na těchto výsledcích je možné pozorovat, že ve vertikální poloze jsou špičky více výrazné a přesahují mez stanovenou normou, kdežto v horizontální poloze jsou špičky méně výrazné a nedochází k překročení meze.

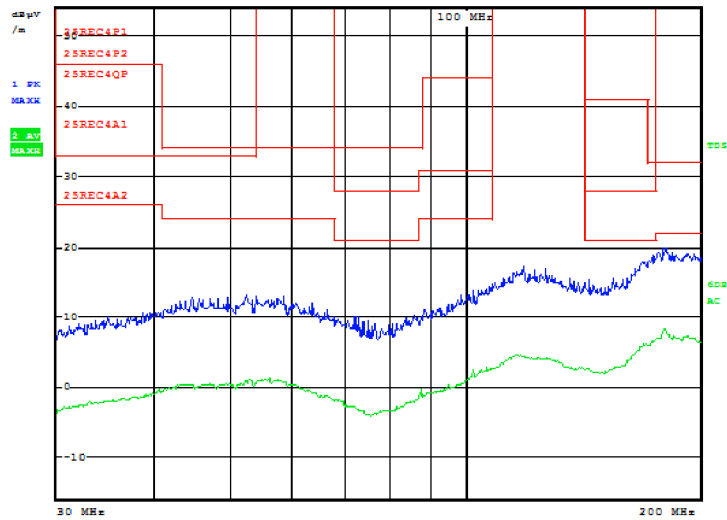


Obrázek 9.18 Průběh měření pro logperiodickou anténu ve vertikální poloze.

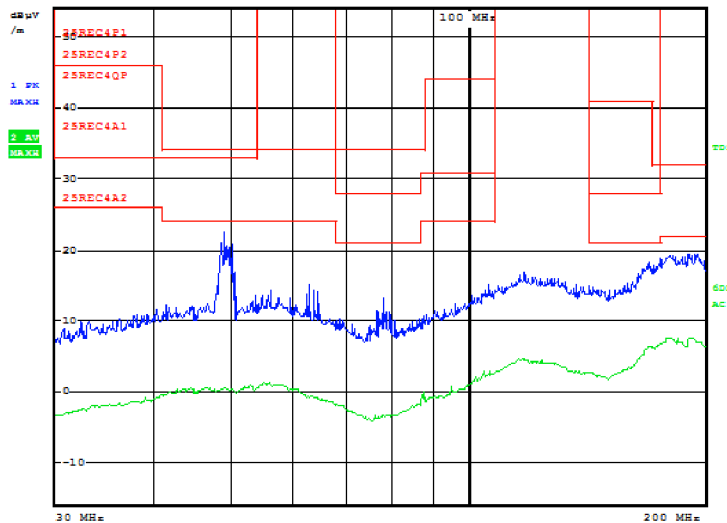


Obrázek 9.19 Průběh měření pro logperiodickou anténu v horizontální poloze.

Posledním typem antény je anténa bionická, i tato anténa měřila daný obvod, jak ve vertikálním směru obrázek 9.20, tak horizontálním obrázek 9.21. Z obrázků je patrné, že tyto průběhy jsou si velmi podobné úrovněmi vyzářených emisí. Pouze při měření anténou v horizontální poloze se objevuje jedna výrazná špička, která však nepřesahuje mez stanovou normou.



Obrázek 9.20 Průběh měření pro bikónickou anténu ve vertikální poloze.



Obrázek 9.21 Průběh měření pro bikónickou anténu v horizontální poloze.

Tento obvod na většině frekvencí splňuje požadavky třídy 4, pro snížení na požadovaných frekvencích by bylo možné použít například snubber na výstupní cívkou, který by utlumil emise na daných frekvencích.

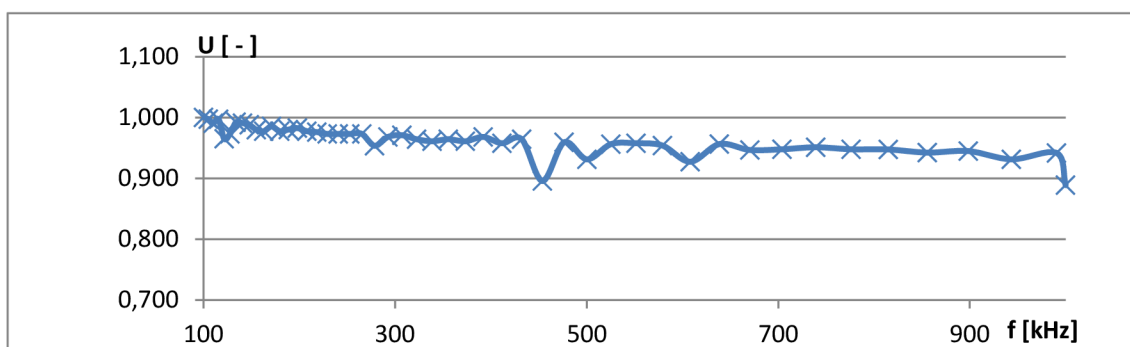
9.3 Imunita

Měření imunity probíhalo metodou BCI (Bulk Current Injection) neboli metodou proudové injektáže. Kdy je pomocí sondy injektován daný proud do kabeláže měřeného přípravku. Pro toto měření byly měřené obvody napájeny napětím 48 V, sonda byla umístěna ve vzdálenosti přibližně 45 cm od vstupních svorek přípravku, celková délka kabeláže byla přibližně 1,5 m. Nastavení injektovaných proudů, bylo dle požadavků jednoho nejmenovaného výrobce automobilů, jehož měření probíhalo před tímto měření. V prvním případě byl pomocí sondy injektován proud 67 mA ve frekvenčním rozsahu 100 kHz až 1 MHz. V druhém případě byl injektován proud 200 mA ve frekvenčním rozsahu 1 MHz až 400 MHz. Tyto injektované proudy nebyly nijak

modulovány. Pro takto měřené přípravky je požadované, aby splňovaly funkční kritérium A, tedy nedošlo k výpadku zařízení a rozptyl jeho parametrů byl maximálně $\pm 30\%$. Ověřování správné funkčnosti v tomto případě byl pomocí připojené LED na výstup měničů, kterou protékal proud přibližně 50 mA, nad tuto diodu bylo poté umístěno optické vlákno, které vedlo do převodníku z optiky na napětí. Toto napětí bylo poté měřeno po celém průběhu. Bohužel připevnění optického vlákna vlivem absence vhodného přípravku nebylo vždy úplně přesné, tudíž jsou výsledky tímto vlivem mírně zkresleny. Jelikož bylo vždy umístění optického vlákna mírně jiné a tím pádem výsledné napětí mělo jinou úroveň, jsou výsledné hodnoty vztaženy k prvnímu změřenému napětí. V takovémto případě je vždy hned z průběhu patrné, zda některá z hodnot překročila mez $\pm 30\%$.

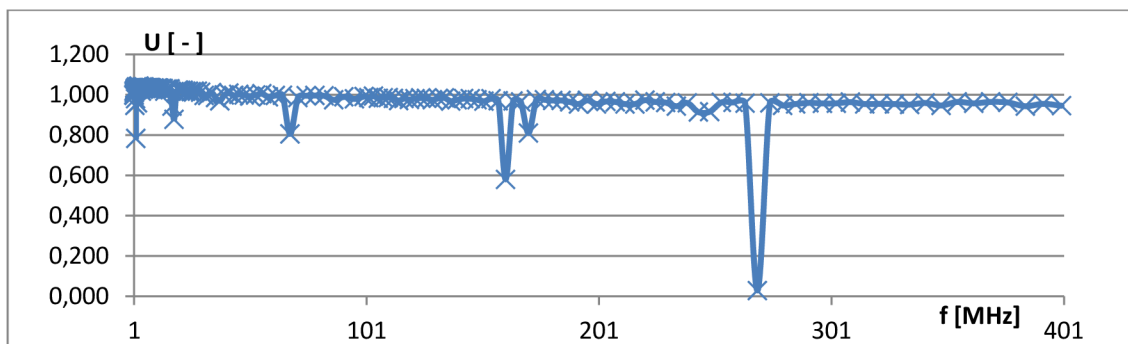
9.3.1 SEPIC LT3758

Na obrázku 9.22, je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 67 mA a frekvenční rozsah 100 kHz až 1 MHz. Z tohoto průběhu je patrné, že výkyv sledovaného parametru ani v jednom případě nepřekročil hranici $\pm 30\%$. Dále je patrné, že dochází spíše k poklesu sledovaného napětí, což je způsobeno teplotním deratingem vysvětleným v teoretické části, v některých případech dochází k větším propadům. Tento měnič pro toto měření splnil funkční kritérium A.



Obrázek 9.22 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.

