

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

DC/DC STEP-UP MĚNIČ SE SYNCHRONNÍM USMĚRŇOVAČEM

BAKALÁSKÁ PRÁCE

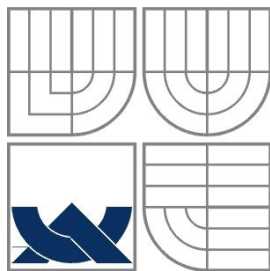
BACHELOR'S PROJECT

AUTOR PRÁCE

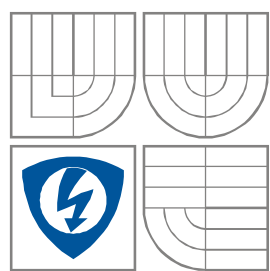
AUTHOR

Vojtěch Pospíšilík

BRNO 2012



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

DC/DC STEP-UP MĚNIČ SE SYNCHRONNÍM USMĚRŇOVAČEM

DC/DC STEP-UP CONVERTER WITH SYNCHRONOUS RECTIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S PROJECT

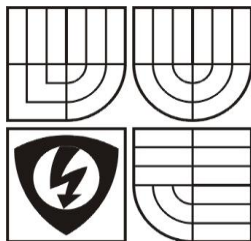
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Vojtěch Pospíšilík

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

BRNO, 2012



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: Vojtěch Pospíšilík

ID: 115261

Ročník: 3

Akademický rok: 2011/12

NÁZEV TÉMATU:

DC/DC step-up měnič se synchronním usměrňovačem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Optimalizujte zapojení měniče vytvořeného v rámci semestrálního projektu.
2. Navrhněte desku plošných spojů.
3. Zařízení sestavte a oživte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 21.9.2011

Termín odevzdání: 31.05.2012

Vedoucí projektu: doc. Dalibor Červinka Ph.,D.

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

V bakalářské práci se budeme zabývat návrhem, optimalizací a následným sestavením stejnosměrného zvyšujícího měniče se synchronním usměrňovačem. Pokusně zjistíme parametry, pro které budeme provádět dimenzování. Následně zvolíme vhodný řídicí obvod a vypočteme parametry výkonových prvků měniče, k nimž přiřadíme konkrétní součástky. Poté navrhne desku plošných spojů, měnič sestavíme a oživíme.

Abstract

In the bachelor's thesis we will deal with the design, optimization and subsequent build of the increasing DC converter with synchronous rectifier. Experimentally we find parameters for which we will make the design. Then we choose a suitable control circuit and calculate the parameters of the converter output elements, which assign specific components. After that we will design the printed circuit board, complete and we will renew the converter.

Klíčová slova

Step-up; měnič; synchronní; účinnost; stejnosměrný; usměrňovač

Keywords

Step-up; converter; synchronous; efficiency; DC; rectifier

Bibliografická citace

POSPÍŠILÍK, V. DC/DC step-up měnič se synchronním usměrňovačem. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 40 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D..

- [1] PATOČKA, Miroslav. Pulsní měnič zvyšující napětí,STEP-UP. In Výkonová elektronika. Brno : [s.n.], 2010. s. 116-117.
- [2] LTC3786: : Low IQ Synchronous Boost Controller. 2010., s.19 Dostupné z: www.linear.com
- [3] PATOČKA, Miroslav. Pulsní měnič zvyšující napětí,STEP-UP. In Výkonová elektronika. Brno : [s.n.], 2010. s. 116-117.
- [4] High Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulators : Typical performance characteristics In LM3488/LM3488Q High Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulators. [s.l.] : [s.n.], 2011. s. 7. Dostupné z www.national.com
- [5] LTC3786: : Low IQ Synchronous Boost Controller. 2010., s.5 Dostupné z: www.linear.com
- [6] LTC3786: : Low IQ Synchronous Boost Controller. 2010., s.5 Dostupné z: www.linear.com

Prohlášení

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma dc/dc step-up měnič se synchronním usměrňovačem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální 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 31.5.2012

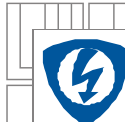
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce ing. Daliboru Červiknovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31.5.2012

Podpis autora

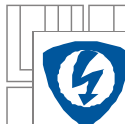


Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
ÚVOD	11
1 TEORETICKÝ ZÁKLAD	12
2 VÝBĚR ŘÍDÍCÍHO OBVODU:	15
2.1 POPIS ŘÍDÍCÍHO OBVODU A JEHO FUNKCÍ:	15
3 KONSTRUKCE SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE:	18
3.1 URČENÍ PARAMETRŮ PRO VÝBĚR VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK:	18
3.2 VÝBĚR VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK:	20
3.2.1 VÝBĚR TLUMIVKY:	20
3.2.2 DIMENZOVÁNÍ SNÍMACÍHO ODPORU PROUDU R_{SENSE} :	22
3.2.3 VÝBĚR TRANZISTORŮ MOSFET:	23
3.2.4 VÝBĚR VSTUPNÍCH A VÝSTUPNÍCH KONDENZÁTORŮ:	24
4 NASTAVENÍ ŘÍDÍCÍHO OBVODU:	24
4.1.1 NASTAVENÍ ZPĚTNOVAZEBNÍ REGULACE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ:	24
4.1.2 NASTAVENÍ VSTUPU RUN:	25
4.1.3 NASTAVENÍ SOFT-STARTU:	26
4.1.4 ŘÍZENÍ HORNÍHO TRANZISTORU:.....	27
5 SIMULACE CHOVÁNÍ OBVODU:	27
6 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ:	29
7 ZÁVĚR:	33
LITERATURA	34
PŘÍLOHY	35
PŘÍLOHA A DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ S DRÁTOVÍMI PROPOJI	35
PŘÍLOHA B SEZNAM SOUČÁSTEK	36
PŘÍLOHA C ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK	37
PŘÍLOHA D POROVNÁNÍ TEORETICKÉ ÚČINNOSTI MĚNIČE S PŮVODNÍM ŘÍDÍCÍM OBVODEM LM3488 OPROTI ÚČINNOSTI MĚNIČE S NOVÝM ŘÍDÍCÍM OBVODEM LTC3786, KTERÝ UMOŽŇUJE SYNCHRONNÍ PROVOZ:	38

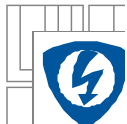
SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Schéma zapojení zvyšujícího měniče.....	12
Obr. 1.2	Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče.....	12
Obr. 1.3	Schéma zapojení zvyšujícího měniče se synchronním usměřovačem.....	14
Obr. 1.4	Průběhy proudů ve zvyšujícím měniči se synchronním usměřovačem.....	14
Obr. 2.1	Popis pinů řídicího obvodu.....	16
Obr. 3.1	Zapojení pro měření proudu odebíraného autorádiem.....	18
Obr. 3.2	Zapojení silové části měniče.....	20
Obr 3.3	Závislost spínací frekvence a odporu R_{FREQ}	22
Obr. 4.1	Schéma odporového dělič pro regulaci výstupního napětí.....	25
Obr. 4.2	Schéma zapojení odporového děliče pro nastavení napětí RUN.....	26
Obr. 4.3	Zapojení kondenzátoru pro nastavení soft-startu.....	27
Obr. 5.1	Zapojení měniče pro simulaci v programu LT Spice IV.....	28
Obr. 5.2	Průběhy vstupní a výstupních napětí a proudů jsou zobrazeny v čase 8ms.....	28
Obr. 5.3	Spínání tranzistorů.....	29
Obr. 5.4	Detailní pohled na spínací napětí tranzistorů.....	29
Obr. 6.1	Schéma vytvořené v programu Eagle.....	31
Obr. 6.2	Rozmístění součástek na desce.....	32
Obr. 6.3	Původní deska plošných spojů.....	33
Obr. 6.4	Nová deska plošných spojů.....	33



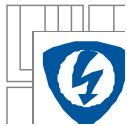
SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1 Hodnoty minimálních indukčností v závislosti na frekvenci.....	21
--	----



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Značka	Název veličiny	Jednotka
I	proud	A
U	napětí	V
R	odpor	Ω
C	kapacita	F
L	indukčnost	H
s	střída	-
f	frekvence	Hz
P	výkon	W
T	perioda	s
t	čas	s



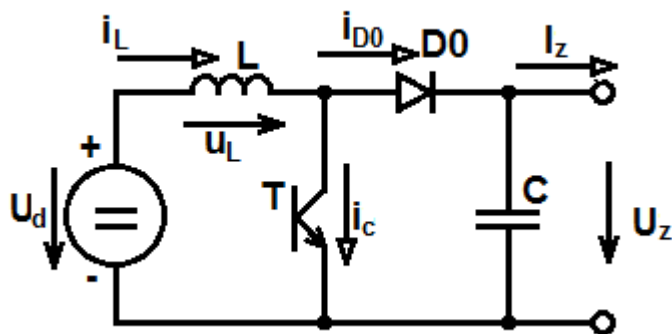
ÚVOD

Cílem této bakalářské práce je navrhnout a sestavit miniaturní stejnosměrný zvyšující měnič pro napájení přístrojů pracujících při napětí 12V z baterie o napětí 6V. Klasický stejnosměrný zvyšující měnič pracuje na principu setrvačnosti proudu procházejícího cívkou. A to tak, že když je sepnutý tranzistor prochází cívkou proud, v momentě když se tento tranzistor rozeptne začne působit proudová setrvačnost která nám způsobí, že proud teče do zátěže a na nulové diodě se nám zvýší napětí, jehož velikost závisí střídě spínání. Tento způsob je vhodný pro aplikace kde není nutné pracovat s většími výkony a není potřeba se zabývat efektivitou. My ovšem konstruujeme zvyšující měnič se synchronním usměrňovačem. Ten se liší tím, že nulová dioda je nahrazena tranzistorem který nám snižuje ztráty způsobené v důsledku působení prahového napětí diody. Efektivita takového měniče se může blížit hodnotě až 98%. Což je velmi výhodné při přenosu větších výkonů.

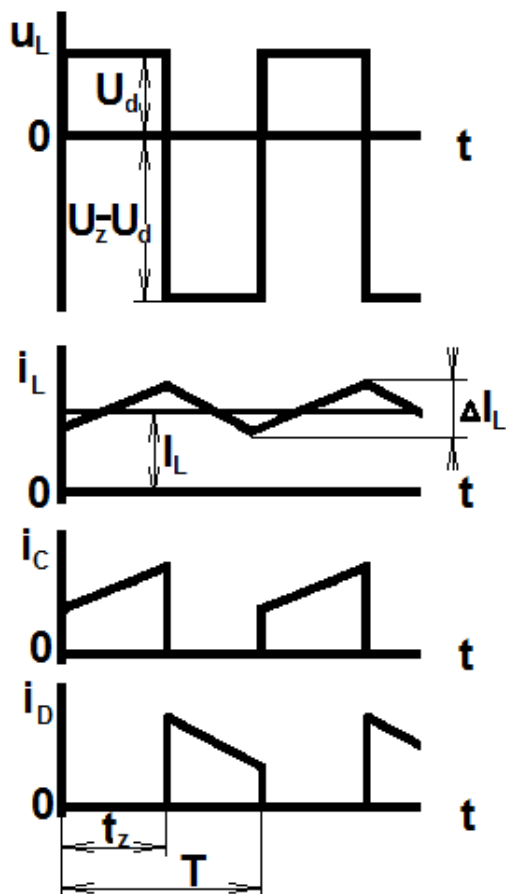
1 TEORETICKÝ ZÁKLAD

Princip zvyšujícího měniče:

Zvyšující měnič (STEP-UP, BOOST) pracuje ve druhém kvadrantu.



