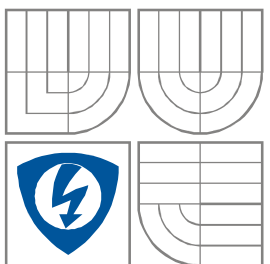


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ NOTEBOOKU V AUTOMOBILU

CONVERTER FOR NOTEBOOK SUPPLYING IN THE CAR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

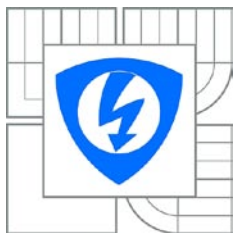
Pavel Michálek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Španěl

BRNO, 2014



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Pavel Michálek

Ročník: 3

ID: 146903

Akademický rok: 20013/14

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro napájení notebooku v automobilu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s různými topologiemi spínaných zdrojů.
2. Vyberte nejvhodnější typ spínaného zdroje.
3. Navrhněte celý spínaný zdroj.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOCKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice, odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.
- [2] KREJCÍŘÍK, A. DC/DC měniče. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2001, 111 s. ISBN 80-7300-045-8.

Termín zadání: 27. 9. 2013

Termín odevzdání: 2. 6. 2014

Vedoucí práce: Ing. Petr Španěl

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následku 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 c.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem zvyšujícího měniče napětí, který bude sloužit k napájení notebooku z palubní sítě automobilu. Návrh je omezen na napájení určitého typu notebooku z důvodů rozdílných vstupních parametrů u jednotlivých zařízení.

Abstract

This thesis deals with a draught of boost converter which will serve as power supply for notebook from on-board vehicle network. The draught is limited by supplying one certain type of notebook due to different input parameters of various devices.

Klíčová slova

Měnič, notebook, automobil, zvyšující měnič, boost, step up.

Keywords

Converter, notebook, vehicle, boost converter, boost, step up.

Bibliografická citace

MICHÁLEK, P. *Měnič pro napájení notebooku v automobilu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 43 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Španěl.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měníč pro napájení notebooku v automobilu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

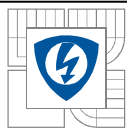
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Španělovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

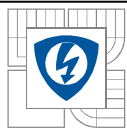
V Brně dne

Podpis autora



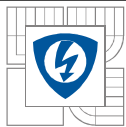
OBSAH

ÚVOD	11
1 OBECNĚ K MĚNIČŮM	12
1.1 ZÁKLADNÍ ROZDĚLENÍ MĚNIČŮ:	12
1.2 NĚKTERÁ Z KRITÉRIÍ PRO NÁVRH MĚNIČE	12
2 ZAPOJENÍ A PRINCIP ČINNOSTI	13
2.1 GALVANICKY NEODDĚLENÉ MĚNIČE	13
2.1.1 ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ - <i>BOOST, STEP UP</i>	14
2.1.2 ZVYŠUJÍCÍ A SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ - <i>CUK</i>	14
2.2 GALVANICKY ODDĚLENÉ MĚNIČE	16
2.2.1 AKUMULUJÍCÍ MĚNIČ – <i>FLYBACK</i>	16
2.2.2 PROPUSTNÝ MĚNIČ – <i>FORWARD</i>	17
2.3 DVOJČINNÉ MĚNIČE S TRANSFORMÁTOREM	18
2.3.1 MĚNIČ <i>PUSH-PULL</i>	19
3 VOLBA SOUČÁSTEK	20
3.1 VOLBA ŘÍDÍČÍHO OBVODU MĚNIČE	20
3.1.1 VÝBĚR POUZDRA ŘÍDÍČÍHO OBVODU	21
3.1.2 POPIS FUNKCE PINŮ ŘÍDÍČÍHO OBVODU	21
3.1.3 VNITŘNÍ ZAPOJENÍ OBVODU LTC3786	23
3.2 VOLBA EXTERNÍCH SOUČÁSTEK	23
3.2.1 NÁVRH SILOVÝCH SOUČÁSTEK	24
4 NÁVRH A REALIZACE PLOŠNÉHO SPOJE	32
4.1 SCHÉMA ZAPOJENÍ	32
4.2 PLOŠNÝ SPOJ	32
4.2.1 VÝROBA PLOŠNÉHO SPOJE	33
4.2.2 NÁVRH VODIVÝCH CEST	33
4.2.3 NAVRŽENÝ PLOŠNÝ SPOJ	33
5 MĚŘENÍ	36
5.1 ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA	36
5.2 ÚČINNOST	37
5.3 VÝSTUPNÍ PROUD	38
5.4 PROUD TEKOUcí INDUKČNÍ CÍVKOU	38
6 MATERIÁL A NÁKLADY	40
7 ZÁVĚR	41
LITERATURA	42



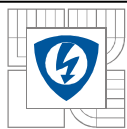
SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1. Závislost parametrů měniče na spínací frekvenci. [1]</i>	13
<i>Obrázek 2. Zvyšující měnič a) tranzistor Q1 sepnut, b) tranzistor Q1 rozepnut. [1]</i>	14
<i>Obrázek 3. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q1 rozepnut. [1]</i>	15
<i>Obrázek 4. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q1 sepnut. [1]</i>	15
<i>Obrázek 5. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q1 opět rozepnut. [1]</i>	15
<i>Obrázek 6. Akumulující transformátorový jednočinný měnič: a) sepnutý tranzistor Q1, b) rozepnutý tranzistor Q1. [1]</i>	17
<i>Obrázek 7. Propustný měnič - tranzistor Q1 sepnut. [1]</i>	18
<i>Obrázek 8. Propustný měnič - tranzistor Q1 rozepnut. [1]</i>	18
<i>Obrázek 9. Transformátorový dvojčinný měnič: sepnut tranzistor Q2. [1]</i>	19
<i>Obrázek 10. Pouzdro s popisem vývodů řídicího obvodu LTC3786. [3]</i>	21
<i>Obrázek 11. Schéma zapojení obvodu LTC3786. [3]</i>	23
<i>Obrázek 12. Schéma zapojení silového obvodu s typickými průběhy proudů a napětí. [3]</i>	24
<i>Obrázek 13. Zapojení děliče napěťové zpětné vazby. [3]</i>	29
<i>Obrázek 14. Zapojení kondenzátoru soft startu. [3]</i>	30
<i>Obrázek 15. Zapojení děliče ochrany autobaterie. [3]</i>	31
<i>Obrázek 16. Schéma zapojení měniče. [3]</i>	32
<i>Obrázek 17. Deska plošného spoje realizovaného prototypu.</i>	34
<i>Obrázek 18. Osazovací plán realizovaného prototypu.</i>	34
<i>Obrázek 19. Návrh plošného spoje s SMD.</i>	35
<i>Obrázek 20. Osazovací schéma návrhu s SMD.</i>	35



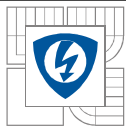
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1. Seznam použitých součástek a jejich cena.</i>	<i>40</i>
--	-----------



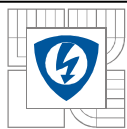
SEZNAM GRAFŮ

<i>Graf 1. Závislost indukčnosti cívky a spínacích ztrát na spínací frekvenci.</i>	<i>26</i>
<i>Graf 2. Závislost spínací frekvence na velikosti rezistoru RSW. [3]</i>	<i>27</i>
<i>Graf 3. Zatěžovací charakteristika.</i>	<i>36</i>
<i>Graf 4. Závislost indukčnosti cívky na protékajícím proudu. [9]</i>	<i>37</i>
<i>Graf 5. Závislost účinnosti na výstupním výkonu.</i>	<i>37</i>
<i>Graf 6. Velikost zvlnění výstupního proudu v závislosti na čase.</i>	<i>38</i>
<i>Graf 7. Průběh proudu indukčností v závislosti na čase.</i>	<i>39</i>
<i>Graf 8. Detail průběhu proudu indukčností v závislosti na čase.</i>	<i>39</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

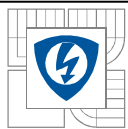
U_{in}	- napětí na vstupu
U_{out}	- napětí na výstupu
U_L	- napětí na induktoru
U_C	- napětí na kondenzátoru
U_{DS}	- napětí mezi kontakty D-S tranzistoru
U_{Bat}	- napětí akumulátoru/baterie
$U_{BatKrit}$	- nejnižší přípustné napětí baterie
U_{Sense}	- napětí snímané na rezistoru
U_{Run}	- napětí, při kterém nastává činnost zařízení
U_d	- napětí závěrné tranzistoru
I_{in}	- proud na vstupu
I_0	- proud klidový/na prázdkno
I_C	- proud kondenzátoru
ΔI	- zvlňňň proudu
P_{out}	- výstupní výkon
P_z	- ztrátový výkon
W_{TR}	- akumulovaná energie v transformátoru
f_{min}	- minimální frekvence
f_{sw}	- spínací frekvence
R_{Sense}	- snímací odpor
R_{DS}	- odpor tranzistoru mezi piny D-S
C_{SS}	- kapacita kondenzátoru pro soft-start
BG	- spínací tranzistor
TG	- usměrňovací tranzistor
C_{ISS}	- vstupní kapacita tranzistoru



1 ÚVOD

V současné době jsme obklopeni množstvím elektronických zařízení, která se pro většinu z nás stala zcela všední. Každé z těchto zařízení v sobě obsahuje nějaký zdroj elektrické energie. Některá z těchto zařízení však vyžadují jistou mobilitu a ve většině případů hraje hlavní roli váha a velikost, s čímž jsou částečně spojeny i pořizovací náklady. Požadavky na snížení rozměrů, pořizovacích nákladů a především hmotnosti byly podnětem pro masivní rozšiřování nejrůznějších elektronických měničů ve zdrojích a došlo tak k vytlačování klasických zdrojů tvořených většinou těžkými transformátory. Dalším z hlavních důvodů nástupu elektronických měničů je jejich poměrně vysoká účinnost přeměny energie.

Nevýhodou takovýchto zařízení je složitost jejich návrhu. Celý obvod je tvořen množstvím pasivních a aktivních součástek. Navíc tyto obvody bývají často řízeny integrovanými obvody, které k obvodové složitosti přispívají. Složitější zapojení mohou vést ke snížení spolehlivosti. Elektronické součástky jsou mnohem citlivější na přetížení a k jejich zničení mnohdy postačí jen jeden zákmit, na rozdíl od transformátorů, kterým tyto přechodové děje trvající jen zlomky sekund zásadně nevadí. Mimo jiné je zapotřebí se spínanými zdroji počítat i při návrhu elektrických rozvodů především u objektů využívaných pro kanceláře, kde mohou větší skupiny spínaných zdrojů, kvůli jejich vysokým nabíjecím proudům vstupních kondenzátorů, způsobovat výpadky dodávky elektrické energie. Snažíme se tedy při jejich návrhu minimalizovat takovéto vlivy na okolí. Dalším z problémů, které je nutno při návrhu takového zdroje řešit, je vysokofrekvenční rušení, které by se mohlo dostávat do sítě. Jsou tak kladeny určité nároky na vstupní filtry.



2 OBECNĚ K MĚNIČŮM

V této kapitole je naznačena problematika týkající se volby zapojení a spínací frekvence a způsoby, jak lze měniče kategorizovat. Existuje mnoho možností, kterými se při rozdělení můžeme řídit. Jsou to například princip přeměny, velikost vstupního a výstupního napětí či jmenovitého výkonu, způsob přeměny elektrických parametrů, účel využití, zapojení nebo cena.

2.1 Základní rozdělení měničů:

Jedním ze základních parametrů, který nás však bude zajímat, je výstupní výkon. Měniče se tedy dají dělit dle výstupního výkonu:

- od jednotek wattů do výkonu 10 W. V tomto případě by se jednalo o malé zdroje obsahující jen několik součástek s celkově malým ztrátovým výkonem. Proto je možné využívat je bez nuceného chlazení a je zde možnost instalovat je do malých krabiček např. nabíječky akumulátorů v mobilních telefonech.
- do cca 1 kW, kde už jde o složitější zařízení, často s využitím větších chladičů a nuceného chlazení např. PC zdroje.

Dále je možno měniče dělit podle principu činnosti na:

- *Měniče s lineárními obvody* – jde o jednotlivé součástky stabilizující výstupní napětí na jiné hodnotě. Výhodou je jejich nízká pořizovací cena a velmi jednoduché zapojení v mnoha případech nevyžadující další součástky. Nevýhodou těchto měničů je malá účinnost způsobená principem jejich činnosti, možnost napětí pouze snižovat a není zde možnost galvanického oddělení od zdroje.
- *Měniče s cívkami* – využívají klasických zapojení spínaných zdrojů. Výhodou je, že dovolují snižovat i zvyšovat napětí a dosahují velkých účinností. Nevýhodou je pouze jedno výstupní napětí, případně odvozené pomocí odbočky (podobně jako u autotransformátoru) a nemožnost galvanického oddělení.
- *Měniče s transformátorem* – jde o složitá elektronická zařízení často řízená integrovanými obvody. Jedná se o nejpoužívanější zapojení měničů vůbec. Jejich výhody jsou galvanické oddělení (odolávají zkušebnímu napětí až několik kilovoltů) a velká variabilita výstupních napětí. [1]

Tématem této práce je návrh měniče, který bude zajišťovat přenos výkonu z napěťové úrovně palubní sítě automobilu z $U_{in}=14,4$ V (12 V) na úroveň vyššího.

2.2 Některá z kritérií pro návrh měniče

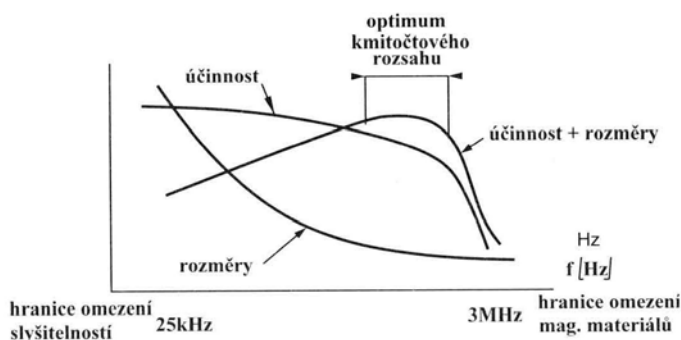
Před začátkem návrhu spínaného zdroje napětí je vhodné uvážit, zda půjde o měnič snižující, nebo zvyšující napětí, s galvanicky odděleným či neodděleným výstupem. Dále bereme ohled na jeho využití a s tím spojený výkon a velikost.

V našem případě tedy půjde o měnič pracující na úrovni bezpečného napětí. Nebude nutné využití galvanického oddělení transformátorem. Toto řešení je výhodné z hlediska bezpečnosti, neboť je v případě poruchy a poškození výkonového spínacího tranzistoru značně sníženo riziko prostupu nebezpečného napětí na nižší bezpečnou úroveň. Nese s sebou ale větší složitost zařízení a s tím i navýšení celkové ceny.

Výkon potřebný pro nabíjení notebooku je různý a to z toho důvodu, že nejde vždy jen o nabíjení jeho akumulátorů. Výkonu musí být dodáváno tolik, aby pokrylo nabíjení, ale i jeho okamžitou spotřebu. Okamžitá spotřeba notebooku se odvíjí od jeho aktuálního nastavení a zatížení. Největší část výkonu je pak spotřebovávána procesorem, grafickou jednotkou a nasvícením displeje. Síťové nabíječky mají běžné výkony v řádech desítek wattů. Typicky 70 W, 90 W, některé i 120 W. Notebook však v praxi dosahuje spotřeby kolem 35 W - 40 W.