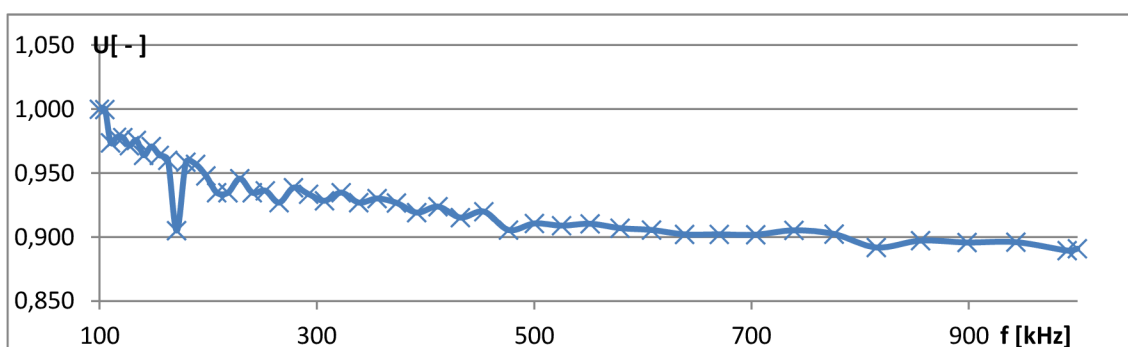
Na obrázku 9.23, je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 200 mA a frekvenční rozsah 1 MHz až 400 MHz. V tomto případě je patrné, že na dvou frekvencích došlo k překročení limitu $\pm 30\%$ a to na frekvenci 160,8 MHz, kde byl pokles o 42 %, a na frekvenci 269,1 MHz a to až o 98%, v tomto případě, došlo k úplnému výpadku měniče. Tento měnič funkční kritérium A nespĺňuje, ale pouze na dvou frekvencích, které by mělo být možné odstranit například přidavnými kondenzátory na vstup obvodu.



Obrázek 9.23 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.

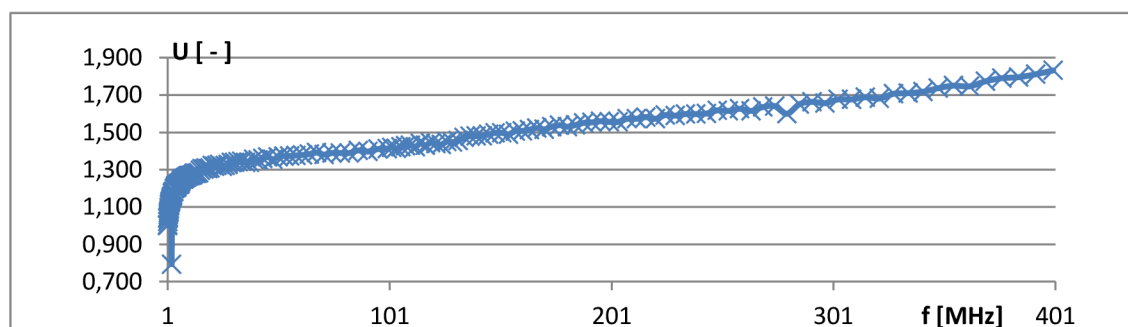
9.3.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

Na obrázku 9.24 je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 67 mA a frekvenční rozsah 100 kHz až 1 MHz. Z tohoto průběhu je patrné, že na žádné frekvenci nedošlo k překročení meze $\pm 30\%$. Dále je z tohoto průběhu patrný pokles napětí, což je způsobeno teplotním deratingem vysvětleným v teoretické části, a také jeden výraznější propad napětí. Měnič tedy pro toto měření splnil funkční kritérium A



Obrázek 9.24 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.

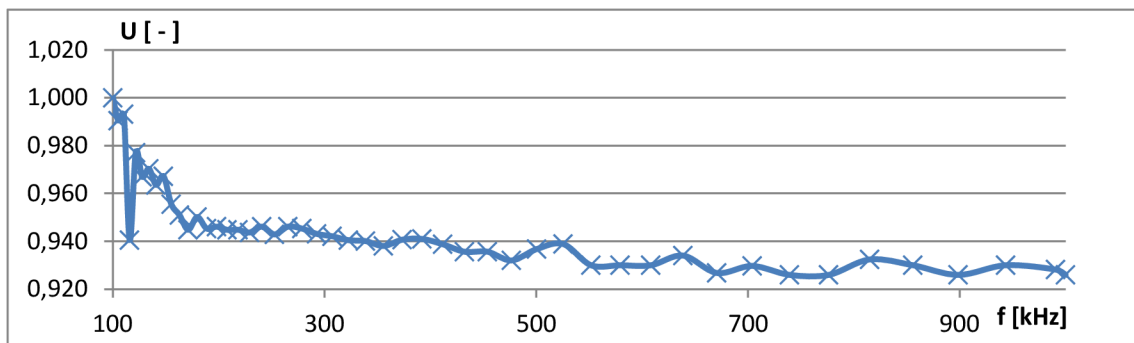
Na obrázku 9.25, je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 200 mA a frekvenční rozsah 1 MHz až 400 MHz. Z tohoto průběhu je patrný velký nárůst napětí při vyšších frekvencích, což je způsobeno teplotním deratingem vysvětleným v teoretické části. Ale je patrné, že nárůst by se dal označit za lineární a nedocházelo tedy ke skokovým změnám napětí. U tohoto měření průběh i přes zvyšující se napětí vykazuje spíše známky, že funkční kritérium A splňuje.



Obrázek 9.25 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.

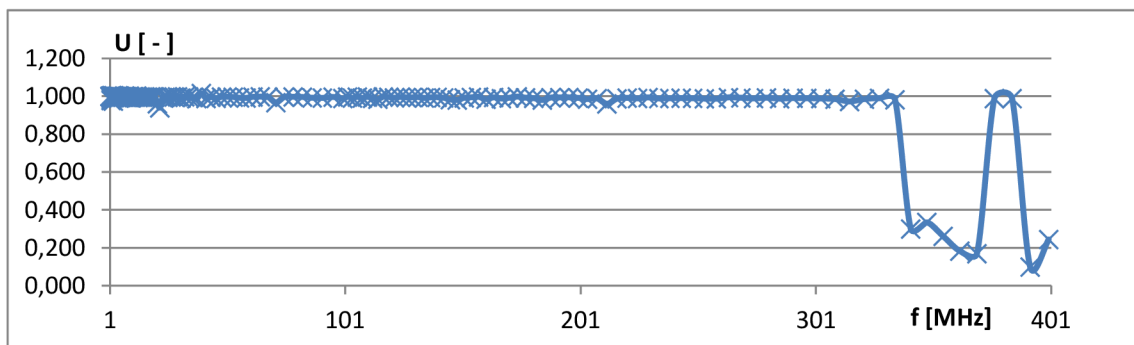
9.3.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Na obrázku 9.26, je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 67 mA a frekvenční rozsah 100 kHz až 1 MHz. Z tohoto průběhu je patrný pokles napětí při narůstající frekvenci, což je způsobeno teplotním deratingem vysvětleným v teoretické části, ale i po tomto poklesu je napětí stále v toleranci $\pm 30\%$. Tento měnič tedy v průběhu zkoušky splnil funkční kritérium A.



Obrázek 9.26 Výsledek BCI pro 67 mA a rozsah 100kHz až 1 MHz.

Na obrázku 9.27 je možné vidět výsledek BCI testování pro proud 200 mA a frekvenční rozsah 1 MHz až 400 MHz. Z tohoto průběhu je patrné, že napětí bylo relativně konstantní až do frekvence 341,3 MHz, kde napětí klesne pod toleranci $\pm 30\%$, přesněji o 70 %, tento pokles trvá až do frekvence 376,8 MHz, kde se napětí opět vrací do potřebné tolerance. Poté ale opět tuto toleranci porušuje a klesá přibližně o 91%. Tento měnič, tedy od frekvence 376,8 MHz nesplňuje funkční kritérium A.



Obrázek 9.27 Výsledek BCI pro 200 mA a rozsah 1 MHz až 400 MHz.

10 POROVNÁNÍ NAVRŽENÝCH OBVODŮ

V první řadě je zajímavé porovnat obvod s integrovanými obvody LT8645S a NCP1034. V obou případech se jedná o synchronní buck. V případě obvodu s LT8645S, je řídicí tranzistorový spínač již integrován ve struktuře IO. A návrh je tedy omezen pouze na návrh zpětné vazby, prahu vypnutí obvodu a cívky na výstupu obvodu. Kdežto u obvodu s NCP103, jsou řídicí tranzistory mimo strukturu IO, je tedy možné ovlivnit jejich proud do gate tranzistoru. Při porovnání účinnosti těchto obvodů vychází lépe obvod s IO LT8645S, který má na účinnost na 48 V přibližně 88 %, kdežto NCP 1034 pouze přibližně 69,5 %. Ale musí být bráno v potaz, že tento obvod vlivem špatného návrhu footprintu a následné výměny tranzistoru nefunguje úplně korektně. Při srovnání v rámci EMC měření vychází pro měření emisí pomocí proudové sondy lépe naopak obvod s NCP1034, kde se úpravou rezistorů do gate tranzistorů dosáhlo snížení emisí na úroveň splňující třídu 4 normy Cisp 25. Kdežto u obvodu s LT8645S se ani po několika výraznějších úpravách nepodařilo dosáhnout poklesu emisí pro třídu 4. Obdobné výsledky jsou dosaženy také pro měření pomocí antén a to je ještě nutné brát v potaz umístění chladičů na tranzistory obvodu s NCP1034. Při testech imunity naopak vyšel lépe obvod s LT8645S, ale i v tomto případě musí být brán ohled na nekorektní chování obvodu s NCP1034. Poslední porovnatelným parametrem je cena součástek na jednu DPS, kdy cena obvodu s LT8645S je téměř dvojnásobná v porovnání s obvodem s NCP1034. Z těchto porovnání je patrné, že korektně fungující obvod s NCP1034 vychází jako lepší v porovnání s obvodem s LT8645S, zejména díky možnosti lépe ovlivňovat výsledné emise obvodu a také jeho výrazně nižší pořizovací cenu.

