

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

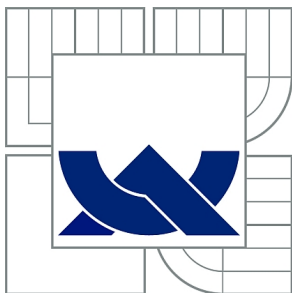
MINIATURNÍ ZVYŠUJÍCÍ DC/DC MĚNIČ S VELKOU ÚČINNOSTÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

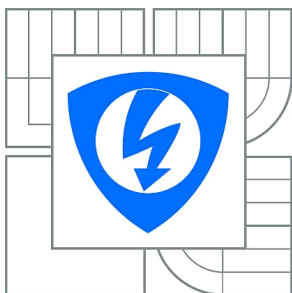
RADOSLAV MIKO

BRNO 2014



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 ZVYŠUJÍCÍ DC/DC MĚNIČ S VELKOU ÚČINNOSTÍ

MINIATURE HIGH EFFICIENCY DC/DC BOOST CONVERTER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

RADOSLAV MIKO

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. DALIBOR ČERVINKA, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Radoslav Miko

ID: 146904

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Miniaturní zvyšující DC/DC měnič s velkou účinností

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Realizujte finální verzi DC/DC měniče navrženého v rámci semestrálního projektu.
2. Zařízení sestavte a oživte.
3. Provedte veškeré zatěžovací testy a změřte účinnost měniče.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 2.6.2014

Vedoucí práce: 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 následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Bakalárska práca sa zaoberá návrhom a realizáciou DC/DC meničov pre napájanie notebooku v automobiloch. *Variant 1* s parametrami 9 – 18 V/19 V – 5 A je určený pre 12 V palubnú sieť, typickú pre osobné automobily. *Variant 2* predstavuje DC/DC menič so širokým rozsahom vstupných napätí, s parametrami 9 – 32 V/19 V – 5 A určeným pre použitie v 12 – 24 V palubnej sieti, teda použiteľného v osobnom aj nákladnom automobile. Rovnako je možné menič používať v napájacej sieti malých osobných lietadiel prípadne v armádnych systémoch, ktoré zodpovedajú vstupnému rozsahu napätí. Hlavné požiadavky pri realizácii meničov sú minimálne rozmery kompletného zariadenia, vysoká mechanická odolnosť zabezpečujúca prevádzku v náročných pracovných podmienkach a maximálna účinnosť s použitím synchronného usmerňovača.

Abstract

Bachelor thesis deals with design and implementation of the DC/DC converters for charging notebook in cars. *Variant 1* with parameters 9 – 18 V/19 V – 5 A is designed for 12 V system, typical for cars. *Variant 2* introduce wide input range DC/DC converter with parameters 9 – 32 V/19 V – 5 A designed for using in 12 – 24 V system, thus usable in car or truck. It is also possible to use the converter in the supply system of small personal airplanes or in army supply systems which corresponds to the input voltage range. The main requirements are minimal size of converters, high mechanical durability for hard condition of operation and maximal efficiency with using a synchronous rectifier.

Klíčová slova

synchronní usměrňovač; účinnost; zvyšující menič, *buck – boost* menič

Keywords

synchronous rectifier; efficiency; step – up converter, *buck – boost* converter

Bibliografická citace

MIKO, R. *Miniaturní zvyšující DC/DC měnič s velkou účinností*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 61 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D..

Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému *Miniaturní zvyšující DC/DC měnič s velkou účinností* som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, hlavne som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomí následkov porušenia ustanovení § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení § 152 trestného zákona č. 140/1961 Sb.

V Brne dňa

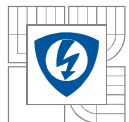
Podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu bakalárskej práce Ing. Daliborovi Červinkovi PhD. za účinnú meto-
dickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej bakalárskej práce
a taktiež ďakujem firme Power – One a Ing. Petrovi Hudákovi PhD. za odborné konzultácie
a poskytnutie materiálnej pomoci.

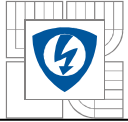
V Brne dňa

Podpis autora



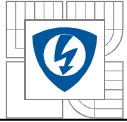
OBSAH

1 ÚVOD	16
1.1 LINEÁRNE DC/DC MENIČE	16
1.2 JEDNOSMERNÉ IMPULZNÉ DC/DC MENIČE	17
2 TOPOLOGIE DC/DC MENIČOV	19
2.1 ZNIŽUJÚCI MENIČ – STEP DOWN	19
2.2 ZVYŠUJÚCI MENIČ – STEP UP	20
2.3 MENIČ SEPIC	21
2.4 BUCK – BOOST MENIČ	22
3 DIÓDOVÝ A SYNCHRÓNNY USMERŇOVAČ V IMPULZNÝCH DC/DC MENIČOCH	24
4 ŠPECIFIKÁCIA PALUBNEJ SIETE A POŽADOVANÉ PARAMETRE MENIČOV	26
4.1 ŠPECIFIKÁCIA 12 V A 24 V PALUBNEJ SIETE	26
4.2 POŽADOVANÉ PARAMETRE MENIČOV	27
5 VARIANT 1 – MENIČ PRE 12 V PALUBNÚ SIEŤ	28
5.1 POPIS OBVODU LM5122	28
5.1.1 REŽIM PREVÁDZKY MENIČA	29
5.2 NÁVRH ZVYŠUJÚCEHO MENIČA 9 – 18 V/19 V – 5 A	31
5.2.1 NASTAVENIE FREKVENCIE SPÍNANIA, SPŮŠŤACIEHO NAPÄTIA A HYSTERÉZIE	31
5.2.2 VÝPOČET INDUKČNOSTI CIEVKY, BOČNÍK PRE SNÍMANIE PRÚDU CIEVKOU	31
5.2.3 KOMPENZÁCIA SNÍMANÉHO PRÚDU CIEVKOU (<i>SLOPE COMPENSATION</i>)	33
5.2.4 VSTUPNÝ A VÝSTUPNÝ FILTRAČNÝ KONDENZÁTOR	34
5.2.5 NASTAVENIE VÝSTUPNÉHO NAPÄTIA, NASTAVENIE FUNKCIE SOFT-ŠTART	34
5.2.6 DIMENZOVANIE TRANZISTOROV	35
5.2.7 <i>BOOTSTRAP</i> KONDENZÁTOR, <i>BOOST</i> DIÓDA	36
5.2.8 SCHÉMA ZAPOJENIA	38
5.3 REALIZÁCIA A OŽIVENIE ZVYŠUJÚCEHO MENIČA	39
6 VARIANT 2 – MENIČ PRE 24 V PALUBNÚ SIEŤ	43
6.1 VÝBER TOPOLOGIE MENIČA	43
6.2 POPIS OBVODU LT8705	45
6.3 NÁVRH DC/DC MENIČA 9-32 V/19 V – 5A	46
6.3.1 NASTAVENIE FREKVENCIE SPÍNANIA, SPŮŠŤACIEHO NAPÄTIA A VÝSTUPNÉHO NAPÄTIA	46
6.3.2 VÝPOČET BOČNÍKU PRE SNÍMANIE PRÚDU CIEVKOU	46
6.3.3 VÝPOČET INDUKČNOSTI CIEVKY	48
6.3.4 DIMENZOVANIE TRANZISTOROV	49
6.3.5 NASTAVENIE SKRATOVEJ OCHRANY VÝSTUPU	51
6.3.6 SCHÉMA ZAPOJENIA	52
6.4 REALIZÁCIA A OŽIVENIE BUCK – BOOST MENIČA	53
ZÁVER	57
LITERATURA	58
PRÍLOHY	60

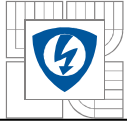


ZOZNAM OBRÁZKOV

<i>Obr. 1.1</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia lineárneho stabilizátora napätia (prevzaté a upravené z [12]).</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 1.2</i>	<i>Schéma zapojenia integrovaného lineárneho stabilizátora napätia s 5 V výstupom.</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 2.1</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia STEP-DOWN meniča, priebehy prúdov a napätia</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 2.2</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia STEP-UP meniča, priebehy prúdov a napätia</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 2.3</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia SEPIC meniča</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 2.4</i>	<i>Tranzistor T zapnutý</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 2.5</i>	<i>Tranzistor T vypnutý</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 2.6</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia BUCK - BOOST meniča</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 3.1</i>	<i>Náhrada diódového usmerňovača synchronným usmerňovačom v topológii zvyšujúceho meniča (platí aj pre ostatné topológie)</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 3.2</i>	<i>Porovnanie účinností a stratového výkonu meničov zo synchronným a diódovým usmerňovačom (prevzaté a upravené z [6])</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 5.1</i>	<i>Priebeh spínacích impulzov režimu FPWM na pine SW pri prúde záťažou</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 5.2</i>	<i>Priebeh spínacích impulzov režimu SKIP CYCLE na pine SW pri prúde záťažou $I_{OUT} = 0$ A</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 5.3</i>	<i>Priebeh spínacích impulzov režimu PULSE SKIPPING na pine SW pri prúde záťažou $I_{OUT} = 0$ A</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 5.4</i>	<i>Kompenzácia snímaného prúdu (prevzaté a upravené z [3])</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 5.5</i>	<i>Spätná väzba</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 5.6</i>	<i>Napájací zdroj pre synchronný usmerňovač (prevzaté z [19])</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 5.7</i>	<i>Schéma zapojenia DC/DC meniča 9-18 V/19 V - 5 A</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 5.8</i>	<i>Realizovaný prototyp zvyšujúceho meniča</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 5.9</i>	<i>Priebeh radiacích impulzov - tranzistor T1 (CH1), tranzistor T2 (CH2):</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 5.10</i>	<i>Teplota dolného spínača - 55 °C, teplota horného spínača - 80 °C, teplota cievky 41 °C, teplota IO 47,9 °C, teplota bočnika 43,3 °C, teplota okolia 25,8 °C</i>	<i>40</i>
<i>Obr. 5.11</i>	<i>Teplota tranzistorov pri plnom zaťažení meniča: dolný spínač - 127,7 °C, horný spínač - 84,6 °C, cievka 53,6 °C, IO 58,6 °C, bočnik 90,1 A teplota okolia 26,2 °C</i>	<i>40</i>
<i>Obr. 5.12</i>	<i>Graf účinnosti prototypu zvyšujúceho meniča</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 5.13</i>	<i>Finálna verzia zvyšujúceho meniča</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 5.14</i>	<i>Graf účinnosti finálnej verzie DC/DC meniča 9-18 V/19 V - 5 A</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 5.15</i>	<i>Vyhotovenie DC/DC meniča</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 6.1</i>	<i>Bloková schéma konceptu boost - buck meniča</i>	<i>43</i>

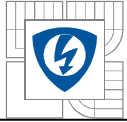


<i>Obr. 6.2 Vývojové dosky zvyšujúceho a znižujúceho meniča od firmy Texas Instruments</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 6.3 Graf účinnosti boost - buck meniča 9 - 24 V/19 V - 5 A</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 6.4 Závislosť úbytku napätia bočnika na striede tranzistora T2 a T3 pre BUCK a BOOST mód (upravené a prevzaté z [15])</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 6.5 Schéma zapojenia silovej časti buck - boost meniča</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 6.6 Interné blokové zapojenie výstupnej prúdovej spätnoväzobnej slučky</i>	<i>51</i>
<i>Obr. 6.7 Schéma zapojenia DC/DC meniča 9 - 32 V/19 V - 5 A</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 6.8 Prototypy meničov - verzia 1 vľavo, verzia 2 vpravo</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 6.9 Verzia 3 (top vľavo – bottom vpravo)</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 6.10 Priebeh impulzov na pine SW1 pri $I_{OUT} = 5 A$ – boost mód (vľavo), priebeh impulzov na pine SW2 pri $I_{OUT} = 5 A$ - buck mód (vpravo)</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 6.11 Verzia 4 – DC/DC menič 9 – 32 V/ 19 V – 5 A</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 6.12 Priebeh spínacích impulzov pre dolný (CH1) a horný (CH2) spínač v boost móde (vľavo), v buck móde (vpravo)</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 6.13 Graf účinnosti buck - boost meniča 9 - 32 V/19 V - 5 A</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 6.14 Teplota dolného spínača 66,9 °C, teplota horného spínača 86,5 °C, teplota bočnika 63,7 °C, teplota IO 57,8 °C, teplota okolia 31,7 °C</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 6.15 Teplota dolného spínača 59,9 °C, teplota horného spínača 69,7 °C, teplota bočnika 53,8 °C, teplota IO 59,3 °C, teplota okolia 31,9 °C</i>	<i>56</i>



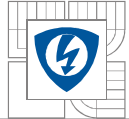
ZOZNAM TABULIEK

<i>Tab. 4.1 Definované hodnoty napätia v 12 V palubnej sieti</i>	<i>26</i>
<i>Tab. 4.2 Definované hodnoty napätia v 24 V palubnej sieti</i>	<i>26</i>
<i>Tab. 4.3 Požadované vstupné a výstupné parametre meničov</i>	<i>27</i>
<i>Tab. 5.1 Parametre tranzistora IPD025N06N</i>	<i>35</i>
<i>Tab. 6.1 Parametre tranzistora IPD053N08N3</i>	<i>49</i>

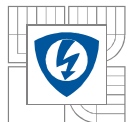


ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

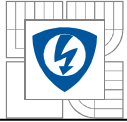
Symbol	Popis	Jednotka
f_{SW}	Spínacia frekvencia	[Hz]
I_{AV}	Stredná hodnota prúdu	[A]
$I_{AV(H-S)}$	Stredná hodnota prúdu horným spínačom	[A]
$I_{AV(L-S)}$	Stredná hodnota prúdu dolným spínačom	[A]
$I_{AV(T1)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom T1	[A]
$I_{AV(T2)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom T2	[A]
$I_{AV(T3)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom T3	[A]
$I_{AV(T4)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom T4	[A]
I_B	Bázový prúd tranzistora	[A]
I_D	Drain - prúd tranzistora	[A]
I_F	Priepustný prúd diódy	[A]
I_{HYS}	Prúd interného zdroja pre nastavenie hysterézie	[A]
I_{IN}	Vstupný prúd	[A]
I_{MAX}	Maximálny vstupný prúd	[A]
I_{OUT}	Výstupný prúd	[A]
$I_{OVERLOAD}$	Prúd pri preťažení	[A]
I_{PEAK}	Špičkový prúd cievkou	[A]
I_R	Menovitý prúd cievky	[A]
I_{RMS}	Efektívna hodnota prúdu	[A]
$I_{RMS(H-S)}$	Efektívna hodnota prúdu horným spínačom	[A]
$I_{RMS(L-S)}$	Efektívna hodnota prúdu dolným spínačom	[A]
$I_{RMS(T1)}$	Efektívna hodnota prúdu tranzistorom T1	[A]
$I_{RMS(T2)}$	Efektívna hodnota prúdu tranzistorom T2	[A]
$I_{RMS(T3)}$	Efektívna hodnota prúdu tranzistorom T3	[A]
$I_{RMS(T4)}$	Efektívna hodnota prúdu tranzistorom T4	[A]
I_{SAT}	Saturačný prúd	[A]
I_Z	Prúd cievkou	[A]
I_1	Vstupný prúd	[A]
I_2	Výstupný prúd	[A]
L_{BOOST}	Indukčnosť v <i>boost</i> móde	[H]



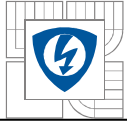
Symbol	Popis	Jednotka
L_{BUCK}	Indukčnost v <i>buck</i> móde	[H]
L_{IN}	Indukčnost zvyšujúceho meniča	[H]
$L_{MIN(BOOST)}$	Minimálna indukčnost pre <i>boost</i> mód	[H]
P_{OUT}	Výstupný výkon	[W]
Q_{tot}	Celkový náboj gate - elektródy	[nC]
R_{Cu}	Odpor medeného vodiča cievky	[Ω]
$R_{DS(ON)}$	Odpor prechod drain – source v zopnutom stave	[Ω]
r_{dyn}	Dynamický odpor diódy	[Ω]
S_D	Strieda diódy	[-]
S_{H-S}	Strieda horného spínača	[-]
S_{L-S}	Strieda dolného spínača	[-]
S_T	Strieda tranzistora	[-]
S_{T1}	Strieda tranzistora T1	[-]
S_{T2}	Strieda tranzistora T2	[-]
$S_{T2(MIN)}$	Minimálna strieda tranzistora	[-]
S_{T3}	Strieda tranzistora T3	[-]
S_{T4}	Strieda tranzistora T4	[-]
T	Periódna	[s]
t_{DT}	Mŕtvy čas	[ns]
t_{OFF}	Doba vypnutia	[s]
t_{ON}	Doba zapnutia	[s]
$t_{ON(T2,MIN)}$	Minimálna doba zapnutia tranzistora T2	[ns]
t_1	Čas nábehu	[s]
t_2	Čas poklesu	[s]
U_{BE}	Napätie báza - emitor	[V]
$U_{BR(DSS)}$	Prierazné napätie drain - source	[V]
U_{CE}	Napätie kolektor - emitor	[V]
U_{CS-TH1}	Prahové napätie pre zareagovanie nadprúdovej ochrany	[mV]
U_d	Napätie medziobvodu	[V]
U_F	Úbytok napätia na dióde v priepustnom smere	[V]
$U_{GS(th)}$	Prahové napätie gate - source	[V]



Symbol	Popis	Jednotka
U_{HYS}	Hysterézne napätie	[V]
U_{IN}	Vstupné napätie	[V]
U_{INTVCC}	Pomocné napätie interného stabilizátora	[V]
$U_{IN(MAX)}$	Maximálne vstupné napätie	[V]
$U_{IN(MIN)}$	Minimálne vstupné napätie	[V]
$U_{IN(nom)}$	Nominálne vstupné napätie	[V]
U_2	Výstupné napätie	[V]
$U_{IN(SHUTDOWN)}$	Vypínacie napätie	[V]
$U_{IN(STARTUP)}$	Spúšťacie napätie	[V]
U_L	Napätie na cievke	[V]
U_{OUT}	Výstupné napätie	[V]
U_R	Záverne napätie diódy	[V]
U_{ref}	Referenčné napätie	[V]
$U_{RSENSE(BOOST)}$	Úbytok napätia na snímacom bočníku v <i>boost</i> móde	[mV]
$U_{RSENSE(BUCK)}$	Úbytok napätia na snímacom bočníku v <i>buck</i> móde	[mV]
U_{VCC}	Napätie pomocného lineárneho stabilizátora	[V]
U_2	Napätie medziobvodu	[V]
ΔI	Zvlnenie prúdu	[A]
$\Delta I_{P-P(BOOST)}$	Zvlnenie prúdu v <i>boost</i> móde	[A]
$\Delta I_{P-P(BOOST2)}$	Zvlnenie prúdu v <i>boost</i> móde po použití cievky s definovanou indukčnosťou	[A]
$\Delta I_{P-P(BUCK)}$	Zvlnenie prúdu v <i>buck</i> móde	[A]
$\Delta I_{P-P(BUCK2)}$	Zvlnenie prúdu v <i>buck</i> móde po použití cievky s definovanou indukčnosťou	[A]
ΔP_{COND}	Straty vedením	[W]
$\Delta P_{COND(H-S)}$	Straty vedením na hornom spínači	[W]
$\Delta P_{COND(L-S)}$	Straty vedením na dolnom spínači	[W]
$\Delta P_{COND(T1)}$	Straty vedením na tranzistore T1	[W]
$\Delta P_{COND(T2)}$	Straty vedením na tranzistore T2	[W]
$\Delta P_{COND(T3)}$	Straty vedením na tranzistore T3	[W]
$\Delta P_{COND(T4)}$	Straty vedením na tranzistore T4	[W]



ΔP_{DT}	Straty spôsobené mŕtvymi časmi	[W]
ΔP_{LOSS}	Stratový výkon	[W]
$\Delta P_{LOSS(INDUCTOR)}$	Stratový výkon cievky	[W]
$\Delta P_{LOSS(R1)}$	Stratový výkon na bočníku R1	[W]
ΔP_{SW}	Stratový výkon spôsobený spínacími stratami	[W]
$\Delta P_{SW(L-S)}$	Spínacie straty na dolnom spínači	[W]
$\Delta P_{SW(T1)}$	Spínacie straty na tranzistore T1	[W]
$\Delta P_{SW(T3)}$	Spínacie straty na tranzistore T3	[W]
η_{LINEAR}	Účinnosť lineárneho stabilizátora	[%]



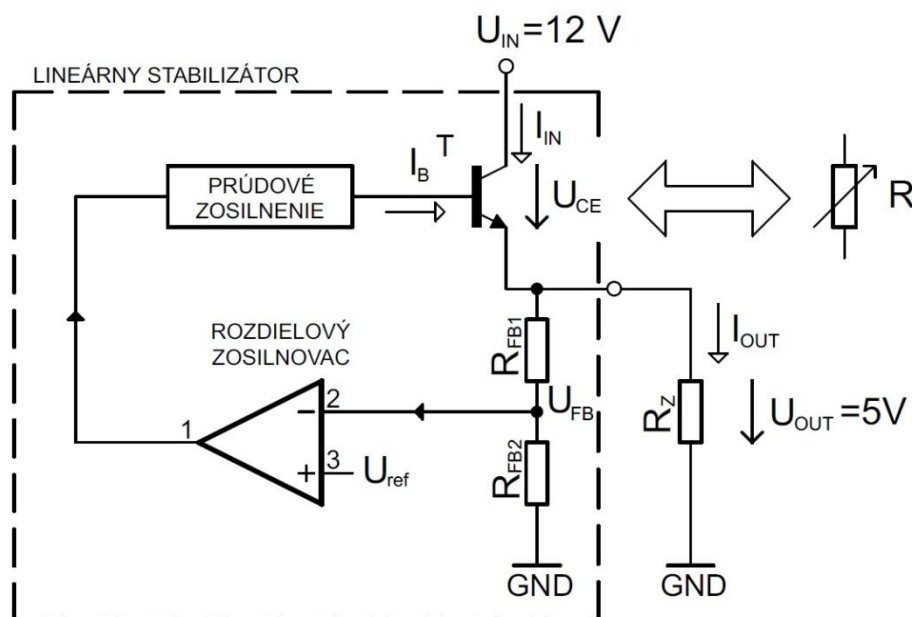
Skratka	Popis
C - E	z ang. collector - emitter – prechod kolektor - emitor
DC	z ang. direct current – jednosmerný prúd
EMI	z ang. electromagnetic interference – elektromagnetické rušenie
ESR	z ang. equivalent series resistance – ekvivalentný sériový odpor
GND	z ang. ground - zem
IO	integrovaný obvod
N-MOSFET	z ang. metal oxide semiconductor field effect transistor – tranzistor riadený poľom s kanálom N
PWM	z ang. pulse width modulation – impulzne šírková modulácia
SMD	z ang. surface mounted device – súčiastka pre povrchovú montáž

1 ÚVOD

V súčasnosti prevažná väčšina elektronických zariadení, či už v spotrebnej alebo priemyselnej elektronike, si vyžaduje k svojej prevádzke jednosmerné napätie a prúd určitých parametrov. Ako zdroj jednosmerného napätia je možné využiť batérie, prípadne akumulátory a to hlavne v prípade prenosných zariadení. Pre zariadenia napájané z distribučnej siete sa využívajú napájacie zdroje, ktoré menia striedavé napätie na jednosmerné. V oboch typoch napájania je často nevyhnutné získané jednosmerné napätie vhodným spôsobom stabilizovať na potrebnú veľkosť a práve na tento účel sa v napájacích zdrojoch najčastejšie využívajú lineárne alebo spínané (impulzné) DC/DC meniče.

