

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

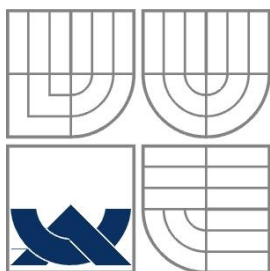
MINIATURNÍ DC/DC ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

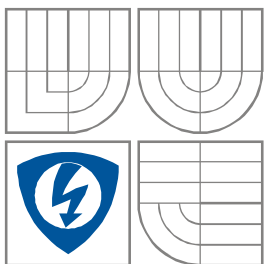
ADAM KONCER

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

MINIATURNÍ DC/DC ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ

SMALL DC/DC STEP-UP CONVERTER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

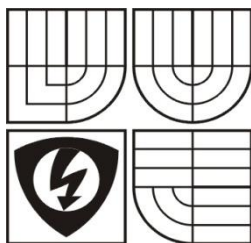
ADAM KONCER

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: Adam Koncer

Ročník: 3

ID: 119484

Akademický rok: 2011/12

NÁZEV TÉMATU:

Miniaturní DC/DC zvyšující měnič

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vytvořte desku plošných spojů pro měnič navržený v rámci SP.
2. Desku osadte a oživte.
3. Provedte zatěžovací zkoušku.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího.

Termín zadání: 21.9.2011

Termín odevzdání: 31.5.2012

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

Konzultanti bakalářské práce:

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 č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací stejnosměrného miniaturního spínaného měniče. Nejdříve se z teoretického hlediska zaměřím na vysvětlení funkce a rozdělení stejnosměrných spínaných měničů. Dále provedu dimenzování zvyšujícího spínaného měniče 6/12V při 50W, výběr vhodných součástek a samotné sestavení měniče. Na hotovém výrobku bude provedena zatěžovací zkouška.

Abstract

This bachelor's thesis deals with the proposal and realisation of the small DC/DC pulse converter. First of all I going to focus on teoretical facts and explanation of function and deviding of DC/DC pulse converters. As a next step I going to designing of DC/DC step - up pulse converter 6/12V, 50W, selecting efficient component and construction of whole converter. Trial test will be performed on the final product.

Klíčová slova

Spínaný měnič; zvyšující měnič; pulzní měnič; tranzistorový spínač; integrovaný obvod LM3488.

Keywords

Switched-mode converter; step-up converter; pulse converter; transistor switch; integrated circuit LM3488.

Bibliografická citace

KONCER, A. Miniaturní DC/DC zvyšující měnič. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 51 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Miniaturní DC/DC zvyšující měnič 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

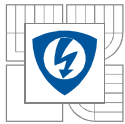
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Daliboru Červinkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

Podpis autora

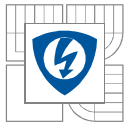


OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
1 ÚVOD	12
2 TEORETICKÝ ROZBOR	13
2.1 OBVODY PRO ZMĚNU NAPĚTÍ	13
2.2 NAPĚŤOVÉ MĚNIČE DC/DC.....	13
2.3 PULZNÍ MĚNIČ ZVYŠUJÍCÍ NAPĚTÍ, STEP UP.....	14
2.4 ŘÍZENÍ SPÍNANÝCH MĚNIČŮ	15
3 NÁVRH OBVODU ZVYŠUJÍCÍHO MĚNIČE.....	16
3.1 VÝBĚR VHODNÉHO OBVODU PRO ŘÍZENÍ MĚNIČE	16
3.2 INTEGROVANÝ OBVOD LM3488.....	17
3.2.1 POPIS PINŮ	17
3.3 KONKRÉTNÍ SCHÉMA ZVYŠUJÍCÍHO MĚNIČE	18
3.4 VÝPOČET SOUČÁSTEK OBVODU	18
3.4.1 VÝPOČET VSTUPNÍCH, VÝSTUPNÍCH VELIČIN A STRÍDY	18
3.4.2 VÝPOČET INDUKČNOSTI OBVODU, URČENÍ FREKVENCE SPÍNÁNÍ	19
3.4.3 DIMENZOVÁNÍ VÝSTUPNÍ DIODY	20
3.4.4 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÉHO TRANZISTORU	20
3.4.5 DIMENZOVÁNÍ VSTUPNÍCH A VÝSTUPNÍCH KONDENZÁTORŮ	21
3.4.6 NÁVRH BOČNÍKU	22
3.4.7 VÝPOČET POMOCNÝCH SOUČÁSTEK V KONKRÉTNÍM SCHÉMATU MĚNIČE	23
4 VOLBA KONKRÉTNÍCH SOUČÁSTEK	24
4.1 VÝBĚR TRANZISTORU	24
4.2 VÝBĚR DIODY	25
4.3 VÝBĚR BOČNÍKU.....	25
4.4 VÝBĚR OCHRANY NA VÝSTUPU MĚNIČE	25
4.5 INDIKACE PROVOZU MĚNIČE.....	25
4.6 VÝBĚR ODPORŮ	26
4.7 VÝBĚR CÍVKY	26
4.8 VÝBĚR KONDENZÁTORŮ.....	26
5 SESTAVENÍ MĚNIČE.....	27
5.1 TVORBA SCHÉMAT	27
5.2 KOMPLETACE VÝROBKU	28
6 ZATĚŽOVACÍ ZKOUŠKA MĚNIČE.....	30
6.1 SCHÉMA MĚŘENÍ.....	30
6.2 POSTUP MĚŘENÍ A ZPRACOVÁNÍ	30

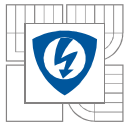


6.3 NAMĚŘENÉ HODNOTY.....	31
6.4 POUŽITÉ PŘÍSTROJE.....	33
7 ZÁVĚR.....	34
LITERATURA	35
PŘÍLOHY	36



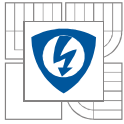
SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr.1: Příklad napěťového děliče.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr.2: Tranzistorový spínač jako trojpól 1-2-3.....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 3: Step up měnič. a) Zapojení. b)Průběhy napětí a proudů.....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 4: Náhradní schéma obvodu pro a) Sepnutý tranzistor b) Rozepnutý tranzistor.....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 5: Zadání parametrů do programu WEBENCH® [4].....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 6: 8 Lead Mini SO8 Package (MSOP-8 Package) [5].....</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 7: Typické zapojení step-up měniče s vysokou účinností [5].....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 8: Závislost řídicího napětí V_{SENSE} na vstupním napětí V_{IN} [5].....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 9: Pouzdro DPAK [10].....</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 10: Pouzdro D2PAK [10].....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 11: Skutečné schéma zapojení měniče.....</i>	<i>27</i>
<i>Obr .12: Schéma plošných spojů včetně obrysů součástek.....</i>	<i>28</i>
<i>Obr. 13: Schéma plošných spojů.....</i>	<i>28</i>
<i>Obr .14: Deska před osazením.....</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 15: Konečný výrobek.....</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 16: Schéma měření pro zatěžovací zkoušku.....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 17: Graf závislosti účinnosti měniče v závislosti na výstupním výkonu.....</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 18: Graf závislosti výstupního napětí na výstupním proudu.....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 19: Zvlnění výstupního napětí.....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 20: Zvlnění vstupního proudu.....</i>	<i>33</i>



SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1: Vhodné integrované obvody pro spínaný měnič [4].....</i>	<i>16</i>
<i>Tab. 2: Popis pinů [5].....</i>	<i>17</i>
<i>Tab. 3: Rozsah odporů pro danou $T_{OFF(SYNC)}$ [5].....</i>	<i>23</i>
<i>Tab. 4: Srovnání vhodných tranzistorů.....</i>	<i>24</i>
<i>Tab. 5: Srovnání vhodných diod.....</i>	<i>25</i>
<i>Tab. 6: Výběr odporů.....</i>	<i>26</i>
<i>Tab. 7: Výběr kondenzátorů.....</i>	<i>26</i>
<i>Tab. 8: Naměřené hodnoty při zatěžovací zkoušce na měniči.....</i>	<i>31</i>
<i>Tab. 9: Použité přístroje při zatěžovací zkoušce.....</i>	<i>33</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

η - účinnost

DC - direct current, přeloženo: stejnosměrný průběh.

Drain - přeloženo kolektor; jeden z pinů tranzistoru.

Gate - přeloženo: báze; jeden z pinů tranzistoru.

IO - Integrovaný obvod.

$\Delta I_{OUT\ p-p}$ - Výstupní proud, hodnota špička- špička.

LED - Light-Emitting Diode, přeloženo: dioda emitující světlo.

MOSFET - Unipolární tranzistor s izolovanou bází, izolace se provádí oxidem.

N-FET - Unipolární tranzistor s kanálem typu N, je řízen přivedením napětí na bázi.

PAD - přeloženo: podložka, ploška.

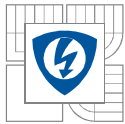
SMD - surface mount device, přeloženo: součástka pro povrchovou montáž plošných spojů.

STEP UP - přeloženo: zvyšující, zvyšovat.

Softstart - Při prvním zapnutí obvodu dojde ke snížení nadproudu.

Source - přeloženo: emitor; jeden z pinů tranzistoru.

$\Delta V_{OUT\ p-p}$ - Výstupní napětí, hodnota špička- špička.



1 ÚVOD

Cílem této bakalářské práce je realizovat miniaturní DC/DC zvyšující měnič 6/12V při výstupním výkonu 50W. Tento měnič bude mimo jiné možno připojit do sítě automobilů a motocyklů s palubním napětím 6V. Na výstup měniče bude možné připojit běžné 12V zařízení s výkonem do výkonu 50W, v našem konkrétním případě budeme uvažovat autorádio.

V současnosti se se spínanými měniči setkáváme převážně v aplikacích využívající stejnosměrné napětí, převážně u spínaných zdrojů, které jsou použity pro napájení většiny moderní elektroniky. Typickými představiteli jsou stojní počítače, notebooky, televize, mobilní telefony apod. Časté použití nalezneme také u zařízení, které dobíjejí akumulátorové články, zde se ve zvýšené míře projeví další výhoda spínaných měničů, kterou je snížené generování tepla následkem vysoké účinnosti zařízení. Tento fakt příznivě ovlivňuje životnost akumulátorových článků.

Spínané zdroje začínají pomalu nahrazovat klasické transformátory, budeme se s nimi proto setkávat čím dál tím častěji. Tento fakt je dán vysokou účinností spínaného měniče. Výrobci elektronických zařízení navíc velmi často řeší napájení svých výrobků odděleně. Z napájecích zdrojů se stává příslušenství, což přináší mnohé výhody, těmi jsou menší velikost a váha samostatného výrobku, možnost záměny adaptérů apod. Velmi časté použití spínaných měničů můžeme najít i u fotovoltaických článků [1], kde je nutné navýšit získané napětí. Využití těchto měničů nalezneme i ve výkonové elektronice, kde se často používají jako zdroje pro stejnosměrné motory.

Velkému nárůstu použití spínaných měničů mimo jiné přispívá Evropská směrnice o ekodesignu, která klade vysoké nároky právě na účinnost nově navrhovaných zařízení, na minimální spotřebu v nezatíženém režimu a na minimalizaci vlastní spotřeby zdrojů. Výjimku tvoří aplikace, kde je použití spínaných zdrojů nevhodné, např. lékařské přístroje, audiotechnika a napájecí adaptéry s požadavkem na střídavé výstupní napětí.

Další nespornou výhodou je malá velikost a hmotnost zařízení. Celé zařízení navrhované v rámci bakalářské práce bude koncipováno pro chod při co možná nejmenších rozměrech.

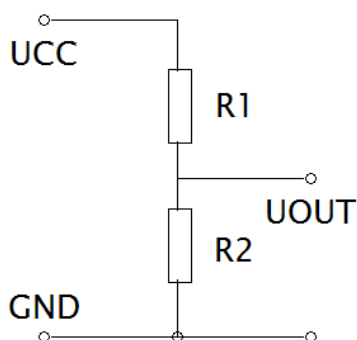
Bakalářská práce je rozdělena do sedmi navazujících kapitol. Ve druhé kapitole se dozvíme o základním rozdělení měničů, o popisu jejich funkce, jejich výhody a nevýhody. Ve třetí kapitole provedeme výběr vhodného řídicího obvodu a dimenzování zvyšujícího měniče. Ve čtvrté kapitole vybereme vhodné součástky kterými bude osazena deska plošného spoje, v páté kapitole nastíníme realizaci projektu, tvorbu desky plošného spoje a pájení součástek na desku plošného spoje. Šestá kapitola se bude zabývat zatěžovací zkouškou hotového výrobku. Výsledek bakalářské práce bude shrnut v sedmé kapitole, tj. v závěru.

2 TEORETICKÝ ROZBOR

2.1 Obvody pro změnu napětí

Obvody pro změnu napětí je možné rozdělit do mnoha různých kategorií. Za hlavní rozdělení budu považovat dvě hlavní kategorie, těmi jsou děliče napětí s lineárními součástkami a spínané měniče.

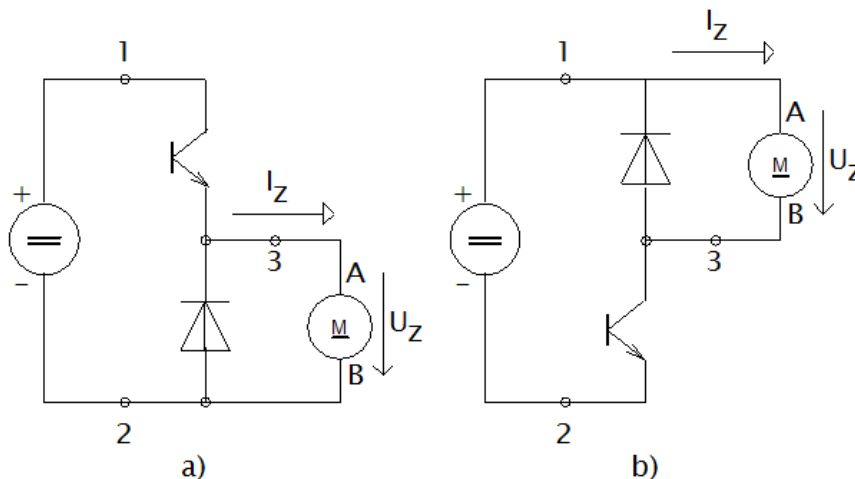
Děliče napětí s lineárními součástkami slouží pouze ke snižování napětí. Výhodou těchto obvodů je jednoduchost a s ní spojená nízká pořizovací cena, která je kompenzována nižší účinností než u spínaných měničů. Hlavní nevýhodou je neschopnost zvýšit vstupní napětí. Nezatížený napět'ový dělič se skládá z dvou sériově spojených odporů. Mezi zemí a svorkou U_{OUT} získáme výstupní napětí, jeho velikost je závislá na velikosti vstupního napětí a na poměru hodnot rezistorů $R1$ a $R2$.



Obr.1: Příklad napět'ového děliče

2.2 Napět'ové měniče DC/DC

Spínané měniče obsahují alespoň jeden spínaný, výkonový prvek, který je impulsně zatěžován, tj. střídavě spínán a rozpínán. Tento spínač se skládá z vlastního spínacího tranzistoru a z nulové diody. Používají se dvě zapojení, těmi jsou horní spínač (tranzistor je nahoře), zapojení na obr. 2a), zapojení na obr. 2b) je dolní spínač (tranzistor je dole), obě zapojení jsou funkčně rovnocenná.



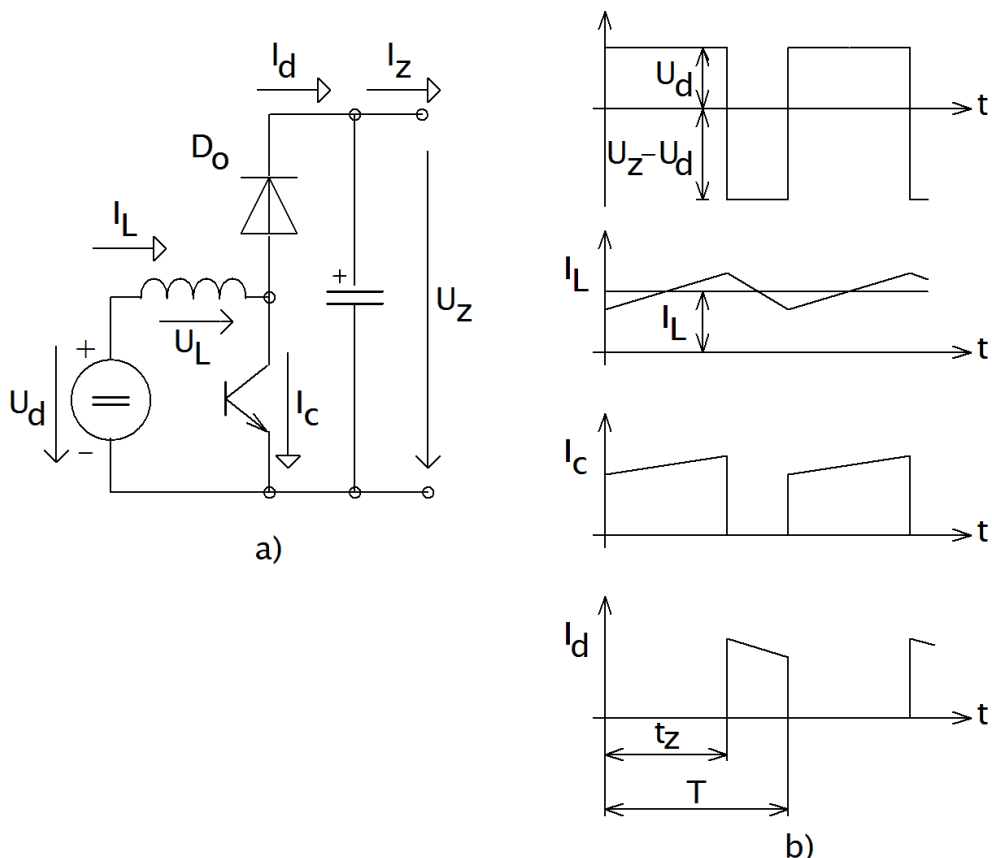
Obr. 2: Tranzistorový spínač jako trojpól 1-2-3

V závislosti na zapojení spínače jsou tyto měniče schopny vstupní napětí snižovat i zvyšovat. Spínané napěťové měniče mají vyšší účinnost než napěťové děliče, vyznačují se ale větší obvodovou složitostí. I přes větší obvodovou složitost je možné zkonstruovat spínaný měnič o nízkých rozměrech, který je ekonomicky výhodnější a jeho použití vede k podstatné úspoře elektrické energie. Z tohoto důvodu jsou tyto měniče stále častěji využívány při konstrukci elektronických zařízení. Ve srovnání s napěťovými děliči je nevýhodou pomalejší reakce výstupního napětí na rychlé změny zatěžovacího výstupního proudu. Spínací prvky jsou zdrojem elektrických rušivých signálů a malého zvlnění výstupního napětí.