Další z kritérií, která je potřeba zvážit, je samotná spínací frekvence zdroje. Jedná se o kritický bod návrhu celého zapojení. Spínané měniče obecně pracují na principu přenosu elektrické energie, jejíž velikost je přímo úměrná velikosti spínané frekvence. S rostoucí frekvencí spínání tak klesají nároky na rozměry magnetických obvodů tlumivek a transformátorů. Proto bychom chtěli volit co možná nejvyšší frekvenci spínání. Ovšem i zde musíme zvolit kompromis, jelikož s rostoucím počtem cyklů spínání a rozpínání za jednotku času rostou ztráty na polovodičových tranzistorech. Tranzistor během doby, než dosáhne saturace, prochází svou lineární částí, kdy se chová jako odpor. Z toho plyne, že s počtem sepnutí narůstají i ztráty, které jsou odváděny ze spínačů v podobě tepla, jež je následně odvedeno do prostoru. Dalším místem, na kterém vznikají značné ztráty s nárůstem spínacích cyklů, je jistý druh ochranného prvku nebo obvodu, který omezuje špičky napětí vnikající při přerušení protékajícího proudu tlumivkou.

Nižší kmitočty jsou tedy výhodnější z hlediska účinnosti zdroje. Platí však, že by se spínací frekvence měla pohybovat nad frekvencemi slyšitelného pásma. Obecně tedy $f_{\min} = 25 \text{ kHz}$. Horní limit je pak určen typem použitých součástek a únosností vznikajících ztrát. Obvyklá spínací frekvence dnes používaných měničů se pohybuje mezi 100 kHz a 2 MHz. [1]



Obrázek 1. Závislost parametrů měniče na spínací frekvenci. [1]

3 ZAPOJENÍ A PRINCIP ČINNOSTI

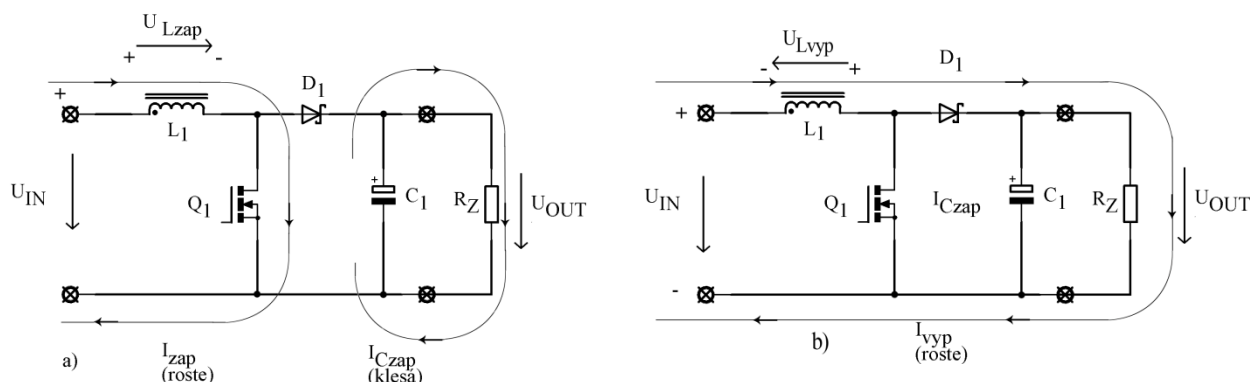
V kapitole č. 2 bude uveden základní přehled používaných zapojení měničů, která jsou vhodná pro naše použití. Přehled bude včetně popisu jejich funkce, výhod a nevýhod.

3.1 Galvanicky neoddělené měniče

Jedná se o zapojení měničů, u kterých jsou vstupní svorky přímo spojené s výstupními. V případě poruchy by u takovéto koncepce mohlo dojít k tomu, že napětí ze vstupní strany prorazí na výstupní stranu a může tak dojít ke zničení napájeného zařízení. V případě, kdy by bylo takovéto zařízení provozováno se sítovým napětím, mohlo by dojít k ohrožení osob či zvířat.

3.1.1 Zvyšující měnič - *boost, step up*

Jedná se o měnič s minimálním výstupním napětím rovnajícím se napětí vstupnímu tj. $U_{outMin} = U_{in}$. Protože se při činnosti měniče energie akumuluje v magnetickém obvodu cívky, můžeme jej označovat jako nepřímý měnič. Princip činnosti lze vysvětlit na Obrázku 2, na kterém je zjednodušené zapojení. Během doby, kdy je tranzistor Q_1 ve vypnutém stavu, objevuje se na jeho svorkách celé napájecí napětí U_{in} , které je v této době společné pro kondenzátor C_1 a zátěž R_Z . V době, kdy dojde k sepnutí Q_1 , je na jeho svorkách pouze napětí tvořené součinem procházejícího proudu a odporem tranzistorového přechodu. Tento proud protéká i indukčností L_1 a během jeho nárůstu se indukuje magnetický tok v jádře cívky. Cívka L_1 se v tuto chvíli chová jako spotřebič a polarita napětí na jejích svorkách má stejný smysl jako protékající proud. Po rozepnutí Q_1 zůstává smysl proudu procházejícího cívkou stejný, podstatné ale je, že se změní její polarita. Cívka L_1 se začne chovat jako zdroj a její napětí U_{Li} se počítá s napětím zdroje U_{in} . Dioda D_1 umístěná v obvodu je pro tuto chvíli polarizovaná v propustném směru a protéká přes ni proud do výstupního kondenzátoru C_1 a zátěže R_Z . Výstupní kondenzátor C_1 se nabije na napětí $U_{in} + U_L$, které je již zvýšené. Následuje opětovné zapnutí Q_1 , v magnetickém obvodu indukčnosti L_1 se shromažďuje energie a představuje tedy spotřebič. Dioda D_1 je v tomto čase polarizovaná záporně, neboť napětí na kondenzátoru C_1 je mnohem vyšší než jaké vzniká průchodem proudu na tranzistoru Q_1 a nedovolí nechtěnému vybití kondenzátoru C_1 přes Q_1 . Zátěž odebírá proud z kondenzátoru C_1 .



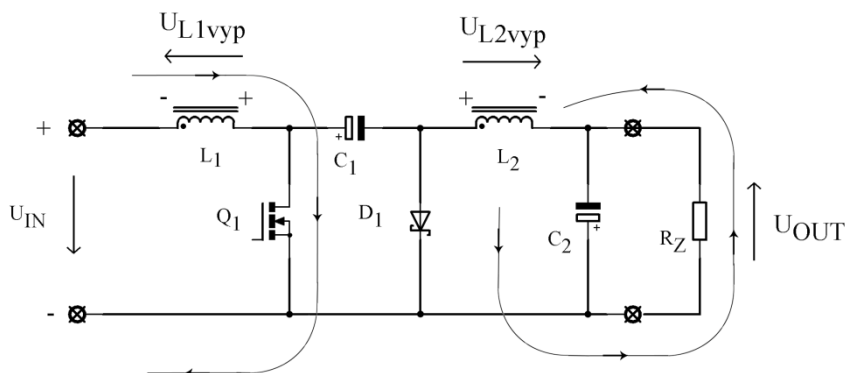
Obrázek 2. Zvyšující měnič a) tranzistor Q_1 sepnut, b) tranzistor Q_1 rozepnut. [1]

3.1.2 Zvyšující a snižující měnič - *Cuk*

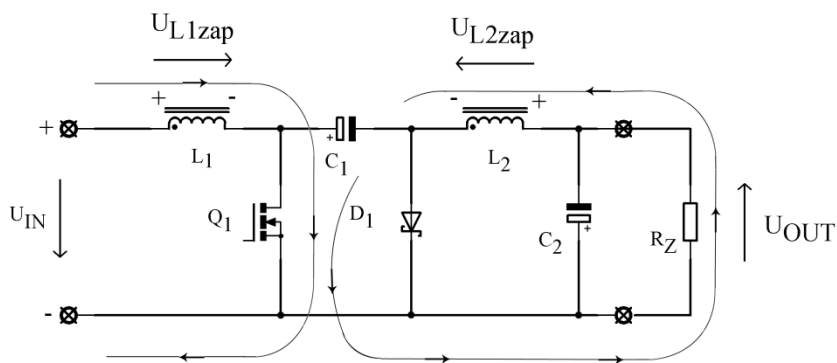
Zapojení označované jako *Cuk* se využívá v bateriemi napájených zařízeních. Jeho vlastností je, že udržuje konstantní výstupní napětí v případě, že vstupní je vyšší, i v případě, že vstupní je nižší. Takže z počátku, kdy je akumulátor plně nabitý, měnič funguje jako snižující. V průběhu odebírání energie z bateriového zdroje jeho napětí klesá. Měnič tento úbytek sleduje, snaží se ho kompenzovat a začíná pracovat jako měnič zvyšující. Takto může pracovat do jisté míry vybití článků nebo do vybavení některé z ochranných chráničích akumulátor před poškozením vlivem nadměrného vybití.

Tento měnič můžeme zařadit k měničům nepřímým. Jeho činnost začíná připojením napětí U_{in} na vstupní svorky. Spínač Q_1 je v rozepnutém stavu a proud protéká přes cívku L_1 , diodu D_1 a nabíjí kondenzátor C_1 na napětí U_{in} . V další fázi se sepne Q_1 . Na vstupní straně začne protékat proud ze zdroje přes cívku L_1 , ta se v tuto chvíli chová jako spotřebič a akumuluje ve svém jádře energii. V části obvodu za tranzistorem se uzavře obvod kondenzátoru C_1 jako zdroje, rezistoru

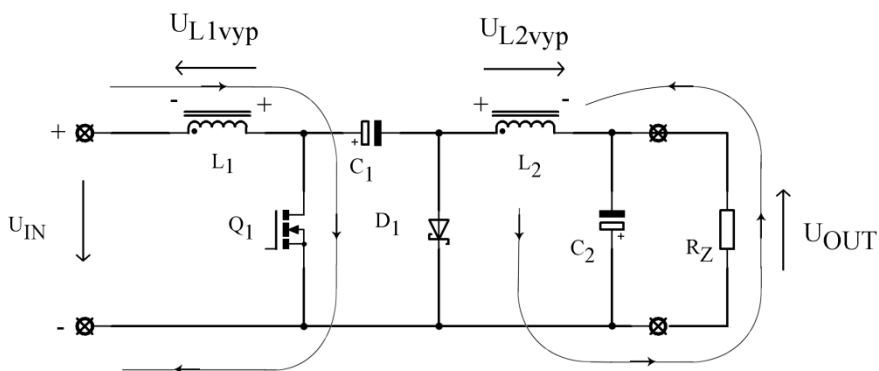
jako zátěže a indukčnosti L_2 . Kondenzátor C_2 se nabije na napětí vznikající na R_Z a protékající proud akumuluje energii v magnetickém jádře cívky L_2 . Následuje opětovné rozepnutí Q_1 . Cívka L_1 se v obvodu začne projevovat jako zdroj a její indukované napětí se sčítá s napětím zdroje. Na tuto hodnotu se nabíjí kondenzátor C_1 . Při dalším rozepnutí spínače se opět akumuluje energie v cívce L_1 , ale cívka L_2 mění svou polaritu napětí při zachování směru proudu a do zátěže dodává svou akumulovanou energii.



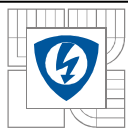
Obrázek 3. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q_1 rozepnut. [1]



Obrázek 4. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q_1 sepnut. [1]



Obrázek 5. Snižující a zvyšující měnič - tranzistor Q_1 opět rozepnut. [1]



3.2 Galvanicky oddělené měniče

Galvanicky oddělené měniče využívají v zapojení transformátor. V zapojení můžeme požadovat například oddělení vstupního napětí od výstupního, nebo více vzájemně oddělených výstupních napětí. V praxi je používáno kvalitních izolací a jsou zajištěny obě podmínky. Dalším z důvodů využívání výstupních transformátorů je požadavek na vyšší výstupní výkon. V zapojení s jedinou cívkou by razantně rostly její rozměry.

3.2.1 Akumulující měnič – *flyback*

Tento typ zapojení pracuje na principu nepřímého přenosu energie. Při sepnutí spínače Q_1 začne protékat proud I_{1Zap} ze zdroje přes primární cívku L_1 transformátoru. V případě, že je napájecí napětí konstantní, vzniká úbytek napětí na přechodu tranzistoru Q_1 a ohmickém odporu cívky L_1 . Tím ale lineárně narůstá proud cívkou L_1 a vyvolává lineární nárůst magnetického toku v transformátoru (v případě, že jeho jádro není přesyceno) a do sekundární cívky se indukuje napětí U_{L2Zap} . Protože jsou začátky vinutí transformátoru vzájemně otočeny (začátky vinutí jsou v Obrázku 5 naznačeny tečkou), tak je v tuto chvíli polarita indukovaného napětí na sekundární straně transformátoru opačná než polarita napětí na straně primární. Vzhledem k této polarizaci je dioda D_1 v závěrném směru a do zátěže R_z a vyhlazovacího kondenzátoru C_1 neteče žádný proud. Energie je v první fázi akumulována v magnetickém obvodu transformátoru. Z množství energie W_{Tr} , kterou je třeba do magnetického obvodu akumulovat, lze odvodit (v případě zanedbání rozptylové indukčnosti) objem magnetického materiálu. Množství energie W_{Tr} závisí na spínací frekvenci f_s a požadavku na přenesený výkon P_{Out} .

$$W_{Tr} = \frac{P_{Out}}{f_{sw}}, \left[W; \frac{W}{s}, Hz \right] \quad (1)$$

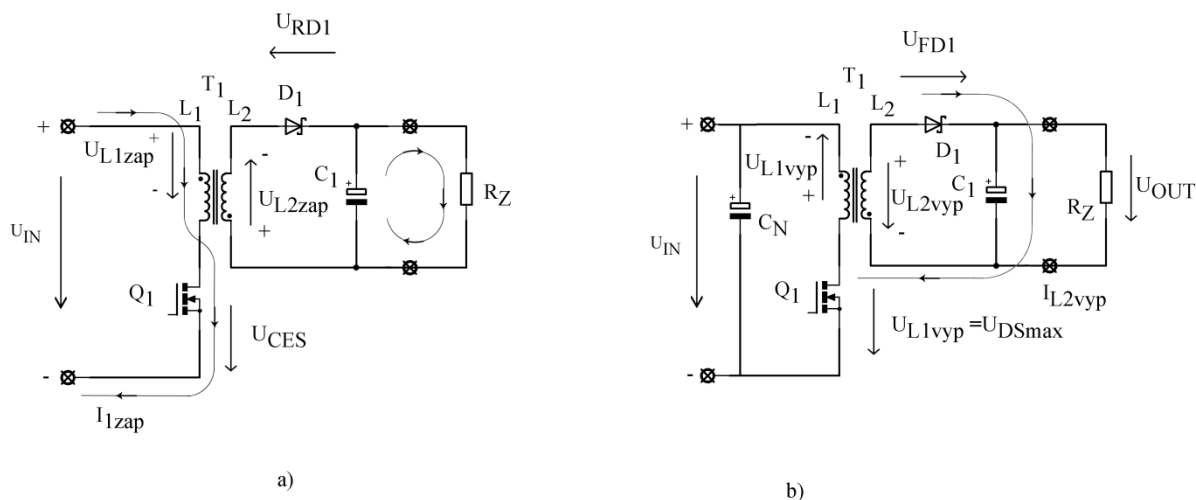
Ve chvíli, kdy tranzistor rozepneme, přerušíme tok proudu I_{1Zap} a dochází ke skokové změně polarity napětí na cívce L_1 . Stejně tak se změní polarita na sekundární cívce L_2 . V tuto chvíli je dioda D_1 polarizována ve směru propustném a může jí protékat proud I_{L2Vyp} do zátěže R_z a kondenzátoru C_1 . V této fázi se tedy C_1 nabíjí a výstupní napětí U_{Out} narůstá. Přepět'ová špička, která vzniká při rozepnutí Q_1 , je omezena tím, že sekundární cívkou L_2 začne protékat proud a energie akumulovaná v magnetickém poli je odebírána cívkou L_2 . To ale nezajistí plnou ochranu tranzistoru Q_1 proti proražení překmitem protože:

1. Proud sekundární cívkou L_2 může začít protékat až ve chvíli, kdy je její indukované napětí vyšší než součet napětí na filtračním kondenzátoru U_{Out} a napětí na přechodu diody D_1 v propustném směru. Reálně neprobíhá nárůst napětí na sekundární cívce L_2 skokově a během této doby nic neomezuje nárůst indukovaného napětí na primární cívce L_1 , které ohrožuje tranzistor.
2. Některé siločáry magnetického pole se uzavírají pouze přes plochu cívky L_1 . V tomto magnetickém poli je také uložena část energie, která je popsána velikostí rozptylové indukčnosti a nelze ji odčerpat cívkou L_2 .