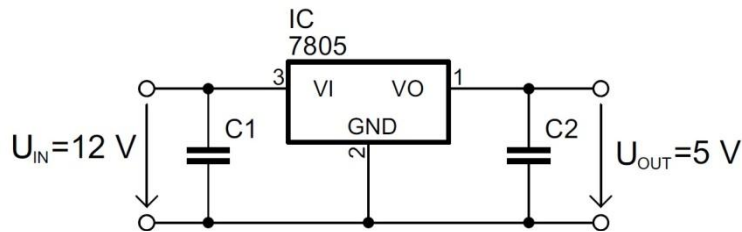
1.1 Lineárne DC/DC meniče

Ide o historicky staršiu koncepciu meničov, ktoré pri konverzii jednosmerného napätia prevádzkujú tranzistory v lineárnom režime. Zjednodušene podľa Obr. 1.1 môžeme povedať, že tranzistor T pracuje ako premenlivý rezistor R , ktorý je zapojený v sérii so záťažou R_Z . Výstupné napätie U_{OUT} je snímané pomocou spätnej väzby tvorenej napäťovým deličom R_{FB1} a R_{FB2} . Napätie v uzle deliča U_{FB} je porovnávané s referenčnou hodnotou napätia U_{ref} rozdielového zosilňovača. Rozdielový zosilňovač reguluje prúd I_B dodávaný do bázy tranzistora T , čím sa mení úbytok napätia U_{CE} na prechode C-E tranzistora. V prípade, že klesne napájacie napätie U_{IN} pod hodnotu 12 V, rozdielový zosilňovač zvýši prúd dodávaný do bázy tranzistora T , čím sa tranzistor viac otvorí, dôjde k poklesu napätia U_{CE} , čo má za následok zvýšenie napätia na záťaži R_Z . Pri vstupnom napätí väčšom ako 12 V, dôjde naopak, k zníženiu prúdu dodávaného do bázy tranzistora T , čím narastie úbytok napätia U_{CE} a dôjde k poklesu výstupného napätia U_{OUT} . Takýmto spôsobom je zabezpečené, že výstupné napätie U_{OUT} je konštantne udržiavané na hodnote 5 V [12].



Obr. 1.1 Principiálna schéma zapojenia lineárneho stabilizátora napätia (prevzaté a upravené z [12])

Medzi veľmi obľúbené lineárne stabilizátory patria integrované troj - svorkové stabilizátory rady 78XX (Obr. 1.2), ktoré sú na trhu dostupné od rôznych výrobcov (napr. *Texas Instruments*, *National Semiconductor*). Ponúkajú veľmi jednoduché a lacné riešenie najmä pre aplikácie



Obr. 1.2 Schéma zapojenia integrovaného lineárneho stabilizátora napätia s 5 V výstupom

malých výkonov. Využitie nachádzajú najmä v zariadeniach citlivých na šum, teda v komunikačnej a rádiovkej technike. Výhodou je aj veľmi malé zvlnenie výstupného napätia, keďže v lineárnych stabilizátoroch nedochádza k pravidelnému spínaniu

výkonových prvkov, a tak isto aj veľmi rýchla prechodová odozva pri náhlej zmene záťaže. Hlavnou nevýhodou lineárnych napájacích zdrojov je, že veľká časť dodávaného príkonu sa mení na stratový výkon v podobe tepla, a tým pádom dosahujú v určitých prípadoch veľmi nízku účinnosť. Pri zanedbaní prúdu, ktorý spotrebovávajú stabilizátor pri svojej činnosti, môžeme predpokladať, že vstupný prúd I_{IN} je rovný výstupnému prúdu I_{OUT} [9]. Keďže prúd odoberaný záťažou R_Z tečie aj cez tranzistor T , stratový výkon na tranzistore je definovaný ako

$$\Delta P_{LOSS} = (U_{IN} - U_{OUT}) * I_{IN} = U_{CE} * I_{IN} . \quad (1.1)$$

Účinnosť lineárneho stabilizátora je potom približne daná vzťahom:

$$\eta_{LINEAR} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + \Delta P_{LOSS}} = \frac{U_{OUT} * I_{IN}}{U_{OUT} * I_{IN} + (U_{IN} - U_{OUT}) * I_{IN}} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} . \quad (1.2)$$

Z rovnice (1.2) vyplýva, že účinnosť lineárneho stabilizátora je daná pomerom výstupného a vstupného napätia, tzn. pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 5 V$ a vstupnom napätí $U_{IN} = 12 V$ by stabilizátor dosahoval účinnosť približne 42 %.

Zásadným problémom meničov tohto typu je skutočnosť, že ich použitie je obmedzené len na možnosť znižovania vstupného napätia. Nie je možné dosiahnuť na výstupe napätie vyššie ako na vstupe, prípadne dosiahnuť inverziu polaritu napätia vzhľadom k spoločnému vstupnému a výstupnému vodiču (zemi) [1].

1.2 Jednosmerné impulzné DC/DC meniče

Na rozdiel od lineárnych meničov, v ktorých je tranzistor nepretržite prevádzkovaný v lineárnom režime, v impulzných DC/DC meničoch je tranzistor periodicky zapínaný a vypínaný s veľkou frekvenciou, rádovo desiatky až stovky kHz. V dobe zapnutia, kedy tranzistor vedie prúd, je úbytok napätia na prechode kolektor – emitor minimálny, naopak, vo vypnutom stave je na prechode kolektor – emitor plné napätie medziľahlého zdroja a prúd tečúci prechodom je nulový. Týmto spôsobom prevádzky dôjde k výraznému obmedzeniu vzniku stratového výkonu a tým k zlepšeniu účinnosti, ktorá môže v určitých prípadoch dosahovať až 98,5 %. Menší stratový výkon sa prejaví aj na zlepšení teplotných pomerov v meniči, čím sa výrazne zredukujú rozmery potrebného chladiča a tým celkové rozmery a hmotnosť zdroja.



Na druhej strane prevádzka spínacích prvkov na vysokej frekvencii spôsobuje vznik elektromagnetického rušenia (EMI), ktoré negatívne ovplyvňuje nielen samotný zdroj, ale aj zariadenia v okolí, čo si vyžaduje rešpektovať určité zásady už pri samotnom návrhu. Rovnako negatívne ovplyvňuje aj účinnosť zdroja vznikom spínacích strát. V porovnaní s lineárnymi meničmi majú spínané meniče oveľa pomalšiu prechodovú odozvu na zmenu záťaže, výstupné napätie dosahuje zvlnenie až niekoľko mV, konštrukčne sú náročnejšie, čo sa v konečnom dôsledku odrazí aj na cene [1].

Podľa literatúry [3] jednosmerné impulzné meniče rozdeľujeme na:

a) Jednosmerné impulzné meniče bez vysokofrekvenčného impulzného transformátora

Do tejto skupiny meničov patrí:

- Znižujúci menič – *STEP DOWN (BUCK)*
- Zvyšujúci menič – *STEP UP (BOOST)*
- Znižujúci aj zvyšujúci menič - *SEPIC*
- Znižujúci aj zvyšujúci menič - *BUCK-BOOST*
- Menič obracajúci polaritu – *ČUK*
- Zvláštne meniče - *ZETA*

b) Jednosmerné impulzné meniče s vysokofrekvenčným impulzným transformátorom

Do tejto skupiny meničov patrí:

- Jednočinný priepustný menič - *FORWARD*
- Dvojčinný priepustný menič – *PUSH-PULL, HALF-BRIDGE, FULL-BRIDGE*
- Jednočinný blokujúci menič - *FLYBACK*
- Rezonančný menič – *RESONANT, QUASI RESONANT*

V nasledujúcej kapitole sa práca bude zaoberať práve jednosmernými impulznými meničmi bez vysokofrekvenčného impulzného transformátora.

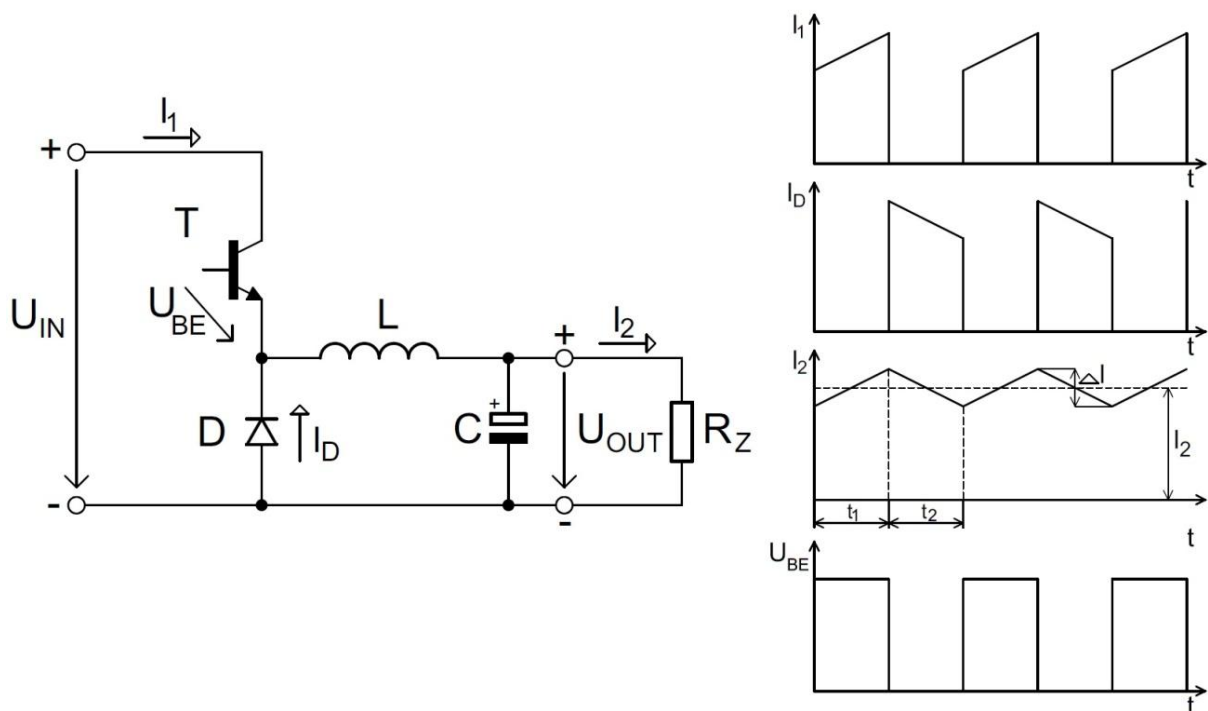
2 TOPOLÓGIE DC/DC MENIČOV

Princíp činnosti jednotlivých topológií DC/DC meničov bude vysvetlený v režime spojitých prúdov v ustálenom stave (t. j. po niekoľkých spínacích periódach). Pod pojmom režim spojitých prúdov podľa Obr. 2.1 rozumieme, že prúd cievkou L nikdy behom svojho poklesu v časovom intervale t_2 neklesne na nulu a nezotrúva nulový. V medznom prípade sa môže dotknúť nuly v jedinom bode, v okamihu skončenia doby t_2 [2].

Priebehy jednotlivých prúdov majú v skutočnosti exponenciálny priebeh, avšak pri analýze jednotlivých meničov pre zjednodušenie bude zanedbaný vnútorný odpor cievky a exponenciálne priebehy budú nahradené šikmými priamkami [4].

2.1 Znižujúci menič – STEP DOWN

Znižujúci menič - *step down* (často označovaný aj ako *buck converter*) znázornený na Obr. 2.1 je menič pracujúci v 1. kvadrante VA – roviny. Ako už z názvu vyplýva, menič privedené vstupné napätie U_{IN} znižuje na napätie U_{OUT} .



Obr. 2.1 Princiipiálna schéma zapojenia STEP-DOWN meniča, priebehy prúdov a napätia

Princíp činnosti:

- 1) Počas doby t_1 je tranzistor T v zopnutom stave. Prúd I_1 tečie zo zdroja cez tranzistor T , cievku L do záťaže R_Z . Cievka v tomto okamihu v sebe akumuluje energiu a súčasne sa kondenzátor C nabíja. Prúd cievkou narastá až do okamihu, kedy dôjde k vypnutiu tranzistora T .
- 2) V okamihu vypnutia tranzistora T (doba t_2) sa cievka stane zdrojom prúdu a snaží sa zachovať pôvodný smer. Prúd I_D sa uzatvára cez záťaž R_Z a nulovú diódu D . Rovnako kondenzátor C dodáva prúd do záťaže, čím znižuje výstupné zvlnenie.
- 3) Opäť dôjde k zopnutiu tranzistora T a dej sa opakuje podľa bodu 1).

Výstupné napätie je dané vzťahom:

$$U_{OUT} = U_{IN} * s_T . \quad (2.1)$$

Strieda s_T tranzistora T vyjadruje pomer doby zopnutia tranzistora k perióde spínania a určí sa zo vzťahu:

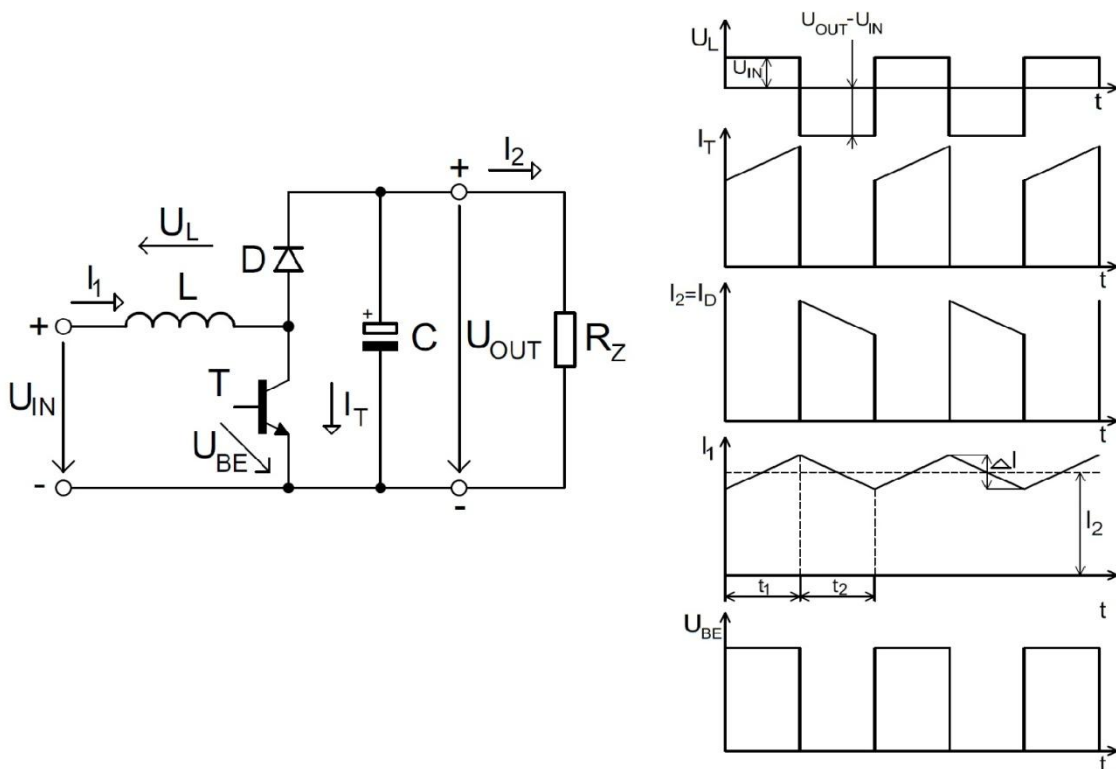
$$s_T = \frac{t_1}{T} = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} . \quad (2.2)$$

Dióda D , ktorá slúži ako usmerňovač pracuje zo striedou:

$$s_D = (1 - s_T) . \quad (2.3)$$

2.2 Zvyšujúci menič – STEP UP

Zvyšujúci menič na Obr. 2.2, označovaný ako *step up* menič (prípadne *boost converter*), je menič pracujúci v 1. kvadrante VA – roviny. Na výstupe meniča je napätie vyššie, ako je privádzané vstupné napätie tzn. $U_{OUT} > U_{IN}$.



Obr. 2.2 Princípálna schéma zapojenia STEP-UP meniča, priebehy prúdov a napätia

Princíp činnosti:

- 1) Opäť vychádzame z ustáleného stavu, kedy tranzistor T je v zopnutom stave – doba t_1 . Prúd I_1 tečie zo zdroja cez cievku L , tranzistor T a späť do zdroja. Počas tejto doby cievka L akumuluje v sebe energiu a prúd I_1 narastá až do okamihu, kedy dôjde

k vypnutiu tranzistora T . Kondenzátor C , ktorý slúži na vyhladenie výstupného napätia, sa vybíja do záťaže.

- 2) V okamihu vypnutia tranzistora T (doba t_2) sa cievka L snaží zachovať pôvodný smer prúdu, dióda D je v tomto momente polarizovaná v priepustnom smere, a teda tečie ňou prúd do záťaže. Proti smeru prúdu sa na tlmivke indukuje napätie U_L , ktoré je v sérii s napätím zdroja U_I a na záťaži získame napätie U_2 , ktoré je vyššie ako vstupné napätie.
- 3) Opäť dôjde k zopnutiu tranzistora T a dej sa opakuje podľa bodu 1).

Výstupné napätie je dané vzťahom:

$$U_{OUT} = U_{IN} * \left(\frac{1}{1 - s_T} \right). \quad (2.4)$$

Tranzistor T pracuje so striedou:

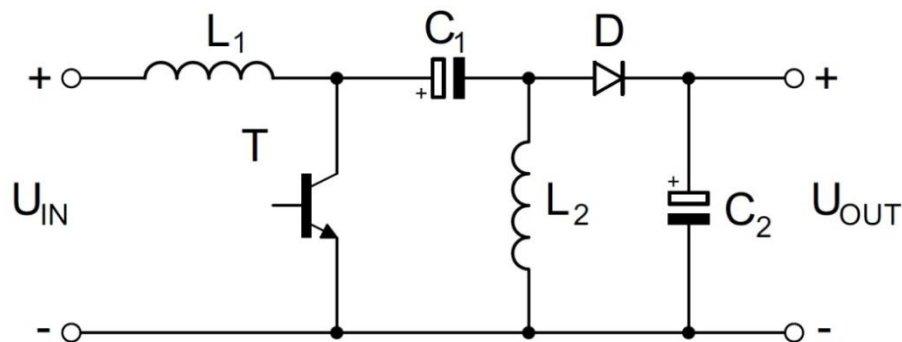
$$s_T = \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} \right). \quad (2.5)$$

Dióda D pracuje so striedou:

$$s_D = \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} = 1 - s_T. \quad (2.6)$$

2.3 Menič SEPIC

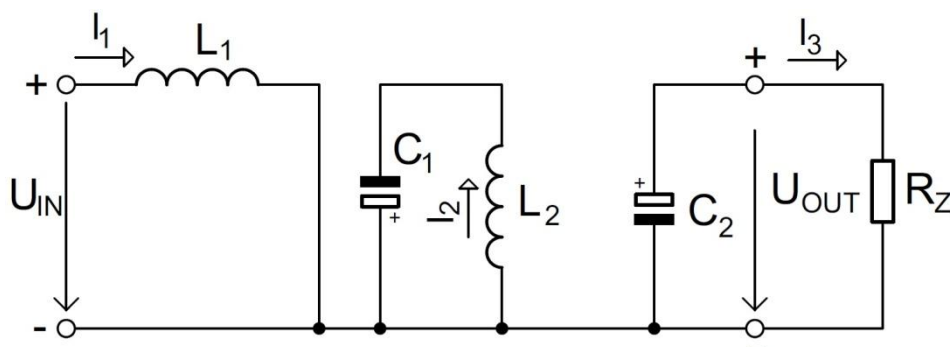
Ide o špecifické zapojenie, ktoré je schopné znižovať aj zvyšovať vstupné napätie na požadovanú hodnotu. Princiálne zapojenie meniča je uvedené na Obr. 2.3.



Obr. 2.3 Princiálna schéma zapojenia SEPIC meniča

Princíp činnosti:

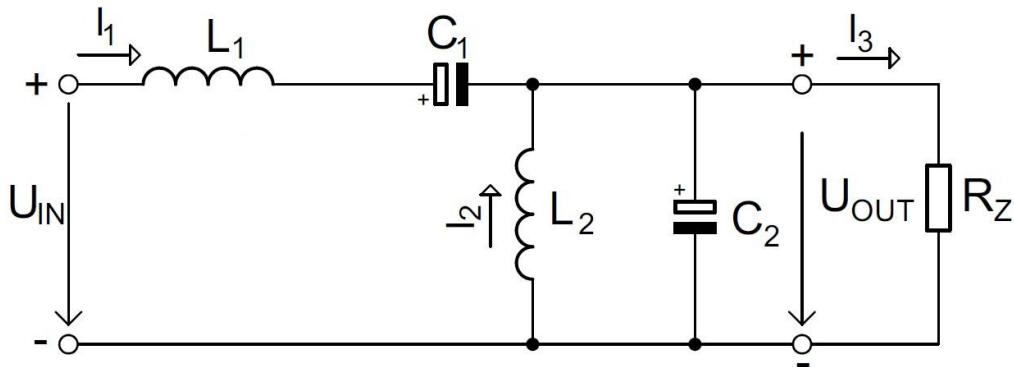
- 1) Vychádzame z ustáleného stavu po niekoľkých spínacích periódach, kedy kondenzátor C_1 je nabitý. Po zopnutí tranzistora T (Obr. 2.4) začne prúd I_1 tečť cez cievku L_1 , tranzistor T



Obr. 2.4 Tranzistor T zapnutý

a späť do zdroja. V tomto okamihu cievka L_1 v sebe akumuluje energiu. V tom istom okamihu sa nabitý kondenzátor C_1 začne vybíjať prúdom I_2 do cievky L_2 , ktorá akumuluje energiu z kondenzátora. Do záťaže v tomto okamihu tečie prúd I_3 z kondenzátora C_2 .

- 2) Po vypnutí tranzistora T (Obr. 2.5) si obe cievky zachovávajú pôvodný smer prúdu, cievka L_1 prechodom prúdu I_1 nabíja kondenzátor C_1 a cez diódu D dodáva prúd do kondenzátora C_2 a záťaže R_Z . Rovnako cievka L_2 dodáva cez diódu D prúd do výstupného kondenzátora C_2 a do záťaže R_Z .



Obr. 2.5 Tranzistor T vypnutý

- 3) Dej sa opakuje podľa bodu 1).

Výstupné napätie je dané vzťahom:

$$U_{OUT} = U_{IN} \left(\frac{s_T}{1 - s_T} \right) [7]. \quad (2.7)$$

Tranzistor T pracuje so striedou:

$$s_T = \frac{U_{OUT} + U_F}{U_{IN} + U_{OUT} + U_F}, \quad (2.8)$$

kde U_F je úbytok napätia na dióde v priepustnom smere [7].

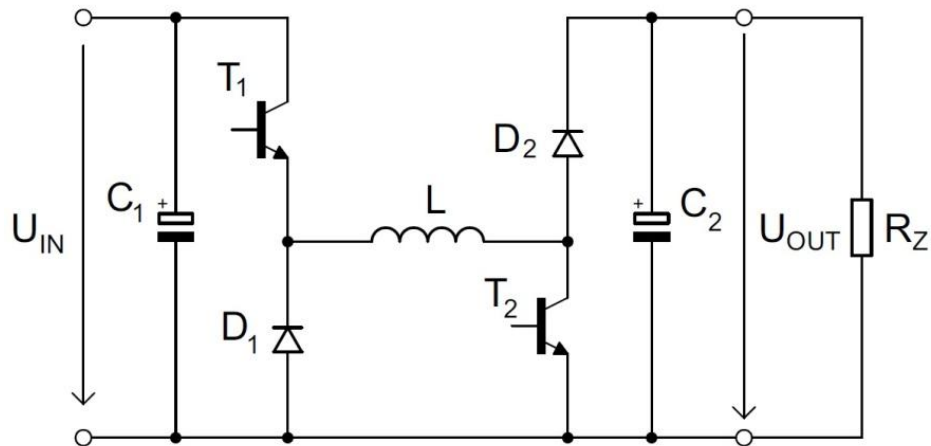
Dióda D pracuje so striedou:

$$s_D = 1 - s_T. \quad (2.9)$$

Z rovnice (2.7) vyplýva, že ak tranzistor pracuje so striedou $s_T = 0,5$, výstupné napätie sa bude rovnať napätiu vstupnému, pri striede $s_T < 0,5$ bude výstupné napätie menšie ako vstupné a pri striede $s_T > 0,5$ bude na výstupe napätie vyššie ako napätie vstupné.