Obr. 1.1 Schéma zapojení zvyšujícího měniče.



Obr. 1.2 Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče.

Podle obrázku zapojení měniče STEP-UP **obr.1.1** a jeho průběhů napětí a proudů **obr 1.2** můžeme pozorovat jak je čerpána energie zdroje U_d v době zapnutí tranzistoru T a současně akumulována v tlumivce L. V době vypnutí tranzistoru je energie tlumivky předávána přes diodu D_0 do kondenzátoru C, respektive do zátěže paralelně k němu připojené.

Předpokládáme-li zjednodušení $L \rightarrow \infty$, $C \rightarrow \infty$, tedy vlastní rezonanční kmitočet LC-obvodu leží hluboko pod pracovním přepínacím kmitočtem tranzistoru.

Měnič může pracovat pouze v režimu zvyšování napětí, nebo-li:

$$U_r \geq U_d \quad (1.1)$$

Při nedodržení nerovnosti by totiž proud $i_L(t)$ tlumivky neomezeně narůstal do ∞ a to bez ohledu na střidu spínání tranzistoru.

Podle obrázku platí při zapnutí tranzistoru:

$$u_L(t) = U_d \quad (1.2)$$

Při vypnutí tranzistoru bude:

$$u_L(t) = U_d - U_z \quad (1.3)$$

Víme-li, že střední hodnota napětí na tlumivce musí být v ustáleném stavu nulová, pak lze podle **obr.1.2** psát:

$$U_{Lstř} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{T} [U_d t_z - (U_z - U_d)(T - t_z)] = 0 \quad (1.4)$$

S uvažováním střídy

$$s = \frac{t_z}{T} \quad s \in \langle 0;1 \rangle \quad (1.5)$$

lze z rovnice **1.4** určit

$$U_z = U_d \frac{1}{1-s} \quad (1.6)$$

Pro $s \rightarrow 1$ roste výstupní napětí nade všechny meze. Tímto napětím jsou namáhány oba polovodičové prvky.

Pro činný výkon na vstupu měniče platí

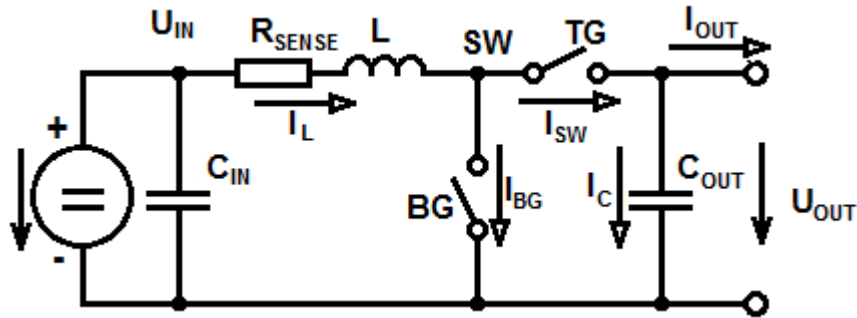
$$P_d = U_d I_L \quad P_z = U_z I_{D0stř} \quad P_d = P_z \quad (1.7)$$

kde $I_L = I_d$, $I_{D0stř} = I_z$ jsou střední hodnoty proudu tlumivky a nulové diody. S uvažováním rovnice **1.6** musí být:

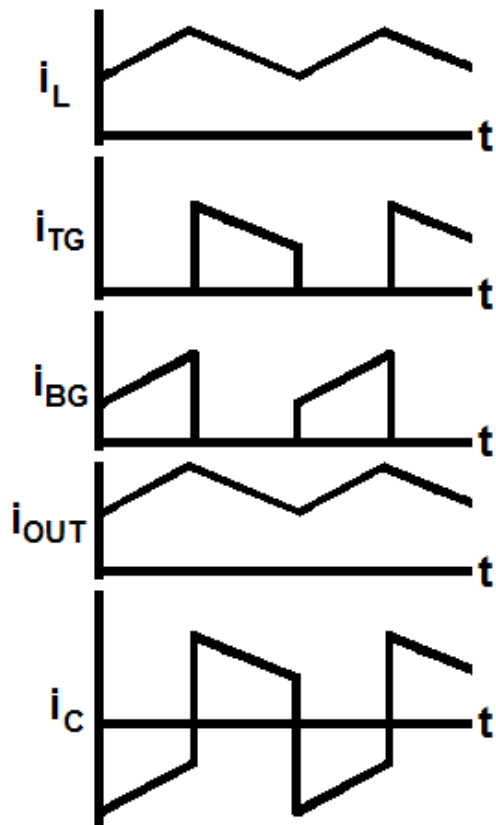
$$I_{D0stř} = I_L(1-s) \text{ nebo-li} \quad I_z = I_d(1-s) \quad (1.8)$$

[1]

V našem případě je se schéma zapojení liší pouze v tom, že nulová dioda je nahrazena synchronním usměrňovačem který je tvořen synchronně spínaným tranzistorem. Schéma pro tento případ je zobrazeno na obrázku 1.3. Průběhy proudů jsou zobrazeny na obrázku 1.4 a jsou téměř totožné s průběhy proudů u měniče bez synchronního usměrňovače **obr. 1.2**.



Obr. 1.3 Schéma zapojení zvyšujícího měniče se synchronním usměrňovačem.



Obr. 1.4 Průběhy proudů ve zvyšujícím měniči se synchronním usměrňovačem.

2 VÝBĚR ŘÍDÍCIHO OBVODU:

Prvním krokem pro návrh zvyšujícího měniče se synchronním usměrňovačem je volba řídicího obvodu. Proto si musíme stanovit požadavky, které by takový obvod měl splňovat:

1. Určení řídicího obvodu pro použití ve zvyšujících měničích.
2. Umožnění synchronního řízení dvou tranzistorů.
3. Z důvodu použití při vyšším výkonovém zatížení nesmí být tyto tranzistory v něm integrovány.
4. Integrovaní regulačních zpětnovazebních obvodů do řídicího obvodu.
5. Možnost nastavení spínací frekvence z důvodu minimalizace měniče.

Bohužel se nevyrábí příliš mnoho obvodů splňujících tato kritéria a tudíž je výběr značně omezený.

Obvody vhodné pro tento projekt jsou tedy:

ltc 1700

ltc 3814-5

ltc 3786

První obvod LTC 1700 je bohužel určen pro použití do napětí 6V a tudíž je pro naše použití nevhodný. Druhý obvod LTC 3814-5 již požadavky splňuje ovšem je pro nás nedostupný. Tudíž jsme zvolili obvod LTC 3786, který také splňuje naše požadavky.

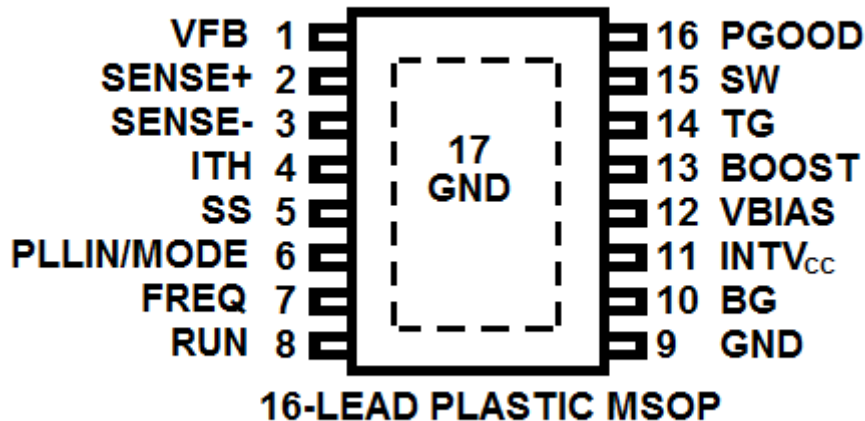
2.1 Popis řídicího obvodu a jeho funkcí:

Obvod LTC3786 je navrhnut jako vysoce-výkonný řídicí obvod pro zvyšující měniče se synchronním usměrňovačem, kde ovládá všechny výkonové tranzistory N-FET.

Je určen pro použití v průmyslových a automobilových napájecích zdrojích, v automobilových strat-stop systémech, medicínském vybavení a vysokonapěťových bateriových napájecích systémech. Synchronní usměrňovač, který nám nahrazuje diodu tranzistorem má za následek zvýšení efektivity, snížení ztrát a snížení požadavků na tepelné ztráty. Tyto vlastnosti nám tento obvod předurčují pro vysoko-výkonové aplikace.

Tento obvod pracuje v širokém rozsahu napájecích napětí a to od 4,5V do 38V, což umožňuje použití různých architektur systému a různých druhů napájecích baterií. Když je napájení připojeno k výstupu nebo je použito samostatného napájení, může měnič pracovat již od napětí 2,5V na vstupu. Klidový proud 55 μ A při nulovém zatížení nám prodlužuje dobu funkce při napájení z baterií.

Provozní frekvence může být nastavena v rozsahu od 50kHz do 900kHz nebo připojením externího synchronizačního hodinového signálu. Obvod dále obsahuje zdroj referenčního napětí 1,2V a ukazatel kvality výkonu na výstupu. Pomocí pinu SS lze nastavit rampu nárůstu výkonu při zapnutí obvodu. Pomocí pinu PLLIN/MODE lze volit mezi sekvenčním, pulsním nebo spojitým provozním režimem při nízkém zatížení.



Obr. 2.1 Popis pinů řídicího obvodu

VFB: Vstup napěťové zpětné vazby. Odporovým děličem připojeným na výstup měniče je na něj přiváděno napětí pomocí něhož se posléze reguluje napětí na výstupu na požadovanou hodnotu.

SENSE+: Kladný vstup proudového komparátoru. Tento vstup je připojen paralelně k odporu na vstupu měniče, který je v sérii s cívkou. Zároveň slouží jako napájení pro proudový komparátor.

SENSE-: Záporný vstup proudového komparátoru. Tento vstup je připojen na výstup z odporu tvořícího sériovou kombinaci odpor-cívka na vstupu měniče.

ITH: Prahový a kompenzační pin. Napětí na přivedené na tento pin natavuje prahový proud.

SS: Vstup sloužící k nastavení Soft-startu. Pomocí kondenzátoru připojenému mezi tento vstup a zem se nastaví rampa náběhu výstupního napětí při zapnutí měniče.

PLLIN/MODE: Vstup sloužící k externí synchronizaci, fázový detektor a vstup módu při spojitém zatížení. Přivedení externího hodinového signálu na tento vstup začne měnič pracovat v módu spojitého zatížení při němž je řídicí signál přivedený na výstup

BG synchronizován s náběžnou hranou hodinového signálu přivedeného k tomuto vstupu. Když k tomuto vstupu není připojen externí synchronizační hodinový signál, tento vstup určuje jak se LTC3786 bude chovat při nízkém zatížení. Přivedením tohoto vstupu na zem se zapíná Burst mód. Pomocí vnitřního 100k rezistoru se také zapíná Burst mód pokud vstup není připojen. Připojením tohoto pinu na $INTV_{CC}$ dosáhneme toho, že cívkou bude protékat spojitý proud. Přivedením napětí než 1,2V a menšího než $INTV_{CC} - 1,3V$ se zvolí pulzní-skokový mód. Toho může být dosaženo přidáním 100k odporu připojenému mezi pin PLLIN/MODE a $INTV_{CC}$ pin.