Při porovnání všech obvodů z hlediska ceny součástek obvodu vychází nejlépe obvod s NCP1034, poté Sepic s IO LT3758 následuje obvod s LT8645S, nejhůře v tomto porovnání vychází obvod bucku se sériovým kondenzátorem s IO LM5119. Tento obvod se ovšem nepodařilo oživit a proto v dalších srovnáních bude chybět. Ceny součástek je možné nalézt v příloze C.

Při porovnání účinnosti obvodů při vstupním napětí 48 V vychází nejlépe obvod s IO LT8645S, který pro 48 V má účinnost přibližně 88 %, následuje obvod s IO LT3758 s účinností přibližně 85 % a nejhorší účinnost měl obvod s IO NCP1034 a to přibližně 69,5 %. U tohoto obvodu je ovšem nutné brát v potaz jeho nekorektní fungování, jehož důvod je popsán výše.

Při porovnání v rámci měření EMC pomocí proudové sondy, vychází nejlépe obvod s IO NCP1034, kde se jednoduchou úpravou rezistoru v gate tranzistorů dosáhlo splnění třídy 4 normy CISPR 25. Při srovnání obvodů s IO LT3758 a LT8645S je patrné, že jsou si v rámci průběhů těchto měření velmi podobné, dochází k překročení limitů přibližně na stejných frekvencích. V tomto ohledu je však lépe laditelný obvod s IO LT3758 a tím pádem by mělo být možné tento obvod lépe vyladit na požadovanou třídu. V tomto měření však vlivem špatně zvoleného odporu do gate tranzistoru došlo ke zničení tohoto tranzistoru a již nebyla k dispozici odpovídající náhrada a nemohlo tedy dojít ke zlepšení v rámci tohoto měření. U Obvodu s IO LT8645S se ani s několika úpravami nepodařilo snížit emise, aby splňovali třídu 4.

Při měření pomocí antén je možné provést porovnání pouze obvodů s IO NCP1034 a LT8645S, jelikož toto měření následovalo po měření pomocí proudové sondy, kde byl

u obvodu s IO LT3758 zničen řídicí tranzistor a nebyl tedy funkční. Toto porovnání je již provedeno výše. V rámci tohoto měření tedy lépe vyšel obvod s IO NCP1034.

Posledním referenčním měření bylo měření imunity metodou BCI. Při této metodě všechny tři obvody splňují požadavky funkčního kritéria A v rámci injektovaného proudu 67 mA na frekvenčním rozsahu 100 kHz až 1 MHz. U injektovaného proudu 200 mA na frekvenčním rozsahu 1 MHz až 400 MHz, lze brát jako obvod splňující funkční kritérium A pouze obvod s IO LT8645S, při zohlednění, že narůstající napětí je vlivem špatně připevněného optického vlákna. Kdežto obvody s IO LT3758 a NCP1034, toto funkční kritérium A nesplňují. U obvodu s IO LT3758 dochází k porušení mezi $\pm 30\%$ pouze na dvou frekvencích, kdežto u NCP na vícero frekvencích, možný je také vliv nekorektního fungování s IO NCP1034. V tomto měření vyšel tedy nejlépe obvod s IO LT8645S.

Pro lepší orientaci v porovnání navržených obvodů může sloužit tabulka 4, kde jsou všechny parametry zhrnuty. Zvolit celkově nejlépe vycházející obvod ze všech parametrů je celkem obtížné. Při uvažování korektního chování obvodu s IO NCP1034, kdy by jeho účinnost nebyla takto nízká, ale pohybovala se dle předpokládaných 85 %, bylo by jasné, že tento obvod vychází nejlépe. Ovšem při porovnání parametrů dosažených v rámci této práce vychází nejlépe obvod s IO LT3758, kdy je poměrně levný s průměrnou účinností a zejména lepším možným úpravou při měření emisí v rámci EMC.

Tabulka 4 Porovnání parametrů navržených obvodů.

	Cena BOM [Kč]	Účinnost [%] pro 48 V	Dosažený výkon [W]	Emise	Imunita	Složitost návrhu	Možnost úprav pro EMC
SEPIC (LT3758)	167,5	85	19,6	X	X	++	-
SYN. BUCK s interními Tran. (LT8645S)	221,4	88	20,7	X	*	++	---
SYN. BUCK s externími Tran. (NCP1034)	122,15	69,6	14,3	*	X	+	-
BUCK se sériovým kond. (LM5119)	291,9	/	/	/	/	+++	/

Legenda:

- x Neprošel zkouškou
- * Prošel zkouškou
- +++ Složitý návrh obvodu
- + Jednoduchý návrh obvodu
- Složitá úprava obvodu pro EMC
- Jednoduchá úprava pro EMC
- / Neměřeno

Jedním z důvodů, proč obvody nedosáhly požadovaného výkonu, byla špatná volba cívek, jelikož se tyto cívky dostávaly do saturace a na výstup tedy nebyl dodán požadovaný proud. Jednou z chyb při určování vhodné cívky bylo uvažování pouze požadovaného maximálního stejnosměrného proudu cívky. U volby nebyla zohledněna například hysterezní smyčka cívky. Při přístupu volby cívky přes její hysterezní smyčku je do hysterezní smyčky vnesen požadovaný stejnosměrný proud, který by měl danou cívkou protékat. Po vnesení tohoto proudu je přes něj vnesena nová zmenšená hysterezní smyčka, která opisuje tvar původní hysterezní smyčky. Pokud tato nová hysterezní smyčka nikde nepřekročí původní hysterezní smyčku, cívka se nedostane do saturace a bude fungovat dle předpokladů, pokud však dojde k překročení této křivky, cívka se může dostat do saturace a nebude fungovat dle požadavků. Vlivem teploty může dojít k dalšímu zhoršení parametrů cívky a cívka se poté může opět dostat do saturace, je tedy vhodné zohlednit i tepelné vlastnosti dané cívky.

11 ZÁVĚR

Tato diplomová práce je rozdělena do dvou částí a to teoretické části a praktické části. V teoretické části je stručně popsána historie vývoje osvětlení v automobilech od prvních svíček a petrolejek až po moderní LED. Dále jsou zde uvedeny základní požadavky na lampy světlometů, přičemž jedním z nejdůležitějších parametrů je teplota uvnitř a v okolí lampy. Teplota má velký vliv na svítivost LED a jejich životnost. Dále je zde uvedeno jaký vliv má nedokonalost výroby LED na její životnost a svítivost. Jaké jsou požadované světelné výstupy LED, které jsou definované každým výrobcem zvlášť. Je možné místo klasických optických výstupů umístit tzv. animace světlometů a tím osvětlení automobilu ozvláštnit. Nutnou povinností všech komponentů je dodržovat míru bezpečí, tzv. ASIL, který určuje úroveň bezpečnosti jednotlivých komponentů. Byla také odhadnuta dvě možná zapojení LED ve světlometech, a to zapojení LED do série, kde je vyžadován stálý proud, a poté sérioparalelní zapojení, které naopak vyžaduje stálé napětí. Z toho důvodu byly vybrány dva typy měničů. Prvním typem je buck-boost, který rychle vyrovnává proud, a druhým typem je tzv. buck neboli step-down měnič, který udrží stálé napětí na svém výstupu.

V další kapitole je podrobněji vysvětlen důvod, proč se u dnešních automobilů plánuje přechod z 12V sítě na hybridní 48V a 12V síť. Tato síť má zejména výhodu ve zvýšení potřebného výkonu za cenu nižší emisí. S tím i spojené zúžení průměrů kabeláže. Napájení ze 48V je uvažováno zejména pro výkonově náročná zařízení, jako jsou kompresor, ventilátor apod. V této kapitole jsou také vypsány požadavky na elektroniku 48V sítě. Jedním z nejvíce překvapivých požadavků je co možná nejnižší cena, proto dochází k optimalizacím každého zapojení a každá umístěná součástka musí mít své opodstatnění. Dalším důležitým požadavkem je splnění EMC měření, požadavky na toto měření si předepisuje každý z výrobců automobilů sám, jedná se tedy o přísně tajné informace. Obecně může během zkoušek vykazovat několik funkčních statusů. Každý z výrobců automobilů má několik dalších předepsaných zkoušek, kterými musí navrhovaný obvod projít

V poslední kapitole teoretické části je podrobně popsán DC/DC měnič, jaké jsou jeho základní vlastnosti a parametry. Dále je možné se dočíst, že DC/DC měnič má tři základní zapojení, jimiž jsou snižující, zvyšující a invertující měnič. Tyto základní zapojení je možné i společně kombinovat a vznikají tím nové typy měničů. Dále je v této kapitole popsán princip činnosti již dříve vybraných topologií měničů. Jedná se o topologie Ćuk a SEPIC, které jsou typem boost-buck a také topologie Series Capacitor buck (buck se sériovým kondenzátorem) a Synchronní buck, jenž jsou typem snižujícího měniče.