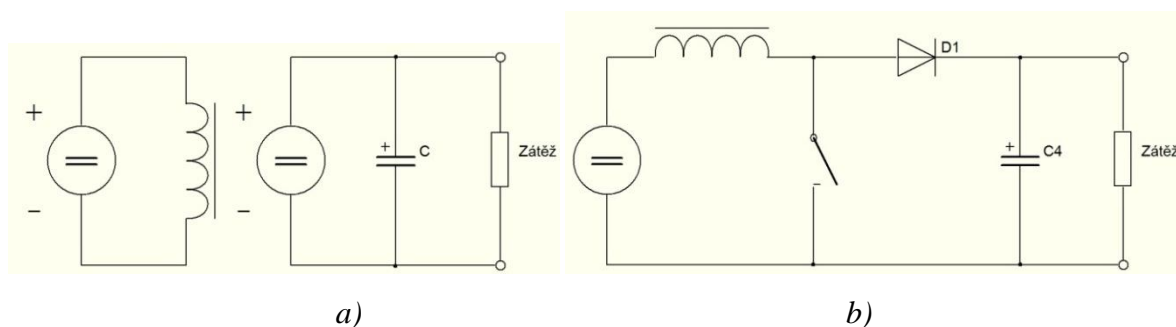
2.3 Pulzní měnič zvyšující napětí, STEP UP

Jedná se o spínaný měnič pracující pouze ve II. kvadrantu, hovoří se tedy o zapojení, kde na výstupu obvodu získáváme vyšší napětí, než je napájecí napětí na vstupu. Pro popis step-up měniče použijí jeho základní schéma zapojení, které je patrné na *obr. 3*.

Po časový interval t_z , kdy je tranzistor sepnutý, je shromažďována energie v indukčnosti a proud zátěže je tvořen nábojem elektrolytického kondenzátoru na výstupu obvodu. Obvod ekvivalentní tomuto intervalu je patrný z na *obr. 4a*), kde je základní obvod rozdělen na dva nezávislé obvody. Tyto dva dílčí obvody jsou po dobu t_z odděleny diodou (dioda je uzavřena). Po dobu vypnutí tranzistoru $T-t_z$ se napětí na cívce otočí, proud prochází v původním směru a dojde k otevření diody, protože anodové napětí bude o prakticky stejné velikosti jako napětí napájecího zdroje zvětšené o napětí na indukčnosti. Tento stav je viditelný na *obr. 4b*), prakticky se jedná o dva sériově spojené napěťové zdroje. Tyto dva stavy se neustále mění v závislosti na frekvenci spínání.



Obr. 3: Step up měnič. a) Zapojení. b) Průběhy napětí a proudů.



Obr.4: Náhradní schéma obvodu pro a) Sepnutý tranzistor b) Rozepnutý tranzistor.

2.4 Řízení spínaných měničů

Spínací prvek zajišťuje řízení spínaného měniče, obvykle je jím tranzistor typu MOSFET. Řízení spínaného měniče je dáno frekvencí spínání.

Při splnění podmínek konstantního vstupního a výstupního napětí, kdy se zátěž mění pouze v malém rozsahu, můžeme tranzistor připojit na frekvenci s pevně danou střídou. Výstupní napětí měniče je závislé na typu zapojení a je funkcí vstupního napětí a frekvence spínání. Další možností je zavedení záporné zpětné vazby, která definuje nároky na výstupní napětí. Díky regulátoru jsme schopni měnit spínací frekvenci nebo střídu při konstantní frekvenci.

3 NÁVRH OBVODU ZVYŠUJÍCÍHO MĚNIČE

Před samotným dimenzováním je vhodné zvolit obvod, pomocí kterého budeme řídit spínání tranzistoru. To lze realizovat mnoha různými způsoby. Při nynějších technologiích je nejjednodušší a ekonomicky nejvýhodnější variantou zvolit některý ze sériově vyráběných integrovaných obvodů.

3.1 Výběr vhodného obvodu pro řízení měniče

Jednou z největších firem, která se zabývá touto problematikou, je firma National Semiconductor. Tato firma byla založena v roce 1959 v Americe, má tedy více než padesátiletou praxi v oboru. Na svých internetových stránkách nabízí aplikaci WEBENCH® Designer pro návrh četných elektrotechnických zařízení, která zahrnuje i návrh spínaných měničů. Pomocí aplikace WEBENCH® Designer provedu výběr vhodného obvodu pro řízení měniče [4].



Obr.5: Zadání parametrů do programu WEBENCH® [4]

Po zadání základních parametrů měniče nám program vyhodnotí zadané parametry a vypíše vhodné integrované obvody pro řízení spínaného měniče (tab. 1).

Tab.1: Vhodné integrované obvody pro spínaný měnič [4]

Součástka	Typ konstrukce	η (%)	f_s (kHz)	$V_{OUT P-P}$ (mV)	Topologie	$I_{OUT Max}$ (A)	Provozní teplota součástky (°C)
LM3478	N-FET, Zvyšující	92	474	23,05	Zvyšující, spínaný měnič	20	55
LM3488	Zvyšující s možností synchronizace	93	232	25,85	Zvyšující, spínaný měnič	20	50
TPS40210	N-FET, zvyšující i snižující	91	537	24,82	Zvyšující, spínaný měnič	30	64
LM3481	N-FET, Zvyšující	92	526	25.33	Zvyšující, spínaný měnič	20	57

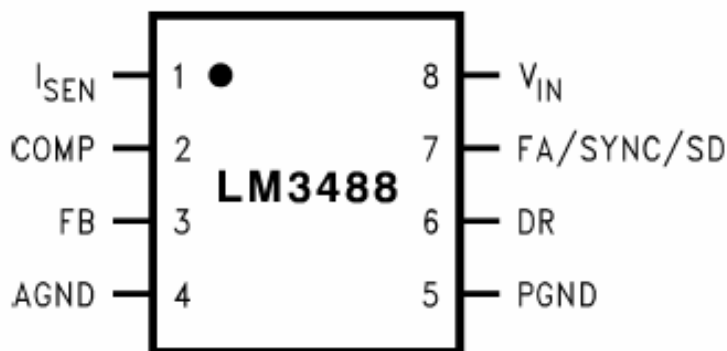
Po přezkoumání možných variant padl výběr na součástku LM3488.

3.2 Integrovaný obvod LM3488

Jedná se o univerzální N-FET výkonový ovladač pro spínané měniče. Je vhodný pro návrh jak zvyšujících, tak i snižujících měničů. Tento integrovaný obvod může být provozován při velmi vysoké spínací frekvenci s cílem snížit celkovou velikost obvodu spínaného měniče. Tuto frekvenci je možno nastavit pomocí jediného odporu v rozmezí od 100kHz do 1MHz. Obdobně jsme schopni nastavit i velikost výstupního proudu.

Integrovaný obvod LM3488 je vybaven mnoha vestavěnými funkcemi, těmi jsou tepelné vypnutí, ochrana proti zkratu, ochrana proti přepětí a vnitřní softstart. Vyznačuje se širokým rozsahem vstupního napětí od 2,97V do 40V. Je dodáván s normovanou patičí 8 Lead Mini SO8 Package = MSOP-8 Package (obr. 6).

3.2.1 Popis pinů



Obr.6: 8 Lead Mini SO8 Package (MSOP-8 Package) [5]

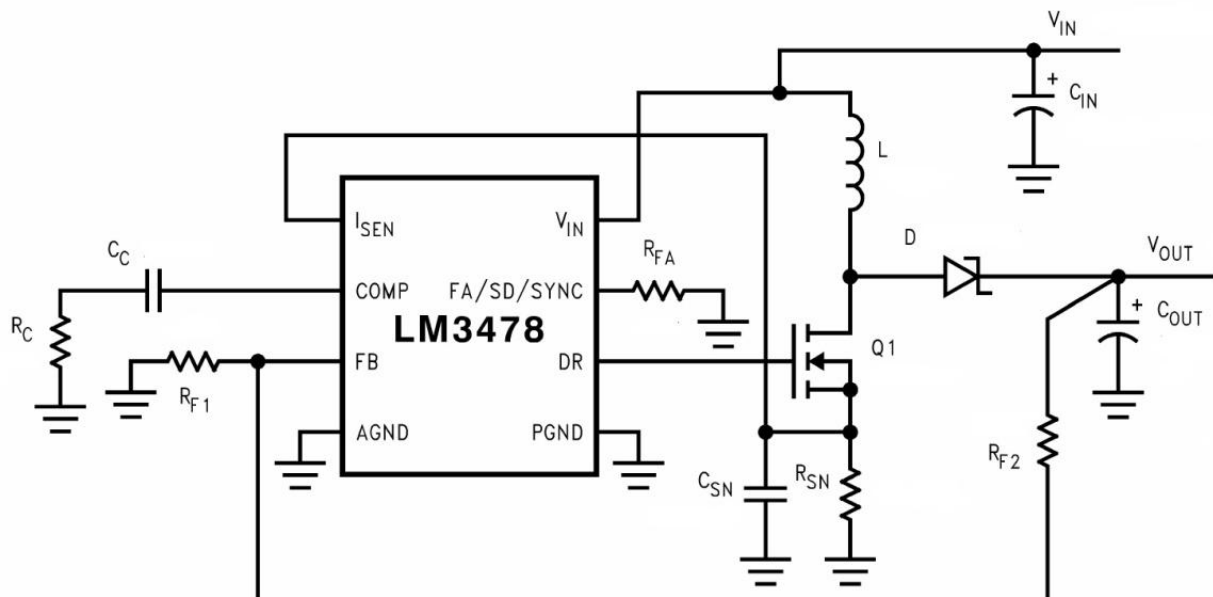
Z tab. 2 je patrný význam jednotlivých pinů integrovaného obvodu.

Tab. 2: Popis pinů [5]

Název pinu	Číslo pinu	Popis
I_{SEN}	1	Na vstup toho pinu je přiveden okamžitý proud, napětí je omezeno odporem. Na tento pin je možno přivést maximálně 350mV, při větší hodnotě dojde k aktivaci ochrany.
COMP	2	Kompenzační pin. Připojením rezistoru a kondenzátoru poskytneme obvodu náhradu za regulační smyčky.
FB	3	Zpětnovazební pin. Výstupní napětí je nutné upravit odporovým děličem tak, aby na tomto pinu byla hodnota 1,26V.
AGND	4	Analogový zemnicí pin.
PGND	5	Výkonový zemnicí pin.
DR	6	Na tento pin je připojena báze tranzistoru MOSFET.
FA/SYNC/SD	7	Pin pro nastavení frekvence oscilátoru, synchronizaci a vypnutí. Odpor připojený na tento pin udává frekvenci oscilátoru.
V_{IN}	8	Napájecí vstupní pin.

3.3 Konkrétní schéma zvyšujícího měniče

Schéma zapojení zvyšujícího impulzního měniče bylo uvedeno již na *obr. 3*. Pro řízení obvodu jsme zvolili IO LM3488, kterému musíme přizpůsobit skutečné schéma zapojení obvodu. Obvod bude doplněn o další součástky, které ale nejsou z hlediska výpočtu až tak důležité a uvedu je až v další kapitole.



Obr.7: Typické zapojení step-up měniče s vysokou účinností [5]

3.4 Výpočet součástek obvodu

3.4.1 Výpočet vstupních, výstupních veličin a střídý

Ze zadání projektu jsou jasně patrné základní veličiny pro výpočet měniče. Těmito veličinami jsou vstupní napětí $V_{IN} = 6V$, výstupní napětí $V_{OUT} = 12V$ a výkon $P = 50W$. Z těchto hodnot jsme schopni vypočítat vstupní a výstupní proud [2]:

$$P = V_{IN} \cdot I_{IN} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \text{ (W; V, A)} \quad (3.1)$$

$$I_{IN} = \frac{P}{V_{IN}} = \frac{50}{6} = 8,33A \text{ (A; W, V)} \quad (3.2)$$

Vstupní proud I_{IN} je nutné uvažovat poněkud vyšší, protože ve výpočtu nejsou započítány ztráty měniče a ztráty na trase do a z měniče. Pro hodnotu tohoto proudu budeme dimenzovat vhodnou vstupní pojistku, o tom budu ale hovořit až v další kapitole. Z rovnice (3.1) obdobně odvodíme i výstupní proud.

$$I_{OUT} = \frac{P}{V_{OUT}} = \frac{50}{12} = 4,16A \text{ (A; W, V)} \quad (3.3)$$

Výstupní proud I_{OUT} je vhodné poněkud předdimenzovat, volím tedy nepatrně vyšší hodnotu $I_{OUT} = 5A$.

Funkci Step up měniče jsem popsal již v *kap 2.2*, při spínání a rozepínání tranzistoru nastávají dva možné stavy obvodu, což je patrné z *obr. 3 a 4*. Poměr těchto dvou cyklů určuje výstupní napětí. Výstupní napětí je definováno takto [5]:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-D} (V; V, -) \quad (3.4)$$

kde D je střída, V_{IN} je vstupní napětí a V_{OUT} je výstupní napětí.

Střída vyjadřuje poměr časů, ve kterých je obvod v jednotlivých úrovních. Pro vysvětlení pojmu střída nám poslouží *obr. 3b*), udává poměr doby zapnutí obvodu t_Z vůči jedné periodě T . Můžeme ji zapsat touto rovnicí [2]:

$$D = \frac{t_Z}{T} (-; s, s) \quad (3.5)$$

V této rovnici není uvažován úbytek napětí na tranzistoru V_Q a na diodě V_D . Rovnice (3.4) se potom změní takto [5]:

$$V_{OUT} + V_D = \frac{V_{IN} - V_Q}{1-D} (V, V; V, V, -) \quad (3.6)$$

Úbytek napětí na tranzistoru vypočítám z následující rovnice:

$$V_Q = R_{DS(ON)} \cdot I_{OUT} (V; \Omega, A) \quad (3.7)$$

kde $R_{DS(ON)}$ je odpor tranzistoru, jeho reálná velikost by se měla pohybovat okolo 10m Ω . I_{OUT} je výstupní proud, maximální velikost by neměla překročit 5A. Dosadím do rovnice (3.7):

$$V_Q = R_{DS(ON)} \cdot I_{OUT} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 0,05V$$

Obdobně vypočítáme úbytek napětí na diodě:

$$V_D = R_D \cdot I_{OUT} (V; \Omega, A) \quad (3.8)$$

kde R_D je odpor diody, jeho reálná velikost by se měla pohybovat okolo 25m Ω . I_{OUT} je výstupní proud. Dosadím do rovnice (3.8):

$$V_D = R_D \cdot I_{OUT} = 25 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 0,125V$$

Nyní si z rovnice (3.6) vyjádřím střídu D :

$$D = 1 + \frac{V_Q - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} = 1 + \frac{0,05 - 6}{12 + 0,125} = 0,509 (-; V, V, V, V) \quad (3.9)$$

3.4.2 Výpočet indukčnosti obvodu, určení frekvence spínání

Cívka je jednou ze dvou součástí obvodu, ve které dochází k akumulaci energie. *Obr. 3b*) nám dává najevo jak se mění proud cívky při spínání obvodu. Kolísání proudu cívky je ekvivalentní této rovnici [5]:

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} (V; H, A, s) \quad (3.10)$$

kde $V_L(t)$ vyjadřuje závislost napětí na čase, L je indukčnost cívky a $\frac{di_L(t)}{dt}$ je změna proudu v závislosti na čase. Je-li $V_L(t)$ konstantní, musí být $\frac{di_L(t)}{dt}$ taky konstantní. Proto se proud cívky

mění vždy v konstantním poměru. Při určení indukčnosti jsou pro nás důležité dvě hodnoty proudů, těmi jsou I_L (průměrný indukční proud) a Δi_L (zvlněný indukční proud). Proud I_L musí být větší než Δi_L , při nesplnění této podmínky klesá I_L na nulu a převodník bude pracovat v diskontinuálním režimu vedení, což pro náš převodník nevhodné. Musíme tedy splnit tuto podmínku [5]:

$$\bar{I}_L > \Delta i_L(A; A) \quad (3.11)$$

Vyjádřím jednotlivé proudy [5]:

$$\frac{I_{OUT}}{1-D} > \frac{D \cdot V_{IN}}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (A, -, -, V, Hz, H) \quad (3.12)$$

kde f_s je frekvence spínání. Frekvenci spínání mohou u IO LM3488 volit v rozmezí 100kHz až 1MHz. Při velmi vysoké frekvenci spínání se mohou dopracovat na velmi malou hodnotu indukčnosti, což je nevhodné z hlediska vysokého zvlnění proudu na vstupu měniče. Proto zvolím rozumný kompromis mezi velikostí cívky a spínací frekvencí, volím tedy hodnotu $f_s = 400\text{kHz}$. Nyní mohu ze vztahu (3.12) vyjádřit indukčnost obvodu L a dosadit [5]:

$$L > \frac{D(1-D) \cdot V_{IN}}{2 \cdot I_{OUT} \cdot f_s} > \frac{0,509 \cdot (1 - 0,509) \cdot 6}{2 \cdot 5 \cdot 400 \cdot 10^3} > 37,488\mu\text{H} \quad (3.13)$$

Hodnota cívky musí mít pro danou spínací frekvenci $f_s = 400\text{kHz}$ minimální velikost 37,488 μH . Pro další výpočty je vhodné vyjádřit hodnotu zvlněného indukčního proudu Δi_L [5]:

$$\Delta i_L = \frac{D \cdot V_{IN}}{2 \cdot f_s \cdot L} = \frac{0,509 \cdot 6}{2 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 37,488 \cdot 10^{-6}} = 101,833\text{mA} \quad (3.14)$$

3.4.3 Dimenzování výstupní diody

Z obr. 7 jsme schopni určit proud procházející přes diodu. Proud protékající diodou je průměrný zatěžovací proud a maximální proud diody je špičkový proud. Dioda musí být dimenzována proud vyšší než špičkový, ten lze vypočítat z následujícího vzorce [5]:

$$I_{D(PEAK)} = \frac{I_{OUT}}{(1-D) + \Delta i_L} = \frac{5}{(1 - 0,509) + 0,101833} = 8,434\text{A} \quad (3.15)$$

Nejvyšší napětí zvyšujícího měniče odpovídá napětí na výstupu. Dioda musí být schopna pracovat s výstupním napětím, což je v našem případě $V_{OUT} = 12\text{V}$. Pro zvýšení efektivity a snížení ztrát převodníku je doporučena Schottkyho dioda.