FREQ: Vstup sloužící k nastavení spínací frekvence měniče. Přivedením tohoto pinu na zem se nastaví řídicí frekvence na nízkou hodnotu 350kHz. Přivedením tohoto pinu na $INTV_{CC}$ se řídicí frekvence nastaví na hodnotu 535kHz. Řídicí frekvence může být také nastavena v rozsahu od 50kHz do 900kHz pomocí rezistoru připojenému mezi tento pin a zem. Tento rezistor a vnitřní zdroj proudu 20uA vytvářejí napětí určující frekvenci vnitřního oscilátoru. Alternativně může být frekvence řízena přivedením stejnosměrného napětí na tento pin.

RUN: Přivedením menšího napětí než 1,28V na tento vstup řídicí obvod vypne měnič. Když napětí klesne pod 0,7V vypne se celý řídicí obvod a proud odebíraný řídicím obvodem klesne na 8 μ A. Pomocí odporového děliče připojeného na vstup lze nastavit prahové napětí při kterém bude měnič v provozu. Tato funkce slouží k ochraně napájecí baterie před poklesem napětí.

GND: Zemní pin. Na něj je připojen source u dolního tranzistoru MOSFET a kondenzátory na vstupu a výstupu. Dále zde mohou být připojeny všechny nízko-signálové komponenty a kompenzace. Tento pin musí být připájen k desce plošných spojů kvůli svým teplotním parametrům.

BG: Ovládání Gate dolního tranzistoru. Ovládání hlavního MOSFETU.

INVT_{CC}: Výstup pro napájení vnitřního logického obvodu 5,4V. Napájecí zdroj pro ovládání obvodu a řízení bran. Musí být oddělen od země minimálně 4,7 μ F kondensátorem s nízkým sériovým ekvivalentním odporem.

VBIAS: Hlavní napájecí pin. Obvykle je připojen na vstup VIN nebo na výstup měniče. Přemostovací kondenzátor je připojen mezi tento pin a GND pin. Operační rozsah pro napájení tohoto pinu je od 4,5V do 38V.

BOOST: Plovoucí napájecí zdroj pro synchronní MOSFET. Je spojen pomocí kondenzátoru s SW pinem a napájen pomocí Schottkyho diody z výstupu $INTV_{CC}$.

TG: Ovládání Gate synchronního MOSFET tranzistoru.

SW: Přepínací uzel. Je připojen mezi source synchronního MOSFETU, drain hlavního MOSFETU a výstup z tlumivky.

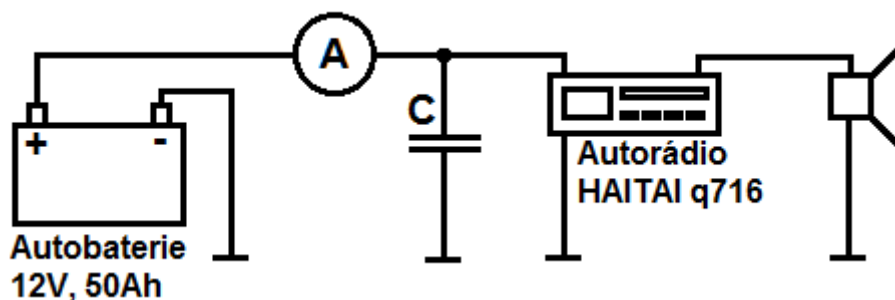
PGOOD: Indikátor správného výkonu. Otevře drain připojení k zemi když výstupní napětí vzroste o $\pm 10\%$ oproti požadovanému výstupnímu napětí. Aby se zabránilo falešným výkyvům výstupního napětí, musí být výstupní napětí mimo rozsah déle než 25us.

3 KONSTRUKCE SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE:

3.1 Určení parametrů pro výběr výkonových součástek:

Pro konstrukci zvyšujícího měniče je nutné znát jeho vstupní a výstupní parametry. Jelikož napětí na vstupu je dáno hodnotou napětí 6V autobaterie a napětí na výstupu je dáno hodnotou napětí palubní sítě automobilu, tedy alespoň 12V, zbývá nám jen určit hodnotu odebíraného proudu.

Odebíraný proud jsme určili pokusně pomocí staršího autorádia HAITAI q716. Obvod pro měření tohoto proudu je znázorněn na následujícím obrázku (**obr. 3.1**).



Obr. 3.1 Zapojení pro měření proudu odebíraného autorádiem.

Měření jsme provedli tak, že jsme na vstup do autorádia paralelně připojili vyrovnávací kondenzátor který nám vyrovnával špičkové výkyvy proud a měřili proud protékající mezi autobaterií a autorádiem při maximálním zatížení. Naměřené hodnoty jsou:

Napětí na autobaterii $U=12,5V$

Odebíraný proud $I=2,4A$

Odebíraný výkon tedy je:

$$P = U \cdot I = 12,5 \cdot 2,4 = 30W \quad (3.1)$$

Z zákona zachování energie plyne, že odebíraný výkon na vstupu se musí rovnat odebíranému výkonu na výstupu a součtu ztrát v měniči:

$$P_{IN} = P_{OUT} + \Delta P \quad (3.2)$$

kde: P_{IN}výkon na vstupu

P_{OUT}výkon na výstupu

ΔPztráty v měniči

Při zanedbání ztrát v měniči můžeme psát:

$$P_{IN} = P_{OUT} = U_{IN} \cdot I_{IN} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} \quad (3.3)$$

kde: U_{IN}napětí na vstupu

U_{OUT}napětí na výstupu

I_{IN}odebíraný proud na vstupu

I_{OUT}odebíraný proud z výstupu

Úpravou této rovnice dostaneme vztah pro výpočet hodnoty proudu na vstupu na který musíme dimenzovat rezistor SENSE a vstupní tlumivku.

$$I_{IN} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{12,5 \cdot 2,4}{6} = 5A \quad (3.4)$$

Hodnota vstupního proud $I_{IN}=5A$ je tedy hodnota na kterou musí být tlumivka dimenzována. Z důvodu, že na měnič mohou být připojeny kromě autorádia ještě další odběry, nebo může být používán v kombinaci s jiným autorádiem, je vhodné jej dimenzovat na vyšší hodnoty proudů.

Námi zvolená tlumivka 2309-H-RC 1130 má hodnotu maximálního procházejícího stejnosměrného proudu $I_{DC}=10,7A$. Z důvodu možných proudových špiček jsme zvolili hodnotu maximálního proudu na vstupu měniče $I_{INmax}=10A$. Z předešlých rovnic jsme tedy schopni dopočítat teoretickou velikost výstupního odebíraného proudu I_{OUTmax} a teoretický výstupní výkon P_{OUTmax} při zanedbání ztrát v měniči.

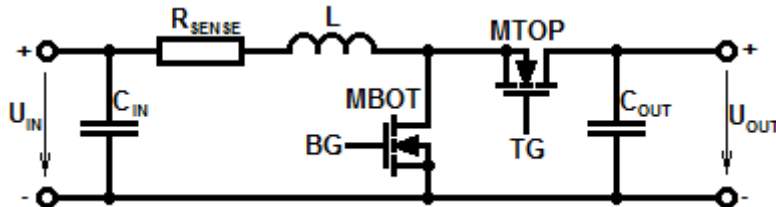
$$I_{OUTmax} = \frac{U_{IN} \cdot I_{INmax}}{U_{OUT}} = \frac{6 \cdot 10}{12,5} = 4,8A \quad (3.5)$$

$$P_{OUTmax} = I_{OUTmax} \cdot U_{OUT} = 4,8 \cdot 12,5 = 60W$$

Takovýto výstupní proud je ideálním pro kompromis mezi požadavkem na co nejmenší velikost měniče a jeho výstupní výkon.

3.2 Výběr výkonových součástek:

Silová část měniče je tvořena vstupním a výstupním kondensátorem, snímacím odporem proudu, tlumivkou a dvěma unipolárními tranzistory N-MOSFET (M_{TOP} a M_{BOT}). Schéma zapojení je znázorněno na následujícím obrázku 3.2.



Obr. 3.2 Zapojení silové části měniče

3.2.1 Výběr tlumivky:

Základem pro konstrukci měniče je výběr vhodné tlumivky. Ten je závislý na provozní frekvenci měniče a velikosti proudu procházejícího tlumivkou. Menší hodnoty indukčnosti si vyžadují větší provozní frekvence z důvodu zachování rozumného zvlnění proudu na výstupu. Výhodou použití menších indukčností jsou především výsledně menší rozměry měniče ale podstatnou nevýhodou je snížení efektivity v důsledku vyšších spínacích na tranzistorech MOSFET. Z tohoto důvodu je rozumnější volit tlumivky s větší indukčností, které jsou ovšem rozměrově větší ale podstatným způsobem nám zvýší efektivity a sníží zvlnění proudu na výstupu. Tlumivka by dále měla mít co nejmenší odpor z důvodu snížení přenosových ztrát a z toho plynoucího oteplování. V semestrálním projektu bylo uvažováno s paralelní kombinací tlumivek z důvodu minimalizace rozměrů. Od tohoto řešení bylo ovšem upuštěno v důsledku možné nestability způsobené rozdílnými parametry dvou tlumivek pracujícími paralelně.

Za minimální rozumnou hodnotu proudu ΔI_L se považuje hodnota $\Delta I_L = 0,3 \cdot I_{MAX}$, $I_{MAX} = I_{INmax} = 10A$. Z toho tedy můžeme vypočítat hodnotu maximálního zvlnění proudu ΔI_L .

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_{MAX} = 0,3 \cdot 10 = 3A \quad (3.6)$$

Z této hodnoty lze dopočítat minimální velikosti indukčností pro různé velikosti spínacích frekvencí úpravou vzorce:

$$\Delta I_L = \frac{U_{IN}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}\right) \quad (3.7)$$

kde: ΔI_Lvelikost zvlnění proudu
 U_{IN}velikost vstupního napětí
 U_{OUT}velikost výstupního napětí
 fhodnota spínací frekvence
 Lvelikost indukčnosti

do tvaru:

$$L = \frac{U_{IN}}{f \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} \right) \quad (3.8)$$

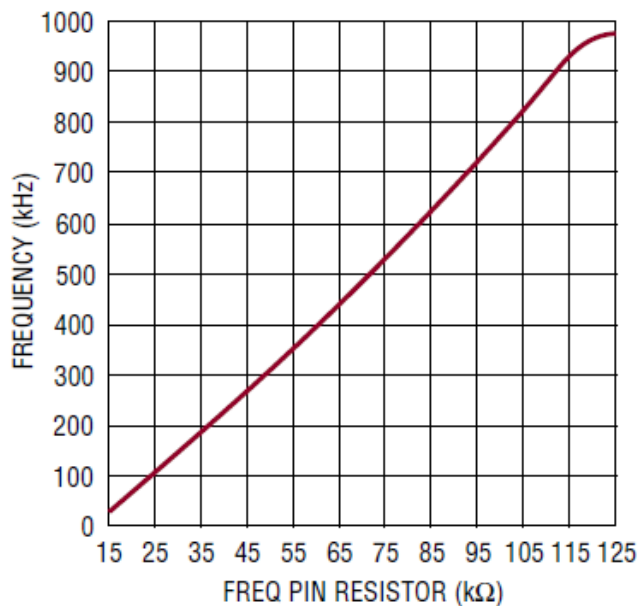
Velikosti takto získaných minimálních hodnot indukčností v rozsahu od 100kHz do 900kHz jsou zapsány v následující tabulce (**Tab. 3.1**):

f	L
kHz	μH
100	10,4
200	5,2
300	3,4666667
400	2,6
500	2,08
600	1,7333333
700	1,4857143
800	1,3
900	1,1555556

Tab. 3.1 Hodnoty minimálních indukčností v závislosti na frekvenci.