Část energie se tedy přemění zpět v elektrickou energii na primární straně transformátoru. Tomuto napětí se také říká napětí odražené.

Jedná se o jedno z nejjednodušších a nejlevnějších zapojení s transformátorem. Při návrhu transformátoru se vychází z množství energie, kterou je nutno převést. Nevýhodou je relativně

omezený maximální výstupní výkon, který je dán velikostí transformátoru a nutnost ochrany tranzistoru Q_1 před napěťovým průrazem.



Obrázek 6. Akumulující transformátorový jednočinný měnič: a) sepnutý tranzistor Q_1 , b) rozepnutý tranzistor Q_1 . [1]

3.2.2 Propustný měnič – forward

Tento měnič je založen na principu snižujícího měniče s rozdílem, že je zde na místo jednoduché tlumivky použit transformátor. Tím je zajištěno oddělení výstupního napětí od vstupního a může být použit jak pro snižování, tak pro zvyšování. Na výstupu je pak obvykle využíván LC filtr.

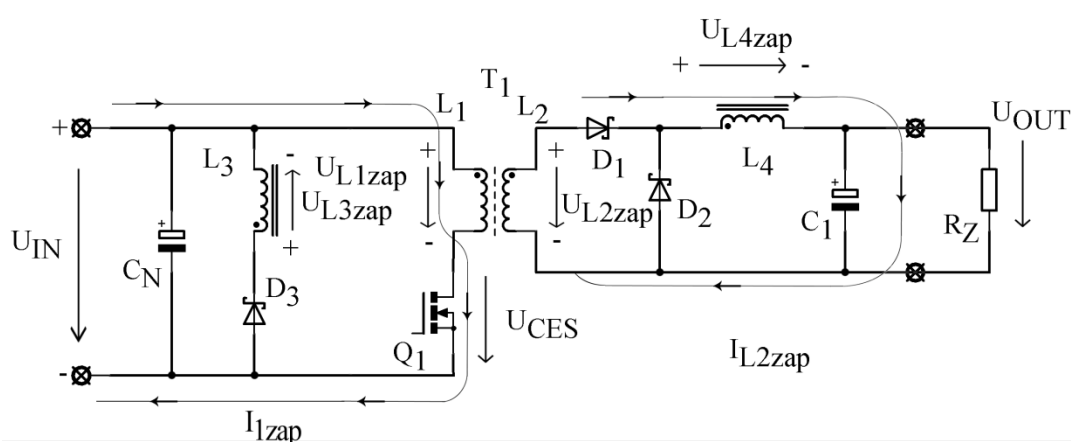
Na začátku činnosti měniče se sepne tranzistor Q_1 . Začne jím protékat proud I_{L1zap} přes primární cívku transformátoru L_1 . Protože jsou začátky vinutí primární i sekundární cívky souhlasně orientovány, tak se během nárůstu proudu primární cívkou L_1 indukuje napětí v sekundární cívce L_2 . Jeho polarita umožní průchod proudu diodou D_1 . Ten protéká přes nárazovou tlumivku L_4 , kde se začíná akumulovat energie (chová se jako spotřebič – proud má souhlasný směr s napětím) do kondenzátoru C_1 a zátěže R_Z . Kondenzátor se v této fázi nabíjí. Během doby sepnutí tranzistoru Q_1 neprotéká cívkou L_3 žádný proud, protože dioda D_3 je polarizovaná v závěrném směru. L_3 tvoří pomocné vinutí transformátoru T_1 .

V následujícím čase dochází k rozepnutí tranzistoru Q_1 . Tím se změní polarita napětí na všech cívkách. To zamezí průchodu proudu sekundární cívkou transformátoru L_2 , protože dioda D_1 je nyní polarizovaná v závěrném směru. Proud však může protékat cívkou L_4 přes diodu D_2 do zátěže. Proud kondenzátoru také mění svou polaritu, teče do zátěže R_Z a podporuje tak proud tlumivkou L_3 . Výstupní napětí v této části cyklu klesá.

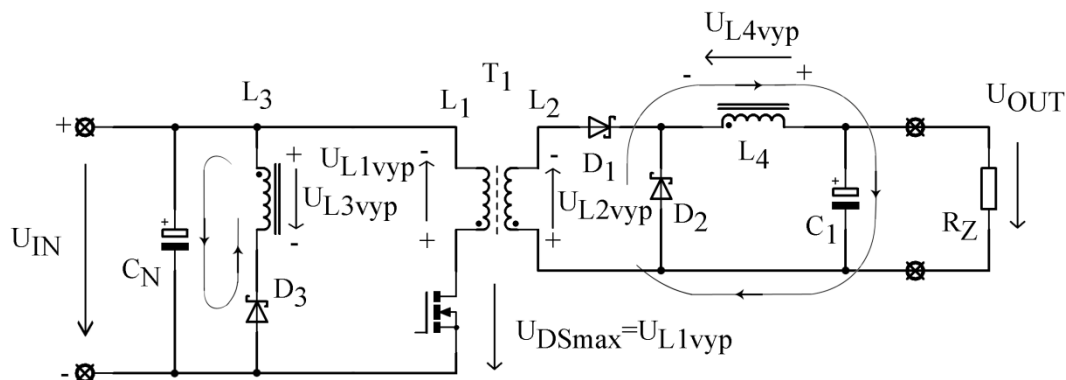
Napětí U_{L2zap} indukované v první části cyklu, kdy je sepnut tranzistor Q_1 , nemá vždy dostatečnou velikost, aby uvedlo diodu D_1 do propustného stavu. Musí být splněna podmínka kdy $U_{L2zap} > U_{D1} + U_{L4zap} + U_{out}$. Z toho vyplývá, že energie je sekundárním vinutím L_2 odebírána jen část doby, po kterou je tranzistor sepnutý. Určitá část tedy zůstává akumulovaná v magnetickém poli transformátoru. Po opětovném rozepnutí tranzistoru Q_1 , kdy není odebírána energie z transformátoru, by strmě narůstalo napětí na primární cívce L_1 transformátoru a zatěžovalo by spínací tranzistor. Možností, jak tranzistor ochránit, by bylo použití ochranných

diod. Tím by se ale mařila část energie v každém spínacím cyklu, což se velmi projeví na celkové účinnosti měniče. Jiným řešením je použití tzv. rekuperačního vinutí. Jde o přidavné vinutí L_3 transformátoru T_1 , které zajistí vrácení energie zpět do obvodu. V tomto zapojení se při nárůstu napětí způsobeném vypnutím Q_1 indukuje napětí v rekuperační cívkce L_3 transformátoru T_1 . Toto napětí je vyšší než napětí U_{in} na vstupním kondenzátoru C_1 a ten se tedy začne nabíjet. Dioda D_3 zabezpečuje, aby k nabíjení kondenzátoru C_1 docházelo pouze v době, kdy je tranzistor Q_1 vypnutý. Počet závitů rekuperační cívky se zpravidla volí shodný s počtem závitů primární cívky L_1 .

U tohoto zapojení je velikost transformátoru výrazně menší než u předchozího měniče typu *flyback*, neboť se v jeho magnetickém obvodu nemusí akumulovat celkový přenášený výkon.



Obrázek 7. Propustný měnič - tranzistor Q_1 sepnut. [1]



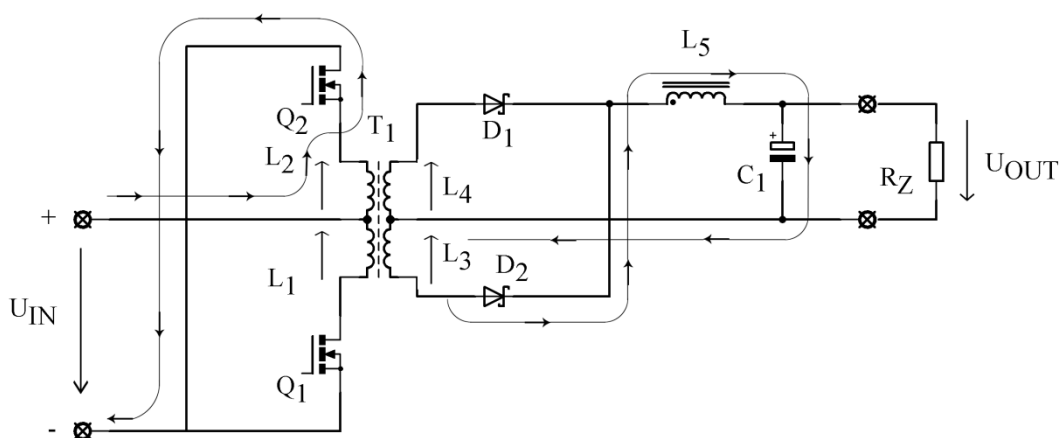
Obrázek 8. Propustný měnič - tranzistor Q_1 rozepnut. [1]

3.3 Dvojčinné měniče s transformátorem

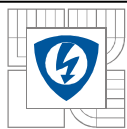
Dvojčinných měničů se využívá v případech, kdy je zapotřebí přenést větší výkon. Jednočinné měniče totiž využívají jen část plochy tvořené hysterezní křivkou, protože jsou zatěžovány stejnsměrnou složkou proudu. Tento problém řeší dvojčinné zapojení.

3.3.1 Měníč *push-pull*

Jde o kombinaci dvou jednočinných měničů pracujících s cívkami navinutými na jednom jádře transformátoru. V první fázi spínacího procesu se sepne tranzistor Q_1 . To způsobí průchod proudu přes cívku primárního vinutí L_1 . Jelikož jsou všechny cívky na feritovém jádře navinuty ve stejném smyslu, tj. jsou shodné začátky a konce, indukované napětí má stejný smysl jako napětí na primárním vinutí. Proud začne procházet cívkou sekundárního vinutí L_4 přes diodu D_1 , která je polarizovaná v propustném směru, přes LC filtr do zátěže R_Z . V tuto chvíli je tranzistor Q_2 namáhán součtem napětí indukovaného v primární cívce L_2 a napětí napájecího U_{IN} . Diodu D_2 , která je v závěrném směru, potom namáhá součet napětí indukovaných v sekundárních cívkách transformátoru L_3 a L_4 . Po uplynutí doby sepnutí tranzistoru Q_1 dochází k jeho vypnutí a nastává doba zvaná *dead time*. Je důležité dodržet tuto dobu, kdy není sepnutý ani jeden z tranzistorů, aby se zabránilo vzniku zkratu. Protože jsou všechna vinutí vinuta jedním směrem, tak se v první fázi vytvoří v magnetickém obvodu transformátoru magnetický tok orientovaný v opačném směru, než k jakému dochází při sepnutí tranzistoru Q_2 v následující fázi spínání. To znamená, že se jádro přemagnetizuje, a pro přenos energie je využíváno celé hysterezní smyčky. To nám umožní použít poloviční objem jádra pro přenesení daného výkonu. Navíc další z výhod tohoto zapojení je, že zvlnění výstupního proudu má dvojnásobnou frekvenci, což nám umožní použít 4krát menší tlumivku L_5 tvořící výstupní filtr. Měníče tohoto typu se využívají do výkonu cca 150 W.



Obrázek 9. Transformátorový dvojčinný měnič: sepnutí tranzistor Q_2 . [1]



4 VOLBA SOUČÁSTEK

V této části budou navržena kritéria, která poslouží k určení možných typů obvodu. Dále je zde uvedený krátký popis zvoleného řídicího obvodu a budou navrženy veškeré součástky potřebné k činnosti.

4.1 Volba řídicího obvodu měniče

Některá z kritérií, která jsem zohledňoval při výběru řídicího obvodu, jsou:

1. *Zvyšující měnič.* Jelikož jde o měnič napájený z palubní sítě automobilu, je potřeba pro dobíjení notebooku napětí zvýšit. Jak již bylo zmíněno, budeme vybírat zapojení měniče, který výstupní napětí zvyšuje tedy zvyšující (BOOST).
2. *Velikost vstupního napětí.* Mluvíme o napětí 12 V v době, kdy je motor automobilu vypnutý a energie je čerpaná pouze z akumulátoru, resp. 14,4 V v případě, že je akumulátor dobíjen alternátorem a odběr periferních spotřebičů je minimalizován (vypnutá světla, klimatizace, rádio ...). Volím tedy rozsah $U_{InMin}=12\text{ V}$, $U_{InMax}=15\text{ V}$.
3. *Množství součástek.* Protože se jedná o mobilní zařízení, klademe vysoké nároky na celkovou velikost zařízení, která je ovlivněna např. rozměry indukčnosti, chladiče polovodičových prvků nebo rozměry a množstvím nezbytně nutných součástek pro samotnou funkci. Zaměřím se proto na obvody nenáročné na počet externích součástek.
4. *Účinnost změny napěťové úrovně.* V našem případě, kdy je hnacím agregátem spalovací vznětový nebo zážehový motor o výkonu několik desítek kilowatt, nehraje náš odběr příliš velkou roli. Navíc účinnost elektronických měničů se dnes pohybuje přes 90 %. Projeví se nám ale na množství vyzařené tepelné energie, kterou je nutno účinně odvést do okolí, aby nedocházelo k nárůstu teploty nad maximální povolenou hodnotu pro polovodičový spínač, který je nejvíce tepelně namáhán.
5. *Dostupnost.* Při výběru speciálních součástek musíme uvážit dostupnost zvoleného produktu na našem trhu. Dále je vhodné zvážit i cenovou přijatelnost a brát v úvahu poměr cena/výkon. [2]

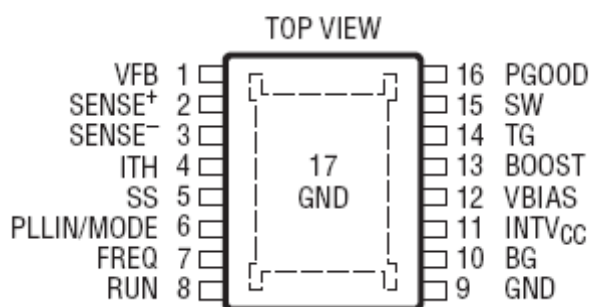
Po prozkoumání nabízených produktů a vyřídění dle výše uvedených kritérií byly vybrány tyto řídicí obvody:

1. Řídicí obvod vyráběný firmou Linear Technology, typ: LTC 3786. Tento obvod je určen pro zvyšující (BOOST) měniče se synchronním usměrňovačem. Pracuje s napájecím napětím od $U_{InMin}=4,5\text{ V}$ do $U_{InMax}=38\text{ V}$ a jeho klidový proud (proud odebíraný obvodem v době, kdy je měnič odpojen od zátěže) dosahuje $I_0=55\mu\text{A}$. [6]
2. Druhý z vybraných obvodů je produkt firmy Texas Instruments, typ: LM 3488. Určení tohoto obvodu je pro zvyšující (BOOST), akumulující (FLYBACK), Sepic a další typy měničů s usměrňovací diodou. Napájecí napětí se může pohybovat od cca $U_{InMin}=3\text{ V}$ do $U_{InMax}=40\text{ V}$ a klidový proud dosahuje hodnoty $I_0=5\mu\text{A}$. [7]

Vnitřní topologie řídicího obvodu LTC 3786 navíc umožňuje použití ochrany proti nadměrnému vybití akumulátoru použitím vhodného děliče napětí, které je následně přivedeno na příslušný pin IO. Časté nebo dlouhotrvající vybití olovených akumulátorů používaných v automobilech totiž výrazně ovlivňuje jejich životnost. Kritická hodnota napětí těchto zařízení je $U_{\text{BatKrit}}=10,2 \text{ V}$. Možnost využití synchronního usměrňovače může vést ke zvýšení účinnosti. Pro řízení tedy volím obvod LTC 3786.