2.4 BUCK – BOOST menič

Tak isto ako v prípade *sepic* meniča, ide o topológiu, ktorá dokáže pracovať so širokým rozsahom vstupných napätí, tzn. *buck – boost* menič je schopný zvyšovať aj znižovať vstupné napätie na požadovanú hodnotu. Vo svojej podstate ide o spojenie znižujúceho meniča so zvyšujúcim meničom popísaných v kapitole 2.1 a 2.2, avšak v tomto type zapojenia sa využíva jedna spoločná cievka. Princiálna schéma zapojenia *buck – boost* meniča je uvedená na Obr. 2.6.



Obr. 2.6 Principiálna schéma zapojenia BUCK - BOOST meniča

Menič pracuje v „buck“ režime v prípade, keď tranzistor T_1 spína a tranzistor T_2 je počas celého cyklu zavretý. Prúdová cesta sa uzatvára cez tranzistor T_1 , cievku L , diódu D_2 , záťaž R_Z a späť do zdroja. Ak dôjde k vypnutiu tranzistoru T_1 , prúd cievky si zachováva svoj pôvodný smer a tečie cez diódu D_2 , záťaž R_Z a cez diódu D_1 .

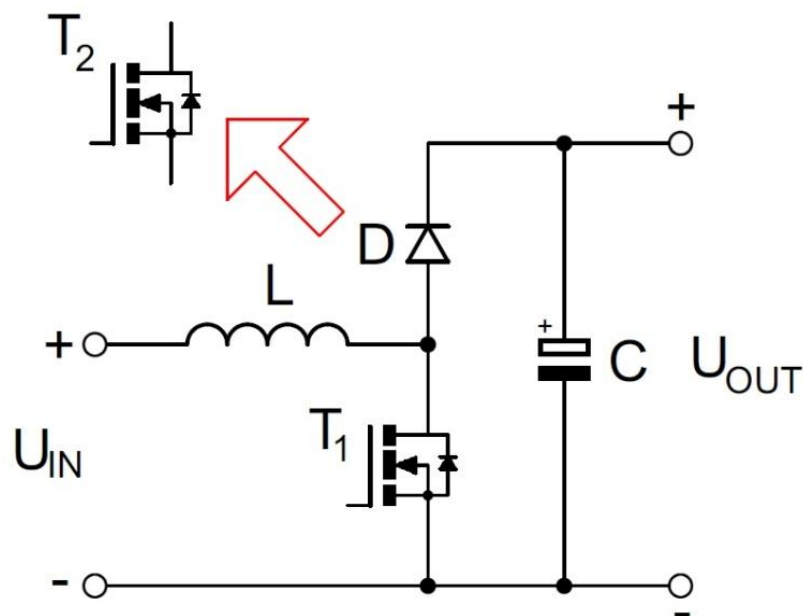
Menič pracuje v „boost“ režime v prípade, keď tranzistor T_1 je natrvalo otvorený a tranzistor T_2 spína. V okamihu, kedy je tranzistor T_2 zopnutý, prúd tečie zo zdroja cez tranzistor T_1 , cievku L , tranzistor T_2 a späť do zdroja. Ak dôjde k vypnutiu tranzistora T_2 , napätie na indukčnosti je v tomto prípade v sérii s napätím zdroja, tzn. napätie $U_{OUT} > U_{IN}$, prúd tečie z cievky L cez diódu D_2 , záťaž R_Z a späť do zdroja.

3 DIÓDOVÝ A SYNCHRÓNNY USMERŇOVAČ V IMPULZNÝCH DC/DC MENIČOCH

V štandardných aplikáciách impulzných DC/DC meničov uvedených v kapitole 2 sa využíva k usmerneniu výstupného prúdu dióda. Toto jednoduché riešenie kladie menšie nároky na integrovaný obvod, pretože diódu nie je nutné riadiť, avšak prináša so sebou určitú nevýhodu a tou je vyšší stratový výkon, ktorý na dióde vzniká. Z rovnice (3.1) vyplýva, že straty ΔP_{COND} spôsobené vedením prúdu sa skladajú z dvoch častí. Prvá časť stratového výkonu vzniká vplyvom úbytku napätia U_F na dióde v priepustnom smere a strednej hodnote prúdu I_{AV} , ktorý diódou tečie. Druhá časť stratového výkonu vzniká vplyvom dynamického odporu r_{dyn} a druhej mocniny efektívnej hodnoty prúdu I_{RMS} , ktorý diódou tečie. Úbytok napätia v závislosti na použitom type diódy sa pohybuje v rozmedzí od 0,2 V (Schottkyho dióda) až do 0,7 V (štandardná kremíková dióda).

$$\Delta P_{COND} = U_F * I_{AV} + r_{dyn} * I_{RMS}^2 \quad (3.1)$$

V aplikáciách, ktoré vyžadujú čo možno najvyššiu účinnosť, napríklad pri napájaní zariadení z batériových systémov, kedy sa vyžaduje čo najdlhší čas prevádzky, využívame na redukovanie strát, a teda na zlepšenie účinnosti synchronný usmerňovač. V praxi to znamená, že štandardný diódový usmerňovač sa nahradí unipolárnym tranzistorom (Obr. 3.1). Tranzistor je však nutné vhodným spôsobom riadiť, čo si vyžaduje použiť budič (*driver*). Ten je možné zvoliť buď ako externý, realizovaný samostatným integrovaným obvodom, alebo je možné použiť riešenie v podobe riadiaceho integrovaného obvodu pre menič so vstavaným budičom pre synchronný usmerňovač.



Obr. 3.1 Náhrada diódového usmerňovača synchronným usmerňovačom v topológii zvyšujúceho meniča (platí aj pre ostatné topológie)

V prípade synchronného usmerňovača podľa [6] dominujú dva druhy strát – straty spôsobené vedením prúdu a straty spôsobené ochrannou dobou (*dead time*) medzi zapnutím/vypnutím a vypnutím/zapnutím horného a dolného spínača. Podľa rovnice (3.2) straty vedením ΔP_{COND} sú

závislé na odpore prechodu *drain – source* v zopnutom stave $R_{DS(ON)}$ a na druhej mocnине efektívnej hodnoty prúdu I_{RMS} , ktorý prechodom tranzistora prechádza.

$$\Delta P_{COND} = R_{DS(ON)} * I_{RMS}^2 \quad (3.2)$$

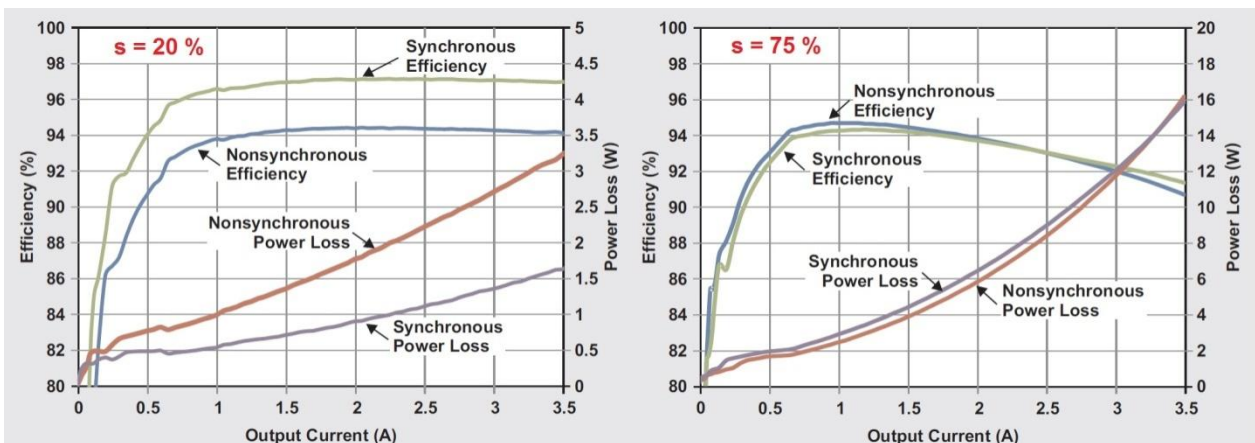
Ochranná doba (*dead – time*) je v aplikácii synchronného usmerňovania veľmi dôležitá. Pomocou nej zabráňujeme tomu, aby boli súčasne zopnuté oba tranzistory meniča, v opačnom prípade by došlo ku skratovaniu jeho vstupu alebo výstupu. V okamihu, kedy dôjde k vypnutiu hlavného spínača, synchronný usmerňovač nie je zopnutý ihneď, ale s určitým meškaním t_{DT} . Oneskorenie zopnutia je realizované riadiacim IO. Práve v tomto okamihu prúd tečie do záťaže internou parazitnou diódou unipolárneho tranzistora, na ktorej vzniká stratový výkon ΔP_{DT} úmerný úbytku napätia na tejto dióde v priepustnom smere - U_F (katalógový údaj), strednej hodnote prúdu I_{AV} , ochrannej dobe t_{DT} a frekvencii spínania f_{SW} . Čas t_{DT} je buď uvedený v katalógovom liste výrobcu IO, alebo ho je možné zmerať pomocou osciloskopu.

$$\Delta P_{DT} = U_F * I_{AV} * 2 * (t_{DT}) * f_{SW} \quad (3.3)$$

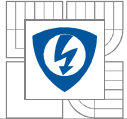
Podľa katalógového listu [19] prepínacie straty dané vzťahom (3.4), sú v tomto prípade zanedbateľné, pretože interná parazitná dióda N-MOSFET tranzistora prechádza skôr do vodivého stavu ako samotný tranzistor a pri vypínaní prechádza neskôr do nevodivého stavu, ako tranzistor vypína.

$$\Delta P_{SW} = \frac{1}{4} * U_d * I_z * (t_{ON} + t_{OFF}) \quad (3.4)$$

V technickej správe [6] spoločnosti *Texas Instruments* sú porovnané oba typy usmerňovačov z hľadiska účinnosti a miesta zaberajúceho na plošnom spoji. Výsledky ukazujú, že menič so synchronným usmerňovačom dosahuje pri 20 % striede lepšiu účinnosť v porovnaní s meničom, ktorý používa klasický diódový usmerňovač a pri plnej záťaži zlepšil účinnosť o 3 % (Obr. 3.2). Oproti konvenčnému usmerňovaču synchronný usmerňovač na plošnom spoji ušetril 53 mm². Pri striede 75% boli výsledky účinnosti meniča so synchronným a diódovým usmerňovačom porovnateľné, avšak v prípade synchronného usmerňovača opäť došlo k úspore miesta na plošnom spoji o 125 mm².



Obr. 3.2 Porovnanie účinností a stratového výkonu meničov zo synchronným a diódovým usmerňovačom (prevzaté a upravené z [6])



4 ŠPECIFIKÁCIA PALUBNEJ SIETE A POŽADOVANÉ PARAMETRE MENIČOV

Navrhované meniče sú určené pre napájanie notebooku v automobile. V rámci práce sú riešené dva typy DC/DC meničov, jeden pre 12 V palubný systém a druhý pre 12 – 24 V palubný systém.

4.1 Špecifikácia 12 V a 24 V palubnej siete

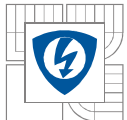
Podľa medzinárodného štandardu *SAE J1455* [18] je nominálne napätie v 12 V palubnej sieti, za normálnej prevádzky automobilu, definované v rozsahu od 11 do 16 V DC. Za určitých podmienok, ako napríklad pri voľnobežných otáčkach motora, so spustenými svetlami a klimatizáciou pri plne vybitom akumulátore, môže napätie klesnúť na hodnotu 9 V. V prípade poruchy napäťového regulátora alternátora, môže alternátor dodávať do siete napätie až 18 V, čo spôsobí vyvarenie batériového elektrolytu. Pri štartovaní automobilu pri okolitej teplote - 40 °C môže napätie akumulátora klesnúť na hodnotu 6,5 V a na svorkách štartéra sa napätie môže pohybovať od 5,2 do 7,8 V. Pre núdzové spustenie vozidla môže byť krátkodobou použité napätie 24 V, avšak takáto hodnota napätia už môže poškodiť ostatné zariadenia použité v automobile. Prehľad definovaných napätí pre 12 V sieť je uvedený v *Tab. 4.1*. Pre 24 V systém platia rovnaké podmienky prevádzky ako pre 12 V systém a definované hodnoty napätí sú uvedené v *Tab. 4.2*.

Stav	Napätie	
Normálna prevádzka vozidla	minimálne	9 V
	nominálne	14,2 V
	maximálne	16 V
Porucha regulátora napätia		9 - 18 V
Štart za studena (- 40 °C)	svorky akumulátora	6,5 V min.
	svorky štartéra	5,2 - 7,8 V
Krátkodobé štartovanie		24 V
	pri prepólovaní	-24 V

Tab. 4.1 Definované hodnoty napätia v 12 V palubnej sieti (prevzaté a upravené z [18])

Stav	Napätie	
Normálna prevádzka vozidla	minimálne	18 V
	nominálne	28,4 V
	maximálne	32 V
Porucha regulátora napätia		18 - 36 V
Štart za studena (- 40 °C)	svorky akumulátora	13,3 V min.
	svorky štartéra	10,6 - 16 V
Krátkodobé štartovanie		48 V
	pri prepólovaní	-24 V

Tab. 4.2 Definované hodnoty napätia v 24 V palubnej sieti (prevzaté a upravené z [18])



4.2 Požadované parametre meničov

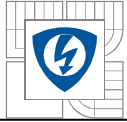
Komerčne dostupné notebooky na trhu pracujú s napájacím napätím 19 – 19,5 V DC. Požadovaný prúd sa odvíja najmä od výkonu notebooku, kapacity jeho batérie a pohybuje sa v rozmedzí 3 – 5 A. V tabuľke *Tab. 4.3* sú uvedené potrebné parametre pre oba varianty.

Vstupné parametre - menič pre 12 V sieť	
Minimálne vstupné napätie	9 V
Nominálne vstupné napätie	14,2 V
Maximálne vstupné napätie	18 V
Vstupné parametre - menič pre 12 - 24 V sieť	
Minimálne vstupné napätie	9 V
Nominálne vstupné napätie	14,2 V / 28,4 V
Maximálne vstupné napätie	32 V
Výstupné parametre	
Výstupné napätie	19 V
Výstupný prúd	5 A
Výstupný výkon	95 W

Tab. 4.3 Požadované vstupné a výstupné parametre meničov

Pri návrhu a konštrukcii sa dôraz kladie najmä na maximálnu účinnosť pri zachovaní čo možno najmenších rozmerov celkového vyhotovenia s dôrazom na mechanickú odolnosť pre prípadné použitie v náročných pracovných podmienkach. Z pohľadu spoľahlivej a bezpečnej prevádzky meniča, ale aj ochrany napájacej siete automobilu a notebooku je nutné, aby meniče obsahovali nasledujúce ochrany:

- Ochrana proti prepólovaniu na vstupe
- Ochrana proti prepätiu na vstupe
- Ochrana proti prepätiu na výstupe
- Ochrana proti podpätiu na vstupe
- Tepelná ochrana
- Nadprúdová ochrana na výstupe



5 VARIANT 1 – MENIČ PRE 12 V PALUBNÚ SIETĚ

Variant 1 je riešený v rámci semestrálneho projektu. Pre tento variant je zvolená topológia zvyšujúceho meniča *STEP – UP*, popísaná v kapitole 2.2. Srdcom tohto meniča je integrovaný obvod LM5122 od spoločnosti *Texas Instruments*.

5.1 Popis obvodu LM5122

LM5122 je obvod, ktorý je určený na riadenie zvyšujúceho meniča so synchronným usmerňovačom. Riadenie je založené na metóde snímania špičkového prúdu cievkou (*peak current mode control*). Disponuje širokým rozsahom vstupných a výstupných napätí, frekvencia spínania je nastaviteľná jedným rezistorom, prípadne externým zdrojom signálu až do 1MHz. Obsahuje dva integrované budiče pre N-MOSFET tranzistory s adaptívnym nastavením ochranného času (*dead time control*). Poskytuje tri režimy spínania pri prevádzke s malou záťažou, je navrhnutý pre prácu v jednofázovej konfigurácii (*single - phase*), ale aj viacfázovej konfigurácii (*multi – phase*). V prípade viacfázovej konfigurácie ide o spojenie niekoľkých meničov za účelom získania výstupného prúdu s čo najmenším zvlnením.

Vlastnosti obvodu:

- Minimálne vstupné napätie: 3,0 V
- Maximálne vstupné napätie: 65 V
- Maximálne výstupné napätie: 100 V
- Režim premostenia vstupu s výstupom pri $U_{OUT} = U_{IN}$ (*bypass mode*)
- 1,2 V napäťová referencia s $\pm 1,0$ % presnosťou
- Spínacia frekvencia do 1 MHz
- 2x integrovaný budič pre N - MOSFET tranzistory (3 A)
- Pomocné externé napájanie ($U_{VCC} = 7,6$ V)
- Možnosť nastavenia režimu prevádzky pri nízkych záťaženiach (*skip cycle, pulse skipping, forced PWM*)
- Rozsah pracovných teplôt (-40 °C – 150 °C)
- Adaptívne nastavenie mŕtvych časov
- Kľudový prúd: 9 μ A
- Snímanie prúdu cievkou
- Kompenzácia snímaného prúdu cievkou (*slope compensation*)
- Nastaviteľné prúdové obmedzenie
- Nastaviteľná podpäťová ochrana (*under voltage lock - out*)
- Nastaviteľný soft - štart
- Tepelná ochrana
- 20 pinové SMD puzdro HTSSOP

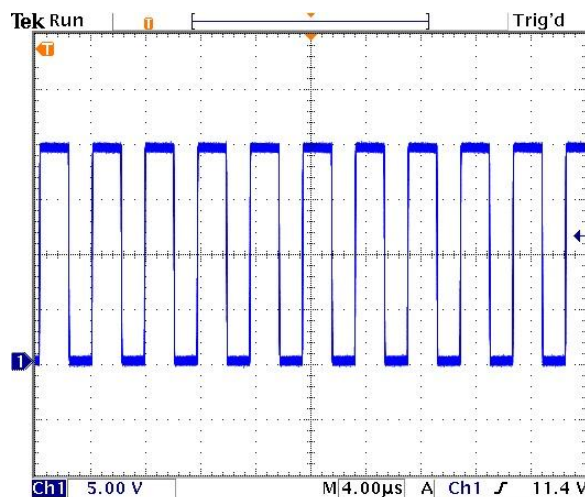
Svoje uplatnenie obvod nachádza v 12 V, 24 V a 48 V výkonových systémoch, automobilovom priemysle, napájaní audio systémov a vo výkonných napájacích zdrojoch [19].

5.1.1 Režim prevádzky meniča

Obvod poskytuje celkovo tri režimy prevádzky meniča v závislosti od zaťaženia, ktoré sa nastavujú pripojením definovanej hodnoty napätia na pine MODE (Obr. 5.7). O tom, ktorý režim je najvhodnejší, rozhoduje práve daná aplikácia, v ktorej bude menič použitý.

a) Režim nútenej PWM modulácie - Obr. 5.1 (*forced PWM mode*)

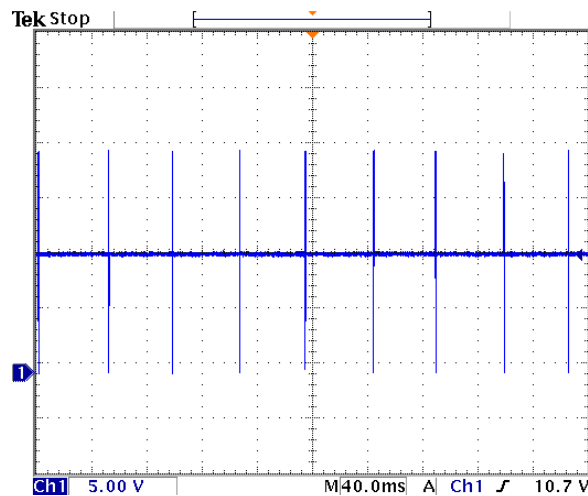
Nútená PWM modulácia zabezpečuje prevádzku meniča v režime spojitých prúdov (*continuous conduction mode*), tzn. prúd cievkou nikdy neklesne na nulovú hodnotu, iba v medznom prípade na konci doby t_2 (vid' Obr. 2.2). Spojitý režim prúdu cievkou je zabezpečený tým, že synchronný usmerňovač umožní viesť prúd z výstupu na vstup, pretože k jeho spínaniu dochádza už pri prevádzke naprázdno, prípadne pri veľmi malých zaťaženiach. Zvolený režim sa aktivuje, ak napätie na pine MODE prekročí hodnotu 1,2 V, najčastejšie pripojením pinu MODE na pin pomocného napájania V_{CC} ($U_{VCC} = 7,6$ V).



Obr. 5.1 Priebeh spínacích impulzov režimu
FPWM na pine SW pri prúde záťaže
 $I_{OUT} = 0$ A

b) Režim preskakovania cyklov - Obr. 5.2 (*skip cycle mode*)

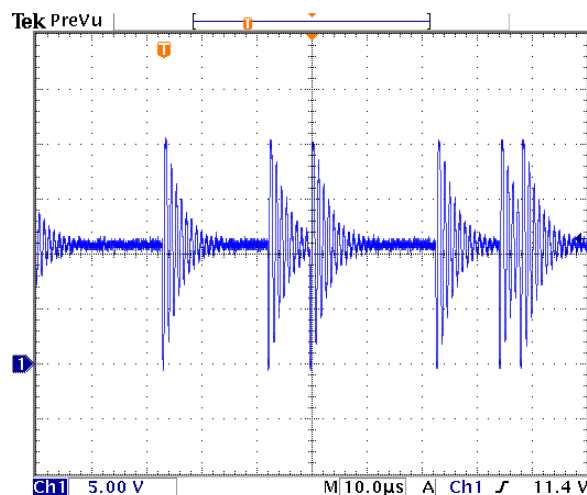
Skip cycle režim sa využíva hlavne pri prevádzke meniča s malým zaťažením za účelom zvýšenia účinnosti eliminovaním spínacích strát, vznikajúcich na hornom a dolnom spínači. Zníženie spínacích strát sa dosiahne tým, že výstup PWM modulátora redukuje strednú frekvenciu spínania tranzistorov. V takom prípade menič pracuje v režime nespojitých prúdov (*discontinuous conduction mode*), synchronný usmerňovač sa správa ako dióda, tzn. nedochádza k jeho spínaniu a neumožňuje vedenie prúdu z výstupu na vstup ako v prípade a). Prúd do záťaže je vedený len parazitnou diódou N-MOSFET tranzistora. K spínaniu synchronného usmerňovača dôjde pri zvýšení zaťaženia, kedy napätie na snímacom bočniku R_{SENSE} prekročí prahovú hodnotu 7 mV. Režim je aktívny, ak sa pin MODE nikam nezapojí.