Způsob nastavení frekvence si můžeme zvolit z několika možností. A to:

1. Přivedením externího hodinového signálu na vstup FREQ, který nám bude synchronizovat spínání.
2. Připojením vstupu FREQ od země přes odpor podle závislosti v grafu (**Obr. 3.3**):



Obr 3.3 Závislost spínací frekvence na odporu RFREQ. [2]

3. Připojením vstupu FREQ přímo na zem kdy se nám spínací frekvence nastaví na hodnotu 350kHz.

4. Připojením na vstup INTV_{CC} kdy se spínací frekvence nastaví na hodnotu 535kHz.

My jsme si s ohledem na vyvážení požadavků mezi minimalizací a efektivitou. A s ohledem na co největší zjednodušení zvolili nastavení frekvence pomocí přímého připojení vstupu FREQ na zem, kdy je frekvence 350kHz.

Můžeme tedy vypočítat minimální indukčnost tlumivky pro tuto frekvenci: z rovnice 3.8:

$$L = \frac{U_{IN}}{f \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}\right) = \frac{6}{350000 \cdot 3} \cdot \left(1 - \frac{6}{12,5}\right) = 2,97 \mu H$$

Požadavky na parametry cívky tedy jsou $I_{DC}=10A$ a velikost indukčnosti větší než $L=2,97\mu H$. Takovéto parametry splňují tyto cívky:

HCF 2013	47 μH ; 12A; 0,0122 Ω
HCI 1890	22 μH ; 11A; 0,0146 Ω
2309-H-RC	47 μH ; 10,7A; 0,016 Ω
PM2120-330K-RC	33 μH ; 10,1A; 0,013 Ω

Z hlediska technických parametrů, ceny a dostupnosti jsme si zvolili cívku 2309-H-RC, která má indukčnost $L=47\mu H$, maximální stejnosměrný proud $I_{DC}=10,7A$ a odpor $R_{DCRmax}=0,016\Omega$. Pro tuto cívku, při dané frekvenci nastane zvlnění proudu ΔI_L podle rovnice 3.7:

$$\Delta I_L = \frac{U_{IN}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}\right) = \frac{6}{350000 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(1 - \frac{6}{12,5}\right) = 0,19A$$

3.2.2 Dimenzování snímacího odporu proudu R_{SENSE} :

Z hodnoty zvlnění proudu ΔI_L , velikosti proudu I_{MAX} a hodnoty napětí $U_{SENSE(MAX)}$ můžeme dopočítat velikost odporu R_{SENSE} podle vzorce:

$$R_{SENSE} = \frac{U_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (3.9)$$

kde: $U_{SENSE(MAX)}$je hodnota napětí udávaná v katalogu a to $U_{SENSE(MAX)}=75mV$

I_{MAX}je maximální proud protékající tlumivkou $I_{MAX}=10A$

ΔI_Lje vypočtené zvlnění proudu tlumivkou $\Delta I_L=0,19A$

Dosazením do vzorce 3.9:

$$R_{SENSE} = \frac{U_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}} = \frac{75 \cdot 10^{-3}}{10 + \frac{0,19}{2}} = 7,43 m\Omega$$

Pomocí této hodnoty zvolíme nejbližší velikost dostupného odporu schopného přenášet požadovaný výkon, která je $R_{SENSE}=10m\Omega$.

Úbytek výkonu na tomto odporu při maximálním zatížení se vypočte jako:

$$\Delta P_{RSENSE(MAX)} = I_{MAX}^2 \cdot R_{SENSE} = 10^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1W \quad (3.10)$$

3.2.3 Výběr tranzistorů MOSFET:

Dále musíme zvolit dva tranzistory MOSFET s kanálem typu N. Jeden pro dolní (hlavní) přepínač a druhý pro horní (synchronní) přepínač. Řídící napětí bran špička-špička tranzistorů je dáno velikostí napětí $INTV_{CC}$ jehož typická velikost je 5,4V.

Napětově jsou oba prvky namáhány výstupním napětím měniče podle rovnice 1.6, tedy vždy více než-li činí vstupní mezilehlé napětí U_{IN} . Zanedbáme-li pilovité zvlnění proudu, lze podle obr.1.2 určit špičkovou, střední a efektivní hodnotu proudu drain-source dolního tranzistoru.

$$I_{BG \max} = I_{LMAX} \quad I_{BGstř} = I_{LMAX} \cdot s \quad I_{BGef} = I_{LMAX} \cdot \sqrt{s} \quad (3.11)$$

Proudové dimenzování horního tranzistoru:

$$I_{HG \max} = I_{LMAX} \quad I_{HGstř} = I_{LMAX} \cdot (1-s) \quad I_{HGef} = I_{LMAX} \cdot \sqrt{1-s} \quad (3.12)$$

[3]

Střídu s vypočteme dle rovnice 1.6 kde $U_d=U_{IN}$ a $U_z=U_{OUT}$:

$$U_z = U_d \frac{1}{1-s} \Rightarrow s = \frac{U_z - U_d}{U_z} = \frac{U_{OUT} - U_{IN}}{U_{OUT}} = \frac{12,5 - 6}{12,5} = 0,52$$

Z rovnic 3.11 a 3.12 určíme minimální hodnoty proudů drain-source, na které je třeba dimenzovat tranzistory MOSFET.

$$I_{BG \max} = I_{LMAX} = 10A$$

$$I_{BGstř} = I_{LMAX} \cdot s = 10 \cdot 0,52 = 5,2A$$

$$I_{BGef} = I_{LMAX} \sqrt{s} = 10 \cdot \sqrt{0,52} = 7,2A$$

$$I_{HG \max} = I_{LMAX} = 10A$$

$$I_{HGstř} = I_{LMAX} \cdot (1-s) = 10 \cdot (1-0,52) = 4,8A$$

$$I_{HGef} = I_{LMAX} \cdot \sqrt{1-s} = 10 \cdot \sqrt{1-0,52} = 6,93A$$

Oba tranzistory budeme tedy dimenzovat na hodnotu $I_{DS} > 10A$, napětí U_{DS} musí být přinejmenším větší než napětí U_{OUT} , my jej ovšem volíme alespoň dvakrát větší z důvodu výskytu možných spínacích špiček. Dále musíme zajistit aby tyto tranzistory měly co nejmenší odpor R_{DS} z důvodu minimalizace výkonových ztrát a s tím souvisejícího se zahřívání. Z důvodu minimalizace volíme tranzistory v SMD provedení typu DPAK a D2PAK.

Vhodnými tranzistory jsou:

IRF2804SPBF	$I_{dss} = 75 A$, $U_{DS} = 40 V$, $Pd = 300 W$, $R_{DS} = 0,002 \Omega$, D2PAK
IRF3205S	$I_{dss} = 110 A$, $U_{DS} = 55 V$, $Pd = 200 W$, $R_{DS} = 0,008\Omega$, D2PAK
IRF1404S	$I_{dss} = 162 A$, $U_{DS} = 40 V$, $Pd = 200 W$, $R_{DS} = 0,004 \Omega$, D2PAK
IRFR4105	$I_{dss} = 27 A$, $U_{DS} = 55 V$, $Pd = 68 W$, $R_{DS} = 0,045 \Omega$, DPAK
IRFZ44NS	$I_{dss} = 49 A$, $U_{DS} = 55 V$, $Pd = 94 W$, $R_{DS} = 0,0175 \Omega$, DPAK
IRLR2905	$I_{dss} = 42 A$, $U_{DS} = 55 V$, $Pd = 110 W$, $R_{DS} = 0,027 \Omega$, DPAK

Vybrán byl tranzistor IRF2804SPBF z důvodu dostupnosti, malého odporu R_{DS} a možnosti velkého zatížení. Jeho jedinou nevýhodou je provedení D2PAK, které je oproti DPAK nepatrně větší. Tento tranzistor bude použit pro oba případy.

3.2.4 Výběr vstupních a výstupních kondenzátorů:

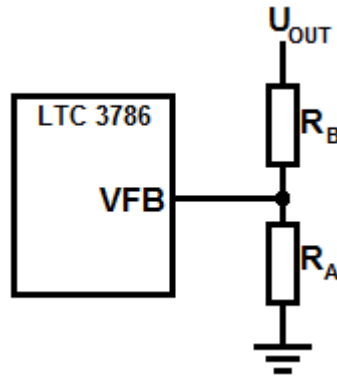
Hlavní podmínkou je to, že kondenzátory musí být dimenzovány na vyšší napěťovou hladinu než je napětí na vstupu a výstupu z měniče. Z důvodu větší kapacity volíme kondenzátory elektrolitické. Na vstupu do měniče není z důvodu spojitého toku proudu potřebná taková kapacita jako na výstupu, kde kondenzátory musí vykrývat zvlnění způsobené pulsním spínáním měniče. Původně bylo zvoleno paralelního spojení čtyř kondenzátorů E470M/25VIMT s parametry $C = 470 \mu F$, $U = 25 V$, $Tol=20\%$ na výstupu a jednoho na vstupu, které byly posléze nahrazen stejným počtem kondenzátorů UCL1C821MNL1GS $C=820\mu F$.

4 NASTAVENÍ ŘÍDÍCÍHO OBVODU:

Nastavení frekvence a snímacího odporu R_{SENSE} bylo popsáno již v předchozí kapitole při dimenzování silové části měniče. V této kapitole se budeme věnovat zpětnovazebním regulacím napětí, nastavení soft-startu a dalším nastavením.

4.1.1 Nastavení zpětnovazební regulace výstupního napětí:

Nastavení výstupního napětí se provede pomocí přivedení napětí na vstup VFB pomocí odporového děliče připojeného mezi výstup měniče a zem (**obr. 4.1**).



Obr. 4.1 Schéma odporového dělič pro regulaci výstupního napětí.

Dělicí poměr měniče nám určuje hodnotu napětí na výstupu podle vzorce:

$$U_{OUT} = 1,2V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \quad (4.1)$$

V případě, že si zvolíme odpor $R_A = 12k\Omega$, můžeme úpravou tohoto vzorce (4.1) dopočítat hodnotu odporu R_B při uvažování napětí na výstupu $U_{OUT} = 12V$.

$$R_B = \frac{R_A \cdot (U_{OUT} - 1,2V)}{1,2V} = \frac{12 \cdot (12 - 1,2)}{1,2} = 108k\Omega \quad (4.2)$$

Velikosti odporů zvolíme z dostupných součástek a přepočteme výsledné napětí na výstupu, které musí být větší než požadovaná hodnota z důvodu svého poklesu při zatížení. Výsledné dostupné hodnoty pro odpory R_A a R_B jsou:

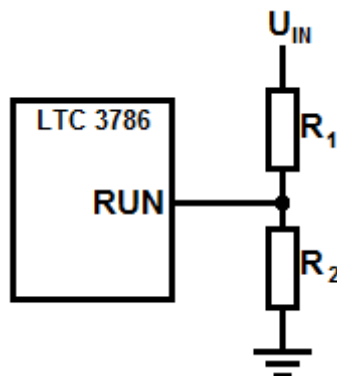
$$R_A = 12k\Omega$$

$$R_B = 120k\Omega$$

Z čehož plyne, že napětí na výstupu se rovna:

$$U_{OUT} = 1,2V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) = 1,2 \cdot \left(1 + \frac{120}{12}\right) = 13,2V$$

4.1.2 Nastavení vstupu RUN:



Obr. 4.2 Schéma zapojení odporového děliče pro nastavení napětí RUN.