V praktické části byl proveden návrh čtyř vybraných zapojení, jednalo se o jedno zapojení topologie Sepic s IO LT3758, dvojice synchronních bucků a to s IO LT8546S a IO NCP1034, mezi těmito dvěma IO je rozdíl zejména v řídicích tranzistorech, LT8645S má tento tranzistor řešen interně v rámci IO, kdežto NCP1034 má dvojici řídicích tranzistorů mimo IO. Posledním navrhovaným obvodem byl buck se sériovým kondenzátorem, pro tuto topologii však nebyl odpovídající IO, tato topologie byla tedy navržena s IO LM5119, který má funkci prokládaného režimu. Pro tyto obvody byly podle rovnic uvedených v technické dokumentaci navrženy veškeré potřebné součástky. Po návrhu a výpočtu součástek byly pro tyto obvody navrženy DPS. Návrh DPS pro DC/DC měniče podléhá několika základním návrhovým pravidlům, které jsou v této

diplomové práce zmíněny. Kromě těchto základních návrhových pravidel, je nutné dodržet také požadavky na návrh DPS, uvedených v technické dokumentaci každého IO.

Po výrobě DPS a jejich následnému osazení, byly tyto DPS oživovány. Při oživování DPS, byl objeven problém špatného návrhu footprintu pouzdra TO-252, jednalo se o pouzdra řídicích tranzistorů, kde došlo k záměně pinů a tím pádem nebyla splněna funkčnost těchto obvodů. Tranzistory, tedy musely být odpájeny a zpět napájeny na správné piny. Tím, byl nedodržen předpoklad umístění drain tranzistorů na chladičskou plošku a tím pádem nebyly tranzistory chlazeny, což se v dalším pokračování oživování objevilo jako problém. Tento problém se týkal zejména obvodu synchronního bucku s externími tranzistory, kde musely být navržené tranzistory nahrazeny jinými tranzistory v pouzdře TO-220, na které byly umístěny chladiče pro lepší odvod tepla. I v tomto případě docházelo k přehřívání obvodu a následnému vypínání. U obvodů Synchronního bucku s interními tran. a SEPICU, došlo také k špatnému dimenzování cívek a tím pádem docházelo k jejich saturaci a nebylo umožněno dosáhnout požadovaného výkonu. Poslední obvod bucku se sériovým kondenzátorem s IO LM5119 se nepodařilo oživit, jelikož byl špatně uvažován sled spínání spínačů topologie bucku se sériovým kondenzátorem, kde je potřebné, aby byly zároveň sepnuty spínače ve větvi A i větvi B, kdežto IO LM5119 tohoto nedosáhne a spíná spínače vždy po jednom v určitém sledu. V rámci oživování byla také změřena účinnost jednotlivých obvodů. Nejlepší účinnost prokazoval Synchronní buck s interním tran. a to přibližně 88%, následuje SEPIC s účinností přibližně 85 % a poslední Synchronní buck s externími tran pouze 69,5 %, u tohoto obvodu však neprobíhá funkčnost obvodu korektně a bylo by tedy dosaženo lepší účinnosti. Dále bylo zjištěno špatné dimenzování výstupních cívek, které se dostávaly do saturace, a nebylo tedy dosaženo požadovaného proudu.

Po oživení těchto DPS, následovalo jejich EMC měření, nejdříve byly DPS podrobeny měření vyzařování emisí měřeného pomocí proudové sondy. Toto měření probíhalo podle normy CISPR 25, která definuje umístění sondy, délku kabeláže apod. V rámci této normy je stanoveno pět tříd, a v tomto měření byly limity nastaveny na třídu 4 definovanou v rámci této normy. Nejlepších výsledků v tomto měření dosáhl obvod s IO NCP1034, kde po úpravě rezistoru do gate tranzistoru klesla vyzařování emisí pod úroveň stanovené třídou 4. SEPIC a Synchronní buck s interním tran dosahovaly podobných výsledků, když překračovaly limity na přibližně stejných kmitočtech. Při snaze u SEPICU upravit rezistor u gate tranzistoru, došlo k špatně zvolené hodnotě a následnému zničení tranzistoru, bylo tedy nemožné tento obvod dále upravovat. Synchronní buck s interním tran je složité upravovat, jelikož řídicí tranzistor je uvnitř struktury IO.

Další měření bylo pomocí trojice antén a to prutové, logperiodické a bikónické. Měření pomocí logperiodické a bikónické antény probíhalo pro vertikální i horizontální natočení antény. Měření probíhalo podle normy CISPR 25. U tohoto měření má nejnižší vyzařování emisí opět Synchronní buck s externími tran, který splňoval třídu 4 normy CISPR 25, kdežto u Synchronního bucku s interním tran byla mez stanovena touto třídou překročena. Měření na SEPICU nebylo provedeno, jelikož tento obvod byl v době tohoto měření nefunkční.

Posledním měřením bylo měření imunity. Toto měření probíhalo pomocí BCI, tedy injektovaného proudu. Měření probíhalo pro dva různé injektované proudy, kdy každý byl na jiném frekvenčním rozsahu. Celkově bylo proměřeno pásmo od 100 kHz do 400 MHz. Pro první injektovaný proud 67 mA, dodržely všechny obvody funkční kritérium A, byly tedy plně funkční s rozkmitem sledovaného parametru menším než

$\pm 30\%$. U druhého injektovaného proudu 200 mA, lze považovat za dodržení funkční kritéria A pouze u Synchronního bucku s interním tran, u ostatní obvodů došlo na některých frekvencích k porušení požadované tolerance $\pm 30\%$.

Navrhované obvody tedy při prvním návrhu nedosáhly požadovaných 28 W, ale toto nedosáhnutí tohoto požadovaného výkonu je pouze vlivem chybně navrženého footprintu pouzdra TO-252 a špatnému dimenzování výstupních cívek. Při odstranění těchto chyb by obvody byly schopné tento požadovaný výkon dodávat.

LITERATURA

- [1] Auto tip. Historie a budoucnost osvětlení automobilů: Od svíčky k laseru. *Auto.cz* [online]. 2014 [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://www.auto.cz/historie-a-budoucnost-automobiloveho-osvetleni-od-svicky-k-laseru-79316>
- [2] Pebble Beach Concours d'Elegance. *The Car Connection*[online]. The Car Connection, 2005 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: https://www.thecarconnection.com/tips-article/1007843_2005-pebble-beach-concours-delegance
- [3] Světlo LEDDriving XENARC Golf VI BLACK EDITION. *Autolamp CZ s.r.o* [online]. Hradec Králové: Autolamp CZ s.r.o, 2017 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.autolamp.cz/svetla-denni-sviceni/svetla/svetlomety-xenonove/svetlomety-LEDDriving-XENARC-Golf-VI-BLACK-EDITIONLEDHL102-BK.html>
- [4] Temperature Derating. *EEWEB* [online]. New York: Aspencore, 2016 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.eeweb.com/profile/recom/articles/temperature-derating>
- [5] KEEPING, Steven. Understanding the Cause of Fading in High-Brightness LEDs. *Digi-Key* [online]. 2012 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2012/feb/understanding-the-cause-of-fading-in-high-brightness-leds>
- [6] Kolorimetrie a LED BINy. *Wireliled* [online]. [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://www.wireliled.cz/aplikacni-poznamky/kolorimetrie/>
- [7] TRACY, David. Everything You Need To Know About The Upcoming 48-Volt Electrical Revolution In Cars. *Jalopnik*[online]. 2016 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://jalopnik.com/everything-you-need-to-know-about-the-upcoming-48-volt-1790364465>
- [8] Interconnecting automotive 48V and 12V rails in dual-battery systems. *Texas Instruments* [online]. Texas Instrument [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: https://e2e.ti.com/blogs_/b/behind_the_wheel/archive/2017/03/20/how-to-connect-dual-automotive-battery-systems-
- [9] SIL, ASIL - stupnice rizikosti. *PDQM* [online]. Praha: PDQM, s.r.o [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://ww.pdqm.cz/Standards/SW-Related/ASIL.html>
- [10] VOJÁČEK, Antonín. Bezpečnost strojů - 2. díl - PL vs. SIL. *Automatizace.hw* [online]. 2015 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://automatizace.hw.cz/bezpecnost-stroju/bezpecnost-stroju-2-dil-pl-vs-sil.html>
- [11] SVAČINA, CSC., Prof. Ing. Jiří. Základy elektromagnetické kompatibility (EMC). *Elektrorevue* [online]. 2001 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01025/index.html>