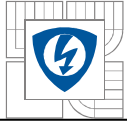
Obr. 5.2 Priebeh spínacích impulzov režimu
SKIP CYCLE na pine SW pri prúde zátážou
 $I_{OUT} = 0 A$

c) Režim preskakovania pulzov - Obr. 5.3 (pulse skipping mode)

Rovnako, ako v prípade *skip cycle* režimu, tento režim sa využíva pri malých zátáženiach meniča za účelom zníženia stratového výkonu vplyvom spínacích strát. Menič teda pracuje v režime nespojitých prúdov. Opäť nedochádza k spínaniu synchronného usmerňovača a prúd do zátáže je vedený len parazitnou diódou tranzistora. K jeho spínaniu dôjde pri zvýšení zátáže, ak úbytok napätia na bočníku prekročí hodnotu 7 mV. Spínanie dolného spínača je realizované náhodne a len takým spôsobom, aby výstupné napätie malo konštantnú hodnotu. Nastaví sa uzemnením pinu MODE.



Obr. 5.3 Priebeh spínacích impulzov režimu
PULSE SKIPPING na pine SW pri prúde
zátážou $I_{OUT} = 0 A$



5.2 Návrh zvyšujúceho meniča 9 – 18 V/19 V – 5 A

Pri dimenzovaní a konfigurácii meniča sú využité vzťahy pre výpočet hodnôt jednotlivých súčiastok a postup podľa katalógového listu [19], ktorý k obvodu LM5122 poskytuje výrobca. Vysvetlenie spôsobu nastavenia potrebných parametrov odkazuje na schému zapojenia na Obr. 5.7. Po vypočítaní potrebných hodnôt súčiastok je vždy v zátvorke uvedená najbližšia hodnota, ktorá je v schéme zapojenia na Obr. 5.7 použitá.

5.2.1 Nastavenie frekvencie spínania, spúšťacieho napätia a hysterézie

Voľba spínacej frekvencie je jedným zo základných parametrov pri návrhu meniča. Z pohľadu minimalizácie rozmerov použitej tlmivky je ideálne, keď frekvencia spínania je čo najvyššia. Na druhej strane vysoká frekvencia negatívne vplyva na použité spínacie prvky. Väčší počet zopnutí a rozopnutí spínača za jednotku času má za následok väčší počet prechodov pracovného bodu spínača lineárnou časťou výstupnej VA charakteristiky. Každý prechod spôsobí určitú stratovú energiu, ktorá sa v spínacom prvku mení na teplo a tým pádom sa s rastúcim počtom prechodov zvyšuje teplotné namáhanie spínacích prvkov a klesá účinnosť meniča.

Nastavenie frekvencie spínania sa realizuje pripojením rezistora na pin R_T a GND . Pre danú aplikáciu je použitá frekvencia odporúčaná výrobcom $f_{SW} = 250 \text{ kHz}$ ako rozumný kompromis medzi malými rozmermi a veľkou účinnosťou.

$$R_8 = R_T = \frac{9 * 10^9}{f_{SW}} = \frac{9 * 10^9}{250 * 10^3} = 36000 \Omega \text{ (36 k}\Omega\text{)}$$

Nastavenie spúšťacieho napätia a hysterézie sa realizuje deličom napätia tvoreného rezistormi R_{UV1} a R_{UV2} . Hysterézia je nastavená na hodnotu $U_{HYS} = 0,5 \text{ V}$. Spúšťacie napätie má hodnotu 9 V tzn. $U_{IN(STARTUP)} = 9 \text{ V}$.

K vypnutiu meniča dôjde pri napätí $U_{IN(SHUTDOWN)} = U_{IN(STARTUP)} - U_{HYS} = 8,5 \text{ V}$. Hodnota prúdu dodávaného z interného prúdového zdroja IO je podľa výrobcu $I_{HYS} = 10 \mu\text{A}$ [19].

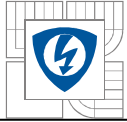
$$R_5 = R_{UV2} = \frac{U_{HYS}}{I_{HYS}} = \frac{0,5}{10 * 10^{-6}} = 50000 \Omega \text{ (50 k}\Omega\text{)}$$

$$R_6 = R_{UV1} = \frac{1,2 * R_{UV2}}{U_{IN(STARTUP)} - 1,2} = \frac{1,2 * 50 * 10^3}{9 - 1,2} = 7692,3 \Omega \text{ (7,68 k}\Omega\text{)}$$

5.2.2 Výpočet indukčnosti cievky, bočník pre snímanie prúdu cievkou

Pri výpočte *indukčnosti cievky* je treba brať do úvahy niekoľko faktorov. Zo vzťahu pre výpočet zvlnenia (5.1) vyplýva, že je závislé od jej indukčnosti. Čím bude induknosť väčšia, tým bude dosiahnuté menšie zvlnenie prúdu, avšak so zvyšujúcou sa indukčnosťou rastú aj rozmery cievky. Dosiahnuť malé zvlnenie prúdu, pri použití cievky s malou indukčnosťou a zachovania jej malých rozmerov, si vyžaduje nastaviť frekvenciu spínania na čo najvyššiu hodnotu, čo však spôsobí nárast spínacích strát tranzistorov a zníženie celkovej účinnosti meniča. Z praxe sa hodnota zvlnenia prúdu volí v rozmedzí od 5 % do 40 % veľkosti maximálneho vstupného prúdu [4]. Pre danú aplikáciu je zvolené 20 % zvlnenie.

$$\Delta I = \frac{U_{IN(MIN)} * (1 - s)}{f_{SW} L_{IN}} \quad (5.1)$$



Vstupný prúd, ktorý bude tiecť cievkou pri plnej záťaži a minimálnom vstupnom napätí pri zanedbaní strát je

$$I_{MAX} = \frac{P_{OUT}}{U_{IN(MIN)}} = \frac{U_{OUT} * I_{OUT}}{U_{IN(MIN)}} = \frac{19 * 5}{9} = 10,56 \text{ A} .$$

Hodnota zvlnenia prúdu špička – špička je

$$\Delta I_{P-P(BOOST)} = 0,2 * I_{IN} = 0,2 * 10,56 = 2,11 \text{ A} .$$

Vyjadrením z rovnice (5.1) má minimálna indukčnosť hodnotu:

$$L_{IN} = \frac{U_{IN(MIN)} * (1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}})}{\Delta I_{P-P(BOOST)} * f_{SW}} = \frac{9 * (1 - \frac{9}{19})}{2,11 * 250000} = 8,97 \mu H .$$

Pri výbere cievky je nutné rešpektovať skutočnosť, že pri určitej hodnote prúdu prechádzajúceho cievkou nastane jej presýtenie, a teda cievka stráca svoju indukčnosť. Hodnota saturačného prúdu, pri ktorej dôjde k nasýteniu, by mala byť väčšia ako špičkový prúd cievky ($I_{SAT} > I_{PEAK}$), ktorý dosahuje pri minimálnom vstupnom napätí a plnej záťaži hodnotu

$$I_{PEAK} = I_{IN} + \frac{\Delta I_{P-P(BOOST)}}{2} = 10,56 + \frac{2,11}{2} = 11,62 \text{ A} .$$

V danom zapojení je použitá cievka od firmy Würth Elektronik WE-HCI 74435561100 s indukčnosťou $L = 10 \mu H$, menovitým prúdom $I_R = 15 \text{ A}$ a saturačným prúdom $I_{SAT} = 21,5 \text{ A}$ [20].

Zvlnenie prúdu s použitou cievkou bude mať hodnotou:

$$\Delta I_{P-P(BOOST2)} = \frac{U_{IN} * (1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}})}{L_{IN} * f_{SW}} = \frac{9 * (1 - \frac{9}{19})}{10 * 10^{-6} * 250000} = 1,89 \text{ A} .$$

Keďže cievka je navinutá z medeného vodiča, ktorý ma určitý odpor, prechodom prúdu cievkou vzniká stratový výkon, ktorý je rovný:

$$\Delta P_{LOSS(INDUCTOR)} = R_{Cu} * I_{MAX}^2 = 6,9 * 10^{-3} * 10,56^2 = 0,769 \text{ W} ,$$

kde odpor vinutia použitej cievky podľa katalógového listu výrobcu [20] je $R_{Cu} = 6,9 \text{ m}\Omega$.

Bočník pre snímanie prúdu cievkou sa dimenzuje na prúd o 20 – 50 % väčší ako je špičkový prúd prechádzajúci cievkou. V tomto prípade je zvolená hodnota o 40 % väčšia ako je špičkový prúd.

$$R_1 = R_{SENSE} = \frac{U_{CS-TH1}}{I_{PEAK} * 1,4} = \frac{75 * 10^{-3}}{11,63 * 1,4} = 4,61 \text{ m}\Omega (5 \text{ m}\Omega) ,$$

kde $U_{CS-TH1} = 75 \text{ mV}$ je prahové napätie, pri ktorom dochádza k zareagovaniu nadprúdovej ochrany. Ak je táto hodnota na pinoch CSP a CSN prekročená, nadprúdová ochrana spôsobí

zablokovanie spínania dolného spínača. Veľkosť prúdu, pri ktorom dôjde k vybaveniu ochrany s použitím 5 mΩ odporu má hodnotu:

$$I_{OVERLOAD} = \frac{75mV}{R_1} = \frac{75}{5} = 15 A .$$

Maximálny stratový výkon, ktorý vznikne na bočníku je

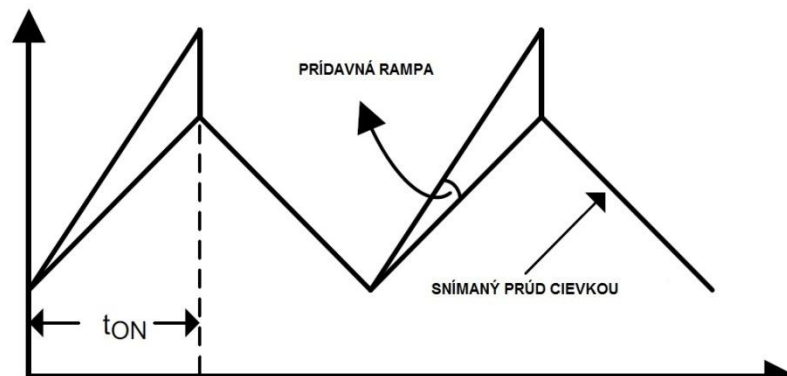
$$\Delta P_{LOSS(R1)} = R_1 * (I_{PEAK} * 1,4)^2 = 0,005 * (11,62 * 1,4)^2 = 1,323 W .$$

Z normalizovanej rady odporov je vybraný bočník s hodnotou odporu $R_1 = 5 m\Omega$ a maximálnym stratovým výkonom 2 W.

Signál, privádzaný z bočníka do interného komparátora obvodu LM5122, je vhodné vyfiltrovať pridaním RC filtra zloženého z rezistorov $R_2 = R_{CSP} = 100 \Omega$, $R_3 = R_{CSN} = 100 \Omega$ a kondenzátoru $C_{I2} = C_{CS} = 100 pF$.

5.2.3 Kompenzácia snímaného prúdu cievkou (*slope compensation*)

Ak menič pracuje so striedou väčšou ako 0,5, môže dôjsť k vzniku tzv. *sub – harmonických oscilácií*. Tieto nežiaduce oscilácie sa prejavujú periodickým spínaním dolného spínača úzkymi a širokými impulzmi. Práve pomocou *slope* kompenzácie (Obr. 5.4) je možné zabrániť vzniku



Obr. 5.4 Kompenzácia snímaného prúdu (prevzaté a upravené z [3])

týchto oscilácií, keď k snímanému prúdu cievkou sa pričíta prídavná rampa. Kompenzácia snímaného prúdu sa nastavuje pripojením rezistora medzi pin SLOPE a AGND. Jeho minimálna hodnota je určená nasledovne:

$$R_7 = R_{SLOPE} > \frac{5,7 * 10^9}{f_{SW}} * \left(1,2 - \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{OUT}}\right),$$

$$R_7 = R_{SLOPE} > \frac{5,7 * 10^9}{250000} * \left(1,2 - \frac{9}{19}\right),$$

$$R_7 = R_{SLOPE} > 16 560 \Omega .$$

Hodnota odporu musí byť väčšia ako 16,56 kΩ.

Pri minimálnom vstupnom napätí bude hodnota rezistoru R_{SLOPE} :

$$R_7 = R_{SLOPE} = \frac{L_{IN} * 6 * 10^9}{(K * U_{OUT} - U_{IN(MIN)}) * R_S * 10} =$$

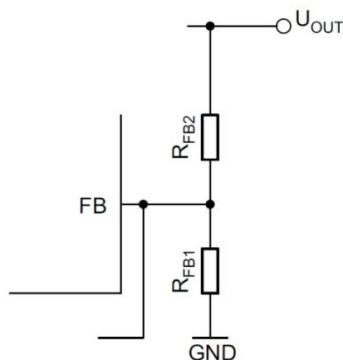
$$= \frac{10 * 10^{-6} * 6 * 10^9}{(1 * 19 - 9) * 5 * 10^{-3} * 10} = 120\,000 \, \Omega \text{ (120 k}\Omega\text{)} .$$

5.2.4 Vstupný a výstupný filtračný kondenzátor

Zvlnenie vstupného napätia, ktorým je napájaný menič, závisí od použitého napájacieho zdroja. Na vstupe sú tri paralelne zapojené elektrolytické kondenzátory $C_1 - C_3$ s kapacitou 330uF/35V spolu s keramickými kondenzátormi $C_4 - C_7$ s kapacitou 4,7 uF/35V.

Výstupný filter tvoria elektrolytické kondenzátory $C_{21} - C_{24}$ s kapacitou 330uF/35V. Ešte pred elektrolytickými kondenzátormi sú umiestnené keramické kondenzátory $C_{17} - C_{20}$, ktoré pohlcujú prepäťové špičky vznikajúce na parazitných indukčnostiach cestičiek plošného spoja a musia byť umiestnené čo najbližšie k tranzistorom.

5.2.5 Nastavenie výstupného napätia, nastavenie funkcie SOFT-ŠTART



Požadovaná hodnota výstupného napätia sa nastavuje deličom napätia tvoreného rezistormi R_{FB1} a R_{FB2} . Stred deliča je vyvedený na pin FB (Obr. 5.5). Hodnotu odporu rezistoru R_{FB2} je $R_{11} = R_{FB2} = 49,9 \text{ k}\Omega$. Hodnotu odporu rezistoru R_{FB1} pre požadované výstupné napätie $U_{OUT} = 19 \text{ V}$ je podľa nasledujúceho vzťahu:

$$R_{12} = R_{FB1} = \frac{1,2R_{FB2}}{U_{OUT} - 1,2} = \frac{1,2 * (49900)}{19 - 1,2} = 3364,04 \, \Omega \text{ (3,4 k}\Omega\text{)} .$$

Obr. 5.5 Spätňá väzba

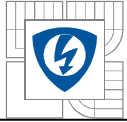
Pre nastavenie regulačnej slučky sú použité hodnoty súčiastok $R_9 = 68,1 \text{ k}\Omega$, $C_{15} = 0,022 \text{ uF}$, $C_{16} = 330 \text{ pF}$, podľa katalógového listu výrobcu [19].

Funkcia *soft – start* zabezpečuje plynulý nárast nastaveného výstupného napätia, čím zamedzuje vzniku neprijemných prepäťových špičiek, ktoré by mohli ohroziť funkčnosť meniča. Nastavuje sa pripojením kondenzátora na pin SS a GND. Kapacita kondenzátora C_{SS} by mala byť dostatočne veľká, aby sa počas sekvencie *soft – startu* stihol nabiť *bootstrap* kondenzátor z internej nábojovej pumpy a bol schopný zaistiť potrebnú energiu pre otvorenie synchronného usmerňovača. Minimálna kapacita kondenzátora C_{SS} sa určí nasledovne:

$$C_{13} = C_{SS} > \frac{10 * 10^{-6} * U_{OUT}}{1,2} * \frac{C_{OUT}}{I_{OUT}},$$

$$C_{13} = C_{SS} > \frac{10 * 10^{-6} * 19}{1,2} * \frac{3 * 330 * 10^{-6}}{5},$$

$$C_{13} = C_{SS} > 31,35 \text{ nF (0,1 uF)} .$$



5.2.6 Dimenzovanie tranzistorov

Výberom správneho typu N - MOSFET tranzistorov je možné redukovať stratový výkon, ktorý na nich vzniká a tým pádom zlepšiť výslednú účinnosť meniča. Základným parametrom pre výber tranzistoru je jeho kontinuálny prúd I_D , ktorý je schopný viesť a prierazné napätie $U_{BR(DSS)}$, ktorému musí odolať vo vypnutom stave.

Z pohľadu obmedzenia strát vedením je dôležitým parametrom odpor $R_{DS(ON)}$ v zopnutom stave. Samozrejme je vhodné vybrať tranzistor s čo možno najmenším odporom, ktorý sa pri dnešných tranzistoroch pohybuje v hodnotách rádovo jednotky $m\Omega$. Odpor $R_{DS(ON)}$ však nie je smerodajný a je spojený s celkovým nábojom gate elektródy - Q_{tot} . Z praxe vyplýva, že väčšina tranzistorov, ktoré majú nižšie hodnoty odporu v zopnutom stave, majú vyšší celkový náboj gate – elektródy Q_{tot} , čo spôsobuje väčšie straty na internom lineárnom stabilizátore (V_{CC}) integrovaného obvodu, ktorý napája gate elektródy horného a dolného spínača. Preto je nutné zvoliť určitý kompromis medzi odporom $R_{DS(ON)}$ a nábojom Q_{tot} .

Z pohľadu eliminovania spínacích strát je dôležitý čas, za ktorý tranzistor prejde z nevodivého do vodivého stavu (t_{ON}) a čas, za ktorý prejde z vodivého do nevodivého stavu (t_{OFF}). Ideálne je, aby boli oba časy čo najmenšie.

Ďalším dôležitým parametrom je prahové napätie $U_{GS(th)}$, pri ktorom dôjde k plnému otvoreniu tranzistora. Napätie, ktoré poskytuje lineárny stabilizátor je $U_{Vcc} = 7,6 V$, preto je nutné vybrať tranzistor s nižším prahovým napätím.

Dimenzovanie dolného tranzistora (TI) – Straty, ktoré vznikajú na tomto tranzistore, sú rozdelené na straty vedením a na straty prepínacie.

Tranzistor pracuje so striedou:

$$s_{L-S} = \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}\right) = \left(1 - \frac{9}{19}\right) = 0,526.$$

Pri zanedbaní zvlnenia prúdu cievkou a jeho aproximácii priamkou je stredná a efektívna hodnota prúdu daná nasledovne:

$$\begin{aligned} I_{MAX} &= 10,56 A, \\ I_{AV(L-S)} &= I_{MAX} * s_{L-S} = 10,56 * 0,526 = 5,55 A, \\ I_{RMS(L-S)} &= I_{MAX} * \sqrt{s_{L-S}} = 10,56 * \sqrt{0,526} = 7,66 A. \end{aligned}$$

Pri zohľadnení všetkých vyššie uvedených parametrov bol vybraný tranzistor od spoločnosti *Infineon* – IPD025N06N [10] s parametrami uvedenými v *Tab. 5.1*.

Parameter	I_D	$U_{BR(DSS)}$	$R_{DS(ON)}$	Q_{tot}	t_{ON}	t_{OFF}	$U_{GS(th)}$	Puzdro
Hodnota	90 A	60 V	3,8 $m\Omega$	53 nC	36 ns	46 ns	3,3 V	DPAK

Tab. 5.1 Parametre tranzistora IPD025N06N

Straty vedením predstavujú hodnotu:

$$\Delta P_{COND(L-S)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(L-S)}^2 = 3,8 * 10^{-3} * 7,66^2 = 0,223 W.$$

Spínacie straty predstavujú hodnotu:

$$\begin{aligned}\Delta P_{SW(L-S)} &= \frac{1}{4} U_{OUT} I_{MAX} f_{SW} (t_{ON} + t_{OFF}) \\ &= \frac{1}{4} * 19 * 10,56 * 250 * 10^3 * (36 + 46) * 10^{-9} = 1,028 \text{ W}.\end{aligned}$$

Dimenzovanie horného tranzistora (T2). Tranzistor pracuje zo striedou:

$$s_{H-S} = 1 - s_{L-S} = 1 - 0,526 = 0,474.$$

Pri výpočte strednej a efektívnej hodnoty opäť zanedbávame zvlnenie prúdu cievkou a vyžívame aproximáciu priamkou:

$$\begin{aligned}I_{MAX} &= 10,56 \text{ A}, \\ I_{AV(H-S)} &= I_{MAX} * s_{H-S} = 10,56 * 0,474 = 5,00 \text{ A}, \\ I_{RMS(H-S)} &= I_{MAX} * \sqrt{s_{H-S}} = 10,56 * \sqrt{0,474} = 7,27 \text{ A}.\end{aligned}$$

Straty vedením predstavujú hodnotu:

$$\Delta P_{COND(H-S)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(H-S)}^2 = 3,8 * 10^{-3} * 7,27^2 = 0,201 \text{ W}.$$

Straty spôsobené ochrannou dobou podľa rovnice (3.3) predstavujú hodnotu:

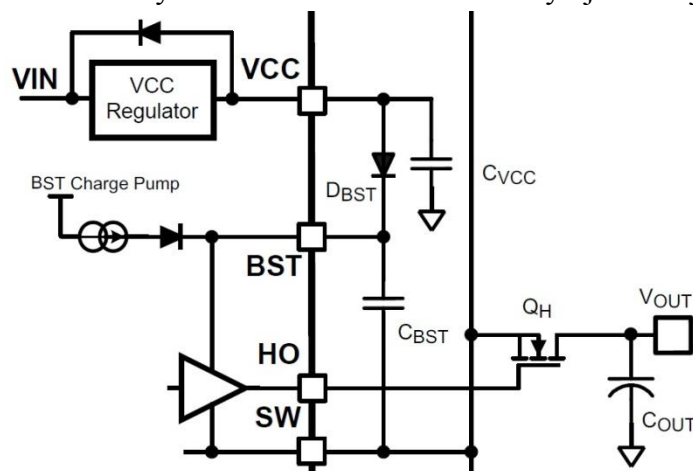
$$\begin{aligned}\Delta P_{DT} &= U_F * I_{AV(H-S)} * 2 * (t_{DT}) * f_{SW} \\ &= 1,2 * 5,00 * 2 * 57,5 * 10^{-9} * 250 * 10^3 = 0,173 \text{ W},\end{aligned}$$

kde podľa katalógového listu výrobcu [19] $t_{DT} = 57,5 \text{ ns}$ a $U_F = 1,2 \text{ V}$ [17].

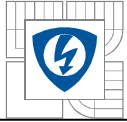
Pre horný spínač je použitý rovnaký tranzistor ako v prípade dolného spínača.

5.2.7 Bootstrap kondenzátor, boost dióda

Pre napájanie gate elektródy synchronného usmerňovača Obr. 5.6 sa využíva *bootstrap* kondenzátor C_{BST} pripojený medzi piny BST a SW. V čase, keď je zopnutý dolný spínač, sa z interného napäťového zdroja V_{CC} cez diódu D_{BST} nabíja kondenzátor voči pinu SW, ktorý má v tomto okamihu nulový potenciál. V okamihu vypnutia dolného spínača je kondenzátor nabitý na napätie potrebné k otvoreniu synchronného usmerňovača a vybíja sa do jeho gate elektródy.