Vstup RUN nám umožňuje nastavení hodnoty napětí, pod kterou když klesne napětí na napájecím zdroj dojde k vypnutí obvodu. Hodnoty tohoto napětí je 1,28V. Z důvodu napájení měniče napětím $U_{IN}=6$ je nutno pro správnou funkci použít odporového děliče (**obr.4.2**), pro který platí vzorec:

$$U_{RUN} = U_{IN} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.3)$$

Hodnotu odporu R_2 zvolíme jako $R_2=12\text{k}\Omega$ z důvodu zredukování počtu rozdílných součástek, jelikož je odpor o velikosti $12\text{k}\Omega$ v odvodu již jednou použit. Teď tedy známe všechny potřebné hodnoty pro výpočet odporu R_1 , který vypočteme z upraveného vzorce **4.3**:

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot U_{IN} - R_2 \cdot U_{RUN}}{U_{RUN}} = \frac{12 \cdot 6 - 12 \cdot 1,28}{1,28} = 44,25\text{k}\Omega$$

Zvolíme nejblížejší nižší dostupný normalizovaný odpor $R_1=36\text{k}\Omega$ pro který dopočteme mez poklesu napětí na zdroj při níž dojde k vypnutí obvodu:

$$U_{IN} = \frac{U_{RUN} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} = \frac{1,28 \cdot (36 + 12)}{12} = 5,12\text{V}$$

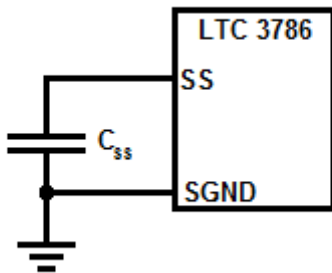
4.1.3 Nastavení soft-startu:

Pomocí pinu SS můžeme nastavit strmost nárůstu napětí U_{OUT} na výstupu (takzvaný soft-start) spojením tohoto pinu se zemí přes kondenzátor (**obr. 4.3**). Toto zapojení je znázorněno na obrázku ... Velikost kondenzátoru společně s vnitřním referenčním napětí 1,2V a vnitřním zdrojem proudu $10\mu\text{A}$ nám určuje dobu náběhu t_{SS} podle vzorce:

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1,2\text{V}}{10\mu\text{A}} \quad (4.5)$$

Zvolíme li hodnotu kondenzátoru $C_{SS}=0,1\mu\text{F}$, bude se doba t_{SS} rovnat:

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1,2\text{V}}{10\mu\text{A}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1,2}{10 \cdot 10^{-6}} = 12\text{ms}$$



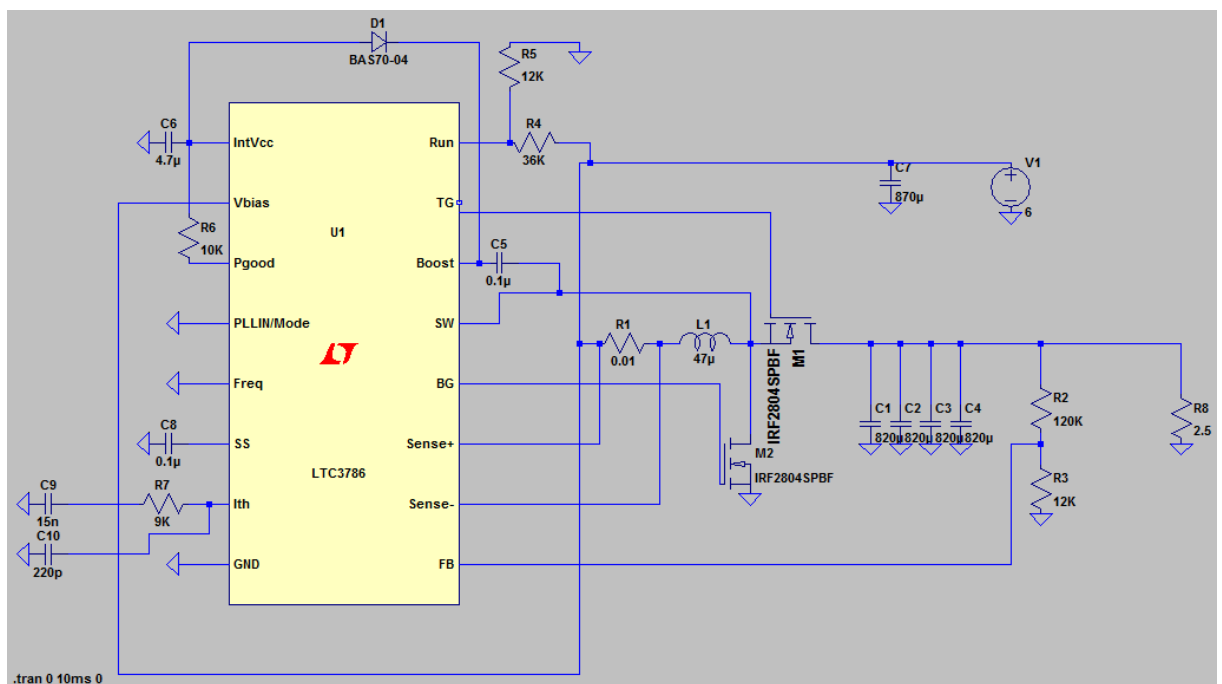
Obbr. 4.3 Zapojení kondenzátoru pro nastavení soft-startu

4.1.4 Řízení horního tranzistoru:

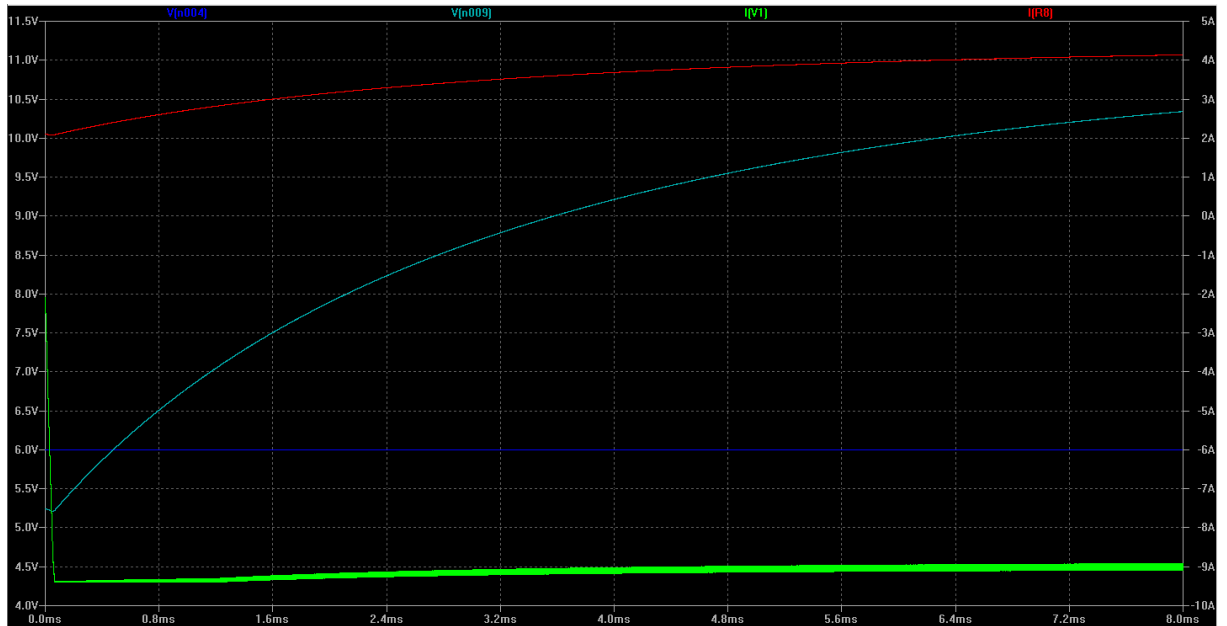
Nastavení napájení pro řízení horního tranzistoru je provedeno pomocí externího kondenzátoru C_B . Ten je připojen k pinu BOOST jenž dodává napětí pro řízení brány tranzistoru. Kondenzátor je napájen z pinu INTV_{CC} přes diodu D_B , když je pin SW v dolní úrovni. Když má být horní tranzistor zapnu, řídicí obvod připne kondenzátor C_B mezi bránu a zdroj horního tranzistoru a to sepne horní tranzistor. Na uzlu SW roste napětí na úroveň U_{OUT} a to následuje pin BOOST. Při sepnutém horním tranzistoru je napětí $U_{BOOST}=U_{OUT}+U_{INTVCC}$. Kapacita kondenzátoru C_B být přibližně 100-krát větší než vstupní kapacita tranzistoru MOSFET. Byl zvolen keramický kondenzátor $C_B=0,1\mu\text{F}$ v SMD provedení, v pouzdře 805. Závěrné napětí Schottkyho diody musí být větší než napětí $U_{IN(MAX)}$. Byla zvolena dvojitá Schottkyho dioda BAS70-04 o parametrech 70V/0,2A, v pouzdře SOT23.

5 SIMULACE CHOVÁNÍ OBVODU:

Pomocí programu LT Spice IV jsme nasimulovaly průběhy při zapnutí měniče. Nejprve jsme sestavili schéma (obr. 5.1) s námi zvolenými hodnotami součástek a poté provedli vlastní simulaci při zatížení odporem 2,5Ω což odpovídá zatížení 5,28A.



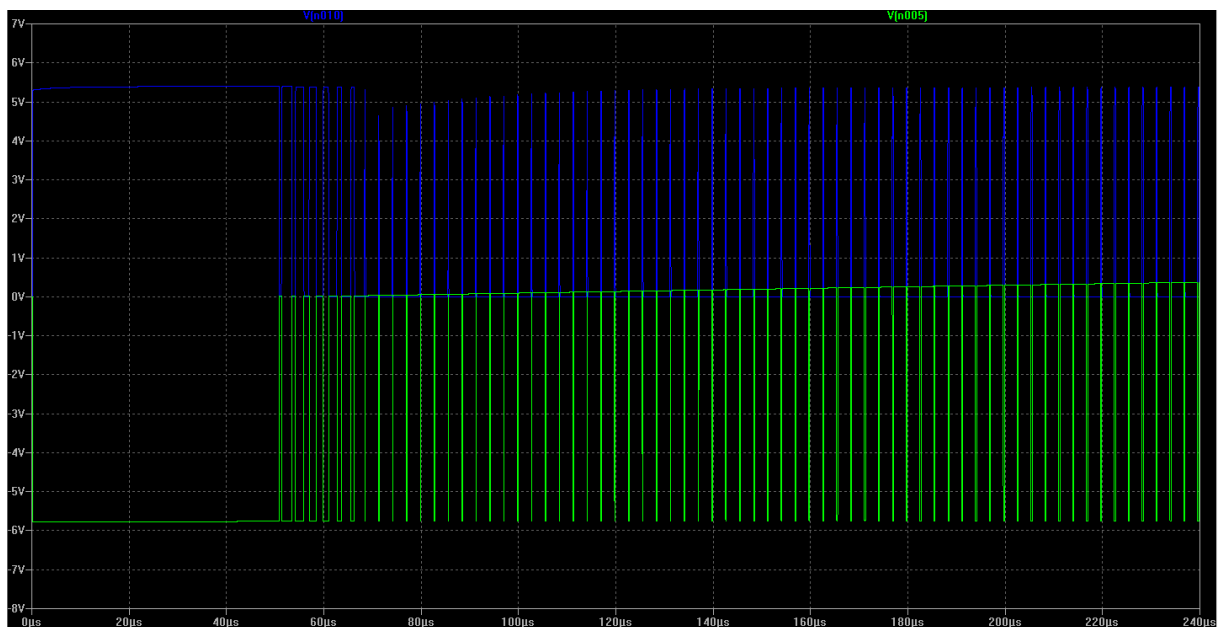
Obr. 5.1 Zapojení měniče pro simulaci v programu LT Spice IV.



Obr.5.2 Průběhy vstupní a výstupních napětí a proudů jsou zobrazeny v čase 8ms.

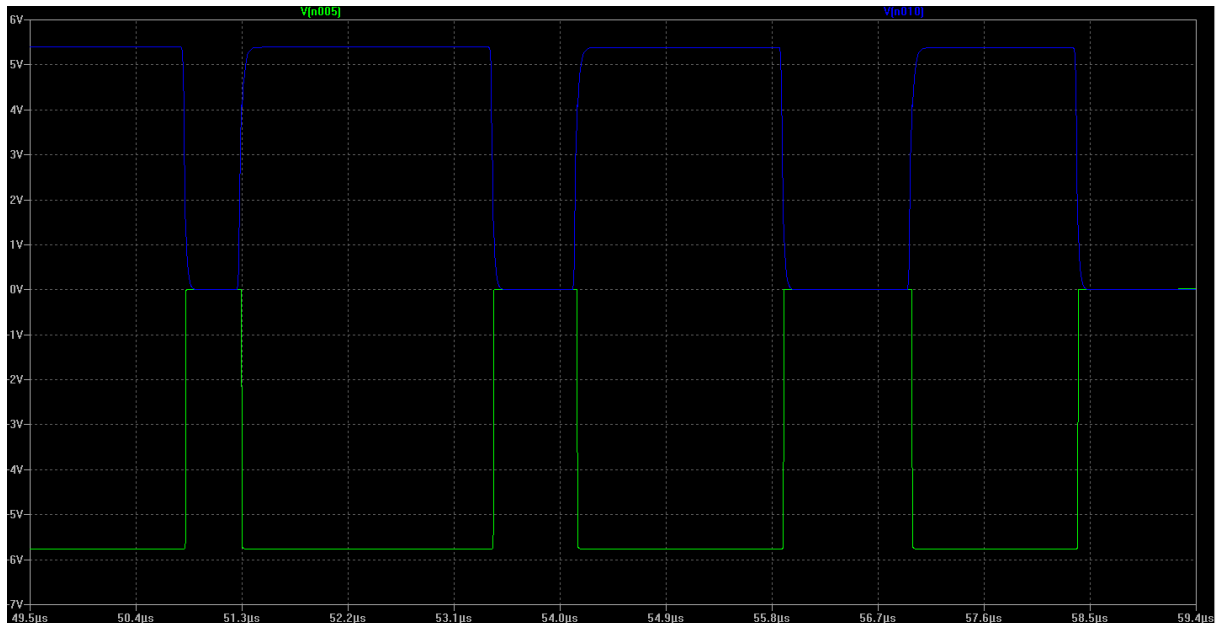
kde: $V(n004)=U_{IN}$, $V(n009)=U_{OUT}$, $I(V1)=I_{IN}$, $I(R8)=I_{OUT}$

Dále jsme zobrazily vzájemnou závislost spínání tranzistorů **obr. 5.3** a **obr. 5.4**:



Obr. 5.3 Spínání tranzistorů

kde: $V(n010)$ je ovládací napětí dolního tranzistoru a $V(n005)$ je ovládací napětí horního tranzistoru.



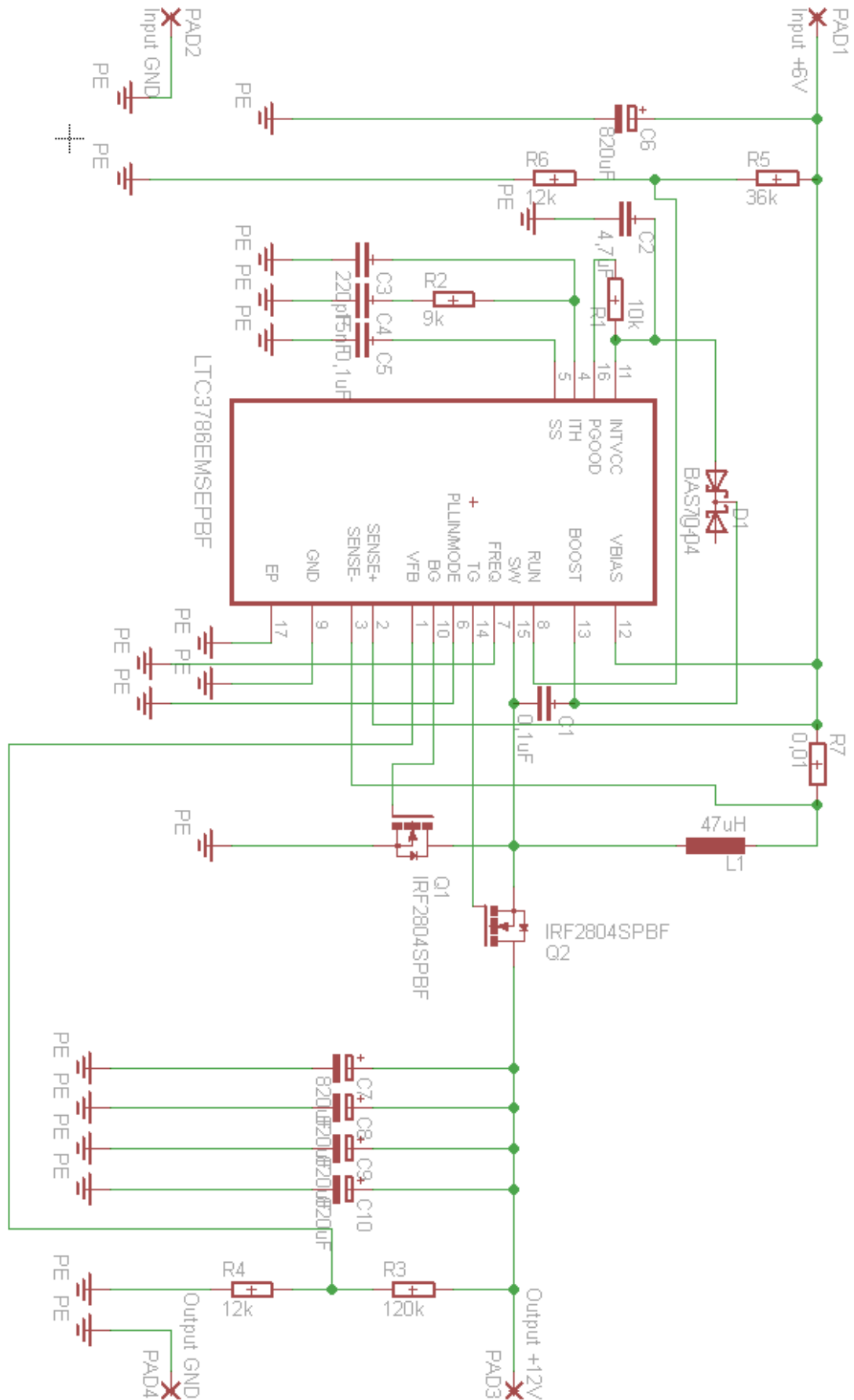
Obr. 5.4 Detailní pohled na spínací napětí tranzistorů.

6 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ:

Pro správnou funkci měniče je nutné optimálně rozmístit jednotlivé komponenty z hlediska minimalizace výkonových ztrát a tepelného vyzařování. Také je nutné optimalizovat rozměry desky plošných spojů.

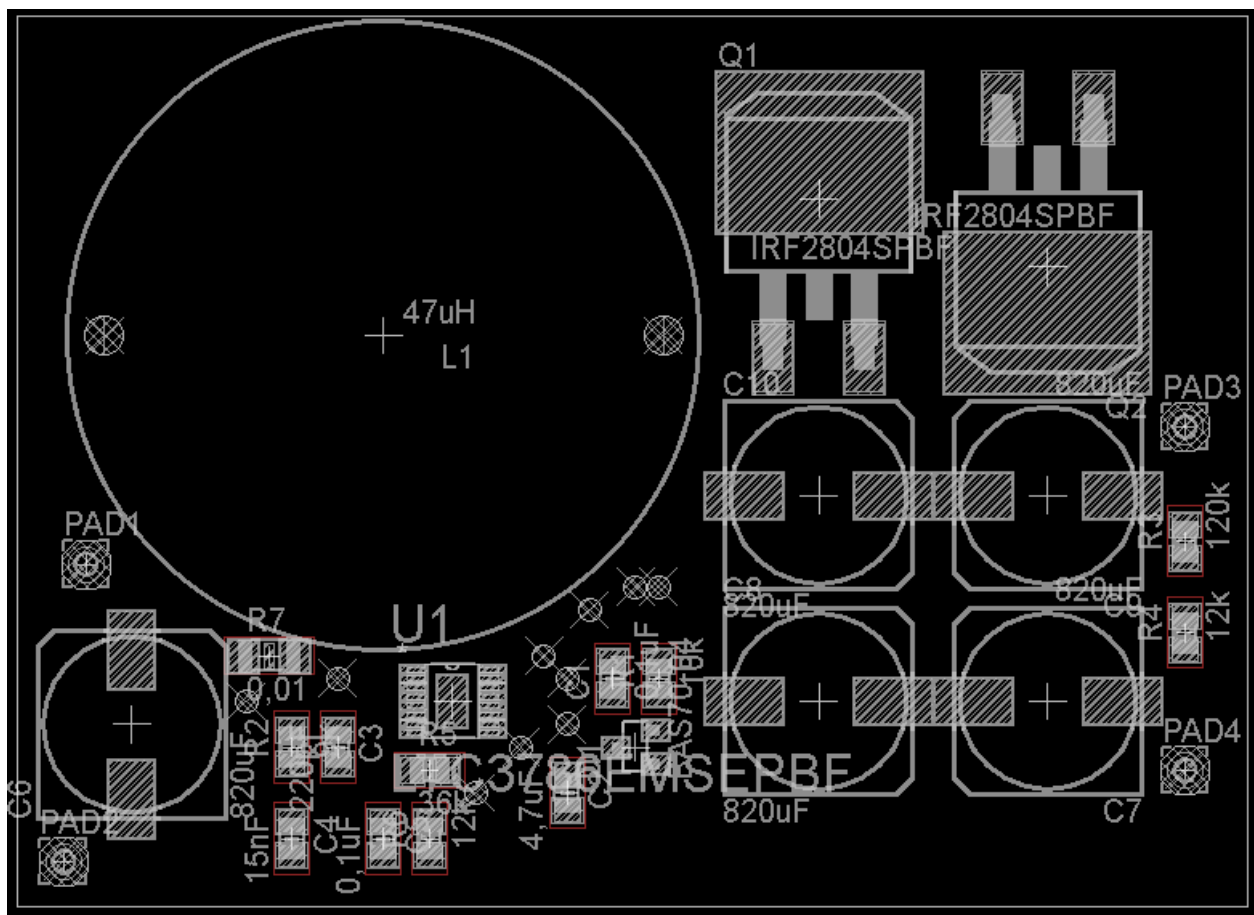
Nejdůležitější je aby cesty mezi silovými komponenty byly co nejkratší z důvodu minimalizace přenosových ztrát. Další zásadou je umístit komponenty s velkým vyzařovaným tepelným výkonem na místo, kde se můžou dobře chladit, pokud možno vedle komponent, které nejsou příliš tímto vyzařovaným teplem ovlivňovány, případně je doplnit o přídavný chladič.