- [12] 48V 25AH Deep Cycle Lithium Ion Battery. *SmartBattery*[online]. Smart Battery [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.lithiumion-batteries.com/products/48-volt-lithium-batteries/48v-25ah-deep-cycle-lithium-ion-battery.php>
- [13] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN, 2001. ISBN 80-730-0045-8.
- [14] VLČEK, Ing. Jíří. Měniče napětí a spínané zdroje - teoretická základna. In: *Tzb-info* [online]. Praha: tzb-info, 2007 [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://elektro.tzb-info.cz/teorie-elektrotechnika/4263-menice-napeti-a-spinane-zdroje-teoreticka-zakladna>
- [15] Design of Switch Mode Power Supplies. *Schmidt-walter-schaltnetzteile: Switch-mode power supplies* [online]. Dieburg [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smeps_e/smeps_e.html
- [16] *Radio-electronics* [online]. Dorking: Adrio Communications [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/>
- [17] WANG, Chia-Jiu. Cuk converter example. In: *Eas.uccs* [online]. Colorado Springs: University of Colorado, 2015 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: http://eas.uccs.edu/~cwang/ECE5955_F2015/PowerElectronics_f2015/ch2/Sects2-4and2-5.pdf
- [18] Analysis of Four DC-DC Converters in Equilibrium. *Allaboutcircuits* [online]. Boise: EETech, 2015 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/analysis-of-four-dc-dc-converters-in-equilibrium/>
- [19] Čuk converter. *Wikipedia* [online]. Wikipedia [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/%C4%86uk_converter
- [20] SEPIC Equations and Component Ratings. *Maxim integrated* [online]. San Jose: Maxim integrated [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1051>
- [21] FALIN, Jeff. Designing DC/DC converters based on SEPIC topology. *Texas Instrument* [online]. 2008, , 9 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
- [22] Single-ended primary-inductor converter. *Wikipedia*[online]. Wikipedia [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Single-ended_primary-inductor_converter
- [23] SHENOY, Pradeep S. Introduction to the Series Capacitor Buck Converter. *Texas Instrument* [online]. 2016, , 15 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva750a/slva750a.pdf>
- [24] Series Capacitor Buck Converter. *Plexim: electrical engineering software* [online]. Zurich: Plexim [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.plexim.com/support/application-examples/1256>
- [25] Maximize DC-DC Synchronous Buck Converter Performance. *Wireless: Design and Development* [online]. Rockaway: Advantage Bussiness Media, 2014 [cit. 2017-12-05]. Dostupné z: <https://www.wirelessdesignmag.com/article/2014/03/maximize-dc-dc-synchronous-buck-converter-performance>
- [26] NOWAKOWSKI, Rich. [Http://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf](http://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf). In: *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. Dallas, 2009 [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf>
- [27] OTT, Henry W. *Electromagnetic compatibility engineering*. Hoboken, N.J., c2009. ISBN 978-0-470-

18930-6.

[28] *KY DMLQ31.23*. Ragensburg: OSRAM opto semiconductors, 2016.

[29] *KY DMLQ31.FY*. Ragensburg: OSRAM opto semiconductors, 2015.

[30] *KR DMLQ31.23*. Ragensburg: OSRAM opto semiconductors, 2016.

[31] *LT3758/LT3758A: High Input Voltage, Boost, Flyback, SEPIC and Inverting Controller* [online]. In: . USA: Linear Technology, 2009, s. 36 [cit. 2018-05-12]. Dostupné z: www.linear.com/LT3758

[32] *LT8645S/LT8646S: 65V, 8A Synchronous Step-Down Silent Switcher 2 with 2.5 μ A Quiescent Current* [online]. In: . USA: Linear Technology, 2017, s. 30 [cit. 2018-05-12]. Dostupné z: www.linear.com/LT8645S

[33] *NCP1034: 100V Synchronous PWM Buck Controller*[online]. In: . 8. Colorado,USA: ON Semiconductor, 2018, s. 24 [cit. 2018-05-12]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1034-D.PDF>

[34] *LM5119, LM5119-Q1: Wide Input Range Dual Synchronous Buck Controller* [online]. In: . 2. Dallas, USA: Texas Instruments, 2016, s. 39 [cit. 2018-05-12].

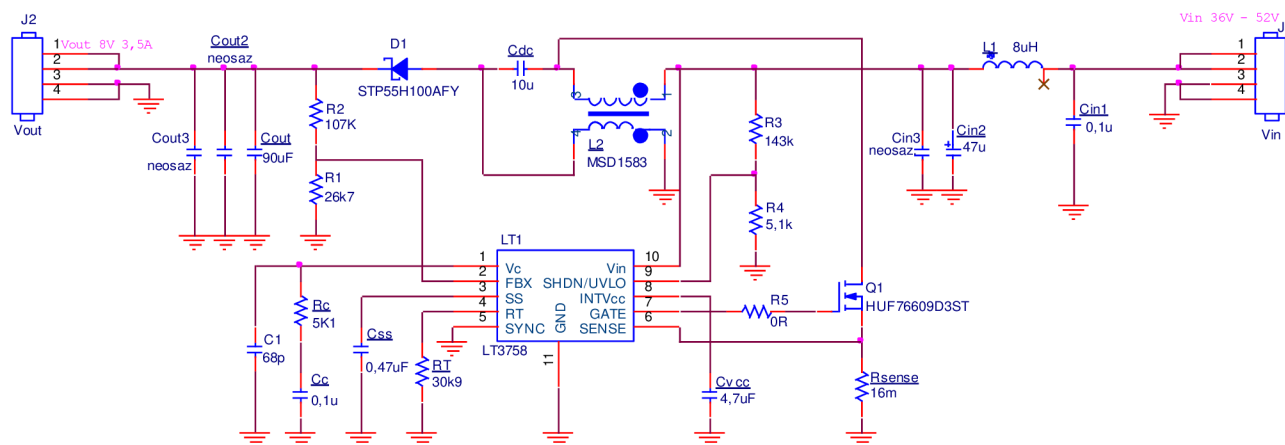
[35], Christian. LISN (Line Impedance Stabilization Network) or AN (Artificial Network). *EMC - EV: Electromagnetic Compatibility for Electric Vehicles* [online]. flexautomotive, 2015 [cit. 2018-05-12]. Dostupné z: <http://www.flexautomotive.net/EMCFLEXBLOG/post/2015/09/14/lisn-line-impedance-stabilization-network-or-an-artificial-network>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

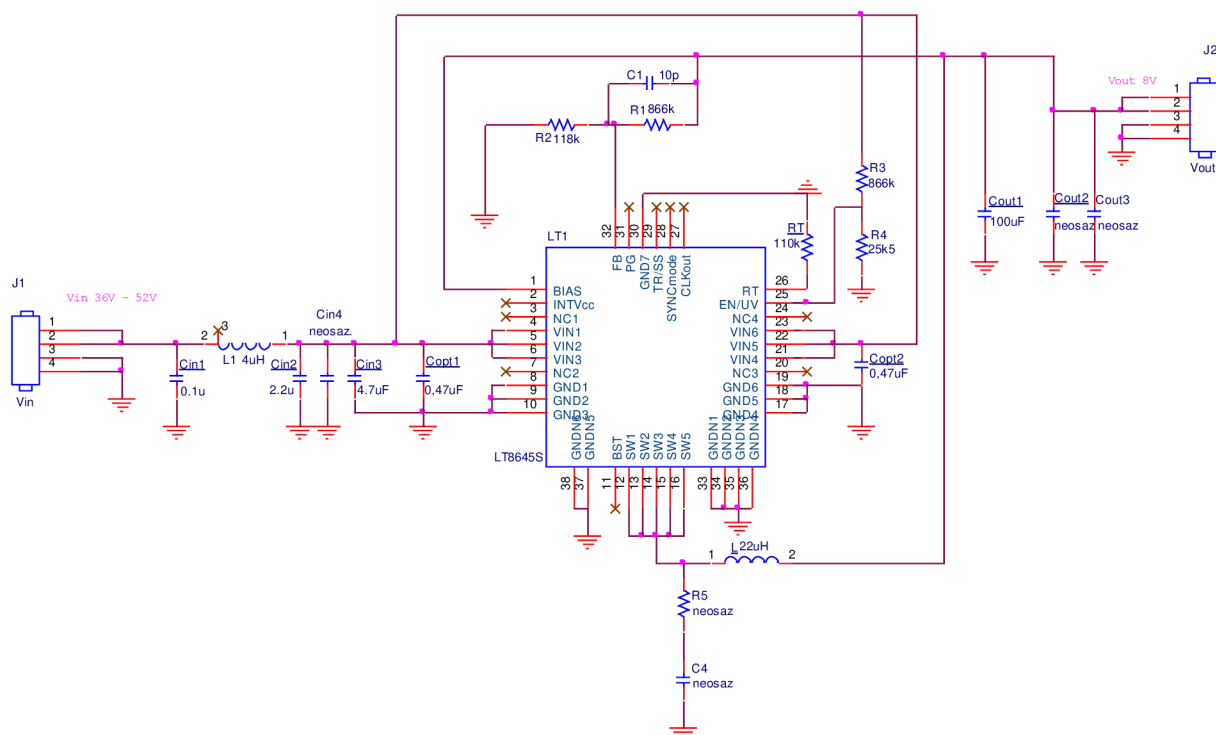
SIL	Safety Integrity Level, úroveň integrity bezpečnosti.
ASIL	Automotive Safety Integrity Levels, úroveň integrity bezpečnosti automobilů.
SEPIC	Single Ended Primary Inductor Converter, jednosměrný primární indukční převodník.
EMC	Electromagnetic compatibility, elektromagnetická kompatibilita.
Li-on	Lithium-Iont.
DPS	Deska Plošných Spojů.
D	Cyklus přepínače.
V_o/V_{OUT}	Výstupní napětí měniče.
V_i/V_{IN}	Vstupní napětí měniče.
f_s	Spínací frekvence měniče.
IO	Integrovaný obvod.
BCI	Bulk Current Injection, proudová injektáž.
HARA	Hazard And Risk Analysis, analýza rizika.
LISN	Line Impedance Stabilization Network, stabilizace síťové impedance.