Obr. 5.6 Napájací zdroj pre synchronný usmerňovač (prevzaté z [19])



Pre eliminovanie prechodných dejov spôsobených indukčnosťami cestičiek plošného spoja, kondenzátor umiestňujeme čo najbližšie k IO a s čo najkratšími cestičkami. Kapacita kondenzátora závisí od tranzistora a jeho celkového náboja gate elektródy Q_{tot} , ktorý je uvedený v katalógovom liste výrobcu tranzistora [10]. Minimálna hodnota kondenzátora je daná vzťahom:

$$C_9 = C_{BST} = \frac{Q_{tot}}{\Delta U_{BST}} = \frac{53 * 10^{-9}}{0,38} = 0,14 \mu F (0,22 \mu F),$$

kde úbytok ΔU_{BST} sa volí odhadom asi 5 % z napätia U_{VCC} , čo predstavuje hodnotu:

$$\Delta U_{BST} = 0,05 * U_{VCC} = 0,05 * 7,6 = 0,38 V.$$

Interná nábojová pumpa (*BST charge pump*) udržiava dostatočné napájacie napätie pre horný spínač pri prevádzke meniča v *bypass* režime, kedy výstupné napätie U_{OUT} je rovné vstupnému napätiu U_{IN} .

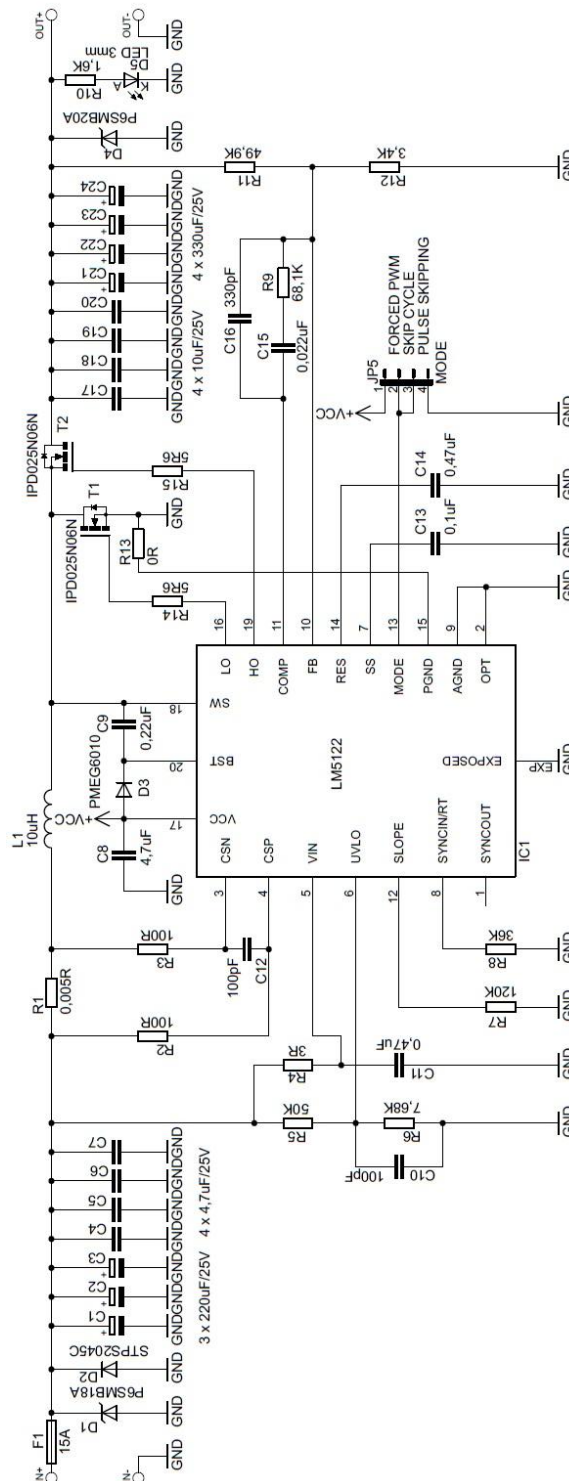
Boost dióda (D_{BST}) musí odolávať napätiu, ktoré na ňu pôsobí v závernom smere v okamihu vypnutia dolného spínača, tzn. napätiu zdroja v sérii s napätím na indukčnosti – napätie na pine SW. V danom prípade napätie na pine SW má hodnotu $U_{SW} = 19 V$. Preto musí byť dióda nadimenzovaná aspoň na dvojnásobok tohto napätia. Záverný prúd diódy D_{BST} musí byť čo najmenší, aby interná nábojová pumpa (*BST charge pump*) udržiavala dostatočné napájacie napätie pre synchronný usmerňovač pri vysokých teplotách. V danej aplikácii je použitá dióda D_3 PMEG6010CEH s parametrami $I_F = 1 A$, $U_R = 60 V$ [16].

Napätie privádzané na pin VIN, ktoré napája interný napäťový lineárny stabilizátor VCC, je nutné odrušiť RC filtrom. Filter zabraňuje prenikaniu rušenia spôsobeného vplyvom vysokej frekvencie spínania. Použitý je rezistor s odporom $R_4 = 3 \Omega$ a keramický kondenzátor s kapacitou $C_{11} = 0,47 \mu F$.

Kondenzátor C_{VCC} , pripojený na pin VCC a GND, zabezpečuje odrušenie výstupu lineárneho stabilizátora a jeho stabilitu. Kapacita kondenzátora C_{VCC} by mala byť aspoň 10 – krát väčšia ako je kapacita *boost* kondenzátora. Vhodné je použiť keramický kondenzátor s nízkym ESR umiestnený čo najbližšie k pinu VCC. Použitá kapacita kondenzátora je $C_8 = 4,7 \mu F$.

5.2.8 Schéma zapojenia

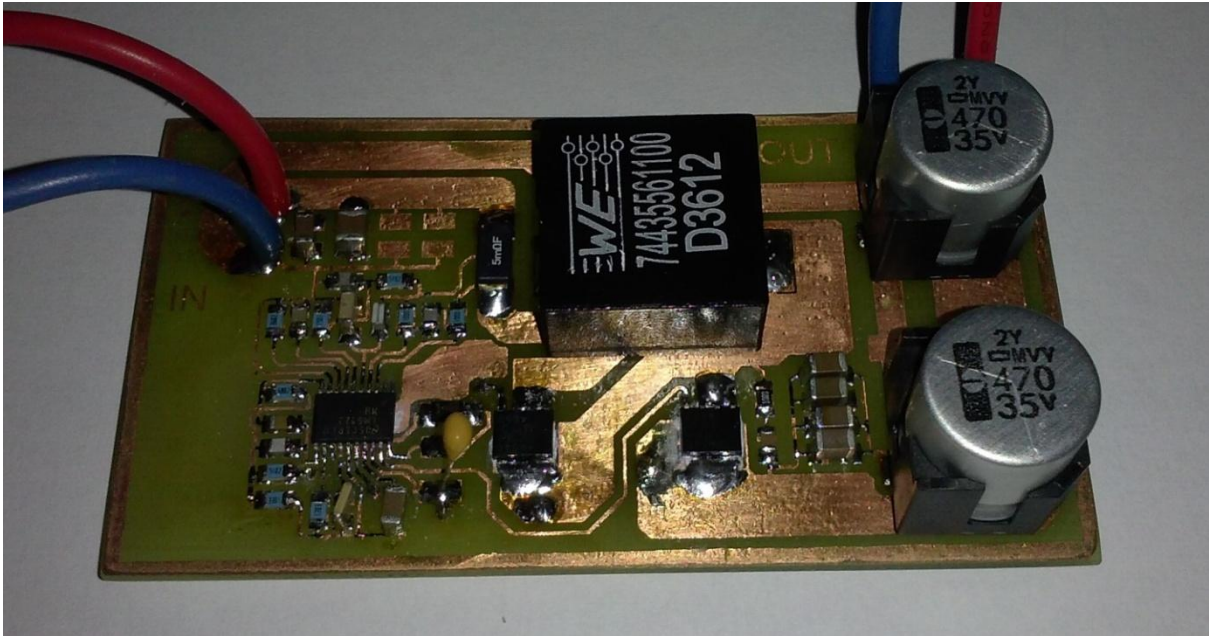
Schéma zapojenia zvyšujúceho meniča (*Obr. 5.7*) bola zostavená podľa odporúčaného zapojenia v katalógovom liste výrobcu [19]. Poistka F_1 s diódou D_1 tvoria ochranu proti prepólovaniu na vstupe. Transil D_2 plní funkciu prepäťovej ochrany na vstupe, transil D_4 rovnako na výstupe. Podpäťová ochrana na vstupe, tepelná ochrana a nadprúdová ochrana je integrovaná v obvode LM5122. Konektor JP_5 slúži na prepínanie režimov prevádzky meniča pri nízkych zaťaženiach. Led dióda D_5 indikuje prítomnosť napätia na výstupe.



Obr. 5.7 Schéma zapojenia DC/DC meniča 9-18 V/19 V - 5 A

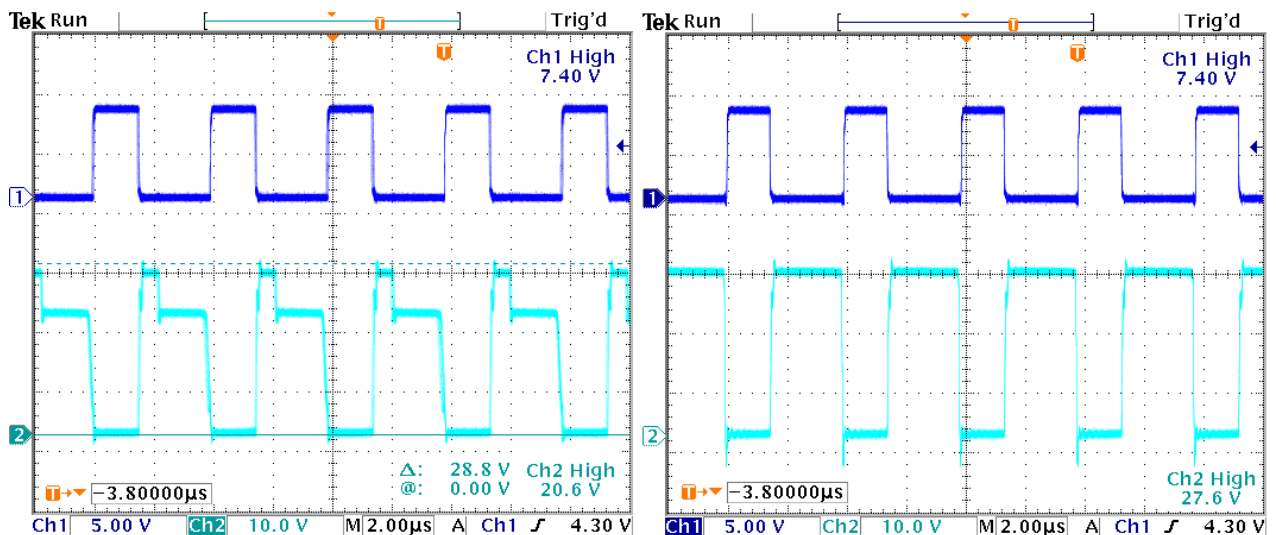
5.3 Realizácia a oživenie zvyšujúceho meniča

V rámci semestrálneho projektu bol navrhnutý jednostranný plošný spoj pre prototyp zvyšujúceho meniča na Obr. 5.8. Menič bol oživený a boli prevedené základné merania pre overenie správnej činnosti.



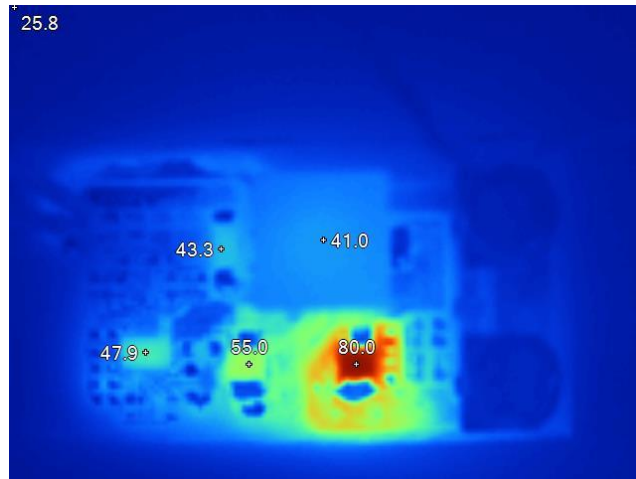
Obr. 5.8 Realizovaný prototyp zvyšujúceho meniča

Pri prevádzke meniča pod zaťažením sa vyskytli problémy s otváraním horného spínača – synchronného usmerňovača. Menič bol napájaný vstupným napätím $U_{IN} = 12\text{ V}$, pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 19\text{ V}$ bol odberaný výstupný prúd $I_{OUT} = 2\text{ A}$. Oscilogram na obrázku Obr. 5.9 (vľavo) zachytáva priebeh riadiacich impulzov pre horný a dolný spínač. Kanál 2 (CH2) meria priebeh impulzov pre synchronný usmerňovač a je zjavné, že k jeho otvoreniu dochádza len na určitý krátky čas a zvyšok cyklu ostáva zatvorený. Po zvýšení odoberaného výstupného prúdu v rozsahu $I_{OUT} = 2,3 - 5\text{ A}$ sa tranzistor naplno otvoril, čo zachytáva priebeh impulzov na Obr. 5.9 (vpravo).



Obr. 5.9 Priebeh riadiacich impulzov - tranzistor T1 (CH1), tranzistor T2 (CH2):
vľavo - $I_{OUT} = 0 - 2,3\text{ A}$, vpravo - $I_{OUT} = 2,3 - 4,5\text{ A}$

Nedokonalé otvorenie horného spínača spôsobilo, že prúd dodávaný do záťaže bol vedený parazitnou diódou N - MOSFET tranzistora, ktorej nevyhovujúce vlastnosti spôsobili nárast stratového výkonu a tým nárast teploty tranzistora. Zo snímku zachyteného termokamerou na Obr. 5.10 je vidieť, že teplota horného spínača pri odoberanom výstupnom prúde $I_{OUT} = 2,3$ A dosahovala hodnotu 80 °C, teplota dolného spínača dosahovala hodnotu 55 °C.



Obr. 5.10 Teplota dolného spínača - 55 °C, teplota horného spínača - 80 °C, teplota cievky 41 °C, teplota IO 47,9 °C, teplota bočnika 43,3 °C, teplota okolia 25,8 °C

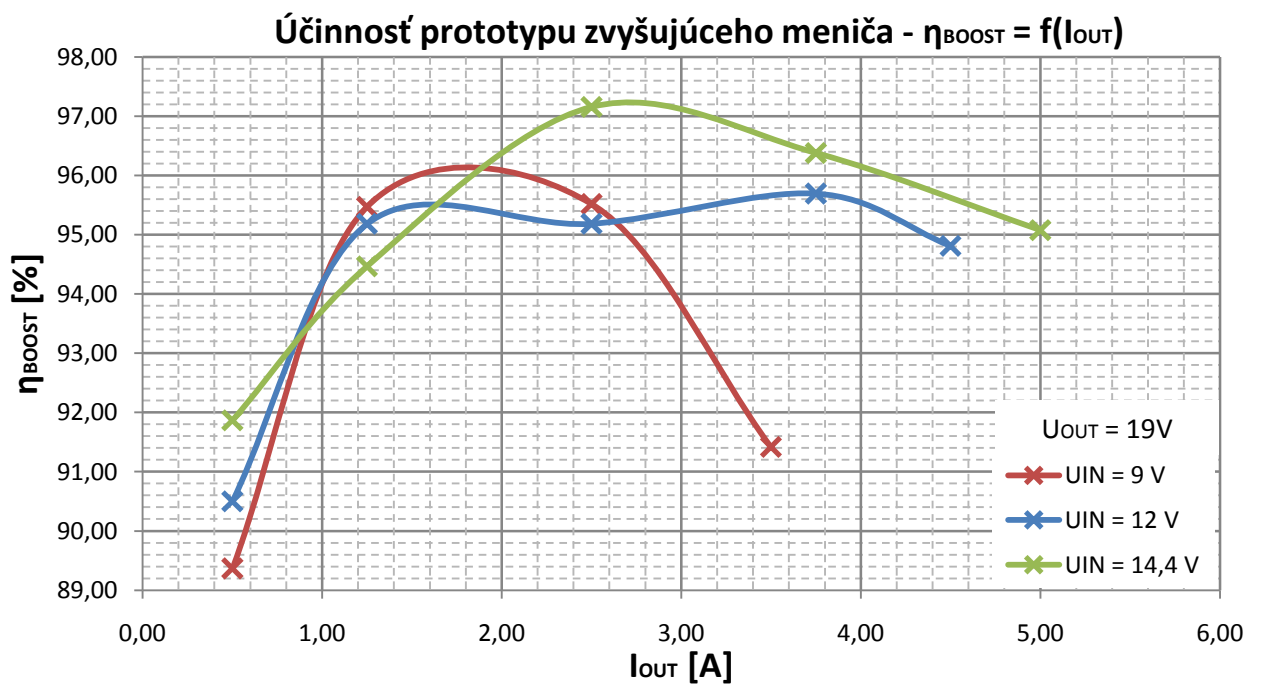
Tento problém bol spôsobený nesprávnym nastavením režimu spínania meniča pri nízkych zaťaženiach. Daný prototyp bol nastavený na režim *skip cycle*, čo sa ukázalo ako nevhodný režim nastavenia pre aplikáciu napájania notebooku. Rovnaké výsledky boli dosiahnuté aj pri režime *pulse skipping*. Ideálne riešenie ponúka režim *forced PWM*, pri ktorom dochádza k plnému otváraní horného spínača už pri minimálnom zaťažení meniča.

Ďalší problém bol spojený s voľbou tranzistorov a ich puzdra (v prototypy boli použité tranzistory od firmy *NXP Semiconductors* PSMN4R0-40YS [17] v puzdre LFPAK). Pri plnom zaťažení meniča prúdom $I_{OUT} = 4,5$ A tranzistory nedokázali odvieť vznikajúci stratový výkon do okolia a pri návrhu plošného spoja bola značne poddimenzovaná aj rozliata meď na chladenie tranzistorov. Teplota dolného spínača dosahovala hodnotu približne 127,7 °C (Obr. 5.11).



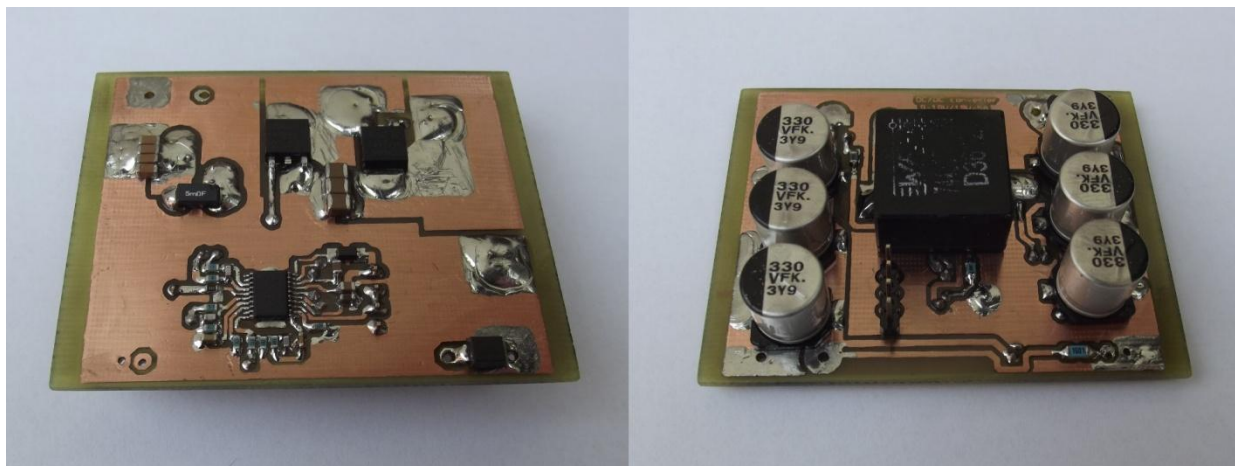
Obr. 5.11 Teplota tranzistorov pri plnom zaťažení meniča: dolný spínač - 127,7 °C, horný spínač - 84,6 °C, cievka 53,6 °C, IO 58,6 °C, bočnik 90,1 °C a teplota okolia 26,2 °C

Napriek uvedeným nedostatkom bola zmeraná účinnosť prototypu meniča, ktorá podľa grafu na Obr. 5.12 dosahovala 89,37 % - 97,15 %.



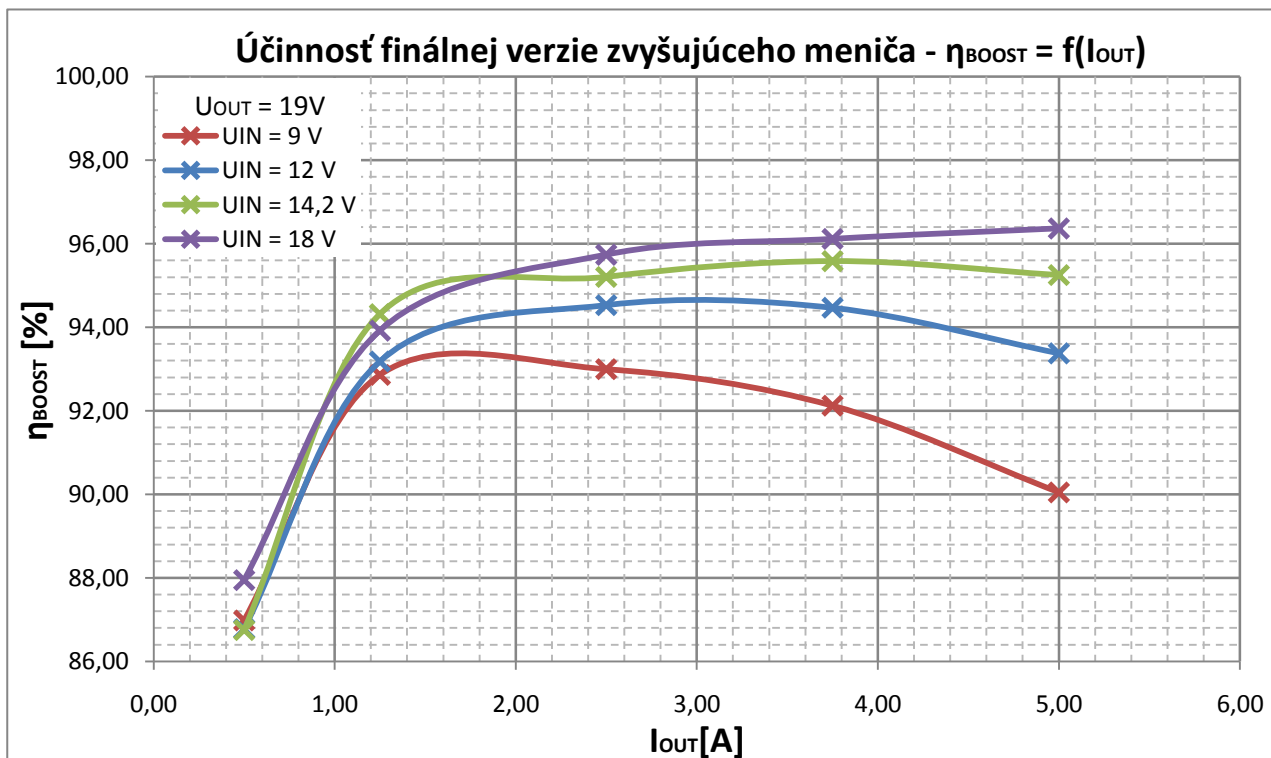
Obr. 5.12 Graf účinnosti prototypu zvyšujúceho meniča

Prototyp zvyšujúceho meniča prešiel optimalizáciou s cieľom odstrániť nedostatky, ktoré sa počas prevádzky vyskytli, čím vznikla finálna verzia na Obr. 5.13. Rozmery plošného spoja (50 x 64,8 mm) a rozloženie súčiastok boli stanovené s ohľadom na rozmery použitej hliníkovej krabíčky [8] (69 x 50 x 24 mm), ktorá zároveň slúži ako chladič pre chladenie tranzistorov. Strana *top* s tranzistormi a integrovaným obvodom sa pomocou teplovodivej fólie (*gap pad*) hrúbky 4 mm spája s hliníkovou krabíčkou. Fólia, so svojim prispôsobivým tvarom, dokonale kopíruje súčiastky na plošnom spoji, čím eliminuje vzduchovú medzeru medzi súčiastkami a krabíčkou a tým zabezpečuje priaznivejší prestup tepla medzi puzdrom súčiastky a chladičom. Na strane *bottom* sú umiestnené kondenzátory a cievka, ktoré sa chladia do vzduchu v krabíčke. Tranzistory v puzdre LFPAK boli nahradené tranzistormi od firmy *Infineon* IPD025N06N v puzdre DPAK. Pred gate elektródy tranzistorov boli zaradené rezistory $R_{14} = R_{15} = 5,6 \Omega$



Obr. 5.13 Finálna verzia zvyšujúceho meniča

z dôvodu obmedzenia nárastu prúdu pri nabíjaní parazitných kapacít tranzistorov pri zapínaní, pretože dochádzalo k preťaženiu interných budičov tranzistorov a vypínaniu obvodu. V tomto prípade účinnosť podľa grafu na Obr. 5.14 dosahovala 86,75 – 96,37 %. Vyhotovenie celého meniča je na Obr. 5.15.



Obr. 5.14 Graf účinnosti finálnej verzie DC/DC meniča 9-18 V/19 V - 5 A



Obr. 5.15 Vyhotovenie DC/DC meniča

6 VARIANT 2 – MENIČ PRE 24 V PALUBNÚ SIETĚ

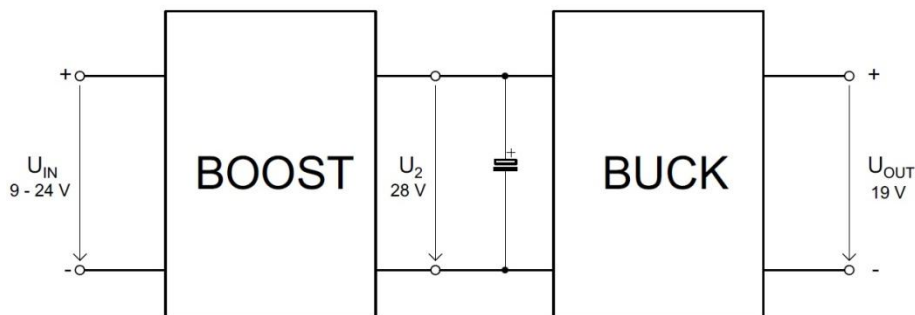
Variant 2 vznikol z požiadavky vyrobiť menič, ktorý bude schopný pracovať so širokým rozsahom vstupných napätí, a teda bude použiteľný v osobnom automobile s 12 V palubnou sieťou a zároveň v nákladnom automobile s 24 V palubnou sieťou, prípadne v inom systéme s napätím v danom rozsahu. K realizácii tohto typu meniča sa ponúka niekoľko možných zapojení, ktoré sú rozobrané v nasledujúcej kapitole.

6.1 Výber topológie meniča

Podľa kapitoly 2 sú k vyhotoveniu tejto varianty meniča ponúkajú tri zapojenia:

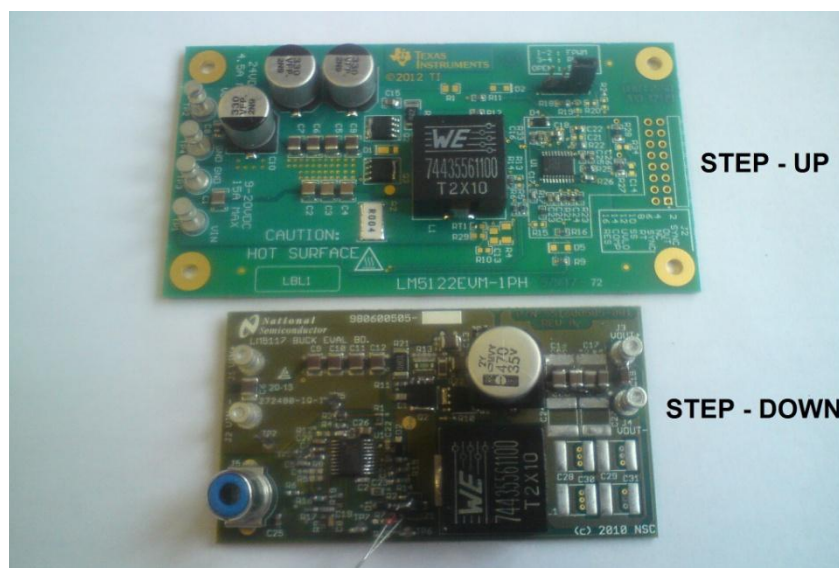
- a) *Kaskádové spojenie zvyšujúceho a znižujúceho meniča – boost - buck.*

Bloková schéma na *Obr. 6.1* principiálne popisuje myšlienku tohto zapojenia. Privedené



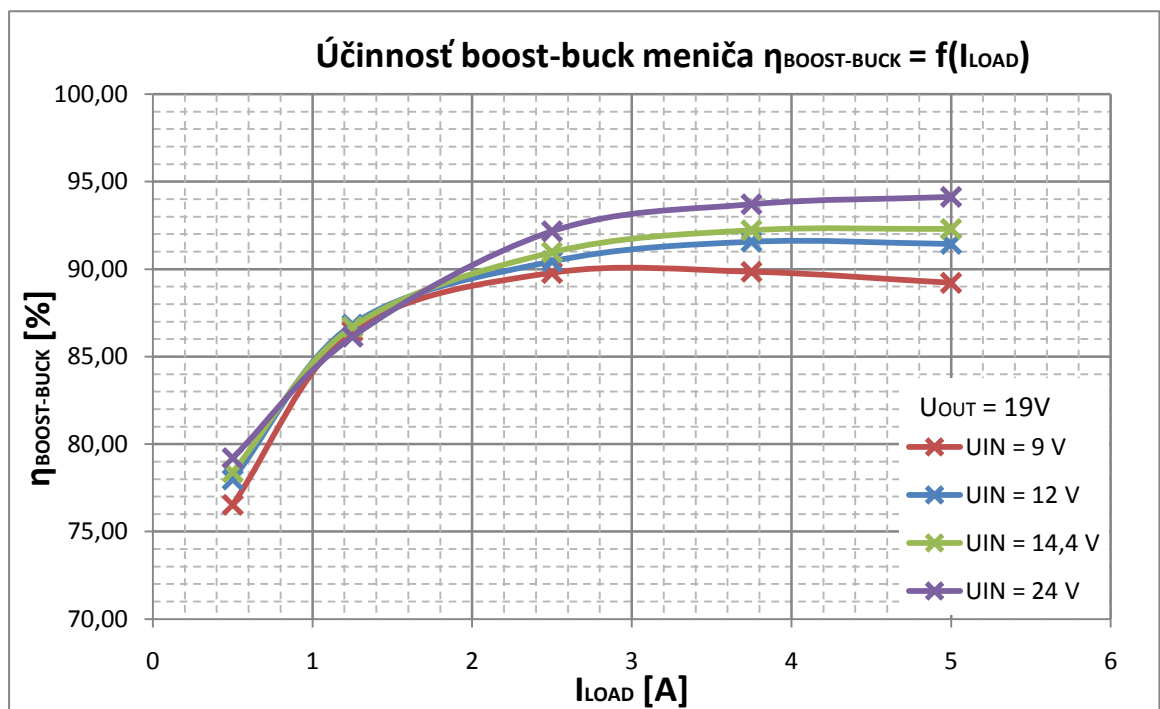
Obr. 6.1 Bloková schéma konceptu boost - buck meniča

vstupné napätie U_{IN} na *boost* menič je v rozsahu 9 – 24 V. Toto napätie je zvýšené na hodnotu medziobvodu $U_2 = 28$ V a následne *buck* meničom znížené na hodnotu 19 V. Zapojenie bolo otestované na vývojových doskách spoločnosti *Texas Instruments* s použitím obvodov LM5122 pre zvyšujúci menič a LM5117 pre znižujúci menič (*Obr. 6.2*), ktoré boli nakonfigurované na požadované parametre.



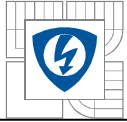
Obr. 6.2 Vývojové dosky zvyšujúceho a znižujúceho meniča od firmy *Texas Instruments*

Nameraná účinnosť sa podľa grafu na pohybovala rozmedzí od 76,53 % do 94,13 %. Táto koncepcia meniča síce predstavuje funkčné riešenie, avšak dosahuje nižšiu účinnosť pri nižších zaťaženiach a nižších vstupných napätiach, navyše k realizácii sú potrebné dva riadiace obvody a dve cievky, čo si vyžaduje viac komponentov na doske plošných spojov, z čoho vyplývajú väčšie rozmery plošného spoja a rovnako aj vzrast výslednej ceny na realizáciu meniča. Do úvahy pripadá ešte opačné zapojenie, teda spojenie *buck* meniča s *boost* meničom, avšak zo spomínaných dôvodov tieto koncepcie nie sú vhodné pre realizáciu meniča so širokým rozsahom vstupných napätí.



Obr. 6.3 Graf účinnosti boost - buck meniča 9 - 24 V/19 V - 5 A

- b) Topológia *sepic* predstavuje elegantnejšie prevedenie meniča ako v prípade a). Vyžaduje použitie jedného riadiaceho obvodu a z aktívnych prvkov vyžaduje len jeden spínač a jednu diódu. Nevýhodou je opäť použitie dvoch samostatných cievok, prípadne použitie cievok navinutých na spoločnom jadre, čo sa v konečnom dôsledku odrazí na rozmeroch plošného spoja vo zvýšení strát vznikajúcich na odpore oboch cievok a náraste strát v jadrách cievok. Z dostupných obvodov sú pre realizáciu *sepic* meniča vhodné napríklad obvody LT3757A, LT3758A od firmy *Linear Technology*, LM 5022 od firmy *Texas Instruments*, prípadne je možné použiť obvod LM5122 [19], ktorý bol použitý pri *variante 1*. Menované obvody však majú jednu nevýhodu, ktorou je nemožnosť použitia synchronného usmerňovača, respektíve obvody nemajú integrovaný budič pre synchronný usmerňovač, a keďže sa požaduje maximálna účinnosť, táto topológia nie je zvolená ako riešenie pre realizáciu zadaného projektu.
- c) Topológia *buck – boost* je v súčasnosti veľmi používané riešenie pre realizáciu meniča so širokým rozsahom vstupných napätí, vznikla ako náhrada za topológiu *sepic*. K svojej činnosti využíva dva spínače, dve diódy a jednu spoločnú cievku. Z dostupných obvodov



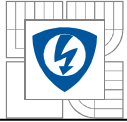
sú pre realizáciu vhodné napríklad obvody LM5118, LM25118 od firmy *Texas Instruments*, avšak ponúkajú možnosť použitia len štandardného diódového usmerňovača. Firma *Linear Technology*, so svojím širokým portfóliom ponúkaných obvodov, prináša jedno veľmi zaujímavé riešenie v podobe obvodu LT8705, ktorý oproti svojej konkurencii ponúka štyri integrované budiče pre N-MOSFET tranzistory, z čoho vyplýva možnosť synchronného usmernenia. Na základe týchto skutočností je pre zadaný projekt zvolená topológia *buck – boost* spolu s obvodom LT8705.

6.2 Popis obvodu LT8705

V zásade väčšina dnes používaných integrovaných obvodov pre spínané DC/DC meniče využíva rovnaký princíp riadenia a takisto poskytujú niektoré rovnaké periférie, ktoré sa u rôznych výrobcov líšia len názvom. Obvod dokáže pracovať so vstupným napätím, ktoré je nižšie (*boost mode*), rovné (*buck – boost mode*), alebo je vyššie (*buck mode*) ako je napätie výstupné. Princíp riadenia je opäť založený na snímaní špičkového prúdu cievkou prostredníctvom bočníka. Pri prevádzke meniča s malou záťažou je opäť možné zvoliť režim spínania obdobne ako v obvode LM5122. Režim *forced PWM* je zhodný pre oba obvody, režim *burst mode* zodpovedá režimu *skip cycle* a režim *discontinuous* zodpovedá režimu *pulse skipping* uvedených v kapitole 5.1.1. Zaujímavou vlastnosťou obvodu sú štyri integrované spätnoväzobné slučky na regulovanie vstupného a výstupného napätia aj prúdu, spolu s možnosťou indikovania stavu aktivity danej slučky, čo predurčuje tento obvod na široké množstvo aplikácií ako je napríklad napäťový regulátor, prúdový zdroj alebo nabíjačka akumulátorov vo fotovoltaických elektrárnach (viac v [15]).

Vlastnosti obvodu:

- Minimálne vstupné napätie: 2,8 V
- Maximálne vstupné napätie: 80 V
- Minimálne výstupné napätie: 1,3 V
- Maximálne výstupné napätie: 80 V
- Frekvencia spínania: 100 – 400 kHz
- 4x integrovaný budič pre N-MOSFET tranzistory
- Pomocné napájanie $U_{INTVCC} = 6,4$ V
- Lineárny stabilizátor s výstupným napätím 3,3 V/12 mA
- Možnosť nastavenia režimu prevádzky meniča (*forced PWM*, *burst mode*, *discontinuous mode*)
- Rozsah pracovných teplôt (-40 °C – 125 °C)
- Snímanie prúdu cievkou
- Interná kompenzácia snímaného prúdu cievkou (*slope compensation*)
- Nastaviteľné spätnoväzobné slučky
- Nastaviteľná podpäťová ochrana (*undervoltage lock - out*)
- Nastaviteľný soft - štart
- Tepelná ochrana
- 38 pinové SMD puzdro QFN, modifikované puzdro TSSOP



6.3 Návrh DC/DC meniča 9 - 32 V/19 V – 5A

Pri konfigurácii a dimenzovaní meniča je opäť využitý katalógový list obvodu LT 8705 [15] a čiastočne sa vychádza z postupu pri návrhu zvyšujúceho meniča uvedeného v kapitole 5.2. Podrobný návrh a výpočet v tomto prípade nebude uvedený, pretože obvod LT8705 a LM5122 majú niekoľko spoločných vlastností, a preto bude uvedený výpočet len najhlavnejších častí. Po výpočte hodnôt súčiastok je v zátvorke uvedená použitá hodnota v schéme zapojenia na Obr. 6.7.

6.3.1 Nastavenie frekvencie spínania, spúšťacieho napätia a výstupného napätia

Frekvencia spínania je obdobne nastavená interným oscilátorom rezistorom R_T pripojeným voči zemi GND a je nastavená na hodnotu $f_{SW} = 250 \text{ kHz}$.

$$R_3 = R_T = \frac{43750 * 10^6}{f_{SW}} - 1 = \frac{43750 * 10^6}{250 * 10^3} - 1 = 175 \text{ k}\Omega \text{ (175k}\Omega\text{)} .$$

Nastavenie spúšťacieho napätia sa realizuje deličom napätia R_{SHDN1} a R_{SHDN2} na pine SHDN. Vypínacie napätie $U_{IN(SHUTDOWN)}$ je nastavené na hodnotu 8,5 V. $R_2 = R_{SHDN2} = 20 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = R_{SHDN1} = \frac{R_{SHDN2} * (U_{IN(SHUTDOWN)} - 1,184)}{1,184} = \frac{20000 * (8,5 - 1,184)}{1,184} \\ = 123,58 \text{ k}\Omega \text{ (120k}\Omega\text{)} .$$

Napätie, pri ktorom dôjde k spusteniu meniča je určené nasledovne:

$$U_{IN(STARTUP)} = U_{IN(SHUTDOWN)} * \frac{1,234}{1,184} = 8,5 * \frac{1,234}{1,184} = 8,86 \text{ V} .$$

Výstupné napätie U_{OUT} nastavené deličom napätia R_{15} a R_{16} na pine FBOUT je 19 V, hodnota rezistora $R_{16} = 20 \text{ k}\Omega$, hodnota odporu R_{15} je určená nasledovne:

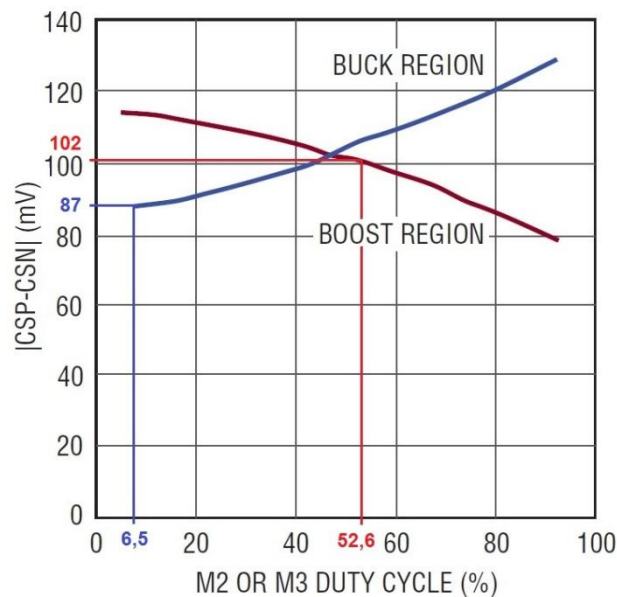
$$R_{15} = R_{16} * \left(\frac{U_{OUT}}{1,207} - 1 \right) = 20 * 10^3 * \left(\frac{19}{1,207} - 1 \right) = 294,83 \text{ k}\Omega \text{ (295k}\Omega\text{)} .$$

6.3.2 Výpočet bočníka pre snímanie prúdu cievkou

Keďže menič môže byť prevádzkovaný v *buck* a *boost* móde, pre každý mód je nutné stanoviť minimálnu hodnotu odporu bočníka.

- *Boost* mód

Vstupný prúd I_{MAX} , zvlnenie prúdu $\Delta I_{P-P(BOOST)}$, špičková hodnota vstupného prúdu I_{PEAK} a strieda dolného spínača *boost* módu je rovnaká ako v prípade návrhu zvyšujúceho meniča v kapitole 5.2.2, tzn. $I_{MAX} = 10,56 \text{ A}$, $\Delta I_{P-P(BOOST)} = 2,11 \text{ A}$ (20 %), $I_{PEAK} = 11,62 \text{ A}$, $s_{T3} = s_{L-S} = 0,526$. Úbytok napätia na bočníku $U_{RSENSE(BOOST)}$ pri striede 0,526 sa určí podľa grafu závislosti úbytku napätia na striede na Obr. 6.4 a jeho hodnota je $U_{RSENSE(BOOST)} = 102 \text{ mV}$.



Obr. 6.4 Závislosť úbytku napätia bočníku na striede tranzistora T_2 a T_3 pre BUCK a BOOST mód (upravené a prevzaté z [15])

Hodnota odporu bočníku je stanovená nasledovne:

$$R_{SENSE(BOOST)} = \frac{2 * U_{RSENSE(BOOST)} * U_{IN(MIN)}}{(2 * I_{OUT} * U_{OUT}) + (\Delta I_{P-P(BOOST)} * U_{IN(MIN)})} = \frac{2 * 0,102 * 9}{(2 * 5 * 19) + (2,11 * 9)} = 8,78 \text{ m}\Omega .$$

- *Buck* mód

Hodnota odporu bočníka sa stanovuje podľa minimálnej striedy, s ktorou pracuje dolný spínač T_2 . Podľa výrobcu sa minimálna hodnota striedy určí nasledovne:

$$s_{T_2(MIN)} = t_{ON(T_2,MIN)} * f_{SW} = 260 * 10^{-9} * 250 * 10^3 = 0,065.$$

pričom minimálny čas zapnutia tranzistora T_2 , podľa katalógového listu [15], výrobca udáva $t_{ON(T_2,MIN)} = 260 \text{ ns}$. Z grafu na Obr. 6.4 je určený úbytok napätia na bočníku $U_{RSENSE(BUCK)} = 87 \text{ mV}$. Zvlnenie výstupného prúdu pre *buck* mód je zvolené 30 % z hodnoty výstupného prúdu. Jeho veľkosť je určená nasledovne:

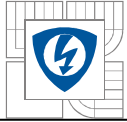
$$\Delta I_{P-P(BUCK)} = 0,3 * I_{OUT} = 0,3 * 5 = 1,5 \text{ A} .$$

Hodnota odporu bočníku je stanovená nasledovne:

$$R_{SENSE(BUCK)} = \frac{2 * U_{RSENSE(BUCK)}}{2 * I_{OUT} - \Delta I_{P-P(BUCK)}} = \frac{2 * 0,087}{2 * 5 - 1,5} = 20,47 \text{ m}\Omega .$$

Výsledná hodnota odporu bočníka má byť o minimálne 30 % menšia ako najmenšia vypočítaná hodnota. Pre výpočet je zvolený 40 % pokles:

$$R_{14} = R_{SENSE} = R_{SENSE(BOOST)} - 0,4 * R_{SENSE(BOOST)} = 8,78 - 0,4 * 8,78 = 5,27 \text{ m}\Omega (5 \text{ m}\Omega / 2W).$$



6.3.3 Výpočet indukčnosti cievky

Veľkosť indukčnosti cievky musí byť rovnako ako hodnota odporu bočníka stanovená pre *buck* aj *boost* režim prevádzky.

- *Boost* mód

Pre daný režim prevádzky je hodnota indukčnosti rovnaká ako v prípade návrhu zvyšujúceho meniča v kapitole 5.2.2. tzn.:

$$L_{BOOST} = 8,97 \mu H .$$

Pre *boost* mód je nutné stanoviť minimálnu hodnotu indukčnosti potrebnej pre správnu funkciu internej kompenzácie prúdu cievkou (*slope compensation*) a zamedzeniu vzniku sub – harmonických oscilácií, ktorá sa určí nasledovne:

$$L_{MIN(BOOST)} = \frac{\left(U_{OUT} - \left(\frac{U_{IN(MIN)} * U_{OUT}}{U_{OUT} - U_{IN(MIN)}} \right) \right) * R_{SENSE}}{0,08 * f} = \frac{\left(19 - \left(\frac{9 * 19}{19 - 9} \right) \right) * 5 * 10^{-3}}{0,08 * 250 * 10^3} \\ = 0,475 \mu H .$$

- *Buck* mód

Pomocou maximálneho zvlnenia $\Delta I_{P-P(BUCK)} = 1,5 A$, vypočítaného v kapitole 6.3.2, je určená hodnota potrebnej indukčnosti nasledovne:

$$L_{BUCK} = \frac{U_{IN} * (1 - s_{T2}) * s_{T2}}{f * \Delta I_{P-P(BUCK)}} = \frac{32 * \left(1 - \frac{19}{32} \right) * \frac{19}{32}}{250 * 10^3 * 1,5} = 20,58 \mu H .$$

Maximálny spičkový prúd bude cievkou tiecť v *boost* móde a jeho hodnota je $I_{PEAK} = 11,62 A$. Na základe vypočítaných hodnôt bola zvolená cievka od firmy Würth Elektronik WE-HCI 74435582200 s indukčnosťou $L = 22 \mu H$, menovitým prúdom $I_R = 15 A$ a saturačným prúdom $I_{SAT} = 18 A$ [21].

S použitím cievky s indukčnosťou $L = 22 \mu H$ bude zvlnenie v *boost* móde rovné:

$$\Delta I_{P-P(BOOST2)} = \frac{U_{IN(MIN)} * \left(1 - \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{OUT}} \right)}{f * L} = \frac{9 * \left(1 - \frac{9}{19} \right)}{250 * 10^3 * 22 * 10^{-6}} = 0,861 A ,$$

zvlnenie v *buck* móde bude

$$\Delta I_{P-P(BUCK2)} = \frac{U_{IN(MAX)} * \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{IN(MAX)}} \right) * \frac{U_{OUT}}{U_{IN(MAX)}}}{f_{SW} * L} = \frac{32 * \left(1 - \frac{19}{32} \right) * \frac{19}{32}}{250 * 10^3 * 22 * 10^{-6}} = 1,403 A .$$

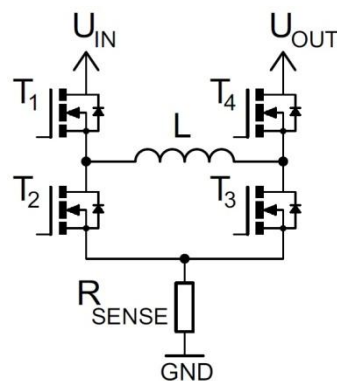
Odpor vinutia použitej cievky je $R_{Cu} = 7 m\Omega$, straty vedením budú:

$$\Delta P_{LOSS(INDUCTOR)} = R_{Cu} * I_{MAX}^2 = 7 * 10^{-3} * 10,56^2 = 0,781 W .$$

6.3.4 Dimenzovanie tranzistorov

- *Boost* mód

Zo schémy zapojenia silovej časti meniča na *Obr. 6.5* vyplýva, že pri prevádzke meniča v *boost* režime je tranzistor T_1 trvalo zapnutý, tranzistor T_2 je vypnutý a tranzistory T_3 a T_4 spínajú. Z celého meniča sú najviac tepelne namáhané práve tranzistory T_1 a T_3 pri prevádzke meniča v tomto režime. Tranzistory T_3 a T_4 sú dimenzované rovnako ako tranzistory T_1 a T_2 v prípade zvyšujúceho meniča v kapitole 5.2.6, tzn. $s_{T3} = s_{L-S} = 0,526$; $s_{T4} = s_{H-S} = 0,474$; $I_{MAX} = 10,56 \text{ A}$, $I_{AV(T3)} = I_{AV(L-S)} = 5,55 \text{ A}$, $I_{RMS(T3)} = I_{RMS(T1)} = I_{RMS(L-S)} = 7,66 \text{ A}$, $I_{AV(T4)} = I_{AV(H-S)} = 5,0 \text{ A}$, $I_{RMS(H-S)} = I_{RMS(T4)} = 7,27 \text{ A}$. V prípade celého meniča boli použité tranzistory od firmy *Infineon* IPD053N08N3 [11], ktorých parametre sú uvedené v *Tab. 6.1*.



Obr. 6.5 Schéma zapojenia silovej časti buck - boost meniča

Parameter	I_D	$U_{BR(DSS)}$	$R_{DS(ON)}$	Q_{tot}	t_{ON}	t_{OFF}	$U_{GS(th)}$	Puzdro
Hodnota	90 A	80 V	9,5 mΩ	35 nC	84 ns	48 ns	3,5 V	DPAK

Tab. 6.1 Parametre tranzistora IPD053N08N3

Na tranzistore T_1 a T_3 vznikajú straty vedením rovné:

$$\Delta P_{COND(T1)} = \Delta P_{COND(T3)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(T1)}^2 = 9,5 * 10^{-3} * 7,66^2 = 0,557 \text{ W}.$$

Spínacie straty na tranzistore T_3 sú rovné:

$$\begin{aligned} \Delta P_{SW(T3)} &= \frac{1}{4} U_{OUT} I_{MAX} f_{SW} (t_{ON} + t_{OFF}) = \\ &= \frac{1}{4} * 19 * 10,56 * 250 * 10^3 * (84 + 48) * 10^{-9} = 1,655 \text{ W}. \end{aligned}$$

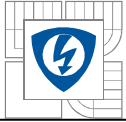
Na tranzistore T_4 vznikajú straty vedením rovné:

$$\Delta P_{COND(T4)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(T4)}^2 = 9,5 * 10^{-3} * 7,27^2 = 0,502 \text{ W}.$$

Straty spôsobené ochrannou dobou predstavujú:

$$\Delta P_{DT} = U_F * I_{AV(T4)} * (t_{DT}) * f_{SW} = 1,2 * 5,00 * 180 * 10^{-9} * 250 * 10^3 = 0,270 \text{ W},$$

kde podľa výrobcu tranzistora [11] je $U_F = 1,2 \text{ V}$ a podľa výrobcu IO [15] je doba oneskorenia $t_{DT} = 180 \text{ ns}$.



- *Buck* mód

V tomto prípade podľa *Obr. 6.5* je pri prevádzke meniča tranzistor T_4 trvale otvorený, tranzistor T_3 je zavretý a tranzistory T_1 a T_2 spínajú. Výstupný prúd je pri zanedbaní zvlnenia prúdu rovný:

$$I_{OUT} = I_{MAX} = 5 \text{ A} .$$

Tranzistor T_1 pracuje pri nominálnom napätí palubnej siete $U_{IN(nom)} = 28,4 \text{ V}$ so striedou:

$$s_{T1} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN(nom)}} = \frac{19}{28,4} = 0,669 .$$

Stredná a efektívna hodnota prúdu prechádzajúceho tranzistorom T_1 má hodnotu:

$$I_{AV(T1)} = I_{MAX} * s_{T1} = 5 * 0,669 = 3,35 \text{ A} ,$$

$$I_{RMS(T1)} = I_{MAX} * \sqrt{s_{T1}} = 5 * \sqrt{0,669} = 4,09 \text{ A} .$$

Straty vedením na tranzistore T_1 predstavujú:

$$\Delta P_{COND(T1)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(T1)}^2 = 9,5 * 10^{-3} * 4,09^2 = 0,159 \text{ W} ,$$

spínacie straty predstavujú

$$\begin{aligned} \Delta P_{SW(T1)} &= \frac{1}{4} U_{IN(MAX)} I_{MAX} f_{SW} (t_{ON} + t_{OFF}) \\ &= \frac{1}{4} * 32 * 5 * 250 * 10^3 * (84 + 48) * 10^{-9} = 1,32 \text{ W} . \end{aligned}$$

Tranzistor T_2 pracuje so striedou:

$$s_{T2} = 1 - s_{T1} = 1 - 0,669 = 0,331 .$$

Stredná a efektívna hodnota prúdu prechádzajúceho tranzistorom T_2 je:

$$I_{AV(T2)} = I_{MAX} * s_{T2} = 5 * 0,331 = 1,66 \text{ A} ,$$

$$I_{RMS(T2)} = I_{MAX} * \sqrt{s_{T2}} = 5 * \sqrt{0,331} = 2,88 \text{ A} .$$

Straty vedením na tranzistore T_2 predstavujú:

$$\Delta P_{COND(T2)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(T2)}^2 = 9,5 * 10^{-3} * 2,88^2 = 0,08 \text{ W}$$

Straty spôsobené ochrannou dobou predstavujú:

$$\Delta P_{DT} = U_F * I_{AV(T2)} * (t_{DT}) * f_{SW} = 1,2 * 1,66 * 180 * 10^{-9} * 250 * 10^3 = 0,09 \text{ W} ,$$

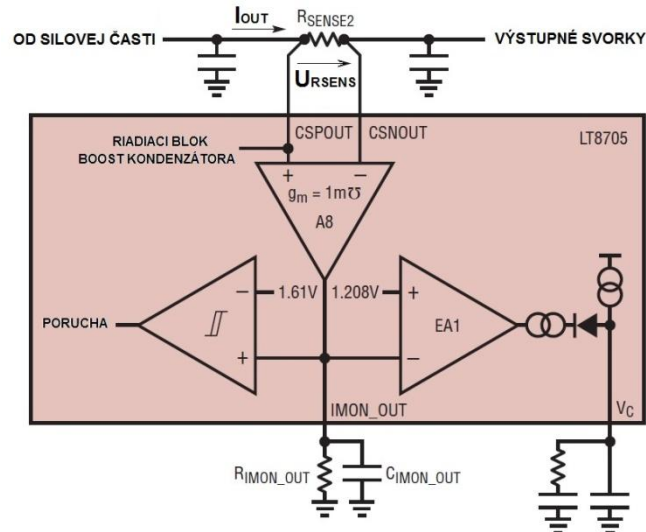
kde podľa výrobcu tranzistora [11] je $U_F = 1,2 \text{ V}$ a podľa výrobcu IO je doba oneskorenia [15] $t_{DT} = 180 \text{ ns}$.

Na tranzistore T_4 vzniknú straty vedením, ktoré majú hodnotu:

$$\Delta P_{COND(T4)} = R_{DS(ON)} * I_{RMS(T1)}^2 = 9,5 * 10^{-3} * 4,09^2 = 0,159 \text{ W} .$$

6.3.5 Nastavenie skratovej ochrany výstupu

Ako bolo už vyššie spomenuté, obvod LT8705 obsahuje dve napäťové a dve prúdové spätnoväzobné slučky. Pre aplikáciu napäťového stabilizátora je na nastavenie skratovej ochrany



Obr. 6.6 Interné blokové zapojenie výstupnej prúdovej spätnoväzobnej slučky

výstupu využitá výstupná prúdová spätnoväzobná slučka. Podľa Obr. 6.6 prúd I_{OUT} spôsobí na snímacom bočníku R_{SENSE2} úbytok napätia U_{RSSENS} , ktorý je privádzaný na piny CSPOUT a CSNOUT. Interný zosilňovač A8 prenášobí nameraný signál konštantou 0,001 a z jeho výstupu je prúd vedený cez rezistor R_{IMON_OUT} , na ktorom sa vytvorí úbytok napätia úmerný výstupnému prúdu I_{OUT} . Ak je úbytok napätia na tomto rezistore väčší ako 1,208 V, rozdielový zosilňovač EA1 okamžite obmedzí veľkosť výstupného prúdu na nastavený limit. Po prekročení hodnoty 1,61 V dôjde k okamžitému zablokovaniu spínania tranzistorov.

Hodnota odporu snímacieho bočníka sa určí nasledovne:

$$R_{17} = R_{SENSE2} = \frac{U_{DIF}}{I_{OUT(LIMIT)}} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{5} = 10 \text{ m}\Omega \text{ (10 m}\Omega\text{)},$$

kde $U_{DIF} = 50 \text{ mV}$ je hodnota diferenčného napätia, ktoré môže byť na pinoch CSPOUT a CSNOUT meraná, $I_{OUT(LIMIT)} = 5 \text{ A}$ je hodnota prúdu pri ktorom dôjde k jeho obmedzeniu.

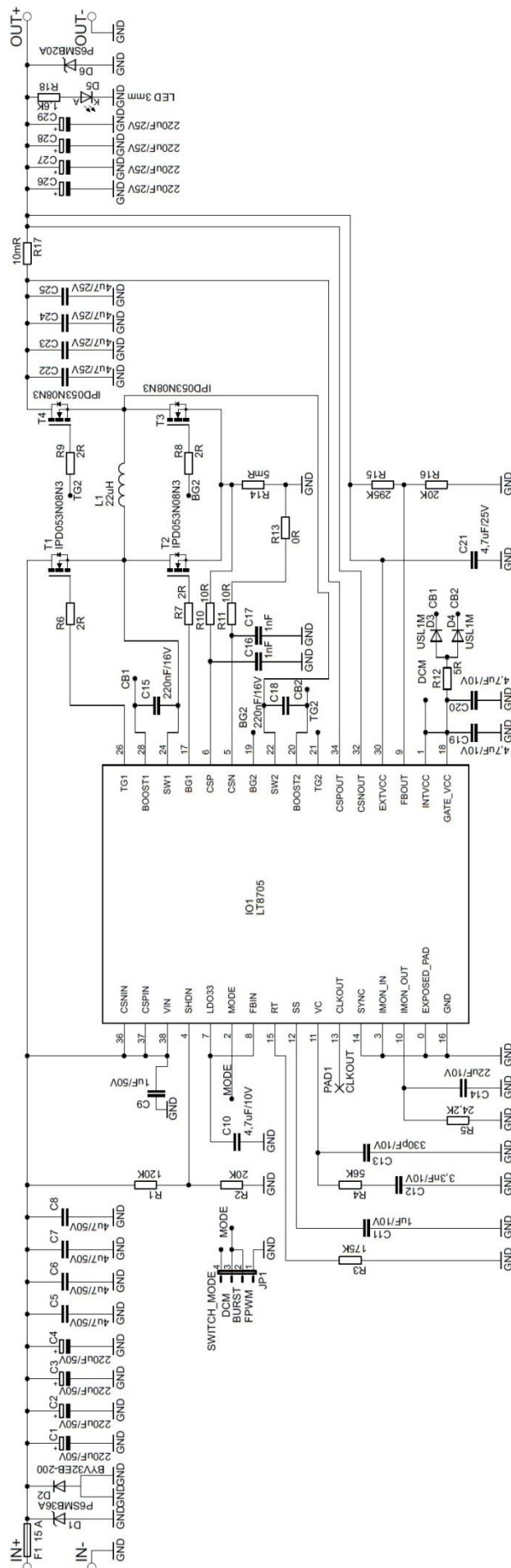
Hodnota odporu rezistora R_{IMON_OUT} sa určí nasledovne:

$$R_5 = R_{IMON_OUT} = \left(\frac{1,208}{I_{OUT(LIMIT)} \cdot 0,001 \cdot R_{17}} \right) = \left(\frac{1,208}{5 \cdot 0,001 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} \right) = 24,2 \text{ k}\Omega \text{ (24k}\Omega\text{)}.$$

Prúd pri ktorom dôjde k zablokovaniu spínania po prekročení napätia 1,61 V na rezistore R_{IMON_OUT} má hodnotu:

$$I_{FAULT} = \left(\frac{1,61}{1,208} \cdot I_{OUT(LIMIT)} \right) = \left(\frac{1,61}{1,208} \cdot 5 \right) = 6,66 \text{ A}.$$

6.3.6 Schéma zapojenia

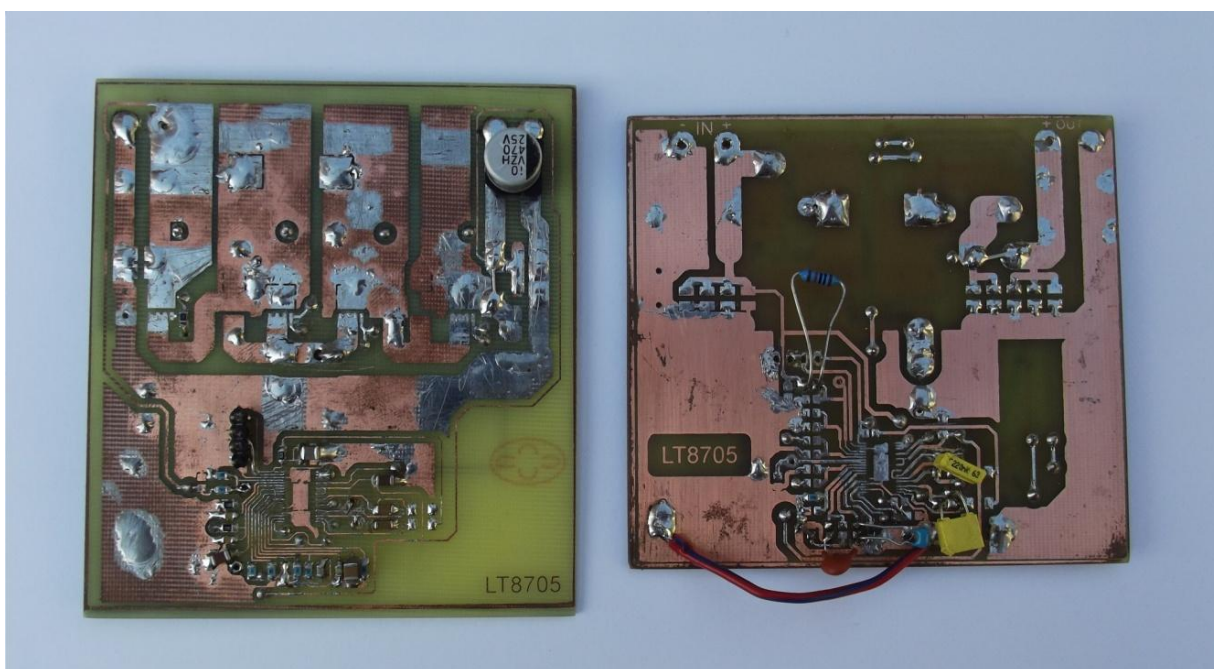


Obr. 6.7 Schéma zapojenia DC/DC meniča 9 - 32 V/19 V - 5 A

Na svorky $IN+$, $IN-$ sa privádza vstupné jednosmerné napätie v rozsahu 9 – 32 V, ktoré je vyfiltrované kondenzátormi $C_1 - C_8$. Transil D_1 , obmedzuje vstupné napätie na 36 V. Dióda D_2 je usmerňovacia dióda, ktorá spolu s poistkou F_1 tvorí ochranu proti prepólovaniu. Napät'ový delič R_1 , R_2 nastavuje minimálne spúšťacie napätie, ktoré má hodnotu 8,86 V. Rezistor R_3 nastavuje spínaciu frekvenciu na 250 kHz, kondenzátor C_{11} nastavuje funkciu soft - štart pre plynulý nárast výstupného napätia. Rezistor R_4 v sérii s kondenzátorom C_{12} a paralelným kondenzátorom C_{13} tvorí spätnú väzbu interného rozdielového zosilňovača regulačnej slučky. Odpor R_5 spolu s bočníkom R_{17} nastavuje skratovú ochranu na výstupe meniča, kondenzátor C_{14} filtruje zvlnenie nameraného signálu z bočníku. Konektor JP_1 slúži na prepínanie režimov prevádzky meniča pri nízkych zaťaženiach. Rezistory $R_6 - R_9$ obmedzujú prúd pri nabíjaní vlastných kapacít tranzistorov $T_1 - T_4$. Bočník R_{14} sníma prúd prechádzajúci cievkou, signál z neho je filtrovaný RC filterami R_{10} , C_{16} a R_{11} , C_{17} . Diódy D_3 , D_4 nabíjajú *bootstrap* kondenzátory C_{15} a C_{18} , ktoré napájajú *gate* elektródy tranzistorov T_1 a T_4 . Odpor R_{12} obmedzuje nabíjací prúd kondenzátorov. Kondenzátory C_{19} a C_{20} filtrujú pomocné napätie z interných stabilizátorov. Napät'ový delič R_{15} , R_{16} nastavuje výstupné napätie na svorkách $OUT+$, $OUT-$ na hodnotu 19 V. Kondenzátory $C_{22} - C_{29}$ filtrujú zvlnené výstupné napätie. Rezistor R_{18} obmedzuje prúd tečúci led diódou D_5 , ktorá indikuje prítomnosť napätia na výstupe. Transil D_6 tvorí prepät'ovú ochranu na výstupe, po prekročení 20 V dôjde k jeho prerazeniu.

6.4 Realizácia a oživenie *buck – boost* meniča

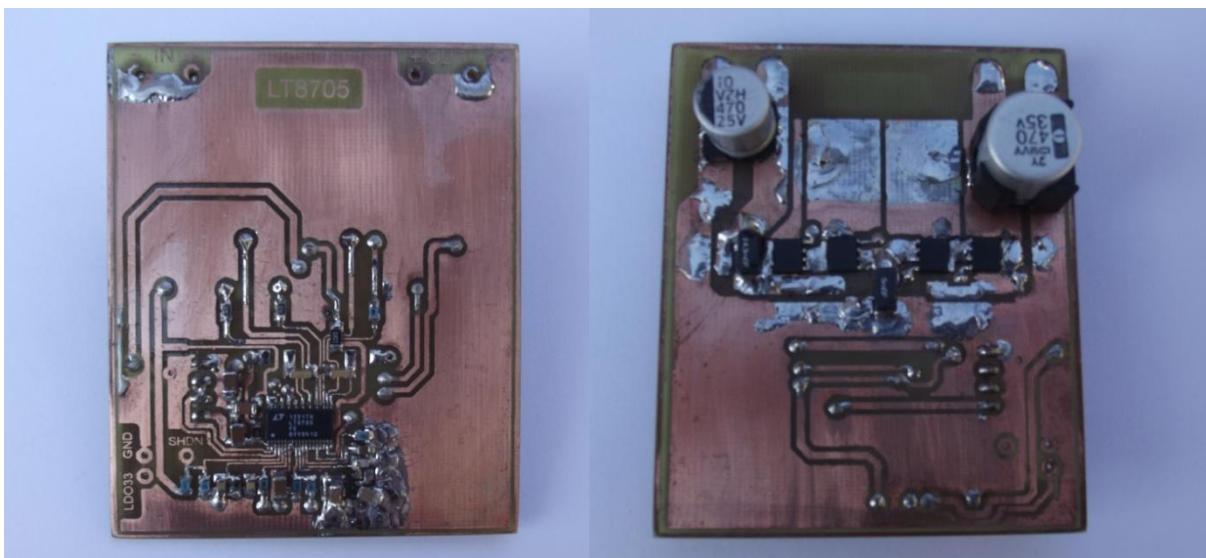
V rámci práce bolo vyrobených niekoľko prototypov meničov. *Verzia 1 a 2* na *Obr. 6.8* bola pri prevádzke sprevádzaná nestabilným chodom, ktorý bol spôsobený samotným návrhom a rozmiestnením jednotlivých komponentov na plošnom spoji z pohľadu elektromagnetického rušenia. Pri návrhu plošného spoja všeobecne pre DC/DC meniče je nutné rešpektovať určité zásady ako napríklad izolovanie signálových ciest od ciest alebo oblastí s pulzujúcim prúdom, kde vzniká premenlivé elektromagnetické pole, ktoré spôsobí naindukovanie rušivých signálov do citlivých cestičiek. Dĺžka a šírka cestičiek ovplyvňuje ich odpor a parazitnú indukčnosť, ktoré musia byť čo najmenšie, preto signálové cestičky by mali byť čo najširšie a najkratšie, vedené



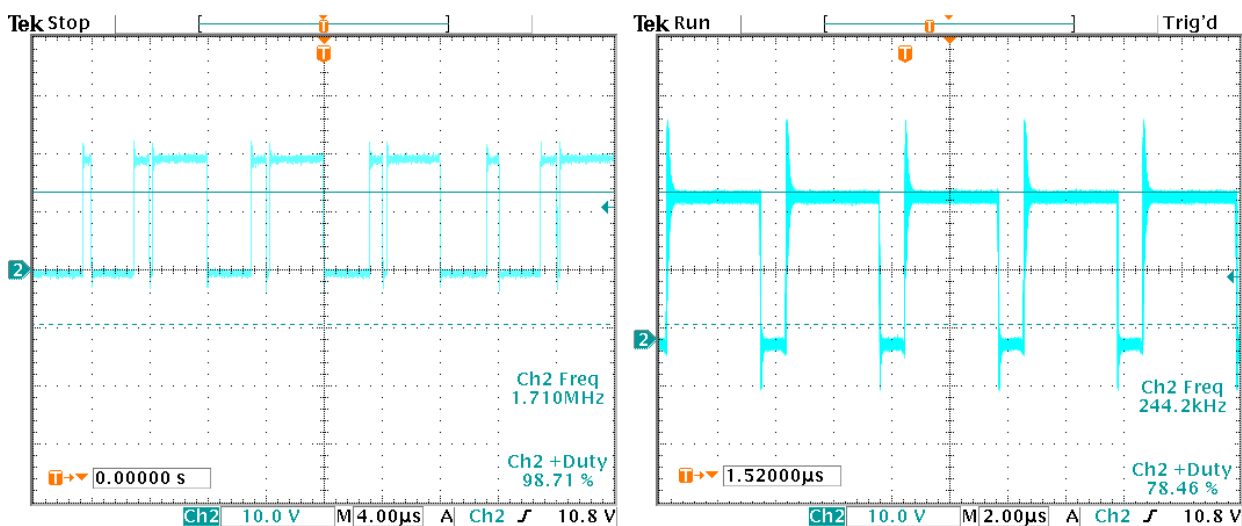
Obr. 6.8 Prototypy meničov - verzia 1 vľavo, verzia 2 vpravo

spolu za účelom eliminovania veľkosti slučky, čo platí najmä pre cestičky vedené od integrovaných budičov tranzistorov ku gate elektródam tranzistorov, pre cestičky vedené z bočnikov do integrovaného obvodu a spätnej väzby. Rovnako všetky súčiastky, ktoré nastavujú vlastnosti integrovaného obvodu, ako napríklad spínacia frekvencia, spätná väzba regulátora, RC filtre, musia byť umiestnené čo najbližšie k integrovanému obvodu. V prípade obvodov, ktoré majú rozdelenú silovú (PGND) a signálovú zem (SGND), je vhodné spojiť tieto zeme v jednom bode (viac o návrhu v [15], [5], [13], [14]).