3.4.4 Dimenzování výkonového tranzistoru

Výběrem tranzistoru přímo ovlivňujeme účinnost měniče. Nejdůležitější parametry pro výběr tranzistoru jsou:

1. Minimální práh napětí $V_{TH(MIN)}$
2. Odpor v průchozím stavu $R_{DS(ON)}$
3. Celkový náboj gate Q_g
4. Vstupní kapacita C_{RSS}
5. Napětí mezi piny drain a source $V_{DS(MAX)}$

Napětí na tranzistoru v rozepnutém stavu se přibližně rovná výstupnímu napětí. Napětí $V_{DS(MAX)}$ musí být větší než výstupní napětí.

Ztrátový výkon tranzistoru lze rozdělit na ztráty vedením P_{COND} a přepínací ztráty P_{DRIVE} . Hodnota $R_{DS(ON)}$ přímo ovlivňuje ztráty vedením, je vhodné vybrat tranzistor s co nejmenší hodnotou odporu v průchozím stavu $R_{DS(ON)}$. Pro výpočet ztrát použijeme jednu ze základních rovnic pro výpočet výkonu:

$$P_{COND} = R \cdot I^2 \text{ (W; } \Omega, A^2) \quad (3.16)$$

Rovnici (3.16) přizpůsobíme našemu případu, maximální ztrátový výkon se tedy rovná [5]:

$$P_{COND(MAX)} = \left[\left(\frac{I_{OUT}}{1 - D_{MAX}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{3} \right)^2 \right] D_{MAX} \cdot R_{DS(ON)} \text{ (W; } A^2, A^2, -, \Omega) \quad (3.17)$$

kde D_{MAX} je maximální střída, kterou vypočítáme z minimálního vstupního napětí $V_{IN(MIN)} = 5,5V$ [5]:

$$D_{MAX} = 1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}} = 1 - \frac{5,5}{12} = 0,542 \quad (3.18)$$

Nyní mohu dosadit do rovnice (3.17):

$$\begin{aligned} P_{COND(MAX)} &= \left[\left(\frac{I_{OUT}}{1 - D_{MAX}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{3} \right)^2 \right] \cdot D_{MAX} \cdot R_{DS(ON)} = \\ &= \left[\left(\frac{5}{1 - 0,542} \right)^2 + \left(\frac{0,101}{3} \right)^2 \right] \cdot 0,542 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 0,646W \end{aligned}$$

Spínání a rozpínání přechodu tranzistoru probíhá v řádu desítek nanosekund. C_{RSS} a Q_g jsou potřebné pro určení okamžitého ztrátového výkonu, který se vyskytuje právě během spínání a rozpínání tranzistoru. Pro hodnotu celkového náboje brány volím méně příznivou hodnotu $Q_g = 500nC$. Proud potřebný k otočení tranzistoru I_G lze vypočítat z následující vzorce [5]:

$$I_G = Q_g \cdot f_S = 500 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^3 = 0,2A \quad (3.19)$$

Stejnoseměrné spínací ztráty jsou potom rovny součinu spínací frekvence f_S , celkového náboje brány Q_g a řídicímu napětí V_{DR} integrovaného obvodu LM3488. Výrobce udaná hodnota je rovna vstupnímu napětí $V_{IN} = V_{DR} = 6V$ [5]:

$$P_{DRIVE} = f_S \cdot Q_g \cdot V_{DR} = 400 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot 6 = 1,2W \quad (3.20)$$

3.4.5 Dimenzování vstupních a výstupních kondenzátorů

Vzhledem k umístění cívky na vstupu převodníku je průběh vstupního proudu spojitý, trojúhelníkového tvaru, což je znázorněno na *obr.3b*). Prostřednictvím cívky je zajištěno, že je vstupní tranzistor připojen na nepatrně zvlněný proud. Platí ale pravidlo, že čím je hodnota vstupního kondenzátoru menší, tím je zvlnění na vstupu obvodu vyšší. Efektivní hodnota proudu na vstupním kondenzátoru je dána vztahem [5]:

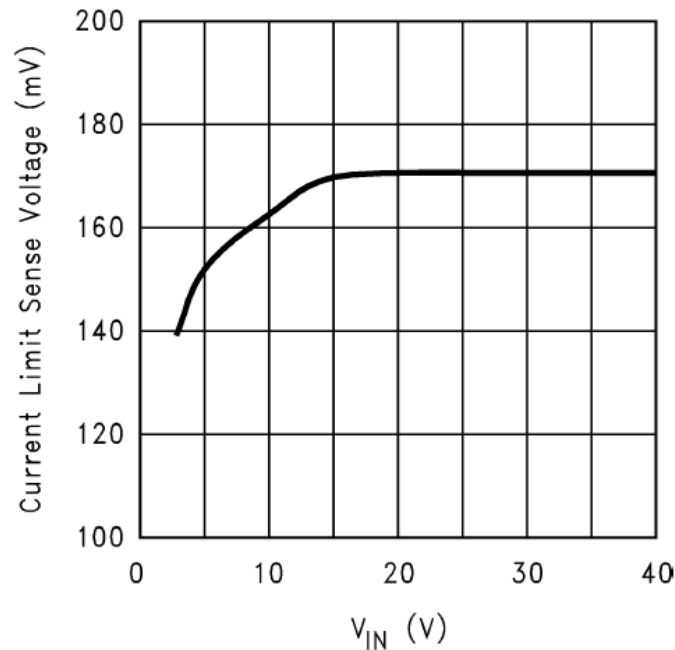
$$I_{CIN(RMS)} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{3}} = \frac{0,101833}{\sqrt{3}} = 58,794mA \quad (3.21)$$

Výstupním kondenzátor ve spínaném zvyšujícím měniči je při rozepnutém tranzistoru jediným zdrojem výstupního proudu, viz *obr. 4a*). Proto je výstupní kondenzátor připojen na velmi zvlňný proud, tento kondenzátor musí být dimenzován na maximální efektivní hodnotu proudu v obvodu. Efektivní hodnotu proudu na výstupu kondenzátoru jsme schopni vypočítat pomocí této rovnice [5]:

$$I_{COUT(RMS)} = \sqrt{(1-D) \left[I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]} = \sqrt{(1-0,509) \left[5^2 \frac{0,509}{(1-0,509)^2} + \frac{0,101^2}{3} \right]} = 5,091A \quad (3.22)$$

3.4.6 Návrh bočnicku

Maximální velikost proudu na výstupu měniče může být kontrolována bočnickem, který je tvořen odporem R_{SN} . Proudové omezení nastává v případě, že napětí na odporu R_{SN} je rovné prahovému napětí V_{SENSE} . Pro určení V_{SENSE} použijeme *obr. 8*, pro vstupní napětí $V_{IN} = 6V$ je hodnota $V_{SENSE} = 155mV$.



Obr.8: Závislost řídicího napětí V_{SENSE} na vstupním napětí V_{IN} [5]

Napětí V_{SENCE} představuje maximální hodnotu řídicího signálu. Tento řídicí signál není konstantní hodnotou, jeho velikost se mění při spínání a rozpínání tranzistoru. Pro určení bočnicku R_{SN} potřebuji dále znát vnitřní napětí kompenzační rampy V_{SL} . Dle výrobce IO LM3488 [5] je pro vstupní napětí $V_{IN} = 6V$ hodnota $V_{SL} = 110mV$.

$$R_{SN} = \frac{[V_{SENSE} - (D \cdot V_{SL})]}{\left[\frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{(D \cdot V_{IN})}{(2 \cdot f_S \cdot L)} \right]} = \frac{[0,155 - (0,509 \cdot 0,11)]}{\left[\frac{5}{(1-0,509)} + \frac{(0,509 \cdot 6)}{(2 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 43 \cdot 10^{-6})} \right]} = 9,638m\Omega \quad (3.23)$$

Bočnickem bude procházet efektivní vstupní proud obvodu $I_{IN(RMS)}$, bočník musí být na tento proud výkonově dimenzován. Proto určíme jeho ztrátový výkon:

$$P_Z = R_{SN} \cdot I_{IN(RMS)}^2 = R_{SN} \cdot (I_{IN} \sqrt{1-D})^2 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot (8,4 \cdot \sqrt{1-0,509})^2 = 0,346W \quad (3.24)$$

3.4.7 Výpočet pomocných součástek v konkrétním schématu měniče

Odpor R_C a kondenzátor C_C tvoří náhradu za regulační smyčky. Jejich velikost určím dle výrobce IO LM3488 [5], takto: $R_C = 4,7k\Omega$ a $C_C = 100nF$.

Velikostí odporu R_{FA} jsme schopni nastavit spínací frekvenci $f_S = 400kHz$. Tento odpor musí být zapojen mezi pinem číslo 7 (obr. 6) a zemí. Spínací frekvenci lze nastavit 100kHz až 1Mhz. Pro určení potřebujeme znát délku jedné periody $T_{OFF(SYNC)}$:

$$T_{OFF(SYNC)} = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{400 \cdot 10^3} = 2,5\mu s \quad (3.25)$$

Tab. 3: Rozsah odporů pro danou $T_{OFF(SYNC)}$ [5]

$T_{OFF(SYNC)}$ (μs)	R_{FA} rozsah ($k\Omega$)
1	5 až 13
2	20 až 40
3	40 až 65
4	55 až 90
5	70 až 110
6	85 až 140
7	100 až 160
8	120 až 190
9	135 až 215
10	150 až 240

Dle tab. 3 volím $R_{FA} = 40kHz$.

Odpor R_{F1} a R_{F2} tvoří napěťový dělič ve zpětné vazbě IO LM3488. Jejich hodnoty musí být takové, aby na pinu číslo 3 bylo napětí 1,26V. Dle doporučení výrobce je vhodné zvolit jejich velikosti v řádu desítek kiloohmů. Tento odporový dělič určím pomocí této rovnice [5]:

$$V_{OUT} = 1,26 \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{F1}} \right) (V; V, \Omega, \Omega) \quad (3.26)$$

Z rovnice (3.26) jsem schopný určit poměr mezi odpory:

$$R_{F2} = \left(\frac{V_{OUT}}{1,26} - 1 \right) \cdot R_{F1} (\Omega; V, V, \Omega) \quad (3.27)$$

Hodnotu odporu volím: $R_{F1} = 10k\Omega$ a dosadím do rovnice (3.27):

$$R_{F2} = \left(\frac{V_{OUT}}{1,26} - 1 \right) \cdot R_{F1} = \left(\frac{12}{1,26} - 1 \right) \cdot 10 \cdot 10^3 = 85,238k\Omega.$$

Kondenzátor C_{SN} je připojen mezi zpětnou vazbu IO LM3488 a zemí, používá se pro redukcii šumu. Výrobcem [5] udávaná hodnota tohoto kondenzátoru je $C_{SN} = 100pF$.

4 VOLBA KONKRÉTNÍCH SOUČÁSTEK

Výběr součástek bude proveden na základě *kap. 3*, ve které jsem provedl dimenzování zvyšujícího měniče. Zvyšující měnič budu konstruovat pomocí součástek v provedení SMD. V tomto provedení budou použity všechny součástky krom cívky, u které to v tomto konkrétním případě není konstrukčně možné. Výběr součástek je proveden na základě výrobců součástek pocházejících z [9], [10], [11] a [12].

4.1 Výběr tranzistoru

Vybírám N-kanálový MOSFET tranzistor, musí být dimenzován na minimální hodnotu výstupního napětí V_{OUT} , vzhledem k jeho ztrátám je vhodný tranzistor s malým odporem $R_{DS(ON)}$ a co nejmenší vstupní kapacitou C_{IN} . Provedení tranzistoru bude v pouzdru DPAK (*obr. 9*). V *tab. 4* je srovnáno několik vhodných tranzistorů:

Tab. 4: Srovnání vhodných tranzistorů

TRAN.	IPB80N06S3L-06	IPB80N06S3-07	IPB25N06S3-25	NTD80N02	NTD20N03	NTD20N03
I_D (A)	80	80	25	80	20	20
V_{DS} (V)	55	55	55	24	30	30
$R_{DS(ON)}$ (m Ω) při 6V	6,5-7,5	13-20	40-55	7	20-25	20-25
C_{IN} (pF)	9417	7768	1862	2250	1260	1260

Vzhledem k velikosti odporu $R_{DS(ON)}$ a vstupní kapacitě C_{IN} volím tranzistor NTD80N02. Svým proudovým a napět'ovým rozsahem také samozřejmě vyhovuje pro funkci spínaného zvyšujícího měniče.



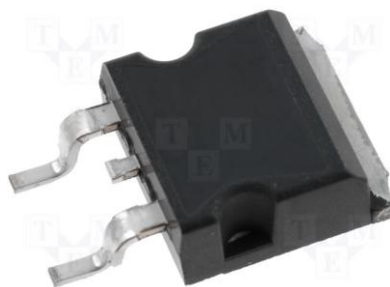
Obr. 9: Pouzdro DPAK [10]

4.2 Výběr diody

Vybírám Schottkyho diodu, která je dimenzovaná na maximální špičkový proud obvodu $I_{D(PEAK)}$ (3.15) a na výstupní napětí U_{OUT} . Vzhledem ke ztrátám diody vybírám součástku s co nejmenší kapacitou C a malým vnitřním odporem R_T . Pouzdro diody bude opět v provedení D2PAK (obr. 10). V tab. 5 je srovnáno několik vhodných diod, volím diodu VS-20L15TSPBF.

Tab. 5: Srovnání vhodných diod

	MBRB4030G	VS-20L15TSPBF	VS-12TQ045SPBF	MBRS1545CT
$I_{F(AV)}$ (A)	30	15	15	15
V_R (V)	40	20	34-45	45
R_T (m Ω)	-	7,6	-	-
C (pF)	1500	2000	900	1000



Obr. 10: Pouzdro D2PAK [10]

4.3 Výběr bočnicku

V kap. 3.3.6 jsem určil velikost odporu a ztrátový výkon bočnicku, na základě předešlých výpočtů tedy volím bočník R_{SN} :

Součástka RA-2010-FZ-R010ELZ, POWER. Hodnota odporu je 10m Ω , velikost maximálního ztrátového výkonu je $P_Z = 1W$. Součástka je vyrobena v pouzdru R2010.

4.4 Výběr ochrany na výstupu měniče

Na výstupu obvodu je vhodné umístit součástku, která bude obvod připojený na měnič chránit před napěťovými špičkami. Vybírám součástku transil, typ: SMBJ15CA (pouzdro SMB) - ochrana se aktivuje při 15V. Transil je v provedení bipolar, což znamená, že chrání obvod proti přepětí v obou směrech, při přetížení se nepřerušuje, ale zkratuje, tím chrání připojené obvody před přetížením.

4.5 Indikace provozu měniče

Pro indikaci provozu měniče použiji SMD LED diodu, připojenou na výstupu měniče. Volím LED diodu, typ LED CHIPLED 5 NM 1206 SMD (patice 1206). Aby nedošlo k napěťovému přetížení diody, je nutné před diodu zapojit odpor $R_{LED} = 1k\Omega$ (tab. 6).

4.6 Výběr odporů

Tab. 6: Výběr odporů

Ozn. ve schématu	Vypočtená hodnota	Vybraná hodnota	Použitá součástka	Pouzdro
R_C	4,7k Ω	4k7	R0805-4701	R0805
R_{FA}	40k Ω	39k	R0805-3902	R0805
R_{F1}	10 k Ω	10k	R0805-103	R0805
R_{F2}	85,238 k Ω	Sériově odpory 82k a 3k3	R0805-8202 R0805-3301	R0805
R_{LED}	1k Ω	1k	R0805-102	R0805

4.7 Výběr cívky

V Kap. 3.3.2 jsme určili minimální hodnotu indukčnosti $L > 37,488\mu\text{H}$ (3.13). Volím tedy cívku 2309-H-RC1130 o indukčnosti $L = 43\mu\text{H}$. Součástka je dodávána v pouzdru ED26.

4.8 Výběr kondenzátorů

Jako vstupní a výstupní kondenzátor je zvolen elektrolytický kondenzátor, typ: NICHICON - UCL1C821MNL1GS - CAPACITOR ALUM ELEC, 820UF, 16V, SMD.