A SCHÉMA ZAPOJENÍ

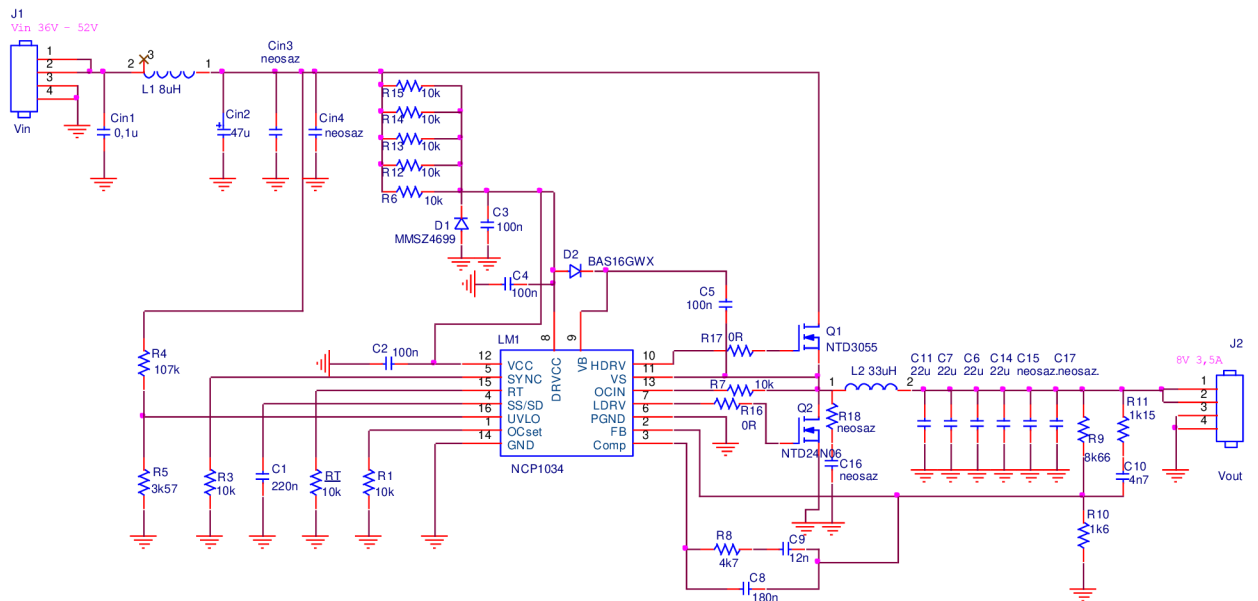
A.1 SEPIC s LT3758



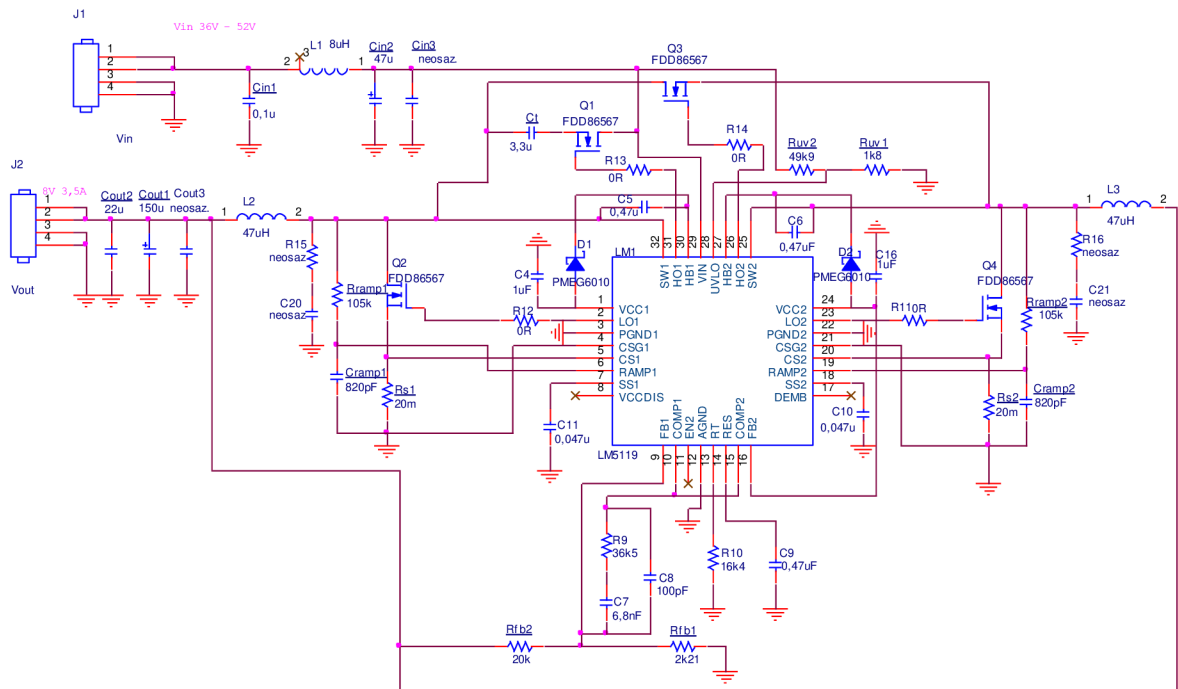
A.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S



A.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034



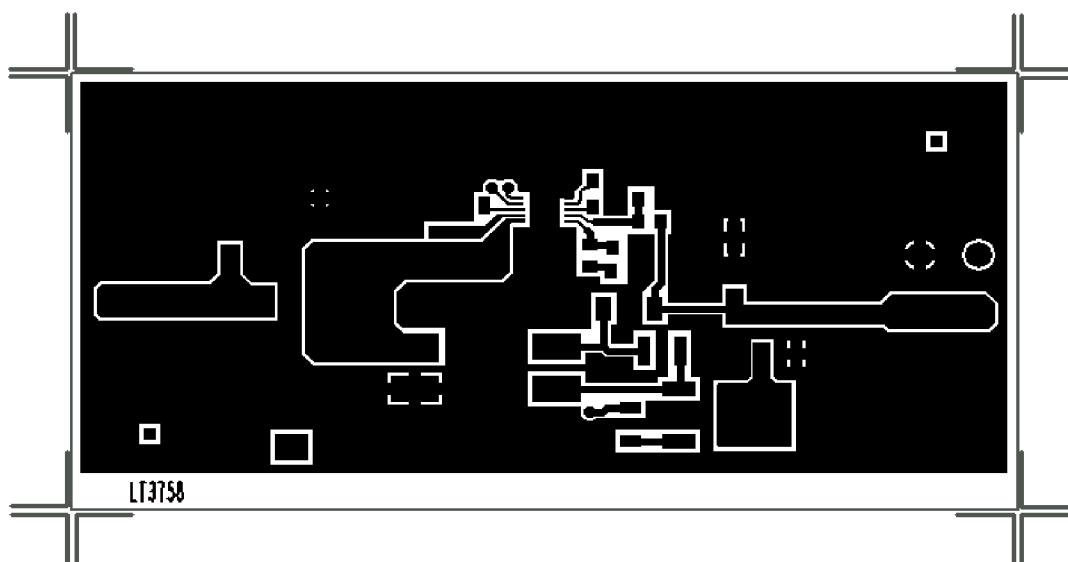
A.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119