4.1.1 Výběr pouzdra řídicího obvodu

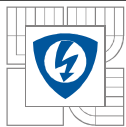
Tento řídicí obvod se vyrábí ve dvou pouzdrech a to pro povrchovou montáž přímo na desku plošných spojů s vývody po stranách součástky, nebo pro instalaci do patice s vývody po celém obvodu pod tělesem součástky. Pro naši aplikaci jsem zvolil pouzdro s vývody po stranách součástky – Plastic MSOP.



Obrázek 10. Pouzdro s popisem vývodů řídicího obvodu LTC3786. [3]

4.1.2 Popis funkce pinů řídicího obvodu

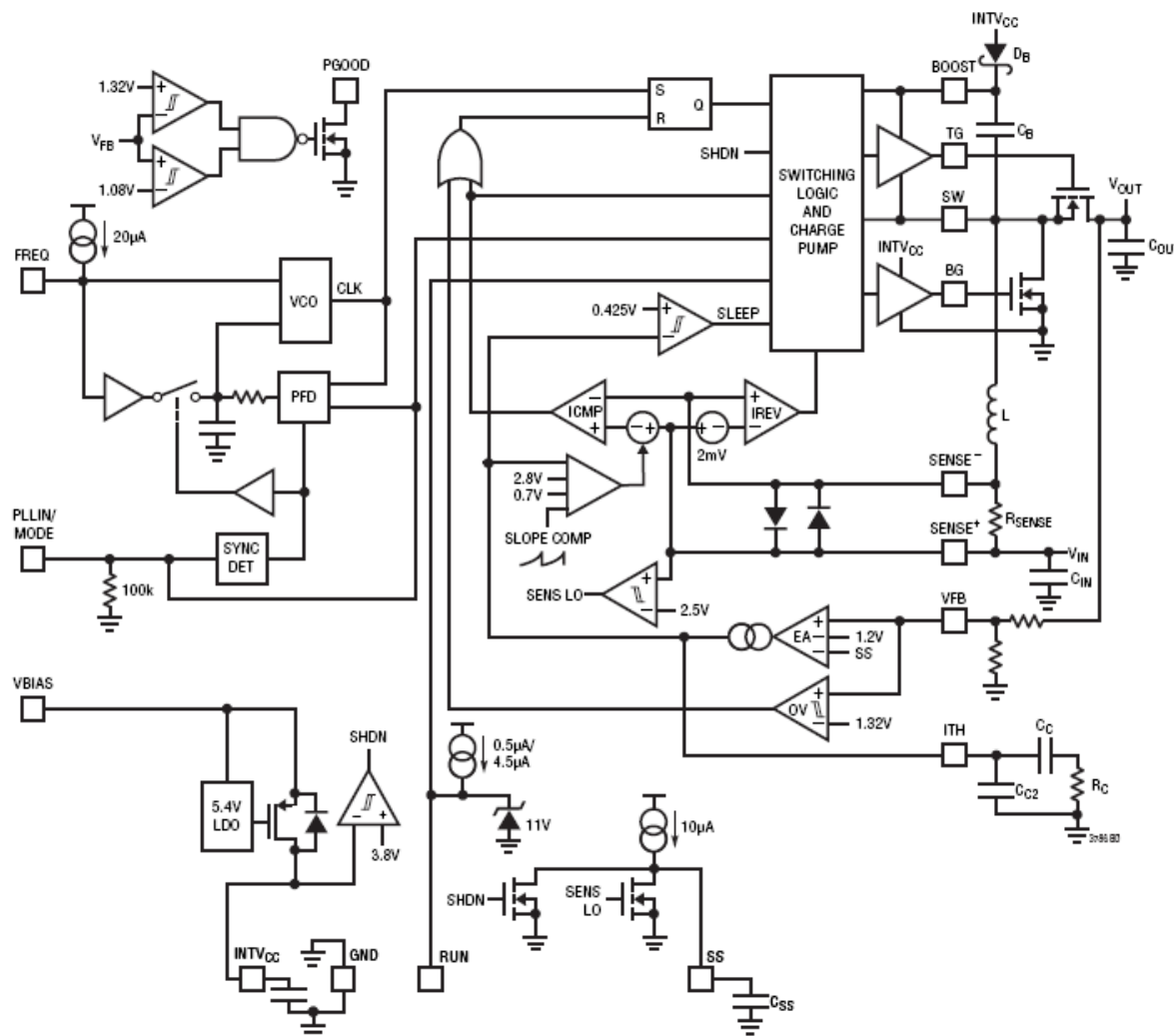
3. *VFB* – Error Amplifier Feedback Input. Vstup chybového zpětnovazebního zesilovače. Tento vstup se využívá pro regulaci velikosti výstupního napětí. Přivádí se na něj napětí z odporového děliče výstupního napětí.
4. *SENSE⁺* - Positive Current Sense comparator Input. Kladný vstup proudového komparátoru. Napětí se na tento pin přivádí z rezistoru R_{Sense} zapojeného v sérii s indukčností.
5. *SENSE⁻* - Negative Sense comparator Input. Záporný vstup proudového komparátoru. Napětí se přivádí z druhé strany sérového odporu R_{Sense} .
6. *ITH* – Current Control Threshold. Hlídá prahový proud. Napětí přiváděné na tento pin určuje prahovou hodnotu proudu.
7. *SS* – Output Soft-Start Input. Po připojení kondenzátoru C_{SS} na tento pin, lze využít funkce soft-start. Výstupní napětí bude po připojení měniče narůstat po hraně rampy, jejíž strmost závisí na kapacitě C_{SS} .
8. *PLLIN/MODE* – External Synchronous Input. Vstup pro synchronizaci externím hodinovým signálem. Přivedeme-li na tento pin časovací signál, řídicí obvod začne pracovat v tzv. módu spjitého zatížení, při němž je spínání tranzistoru BG synchronizováno s tímto signálem. Pokud tento pin přizemníme, řídicí obvod se uvede do tzv. burst módu. V tomto módu bude pracovat i v případě, že tento pin zůstane



nezapojený. Pokud na tento pin přivede napětí větší než 1,2 V nebo menší než - 1,3 V uvedeme obvod do řízení pomocí pulsně šířkové modulace (PWM).

9. *FREQ* – The Frequency Control Pin. Tento pin slouží k nastavení pracovní frekvence. Lze ji nastavovat v rozsahu od 50 kHz do 900 kHz změnou hodnoty odporu mezi tímto pinem a zemí. Pokud pin připojíme přímo na zem, nastaví se nejnižší základní frekvence 350 kHz. Pokud tento pin spojíme s pinem $INTV_{CC}$ nastaví se frekvence na hodnotu 535 kHz.
10. *RUN* – Run Control Input. Vstup řízení chodu obvodu. Pokud na tento vstup přivedeme napětí 1,28 V, měnič přestává pracovat. Jestliže napětí na tomto vstupu klesne na hodnotu 0,7 V, vypíná se samotný řídicí obvod. V tuto chvíli bude odebíraný proud dosahovat hodnot kolem 8 μA .
11. *GND* – Ground. Zemnicí pin. Na potenciál tohoto pinu jsou přivedeny záporné póly filtračních kondenzátorů a source vývod spínacího tranzistoru. Na tento potenciál je připojen i pin 17, který musí být přiletován po celé své ploše z důvodu odvodu tepla ze součástky do desky plošného spoje.
12. *BG* – Bottom Gate. Tento pin slouží k řízení spínacího tranzistoru. Je tedy spojen s jeho Gate.
13. *INTV_{CC}* – Output Of Internal 5,4 V. Tento pin je nutno oddělit od GND minimálně 4,7 μF kondenzátorem. Jedná se o vývod 5,4 V pro napájení vnitřní logiky obvodu.
14. *VBIAS* – Main supply pin. Jde o napájení řídicího obvodu. Napětí na něj bude přivedeno ze vstupního napětí měniče. V našem případě napětí palubní sítě automobilu.
15. *BOOST* – Floating Power Supply. Plovoucí zdroj pro synchronní usměrňovací tranzistor. Tento pin je spojen přes kondenzátor s pinem 15 SW a schottkyho diodou připojenou na pin 11 $INTV_{CC}$.
16. *TG* – Top Gate. Z tohoto pinu je řízen synchronní usměrňovač. Je přiveden na Gate podélného synchronního tranzistoru.
17. *SW* – Switch Node. Přepínací bod. Je připojen na uzel tvořící spojení Source synchronního usměrňovacího tranzistoru, Drain hlavního spínacího tranzistoru a cívky měniče.
18. *PGOOD* - Power Good Indicator. Logika obvodu tento pin přizemní v případě, že výstupní napětí překročí hranici $\pm 10\%$ požadované hodnoty. Aby nedocházelo k nežádoucímu vybavení při přechodných dějích, musí tato porucha výstupního napětí trvat alespoň 25 μs . [3]

4.1.3 Vnitřní zapojení obvodu LTC3786



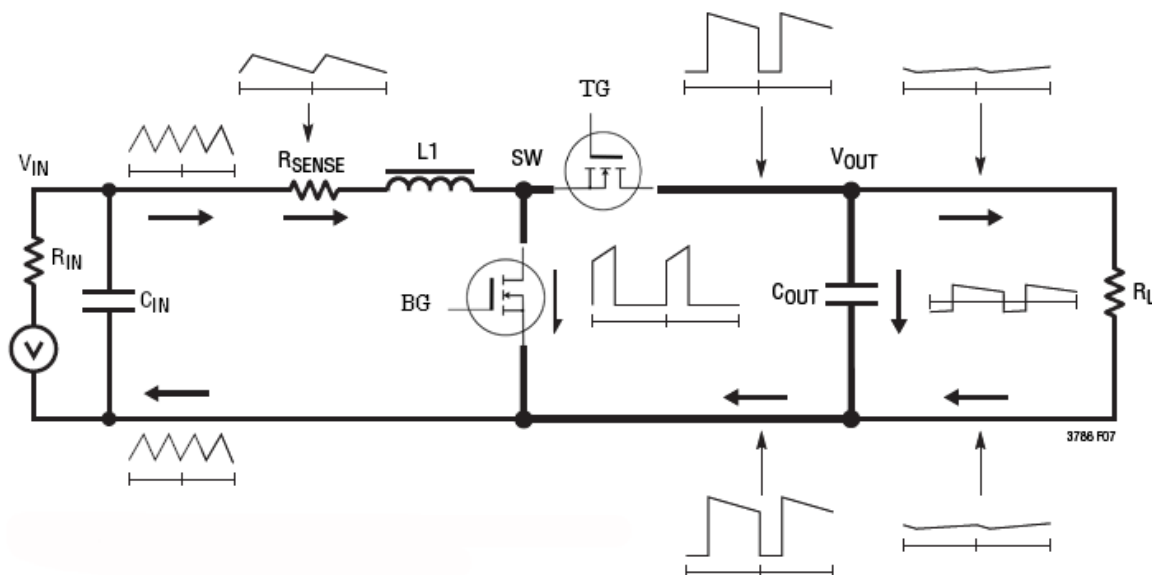
Obrázek 11. Schéma zapojení obvodu LTC3786. [3]

4.2 Volba externích součástek

Lze předpokládat, že zvolený obvod nebude samostatně schopen konverze vstupního napětí U_{in} na jinou napěťovou úroveň výstupního napětí U_{out} . K této činnosti je zapotřebí navrhnout hodnoty součástek dle parametrů potřebných v aplikaci, na kterou je zařízení určeno. Při dimenzování těchto součástek se v našem případě budeme držet postupu uvedeného výrobcem kontroléru. Taktéž využijeme doporučeného schématu zapojení obvodu.

4.2.1 Návrh silových součástek

V našem případě, kdy se jedná o zvyšující měnič (BOOST) se synchronním usměrňovačem, bude výkonová proudová dráha obsahovat součástky dle schématu zobrazeného na Obrázku 12. Na tomto obrázku jsou navíc naznačeny typické průběhy, které lze ve funkčním zapojení očekávat.



Obrázek 12. Schéma zapojení silového obvodu s typickými průběhy proudů a napětí. [3]

Kde:	C_{IN}	- vstupní kondenzátor
	R_{SENSE}	- proudový snímací odpor
	L_1	- indukční cívka
	Q_1	- spínací tranzistor
	Q_2	- tranzistor synchronního usměrňovače
	C_{Out}	- výstupní kondenzátor

4.2.1.1 Vstupní parametry

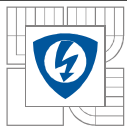
Rozsah napájecího napětí volím s ohledem na aplikaci měniče. Ten bude připojen na el. síť automobilu, proto volím vstupní hodnoty napětí o velikosti $U_{InMin}=11\text{ V}$, $U_{InMax}=15\text{ V}$. V návrhu budeme počítat s hodnotou $U_{In}=12\text{ V}$.

Odebíraný proud $I_{Out}=4,74\text{ A}$ jsem odečetl ze štítku notebooku Aces Aspire 5720Z. Z důvodu bezpečnosti a variability zařízení s jinými parametry volím maximální výstupní proud měniče $I_{OutMax}=6\text{ A}$.

Výstupní napětí z měniče pro zmíněný notebook je $U_{Out}=19,3\text{ V}$.

Z těchto hodnot lze vypočítat maximální odebíraný výkon z měniče

$$P_{OutMax} = U_{Out} * I_{OutMax} = 19,3 * 6 = 116\text{ W} \quad (2)$$



Příkon měniče je potom složen z odebíraného výkonu a ztrát vzniklých při přeměně napětí. Pro náš výpočet nebudeme ztráty uvažovat. Můžeme tedy určit proud, který poteče do měniče.

$$I_{In} = \frac{P_{Out}}{U_{In}} = \frac{116}{12} = 9,66 \text{ A} \quad (3)$$

Na tento proud je nutno dimenzovat součástky na vstupu měniče.

4.2.1.2 Vstupní kondenzátor

Pro volbu vstupního kondenzátoru máme napěťové kritérium. V praxi se ukázalo, že vstupní kondenzátor by měl být dimenzován na 1,4 násobek maximálního vstupního napětí. Protože je měnič napájen hladkým proudem (není zvlněný usměrněním střídavého napětí) není potřeba použít vysokých kapacit. Pro vstupní kondenzátor jsem zvolil elektrolytický axiální kondenzátor označený CE 220u/25VIT JAM-WL 8x11,5 RM3,5. Kondenzátor má kapacitu $C_{In}=220 \mu\text{F}$ a určen pro napětí do $U_c=25 \text{ V}$. [4]

4.2.1.3 Výběr spínacích tranzistorů MOSFET

Pro zvolený řídicí obvod musí být navržen hlavní spínací tranzistor a tranzistor synchronního usměrňovače. Pro volbu tranzistorů si určíme výběrová kritéria, která musí tranzistory splňovat. Maximální proud spínacím tranzistorem $I_{BGM_{\max}}=I_{M_{\max}}=10 \text{ A}$. Napětí, na které je nutno tranzistor dimenzovat, je rovno maximálnímu výstupnímu napětí měniče $\Rightarrow U_{Out_{\max}}=19 \text{ V}$.

Další z kritérií, na kterých při výběru spínacích tranzistorů záleží, je odpor jejich PN přechodu v sepnutém stavu R_{DS} . Ten by měl být co nejmenší pro zachování dostatečné účinnosti i při vyšších spínacích frekvencích.

Jako nejvhodnější varianta s ohledem na vstupní požadavky, dostupnost a pořizovací cenu byl vybrán tranzistor IRFR024N. Tímto tranzistorem lze spínat proud do velikosti až $I_D=17 \text{ A}$ při napětí $U_{DS}=55 \text{ V}$. Odpor přechodu v sepnutém stavu $R_{DS(On)}=0,075 \Omega$. Díky nízkému R_{DS} je tento tranzistor v SMD pouzdře TO252. [4]

4.2.1.4 Induktor

Velikost indukčnosti cívky se odvíjí od spínací frekvence měniče a požadavku na maximální dovolené zvlnění výstupního proudu. Za přípustnou hodnotu zvlnění proudu se bere hodnota:

$$\Delta I_L = 0,3 * I_{Out_{\max}} = 0,3 * 6 = 1,8 \text{ A} \quad (4)$$

Vstupní napětí $U_{In}=12 \text{ V}$ (nejnepříznivější), $U_{Out}=19 \text{ V}$.

Ze vztahu pro výpočet zvlnění proudu

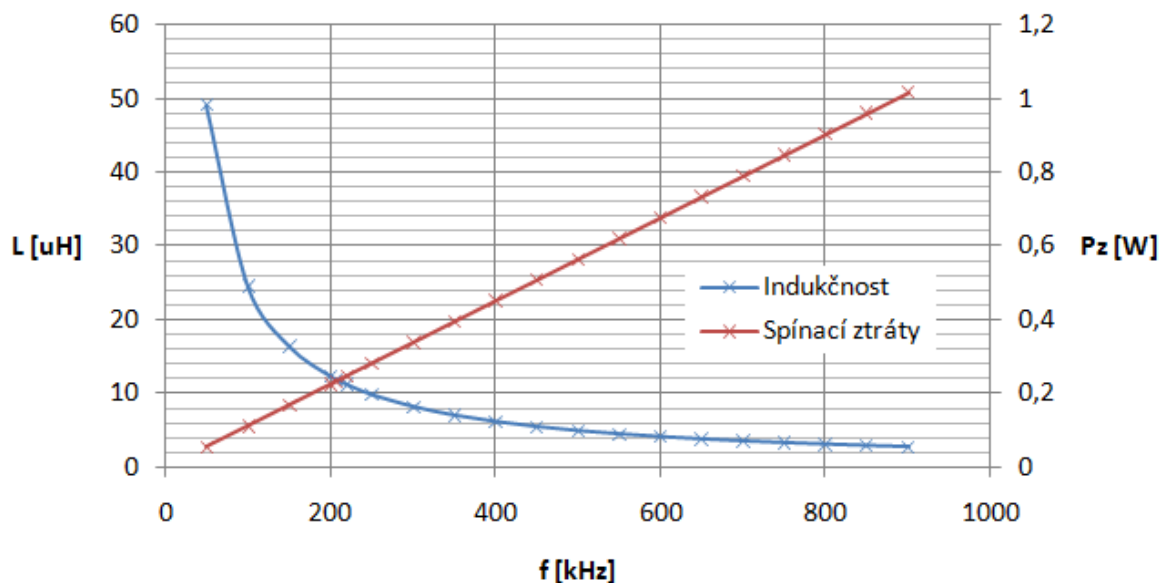
$$\Delta I_L = \frac{U_{In}}{f * L} * \left(1 - \frac{U_{In}}{U_{Out}}\right) \quad (5)$$

Kde:	ΔI_L	– Zvlnění výstupního proudu [A]
	U_{In}	– Vstupní napětí [V]
	U_{Out}	– Výstupní napětí [V]
	f	– Spínací frekvence měniče [Hz]
	L	– Indukčnost cívky [H]

Lze vyjádřit minimální velikost indukčnosti

$$L = \frac{U_{In}}{f * \Delta I_L} * (1 - \frac{U_{In}}{U_{Out}}) \quad (6)$$

Pro určení indukčnosti cívky je potřeba znát spínací frekvenci. Tu nám může pomoci určit graf, který znázorňuje závislost indukčnosti a nárůstu ztrát na změně frekvence.



Graf 1. Závislost indukčnosti cívky a spínacích ztrát na spínací frekvenci.

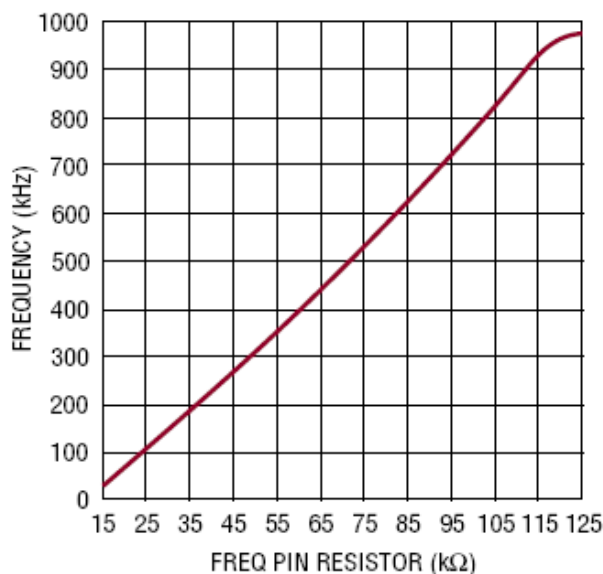
Spínací ztráty byly vypočteny dle následující rovnice:

$$P_{Ztr} = f * (W_{On} + W_{Off}) = f * \frac{1}{4} * U_d * I_2 * (t_{on} + t_{off}) \quad (7)$$

Kde:	f	- spínací frekvence
	W_{On}	- energie při zapnutí
	W_{Off}	- energie při vypnutí
	t_{on}	- čas přechodového děje zapínání
	t_{off}	- čas přechodového děje vypínání

Optimální frekvence, kdy jsou spínací ztráty úměrné k velikosti indukčnosti cívky, je v mém případě $f_{sw}=207$ kHz.

Spínací frekvenci lze nastavit hodnotou rezistoru R_{sw} , kterou můžeme odečíst z Grafu 2.



Graf 2. Závislost spínací frekvence na velikosti rezistoru R_{sw} . [3]

Požadované spínací frekvenci odpovídá hodnota rezistoru $R_{sw}=37 \text{ k}\Omega$, což není běžně dostupná hodnota z normalizované řady rezistorů. Volím nejbližší normalizovanou hodnotu, tedy $R_{sw}=39 \text{ k}\Omega$. Této hodnotě rezistoru by měla odpovídat $f_{sw}=220 \text{ kHz}$.

Nyní mám vše potřebné pro výpočet minimální indukčnosti cívky pro splnění požadavku na maximální zvlnění výstupního proudu. Dosadím tedy do rovnice (6)

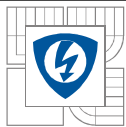
$$L = \frac{12}{220 * 10^3 * 1,8} * \left(1 - \frac{12}{19,3}\right) = 11,16 \mu H \quad (8)$$

Z nabízených produktů jsem zvolil tlumivku označenou DTMS-27/0.047/15-V. Tlumivka má indukčnosti $L_1=47 \mu H$, $R_{DC}=10 \text{ m}\Omega$ [5]. Protože zvolená tlumivka má vyšší indukčnost, bude menší zvlnění výstupního proudu, které lze vyjádřit dosazením do rovnice (5) a dostanu

$$\Delta I_L = \frac{12}{220^3 * 47^{-6}} * \left(1 - \frac{12}{19,3}\right) = 0,4276 A \quad (9)$$

4.2.1.5 Proudový rezistor (bočník)

Tento rezistor u zvyšujících měničů bývá typicky umístěn v sérii s cívkou. Proudový komparátor v řídicím obvodu má jako maximální hodnotu $U_{SenseMax}=75 \text{ mV}$. [3] Díky hodnotě napětí, které je přivedeno z měřicího odporu, nastavuje hranici vrcholu proudu indukčnosti. Velikost odporu rezistoru lze vypočítat rovnicí



$$R_{Sense} = \frac{U_{SenseMax}}{I_{Max} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (10)$$

Kde: R_{Sense} – Odpor měřicího rezistoru (bočníku) [Ω]
 $U_{SenseMax}$ – Max. velikost napětí přivedená na komparátor [V]
 I_{Max} – Max. proud protékající tlumivkou [A]
 ΔI_L – Zvlnění proudu [A]

Dosažením známých hodnot do rovnice (10) dostávám hodnotu odporu snímače proudu

$$R_{Sense} = \frac{0,075}{10 + \frac{0,4276}{2}} = 0,007343 \Omega \Rightarrow 7,34 \text{ m}\Omega \quad (11)$$

Ztrátový výkon vznikající vlivem průchodu maximálního proudu pro vypočtenou hodnotu je

$$P_Z = R_{Sense} * I_{Max}^2 = 0,007343 * 10^2 = 0,7343 \text{ W} \quad (12)$$

Z dostupných rezistorů jsem vybral rezistor RR 0R01 5W 5%. Hodnota odporu je $R_{Sense}=10 \text{ m}\Omega$, maximální ztrátový výkon je $P_{Z \text{ Max}}=5 \text{ W}$. [4]

4.2.1.6 Výstupní kondenzátor

U boost měničů je výstupní proud přerušovaný, a proto musíme k výstupním svorkám měniče připojit kondenzátor, který je schopen snížit zvlnění výstupního napětí. Zvlnění napětí, které na výstupu měniče vzniká vlivem spínání tranzistorů, lze vyjádřit vztahem

$$U_{Rip} = \frac{I_{Out \text{ Max}} * (U_{Out} - U_{In})}{C_{Out} * U_{Out} * f} \quad (13)$$

Kde: U_{Rip} - Zvlnění výstupního napětí [V]
 C_{Out} - Kapacita výstupního kondenzátoru [F]

Za přípustnou hodnotu zvlnění výstupního napětí budeme uvažovat 10 %. Ze vztahu (13) můžeme vyjádřit C_{Out} , což pro nás bude minimální hodnota kapacity výstupního kondenzátoru pro dosažení zvolených parametrů

$$C_{Out} = \frac{I_{OutMax} * (U_{Out} - U_{In})}{U_{Rip} * U_{Out} * f} \quad (14)$$

Po dosazení

$$C_{Out} = \frac{10 * (19 - 12)}{1,9 * 19 * 220000} = 8,814 \mu\text{F} \quad (15)$$

Já však pro danou aplikaci volím kapacitu mnohem vyšší, abych snížil zvlnění výstupního proudu. Byl vybrán výstupní kondenzátor CE 1000u/35VIT HIT-EXR 13x26. Kapacita

kondenzátoru je $C_{Out}=1000 \mu F$ a maximální napětí je $U_{C_{Max}}=35 V$. [4] Kondenzátor má nízkou hodnotu ERS – ekvivalentní sériový odpor.

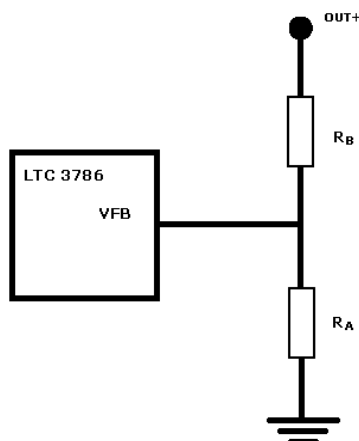
4.2.1.7 Napět'ová zpětná vazba

Pro realizaci řízení výstupního napětí je nutno navrhnout odporový dělič, který nám bude poskytovat okamžitou informaci o velikosti výstupního napětí. Tento dělič je tvořen dvěma rezistory připojenými mezi výstupní svorky a řídicí signál je vyveden z jeho středu. Tento dělič by měl být v konečné podobě měniče umístěn ve větší vzdálenosti od induktoru a od proudových cest plošného spoje, aby nedocházelo k indukovaní šumu.

K výpočtu hodnot rezistorů děliče použijí rovnici

$$U_{Out} = 1,2 * \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \quad (16)$$

Kde: U_{Out} – Výstupní napětí [V]
 R_A – Rezistor mezi svorkou VFB IO a zemí [Ω]
 R_B – Rezistor mezi výstupní svorkou a pinem VFB [Ω]



Obrázek 13. Zapojení děliče napět'ové zpětné vazby. [3]

Pro výpočet velikosti rezistoru je potřeba určit hodnotu rezistoru R_A . Ta byla zvolena $R_A=22 k\Omega$. Po úpravě rovnice (16) a dosazení dostávám hodnotu rezistoru R_B .

$$R_B = \frac{R_A * (U_{Out} - 1,2)}{1,2} = \frac{22 * 10^3 * (19 - 1,2)}{1,2} = 326,333 k\Omega \quad (17)$$

Z normalizované řady rezistorů byla vybrána hodnota $R_B=330 k\Omega$. Po přepočtení skutečné hlídané výstupní úrovně napětí s navrženými hodnotami rezistorů dostáváme

$$U_{Out} = 1,2 * \left(1 + \frac{330}{22}\right) = 19,2 V \quad (18)$$

Tato velikost výstupního napětí bude pro účely napájení notebooku vyhovující.

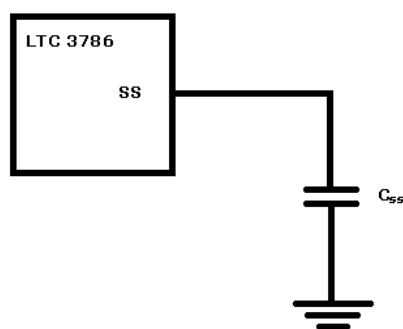
4.2.1.8 Pomalý náběh zdroje

Použitím tzv. Soft-Startu dosáhneme nižších nárazových proudů, které vznikají v době, kdy je zdroj připojený k napájecímu napětí. Proud, který bude odebírán v době připojení, bude tvořen nabíjecími proudy kondenzátorů, především vstupního kondenzátoru C_{in} a proudem pro spuštění řídicího obvodu. Proud, který začne odebírat zátěž (notebook), bude postupně narůstat v závislosti na velikosti startovacího kondenzátoru C_{SS} . Protože vstupní kondenzátor má relativně malou velikost kapacity, a odpor, který představuje vedení mezi zásuvkou a měničem, je malý, bude přechodový děj velmi rychlý. Časová konstanta, která charakterizuje tento přechodový děj má velikost $\tau = R_{in} * C_{in}$. V našem případě zanedbám velikost R_{in} a časová konstanta bude $\tau \approx C_{in} = 0,1$ ms. Přibližně za tuto dobu vzroste napětí na vstupním kondenzátoru na cca 63 %. Za dobu $5 * \tau$ je rozdíl napájecího napětí a napětí na vstupním kondenzátoru menší než 1 %. Doba potřebná k tomuto ustálení je $\tau = 0,5$ ms.

Náš obvod při startu řídí velikost výstupního napětí podle napětí přiváděného na pin 5 SS. Pokud je napětí na tomto pinu menší než vnitřní referenční napětí 1,2 V řídicího obvodu, bude tato hodnota využívána jako referenční pro napěťovou zpětnou vazbu. Kondenzátor C_{SS} se připojí mezi pin 5 řídicího obvodu a GND. Po připojení měniče k napětí bude kondenzátor C_{SS} nabíjen proudem $I_{Ch} = 10 \mu A$ a tím dojde k lineárnímu nárůstu napětí na C_{SS} . Přibližná délka náběhu výstupního napětí na požadovanou hodnotu je určena vztahem

$$t_{SS} = C_{SS} * \frac{1,2}{10 * 10^{-6}} \quad (19)$$

Kde: t_{SS} – Doba nabití kondenzátoru na ref. Napětí [s]
 C_{SS} – Velikost kapacity kondenzátoru [F]



Obrázek 14. Zapojení kondenzátoru soft startu. [3]

Z rovnice (19) si vyjádřím C_{SS} , což představuje minimální kapacitu kondenzátoru a dostávám

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} * 10 * 10^{-6}}{1,2} = \frac{5 * 10^{-4} * 10 * 10^{-6}}{1,2} = 4,16 \text{ nF} \quad (20)$$

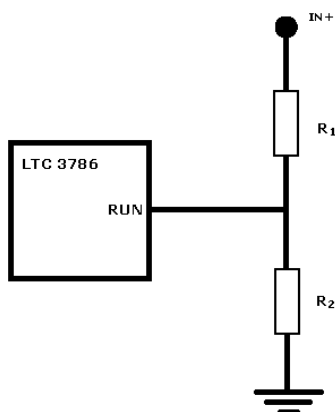
Byl zvolen keramický kondenzátor označený CK 10n/100V Z5V. Jedná se o keramický kondenzátor s kapacitou $C_{SS} = 10$ nF. [4] Čas náběhu zdroje na nominální hodnoty bude pro zvolený kondenzátor

$$t_{SS} = 10 * 10^{-9} * \frac{1,2}{10 * 10^{-6}} = 1,2 \text{ ms} \quad (21)$$

4.2.1.9 Ochrana autobaterie

K této ochraně využiji vlastnosti pinu č. 8 RUN. V této kapitole provedu návrh odporového děliče. Postup je obdobný jako při návrhu napěťové zpětné vazby. Pro výpočet se využije rovnice

$$U_{Run} = U_{InMin} * \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (22)$$



Obrázek 15. Zapojení děliče ochrany autobaterie. [3]

Hodnotu spodního rezistoru jsem zvolil $R_2 = 24 \text{ k}\Omega$. Po úpravě vztahu (22) pro vyjádření R_1 a dosazení dostávám hodnotu horního rezistoru R_1 .

$$R_1 = \frac{R_2 * U_{InMin} - R_2 * U_{Run}}{U_{Run}} = \frac{24k * 10,2 - 24k * 1,28}{1,28} = 167,25 \text{ k}\Omega \quad (23)$$

Volím nejbližší vyšší hodnotu a tou je $R_1 = 180 \text{ k}\Omega$. Po vyjádření U_{InMin} z rovnice (22) dostávám hodnotu velikosti napětí, při které řídicí obvod ukončí svou činnost

$$U_{InMin} = \frac{U_{Run} * (R_1 + R_2)}{R_2} = \frac{1,28 * (180 + 24)}{24} = 10,88 \text{ V} \quad (24)$$

Tato hodnota je pro nás vyhovující, protože splňuje podmínku, že $U_{InMin} > U_{BatKrit}$ to znamená, že $10,88 \text{ V} > 10,2 \text{ V}$. Tím je zaručena ochrana akumulátoru i s jistou rezervou.

4.2.1.10 Další součástky

Dle doporučení výrobce řídicího obvodu je nutné připojit kondenzátor $C_{IntVcc} = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$ mezi pin 11 (INTV_{CC}) a GND. Byl vybrán elektrolytický kondenzátor označený CE 4,7u/63V JAM-SS 6,3x7. [4]

Kondenzátor C_B by měl mít alespoň 100x větší kapacitu než je vstupní kapacita tranzistoru synchronního usměrňovače. Vstupní kapacita tranzistoru je $C_{ISS} = 370 \text{ }\mu\text{F}$. Hledaný kondenzátor C_B bude mít kapacitu alespoň 37 nF. Zvolil jsem keramický kondenzátor s kapacitou $C_B = 47 \text{ nF}$ označený CK 47n/50V X7R HIT RM5,08. [4]

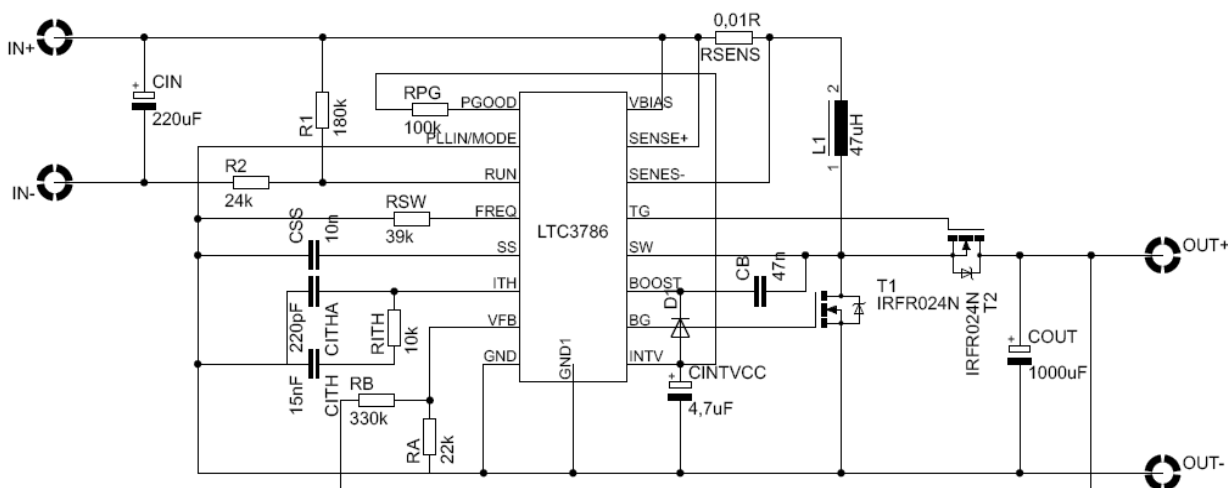
Externí dioda D_B může být jak Schottkyho nebo křemíková dioda, ale musí mít co nejnižší úbytek na přechodu v propustném směru a rychlou dobu zotavení. Byla vybrána Schottkyho dioda označena BAT46 SMD. Úbytek napětí na přechodu $U_{fm} = 0,45 \text{ V}$, závěrné napětí $U_{rm} = 100 \text{ V}$. [4]

Součástky na vstup číslo 4 ITH jsou zvoleny dle doporučení výrobce. C_{ITH} byl zvolen keramický kondenzátor o kapacitě $C_{ITH}=15\text{ nF}$ s označením CK 15n/100V X7R GYM RM5,08. C_{ITHA} byl zvolen keramický kondenzátor o kapacitě $C_{ITHA}=220\text{ pF}$ s označením CK 220p/50V Y5P GYM RM5,08. Odpor rezistoru R_{ITH} byl zvolen $R_{ITH}=10\text{ k}\Omega$. [3]

5 NÁVRH A REALIZACE PLOŠNÉHO SPOJE

5.1 Schéma zapojení

Při návrhu schématu bylo využito doporučeného zapojení řídicího obvodu LTC3786. Schéma zapojení bylo vytvořeno v návrhovém programu Eagle. Zapojení měniče obsahuje běžné součástky, které jsou obsaženy v základní knihovně součástek programu. Nebylo tedy nutné vytvářet jejich pouzdra a to až na výjimku, kterou je samotný řídicí obvod. Jeho pouzdro bylo možné do programu překreslit díky dostupnosti veškerých rozměrů, které výrobce poskytuje ve svých datasheetech.

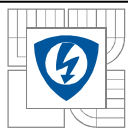


Obrázek 16. Schéma zapojení měniče. [3]

5.2 Plošný spoj

Dříve byly součástky vybaveny šroubovými spoji, pod které se upevňoval spojovací izolovaný vodič. Později se využívalo pájecích oček pod šroubky a vše vyústilo v součástky propojované drátovými spoji. Dnes, až na retro výjimky objevující se u radioamatérů, se již převážně využívají desky plošných spojů tvořené pružným základem s vodivou fólií.

Plošný spoj by měl plnit některé důležité úkoly pro správnou funkci celého zařízení. Jedním z hlavních důvodů použití plošného spoje je zajištění vodivého spojení součástek a to takovým způsobem, aby propojení jejich vývodů odpovídalo navrženému zapojení. Dalším úkolem je upevnění součástek a poskytnutí jim dostatečné opory, aby při provozu zařízení nedocházelo k poruchám vzniklých odpadnutím vývodu od součástky, nebo jeho ukroucení. Zapojení může být navrženo pro konstrukci na jednovrstvé a v případě složitých zapojení i dvou a vícevrstvé DPS. Síla měděné vrstvy je nejběžněji $35\text{ }\mu\text{m}$. [8]



5.2.1 Výroba plošného spoje

Pro návrh plošného spoje se obecně platí, že musí být navržený tak, aby jej bylo možné realizovat. Proto je důležité v souvislosti s volbou výrobní metody brát ohled na výrobní tolerance a nepřesnosti, které mohou vznikat při tvorbě spojů.

V našem případě bylo stěžejní dokázat vyrobit vodivé dráhy, spojující řídicí obvod s externími součástkami, jejichž šířka činí přibližně 0,3 mm a je mezi nimi mezera do 0,2 mm. Celý integrovaný obvod, a to včetně šestnácti postranních vývodů, má rozměr přibližně 4 x 5 mm.

5.2.2 Návrh vodivých cest

K vytvoření vodivých cest existuje mnoho metod. Jednou z nejjednodušších možností, jak vyrobit plošný spoj, je jeho kreslení na papír s milimetrovou mříží. Mezi vhodně rozmístěnými součástkami se tvoří vodivé cesty a hledá se nejvhodnější kombinace vedení cesty. V průběhu kreslení je nutná úprava rozmístění součástek a to minimálně tak, aby bylo dosaženo co nejmenší plochy, aby zároveň byly splněny veškeré požadavky na funkčnost, tedy správné zapojení, a aby byly umístěny výkonové prvky tak, aby bylo možné jejich chlazení.

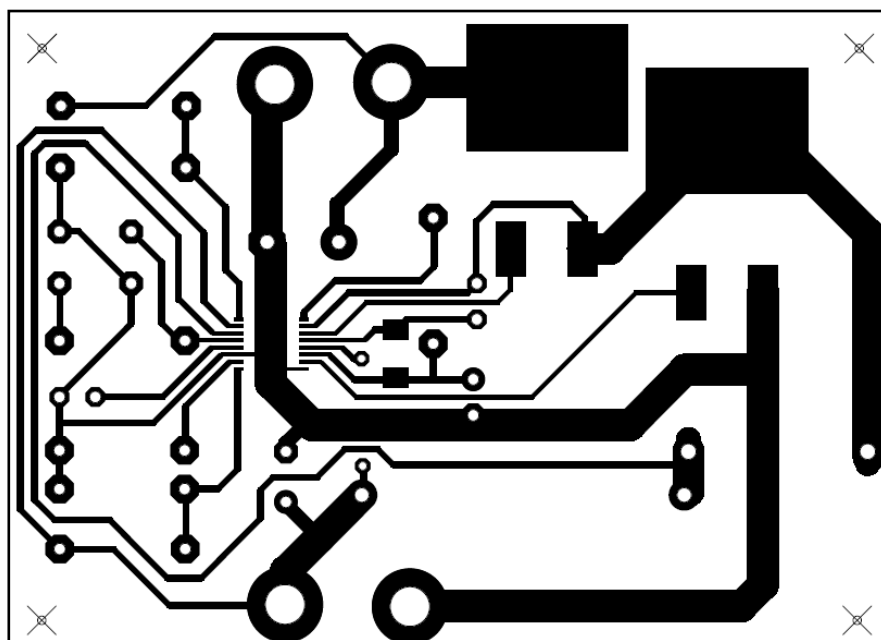
Jinou, v běžných podmínkách používanější metodou, je výroba plošných spojů tzv. fotocestou. Tato byla využita i v našem případě. K tomu abychom co nejefektivněji využili potenciálu této metody a navíc, aby bylo možné vůbec zapojení s navrženým řídicím obvodem zkonstruovat, je potřeba vytvoření vhodné šablony/předlohy. K tomu lze výhodně použít již zmíněný program Eagle. Velkou výhodou programu při návrhu desky plošného spoje je, že umožňuje kontrolu správného vedení spojů dle schématu. Nestane se tak, že u náročnějšího projektu dojde k nechtěnému spojení součástek, které bylo přehlédnuto a které je obtížně dohledatelné. Dále program kontroluje dostatečnou vzdálenost vodivých cest a pájecích plošek pro součástky. S využitím takového programu je tedy snadnější optimalizace.

Pro výrobu plošného spoje se využívá cuprexitových desek s měděnou fólií, na které je nanesená fotocitlivá vrstva. Předlohu vodivých cest zrcadlově vytiskneme na průsvitnou fólii. Natištěnou stranu přiložíme směrem k plošnému spoji a osvětlujeme UV zářičem po dobu cca 5 minut. Poté osvětlenou vrstvu rozpustíme v roztoku například hydroxidu sodného a výsledkem jsou začerněné cesty na měděné fólii. Desku poté vložíme do leptacího roztoku, nejčastěji nasycený roztok chloridu železitého. Po odleptání acetonem očistíme zbylou fotocitlivou vrstvu a na desku plošného spoje naneseeme pájecí masku, běžně tvořenou kalafunou rozpuštěnou v lihu.

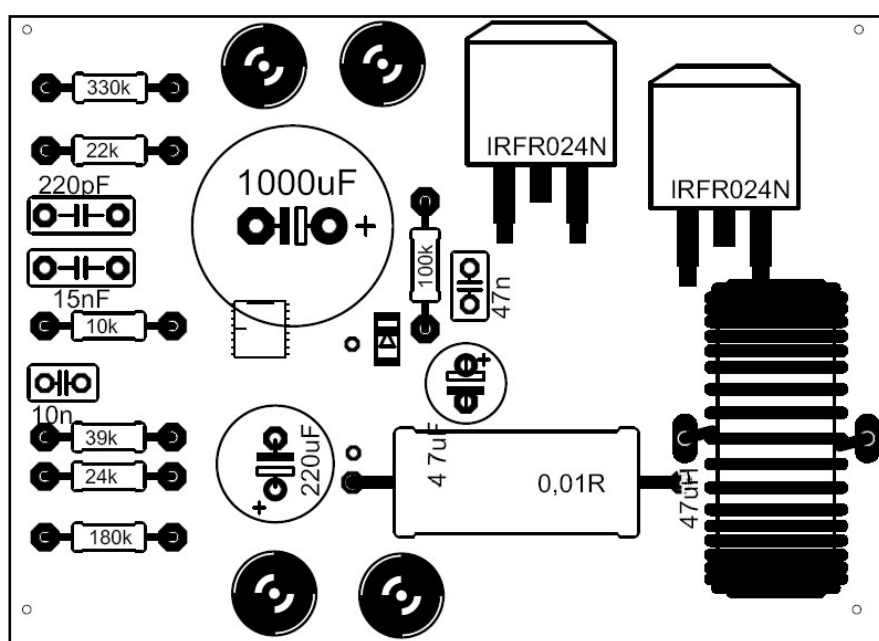
5.2.3 Navržený plošný spoj

Plošný spoj je navržen pro jednostrannou cuprexitovou desku. Jsou zde využity jak SMD součástky, tak součástky s drátovými vývody. Větší součástky s drátovými vývody byly použity z důvodů zjednodušení návrhu desky plošného spoje. Jedná se především o rezistory a kondenzátory, pod kterými lze pohodlně vést vodivé cesty. Vodivé cesty byly navrhovány tak, aby spoje, přes které tečou vysoké proudy, byly co možná nejširší a nevznikaly zde zbytečné ztráty. Naproti tomu pro spoje, které slouží výhradně pro řízení a měření, byly voleny menší šířky. Při návrhu bylo také dbáno na dodržení všech doporučení výrobce a to zejména rozmístění součástek s ohledem na vzájemné rušení vlivem indukce, které by mohlo vést ke zhoršení regulace.

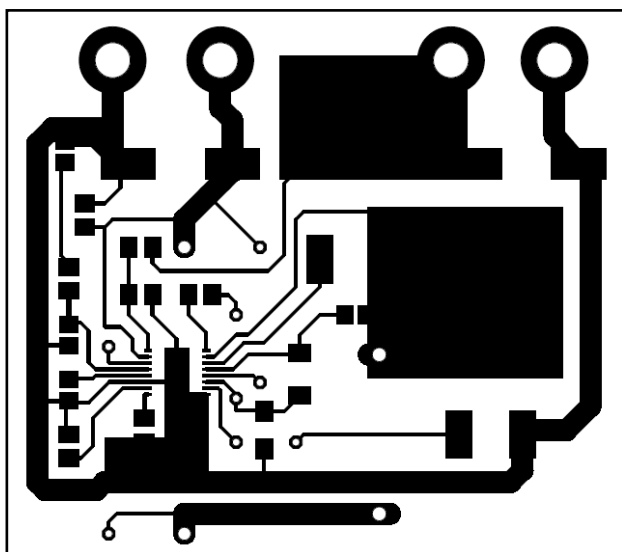
Konečný návrh vyrobeného prototypu je na Obrázku 17. Rozměr plošného spoje je 65 x 47 mm. Pro porovnání rozměrů při využití pouze součástek v provedení SMD byl vytvořen další návrh (Obrázek 19.), který však v praxi nebyl vyzkoušen. Je proto pouze informativního charakteru. Rozměry druhého návrhu jsou cca 47 x 40 mm. Dosáhlo se tedy redukce plochy využitého plošného spoje o cca 38 % oproti prvnímu návrhu. Při realizaci takového zařízení by byla možnost jej instalovat do menší krabičky a zlepšit tím mobilitu zařízení.



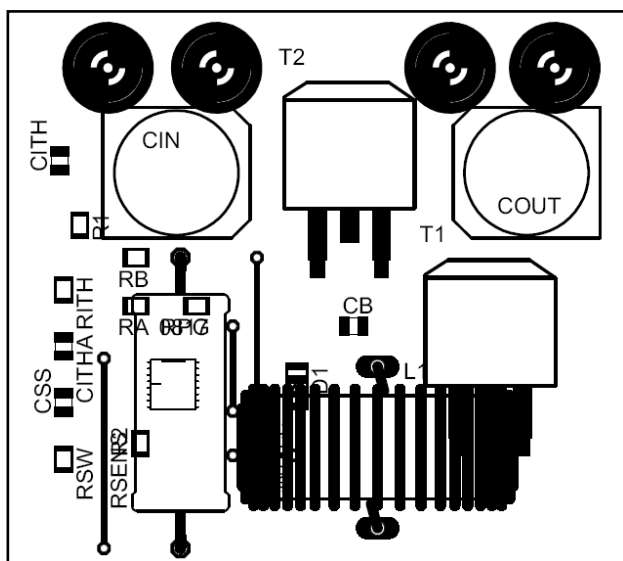
Obrázek 17. Deska plošného spoje realizovaného prototypu.



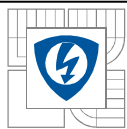
Obrázek 18. Osazovací plán realizovaného prototypu.



Obrázek 19. Návrh plošného spoje s SMD.



Obrázek 20. Osazovací schéma návrhu s SMD.



6 MĚŘENÍ

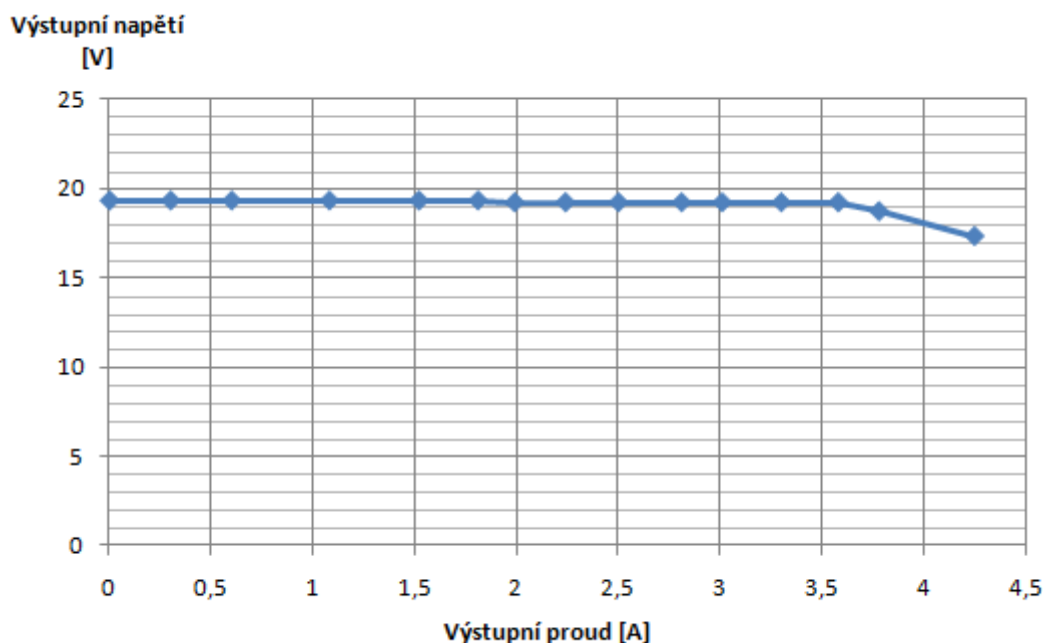
K měření byly použity tyto přístroje:

- Laboratorní zdroj
- Stolní multimetr UNI-T UT803
- Multimetr UNI-T UT60D
- Multimetr UNI-T UT33A
- Osciloskop Tektronix DPO4054
- Reostat 20 Ω , 6,3 A

6.1 Zatěžovací charakteristika

Zatěžovací charakteristika je závislost výstupního napětí na velikosti výstupního proudu. Z jejího průběhu můžeme pozorovat, jakým způsobem se chová výstupní napětí při různé úrovni zatížení. Z charakteru křivky lze odhadnout tvrdost zdroje. Tvrdost zdroje je schopnost udržet výstupní napětí na stanovené hodnotě a to i v průběhu jeho zatěžování.

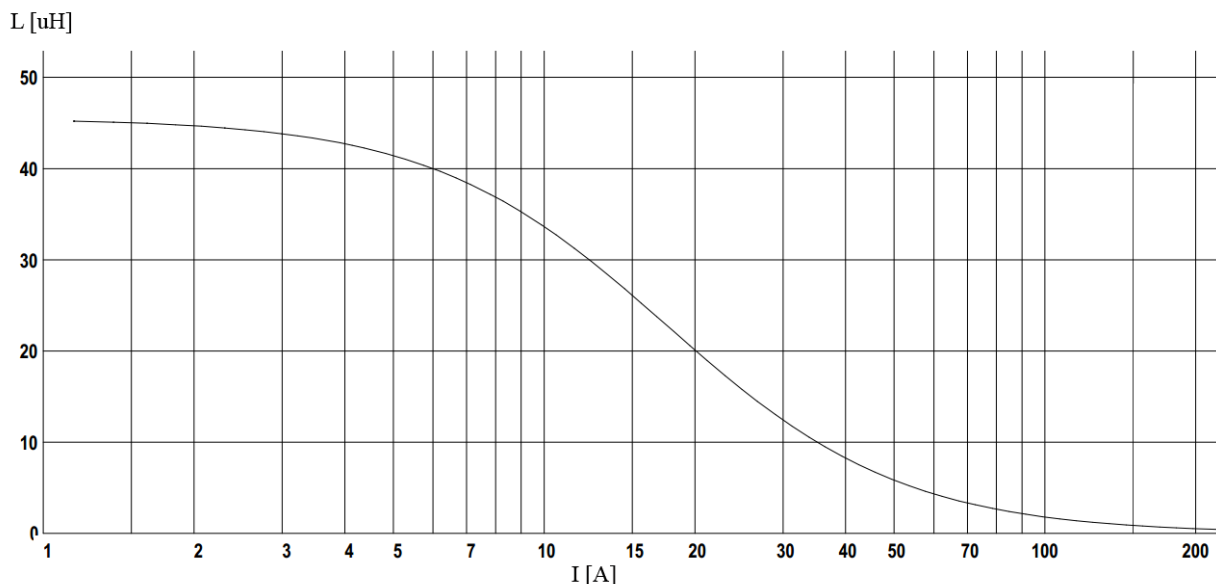
Prakticky byla zkouška provedena tak, že vstupní svorky měniče byly připojeny k laboratornímu zdroji s regulovatelným výstupním napětím. Výstupní svorky měniče byly připojeny na sériovou kombinaci výkonových reostatů, které sloužily k regulaci výstupního proudu. V obvodu byly dále zapojeny měřicí přístroje proudu a napětí. Zatěžovací charakteristika je zobrazena v Grafu 3.



Graf 3. Zatěžovací charakteristika.

Z charakteristiky je vidět, že řídicí obvod udržuje velikost výstupního napětí na konstantní hodnotě 19,3 V. Pokud by regulace neprobíhala správně, tak by v případě zvětšování zátěže výstupní napětí klesalo. Pokles by byl způsoben rostoucím úbytkem napětí na prvcích obvodu, kterými protéká proud. Dojde-li tedy ke zvýšení zátěže, změní se poměr na děliči napětí pro zpětnovazební regulaci výstupního napětí. Tuto změnu vyhodnotí řídicí obvod a náležitě upraví střidu spínání tranzistoru. Doreguluje tak výstupní napětí na požadovanou hodnotu.

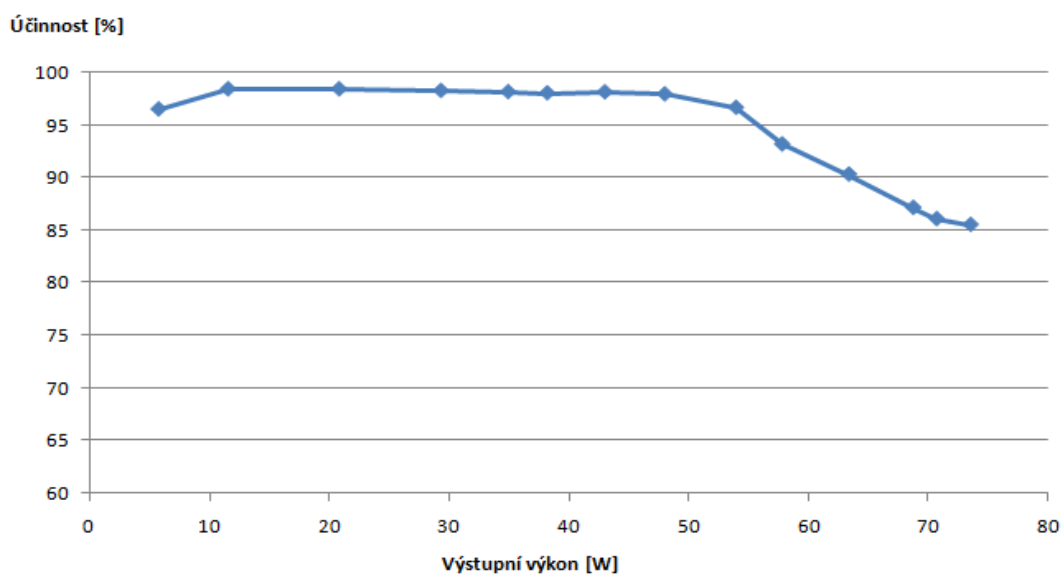
Za hodnotou 3,5 A je již vidět pokles výstupního napětí, který doregulovat nelze. Je to způsobeno přesycením magnetického obvodu cívky. V tuto chvíli je střední hodnota proudu cívkou přibližně 5,3 A, ale proudové špičky vznikající při spínání dosahují vysokých hodnot a dochází tak k poklesu indukčnosti. Následně s dalším zvyšováním zátěže dochází k intenzivnějšímu přesycování a napětí nadále klesá.



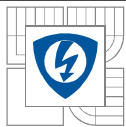
Graf 4. Závislost indukčnosti cívky na protékajícím proudu. [9]

6.2 Účinnost

V Grafu 5 je vynesena závislost účinnosti přeměny na dodaném výkonu do zátěže. Můžeme zde pozorovat pozvolný pokles, kdy dochází ke zvyšování ztrát na obvodových prvcích. Zejména jde o vodivostní ztráty na sepnutých tranzistorech.