Jeden kondenzátor bude umístěn na vstupu a čtyři kondenzátory budou umístěny v paralelní kombinaci na výstupu obvodu. Relativně vysoká kapacita C_{OUT} na výstupu bude napomáhat nízkému zvlnění výstupního proudu měniče.

$$C_{OUT} = 4 \cdot 820\mu\text{F} = 3,28\text{mF} \quad (4.1)$$

Na vstup IO LM3488 je vhodné umístit blokovací kondenzátor, umístěný mezi pinem 8 (Obr. 6) a zemí. Tento kondenzátor filtruje vysoké frekvence na vstupu IO LM3488, dle [4] volím jeho velikost $C_{OFF} = 100\text{nF}$. V tab. 7 uvádím přehled vybraných kondenzátorů:

Tab. 7: Výběr kondenzátorů

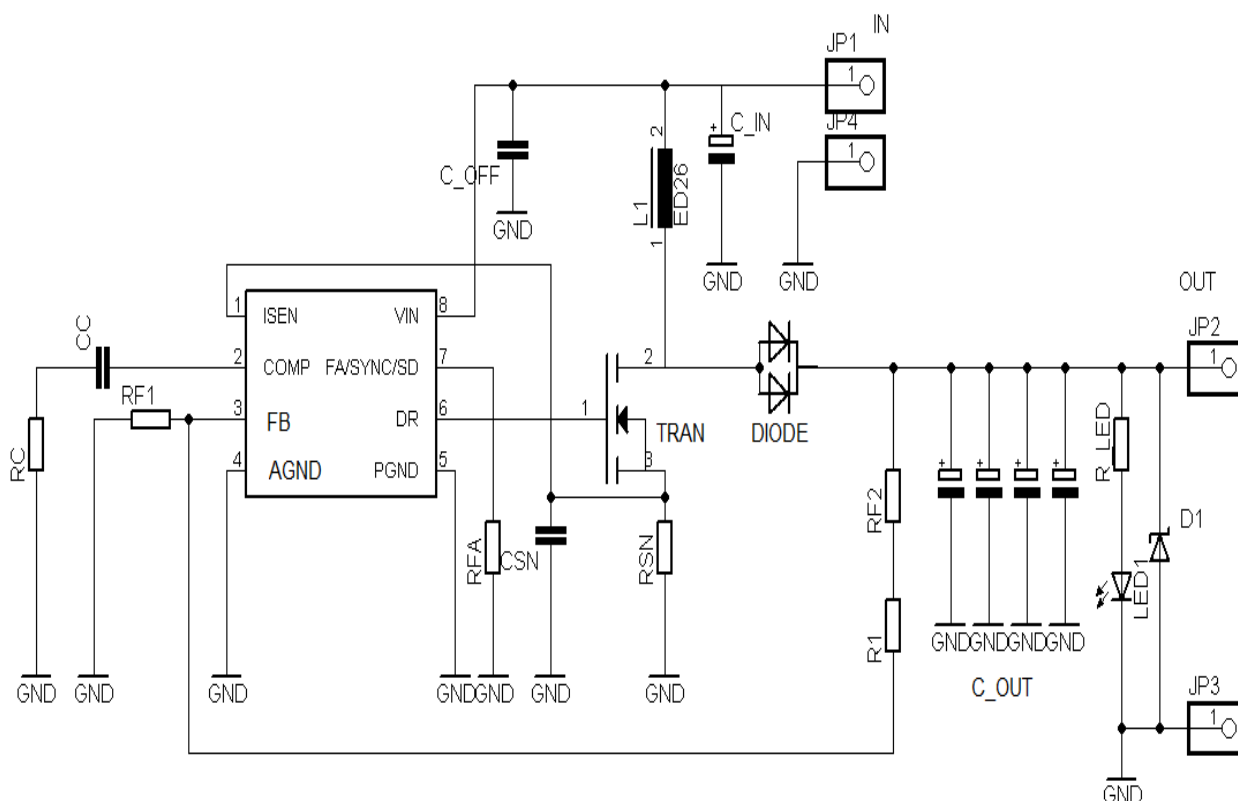
Ozn. ve schématu	Vypočtená hodnota	Vybraná hodnota	Použitá součástka	Pouzdro
C_{IN}	-	820 μF	UCL1C821MNL1GS	1012
C_{OUT}	-	3,28mF	4ks UCL1C821MNL1GS	1012
C_{OFF}	100nF	100nF	KNH21104-3AA	R0805
C_{SN}	100pF	100pF	KNH21101-3AA	R0805
C_C	100nF	100nF	KNH21104-3AA	R0805

5 SESTAVENÍ MĚNIČE

Ve předešlé kapitole byl proveden výběr součástek, můžeme tedy přejít k samotnému sestavení měniče.

5.1 Tvorba schémat

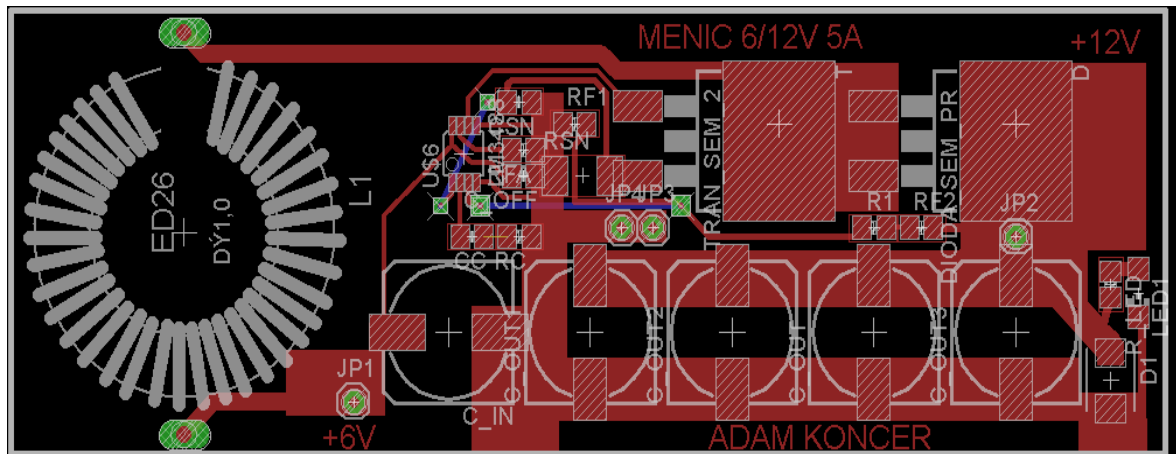
Základem pro tvorbu elektrického schématu je *obr. 7* doplněný o některé nezbytné součástky. Schémata byla vytvořena v programu EAGLE 5.11.0 od společnosti CADSOFT. Jako první jsem nakreslil skutečné blokové schéma zapojení měniče (*obr. 11*). Při vkládání součástek je nutné vybrat správné patice součástek.



Obr.11: Skutečné schéma zapojení měniče

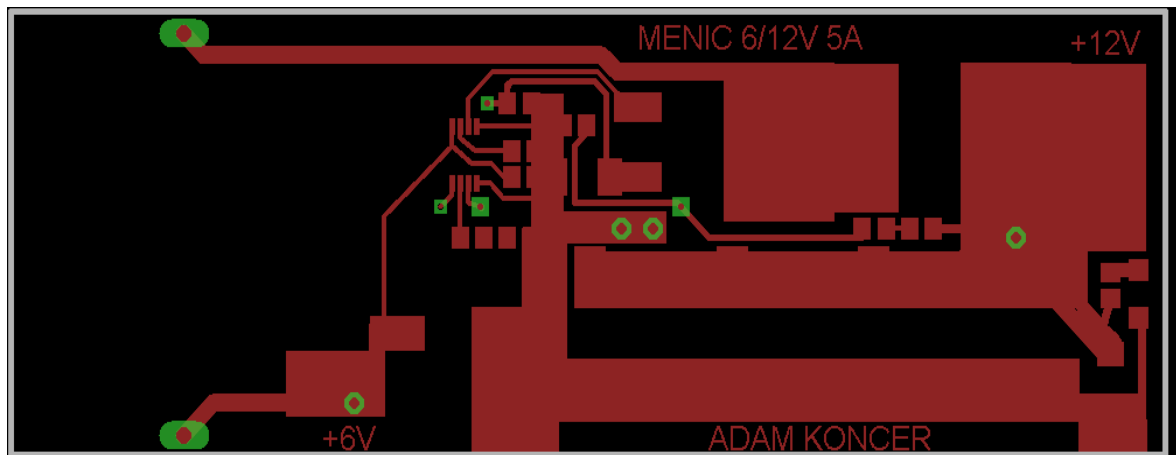
V další fázi návrhu měniče jsem v programu EAGLE převedl skutečné schéma zapojení měniče ve schéma plošných spojů (*obr. 12,13*). Schéma plošných spojů koresponduje se skutečným schématem zapojení v pořadí vstup-řídící obvod-výstup. Pro správnou funkci měniče je nutné, aby smyčka tvořená tranzistorem, diodou, výstupními kondenzátory a snímacím odporem R_{SN} byla co nejmenší, čímž nedochází ke zbytečným ztrátám vedením (dány indukčností trasy na plošném spoji). Ze stejného důvodu je vhodné umístit řízení obvodu (IO LM3488) co nejblíže k tranzistoru. Součástky tranzistor a dioda jsou největšími zdroji tepla, proto jsem volil jejich umístění na kraji obvodu tak, aby svou teplotou co nejméně ovlivňovali ostatní součástky. Za diodou je vytvořený pájecí PAD pro případné přidání chladiče.

Obvod je zredukován na co nejmenší velikost, bude vyleptán desku o velikosti 93x32mm.



Obr.12 : Schéma plošných spojů včetně obrysů součástek

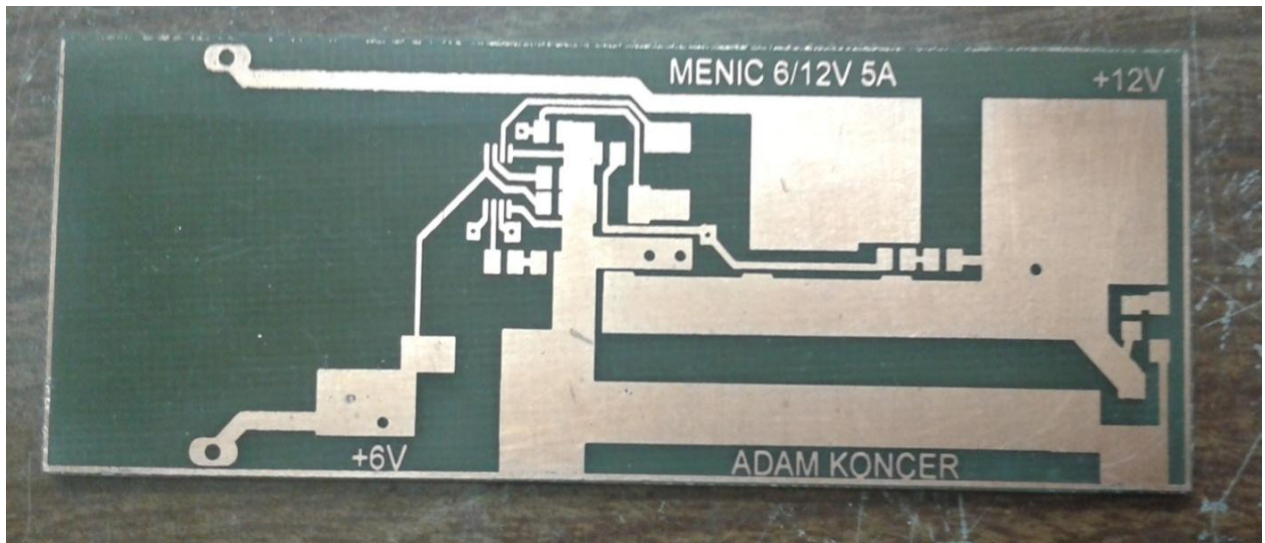
Na obr. 13 vidíme navržené trasy, které budou vyleptány na desku.



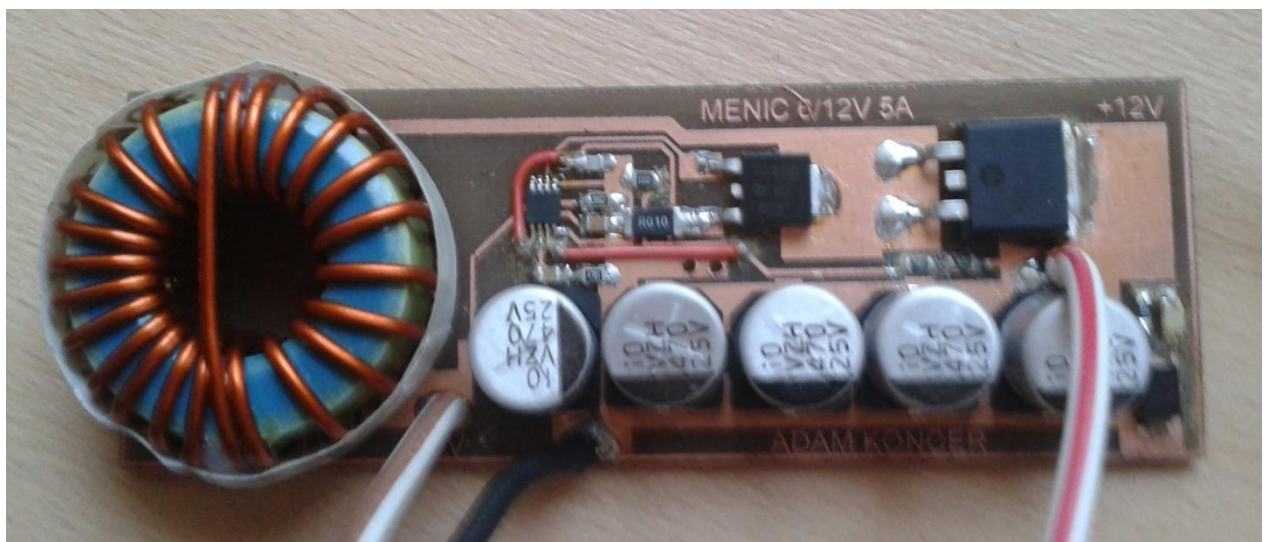
Obr.13: Schéma plošných spojů

5.2 Kompletace výrobku

Na plošnou desku jsme vyleptali schéma plošných spojů (obr. 14) a napájeli jednotlivé součástky. Pájení bylo vhodné začít drobnými součástkami jako je IO LM3488, odpory a kondenzátory s patičí R0805 a R2010, tranzil a LED diodu. Po napájení těchto drobných součástek jsem přešel k pájení tranzistoru, diody, vstupních a výstupních kondenzátorů, cívky a vstupních a výstupních vodičů. Deska osazená součástkami je patrná na obr.15.



Obr. 14: Deska před osazením



Obr. 15: Konečný výrobek

6 ZATĚŽOVACÍ ZKOUŠKA MĚNIČE

Na osazeném měniči provedeme zatěžovací zkoušku, bude provedeno měření vstupních a výstupních hodnot proudů, napětí a měření zkreslení. Z naměřených hodnot určíme účinnost měniče při různých zátěžích.

Dále bude měnič důkladně testován pro jmenovité zatížení $P_{OUT} = 50W$.

Účinnost měniče je dána následujícím vzorcem:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \cdot 100 \text{ (-; W, W)} \quad (6.1)$$

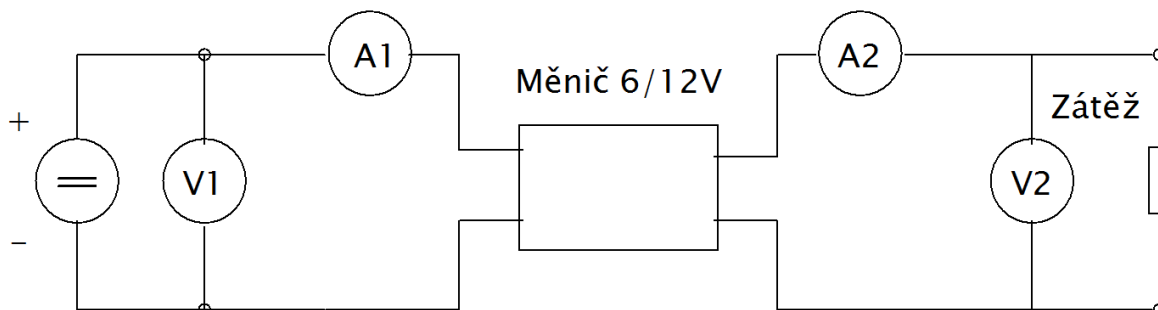
kde P_{OUT} je výstupní výkon měniče a P_{IN} je vstupní výkon měniče. Velikosti výkonů jsou dány součinem napětí a proudu v místě měření, tedy:

$$P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN} \text{ (W; V, A)} \quad (6.2)$$

$$P_{OUT} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \text{ (W; V, A)} \quad (6.3)$$

6.1 Schéma měření

Z rovnic 6.1, 6.2 a 6.3 je patrné, že pro určení účinnosti měniče budeme měřit proudy a napětí na vstupu a výstupu. Tomu je přizpůsobeno schéma měření patrné na *obr. 16*. Zkreslení bude změřeno pomocí osciloskopu opět na vstupu a výstupu měniče.



Obr. 16: Schéma měření pro zatěžovací zkoušku

6.2 Postup měření a zpracování

- 1) Pomocí ohmmetru změříme odpor zátěže která je tvořena odporovým drátem. Měnič není konstruován na vyšší výstupní proud než $I_{OUT} = 5A$. Minimální hodnotu odporu určíme z následujícího vztahu:

$$R_Z = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{12}{5} = 2,5\Omega \quad (6.4)$$

Tento odpor by byl adekvátní, pokud by měnič pracoval beze ztrát. Vzhled ke ztrátám na měniči je nutné uvažovat tento odpor poněkud vyšší, odhadem $3,5\Omega$.

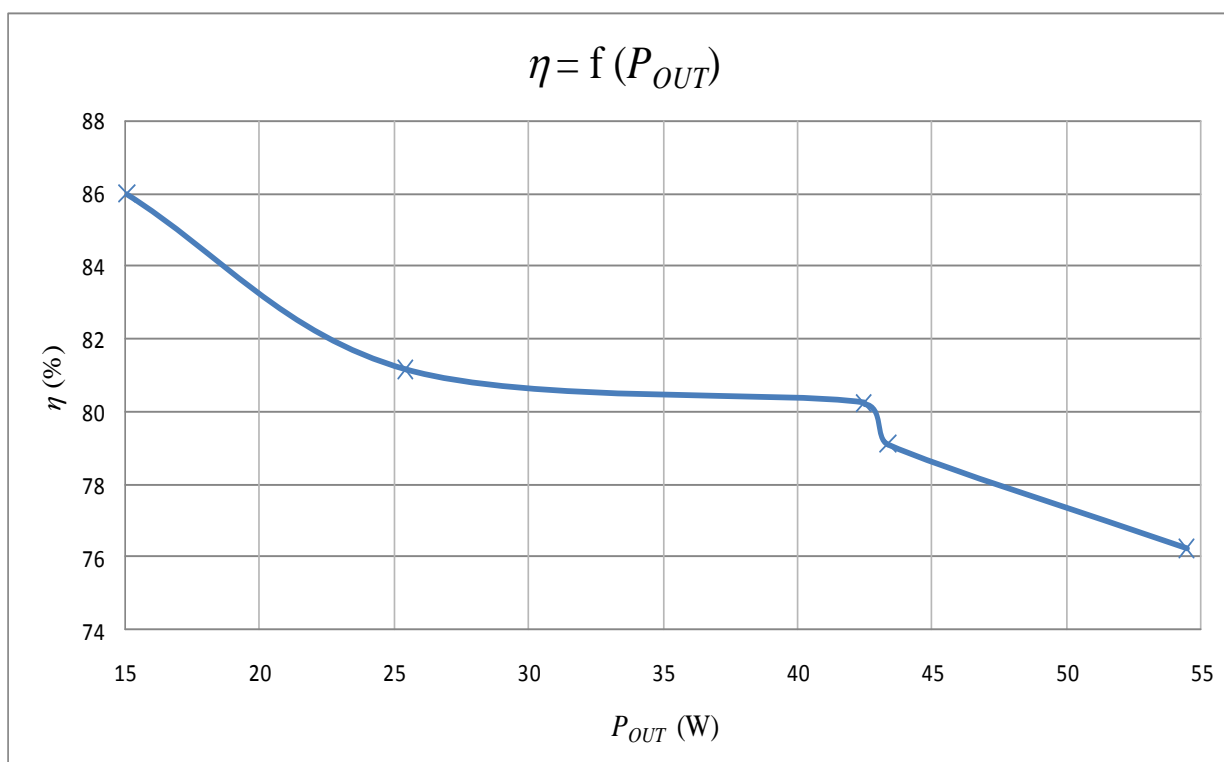
- 2) Dle *obr. 16* zapojíme měřící obvod. Začínáme měřením při vyšším zatěžovacím odporu, tedy při nižším výstupním proudu. Vizuálně kontrolujeme měnič, chod měniče signalizuje LED dioda. Na osciloskopu sledujeme průběhy napětí na vstupu a na výstupu.