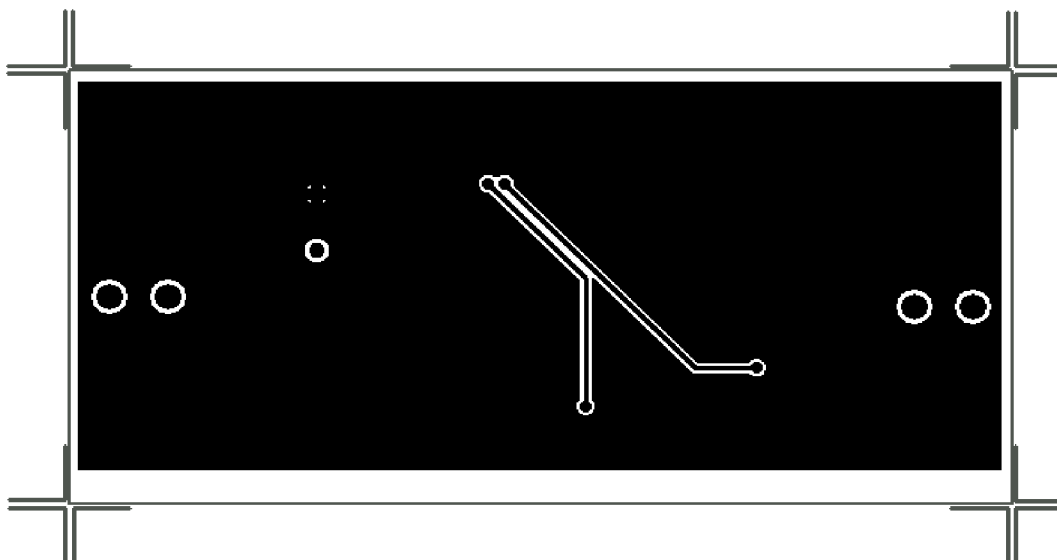
B DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

B.1 SEPIC s LT3758

TOP

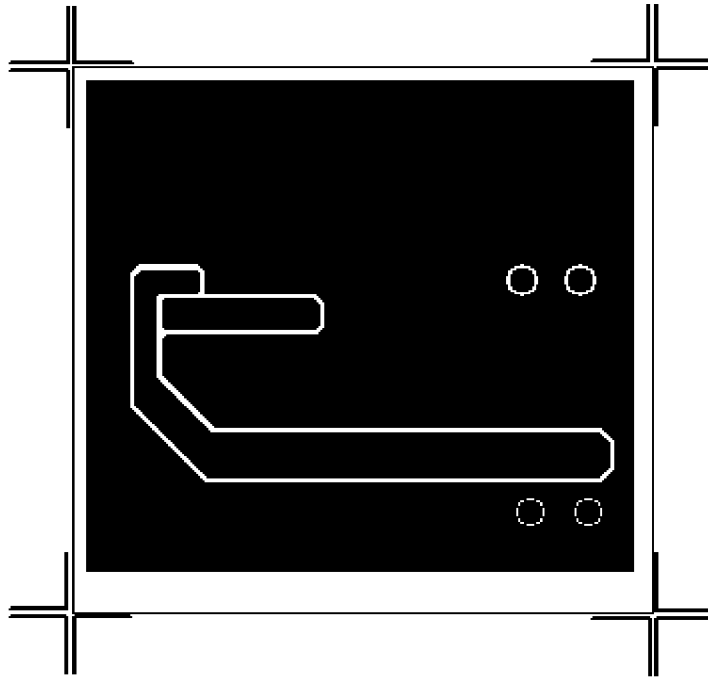


BOT

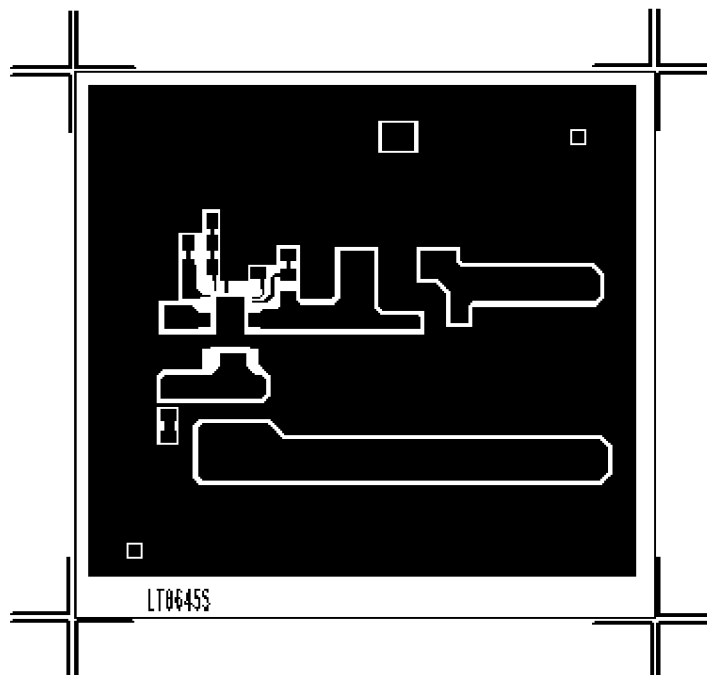


B.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

TOP

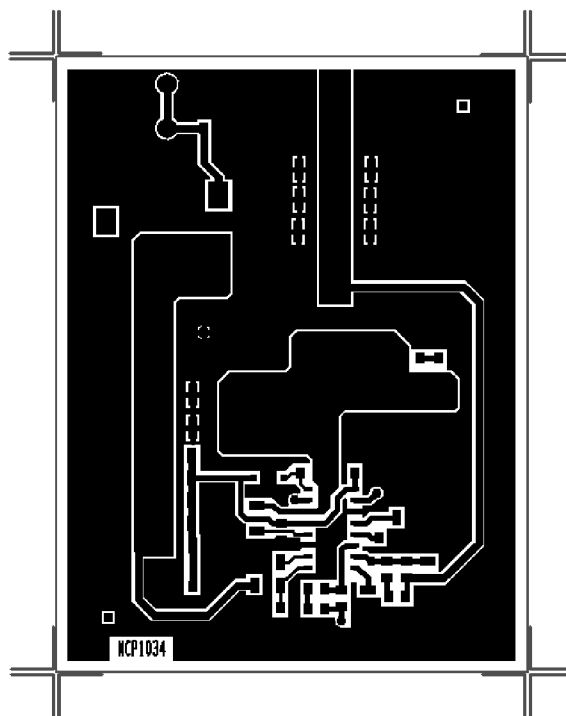


BOT

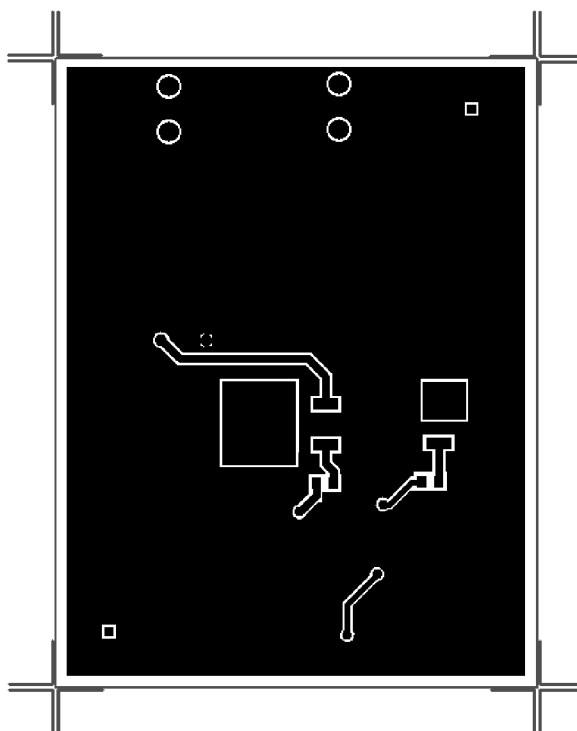


B.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

TOP

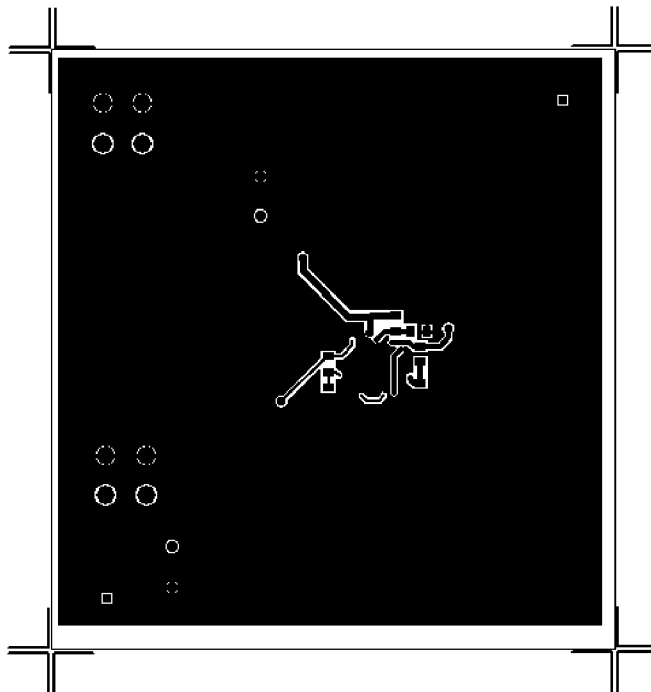


BOT

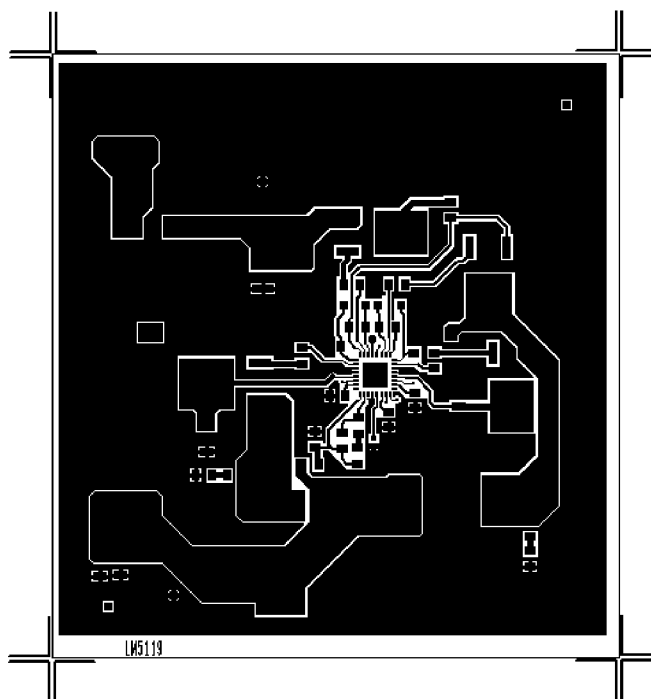


B.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119

TOP



BOT



C POUŽITÉ SOUČÁSTKY S POŘIZOVACÍ CENOU

C.1 SEPIC LT3758

Označení	Typ	Cena Kč/kus
Cin1,Cc	0,1u	1,076
Cdc	10u	2,594
Cin2	47u	2,12
Cout	100u	1,546
Css	0,47u	2,201
Cvcc	4,7uF	4,92
C1	68p	2,33
D1	STP55H100AFY	3,87
J1	Vin	10,58
J2	Vout	10,58
LT1	LT3758	61,18
L1	8u	17,05
L2	MSD1583	32
Q1	HUF76609D3ST	7,53
RT	30k9	0,529
Rc	5K1	0,074
Rsense	16m	5,48
R1	26k7	0,179
R2	107K	0,179
R3	143k	0,179
R4	5,1k	0,074
R5	0R	0,152

Celkem 167,499 Kč

C.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S

Označení	Typ	Cena za kus
Cin1	0,1u	1,076
Cin2	2,2u	5,04
Cin3	4,7u	2,478
Copt1,Copt2	0,47u	1,99
Cout1	100u	1,546

C1	10p	0,486
J1	Vin	10,58
J2	Vout	10,58
L	22u	4,51
LT1	LT8645S	154,42
L1	4uH	24,99
RT	110k	0,074
R1,R3	866k	0,41
R2	118k	0,41
R4	25k5	0,41

Celkem 221,4 Kč

C.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034

Označení	Typ	Cena za kus
Cin1	0,1u	1,076
Cin2	47u	2,12
C1	220n	0,745
C2,C3,C4,C5	100n	0,401
C6,C7,C11,C14	22u	3,39
C8	180n	0,519
C9	12n	1,46
C10	4n7	1,61
D1	MMSZ4699	1,13
D2	BAS16GWX	0,282
J1	Vin	10,58
J2	Vout	10,58
LM1	NCP1034	29,275
L1	8u	17,05
L2	33u	15,23
Q1	NTD3055	5,38
Q2	NTD24N06	7,71
R1,R3,R6,R7,R12,R13,R14,R15,RT	10k	0,074
R4	107k	0,461
R5	3k57	0,41
R8	4k7	0,069
R9	8k66	0,307
R10	1k6	0,172
R11	1k15	0,105
R16,R17	0R	0,049

Celkem

122,15 Kč

C.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119

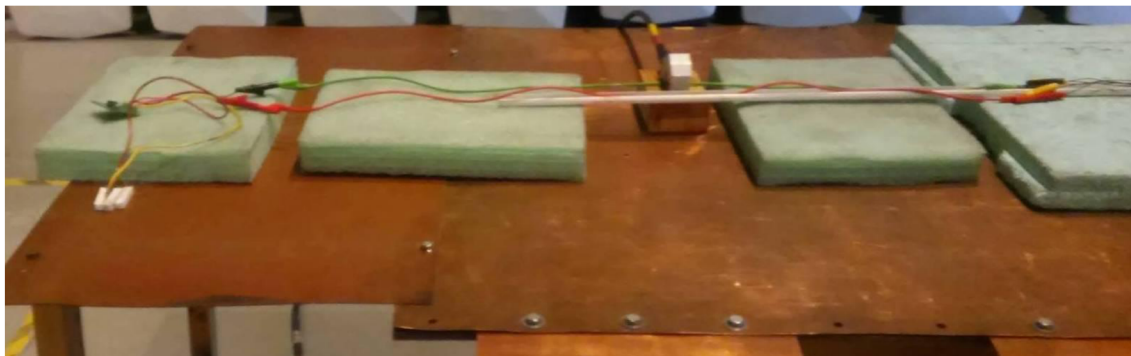
Označení	Typ	Cena za kus
Cin1	0,1u	1,076
Cin2	47u	2,12
Cout1	150u	13,82
Cout2	22u	5,91
Cramp1,Cramp2	820p	1,82
Ct	3,3u	2,64
C4,C16	1uF	0,437
C5,C6,C9	0,47u	2,201
C7	6,8n	0,575
C8	100p	0,955
C10,C11	0,047u	0,575
D1,D2	PMEG6010	3,1
J1	Vin	10,58
J2	Vout	10,58
LM1	LM5119	107,01
L1	8u	17,05
L2,L3	47u	34,05
Q1,Q2,Q3,Q4	FDD86567	14,49
Rfb1	2k21	0,41
Rfb2	20k	0,179
Rramp1,Rramp2	105k	0,41
Rs1,Rs2	20m	2,59
Ruv1	1k8	0,384
Ruv2	49k9	0,087
R9	36k5	0,179
R10	16k4	1,72
R11,R12,R13,R14	0R	0,049

Celkem

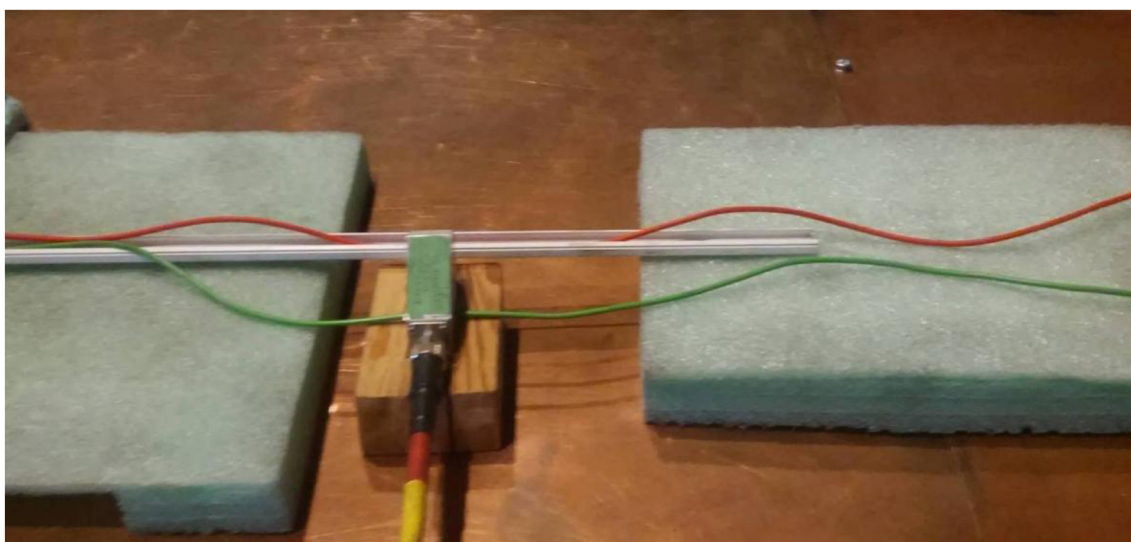
291,948 Kč

D MĚŘÍCÍ PRACOVIŠTĚ EMC

Zapojení pracoviště pro měření emisí pomocí proudové sondy



Detailní pohled na zapojení proudové sondy při měření emisí



Zapojení pracoviště pro měření pomocí antény

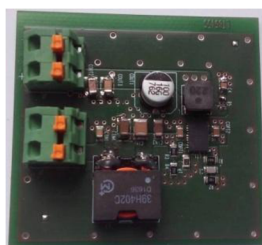


E PODOBA NAVRHNUTÝCH DPS

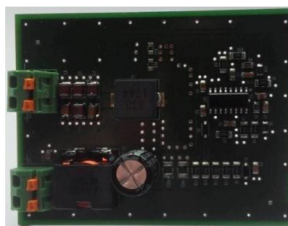
E.1 SEPIC LT3758



E.2 SYNCHRONNÍ BUCK S INTERNÍM TRANZISTOREM LT8645S



E.3 SYNCHRONNÍ BUCK S EXTERNÍMI TRANZISTORY NCP1034



E.4 BUCK SE SÉRIOVÝM KONDEZÁTOREM LM5119