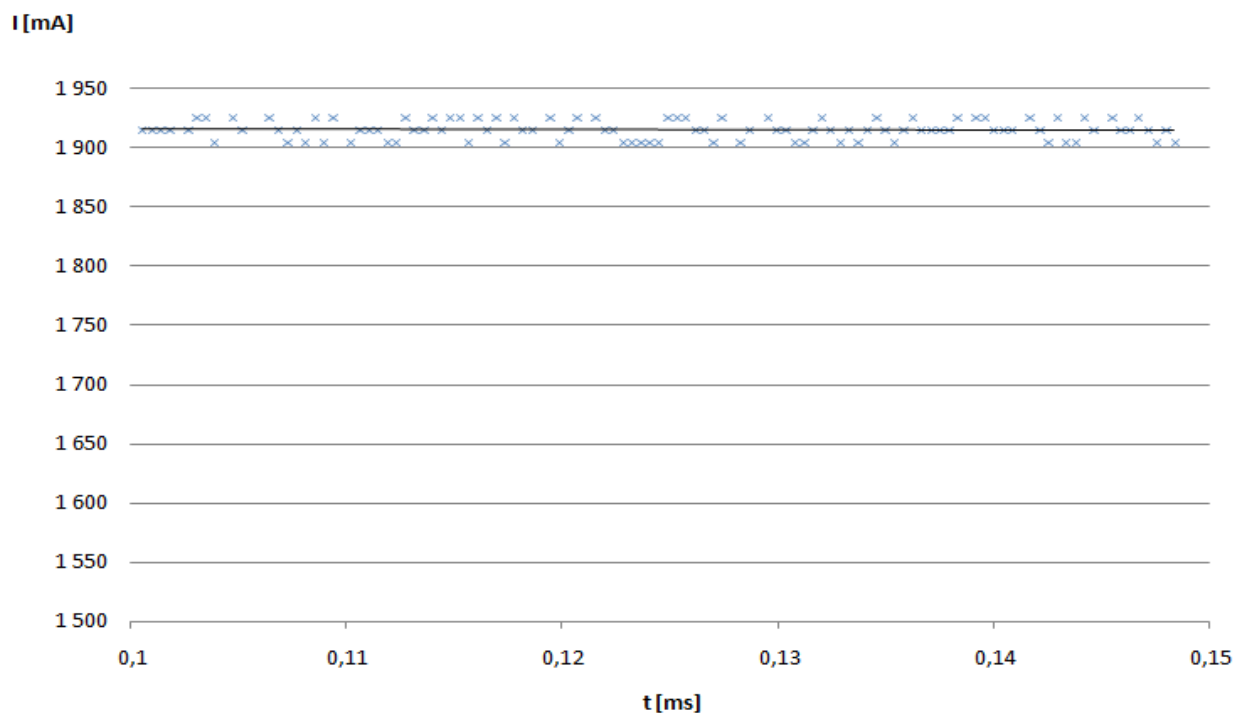


Graf 5. Závislost účinnosti na výstupním výkonu.



6.3 Výstupní proud

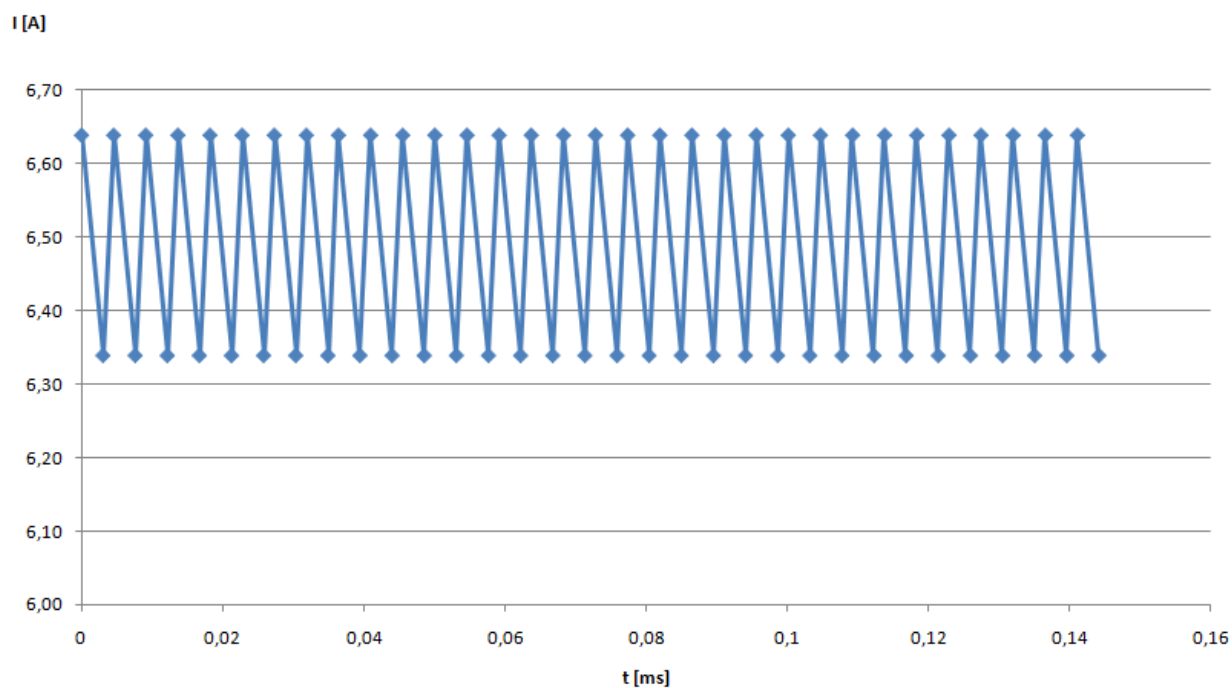
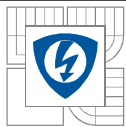
U výstupního proudu bylo zkoumáno jeho výsledné zvlnění. Měření probíhalo při proudu $I_{\text{Out}}=1,92 \text{ A}$. V Grafu 6 lze pozorovat závislost velikosti výstupního proudu na čase a je zde možno odečíst skutečné zvlnění, které se při této zátěži ($P_{\text{Out}}=37 \text{ W}$) pohybuje kolem $\Delta I_{\text{Out}}=65 \text{ mA}$. Toto zvlnění odpovídá přibližně $\Delta I_{[\%]}=3 \%$ z výstupního proudu. Při návrhu byla stanovena podmínka, že by zvlnění nemělo být větší $\Delta I_{\text{Max}[\%]}=30 \%$, což pro tento výkon bylo splněno.



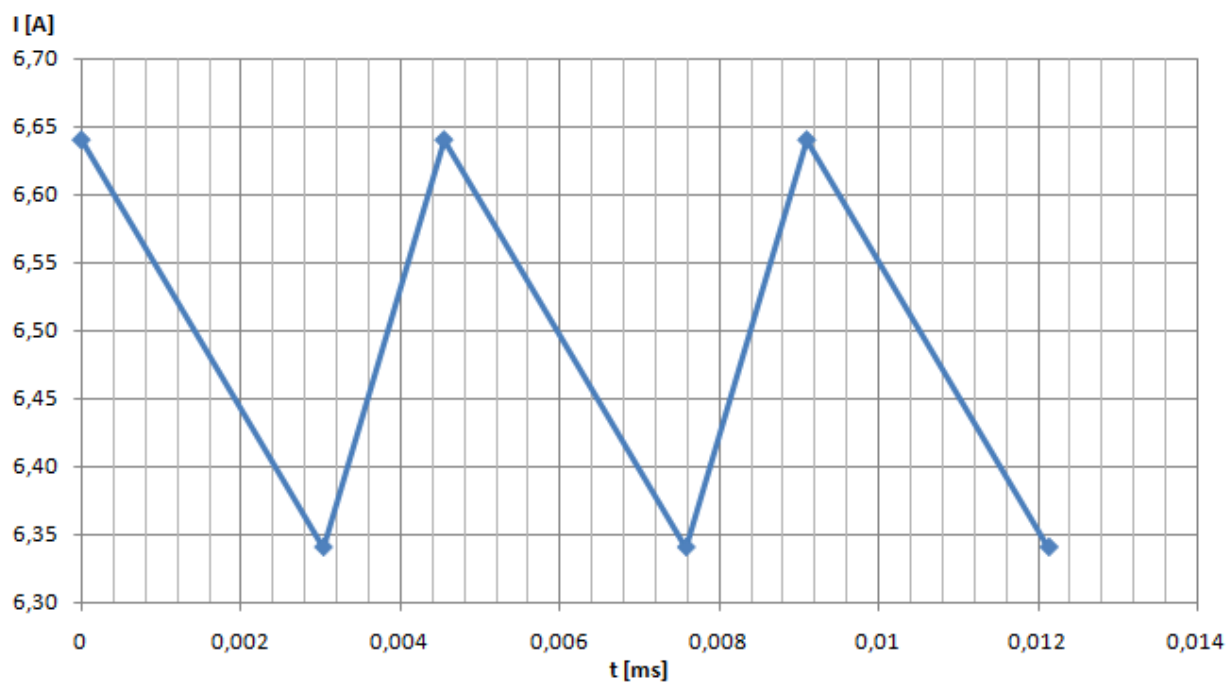
Graf 6. Velikost zvlnění výstupního proudu v závislosti na čase.

6.4 Proud tekoucí indukční cívkou

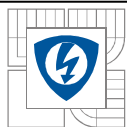
Abychom zjistili, zda řídicí obvod správně budí tranzistory, zkoumali jsme průběh proudu, který protéká indukčností. Dle teorie by měl mít proud protékající indukčností pilovitý průběh, podobně, jako je naznačeno na Obrázku 14. V našem případě jde o pilový průběh se střídou přibližně $S=1/3$. V tomto okamžiku je velikost odebíraného proudu přibližně $I_{\text{Out}}=2,15 \text{ A}$.



Graf 7. Průběh proudu indukčnosti v závislosti na čase.



Graf 8. Detail průběhu proudu indukčnosti v závislosti na čase.



7 MATERIÁL A NÁKLADY

Pro odhadnutí výrobních nákladů byl vytvořen seznam, ve kterém jsou vypsány veškeré potřebné součástky pro výrobu. Názvy součástek v seznamu korespondují s názvy použitými jak ve schématu, tak v osazovacím plánu. Dále je zde uvedena příslušná hodnota a orientační cena. Pro využití zařízení v praxi je zapotřebí umístit měnič do vhodné krabičky například U-MINI 69x69x32 mm, orientační cena 21 Kč, a opatřit jej přívodní šňůrou s autovidlicí například K321 a přívodním vodičem alespoň 1,5 mm² cena 20 Kč. Posledním nákladem je výstupní šňůra s příslušnou koncovkou, orientační cena 40 Kč.

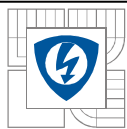
Název	Hodnota	Cena	Cena SMD
R1	180 kΩ	2,0	1,1
R2	24 kΩ	2,0	1,1
RPG	100 kΩ	2,0	1,1
RSW	39 kΩ	2,0	1,1
RITH	10 kΩ	2,0	1,1
RA	22 kΩ	2,0	1,1
RB	330 kΩ	2,0	1,1
RSENSE	0,01 Ω/5 W	6,0	6,0
CIN	220 nF	1,3	1,0
CSS	10 nF	2,0	0,8
CITHA	220 pF	2,0	2,0
CITH	15 nF	2,5	1,1
CINTVCC	4,7 μF	1,0	1,7
CB	47 μF	2,0	2,4
COUT	1000 μF	8,1	6,2
L1	47 μH	165,0	165,0
D1	BAT46 SMD	1,0	1,0
T1,2	IRFR024N	23,2	23,2
IO	LTC3786	236,0	236,0
Cuprextit	31 cm ²	12,0	12,0
Celkem		476,1	465,5

Tabulka 1. Seznam použitých součástek a jejich cena.

Celková cena materiálu by mohla být 557 Kč.

Pro srovnání jsem náhodně vybral běžně dostupný přístroj TRACER TRZ-S1, u kterého uvádějí přibližně stejné parametry a jehož cena je 213 Kč.

V případě výroby verze s využitím SMD součástek je cena 447 Kč. Dosáhneme tak úspory nejen rozměrů zařízení ale i výrobních nákladů.



8 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo zhotovit návrh elektronického obvodu, který bude sloužit k napájení notebooku z palubní elektrické sítě automobilu. Pro tento účel byl zvolen řídicí obvod vyráběný firmou Linear Technology typ LTC3786 a dále byly navrženy veškeré součástky potřebné pro správný chod tohoto obvodu. K navrženému zapojení byly vytvořeny dvě verze plošných spojů. Následně byla verze s klasickými součástkami sestavena, oživena a proběhlo základní měření.

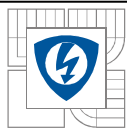
Na výstupních svorkách měniče se objeví stanovené napětí $U_{\text{Out}}=19,3 \text{ V}$ po připojení k napětí $U_{\text{In}} \geq 10,55 \text{ V}$. Navrhovaná hodnota byla $U_{\text{InMin}}=10,88 \text{ V}$, avšak kritická hodnota pro baterii je $U_{\text{BatKrit}}=10,2 \text{ V}$. Je tedy splněna podmínka pro její ochranu před nadměrným vybíjením.

Měnič pracuje do napětí $U_{\text{InMax}}=19,3 \text{ V}$. Po překročení této hodnoty již integrovaný obvod neplní řídicí funkce, spínací tranzistor je vypnutý a na výstupních svorkách se objeví napětí ze vstupu. Měnič neobsahuje ochranu proti přepětí. Nepředpokládá se, že by se takovéto napětí mohlo v síti automobilu objevit.

Z naměřených hodnot zatěžovací zkoušky byla vypočtena účinnost měniče, která dosahuje vysokých hodnot přibližně $\eta=94 \%$. Je to především díky velmi dobré činnosti řídicího obvodu, který vhodně spíná usměrňovací tranzistor a tím značně snižuje ztráty. Takovýchto hodnot by s využitím usměrňovacích diody nebylo možné dosáhnout kvůli většímu úbytku napětí na P-N přechodu.

Jmenovitý výstupní výkon byl stanoven na $P_{\text{OutMax}}=70 \text{ W}$. Tomuto výkonu odpovídá přibližně $I_{\text{OutMax}}=3,6 \text{ A}$. Při tomto výkonu má výstupní napětí hodnotu $U_{\text{Out}}=19,2 \text{ V}$. Jde o pokles o $0,5 \%$. Je zde tedy dostatečná rezerva pro splnění maximálního úbytku napětí $\Delta U \pm 5 \%$.

V případě, že na výstupních svorkách není připojená zátěž a svorky jsou rozpojené, odebírá celé zařízení přibližně $I_0 \approx 60 \mu\text{A}$.



LITERATURA

- [1] Krejčířík, A. *DC/DC měniče*. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2001. 112s. ISBN 80-7300-045-8
- [2] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje I*. 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 2002. 352 stran. ISBN 80-86056-02-3
- [3] LINEAR TECHNOLOGY: *Low IQ Synchronous Boost Controller LTC3786*. 2010. 34s. Dostupné z <<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3786fa.pdf>> [cit. 15.11.1013]
- [4] Katalogové listy firmy GME. Dostupné z <www.gme.cz> [cit. 20.11.1013]
- [5] Katalogové listy firmy TME. Dostupné z <www.tme.eu> [cit. 20.11.1013]
- [6] Katalogové listy firmy Linear Technology. Dostupné z <<http://www.linear.com>> [cit. 18.11.1013]
- [7] Katalogové listy firmy Texas Instruments. Dostupné z <<http://www.ti.com>> [cit. 18.11.1013]
- [8] SEMACH. *Metodika návrhů plošných spojů*. Dostupné z <<http://www.semach.cz/pdf/metodika.pdf>> [cit. 19.5.1014]
- [9] FERYSTER, *Power inductors*. Dostupné z <<http://www.tme.eu/cz/Document/5ed6419724c8230b740a4d552df9f569/27.pdf>> [cit. 20.5.1014]