- 3) Měření opakujeme pro pět různých zátěží až po jmenovité zatížení.
- 4) Naměřené hodnoty zapišeme do *tab. 8* a určíme účinnost měniče.
- 5) Vstupní, výstupní výkon a účinnost jsme vypočítáme dosazením do rovnic 6.1, 6.2 a 6.3. Dále budou vypracovány grafy, na kterých bude patrna závislost účinnosti η na výstupním výkonu P_{OUT} , závislost výstupního napětí V_{OUT} na výstupním proudu I_{OUT} , závislost vstupního výkonu P_{IN} na výkonu výstupním P_{OUT} a závislost zatěžovacího odporu R_Z na výstupním výkonu P_{OUT} .
- 6) Přiložíme záznam z osciloskopu - zkreslení vstupního proudu a výstupního napětí.

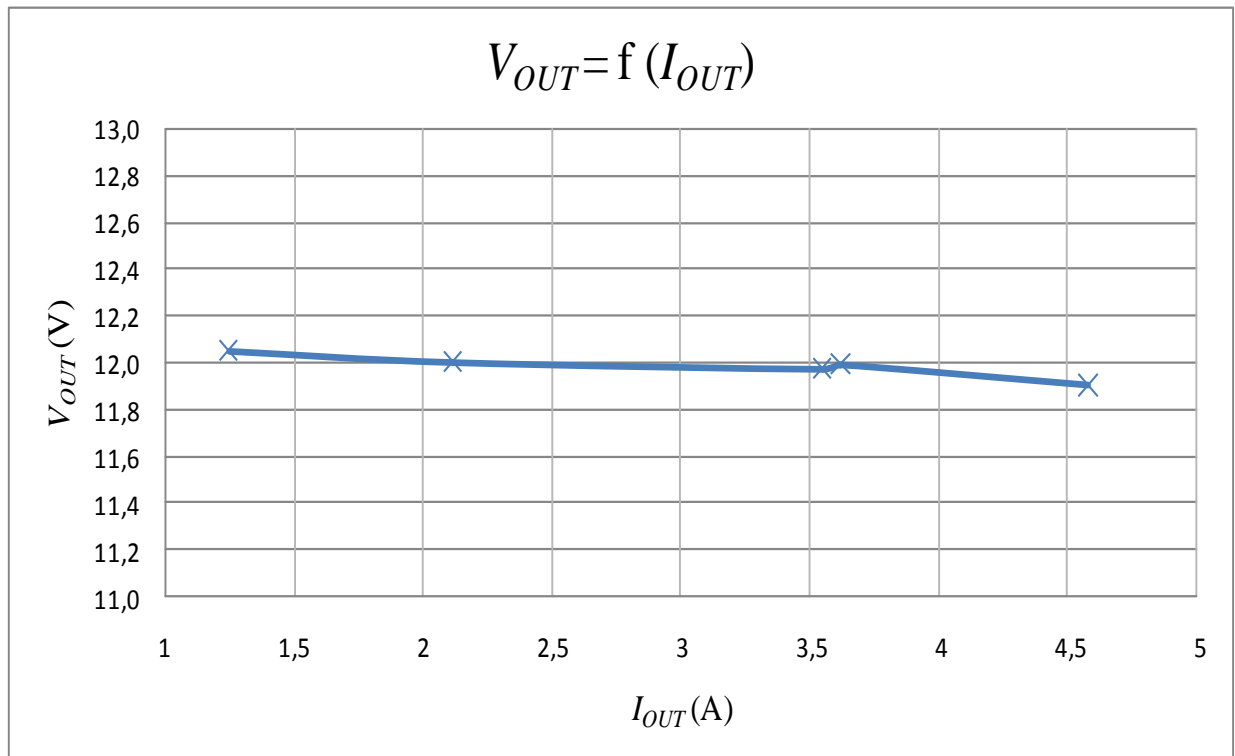
6.3 Naměřené hodnoty

Tab. 8: Naměřené hodnoty při zatěžovací zkoušce na měniči

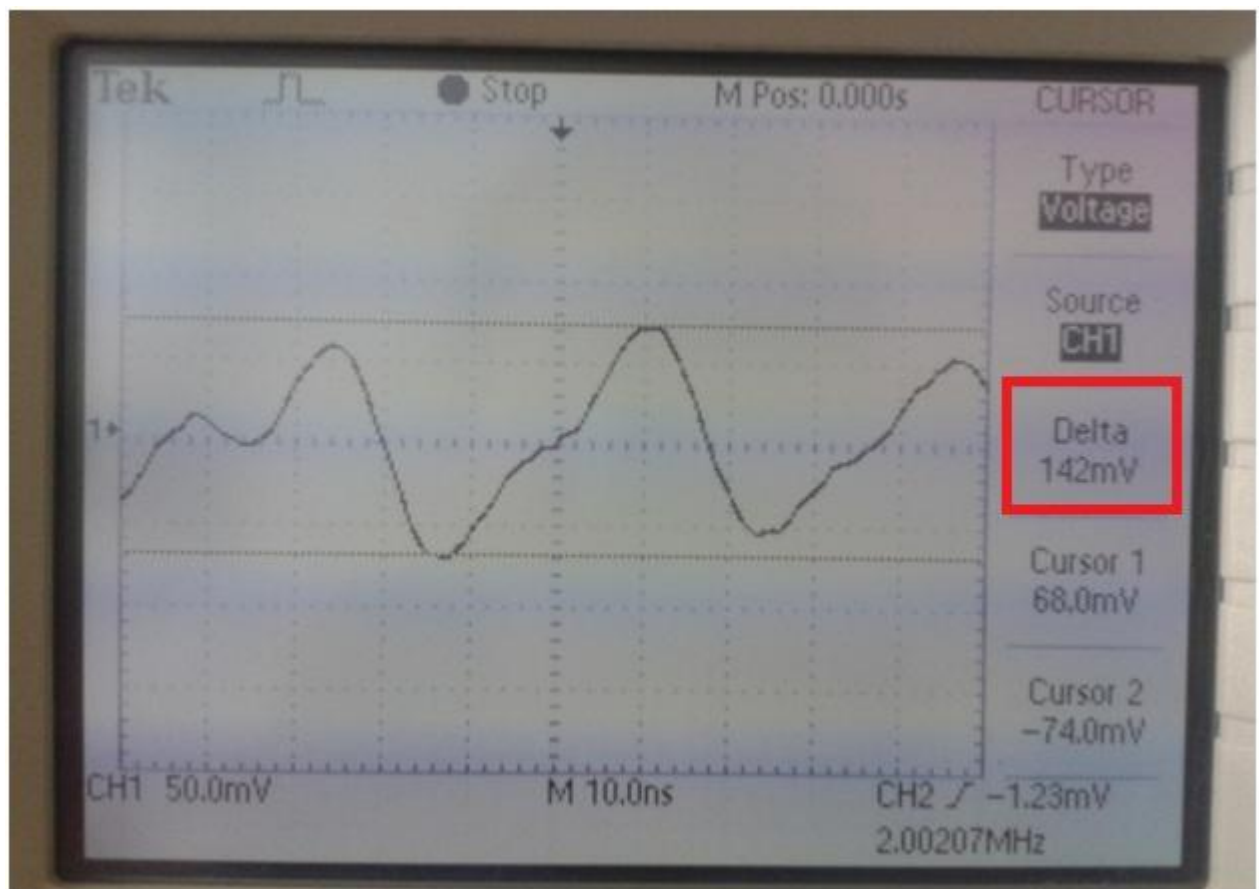
R_Z (Ω)	V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	η (%)
10,1	6,04	2,9	17,516	12,05	1,25	15,06	85,99
6,7	6,03	5,2	31,356	12,00	2,12	25,44	81,13
4,5	6,02	8,8	52,976	11,97	3,55	42,49	80,21
3,7	6,03	9,1	54,873	11,99	3,62	43,40	79,10
3,5	6,01	11,9	71,519	11,90	4,58	54,50	76,21



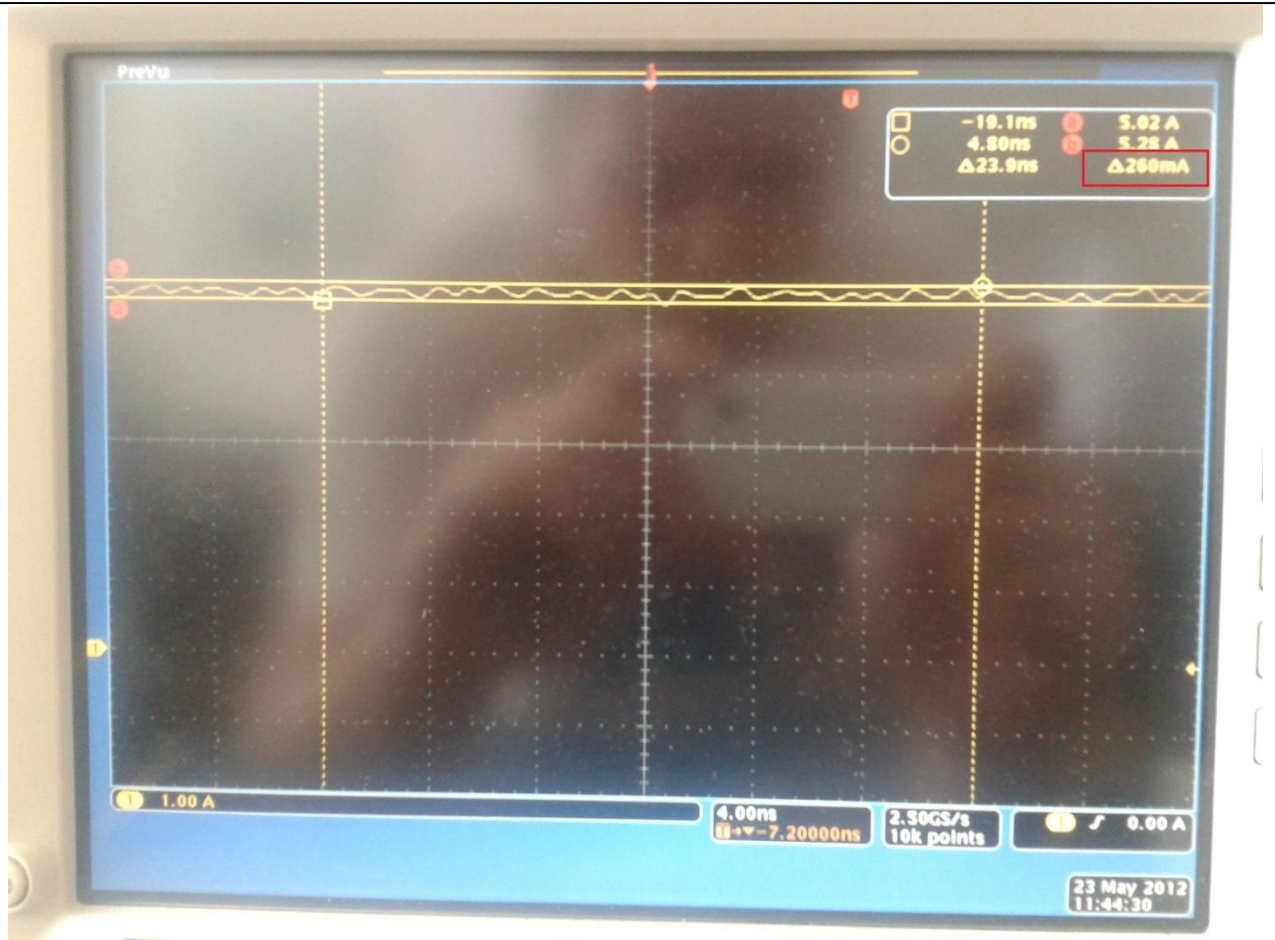
Obr. 17: Graf závislosti účinnosti měniče v závislosti na výstupním výkonu



Obr. 18: Graf závislost výstupního napětí na výstupním proudu



Obr. 19: Zvlnění výstupního napětí

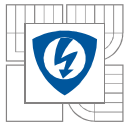


Obr. 20: Zvlnění vstupního proudu

6.4 Použité přístroje

Tab. 9: Použité přístroje při zatěžovací zkoušce

Označení přístroje	Typ přístroje	Výrobce, typ	Evidenční číslo	Rozsah	Pozn.
=	SS zdroj	Statron, typ 323401	0111009	0-32V 0-24A	
V1	Multimetr	UNI-T, typ UT39A	1100797758	0-1000V 0-10A	
A1	Multimetr	Metex, typ 0-3800	0201631	0-1000V 0-20A	
V2	Multimetr	UNI-T, typ UT39A	1100797761	0-1000V 0-10A	
A2	Multimetr	UNI-T, typ UT803	1060413151	0,6-1000V 0-10A	Použit i pro měření R_Z
osc	Osciloskop	Tektronix, typ DPO4054	C021314		



7 ZÁVĚR

Bakalářskou práci "konstrukčního typu" jsem si vybral z toho důvodu, že rád řeším konkrétní technické zadání od návrhu až po samotnou realizaci. Nikdy před tímto projektem jsem žádné elektronické zařízení nenavrhoval a nekonstruoval, tvorbou této bakalářské práce jsem získal spoustu nových dovedností a zkušeností. Získal jsem výborný přehled, kolik práce stojí za tvorbou takového zařízení.

V bakalářské práci jsem se zabýval dimenzováním a vlastní konstrukcí spínaného zvyšujícího měniče. Navrženou desku plošných spojů jsem osadil vhodnými součástkami a následovně jsem ji oživil. Na hotovém výrobku jsem provedl zatěžovací zkoušku, čímž jsem splnil všechny body zadání bakalářské práce.

K posouzení chodu měniče nám poslouží přiložené grafy, na *obr. 17* pozorujeme závislost účinnosti na odebíraném výkonu, účinnost při rostoucím zatížení klesá a pohybuje se v rozmezí 86% až 76%, což považuji za velmi slušný výsledek. Nepatrně vyšších hodnot dosahují sériově vyráběné měniče.

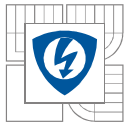
Na *obr. 18* pozorujeme závislost výstupního napětí na výstupním proudu. Z grafu je patrná tvrdost zdroje, výstupní napětí se při rostoucím zatížení snižuje jen minimálně. Tato vlastnost je velmi důležitá pro správný chod zařízení, které je připojeno na měnič. Toto zařízení nebude trpět poklesem napětí při zvýšení odběru, čímž zaručíme jeho bezproblémový chod.

Na *obr. 19* vidíme zvlnění výstupního napětí, které díky relativně vysoké spínací frekvenci f_S , vhodné zvolené indukčnosti L a vysoké výstupní kapacitě C_{OUT} dosahuje velmi malé hodnoty ($\Delta U_{OUT\ p-p} = 142\text{mV}$).

Obr. 20 je záznam z měření zvlnění vstupního proudu osciloskopem. Změřené zvlnění proude je $\Delta I_{OUT\ p-p} = 260 - 400\text{mA}$ (dle zatížení měniče). Napájecí zdroj měniče tedy nebudeme zatěžovat velikým proudovým zvlněním.

Dimenzování a samotnou konstrukci spínaného měniče považuji za správně a vhodně provedenou. Měnič pracuje při jmenovitém zatížení s účinností $\eta = 78\%$, což považuji vzhledem k velké miniaturizaci měniče za uspokojivý výsledek. Měnič byl od začátku konstruován pro napájení autorádia, které jen nárazově odebírá vyšší výkon než 20W. Pro tuto aplikaci je měnič vhodný, při tomto zatížení pracuje s účinností cca 83% a je bezproblémově uchlazen.

Při instalaci měniče do automobilu je nutné měnič osadit pojistkou o jmenovité hodnotě $I_N = 15\text{A}$. Pro větší spolehlivost při náročných podmínkách (především při vysoké teplotě okolí) by bylo vhodné měnič osadit chladičem, který zvýší odvod tepla a zajistí tak spolehlivější a méně náročný chod zařízení.



LITERATURA

- [1] Optimalizace zatěžování solárních měničů energie v reálných provozních podmínkách, UEEN FEKT VUT v Brně, 2006. [cit. 2011-12-06]. Dostupné z WWW: <http://www.ueen.feec.vutbr.cz/laboratory-of-unconventional-energy-conversion/mereni_info.php>
- [2] PATOČKA, Miroslav: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 2, skriptum FEKT, VUT Brno (cs). [cit. 2011-12-06]. Dostupné z WWW: <https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=34773>.
- [3] PATOČKA, Miroslav: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 1, skriptum FEKT, VUT Brno (cs). [cit. 2011-12-06]. Dostupné z WWW: <https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=34772>.
- [4] Texas Instruments. WEBENCH® Power Designer: Version : 1.21 [online]. 2012 [cit. 2012-05-13]. Dostupné z: <http://www.ti.com/ww/en/analog/webench/index.shtml?DCMP=sva_webench&HQS=webench>
- [5] National Semiconductor. LM3488 : High Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulators. [online]., 2003 [cit. 2011-12-06]. Dostupné z WWW: <http://images.alldatasheet.com/semiconductor/electronic_parts/datasheet/8864/NSC/LM3488.GIF>.
- [6] KREJČÍK, Alexandr. DC/DC měniče. Praha : BEN, 2002. 112 s. ISBN 80-7300-045-8.
- [7] HAMMERBAUER, Jiří. Elektronické napájecí zdroje a akumulátory. Plzeň : Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998. 181 s.
- [8] ADÁMEK, Petr. Klasické i moderní řízení spínaných měničů. Praha , 2011. 61 s. Bakalářská práce. ČVUT Praha.
- [9] GM electronic, spol. s r. o. [online]. 1990–2011 [cit. 2011-12-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.gme.cz/>>.
- [10] Farnell, spol. [online]. 2011 [cit. 2011-12-07]. Farnell, spol. Dostupné z WWW: <<http://cz.farnell.com/>>.
- [11] Electronic Component's Datasheet Search Site [online]. 2011 [cit. 2011-12-07]. Alldatasheet.com. Dostupné z WWW: <<http://alldatasheet.com/>>.
- [12] National Semiconductor. National Semiconductor [online]. 2012 [cit. 2012-05-13]. Dostupné z: <<http://www.national.com/>>



PŘÍLOHY

<i>Příloha A: Datasheed LM3488.....</i>	<i>37</i>
<i>Příloha B: Datasheed NTD80N02.....</i>	<i>44</i>
<i>Příloha C: Datasheed VS-20L15TSPBF.....</i>	<i>49</i>

Příloha A: Datasheed LM3488



May 2003

LM3488

High Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulators

General Description

The LM3488 is a versatile Low-Side N-FET high performance controller for switching regulators. It is suitable for use in topologies requiring low side FET, such as boost, flyback, SEPIC, etc. Moreover, the LM3488 can be operated at extremely high switching frequency in order to reduce the overall solution size. The switching frequency of LM3488 can be adjusted to any value between 100kHz and 1MHz by using a single external resistor or by synchronizing it to an external clock. Current mode control provides superior bandwidth and transient response, besides cycle-by-cycle current limiting. Output current can be programmed with a single external resistor.