S rešpektovaním uvedených pravidiel bola navrhnutá a vyrobená verzia 3 na Obr. 6.9. Po oživení a pri zaťažení však dochádzalo k nepravidelnému spínaniu tranzistorov T_3 a T_4 v *boost* móde (Obr. 6.10 vľavo), v *buck* móde (Obr. 6.10 vpravo) menič pracoval korektne. Tento problém bol čiastočne spôsobený použitými tranzistormi, resp. ich vstupnou kapacitou, ktorá spôsobovala strmý nárast prúdu pri nabíjaní, čím dochádzalo k preťažovaniu interných budičov a k vypínaniu tranzistorov. K obmedzeniu nabíjacieho prúdu bola hodnota predradného rezistora gate elektródy postupne zvyšovaná až na hodnotu 3,3 Ω . Spínacie impulzy boli však naďalej rozkmitané, čo bolo pravdepodobne spôsobené rušením, ktoré prenikalo do citlivých signálových cestičiek.

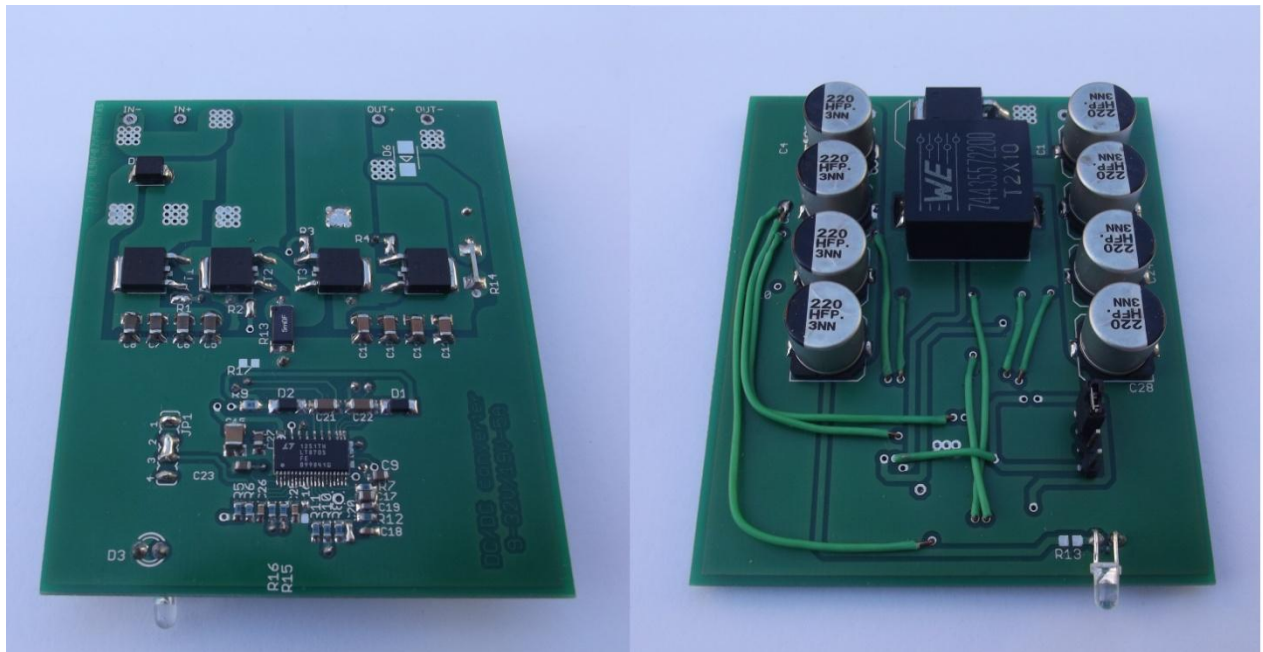


Obr. 6.9 Verzia 3 (top vľavo – bottom vpravo)

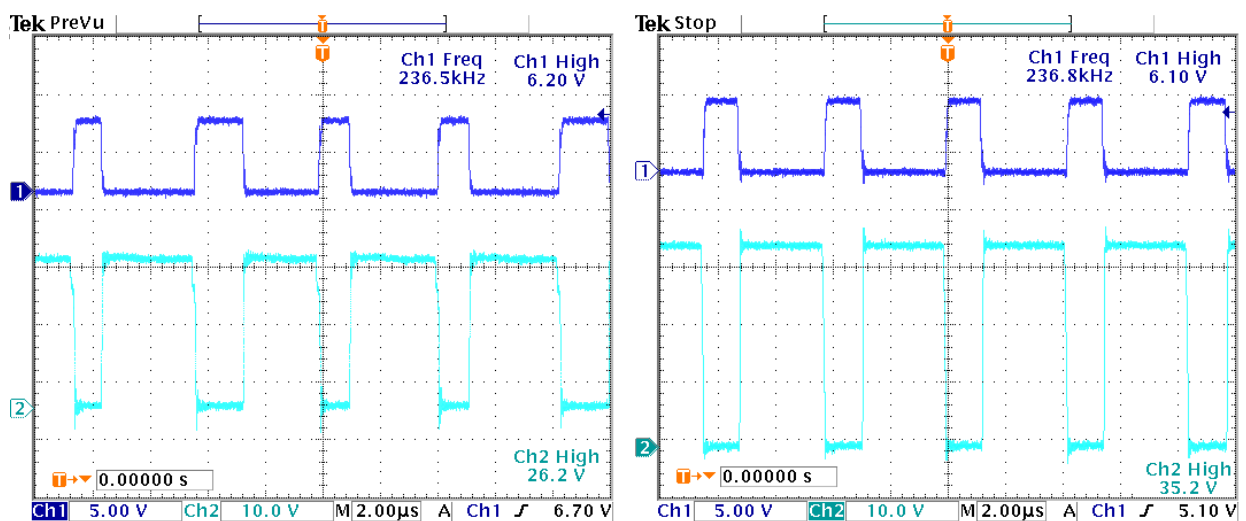


Obr. 6.10 Priebeh impulzov na pine SW1 pri $I_{OUT} = 5$ A – *boost* mód (vľavo), priebeh impulzov na pine SW2 pri $I_{OUT} = 5$ A – *buck* mód (vpravo)

Za účelom eliminovania akéhokoľvek rušenia, zasahujúceho do citlivých signálov, vznikla verzia 4. Podľa odporúčani výrobcu [15] a podľa vývojovej dosky DC1942 [14] s obvodom LT8705 bol navrhnutý štvorvrstvový plošný spoj. Koncepcia návrhu plošného spoja je nasledovná. Na vrstve 1 je silová časť spolu s riadiacou časťou (Obr. 6.11 *vľavo*), oddelená rozliatou zemou GND. Hladinu 2 tvorí len rozliata zem GND, ktorá zamedzuje prenikaniu rušivých elektromagnetických polí do hladiny 3, v ktorej sú vedené len signálové cestičky. Na hladine 4 (Obr. 6.11 *vpravo*) je umiestnená cievka, filtračné kondenzátory, led dióda, dióda proti prepólovaniu a kolíkový konektor. Plošný spoj má rozmery 67,4 x 79 mm a je navrhnutý pre hliníkovú krabičku s rozmermi 71 x 80 x 24 mm rovnakej série, ako v prípade zvyšujúceho meniča v kapitole 5. Firma, ktorá plošný spoj vyrobila, nesplnila však zadané požiadavky a vyrobila dvojvrstvový plošný spoj namiesto štvorvrstvového, a tak bola doska za účelom oživenia poprepájaná prepójkami (Obr. 6.11 *vpravo*).

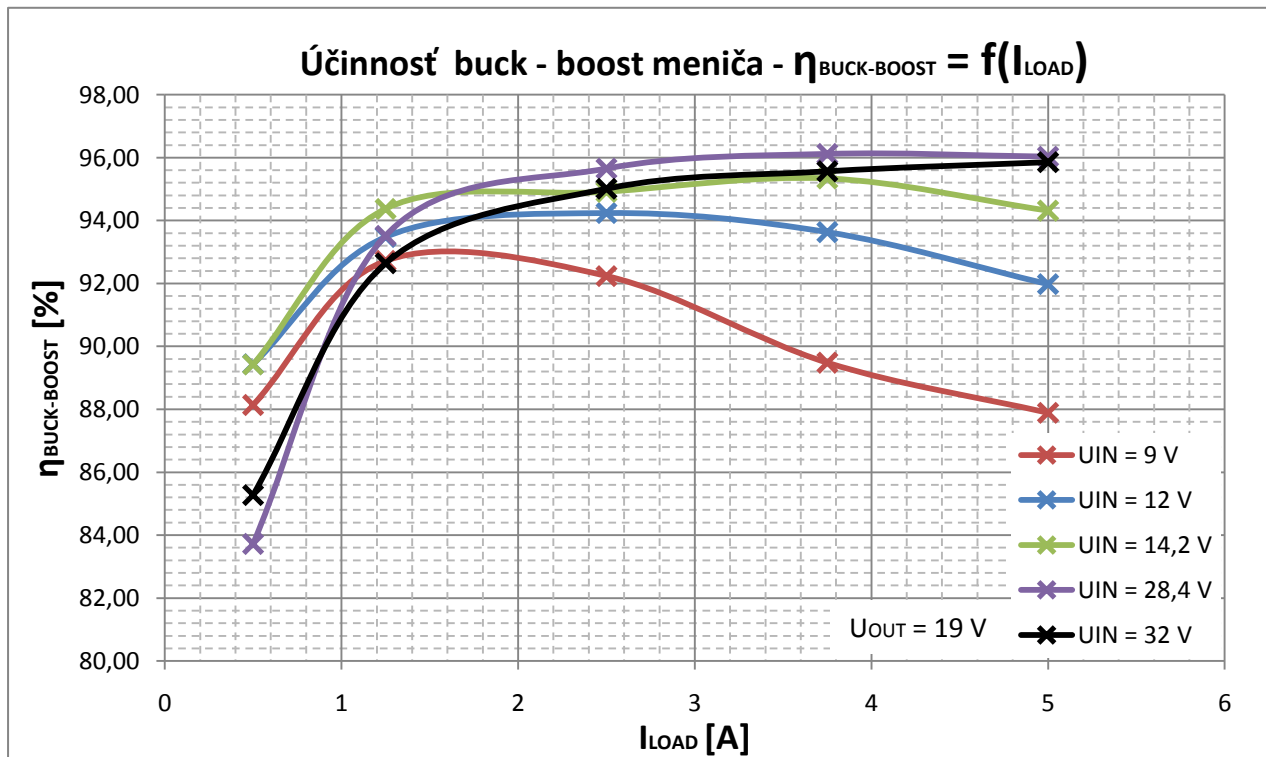


Obr. 6.11 Verzia 4 – DC/DC menič 9 – 32 V/ 19 V – 5 A



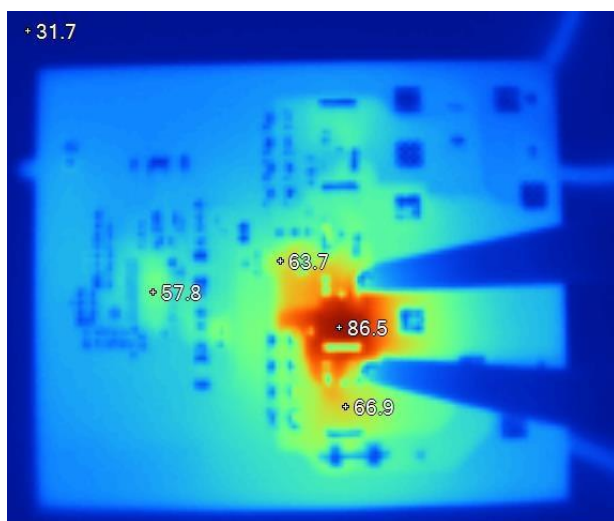
Obr. 6.12 Priebeh spínacích impulzov pre dolný (CH1) a horný (CH2) spínač v boost móde (*vľavo*), v buck móde (*vpravo*)

Z priebehu spínacích impulzov pre *boost* mód na Obr. 6.12 (vľavo) je vidieť, že šírka impulzov nie je konštantná, teda dochádza k zmene striedy, čo je pravdepodobne spôsobené rušením signálov pre tranzistory. Na Obr. 6.12 (vpravo) je zachytený priebeh spínacích impulzov pre tranzistory v *buck* móde. Napriek spomínaným problémom s kmitaním bola zameraná účinnosť meniča (Obr. 6.13), ktorá sa pohybovala od 83,72 % do 96,11 %.

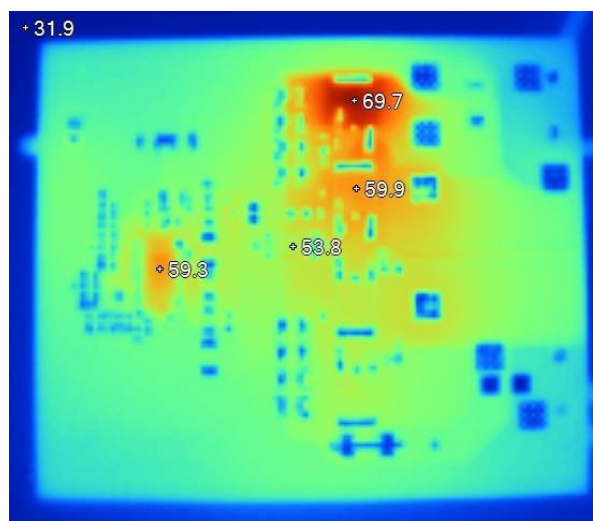


Obr. 6.13 Graf účinnosti buck - boost meniča 9 - 32 V/19 V - 5 A

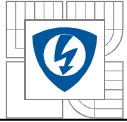
Snímky zachytené termokamerou zachytávajú teplotu komponentov v *boost* móde (Obr. 6.14) pri vstupnom napätí $U_{\text{IN}} = 12 V$ a plnej záťaži $I_{\text{OUT}} = 5 A$ a v *buck* móde (Obr. 6.15) pri vstupnom napätí $U_{\text{IN}} = 24 V$ a záťaži $I_{\text{OUT}} = 5 A$.



Obr. 6.14 Teplota dolného spínača 66,9 °C, teplota horného spínača 86,5 °C, teplota bočnika 63,7 °C, teplota IO 57,8 °C, teplota okolia 31,7 °C



Obr. 6.15 Teplota dolného spínača 59,9 °C, teplota horného spínača 69,7 °C, teplota bočnika 53,8 °C, teplota IO 59,3 °C, teplota okolia 31,9 °C



ZÁVER

Práca stručne popisuje rozdiely medzi lineárnymi a spínanými DC/DC meničmi s pohľadom ich vlastností a princípu činnosti, pričom sa hlavne zameriava na oblasť neizolovaných spínaných meničov so synchronným usmerňovačom využiteľných pre napájanie notebooku v automobilových palubných sieťach s napätím 12 a 24 V. Na základe presnej definície jednotlivých palubných sietí a parametrov notebookov boli špecifikované požadované parametre pre oba varianty meničov.

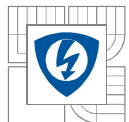
Variant 1, predstavuje zvyšujúci menič určený pre 12 V palubnú sieť, typickú pre súčasne vyrábané osobné, prípadne úžitkové automobily. Menič bol navrhnutý a zrealizovaný ako skúšobný prototyp pre overenie činnosti, avšak ukázali sa niektoré nedostatky spojené hlavne s návrhom plošného spoja, nastavením správneho režimu prevádzky a použitých tranzistorov. Prototyp prešiel optimalizáciou s cieľom odstrániť vzniknuté nedostatky, čím vznikla finálna verzia meniča, ktorá bola otestovaná a podrobená meraniu účinnosti, ktorá sa pohybovala v rozsahu 86,75 – 96,37 %.

Variant 2, ponúka menič so širokým rozsahom vstupných napätí, primárne navrhovaný pre 12 a 24 V palubnú sieť, ktorá je typická hlavne pre nákladné automobily, kamióny a iné stroje priemyselných odvetví. Menič je však možné použiť v akomkoľvek systéme, ktorý spadá do rozsahu vstupných napätí ako napríklad v malých osobných lietadlách, ktoré pracujú s nominálnym napätím 28 V, prípadne v armádnych systémoch. Zvolená bola topológia *buck – boost* ako najlepší kompromis medzi množstvom použitých komponentov a z nich sa odvíjajúcej ceny, rozmerov a účinnosti. V tomto prípade vzniklo niekoľko prototypov, ktorých činnosť bola sprevádzaná nepríjemnými javmi spôsobenými hlavne elektromagnetickým rušením od čoho sa odvíjala stabilita a správna činnosť meniča. Pre finálnu verziu meniča bol navrhnutý plošný spoj štvorvrstvovej koncepcie, ktorá bola zvolená s cieľom potlačiť negatívne vplyvy rušenia na správnu činnosť meniča. Firma, ktorá plošný spoj vyrábala, však nespĺnila zadané požiadavky a dodala dvojvrstvový plošný spoj, takže nebolo možné vyhodnotiť vplyv rušivých polí na korektnú prevádzku meniča. Napriek tomu bola oživená jedna funkčná vzorka meniča, ktorého účinnosť sa pohybovala v rozsahu 83,72 - 96,11 %.

Plošné spoje s daným rozložením súčiastok pre oba varianty meničov sú navrhované pre hliníkové krabičky rovnakej série, ktoré okrem robustnej mechanickej odolnosti zabezpečujú chladenie tepelne namáhaných súčiastok. Prestup tepla z puzdra súčiastky na krabičku zabezpečuje teplovodivá fólia, ktorú je možné v prípade lepšieho prestupu tepla nahradiť zalievacou hmotou, čo sa odrazí aj na lepšej mechanickej odolnosti a tým pádom možnosti použitia v náročných pracovných podmienkach.

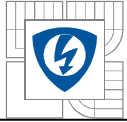
Meniče sa pripájajú do automobilovej siete prostredníctvom štandardného konektora, ktorý sa pripája do zásuvky pre zapalovač. Keďže výrobcovia notebookov nepoživajú jednotný typ konektora pre napájanie, je použitý DC konektor 5,5 x 2,5 mm štandardný pre vybrané notebooky značky ASUS, MSI a HP. Medzinárodná elektrotechnická komisia však pracuje na špecifikácii pre jednotný typ konektorov a nabíjačiek notebookov s cieľom redukovania elektroodpadu, ktorá by mala byť schválená v priebehu roku 2014.

Výrobná cena v prípade *Variantu 1* presahovala cenu 40 €, v prípade *Variantu 2* cenu 60 €, čo v porovnaní s konkurenciou značne presahuje cenu komerčne vyrábaných produktov, avšak v oboch prípadoch sa ponúka veľmi elegantné, výkonné a kompaktné riešenie malých rozmerov.

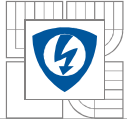


LITERATÚRA

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-045-8.
- [2] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení*.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 1. Tepelné jevy a činný výkon*. 2.vyd. Brno: VUT, FEKT, 2002. 61 s.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 2. Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2.vyd. Brno: VUT, FEKT, 2002.
- [5] BARROW, Jeff. *Reducing ground bounce in dc/dc-converter applications* [online]. EDN, 2006 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: http://www.physics.ox.ac.uk/lcfi/Electronics/EDN_Ground_bounce.pdf
- [6] FAGNANI, Anthony. *Synchronous rectification boosts efficiency by reducing power loss* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2013 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt515/slyt515.pdf>
- [7] FALIN, Jeff. *Designing DC/DC converters based on SEPIC topology* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2008 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt309/slyt309.pdf>
- [8] FISCHER ELEKTRONIK. *AKG 69 24 50*. Dostupné z: <http://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/cases.pdf>
- [9] HUNTER, Bruce a Patrick ROWLAND. *Digital Designer's Guide to Linear Voltage Regulators and Thermal Management* [online]. 2003 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva118/slva118.pdf>
- [10] INFINEON. *OptiMOS® 3 Power-Transistor: IPD025N06N G*. 2014. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/IPD025N06N_Rev2.3.pdf?folderId=db3a304313b8b5a60113cee8763b02d7&fileId=db3a304336415dec0136531648062c76
- [11] INFINEON. *OptiMOS® 3 Power-Transistor: IPD053N08N3 G*. 2014. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/IPD053N08N3_Rev1.0.pdf?folderId=db3a304313b8b5a60113cee8763b02d7&fileId=db3a304317a748360117cf072cf31ce8
- [12] J.ZHANG, Henry. *Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies* [online]. 2013 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/AN140fa.pdf>



- [13] J.ZHANG, Henry. *PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies* [online]. 2012 [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an136f.pdf>
- [14] LINEAR TECHNOLOGY. *DEMO MANUAL DC1924A* [online]. [cit. 2014-05-25]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/demo-board-manual/dc1924af.pdf>
- [15] LINEAR TECHNOLOGY. *80V VIN and VOUT Synchronous 4-Switch Buck-Boost DC/DC Controller* [online]. 2013, 02.2014 [cit. 25.5.2014]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8705fb.pdf>
- [16] NXP SEMICONDUCTORS. *PMEG6010CEH; PMEG6010CEJ: 1 A very low VF MEGA Schottky barrier rectifiers* [online]. 2006, 27.3.2007. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PMEG6010CEH_PMEG6010CEJ.pdf
- [17] NXP SEMICONDUCTORS. *PSMN4R0-40YS: N-channel LFPACK 40 V 4.2 mΩ standard level MOSFET* [online]. 2009, 12.7.2010. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PSMN4R0-40YS.pdf
- [18] SAE J1455. *Recommended Environmental Practices for Electronic Equipment Design in Heavy-Duty Vehicle Applications*. SAE International. Dostupné z: http://standards.sae.org/j1455_200606/
- [19] TEXAS INSTRUMENTS. *Wide Input Synchronous Boost Controller with Multiple Phase Capability: LM5122* [online]. 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5122.pdf>
- [20] WURTH ELEKTRONIK. *WE-HCI SMD Flat Wire High Current Inductor: 74435561100* [online]. 2009, 11.12.2013 Dostupné z: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/74435561100.pdf>
- [21] WURTH ELEKTRONIK. *WE-HCI SMD Flat Wire High Current Inductor: 74435582200* [online]. 2013, Dostupné z: <http://katalog-live.we-online.de/pbs/datasheet/74435582200.pdf>



PRÍLOHY

Príloha č.1: Plošný spoj, plán osadenia súčiastok DC/DC meniča 9 – 18 V/19 V – 5A – Variant 1

Príloha č.2: Zoznam použitých komponentov DC/DC meniča 9 – 18 V/19 V – 5A – Variant 1

Príloha č.3: Plošný spoj, plán osadenia súčiastok DC/DC meniča 9 – 32 V/19 V – 5A – Variant 2

Príloha č.4: Zoznam použitých komponentov DC/DC meniča 9 – 32 V/19 V – 5A – Variant 2

Príloha č.5: Schéma zapojenia, návrh plošného spoja DC/DC meniča 9 – 18 V/19 V – 5A – Variant 1 (LM5122.sch, LM5122.brd)

Príloha č.6: Schéma zapojenia, návrh plošného spoja DC/DC meniča 9 – 32 V/19 V – 5A – Variant 2 (LT8705.sch, LT8705.brd)