Prvním krokem pro návrh desky je vytvoření schématu v návrhovém softwaru. V našem případě byl použit program Eagle 5.11.0.



Obr. 6.1 Schéma vytvořené v programu Eagle.

V druhém kroku určíme optimální rozmístění součástek.



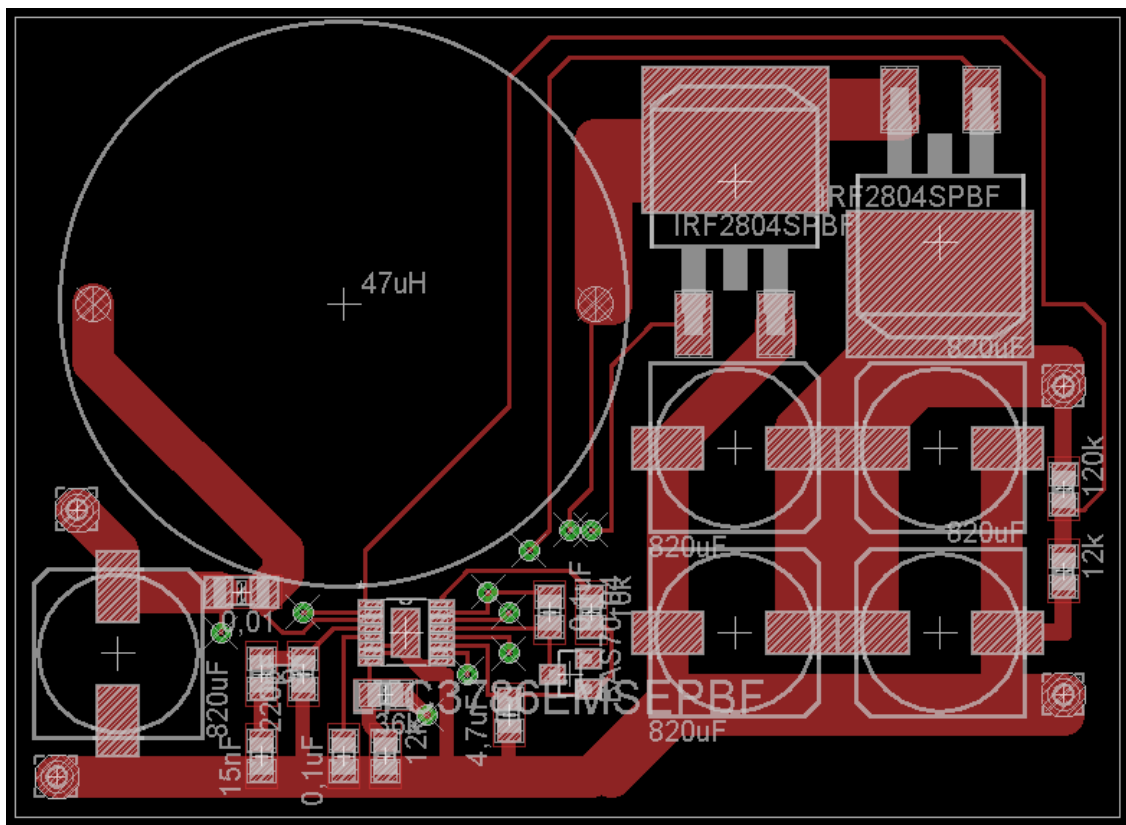
Obr. 6.2 Rozmístění součástek na desce.

Zde se snažíme umístit co nejbliže u sebe všechny komponenty tvořící silovou část měniče. Také jsme umístily výkonové tranzistory do polohy ve které svým tepelným vyzařováním neovlivňují komponenty citlivé na teplo. Zároveň jsou umístěny v místě kde není problém na ně umístit případný chladič.

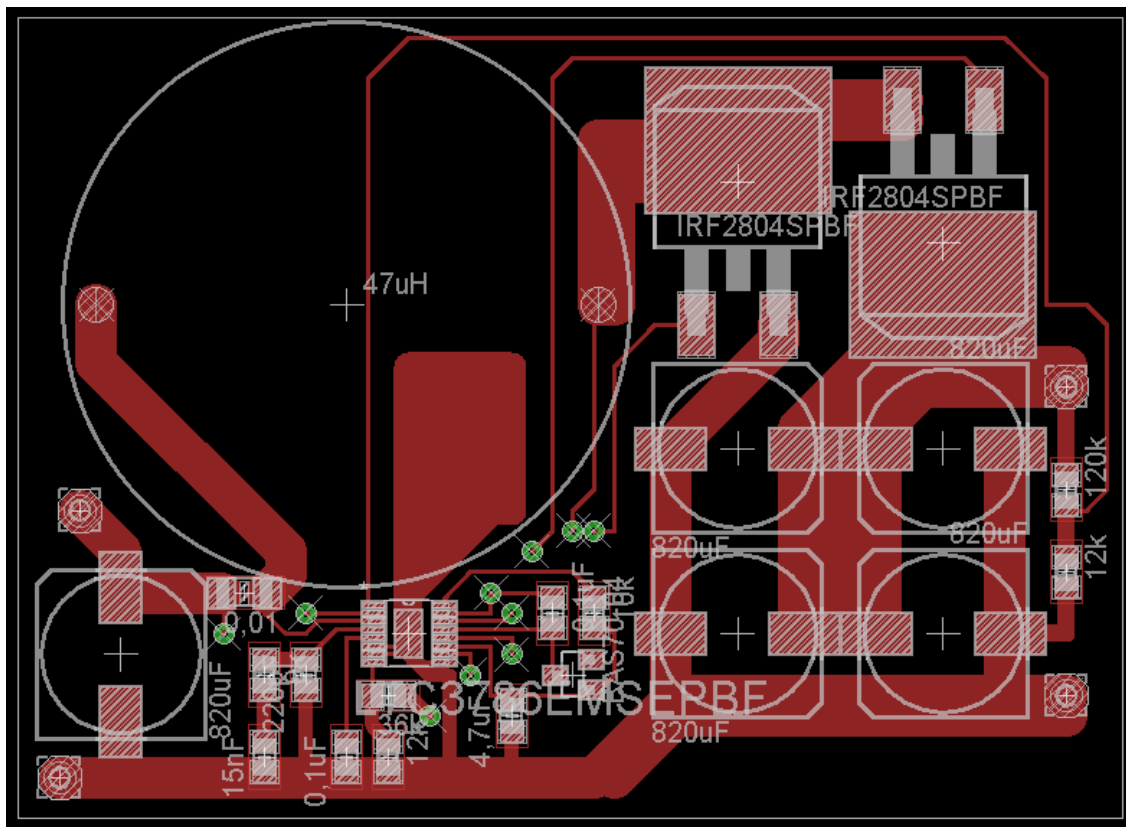
V dalším kroku se zabýváme tvorbou vodivých cest.

Zde je potřeba rozumě na dimenzovat šířku cest. U silové části měniče by měly být cesty co nejširší a pokud možno nejkratší a by se minimalizovaly případné ztráty. U cest určených pro regulaci a řízení již není potřeba použít tak široké cesty. Trasy volíme tak abychom omezili počet drátových propojů, které jsou použity z důvodu užití jednovrstvé desky plošných spojů.

Z důvodu zahřívání řídicího obvodu bude u pozdější verze deska na **Obr. 6.3** upravena do pozdější verze s větší plochou pro odvod tepla. **Obr. 6.4.**



Obr. 6.3 Původní deska plošných spojů.



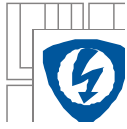
Obr. 6.4 Nová deska plošných spojů.

7 ZÁVĚR:

V této bakalářské práci jsme navrhli zvyšující měnič se synchronním usměrňovačem pro napájení zařízení pracujících na napětí 12V do výkonu 60W. V semestrálním projektu bylo původně zamýšleno použití řídicího obvodu LM3488, který neumožňoval synchronní řízení měniče a k němu byl doplněn pomocný řídicí obvod. Po potížích s řešením synchronního řízení bylo od tohoto řešení upuštěno. Po dosti problematickém hledání byl nalezen nový řídicí obvod LTC3786, jenž umožňuje synchronní řízení.

Optimalizace tedy spočívala v konstrukci nového měniče u kterého byly použity zcela nové komponenty. Byla vytvořena deska plošných spojů a obvod byl realizován. Při zkoušce měnič pracoval správně, při provozu se ovšem projevilo zahřívání řídicího odvodu což znemožnilo plnohodnotné vyzkoušení. Proto bylo rozhodnuto o přidání chladiče na řídicí obvod a zvětšení chladičích ploch na nové verzi desky.

Z časových důvodů se již nepodařilo tuto druhou verzi realizovat a obvod řádně odzkoušet.

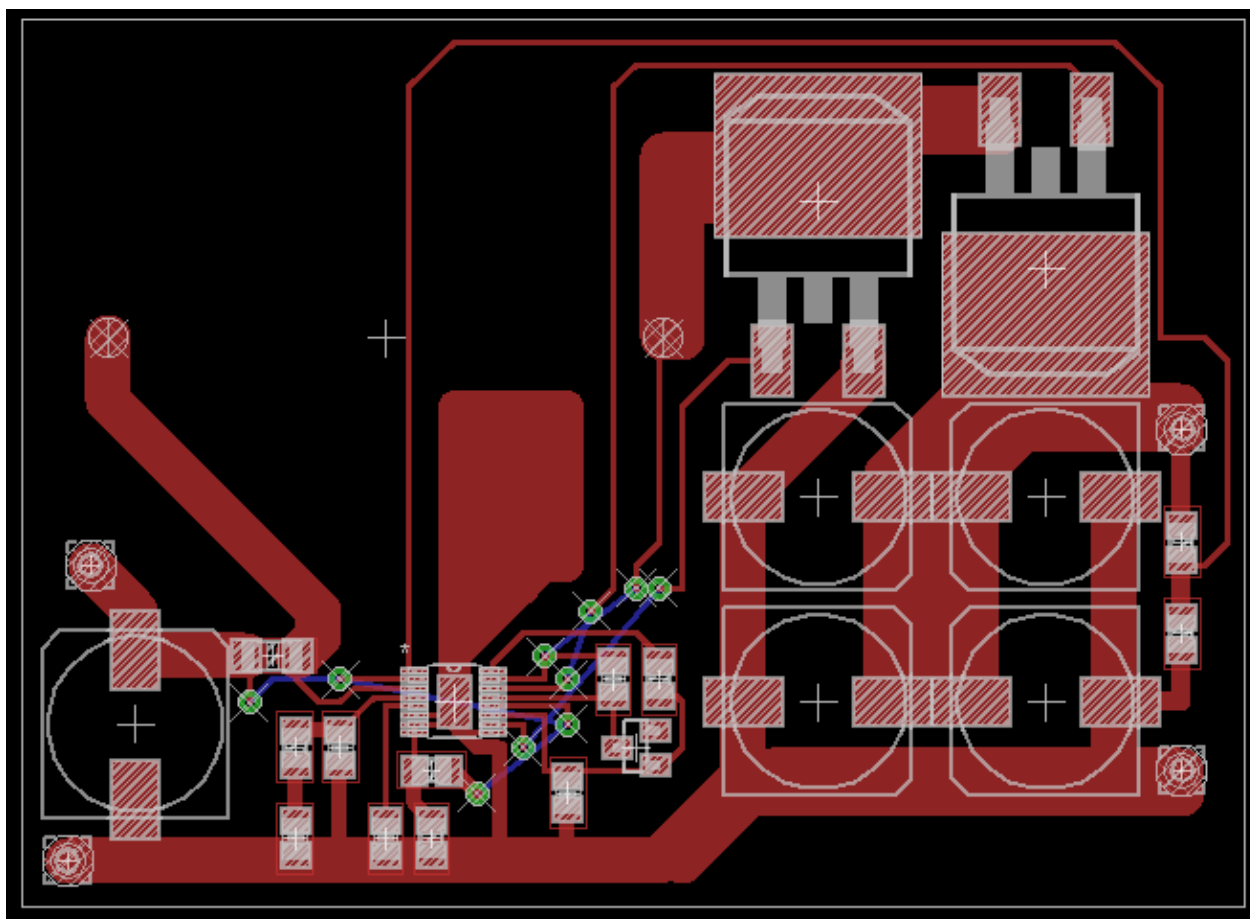


LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky : svazek II. Brno : [s.n.], 2005. 173 s.
- [2] LTC3786: Low IQ Synchronous Boost Controller. 2010, 34 s. Dostupné z: www.linear.com
- [3] IIRF2804PbF IRF2804SPbF IRF2804LPbF: AUTOMOTIVE MOSFET. 2005, 12 s. Dostupné z: www.irf.com
- [4] BAS70 / -04 / -05 / -06: SURFACE MOUNT SCHOTTKY BARRIER DIODE. 2005, 1 s. Dostupné z: www.gme.cz
- [5] High Current Toroid Inductors. 2009, 1 s. Dostupné z: www.bourns.com

PŘÍLOHY

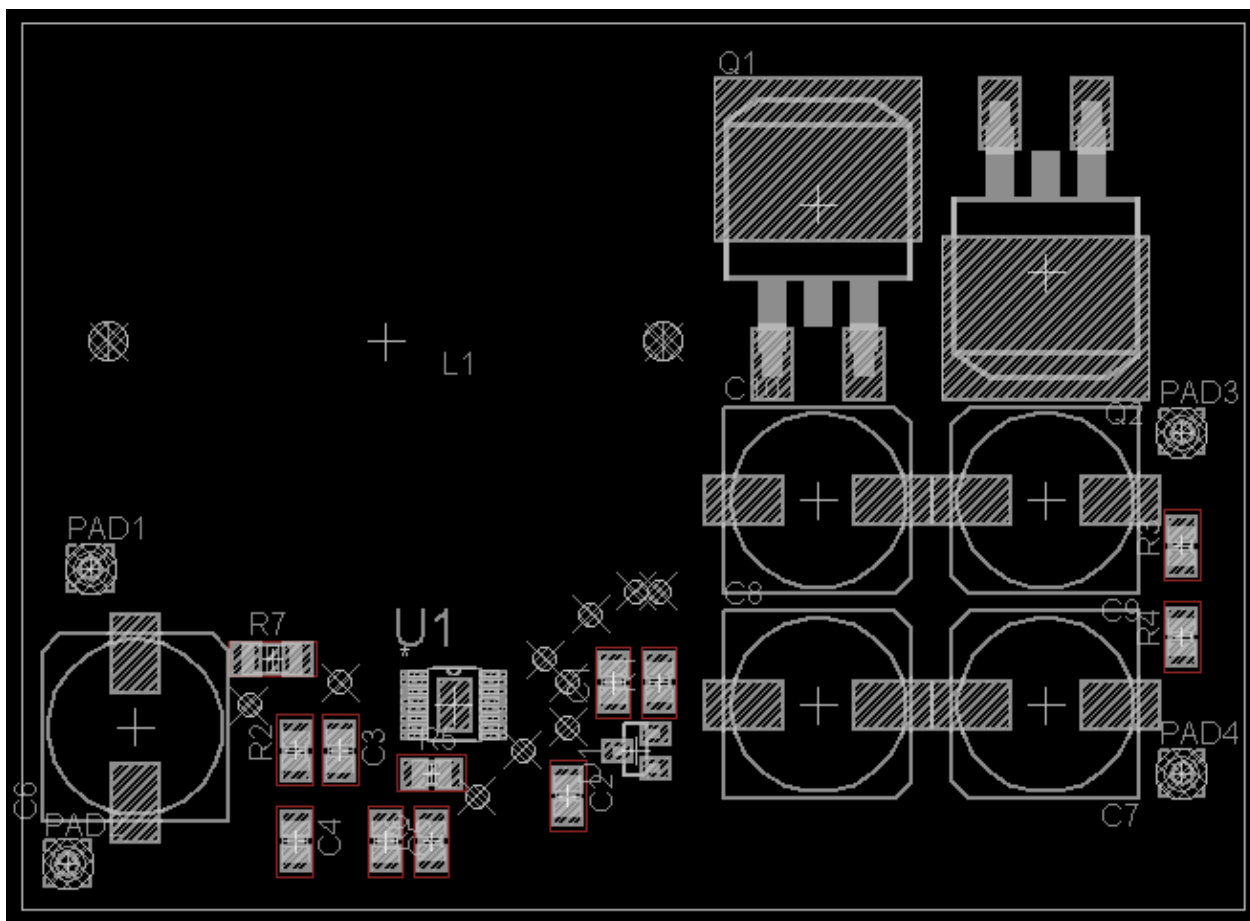
Příloha A Deska plošných spojů s drátovými propoji



Příloha B Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Typ
R1	10k Ω	805	
R2	9k Ω	805	
R3	120k Ω	805	
R4	12k Ω	805	
R5	36k Ω	805	
R6	12k Ω	805	
R7	10m Ω	1206	
C1	0,1 μ F	805	
C2	4,7 μ F	805	
C3	220pF	805	
C4	15nF	805	
C5	0,1 μ F	805	
C6-C10	820 μ F	153CLV-1012	
L1	47 μ H	TJ6-U2	
Q1		D2PAK	IRF2804SPBF
Q2		D2PAK	IRF2804SPBF
D1		SOT23	BAS70-04
U1		MSOP-16	LTC3786EMSEPBF

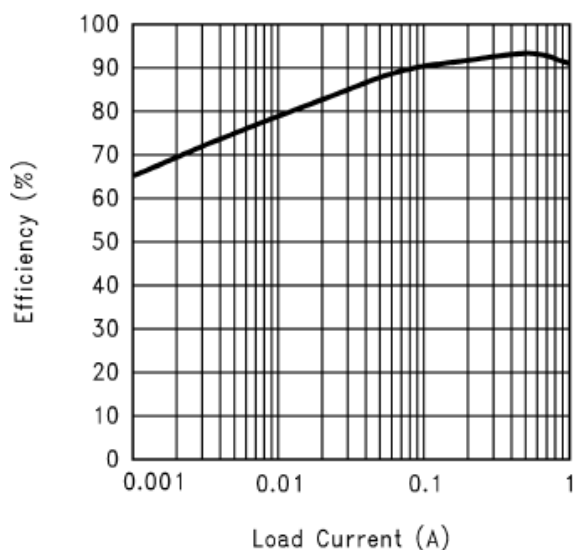
Příloha C Rozmístění součástek



Příloha D Porovnání teoretické účinnosti měniče s původním řídicím obvodem LM3488 oproti účinnosti měniče s novým řídicím obvodem LTC3786, který umožňuje synchronní provoz:

Efektivita měniče bez synchronního usměrňovače v závislosti na odebíraném proud (řídící obvod LM3488):

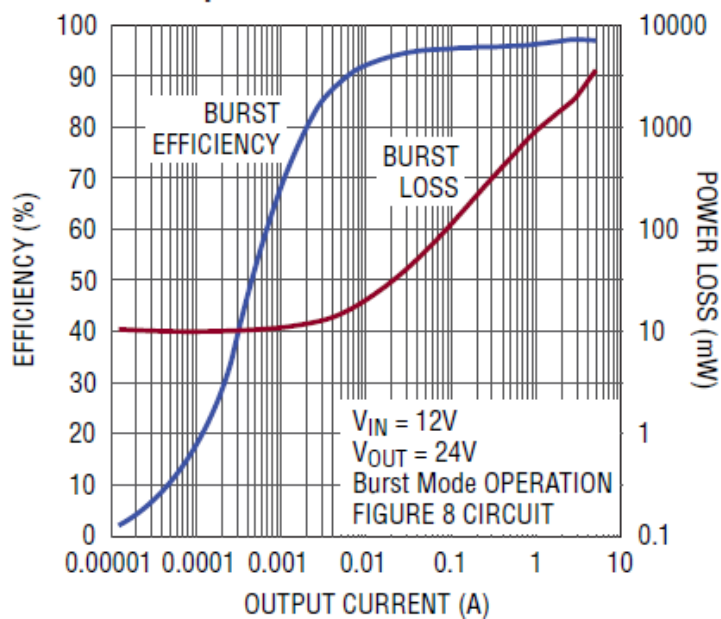
Efficiency vs Load Current (5V In and 12V Out)



[4]

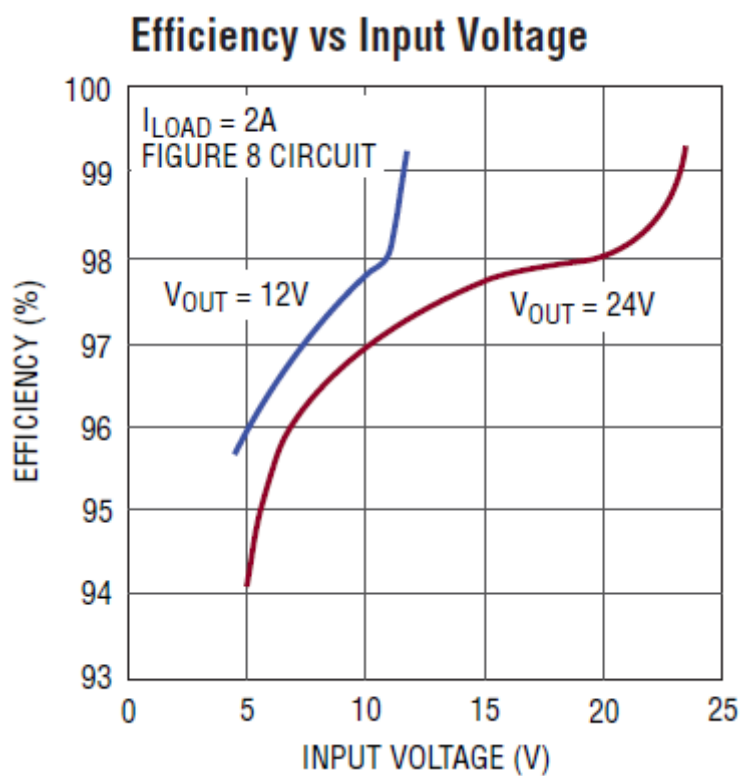
Efektivita měniče se synchronního usměrňovačem v závislosti na odebíraném proud (Řídící obvod LTC3786):

Efficiency and Power Loss vs Output Current



[5]

Efektivita měniče řízeného obvodem LTC3786 v závislosti na provozním napětí:



[6]