The LM3488 has built in features such as thermal shutdown, short-circuit protection and over voltage protection. Power saving shutdown mode reduces the total supply current to 5µA and allows power supply sequencing. Internal soft-start limits the inrush current at start-up.

Key Specifications

- Wide supply voltage range of 2.97V to 40V
- 100kHz to 1MHz Adjustable and Synchronizable clock frequency

- ±1.5% (over temperature) internal reference
- 5µA shutdown current (over temperature)

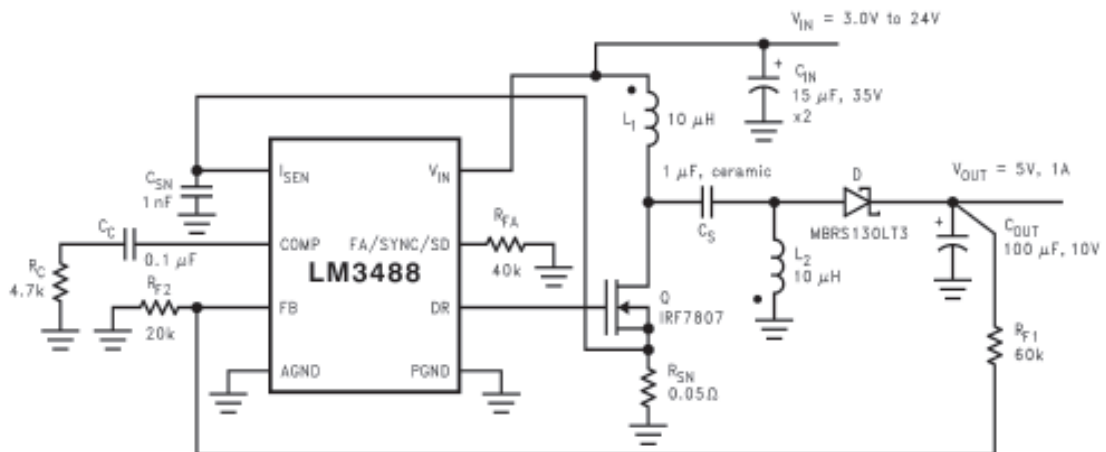
Features

- 8-lead Mini-SO8 (MSOP-8) package
- Internal push-pull driver with 1A peak current capability
- Current limit and thermal shutdown
- Frequency compensation optimized with a capacitor and a resistor
- Internal softstart
- Current Mode Operation
- Undervoltage Lockout with hysteresis

Applications

- Distributed Power Systems
- Notebook, PDA, Digital Camera, and other Portable Applications
- Offline Power Supplies
- Set-Top Boxes

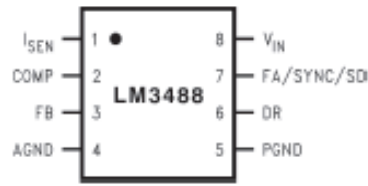
Typical Application Circuit



Typical SEPIC Converter

10120044

Connection Diagram



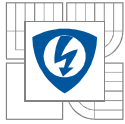
8 Lead Mini SO8 Package (MSOP-8 Package)

Package Marking and Ordering Information

Order Number	Package Type	Package Marking	Supplied As:
LM3488MM	MSOP-8	S21B	1000 units on Tape and Reel
LM3488MMX	MSOP-8	S21B	3500 units on Tape and Reel

Pin Description

Pin Name	Pin Number	Description
I_{SEN}	1	Current sense input pin. Voltage generated across an external sense resistor is fed into this pin.
COMP	2	Compensation pin. A resistor, capacitor combination connected to this pin provides compensation for the control loop.
FB	3	Feedback pin. The output voltage should be adjusted using a resistor divider to provide 1.26V at this pin.
AGND	4	Analog ground pin.
PGND	5	Power ground pin.
DR	6	Drive pin of the IC. The gate of the external MOSFET should be connected to this pin.
FA/SYNC/SD	7	Frequency adjust, synchronization, and Shutdown pin. A resistor connected to this pin sets the oscillator frequency. An external clock signal at this pin will synchronize the controller to the frequency of the clock. A high level on this pin for $\geq 30\mu s$ will turn the device off. The device will then draw less than $10\mu A$ from the supply.
V_{IN}	8	Power supply input pin.



Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
V_{FB}	Feedback Voltage	$V_{COMP} = 1.4V$, $2.97 \leq V_{IN} \leq 40V$	1.26	1.2507/1.24 1.2753/1.28	V V(min) V(max)
ΔV_{LINE}	Feedback Voltage Line Regulation	$2.97 \leq V_{IN} \leq 40V$	0.001		%/V
ΔV_{LOAD}	Output Voltage Load Regulation	I_{EAO} Source/Sink	± 0.5		%/V (max)
V_{UVLO}	Input Undervoltage Lock-out		2.85	2.97	V V(max)
$V_{UV(HYS)}$	Input Undervoltage Lock-out Hysteresis		170	130 210	mV mV (min) mV (max)
F_{nom}	Nominal Switching Frequency	$R_{FA} = 40k\Omega$	400	370 420	kHz kHz(min) kHz(max)
$R_{DS1(ON)}$	Driver Switch On Resistance (top)	$I_{DR} = 0.2A$, $V_{IN} = 5V$	16		Ω
$R_{DS2(ON)}$	Driver Switch On Resistance (bottom)	$I_{DR} = 0.2A$	4.5		Ω
$V_{DR(max)}$	Maximum Drive Voltage Swing(Note 6)	$V_{IN} < 7.2V$ $V_{IN} \geq 7.2V$	V_{IN} 7.2		V
D_{max}	Maximum Duty Cycle(Note 7)		100		%
$T_{min(on)}$	Minimum On Time		325	230 550	nsec nsec(min) nsec(max)
I_{SUPPLY}	Supply Current (switching)	(Note 9)	2.0	2.6	mA mA (max)
I_Q	Quiescent Current in Shutdown Mode	$V_{FA/SYNC/SD} = 5V$ (Note 10), $V_{IN} = 5V$	5	7	μA μA (max)
V_{SENSE}	Current Sense Threshold Voltage	$V_{IN} = 5V$	165	140/ 135 195/ 200	mV mV (min) mV (max)

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Input Voltage	45V
FB Pin Voltage	$-0.4V < V_{FB} < 7V$
FA/SYNC/SD Pin Voltage	$-0.4V < V_{FA/SYNC/SD} < 7V$
Peak Driver Output Current (<10 μs)	1.0A
Power Dissipation	Internally Limited
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Junction Temperature	$+150^{\circ}C$
ESD Susceptibility	
Human Body Model (Note 2)	2kV

Lead Temperature

MM Package

Vapor Phase (60 sec.)

Infrared (15 sec.)

215 $^{\circ}C$

220 $^{\circ}C$

DR Pin Voltage

$-0.4V \leq V_{DR} \leq 8V$

I_{LM} Pin Voltage

600mV

Operating Ratings (Note 1)

Supply Voltage

$2.97V \leq V_{IN} \leq 40V$

Junction

Temperature Range

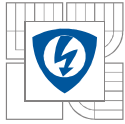
$-40^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$

Switching Frequency

$100kHz \leq F_{SW} \leq 1MHz$

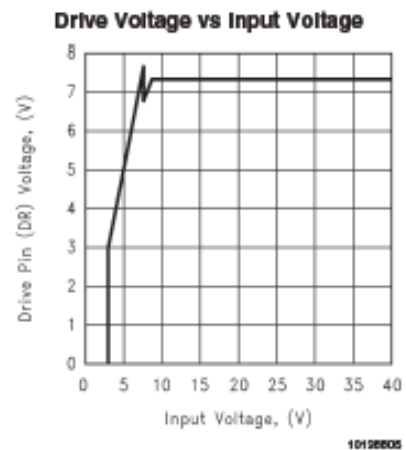
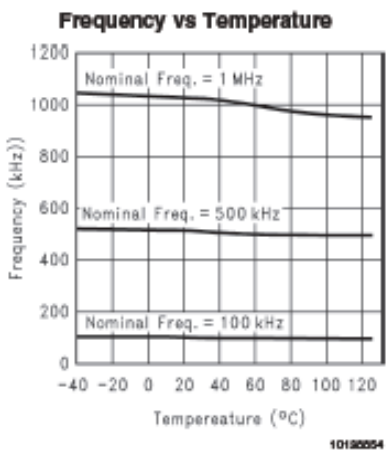
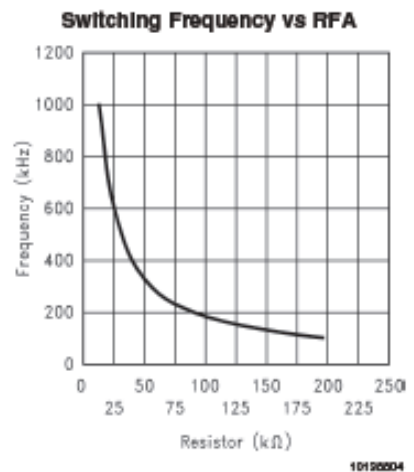
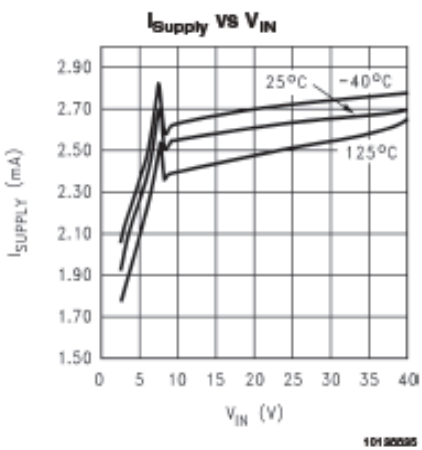
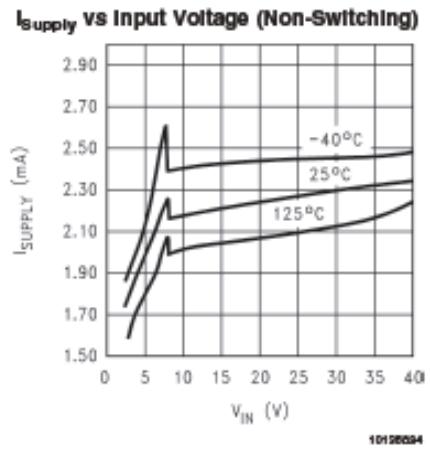
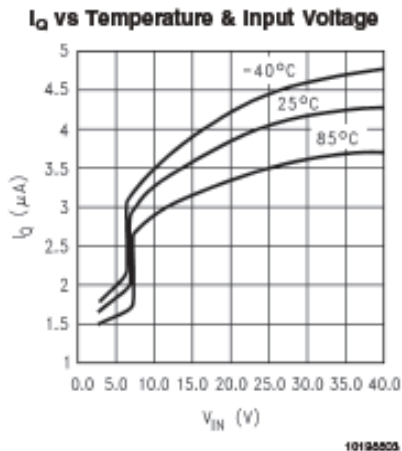
Electrical Characteristics

Specifications in Standard type face are for $T_J = 25^{\circ}C$, and in bold type face apply over the full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$, $R_{FA} = 40k\Omega$



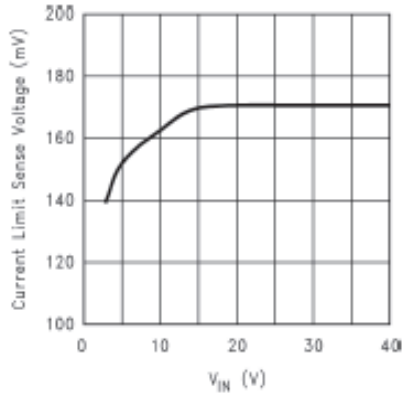
Electrical Characteristics (Continued)					
Specifications in Standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and in bold type face apply over the full Operating Temperature Range . Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12\text{V}$, $R_{FA} = 40\text{k}\Omega$					
Symbol	Parameter	Conditions	Typical	Limit	Units
V_{SC}	Short-Circuit Current Limit Sense Voltage	$V_{IN} = 5\text{V}$	325	235 395	mV mV (min) mV (max)
V_{SL}	Internal Compensation Ramp Voltage	$V_{IN} = 5\text{V}$	92	52 132	mV mV(min) mV(max)
V_{OVP}	Output Over-voltage Protection (with respect to feedback voltage) (Note 8)	$V_{COMP} = 1.4\text{V}$	50	32/ 25 78/ 85	mV mV(min) mV(max)
$V_{OVR(HYS)}$	Output Over-Voltage Protection Hysteresis(Note 8)	$V_{COMP} = 1.4\text{V}$	60	20 110	mV mV(min) mV(max)
G_m	Error Amplifier Transconductance	$V_{COMP} = 1.4\text{V}$ $I_{EAO} = 100\mu\text{A}$ (Source/Sink)	800	600/ 365 1000/ 1265	μmho μmho (min) μmho (max)
A_{VOL}	Error Amplifier Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.4\text{V}$ $I_{EAO} = 100\mu\text{A}$ (Source/Sink)	38	26 44	V/V V/V (min) V/V (max)
I_{EAO}	Error Amplifier Output Current (Source/ Sink)	Source, $V_{COMP} = 1.4\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$	110	80/ 50 140/ 180	μA μA (min) μA (max)
		Sink, $V_{COMP} = 1.4\text{V}$, $V_{FB} = 1.4\text{V}$	-140	-100/ -85 -180/ -185	μA μA (min) μA (max)
V_{EAO}	Error Amplifier Output Voltage Swing	Upper Limit $V_{FB} = 0\text{V}$ COMP Pin = Floating	2.2	1.8 2.4	V V(min) V(max)
		Lower Limit $V_{FB} = 1.4\text{V}$	0.56	0.2 1.0	V V(min) V(max)
T_{SS}	Internal Soft-Start Delay	$V_{FB} = 1.2\text{V}$, $V_{COMP} =$ Floating	4		msec
T_r	Drive Pin Rise Time	$C_{gs} = 3000\text{pf}$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
T_f	Drive Pin Fall Time	$C_{gs} = 3000\text{pf}$, $V_{DR} = 0$ to 3V	25		ns
VSD	Shutdown and Synchronization signal threshold (Note 5)	Output = High	1.27	1.35	V V (max)
		Output = Low	0.65	0.35	V V (min)
I_{SD}	Shutdown Pin Current	$V_{BD} = 5\text{V}$	-1		μA
		$V_{BD} = 0\text{V}$	+1		
TSD	Thermal Shutdown		165		$^\circ\text{C}$
T_{sh}	Thermal Shutdown Hysteresis		10		$^\circ\text{C}$
θ_{JA}	Thermal Resistance	MM Package	200		$^\circ\text{C/W}$

Typical Performance Characteristics Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$, $T_J = 25^\circ C$.

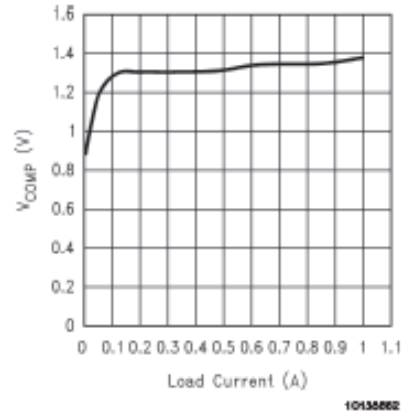


Typical Performance Characteristics Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$, $T_J = 25^\circ C$. (Continued)

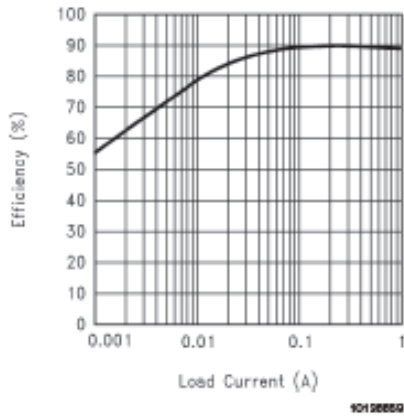
Current Sense Threshold vs Input Voltage



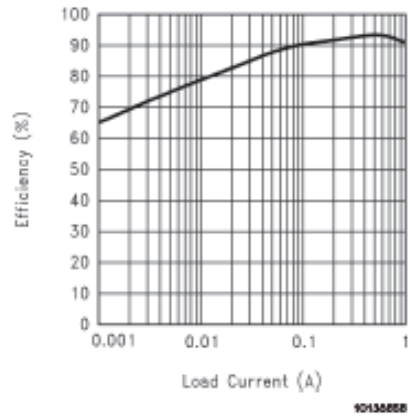
COMP Pin Voltage vs Load Current



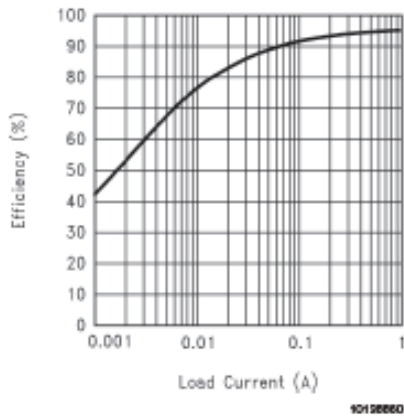
Efficiency vs Load Current (3.3V In and 12V Out)



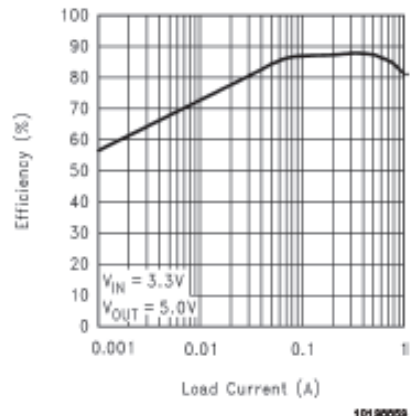
Efficiency vs Load Current (5V In and 12V Out)



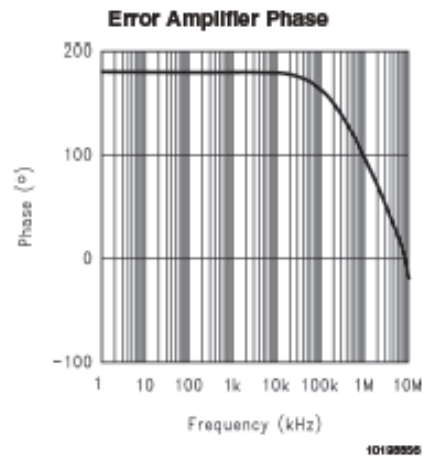
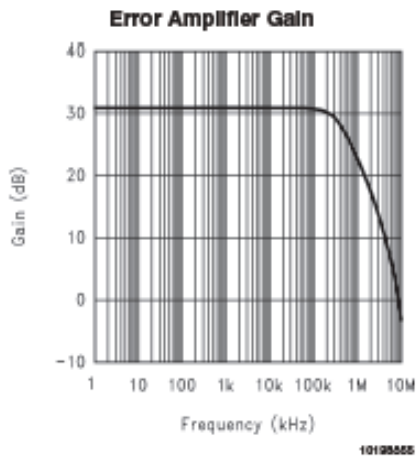
Efficiency vs Load Current (9V In and 12V Out)



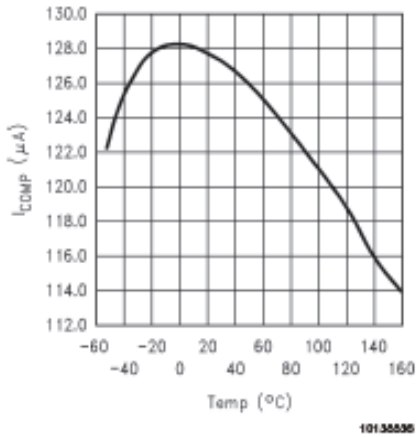
Efficiency vs Load Current (3.3V In and 5V Out)



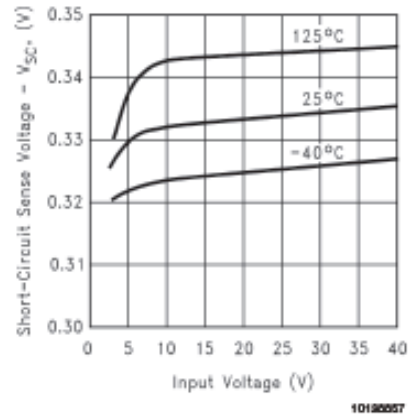
Typical Performance Characteristics Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$, $T_J = 25^\circ C$. (Continued)



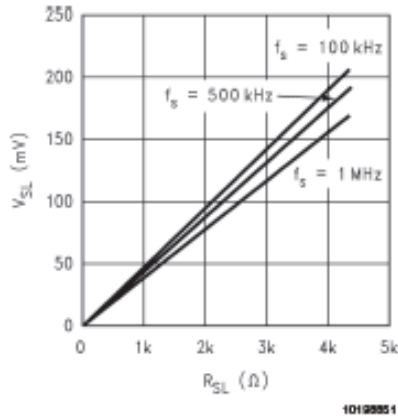
COMP Pin Source Current vs Temperature



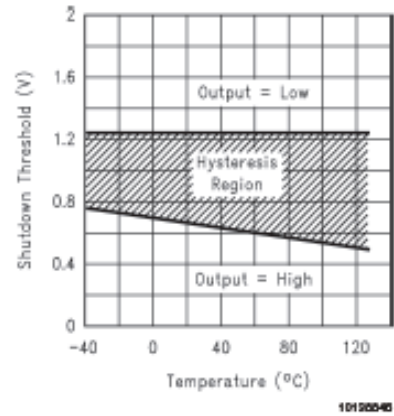
Short Circuit Protection vs Input Voltage



Compensation Ramp vs Compensation Resistor



Shutdown Threshold Hysteresis vs Temperature



Příloha B: Datasheed NTD80N02

NTD80N02

Power MOSFET

24 V, 80 A, N-Channel DPAK

Designed for low voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and power motor controls and bridge circuits.

Features

- Pb-Free Packages are Available

Typical Applications

- Power Supplies
- Converters
- Power Motor Controls
- Bridge Circuits

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-to-Source Voltage	V_{DS}	24	Vdc
Gate-to-Source Voltage - Continuous	V_{GS}	± 20	Vdc
Drain Current - Continuous @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ - Single Pulse ($t_p = 10 \mu\text{s}$)	I_D I_{DM}	80* 200	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	75	Watts
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy - Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$ ($V_{DS} = 24 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 10 \text{ Vdc}$, $I_L = 17 \text{ Apk}$, $L = 5.0 \text{ mH}$, $R_G = 25 \Omega$)	E_{AS}	733	mJ
Thermal Resistance - Junction-to-Case - Junction-to-Ambient (Note 1) - Junction-to-Ambient (Note 2)	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JA}$	1.65 67 120	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T_L	260	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. When surface mounted to an FR4 board using 1" pad size, (Cu Area 1.127 in²).
2. When surface mounted to an FR4 board using the minimum recommended pad size, (Cu Area 0.412 in²).

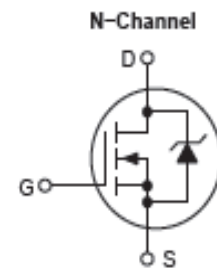
*Chip current capability limited by package.



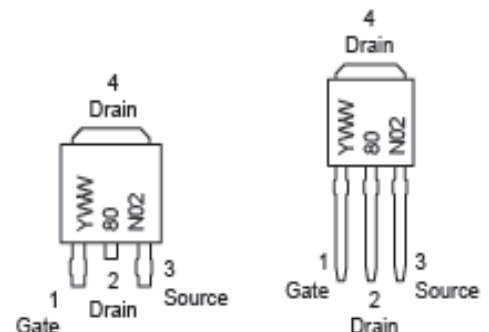
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

$V_{(BR)DSS}$	$R_{DS(on)}$ TYP	I_D MAX
24 V	5.0 m Ω	80 A



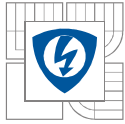
MARKING DIAGRAMS & PIN ASSIGNMENTS



Y = Year
 WW = Work Week
 80N02 = Device Code

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 5 of this data sheet.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-to-Source Breakdown Voltage (Note 3) ($V_{GS} = 0\text{ Vdc}$, $I_D = 250\ \mu\text{Adc}$) Positive Temperature Coefficient	$V_{(BR)DSS}$	24 -	27 25	- -	Vdc mV/°C
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0\text{ Vdc}$, $V_{DS} = 24\text{ Vdc}$) ($V_{GS} = 0\text{ Vdc}$, $V_{DS} = 24\text{ Vdc}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	- -	- -	1.0 10	μAdc
Gate-Body Leakage Current ($V_{GS} = \pm 20\text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0\text{ Vdc}$)	I_{GBS}	-	-	± 100	nAdc

ON CHARACTERISTICS (Note 3)

Gate Threshold Voltage (Note 3) ($V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\ \mu\text{Adc}$) Negative Threshold Temperature Coefficient	$V_{GS(th)}$	1.0 -	1.9 -3.8	3.0 -	Vdc mV/°C
Static Drain-to-Source On-Resistance (Note 3) ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 80\text{ Adc}$) ($V_{GS} = 4.5\text{ Vdc}$, $I_D = 40\text{ Adc}$) ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 20\text{ Adc}$) ($V_{GS} = 4.5\text{ Vdc}$, $I_D = 20\text{ Adc}$)	$R_{DS(on)}$	- - - -	5.0 7.5 5.0 7.5	5.8 9.0 5.8 9.0	m Ω
Forward Transconductance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 10\text{ Adc}$) (Note 3)	g_{FS}	-	20	-	Mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	$(V_{DS} = 20\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{ISS}	-	2250	2800	pF
Output Capacitance		C_{OSS}	-	900	1100	
Transfer Capacitance		C_{rSS}	-	400	525	

SWITCHING CHARACTERISTICS (Note 4)

Turn-On Delay Time	$(V_{GS} = 4.5\text{ Vdc}$, $V_{DD} = 20\text{ Vdc}$, $I_D = 20\text{ Adc}$, $R_G = 2.5\ \Omega$)	$t_{d(on)}$	-	17	30	ns
Rise Time		t_r	-	67	125	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	-	28	45	
Fall Time		t_f	-	40	75	
Gate Charge	$(V_{GS} = 4.5\text{ Vdc}$, $I_D = 20\text{ Adc}$, $V_{DS} = 20\text{ Vdc}$) (Note 3)	Q_T	-	30	42	nC
		Q_1	-	7.0	12	
		Q_2	-	18	28	

SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS

Forward On-Voltage ($I_S = 20\text{ Adc}$, $V_{GS} = 0\text{ Vdc}$) (Note 3) ($I_S = 40\text{ Adc}$, $V_{GS} = 0\text{ Vdc}$) ($I_S = 20\text{ Adc}$, $V_{GS} = 0\text{ Vdc}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$)	V_{SD}	- - -	0.92 1.05 0.70	1.2 - -	Vdc	
Reverse Recovery Time	$(I_S = 20\text{ Adc}$, $V_{GS} = 0\text{ Vdc}$, $di_S/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$) (Note 3)	t_{rr}	-	38	52	ns
		t_s	-	20	-	
		t_b	-	18	-	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{rr}	-	0.038	-	μC	

3. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

4. Switching characteristics are independent of operating junction temperatures.

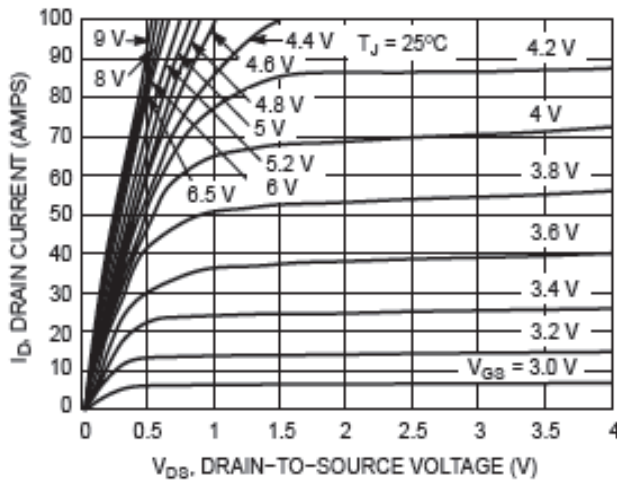


Figure 1. On-Region Characteristics

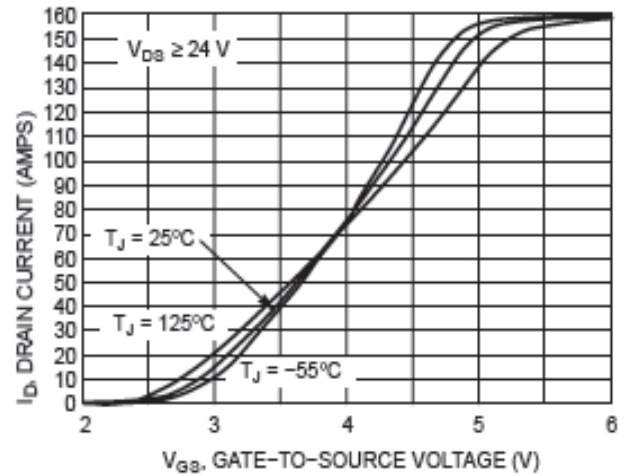


Figure 2. Transfer Characteristics

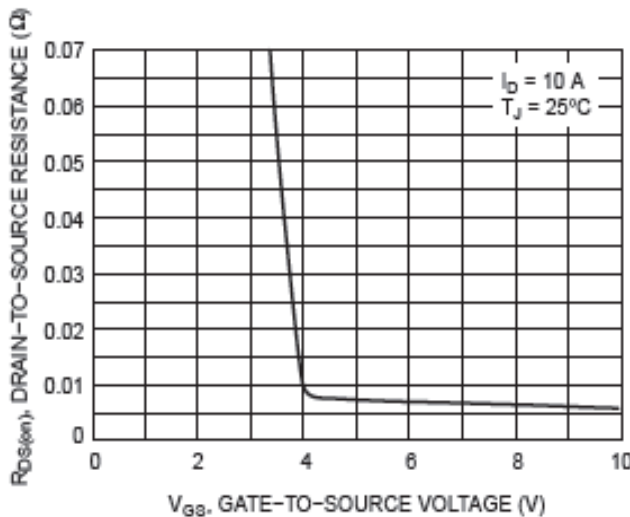


Figure 3. On-Resistance versus Gate-to-Source Voltage

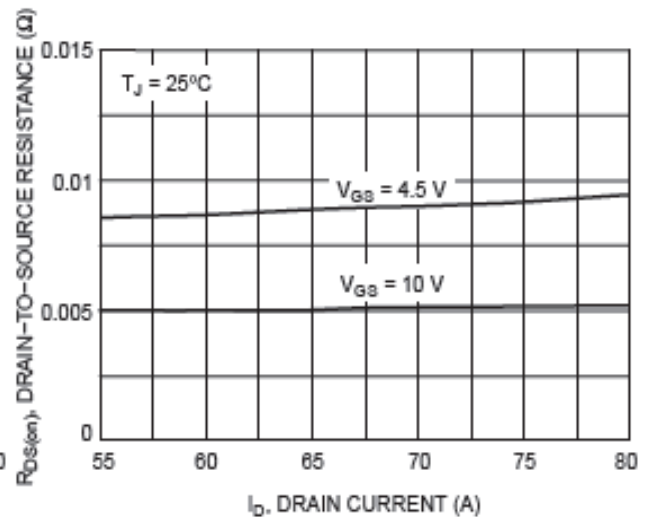


Figure 4. On-Resistance versus Drain Current and Gate Voltage

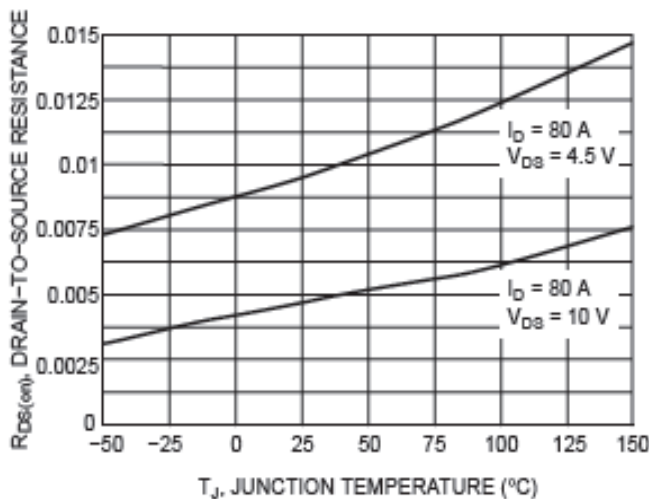


Figure 5. On-Resistance Variation with Temperature

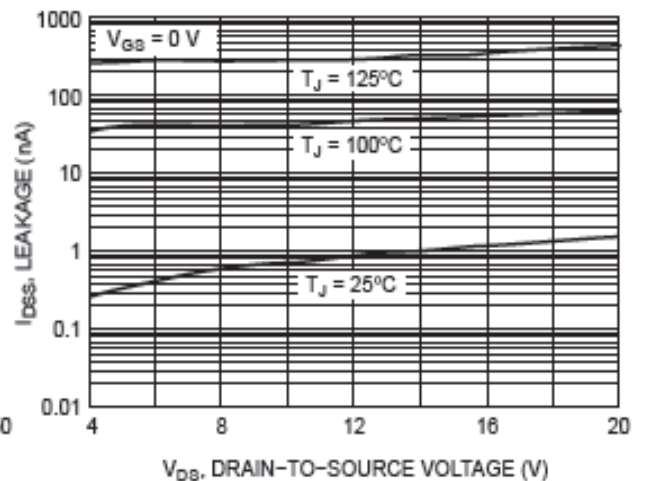


Figure 6. Drain-to-Source Leakage Current versus Voltage

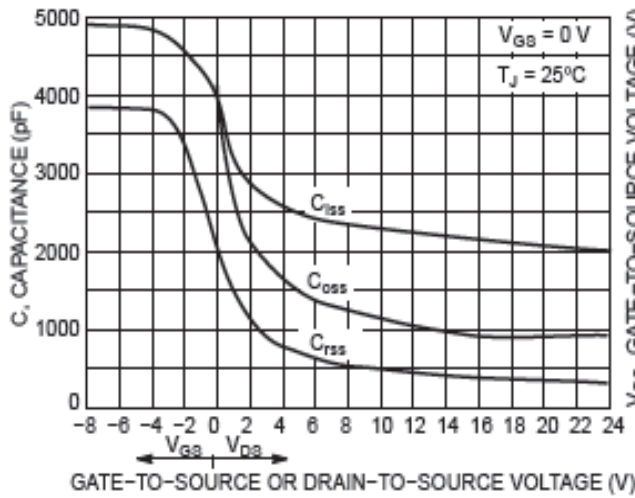


Figure 7. Capacitance Variation

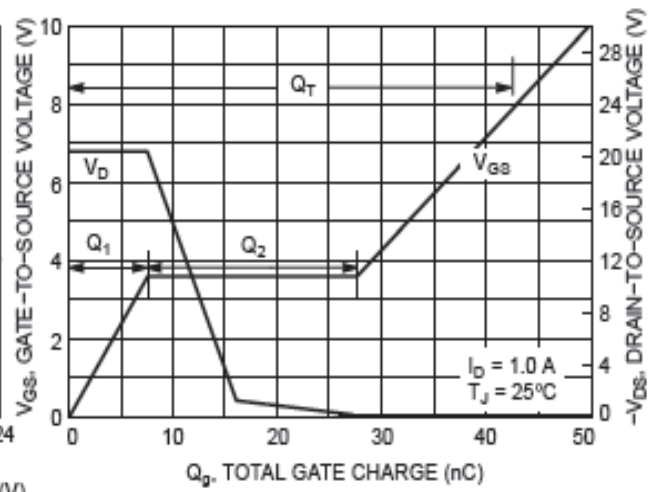


Figure 8. Gate-to-Source and Drain-to-Source Voltage versus Total Charge

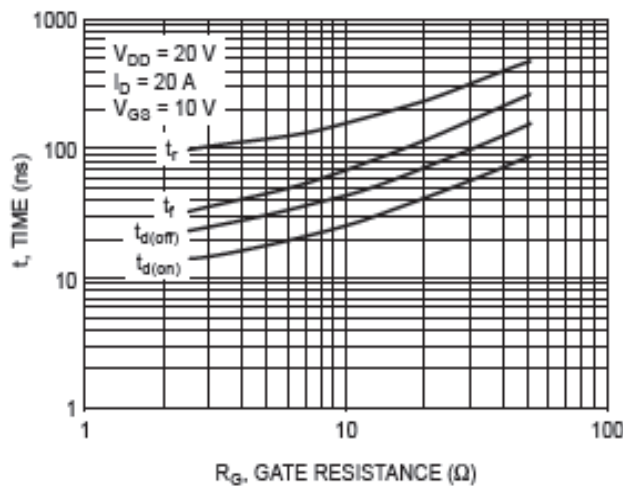


Figure 9. Resistive Switching Time Variation versus Gate Resistance

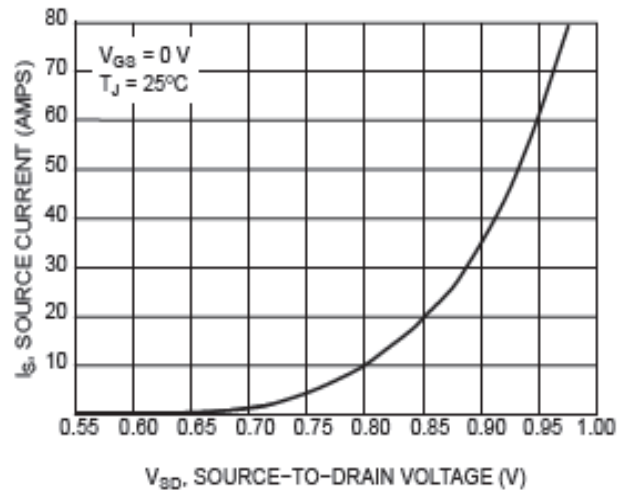


Figure 10. Diode Forward Voltage versus Current

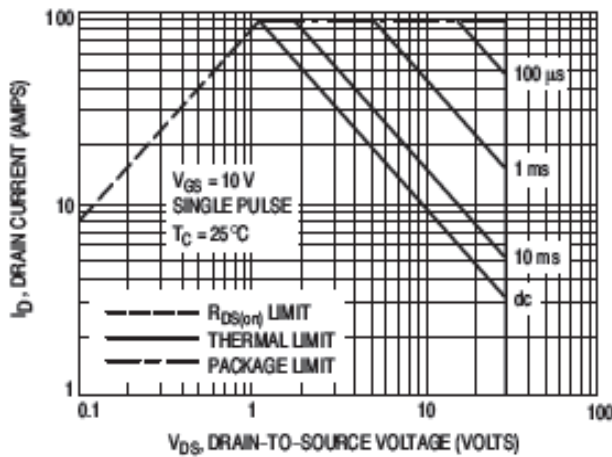


Figure 11. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

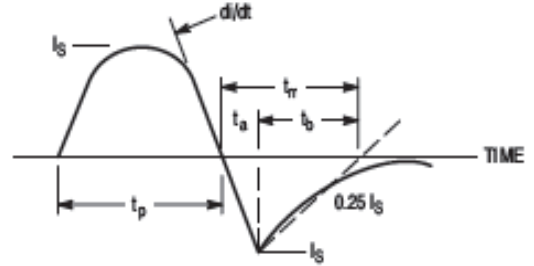


Figure 12. Diode Reverse Recovery Waveform

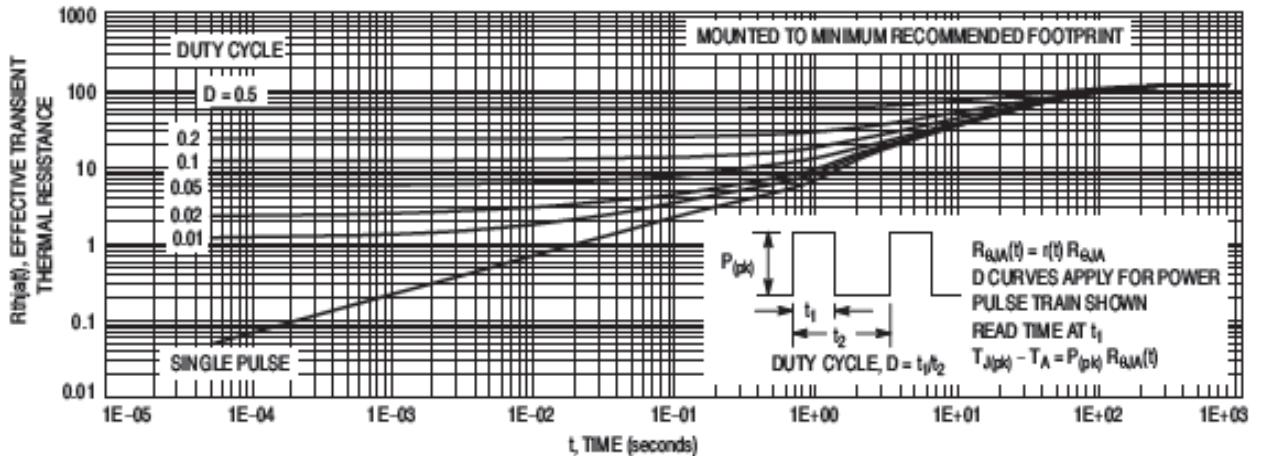


Figure 13. Thermal Response - Various Duty Cycles

ORDERING INFORMATION

Order Number	Package	Shipping†
NTD80N02	DDPAK-3	75 Units / Rail
NTD80N02G	DDPAK-3 (Pb-Free)	75 Units / Rail
NTD80N02T4	DDPAK-3	2500 / Tape & Reel
NTD80N02T4G	DDPAK-3 (Pb-Free)	2500 / Tape & Reel
NTD80N02-001	DDPAK-3 Straight Lead	75 Units / Rail
NTD80N02-1G	DDPAK-3 Straight Lead (Pb-Free)	75 Units / Rail
NTD80N02-032	DDPAK-3 Straight Lead (3.2 ± 0.5 mm)	75 Units / Rail
NTD80N02-032G	DDPAK-3 Straight Lead (3.2 ± 0.5 mm) (Pb-Free)	75 Units / Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

Příloha C: Datasheed NTD80N02

Bulletin PD-20577 rev. E 06/06

International
IR Rectifier

20L15T
20L15TS

SCHOTTKY RECTIFIER

20 Amps

$$I_{F(AV)} = 20\text{Amp}$$

$$V_R = 15\text{V}$$

Major Ratings and Characteristics

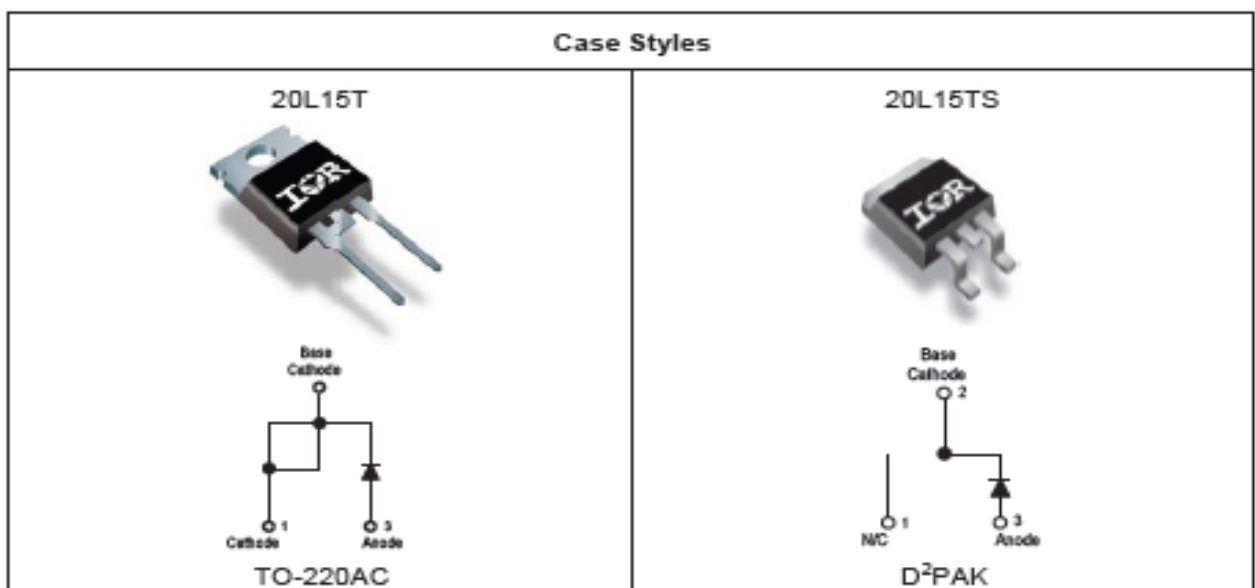
Characteristics	Values	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform	20	A
V_{RRM}	15	V
I_{FSM} @ $t_p = 5\mu\text{s}$ sine	700	A
V_F @ 19 Apk, $T_J = 125^\circ\text{C}$ (Typical)	0.25	V
T_J range	-55 to 125	$^\circ\text{C}$

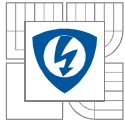
Description/ Features

The Schottky rectifier module has been optimized for ultra low forward voltage drop specifically for the OR-ing of parallel power supplies. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 125 °C junction temperature. Typical applications are in parallel switching power supplies, converters, reverse battery protection, and redundant power subsystems.

- 125°C T_J operation ($V_F < 5\text{V}$)
- Single diode configuration
- Optimized for OR-ing applications
- Ultra low forward voltage drop
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance

Case Styles





20L15T, 20L15TS

Bulletin PD-20577 rev. E 08/08

International
IRF Rectifier

Voltage Ratings

Part number	Values
V_R Max. DC Reverse Voltage (V) @ $T_J = 100^\circ\text{C}$	15
V_{RWM} Max. Working Peak Reverse Voltage (V) @ $T_J = 100^\circ\text{C}$	

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Values	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current * See Fig. 5	20	A	50% duty cycle @ $T_C = 85^\circ\text{C}$, rectangular wave form
I_{FSM} Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current * See Fig. 7	700	A	Following any rated load condition and with rated V_{RWM} applied
	330		
E_{AS} Non-Repetitive Avalanche Energy	10	mJ	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{AS} = 2$ Amps, $L = 6$ mH
I_{AR} Repetitive Avalanche Current	2	A	Current decaying linearly to zero in 1 μsec Frequency limited by T_J , max. $V_A = 1.5 \times V_R$ typical

Electrical Specifications

Parameters	Values		Units	Conditions
	Typ.	Max.		
V_{FM} Forward Voltage Drop * See Fig. 1 (1)	-	0.41	V	@ 19A
	-	0.52	V	@ 40A
	0.25	0.33	V	@ 19A
	0.37	0.50	V	@ 40A
I_{RM} Reverse Leakage Current * See Fig. 2 (1)	-	10	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	600	mA	$T_J = 100^\circ\text{C}$
$V_{R(TO)}$ Threshold Voltage	0.182		V	$T_J = T_J$ max.
r_f Forward Slope Resistance	7.6		m Ω	
C_T Max. Junction Capacitance	-	2000	pF	$V_R = 5V_{DC}$ (test signal range 100Khz to 1Mhz) 25°C
L_S Typical Series Inductance	8	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body
dv/dt Max. Voltage Rate of Change	10,000		V/ μs	(Rated V_R)

(1) Pulse Width < 300 μs , Duty Cycle <2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	Values	Units	Conditions
T_J Max. Junction Temperature Range	-55 to 125	$^\circ\text{C}$	
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$	
$R_{\theta JC}$ Max. Thermal Resistance Junction to Case	1.5	$^\circ\text{C/W}$	DC operation * See Fig. 4
$R_{\theta CS}$ Typical Thermal Resistance Case to Heatsink	0.50	$^\circ\text{C/W}$	Mounting surface, smooth and greased For TO-220
$R_{\theta JA}$ Max. Thermal Resistance Junction to Ambient	40	$^\circ\text{C/W}$	DC operation For D ² Pak
wt Approximate Weight	2 (0.07)	g (oz.)	
T Mounting Torque	Min.	6 (5)	Kg-cm (lbf-in)
	Max.	12 (10)	
Marking Device	20L15T	Case Style TO-220	
	20L15TS	Case Style D ² Pak	

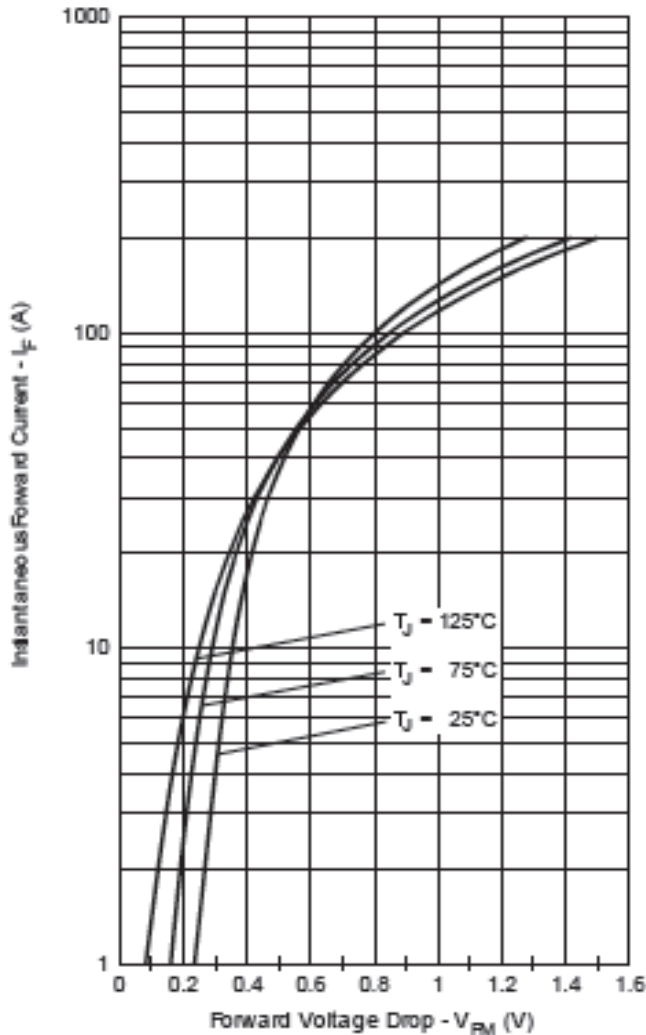


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop Characteristics

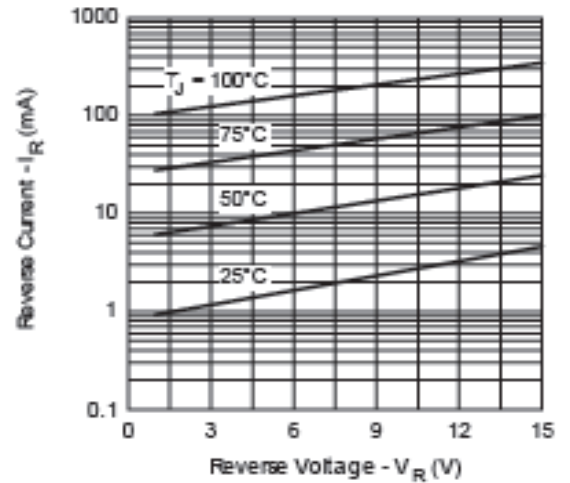


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current Vs. Reverse Voltage

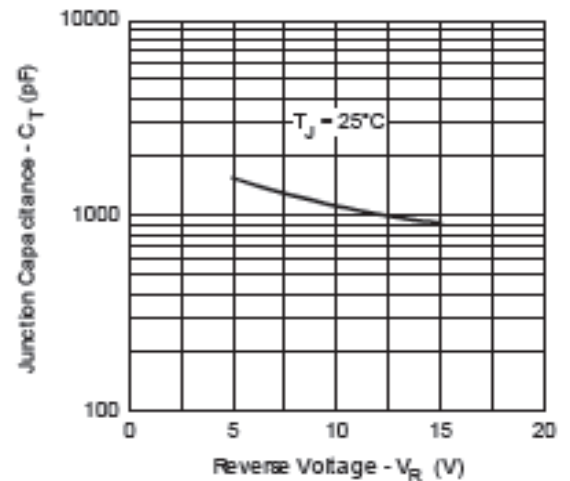


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage

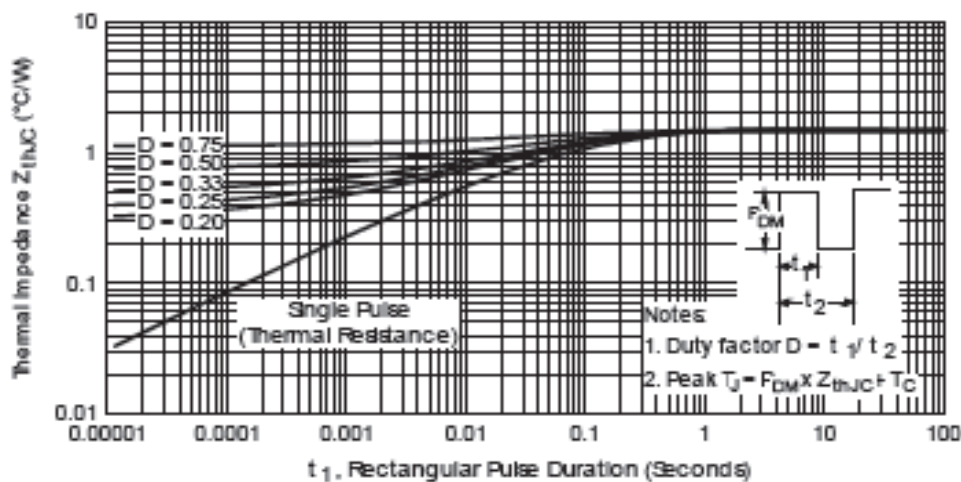


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics