



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SYSTÉM ODPOROVÉHO VYHŘÍVÁNÍ PRACOVNÍ OBUVI

RESISTIVE HEATING SYSTEM FOR WORK SHOES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Lukáš Pár

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Lukáš Pár

ID: 173720

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Systém odporového vyhřívání pracovní obuvi

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Zadání:

1. Navrhněte a osadte desku plošných spojů BMS obvodů a DC/DC měniče (všechny obvody navrženy v předchozím SP).
2. Realizujte mechanickou sestavu akumulátoru, zhotovte topné těleso.
3. Oživte obvody BMS a obvody DC/DC měniče.
4. Zkompletujte sestavu akumulátoru, měniče a topného tělesa a proveďte ověřovací měření dokládající správnou činnost celého zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] P. Vorel, P. Procházka: Řídicí členy v elektrických pohonech (skriptum VUT Brno)
- [2] M. Patočka: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 31.5.2017

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Konzultant:

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

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem topného tělesa pro vyhřívání pracovní obuvi, návrhem obvodů napájecího měniče pro topné těleso a dimenzováním akumulátoru. V první části práce jsou navržena možná topná tělesa. Následuje rozbor jednotlivých možností zapojení DC/DC měniče v závislosti na použitém topném tělese. Další částí je návrh akupacku s jednoduchým systémem BMS. Následuje návrh řídicího obvodu pro vybraný DC/DC měnič a postup realizace navržené sestavy. Závěr práce je věnován měření vybraných průběhů na vyrobeném zařízení.

Klíčová slova

Odporové vyhřívání; BMS; Propustný měnič s transformátorem; VF transformátor; Li-ion

Abstract

This bachelor thesis deals with the design of a device for the resistive heating of work-shoes, the circuits of a power converter for a heater and the battery-pack. Two variants of the heater are designed in the first part of thesis. Thesis continues with design of DC/DC converters for both types of the heater. Next part of the thesis deals with a design of the battery-pack with simple BMS circuits. The design of the control circuit for selected DC/DC converter follows. Next part of thesis deals with the construction of the device. Last part is dedicated to measurements and verification.

Keywords

Resistive heating; BMS; Forward converter; HF transformer; Li-ion

Bibliografická citace:

PÁR L. *Odporové vyhřívání pracovní obuvi s Li-ion akumulátorem a DC/DC měničem.*
Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních
technologií, 2017. 51s. Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel Ph.D..

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Odporové vyhřívání obuvi s Li-ion akumulátorem a DC/DC měničem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne **16. května 2017**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále děkuji Ing. Janu Martišovi za odbornou pomoc a cenné rady při výrobě a oživování celého zařízení.

V Brně dne **16. května 2017**

.....
podpis autora

Obsah

1 Úvod.....	1
2 Baterie.....	2
3 Topné těleso	3
3.1 Topné těleso z odporového drátu.....	4
3.2 Topné těleso z transformátorového plechu.....	4
4 Návrhy možných silových obvodů	6
4.1 Jednočinný tranzistorový snižující měnič s odporovým drátem.....	6
4.1.1 Klasický snižující měnič s výstupní tlumivkou.....	7
4.1.2 Varianta bez výstupní tlumivky	8
4.2 Jednočinný tranzistorový měnič a topné těleso z transformátorového plechu	9
4.3 Dvočinný tranzistorový měnič s VF transformátorem a topné těleso z transformátorového plechu	9
4.3.1 VF transformátor laděný do rezonance pomocí kondenzátoru C_R	10
4.3.2 VF transformátor připojený přes kondenzátor C_V	14
5 BMS obvod.....	17
6 Řídicí obvod	20
6.1 Budič	20
6.2 Návrh řídicího obvodu	20
6.3 Návrh budičího transformátoru	22
7 Realizace a oživení.....	24
7.1 Topné těleso z transformátorového plechu.....	24
7.2 Výstupní VF transformátor	24
7.3 Budičí transformátor	25
7.4 Deska plošných spojů	25
8 Měření.....	28
8.1 Ověření topného výkonu z naměřených dat.....	32
9 Závěr	33
Literatura	34
Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	35
Seznam příloh.....	37
Přílohy	38

Seznam obrázků

Obr. 3.1 Prototyp vložky s připojenými vodiči	4
Obr. 4.1 Základní schéma	7
Obr. 4.2 Základní schéma bez indukčnosti	8
Obr. 4.3 Schéma zapojení	10
Obr. 4.4 Schéma zapojení s přepočtenými hodnotami na primární vinutí transformátoru.....	11
Obr. 4.5 Schéma zapojení	14
Obr. 5.1 Schéma zapojení BMS obvodu.....	18
Obr. 6.1 Schéma zapojení řídicího a silového obvodu	21
Obr. 6.2 Možné alternativní zapojení	22
Obr. 7.1 Upravené topné těleso	24
Obr. 7.2 Výsledná DPS ze strany baterií	25
Obr. 7.3 Výsledná DPS ze strany spojů.....	26
Obr. 8.1 Průběh výstupního napětí z UC 3825 proti GND	28
Obr. 8.2 Průběh výstupního napětí z UC3825 při maximální střídě	29
Obr. 8.3 Průběh napětí na pinu 14 a řídicí elektrody tranzistoru T9.....	29
Obr. 8.4 Průběh napětí na výstupu z polomůstku a průběh primárního proudu při minimální střídě	30
Obr. 8.5 Průběh napětí na výstupu polomůstku a primárního proudu při maximální střídě	30
Obr. 8.6 Průběh napětí na primární cívce a průběh primárního proudu při maximální střídě.....	31
Obr. 8.7 Průběh napětí na výstupu z polomůstku a napětí na řídicí elektrodě tranzistoru T9.....	31

Seznam tabulek

Tab. 4.1 Parametry tranzistoru IRF1404	6
Tab. 7.1 Parametry výstupního transformátoru	24
Tab. 7.2 Parametry budicího transformátoru	25
Tab. 7.3 Srovnání parametrů tranzistorů IRF1404 a IRF1405	26

1 ÚVOD

O odporové vyhřívání obuvi je v současnosti již používáno, ale vzhledem k pořizovací ceně a současným možnostem by mělo být možné sestavit toto zařízení levněji. Dalším předpokladem je miniaturizace celého obvodu.

V této práci se budeme postupně věnovat jednotlivým částem zařízení a budeme navrhovat co nejlepší sestavu složenou z baterií s přidruženým BMS systémem, silovým obvodem, odporovým topným tělesem a řízením spínacích prvků.

Návrh baterií vychází z požadavků co nejmenší velikosti a přitom tak velké kapacity baterií, aby zařízení bylo schopné provozu po celou definovanou dobu. Požadavkem na BMS obvody je co nejmenší velikost a zanedbatelný napájecí proud (vlastní spotřeba).

Při návrhu topného tělesa musíme zajistit dostatečnou mechanickou pevnost a zajistit rovnoměrné rozložení teploty na celém tělese. Tento požadavek nás směřuje k použití topného drátu nebo odporového plechu.

Návrh silového obvodu je závislý na použitém topném tělese. Díky tomu budeme v jedné z kapitol rozebírat jednotlivé možnosti zapojení snižujícího měniče s jedním tranzistorem a snižujícího měniče s VF transformátorem.

Pro zvolenou kombinaci topného tělesa a silového obvodu navrhujeme řídicí obvod. Při návrhu budeme vycházet z potřeby minimální spotřeby řídicího obvodu a také z požadované malé velikosti.

Z navrženého celkového schématu vyrobíme a oživíme jednu sestavu pro vyhřívání jedné boty. Podle získaných dat po zprovoznění provedeme případnou korekci schématu a výrobek upravíme.

Na hotovém a plně funkčním zařízení bude provedeno měření průběhů napětí a proudu na vybraných součástkách. Díky tomu budeme moci posoudit, zda všechny systémy fungují podle předpokladů.

2 BATERIE

Pro výpočet kapacity baterie uvažujeme požadovanou dobu použití $t = 3$ hod. Další nutnou podmínkou pro správnou funkčnost obvodů je výstupní napětí akupacku $U_D = 12$ V. Toto napětí je dáno především nominálním napájecím napětím integrovaných obvodů a napětím potřebným k dostatečnému sepnutí tranzistorů (obvyklé je napětí 15V).

Pro výpočet kapacity potřebujeme znát i odhadovaný odběr celého zařízení. Uvažujeme tedy odběr řídicích obvodů $P_{ro} = 2$ W a odběr vytápění $P_t = 5$ W. Pro celkovou energetickou kapacitu akupacku poté platí:

$$Q = (P_{ro} + P_t) \cdot t = (2 + 5) \cdot 3 = 21 \text{ Wh} \quad (2.1)$$

Kapacita baterií je ale uváděna v Ah, takže pro přepočet použijeme přibližné napětí akupacku $U_D = 12$ V:

$$Q_i = \frac{Q}{U_D} = \frac{21}{12} = 1,75 \text{ Ah} \quad (2.2)$$

Vzhledem k výsledné kapacitě Q_i budeme uvažovat sériové zapojení jednotlivých článků, abychom dosáhli požadovaného napětí. Vzhledem k výslednému Q_i nemusíme dávat články paralelně v jednotlivých sériově spojených blocích. Paralelní zapojení je zde neopodstatněné, protože kapacita vyráběných článků převyšuje kapacitu námi požadovanou.

Pro naše požadavky jsou vhodné baterie typu NiCd, NiMH, Li-ion nebo Li-Pol. Jedním z požadavků je i malá velikost celého zařízení, takže výběr zúžíme pouze na baterie s vyšším napětím na článek. Tím se výběr zúžil na baterie typu Li-ion a Li-Pol s nominálním napětím 3,7 V na článek.

Zvolenými bateriemi jsou baterie Sanyo LI-18650 s kapacitou 2,3 Ah s nominálním napětím $U_N = 3,7$ V. Tyto baterie nám byly nabídnuty z laboratoře UVEE, kde neměly uplatnění. Jde o starší typ baterií s nižší kapacitou, ale pro naše použití mají dostatečné parametry. Napětí jednoho článku se může pohybovat v rozmezí 3,15 V až 4,2 V. Pro sestavení akupacku budou tedy použity 3 články s výsledným napětím v rozmezí 9,45 V až 12,6 V. Pro upřesnění teoretické doby provozu znovu provedeme výpočet:

$$t = \frac{3 \cdot Q_i \cdot U_N}{P_{ro} + P_t} = \frac{3 \cdot 2,3 \cdot 3,7}{2 + 5} = 3,6 \text{ hod} \quad (2.3)$$

Použitím zvolených baterií Sanyo dosáhneme výkonové rezervy, díky které bude akupack schopen pracovat požadované 3 hodiny i při stárnutí jednotlivých článků. Stárnutí se projevuje snižováním kapacity článků.

Pro nabíjení akupacku máme k dispozici impulsní nabíječku o výstupním napětí 14,4V, která umí komunikovat s BMS obvodem a tím řídit nabíjecí proud.

3 TOPNÉ TĚLESO

Topné těleso může být vyrobeno několika způsoby. Pro nás vychází nejlépe použití odporového vodiče upevněného na vložku nebo vložky vyrobené z plechu, který je vyroben z odporového materiálu. Vložky s odporovým drátem jsou v současnosti již vyráběné. Jako plech můžeme použít transformátorový plech, což je speciální typ plechu, který je vyroben ze slitiny železa a křemíku. Křemíková příměs zvyšuje celkový odpor plechu, se kterým souvisejí ztráty.

Transformátorové plechy, jak je patrné z názvu, se běžně používají pro výrobu jader transformátorů. V nich dochází k indukci vířivých proudů, které se snažíme omezit odporem plechů a tím snížit ztráty vířivými proudy. Jedním z efektivních způsobů je dotovat železo křemíkovou příměsí, která zvyšuje celkový odpor výsledné slitiny. Takto upravený plech se pro naše účely hodí více než plech obyčejný, protože při použití obyčejného plechu bychom pro správnou funkčnost potřebovali velký proud při extrémně malém napětí, což by se projevilo ve velikosti měniče a také v dimenzování výkonových součástek a blokujících kondenzátorů.

Topné těleso z odporového drátu je složitější na výrobu kvůli upevňování drátu ke vložce a také kvůli nutnosti rozložit drát po vložce tak, abychom dosáhli ve všech místech stejné teploty. Proto jsme zvolili topným tělesem vložku vystřiženou z transformátorového plechu, která je mechanicky dostatečně pevná a rozvod tepla řešit nemusíme, protože teplo vzniká v celé ploše. V případě, že by širší část vložky byla chladnější než patová část, můžeme teplotu upravit vyvrtáním malých děr v širší části vložky, což by mělo za následek zmenšení průřezu plechu v daném místě a tím i zvýšení teploty.

Nyní budeme uvažovat o předpokládané velikosti měniče pro obě topná tělesa. Když budeme uvažovat topné těleso z odporového drátu, tak nám bude stačit jednospínačový měnič, pro který by byl použit jednoduchý budič sestávající z několika málo součástek. Z výkonového hlediska nám budou stačit méně výkonové součástky a minimální počet blokovacích kondenzátorů. Díky těmto předpokladům můžeme odhadovat, že velikost takového měniče bude malá a i cena součástek bude malá.

Při uvažování topného tělesa z transformátorového plechu musíme brát ohled na jeho malý odpor. Díky tomu bude i potřebný proud velký, a kvůli tomu bude lepší použít měnič pro napájení topného tělesa. Pro napájení měniče ale bude zapotřebí použít alespoň polomůstkový měnič. To znamená použití dvou výkonových tranzistorů a budiče, který zajistí jejich správnou funkčnost. Blokovací a oddělovací kondenzátory také budou muset být dimenzovány na větší zátěž. Díky

těmto předpokladům odhadujeme, že velikost takového měniče bude větší. Kvůli většímu počtu součástek bude nejspíš i cena vyšší.

3.1 Topné těleso z odporového drátu

Topné těleso z odporového drátu uvažujeme pouze pro srovnání s transformátorovým plechem. Pro další výpočty musí být stanoven odpor a maximální proud odporového drátu. Napětím uvažujeme napětí baterie vybité na dolní mez, abychom dosáhli požadovaného výkonu i při vybité baterii.

$$I_{od} = \frac{P}{U} = \frac{5}{9,45} = 0,529 \text{ A} \quad (3.1)$$

$$R_{od} = \frac{U^2}{P} = \frac{9,9^2}{5} = 17,86 \text{ } \Omega \quad (3.2)$$

kde I_{od} – proud odporovým drátem [A]

P – Požadovaný výkon [W]

U – Napětí vybitého akupacku [V]

R_{od} – Požadovaný odpor odporového drátu [Ω]

3.2 Topné těleso z transformátorového plechu

Z transformátorového plechu byl vyroben prototyp ve tvaru vložky do boty. Pro zvýšení odporu je vložka od paty prořízlá. Ve špičce je prostřížení zakončeno tak, aby v odporové dráze nevznikla úžina. Výsledná podoba je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1 Prototyp vložky s připojenými vodiči

Na tomto prototypu bylo provedeno měření odporu a indukčnosti. Odpor byl změřen při napájení vložky ze stejnosměrného zdroje. Výsledný odpor je $R_{tp} = 19,5 \text{ m}\Omega$.

Měřičem indukčnosti jsme změřili hodnotu $L_{tp} = 200 \text{ nH}$. Vzhledem k malé velikosti indukčnosti toto měření zopakujeme později během realizace.

Při měření odporu bylo experimentováno s výkonem dodávaným do topného tělesa. Vzhledem k teplotě tělesa byl stanoven maximální topný výkon $P = 5 \text{ W}$, který odpovídá původnímu odhadu použitého pro výpočet akupacku.

Pro další výpočty potřebujeme znát proud tělesem pro dosažení výkonu 5 W.

$$I_{tp} = \sqrt{\frac{P}{R_{tp}}} = \sqrt{\frac{5}{0,0195}} = 16 \text{ A} \quad (3.3)$$

kde I_{tp} - Hodnota proudu topným tělesem pro dosažení výkonu 5W [A]

P - Požadovaný výkon [W]

R_{tp} - Odpor topného tělesa z transformátorového plechu [Ω]

Vzhledem k parazitním ztrátám uvažujeme proud $I_{tp} = 18 \text{ A}$.

Při použití transformátorového plechu dosáhneme mnohem lepší mechanické pevnosti, ale vzhledem k malému odporu bude proud velký a tím budou větší nároky na napájecí měnič.

4 NÁVRHY MOŽNÝCH SILOVÝCH OBVODŮ

Pro napájení odporového topného tělesa může být použito více způsobů. V jednotlivých podkapitolách rozebereme jednotlivé možnosti, které bychom mohli použít v kombinaci s konkrétními topnými tělesy (budeme uvažovat topné těleso vyrobené z odporového drátu a z transformátorového plechu). Současně stanovíme přepínací ztráty a ztráty vedením spínacího prvku. Pro zapojení s VF transformátorem provedeme orientační návrh zapojení kromě návrhu transformátoru.

Spínacím prvkem ve všech návrzích uvažujeme tranzistor IRF1404 s parametry [1]:

Tab. 4.1 Parametry tranzistoru IRF1404

Parametr	Označení	Hodnota
Napětí Drain-Source	U_{DS}	40 V
Maximální stálý proud Drainem	I_D	162 A
Odpor sepnutého tranzistoru	$R_{DS(ON)}$	0,004 Ω
Zapínací doba tranzistoru	t_{on}	17 ns
Vypínací doba tranzistoru	t_{off}	72 ns
Vstupní kapacita	C_{tr}	7,36 nF

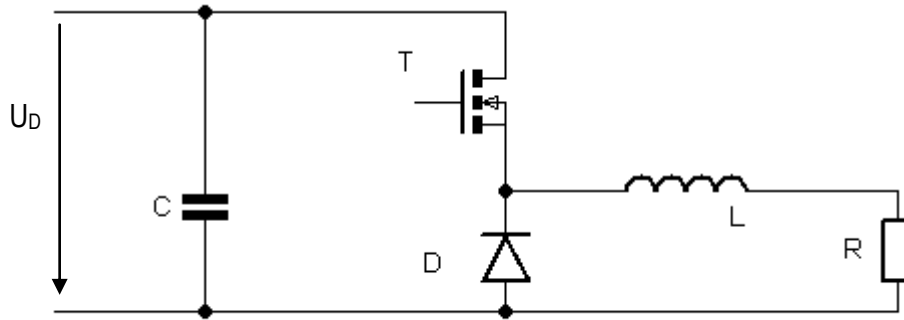
4.1 Jednočinný tranzistorový snižující měnič s odporovým drátem

Jednočinný tranzistorový snižující měnič je možné realizovat jako horní nebo dolní spínač. Výstup je v obou případech stejný, takže budeme uvažovat zapojení s horním spínačem. Vzhledem k předpokládané indukčnosti odporového drátu můžeme s touto indukčností počítat, nebo ji zanedbat. V následujících podkapitolách rozebereme obě možnosti.

V obou případech musíme ale počítat i s impulsně odebíraným proudem z baterií. Vzhledem k dimenzování topného tělesa bude tento proud relativně malý. Z výpočtů provedených v kapitole 3.1 víme, že maximální hodnota odebíraného proudu bude $I_{od} = 0,529$ A.

4.1.1 Klasický snižující měnič s výstupní tlumivkou

Základní schéma bez budiče je na Obr. 4.1.



Obr. 4.1 Základní schéma

Princip činnosti můžeme rozdělit na dvě části. První částí je doba, kdy je tranzistor T sepnut. Zátěž, tvořená RL kombinací, je v tom okamžiku připojena ke zdroji a vlivem indukčnosti začne narůstat proud. Ve druhé části je tranzistor vypnut. Na indukčnosti L se naindukuje napětí, které způsobí otevření diody D a průchodu proudu přes zátěž a diodu. V této části proud klesá. Průběhy proudů budou mít vlivem odporu exponenciální průběhy. Z doby vedení můžeme stanovit střidu [2]:

$$s = \frac{t_{zap}}{T} = t_{zap} \cdot f \quad (4.1)$$

kde t_{zap} - Doba vedení tranzistoru [s]

T - Pracovní perioda [s]

f - Frekvence měniče [Hz]

Výstupní napětí a tím i výkon měniče je dán střídou spínání tranzistoru, která je v tomto případě regulována od 0 do 1. Odpor odporového drátu je stanoven tak, aby při plně otevřeném měniči byl topný výkon 5 W, takže při zmenšování střídý se bude topný výkon zmenšovat. Pracovní frekvenci měniče volíme 100 kHz. Závislost výstupního výkonu na střídě můžeme znázornit následující rovnicí.

$$P_t = U_{od} \cdot I_{od} = U_D \cdot s \cdot I_{od} = U_D \cdot s \cdot \frac{U_{od}}{R_{od}} = U_D \cdot s \cdot \frac{U_D \cdot s}{R_{od}} = \frac{U_D^2}{R_{od}} \cdot s^2 \quad (4.2)$$

Z toho plyne, že závislost výkonu bude exponenciálně závislá na střídě spínání tranzistoru.

Pro určení ztrát na tranzistoru uvažujme střidu $s = 1$, která odpovídá plně otevřenému tranzistoru.

Ztráty vedením:

$$P_{ztr} = R_{DS(on)} \cdot I_{EF}^2 = R_{DS(on)} \cdot I_{od}^2 s = 0,004 \cdot 0,529^2 \cdot 1 = 1,12 \text{ mW} \quad (4.3)$$

Přepínací ztráty:

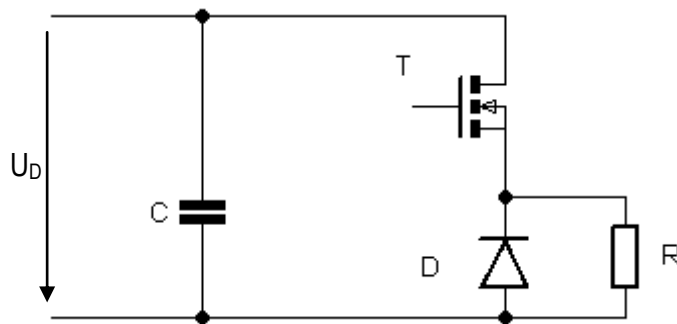
$$P_{př} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) = \frac{f}{4} \cdot U_D \cdot I_{od} \cdot (t_{on} + t_{off}) =$$

$$= \frac{100000}{4} \cdot 9,45 \cdot 0,529 \cdot (17 + 72) \cdot 10^{-9} = 11,1 \text{ mW}$$
(4.4)

Vzhledem k velikosti ztrát nemusí být tranzistor umístěn na chladiči. Ztráty diody nebudeme určovat, protože tato verze slouží pouze k porovnání a parametry diody, která by zde mohla být použita, neznáme.

4.1.2 Varianta bez výstupní tlumivky

V této variantě vynecháme výstupní tlumivku měniče a zanedbáme také vlastní indukčnost topného tělesa. Díky tomu můžeme uvažovat, že proud zátěží bude procházet pouze při sepnutém tranzistoru. Dioda se v tomto zapojení vedení neúčastní. Z hlediska zátěže je v zapojení tedy neužitečná, slouží pouze k zabránění vzniku nekontrolovaného překmitu napětí kolektor-emitor při vypínání tranzistoru (díky reálně nenulové parazitní indukčnosti zátěže). Schéma zapojení je na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Základní schéma bez indukčnosti

Připomeňme, že odpor použitého odporového drátu je zvolen tak, aby při jeho připojení na baterie byl topný výkon 5 W. Díky tomuto poznatku můžeme říct, že proud sepnutým tranzistorem bude roven hodnotě $I_{od} = 0,529$ A. Hodnota efektivního proudu topného tělesa bude závislá na odmocnině ze střídavy s . Celkový topný výkon bude poté:

$$P_t = I_{EF}^2 \cdot R_{od} = (I_{od} \cdot \sqrt{s})^2 \cdot R_{od} = I_{od}^2 \cdot s \cdot R_{od} = \frac{U_D^2}{R_{od}^2} \cdot s \cdot R_{od} = \frac{U_D^2}{R_{od}} \cdot s$$
(4.5)

Z této rovnice plyne, že závislost výkonu bude lineárně závislá na střídě spínání tranzistoru.

4.2 Jednočinný tranzistorový měnič a topné těleso z transformátorového plechu

Základní schéma je na Obr. 4.1 a princip funkčnosti bude stejný jako v kapitole 4.1.1. Rozdílem je samozřejmě použitá zátěž (vločka z transformátorového plechu), resp. její odpor a v závislosti na něm i požadovaný proud. V tomto případě nemůžeme střidu regulovat od 0 do 1, ale pouze od 0 do s_{max} kterou můžeme stanovit z poměru vstupního napětí a napětí na zátěži. Nejdříve musíme stanovit maximální napětí na zátěži.

$$U_{tp} = \frac{P_t}{I_{tp}} = \frac{5}{18} = 0,28 \text{ V} \quad (4.6)$$

$$s_{max} = \frac{U_{tp}}{U_D} = \frac{0,28}{9,45} = 0,03 \quad (4.7)$$

Maximální hodnotu odebíraného proudu z baterie $I_{bat,ef}$ stanovíme z proudu topným tělesem a maximální střidou.

$$I_{bat,ef} = I_{tp} \cdot \sqrt{s_{max}} = 18 \cdot \sqrt{0,03} = 3,12 \text{ A} \quad (4.8)$$

Nyní můžeme stanovit přepínací ztráty a ztráty vedením na tranzistoru.

$$P_{ztr} = R_{DS(ON)} \cdot I_{bat,ef}^2 = 0,004 \cdot 3,12^2 = 39 \text{ mW} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} P_{př} &= f \cdot (W_{on} + W_{off}) = \frac{f}{4} \cdot U_D \cdot I_{tp} \cdot (t_{on} + t_{off}) = \\ &= \frac{100000}{4} \cdot 9,45 \cdot 18 \cdot (17 + 72) \cdot 10^{-9} = 378 \text{ mW} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Vzhledem k velké hodnotě špičkové a efektivní hodnoty proudu dodávaného z akupacku není tato možnost příliš vhodná, protože baterie obecně nerady pracují s velkým impulsním proudem. Ztráty tranzistoru jsou stále malé, ale při uvažování ztrát diodou, která by měla prahové napětí cca 0,4 V, by ztráty na diodě byly v řádech wattů. Z těchto důvodů toto zapojení nepoužijeme.

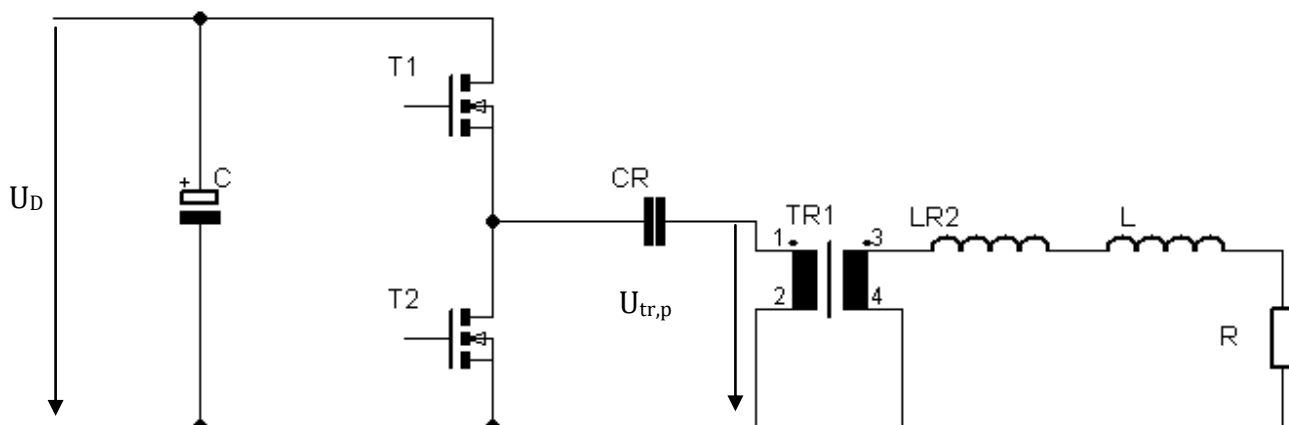
4.3 Dvojčinný tranzistorový měnič s VF transformátorem a topné těleso z transformátorového plechu

Pro snížení špičkové a efektivní hodnoty proudu z akupacku je možné použít měnič s vysokofrekvenčním transformátorem. Tento obvod je o něco složitější než předchozí probíraný hlavně z důvodu potřebné koordinace spínacích impulsů pro oba spínací prvky (T1 a T2 viz Obr. 4.3). Zapojení můžeme provést dvěma způsoby. Prvním je naladění VF transformátoru se zátěží (vločka z transformátorového plechu) do rezonance pomocí sériového rezonančního kondenzátoru. Druhou možností je zanedbat celkovou indukčnost transformátoru a zátěže a použít pouze

oddělovací kondenzátor. Těmto dvěma verzím se budeme věnovat v následujících podkapitolách.

4.3.1 VF transformátor laděný do rezonance pomocí kondenzátoru C_R

Topné těleso z transformátorového plechu má svoji nezanedbatelnou indukčnost a impulsní transformátor rozptylovou indukčnost L_{R2} . Z toho důvodu dochází k potřebě dodávat jalový výkon pro obě indukčnosti, což se projeví vyšším potřebným napětím na výstupu transformátoru a tím i vyššího poměru N_2/N_1 a tím i vyššího primárního proudu, který zvýší ztráty tranzistorů. Tento vliv indukčnosti jsme schopni minimalizovat správně zvoleným kondenzátorem C_R , který zajistí při rezonanční frekvenci vykompenzování obou indukčností. Pro určení jeho velikosti musíme přepočítat rozptylovou indukčnost, indukčnost odporového tělesa i jeho odpor na primární stranu impulsního transformátoru. Frekvenci měniče a tím i rezonanční frekvenci volíme $f = 100 \text{ kHz}$.



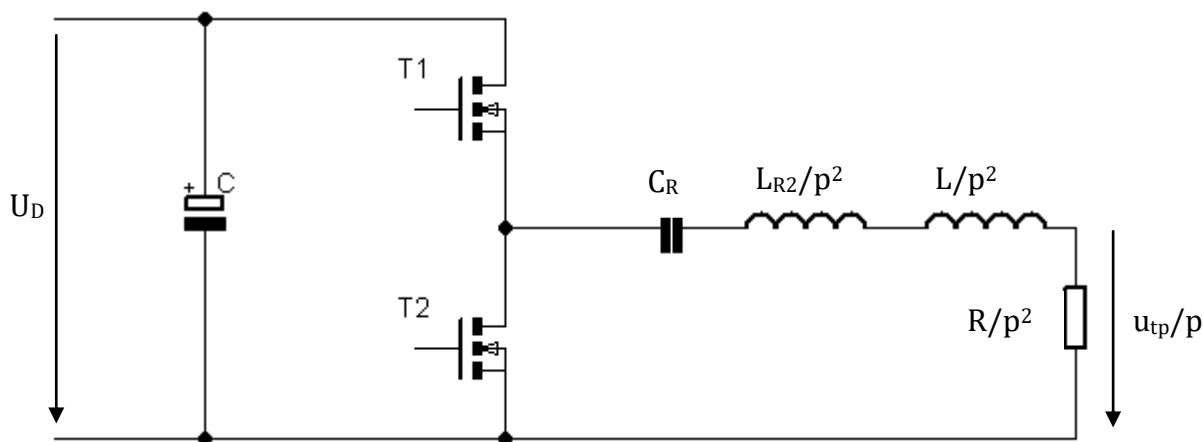
Obr. 4.3 Schéma zapojení

Pro výpočet budeme uvažovat pouze první harmonické napětí a proudu, protože při rezonanční frekvenci je celková impedance obvodu minimální. Při zvyšování frekvence impedance prudce roste. Díky tomu ostatní harmonické v podstatě neexistují.

Vycházet budeme z hodnoty požadovaného proudu I_{tp} , který považujeme za sinusový, ze kterého stanovíme maximální hodnotu proudu a napětí na zátěži.

$$I_{max,tp} = \sqrt{2} \cdot I_{tp} = \sqrt{2} \cdot 18 \doteq 25,4 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$U_{max,tp} = R_{tp} \cdot I_{max,tp} = 0,0195 \cdot 25,4 \doteq 0,5 \text{ V} \quad (4.12)$$



Obr. 4.4 Schéma zapojení s přepočtenými hodnotami na primární vinutí transformátoru

Pro určení převodu budeme uvažovat

$$U_{B1h} = \frac{U_{max,tp}}{p} \Rightarrow p = \frac{U_{max,tp}}{U_{B1h}} \quad (4.13)$$

kde U_{B1h} – Amplituda 1. harmonická napětí zátěže přepočtené na primární vinutí transformátoru

$$U_{B1h} = \frac{U_D}{2} \cdot \frac{4}{\pi} = \frac{9,45}{2} \cdot \frac{4}{\pi} = 6,02 \text{ V} \quad (4.14)$$

Po dosazení je převod

$$p = \frac{U_{max,tp}}{U_{B1h}} = \frac{0,5}{6,02} = 0,08 \quad (4.15)$$

Amplitudu první harmonické proudu získáme pomocí maximálního proudu zátěže a převodu transformátoru.

$$I_{1max} = I_{max,tp} \cdot p = 25,4 \cdot 0,08 = 2 \text{ A} \quad (4.16)$$

Pro stanovení kapacity kondenzátoru potřebujeme znát přepočtené hodnoty indukčností na primární stranu transformátoru. Rozptylovou indukčnost L_{R2} neznáme, protože nemáme vyrobený transformátor. Proto se pokusíme tuto indukčnost odhadnout. $L_{R2} = 0,1 \mu\text{H}$. Tento odhad nemusí odpovídat skutečnosti, protože rozptylová indukčnost závisí na typu jádra, kvalitě vinutí a samotnému navinutí cívek.

$$\frac{L_{R2}}{p^2} = \frac{0,1}{0,08^2} = 15,6 \mu\text{H} \quad (4.17)$$

$$\frac{L}{p^2} = \frac{0,2}{0,08^2} = 31,2 \mu\text{H} \quad (4.18)$$

$$L' = \frac{L_{R2}}{p^2} + \frac{L}{p^2} = 15,6 + 31,2 = 46,8 \mu H \quad (4.19)$$

Pro výpočet kondenzátoru vyjdeme ze vztahu

$$X_{CR} = X_{L'} \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_R} = 2\pi \cdot f \cdot L' \quad (4.21)$$

↓

$$C_R = \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2 \cdot L'} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100000)^2 \cdot 46,8 \cdot 10^{-6}} = 54 \text{ nF}$$

Vzhledem k velikosti kondenzátoru s kapacitou $C_R = 54 \text{ nF}$, který by dokázal přenést proud I_{1ef} , nepřichází realizace tohoto zapojení v úvahu.

Pro porovnání s ostatními verzemi stanovíme přepínací ztráty a ztráty vedením:

$$P_{ztr} = R_{DS(ON)} \cdot I_{1EF}^2 = R_{DS(ON)} \cdot \left(\frac{I_{1max}}{\sqrt{2}}\right)^2 = 0,004 \cdot \left(\frac{2}{\sqrt{2}}\right)^2 = 8 \text{ mW} \quad (4.22)$$

Přepínací ztráty jsou nulové, protože proud má sinusový průběh a ke spínání tranzistorů dochází při průchodu proudu nulou.

4.3.1.1 Návrh VF transformátoru

Pro návrh transformátoru použijeme rozměry toroidního jádra, které bychom chtěli použít. Průřez jádra je $S = 9,5 \times 4,5 \text{ mm}^2$ a průměr okna $d = 10 \text{ mm}$. Pro návrh vyjdeme z předpokladu, že sekundární vinutí bude mít pouze 1 závit a maximální indukce v jádře $B_{max} = 0,3 \text{ T}$.

Nejdříve potřebujeme znát maximální napětí na zátěži.

$$U_{tp,max} = R_{tp} \cdot I_{tp} \cdot \sqrt{2} = 0,0195 \cdot 18 \cdot \sqrt{2} = 0,5 \text{ V} \quad (4.23)$$

Pro napětí U_1 platí

$$U_1 = \frac{U_D}{2} = \frac{9,45}{2} = 4,725 \text{ V} \quad (4.24)$$

Nyní můžeme stanovit počet primárních závitů

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_{tp,max}} \Rightarrow N_1 = N_2 \cdot \frac{U_1}{U_{tp,max}} = 1 \cdot \frac{4,725}{0,5} = 9,45 \text{ záv} \Rightarrow 10 \text{ závitů} \quad (4.25)$$

Pro takto zvolený počet závitů musíme ověřit, zda jádro nepřesycujeme

$$U_1 = \frac{N_1 \cdot S \cdot \Delta B}{\Delta t} \Rightarrow \Delta B = \frac{U_1 \cdot \Delta t}{N_1 \cdot S} = \frac{U_1}{N_1 \cdot S \cdot 2 \cdot f} =$$

$$= \frac{4,725}{10 \cdot (9,5 \cdot 4,5) \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 100000} = 0,055 \text{ T} \quad (4.26)$$

$$\Delta B = 2B_{max} \Rightarrow \frac{\Delta B}{2} = \frac{0,055}{2} = 0,0275 \text{ T} \quad (4.27)$$

Výsledné B_{max} je menší než maximální povolená indukce feritového jádra. Z toho plyne, že je počet závitů navržen správně.

Dalším krokem je návrh průřezů vodičů primární a sekundární cívky. Pro tento návrh použijeme proudovou hustotu $J = 5 \text{ A/mm}^2$

$$S_{cu1} = \frac{I_1}{J} = \frac{I_{tp} \cdot \sqrt{2}}{N_1 \cdot J} = \frac{18 \cdot \sqrt{2}}{10 \cdot 5} = 0,5 \text{ mm}^2 \quad (4.28)$$

$$S_{cu2} = \frac{I_{tp} \cdot \sqrt{2}}{J} = \frac{18 \cdot \sqrt{2}}{5} = 5 \text{ mm}^2 \quad (4.29)$$

Nyní stanovíme celkový průřez všech vodičů uvnitř toroidu a činitel plnění $k_{p,cu}$ který udává zaplnění okna jádra.

$$S_{cu,tot} = S_{cu1} \cdot N_1 + S_{cu2} \cdot N_2 = 0,5 \cdot 10 + 5 \cdot 1 = 10 \text{ mm}^2 \quad (4.30)$$

$$k_{p,cu} = \frac{S_{cu,tot}}{S_o} = \frac{S_{cu,tot}}{\pi \cdot \frac{d^2}{4}} = \frac{10}{\pi \cdot \frac{10^2}{4}} = 0,13 \quad (4.31)$$

Z praxe je známo, že činitel plnění může nabývat hodnot až $k_{p,cu} = 0,3$. Díky tomu můžeme snížit proudovou hustotu na hodnotu $J = 3 \text{ A/mm}^2$. Touto úpravou zmenšíme ztráty vinutím.

$$S_{cu1} = \frac{I_1}{J} = \frac{I_{tp} \cdot \sqrt{2}}{N_1 \cdot J} = \frac{18 \cdot \sqrt{2}}{10 \cdot 3} = 0,849 \text{ mm}^2 \quad (4.32)$$

$$S_{cu2} = \frac{I_{tp} \cdot \sqrt{2}}{J} = \frac{18 \cdot \sqrt{2}}{3} = 8,49 \text{ mm}^2 \quad (4.33)$$

$$S_{cu,tot} = S_{cu1} \cdot N_1 + S_{cu2} \cdot N_2 = 0,849 \cdot 10 + 8,49 \cdot 1 = 16,98 \text{ mm}^2 \quad (4.34)$$

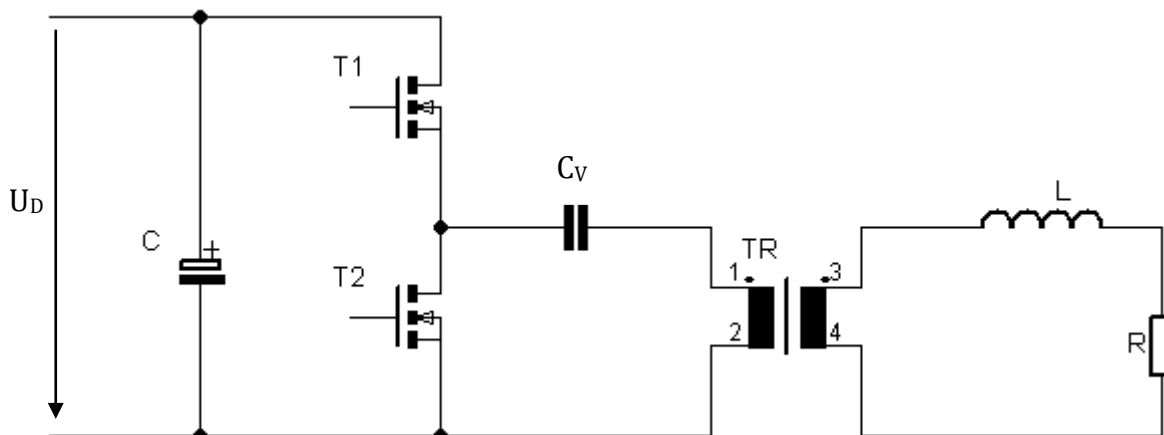
$$k_{p,cu} = \frac{S_{cu,tot}}{S_o} = \frac{S_{cu,tot}}{\pi \cdot \frac{d^2}{4}} = \frac{16,98}{\pi \cdot \frac{10^2}{4}} = 0,216 \quad (4.35)$$

Takto navržené průřezy vodičů jsou pouze orientační, protože při výrobě nebudou k dispozici přímo průřezy námi spočítané, ale průřezy sériově vyráběné. Z toho důvodu se může činitel plnění změnit. V úvahu musíme brát i tloušťku

izolace vodičů, protože při výpočtech je počítáno s průřezem měděných jader vodičů.

4.3.2 VF transformátor připojený přes kondenzátor C_V

V tomto zapojení nebudeme kompenzovat vlastní indukčnost topného tělesa ani rozptylovou indukčnost transformátoru. Kondenzátor C_V zde slouží pouze pro oddělení stejnosměrné složky. Vazební kondenzátor musí být zároveň schopen přenést námi požadovaný proud bez velkých ztrát. Z toho důvodu bude kondenzátor složen z několika paralelně spojených kondenzátorů o stejných parametrech. Díky neexistenci rezonanční kompenzace parazitních indukčností bude muset transformátor přenášet i jalový výkon (existence induktivní složky představované rozptylem a indukčností topného tělesa), a proto budou v tomto případě více namáhány tranzistory a tím budou i vyšší ztráty. Schéma tohoto zapojení je na Obr. 4.5.



Obr. 4.5 Schéma zapojení

Pro základní výpočet budeme uvažovat pouze první a třetí harmonickou proudu i napětí. Ostatní harmonické považujeme za zanedbatelně malé. Při výpočtu napětí na sekundární straně transformátoru vyjdeme ze známé hodnoty proudu I_{tp} .

$$I_{tp} = \sqrt{I_{1H,ef}^2 + I_{3H,ef}^2} \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned}
I_{tp}^2 &= \frac{U_{1H,ef}^2}{R_{tp}^2 + (2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2} + \frac{U_{3H,ef}^2}{R_{tp}^2 + (3 \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2} = \\
&= \frac{\left(\frac{4U_{max}}{\pi \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{R_{tp}^2 + (2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2} + \frac{\left(\frac{4U_{max}}{3\pi \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{R_{tp}^2 + (3 \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2} \Rightarrow \\
\Rightarrow U_{max} &= \frac{\sqrt{\frac{\left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{R_{tp}^2 + (2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2} + \frac{\left(\frac{4}{3\pi \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{R_{tp}^2 + (3 \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_{tp})^2}}}{I_{tp}} = \\
&= \frac{\sqrt{\frac{\left(\frac{4}{\pi \sqrt{2}}\right)^2}{0,0195^2 + (2\pi \cdot 40000 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6})^2} + \frac{\left(\frac{4}{3\pi \sqrt{2}}\right)^2}{0,0195^2 + (3 \cdot 2\pi \cdot 40000 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6})^2}}}{18} \\
U_{max} &= 0,934 \text{ V}
\end{aligned}
\tag{4.37}$$

Výsledné napětí můžeme kvůli zanedbané rozptylové indukčnosti transformátoru zaokrouhlit na hodnotu $U_{max} = 1 \text{ V}$.

Nyní známe všechny hodnoty pro návrh transformátoru, ale nejdříve stanovíme ztráty vedením a přepínací ztráty tranzistoru. Pro tyto ztráty potřebujeme znát primární proud, který stanovíme následovně:

$$\frac{\frac{U_D}{2}}{U_{max}} = \frac{I_{tp}}{I_{bat,ef}} \Rightarrow I_{bat,ef} = \frac{U_{max}}{\frac{U_D}{2}} \cdot I_{tp} = \frac{1}{\frac{9,45}{2}} \cdot 18 = 3,81 \text{ A}
\tag{4.38}$$

Nyní můžeme stanovit ztráty vedením:

$$P_{ztr} = R_{DS(ON)} \cdot I_{bat,ef}^2 = 0,004 \cdot 3,81^2 = 58 \text{ mW}
\tag{4.39}$$

Přepínací ztráty stanovovat nebudeme, ale budeme předpokládat, že jsou malé. Procházející proud má exponenciální průběh a proto ztráty při sepnutí jsou téměř nulové a při vypínání zanedbatelné.

4.3.2.1 Návrh VF transformátoru

Pro návrh transformátoru vyjdeme ze stejných předpokladů jako v kapitole 4.3.1.1. To znamená, že použijeme jádro s průřezem $S = 9,5 \times 4,5 \text{ mm}^2$ a průměrem okna $d = 10 \text{ mm}$. Opět budeme požadovat jeden závit sekundárního vinutí a maximální indukci $B_{max} = 0,3 \text{ T}$.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\frac{U_D}{2}}{U_{max}} \Rightarrow N_1 = N_2 \cdot \frac{U_D}{2U_{max}} = 1 \cdot \frac{9,45}{2 \cdot 1} = 4,725 \text{ záv} \Rightarrow 5 \text{ závitů}
\tag{4.40}$$

Pro takto zvolený počet závitů musíme ověřit, zda jádro nepřesycujeme

$$\frac{U_D}{2} = \frac{N_1 \cdot S \cdot \Delta B}{\Delta t} \Rightarrow \Delta B = \frac{U_D \cdot \Delta t}{2 \cdot N_1 \cdot S} = \frac{U_D}{2 \cdot N_1 \cdot S \cdot 2 \cdot f} =$$

$$= \frac{9,45}{2 \cdot 5 \cdot (9,5 \cdot 4,5) \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 40000} = 0,276 \text{ T} \quad (4.41)$$

$$\Delta B = 2B_{max} \Rightarrow \frac{\Delta B}{2} = \frac{0,276}{2} = 0,138 \text{ T} \quad (4.42)$$

Výsledná indukce je menší než maximální indukce jádra. Nyní můžeme navrhnout vodiče primárního a sekundárního vinutí. Pro návrh budeme rovnou uvažovat proudovou hustotu $J = 3 \text{ A/mm}^2$.

$$S_{cu1} = \frac{I_1}{J} = \frac{I_{bat,ef} \cdot \sqrt{2}}{J} = \frac{3,81 \cdot \sqrt{2}}{3} = 1,8 \text{ mm}^2 \quad (4.43)$$

$$S_{cu2} = \frac{I_{tp} \cdot \sqrt{2}}{J} = \frac{18 \cdot \sqrt{2}}{3} = 8,49 \text{ mm}^2 \quad (4.44)$$

Nyní stanovíme celkový průřez všech vodičů uvnitř toroidu a činitel plnění $k_{p,cu}$ který udává zaplnění okna jádra.

$$S_{cu,tot} = S_{cu1} \cdot N_1 + S_{cu2} \cdot N_2 = 1,8 \cdot 5 + 8,49 \cdot 1 = 17,49 \text{ mm}^2 \quad (4.45)$$

$$k_{p,cu} = \frac{S_{cu,tot}}{S_o} = \frac{S_{cu,tot}}{\pi \cdot \frac{d^2}{4}} = \frac{17,49}{\pi \cdot \frac{10^2}{4}} = 0,223 \quad (4.46)$$

Tímto máme navržený transformátor. Výsledné průřezy se mohou změnit vlivem zvolení sériově vyráběných vodičů s definovaným průřezem. Vliv na průřez může mít i použitá izolace vodičů.

5 BMS OBVOD

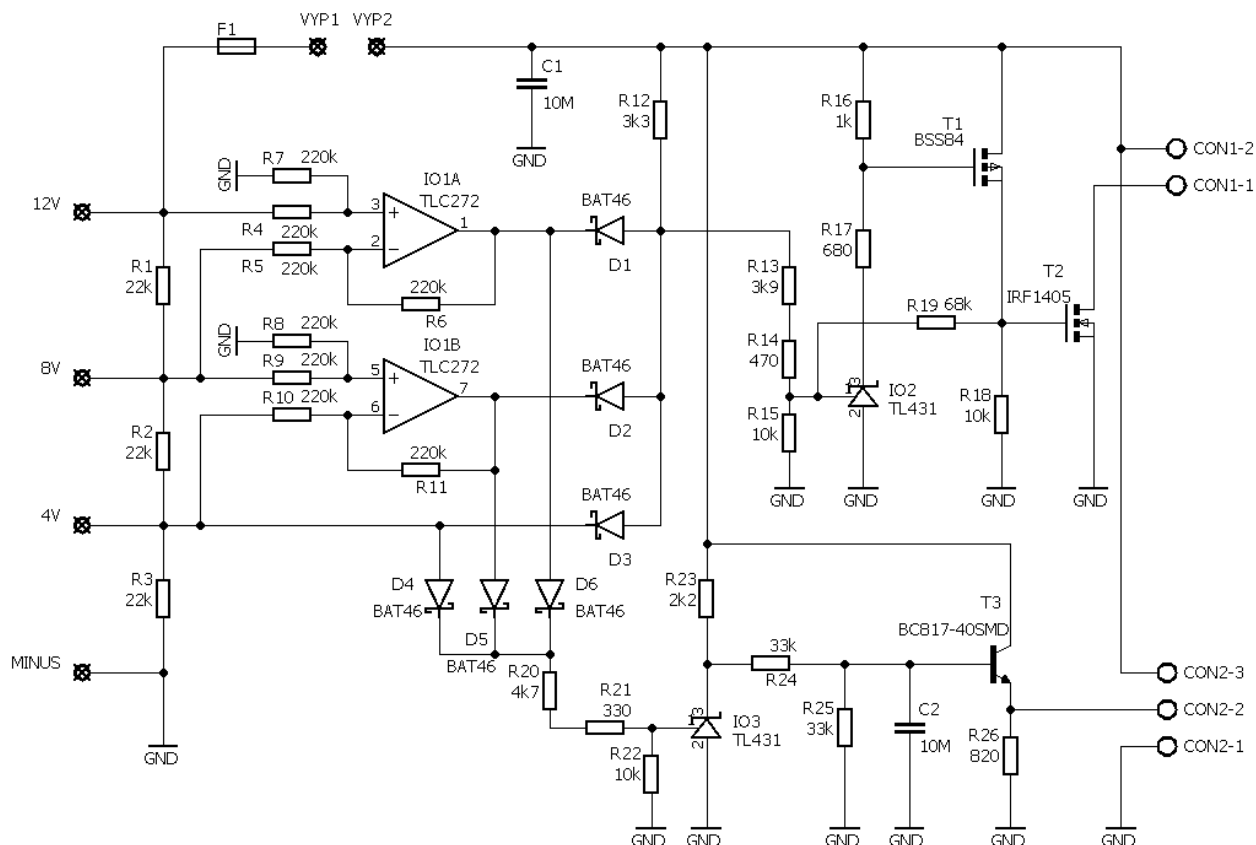
BMS neboli battery management system je zařízení přidružené k bateriím, které dohlíží na nabíjení a vybíjení akupacku. Vzhledem k tolerancím při výrobě baterií nemůžeme stupeň nabití určovat z celkového napětí akupacku. Z tohoto důvodu je porovnáváno napětí na jednotlivých bateriích. Bez tohoto systému by při nabíjení docházelo k nerovnoměrnému rozložení napětí na jednotlivých bateriích a tím by docházelo ke vzniku přepětí na některé z baterií. Při vybíjení by docházelo opět k nerovnoměrnému rozložení napětí a tím i vzniku podpětí na některé z baterií. Baterie Li-ion, jak již bylo řečeno v kapitole 2, se musejí provozovat ve výrobcem stanoveném rozpětí napětí, jinak může dojít v nejhorším případě i k zahoření baterie [3].

BMS může plnit i mnoho dalších funkcí a komunikovat s okolím. Složitější BMS je schopen při podvybití upozornit obsluhu, komunikovat se zátěží nebo zátěž přímo odpojit. Při měření proudu akupacku může BMS zařídit i ochranu před přetížením, nebo zkratem, který by mohl baterie zničit. Při použití termistoru může BMS kontrolovat i teplotu akupacku a zamezit tak používání baterií při podchlazení nebo přehřátí. Při použití mikrokontroleru je BMS schopno sledovat i kapacitu a stav baterií [4].

Požadavky na BMS pro zvolený akupack jsou hlavně velikostní. Proto bude tento obvod obsahovat pouze základní funkce, tzn. automatické odpojení akupacku při podpětí na kterémkoli článku, kontrolu přepětí na jednotlivých článcích a komunikaci s nabíječkou.

Návrh BMS obvodu byl vytvořen s pomocí vedoucího práce a výsledné schéma zapojení je na Obr. 5.1.

Princip BMS obvodu je založen na měření napětí na jednotlivých článcích. Integrovaný obvod TLC272 je tvořen dvojicí operačních zesilovačů, které s odpory $R4 - R7$ a $R8 - R11$ tvoří diferenční zesilovače. Takový zesilovač je schopen napětí na vstupu (např. pro IO1A napětí mezi body 12V a 8V) zobrazit na výstupu jako napětí vztažené k GND. Díky této schopnosti dostaneme napětí jednotlivých článků na společnou zem. Vzhledem k velikosti odporů mají diferenční zesilovače zesílení jedna. Díky tomu nemusíme použít třetí operační zesilovač pro baterii připojenou přímo na zem.



Obr. 5.1 Schéma zapojení BMS obvodu

Pomocí diod D1, D2 a D3 jsou napětí jednotlivých článků porovnávána tak, že na vstupu napěťového děliče (složeného z odporů R13 – R15) se objeví nejmenší napětí z nejvíce vybitého článku. Na výstupu děliče je připojen vstup napěťové reference TL431. Tento obvod zajistí, že při vstupním napětí nižším než 2,5V dojde k vypnutí a tím i vypnutí pomocného tranzistoru T1, který vypne výkonový tranzistor T2. Aby nedocházelo k záskokům při mezním napětí článků ($U_{Dmin} = 3,15 \text{ V}$) tak je obvod doplněn odporem R19. Ten zajistí, že při sepnutém IO2 potřebujeme k jeho vypnutí napětí o trochu nižší a při spínání potřebujeme napětí o trochu vyšší. Tento jev můžeme označit za kladnou zpětnou vazbu s hysterezí.

Toto opatření zabraňuje kmitání výstupu a tím nedojde ke špatné funkci nebo ke zničení připojené zátěže.

Pro výpočet odporového děliče složeného z odporů R13 – R15 nejprve stanovíme hodnotu odporu R15 = 10 kΩ a poté dopočítáme hodnoty odporů R13 a R14:

$$U_{IO} = R_{15} \cdot \frac{U_{Dmin} + U_{diody}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}} \Rightarrow R_{13} + R_{14} = R_{15} \cdot \frac{U_{Dmin} + U_{diody}}{U_{IO}} - R_{15} \quad (5.1)$$

$$R_{13} + R_{14} = 10 \cdot \frac{3,15 + 0,45}{2,5} - 10 = 4,4 \text{ k}\Omega$$

Hodnoty odporů R_{13} a R_{14} stanovíme podle normalizované řady. V tomto případě použijeme řadu E12. Navržené hodnoty jsou $R_{13} = 3,9 \text{ k}\Omega$ a $R_{14} = 470 \Omega$.

Nyní se budeme věnovat části, která se zabývá komunikací s nabíječkou během nabíjení. Základem je opět porovnání napětí jednotlivých článků. To je realizováno pomocí diod D4 – D6. Napětí, které se objeví na vstupu napěťového děliče, je napětí nejvíce nabitého článku. Napěťový dělič (složený z odporů $R_{20} - R_{22}$) je navržen tak, aby na vstupu napěťové reference TL431 bylo napětí 2,5V v okamžiku, kdy jeden z článků akupacku dosáhne napětí 4,2 V.

Pro výpočet odporového děliče složeného z odporů $R_{20} - R_{22}$ nejprve stanovíme hodnotu odporu $R_{22} = 10 \text{ k}\Omega$ a poté dopočítáme hodnoty odporů R_{20} a R_{21} :

$$U_{IO} = R_{22} \cdot \frac{U_{Dmax} - U_{diody}}{R_{20} + R_{21} + R_{22}} \Rightarrow R_{20} + R_{21} = R_{22} \cdot \frac{U_{Dmax} + U_{diody}}{U_{IO}} - R_{22} \quad (5.2)$$

$$R_{20} + R_{21} = 10 \cdot \frac{4,2 - 0,45}{2,5} - 10 = 5 \text{ k}\Omega$$

Hodnoty odporů R_{20} a R_{21} stanovíme podle normalizované řady. V tomto případě bude stačit řada E6. Navržené hodnoty jsou $R_{20} = 4,7 \text{ k}\Omega$ a $R_{21} = 330 \Omega$.

Komunikace s nabíječkou je realizována pomocí tranzistoru T3, který je sepnut v okamžiku, kdy bude napěťová reference IO3 vypnutá. Při jejím sepnutí dojde k uzemnění G tranzistoru T3, čímž dojde k jeho vypnutí. Na výstupu je ale žádanou hodnotou hladké napětí. Kvůli tomu je v obvodu G tranzistoru T3 zařazen RC článek, který tuto podmínku zajistí. Výstup z tranzistoru T3 zadává nabíječce požadovaný proud, kterým se baterie nabíjí rovnoměrně.

Výpočet časové konstanty RC článku:

$$\tau = \frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \cdot C_2 = \frac{33000 \cdot 33000}{33000 + 33000} \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 165 \mu s \quad (5.3)$$

6 ŘÍDICÍ OBVOD

V této kapitole se budeme zabývat návrhem řídicího obvodu. Ale nejdříve se podíváme na obecnou teorii budičů.

6.1 Budič

Budicí obvod slouží k upravení napěťových a proudových úrovní řídicího signálu pro spínání výkonových součástek (tranzistorů) měniče.

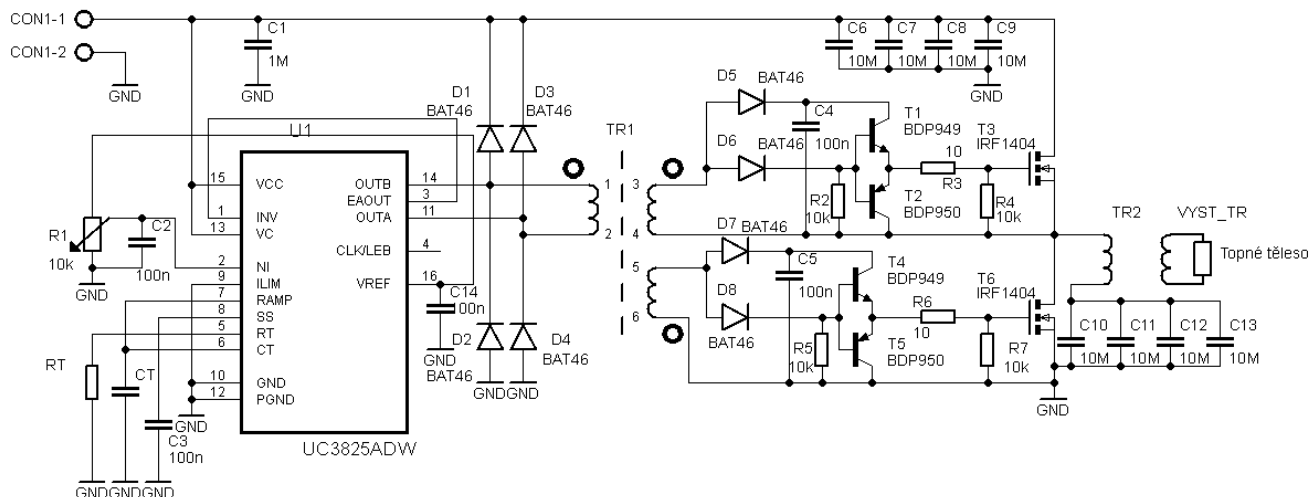
Jako další požadavek můžeme uvést galvanické oddělení budiče od zbytku obvodu, které může být řešeno opticky či magneticky. Dalším požadavkem je galvanické oddělení napájení sekundární strany budiče. Mezi požadavky řadíme i nutnost minimálního zpoždění hran řídicího signálu. Pro náročnější aplikace je doporučováno použít i saturační ochranu (omezení nadproudu obvodem), přepětovou ochranu a tepelnou ochranu výkonového čipu. [6]

Galvanické oddělení se používá téměř vždy, pokud není možnost použití speciálních integrovaných obvodů, které umí budit celý polomůstek přímo. Základem galvanického oddělení je použití optočlenu s dostatečnou rychlostí (ideální pro vstupní a výstupní řídicí informace) nebo použití impulsního transformátoru.

V našem případě použijeme budič s vysokofrekvenčním transformátorem se dvěma sekundárními vinutími. Pomocí jejich zapojení získáme dva signály vzájemně v protifázi. Pro zajištění dostatečně krátkých náběžných a sestupných hran bude obvod obsahovat sekundární obvod s dvojčinným emitorovým sledovačem.

6.2 Návrh řídicího obvodu

Řídicí obvod budeme navrhovat pro topné těleso z transformatórového plechu připojeného přes VF transformátor. Výkon chceme stále řídit střídou spínání, která musí být na obou tranzistorech stejná, jinak dojde k přesycení VF transformátoru. Z toho důvodu použijeme integrovaný obvod UC3825. Celý návrh řídicího obvodu je na Obr. 6.1.



Obr. 6.1 Schéma zapojení řídicího a silového obvodu

Pracovní frekvenci nastavíme pomocí volby odporu R_T a kondenzátoru C_T , které stanovíme ze vztahů uvedených v datasheetu [5]. Pro tento výpočet potřebujeme znát maximální střidu, kterou volíme $D_{max} = 0,99$. Výstupy 11 a 14 integrovaného obvodu UC3825 pracují vzájemně v profázi se střidou maximálně 0,5. Střida D_{max} poté udává maximální možnou dobu sepnutí výstupů 11 a 14, tzn. maximální dobu sepnutí jednoho z výstupů během půlperiody. Pracovní frekvenci požadujeme 40 kHz.

$$R_T = \frac{3}{0,01 \cdot (1 - D_{max})} = \frac{3}{0,01 \cdot (1 - 0,99)} = 30 \text{ k}\Omega \quad (6.1)$$

$$C_T = \frac{1,6D_{max}}{R_T \cdot f} = \frac{1,6 \cdot 0,99}{30000 \cdot 40000} = 1,32 \text{ nF} \Rightarrow 1,5 \text{ nF} \quad (6.2)$$

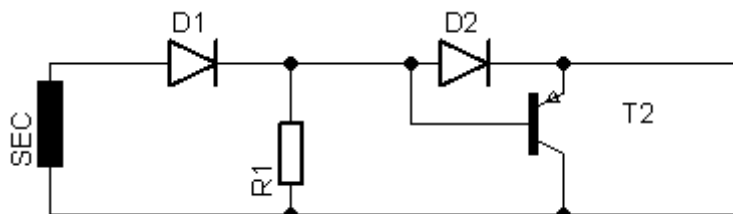
Zaokrouhlením kapacity kondenzátoru C_T na normalizovanou hodnotu posuneme pracovní frekvenci.

Střidu spínání a tím i topný výkon je regulován pomocí potenciometru R_1 . Výstupní průběh je z integrovaného obvodu UC3825 je přiveden na primární vinutí TR1. Diody D1 – D4 slouží k omezení případného přepětí. Sekundární vinutí TR1 jsou obě identická, jediný rozdíl je v zapojení začátků a konců vinutí ke zbytku obvodu. Abychom dosáhli na tranzistorech T3 a T6 přesně opačných průběhů, tak musíme začátek jednoho vinutí připojit na diody v první větvi a konec druhého vinutí na diody ve druhé větvi. Tímto dosáhneme požadovaných průběhů.

Nyní se můžeme věnovat pouze části od prvního sekundárního vinutí po tranzistor T3. Druhá část je totiž identická. Uvažujme napětí, které má kladnou polaritu na začátku vinutí. Při této úvaze bude přes diodu D6 je dodáno napětí na gate tranzistorů T1 a T2, čímž dojde k otevření tranzistoru T1 a uzavření T2. Přes diodu D5 je dobit kondenzátor C4, který slouží jako zdroj pro buzení tranzistoru T3. Odpor R3 slouží k omezení proudových špiček při spínání a odpor R4 slouží

k vybití vlastní kapacity tranzistoru T3 (v případě výpadku napájení řídicích a budicích obvodů). Při otočení napětí přestane dioda D6 vést a dojde k zavření tranzistoru T1 a otevření tranzistoru T2. Tím dojde k zavření tranzistoru T3.

Tuto část obvodu můžeme zjednodušit, jak lze vidět na Obr. 6.2.



Obr. 6.2 Možné alternativní zapojení

Toto zjednodušení můžeme použít, protože kapacita hradla tranzistoru T3 (IRF1404) je malá a navíc toto zjednodušení povede ke snížení velikosti výsledné DPS.

6.3 Návrh budicího transformátoru

Pro budicí transformátor (ve schématu na Obr. 6.1 značené jako TR1) použijeme dva toroidy 1305 slepené paralelně k sobě. Díky tomuto se zvětší celkový průřez a díky tomu bude stačit menší počet závitů. Průřez jednoho toroidu je $S = 15 \text{ mm}^2$. Pro výpočet budeme potřebovat napětí na primární cívce $U_1 = 12 \text{ V}$ a napětí na sekundárních cívkách $U_2 = 16 \text{ V}$. Pro uvažované toroidy 1305 je maximální indukce $B_{max} = 0,3 \text{ T}$. Při výpočtu vyjdeme ze vztahu

$$U_1 = 4S \cdot f \cdot B_{max} \Rightarrow N_1 = \frac{U_1}{4S \cdot f \cdot B_{max}} = \frac{12}{4 \cdot 2 \cdot 15 \cdot 10^{-6} \cdot 40000 \cdot 0,3} \doteq 8z. \quad (6.3)$$

Pro získání počtu závitů sekundárního vinutí použijeme vztah

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} \Rightarrow N_2 = N_1 \cdot \frac{U_2}{U_1} = 8 \cdot \frac{16}{12} \doteq 11z. \quad (6.4)$$

Tímto máme stanoveny počty závitů. Dále ověříme proudovou hustotu ve vinutích pro zvolené vodiče. Proudové hustoty budou mít pravděpodobně průběh podobný na průběh při nabíjení kondenzátoru. Pro výpočet proudové hustoty nám přitom stačí znát efektivní hodnoty proudů. Tyto proudy můžeme získat z výkonu mařeného v nabíjecím odporu a energie hradla, pro které platí následující rovnice:

$$P_R = W_r \cdot f = W_C \cdot f \quad (6.5)$$

$$P_R = R \cdot I_{ef}^2 \quad (6.6)$$

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot C_{tr} \cdot U_2^2 \quad (6.7)$$

kde P_R – výkon mařený v nabíjecím odporu
 W_r – energie mařená v nabíjecím odporu
 W_c – energie hradla
 C_{tr} – Kapacita hradla

Po dosazení do rovnice (6.5) dostaneme:

$$R \cdot I_{ef}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{tr} \cdot U_{sec}^2 \cdot f \quad (6.8)$$

Ze vztahu (6.8) získáme efektivní hodnotu proudu, který je efektivním proudem sekundárního vinutí

$$I_{ef,sec} = \sqrt{\frac{C_{tr} \cdot U_2^2 \cdot f}{2 \cdot R}} \quad (6.9)$$

$$I_{ef,sec} = \sqrt{\frac{7,36 \cdot 10^{-9} \cdot 16^2 \cdot 40000}{2 \cdot 10}} = 61,39 \text{ mA}$$

Primární efektivní proud získáme přepočtem pomocí počtu závitů primárního a sekundárního vinutí

$$I_{ef,pri} = I_{ef,sec} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 61,39 \cdot \frac{11}{8} = 84,4 \text{ mA} \quad (6.10)$$

Nyní můžeme stanovit proudovou hustotu v jednotlivých vinutích. Pro primární vinutí jsme zvolili lakovaný vodič o průměru 0,3 mm, čemuž odpovídá průřez $S = 0,071 \text{ mm}^2$.

$$J_1 = \frac{I_{ef,pri}}{S} = \frac{0,0844}{0,071} = 1,189 \text{ Amm}^{-2} \quad (6.11)$$

Pro sekundární vinutí jsme zvolili izolovaný vodič o průměru 0,3 mm, čemuž odpovídá průřez $S = 0,071 \text{ mm}^2$.

$$J_2 = \frac{I_{ef,sec}}{S} = \frac{0,06139}{0,071} = 0,865 \text{ Amm}^{-2} \quad (6.12)$$

Vzhledem k proudovým hustotám ve vinutích bychom mohli zmenšit průměr použitých vodičů, ale vzhledem ke skladovým zásobám na UVEE nebudeme průměry vodičů měnit.

7 REALIZACE A OŽIVENÍ

V této kapitole se budeme zabývat výrobou jednotlivých částí podle jednotlivých návrhů v předchozích kapitolách.

7.1 Topné těleso z transformátorového plechu

Pro prvotní realizaci jsme použili topné těleso vyrobené pro potřeby v kapitole 3.2. Po oživení všech obvodů byla vyzkoušena funkčnost topného tělesa. Pro lepší rozložení teploty na topném tělese byla provedena jeho úprava. Výsledná podoba je na Obr. 7.1. Podrobnosti k výsledkům z ožívování jsou v kapitole 7.4.



Obr. 7.1 Upravené topné těleso

7.2 Výstupní VF transformátor

Pro výrobu tohoto transformátoru byl použit toroid LJT2010. Parametry vinutí jsou uvedeny v následující tabulce a vycházejí z výpočtů v kapitole 4.3.2.1.

Tab. 7.1 Parametry výstupního transformátoru

Parametr	Vypočtená hodnota	Použitá hodnota
Počet primárních závitů	5 závitů	5 závitů
Počet sekundárních závitů	1 závitů	1 závitů
Vodič primárního vinutí	1,8 mm ²	35 · Ø0,2 mm
Vodič sekundárního vinutí	8,49 mm ²	120 · Ø0,2 mm

Pro vinutí jsou použity speciální vodiče pro vysokofrekvenční transformátory. Rozdíl mezi vypočteným a použitým průřezem primárních a sekundárních vodičů je způsobena zaokrouhlením vypočtených průřezů na nejbližší vyšší průřezy, které byly k dispozici. Pro zjednodušení výroby je vodič sekundárního vinutí zároveň použit k připojení topného tělesa. Tím nemusíme řešit spojování vodičů od topného tělesa s vodiči sekundárního vinutí, ale musíme

respektovat vzdálenost mezi vložkou a transformátorem, případně i místo kudy povedou vodiče.

7.3 Budicí transformátor

Pro výrobu budicího transformátoru je použita paralelní kombinace dvou toroidů 1305. Parametry vinutí jsou uvedeny v následující tabulce a vycházejí z výpočtů v kapitole 6.3.

Tab. 7.2 Parametry budicího transformátoru

Parametr	Hodnota
Počet závitů primárního vinutí	8 závitů
Počet závitů každé sekundární cívky	11 závitů
Průměr vodiče primárního vinutí	0,3 mm
Průměr vodiče sekundárního vinutí	0,3 mm

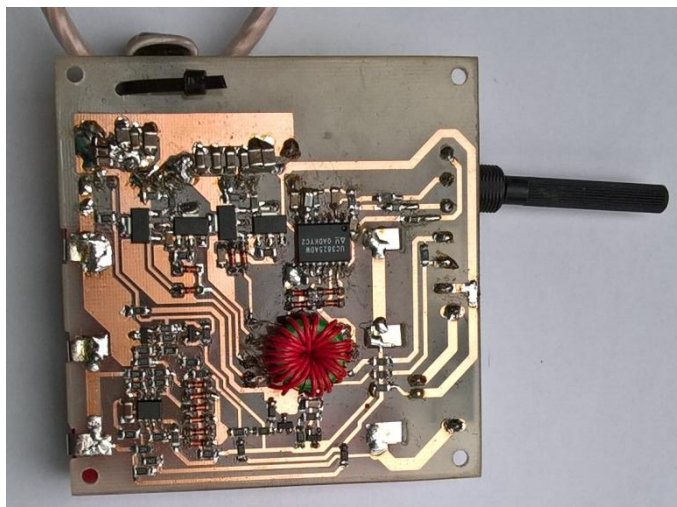
Vodič primárního vinutí je izolován pouze lakem, zatímco vodiče sekundárních vinutí jsou vodiče doporučené pro budicí transformátory (s teflonovou izolací).

7.4 Deska plošných spojů

Pro velkou plochu potřebnou pro umístění baterií jsou BMS obvody na společné desce se samotným měničem, výstupním transformátorem a bateriemi. Celkové schéma zapojení je v Příloha 1. Toto schéma vychází ze schémat navržených v kapitolách 5 a 6 a je rozšířeno o nutné nulové odpory pro překlenutí křížících se cest (deska je jednostranná). Navržená deska je v Příloha 2 a k ní příslušný osazovací plán je v Příloha 3. Výsledná podoba je na Obr. 7.2 a Obr. 7.3.



Obr. 7.2 Výsledná DPS ze strany baterií



Obr. 7.3 Výsledná DPS ze strany spojů

Při realizaci došlo ke změně tranzistorů T8 a T9 z IRF1404 na tranzistory IRF1405. Tato změna byla způsobena skladovou nedostupností tranzistorů IRF1404. V Tab. 7.3 můžeme vidět srovnání vybraných parametrů obou tranzistorů. Touto změnou se parametry obvodu a uvažované ztráty na tranzistoru změny minimálně.

Tab. 7.3 Srovnání parametrů tranzistorů IRF1404 a IRF1405

Parametr	Označení	IRF1404 [1]	IRF1405 [7]
Napětí Drain-Source	U_{DS}	40 V	55 V
Maximální stálý proud Drainem	I_D	162 A	169 A
Odpor sepnutého tranzistoru	$R_{DS(ON)}$	0,004 Ω	0,0053 Ω
Zapínací doba tranzistoru	t_{on}	17 ns	13 ns
Vypínací doba tranzistoru	t_{off}	72 ns	110 ns
Vstupní kapacita	C_{tr}	7,36 nF	5,48 nF

Oživování probíhalo po částech. Nejdříve jsme ověřili správnou funkci BMS obvodu a to tak, že jsme připojili stabilizovaný zdroj s proudovým omezením na GND a pin 2 součástky JP1. Tímto opatřením jsme zabránili případnému průtoku zkratového proudu při případné chybě. Další nutnou podmínkou pro vyzkoušení BMS obvodu bylo připojení baterií. Baterie jsme před připájením do obvodu připojovali přes ampérmetry, abychom zjistili případné velké proudové odběry z baterií, které by znamenaly chybu v zapojení. Spínání tranzistoru T2 jsme poté ověřili odpojováním jedné z baterií.

Další částí bylo ověření funkčnosti budiče. Pro první testování jsme odpojili sekundární vinutí budicího transformátoru. Při prvním měření jsme změřili

výstupní frekvenci přibližně 20 kHz. Při návrhu jsme ale počítali s frekvencí 40 kHz, takže došlo na úpravu kondenzátoru CT. Jeho výsledná hodnota je 1040 pF, což odpovídá frekvenci 44 kHz. Po této úpravě jsme otestovali regulaci střídý. Vzhledem k malé využití části odporové dráhy potenciometru jsme do obvodu přidali dva rezistory (R42 s odporem 47k Ω a R44 s odporem 82k Ω), které nahrazují nevyužitou část potenciometru. Touto úpravou reguluje potenciometr plynule střidu od 0 do 0,95.

Následovalo oživení budičů tranzistorů T8 a T9. Při tomto měření bylo topné těleso odpojené, tzn. transformátor TR2 pracoval naprázdno. Po spuštění budiče jsme sledovali průběh napětí na gate tranzistorů T8 a T9. Vzhledem k malé strmosti vypínací hrany napětí jsme zmenšili hodnotu odporů R29 a R30 na 1 k Ω . Touto úpravou jsme zrychlili vypnutí tranzistorů na přibližně 1 μ s a zmenšili tak přepínací ztráty a zmenšili riziko vedení obou tranzistorů současně při maximální střídě.

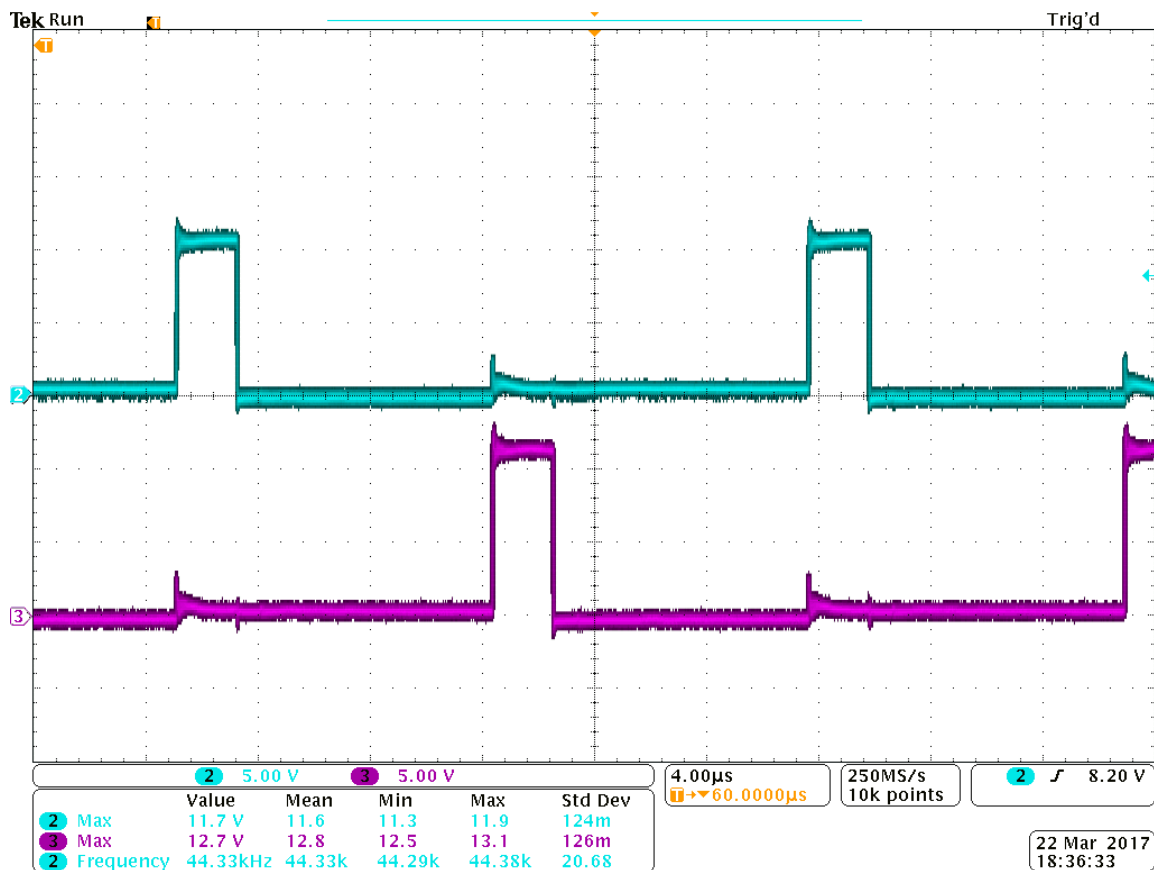
Na závěr jsme připojili i topné těleso a otestovali jeho teplotu. Zahřátí topného tělesa po sepnutí z pokojové teploty na provozní teplotu trvá do pěti minut při maximální střídě (dosahovaná teplota topného tělesa položeného na laboratorním stole je přibližně 32°C). Výsledná teplota a čas zahřátí bude nejspíš závislá i na použité obuvi (testování v obuvi jsme neprováděli).

Po delším provozu celého zařízení jsme dotekem zkontrolovali teplotu výkonových součástek a kvůli vysoké teplotě vazebních a blokovacích kondenzátorů jsme zdvojnásobili jejich počet. Po této úpravě již kondenzátory nedosahují vysokých teplot.

8 MĚŘENÍ

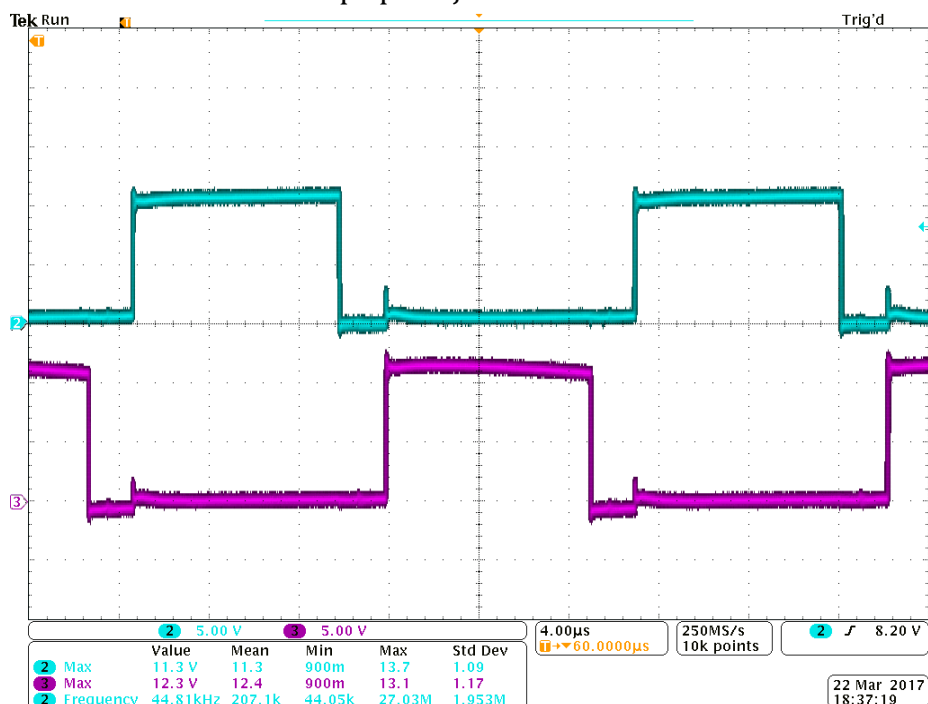
V této kapitole se podíváme na průběhy napětí a proudu na vybraných částech zařízení.

Na Obr. 8.1 vidíme průběhy napětí na výstupních pinech 11 a 14 integrovaného obvodu UC3825. Modrý průběh je měřen mezi pinem 14 a GND. Fialový průběh je naměřen mezi pinem 11 a GND. Střída je nastavena na nejmenší možnou.



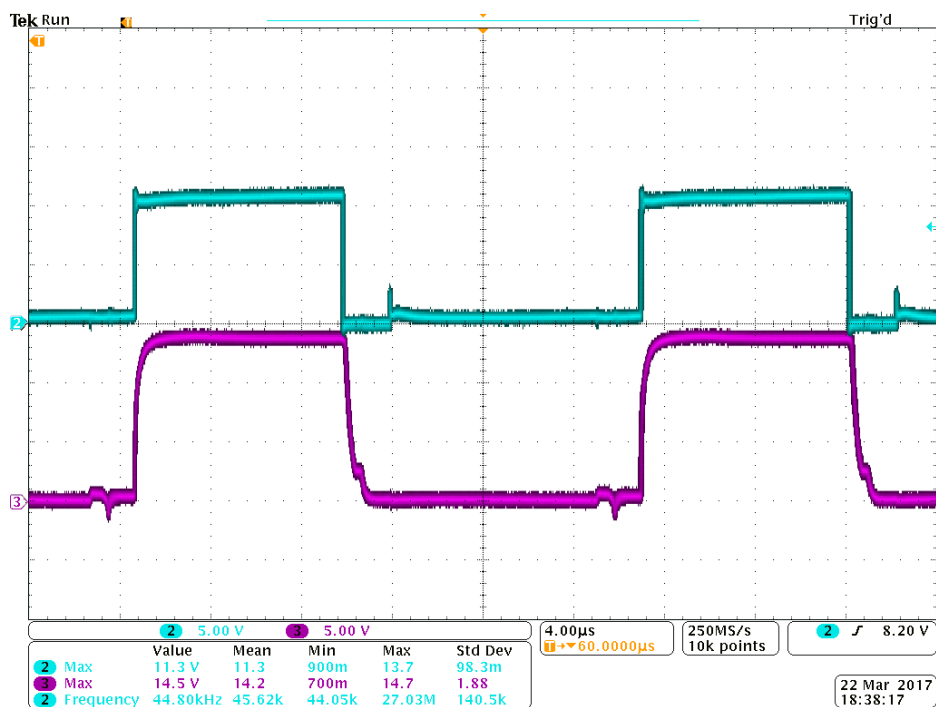
Obr. 8.1 Průběh výstupního napětí z UC 3825 proti GND

Na Obr. 8.2 jsou průběhy výstupních napětí z integrovaného obvodu UC3825. Modrý průběh je měřen mezi pinem 14 a GND. Fialový průběh je měřen mezi pinem 11 a GND. V tomto případě je střída nastavena na maximální možnou.



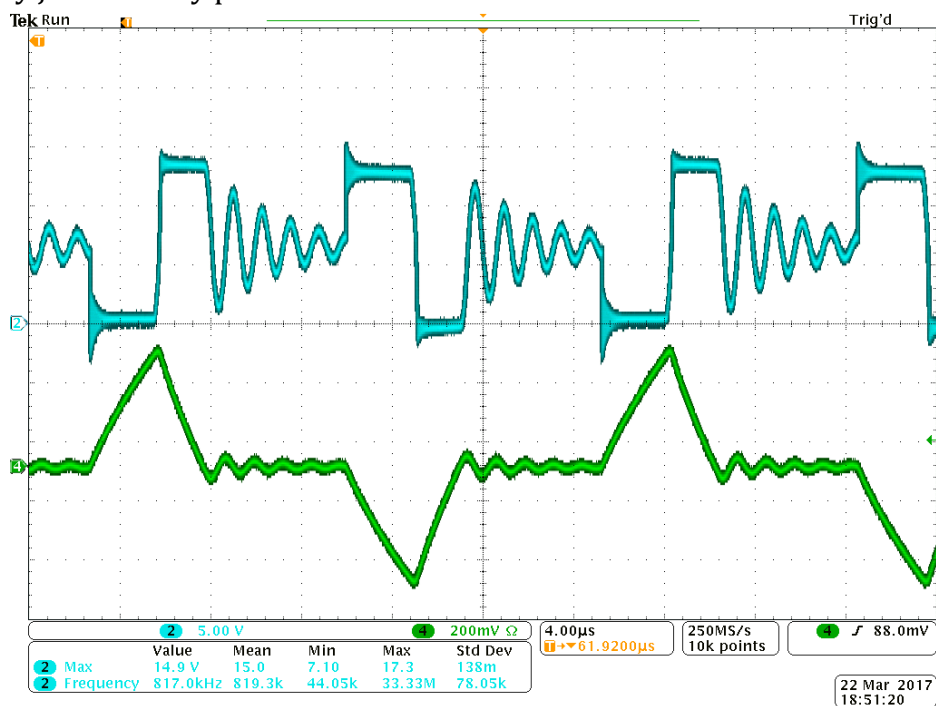
Obr. 8.2 Průběh výstupního napětí z UC3825 při maximální střídě

Na Obr. 8.3 je modře průběh napětí mezi výstupním pinem 14 IO UC3825 a GND. Fialově je znázorněn průběh napětí na gate tranzistoru T9 proti GND. Na tomto průběhu můžeme vidět, že zpoždění mezi výstupem z IO a gate tranzistoru T9 je minimální.



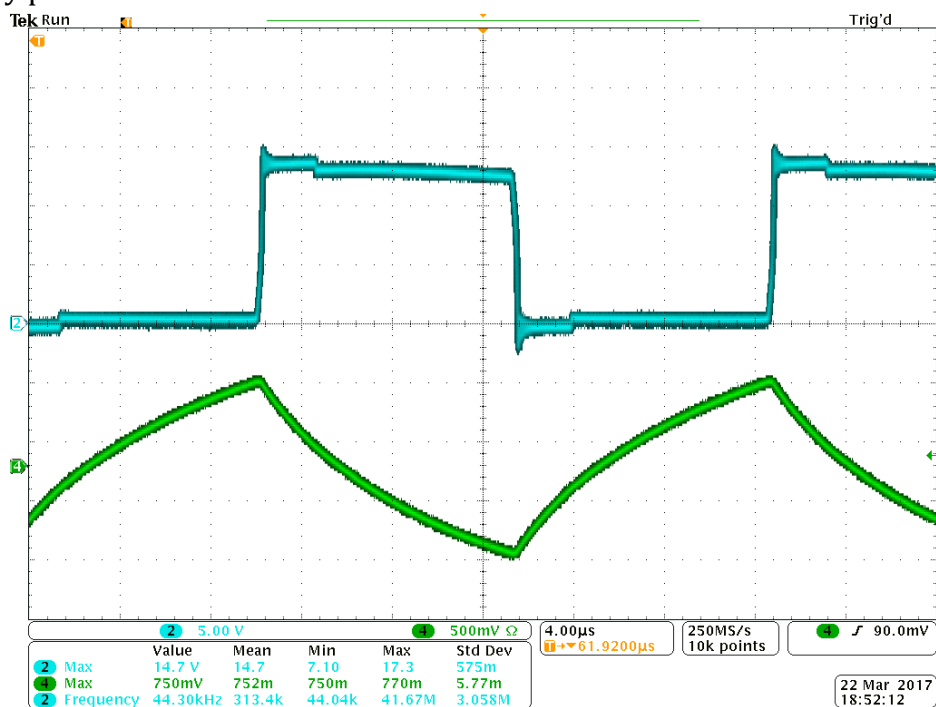
Obr. 8.3 Průběh napětí na pinu 14 a řídicí elektrody tranzistoru T9

Na Obr. 8.4 vidíme modře průběh napětí na výstupu z polomůstku. Zeleně je zobrazen průběh proudu primárním vinutím transformátoru TR2 (5A/V). Tyto průběhy jsou měřeny při minimální střídě.



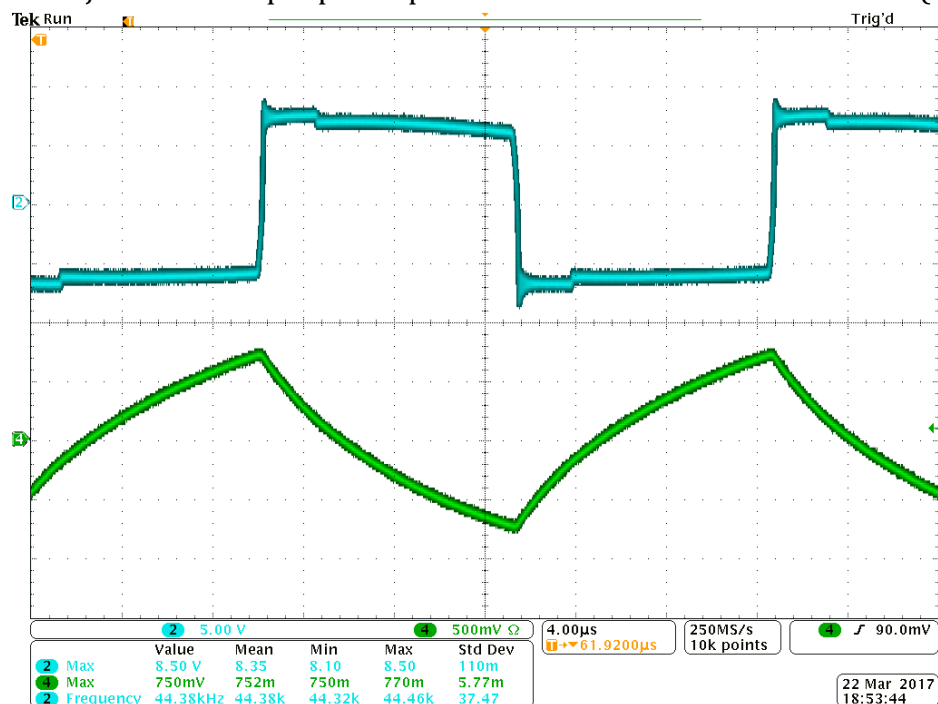
Obr. 8.4 Průběh napětí na výstupu z polomůstku a průběh primárního proudu při minimální střídě

Na Obr. 8.5 vidíme zeleně průběh proudu primární cívky transformátoru TR2 (5A/V). Modře je zobrazeno napětí na výstupu z polomůstku. Průběhy jsou měřeny při maximální střídě.



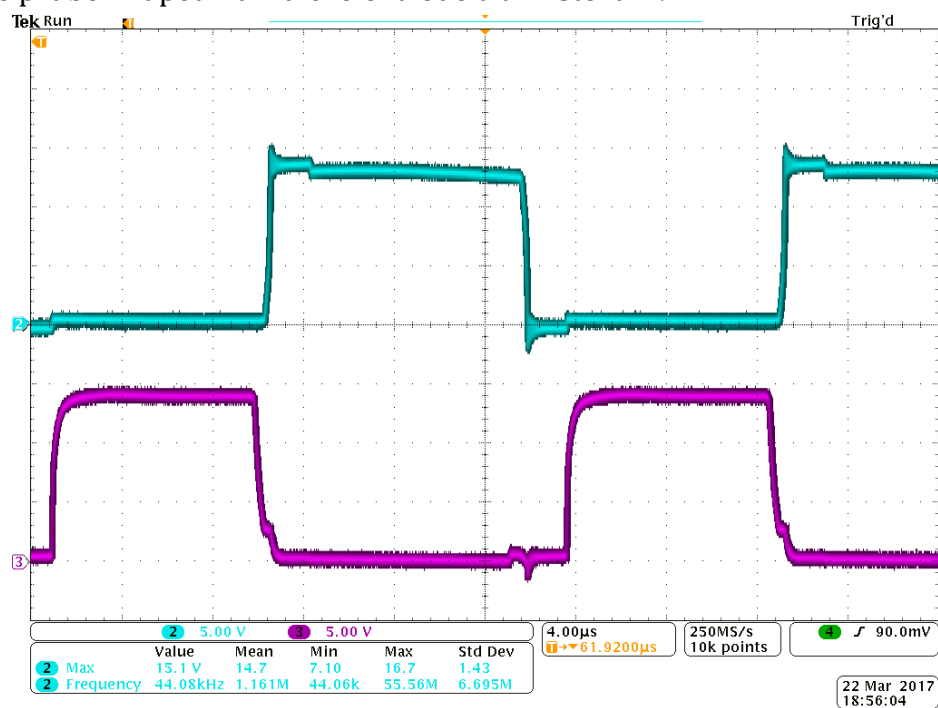
Obr. 8.5 Průběh napětí na výstupu polomůstku a primárního proudu při maximální střídě

Na Obr. 8.6 vidíme modře průběh napětí na primární cívce transformátoru TR2. Zeleně je zobrazen opět proud primární cívkou transformátoru TR2 (5A/V).



Obr. 8.6 Průběh napětí na primární cívce a průběh primárního proudu při maximální střídě

Na Obr. 8.7 vidíme modře průběh výstupního napětí z polomůstku. Fialově vidíme průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistoru T9.



Obr. 8.7 Průběh napětí na výstupu z polomůstku a napětí na řídicí elektrodě tranzistoru T9

8.1 Ověření topného výkonu z naměřených dat

Pro ověření topného výkonu použijeme průběh proudu změřeného při maximální střídě. Tento průběh je zobrazen na Obr. 8.5. Výkon stanovíme přímo na topném tělese, takže použijeme odpor $R_{tp} = 19,5 \text{ m}\Omega$ změřený v kapitole 3.2 a změřený proud přepočítaný na sekundární vinutí.

Vzhledem k průběhu proudu budeme při výpočtu uvažovat trojúhelníkový tvar. Efektivní hodnotu proudu získáme pomocí následujícího vztahu.

$$I_{ef,pri} = \frac{U_{max} \cdot \frac{5A}{V}}{\sqrt{3}} = \frac{0,77 \cdot 5}{\sqrt{3}} = 2,223 \text{ A} \quad (8.1)$$

kde U_{max} – Maximální napětí z proudové sondy

$\frac{5A}{V}$ – Převod proudové sondy

Efektivní hodnotu sekundárního proudu získáme pomocí ideálního převodu transformátoru.

$$I_{ef,sec} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{ef,pri} = \frac{5}{1} \cdot 2,223 = 11,115 \text{ A} \quad (8.2)$$

Porovnáním proudu, který nám vyšel v rovnici (8.2) s proudem stanoveným v kapitole 3.2 ($I_{tp} = 18 \text{ A}$) vidíme, že naměřený proud je o 6 A nižší. Vzhledem k rovnosti vypočtených a naměřených napětí musí být změna proudu způsobena změnou odporu topného tělesa. Tento odpor se může měnit vlivem skin efektu a proximity efektu.

9 ZÁVĚR

V první části práce je navržena sestava baterií, která je použita pro realizaci. Výsledné baterie jsou tři sériově spojené články Sanyo LI-18650 s kapacitou článku 2,3 Ah a nominálním napětím 3,7V. Pro tuto sestavu baterií je navržen jednoduchý BMS obvod.

Další část práce rozebírá dvě možné varianty topného tělesa. Pro realizaci bylo vybráno topné těleso z transformátorového plechu, který je vystřižen do podoby vložky do boty. Toto topné těleso bylo zvoleno kvůli své velké mechanické odolnosti, i když nevýhodou tohoto tělesa je nutnost napájení přes transformátor, čímž nám vzrostly požadavky na řídicí obvod.

Práce pokračuje návrhem několika silových obvodů pro obě uvažovaná topná tělesa. Vzhledem k dřívějšímu zvolení transformátorového plechu topným tělesem jsou více rozebrány varianty určené pro toto topné těleso. Při návrhu silových obvodů s VF transformátorem byly uvažovány dvě možnosti. VF transformátor s rozptylem laděným kondenzátorem do rezonance a VF transformátor s vazebním kondenzátorem. Vzhledem k náročnosti rezonančního obvodu (nutnost nastavení přesné frekvence a použití přesného kondenzátoru) byla zvolena varianta s vazebním kondenzátorem.

Pro zvolený silový obvod byl navržen řídicí obvod, jehož základem je integrovaný obvod UC3825A a budič transformátor.

Během realizace byl řídicí obvod doladěn na frekvenci 44 kHz a byla upravena část zajišťující regulaci střídý. Pro omezení přepínacích ztrát byly upraveny hodnoty rezistorů v budičích tranzistorů. Po těchto úpravách byla celá sestava vyzkoušena. Pro lepší distribuci tepla bylo upraveno topné těleso. Při kontrolním měření parametrů byl měřen i proud topným tělesem ($I_{ef,sec} = 11$ A), který je menší než proud uvažovaný při návrhu. Tato chyba je nejspíš způsobena skin efektem a proximity efektem. Výsledná maximální teplota topného tělesa je přibližně 32°C (měřeno při umístění topného tělesa na dvou podpěrách přibližně 2 cm nad laboratorním stolem při teplotě okolí 16°C), což by mělo stačit pro ohřátí nohou i při nízkých teplotách. Tato naměřená teplota se může měnit v závislosti na použité obuvi a pocitová teplota bude záviset i na použitých ponožkách.

Pro praktické použití je nutno zařízení umístit do krabičky. Vzhledem k velkým VF proudům by topné těleso mělo být připojeno co nejkratšími vodiči. Z toho důvodu by bylo nejlepší umístit celou desku plošných spojů na botu (např. přichytit pomocí suchého zipu na zadní část boty). Pro komfortnější ovládání je možno vyvést ovládací potenciometr pomocí třížilového kabelu na dostupnější místo. Nevýhodou tohoto řešení je potřeba jedné sestavy pro jednu botu.

Literatura

- [1] Datasheet IRF1404. *GM electronic* [online]. [cit. 2016-11-02]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.213-273.1.pdf>
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek II.: Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. Brno, 2005.
- [3] BARTOŠ, M. *Miniaturní nabíječ pro bateriový pack Li-ion 14,4V/2Ah*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 48 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D..
- [4] SEJKORA, P. *Obvody zajišťující správné nabíjení a vybíjení akumulátorů LiFePO4*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 18 s. Vedoucí semestrální práce Ing. David Kubánek, Ph.D..
- [5] Datasheet UC3825. *TME Electronics Components* [online]. [cit. 2016-12-01]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/4743d75eb16eaeafdbc077127570d114/UC3825ADWG4.pdf>
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek III.: Výkonové polovodičové spínací součástky*. Brno, 2014.
- [7] Datasheet IRF1405. *GM electronic* [online]. [cit. 2017-04-16]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.213-220.1.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

B	-	Magnetická indukce [T]
C_R	-	Rezonanční kondenzátor[F]
C_T	-	Kondenzátor pro nastavení parametrů IO [F]
C_{tr}	-	Kapacita hradla tranzistoru [F]
C_V	-	Vazební kondenzátor [F]
D_{max}	-	Maximální možná střída PWM
DPS	-	Deska plošných spojů
f	-	Frekvence [Hz]
$I_{bat,ef}$	-	Efektivní hodnota proudu odebírané z baterií [A]
I_D	-	Maximální dovolený proud tranzistorem [A]
I_{EF}	-	Efektivní hodnota proudu [A]
$I_{ef,pri}$	-	Efektivní proud primárního vinutí [A]
$I_{ef,sec}$	-	Efektivní proud sekundárního vinutí [A]
I_{tp}	-	Proud vložky z transformátorového plechu pro dosažení výkonu 5W
IO	-	Integrovaný obvod
I_{od}	-	Proud odporovým drátem [A]
J	-	Proudová hustota [A/mm ²]
$k_{p,cu}$	-	Činitel plnění
$Li-ion$	-	Litium-Iontový akumulátor
$Li-Pol$	-	Litium-polymerový akumulátor
L_{R2}	-	Rozptylová indukčnost transformátoru [H]
L_{tp}	-	Indukčnost vložky z transformátorového plechu [H]
N_1	-	Počet závitů primárního vinutí [záv.]
N_2	-	Počet závitů sekundárního vinutí [záv.]
$NiCd$	-	NiklKadmiový akumulátor
$NiMH$	-	NiklMetalHydridový akumulátor
P_2	-	Skutečný výkon topného tělesa
p	-	Převod transformátoru
$P_{př}$	-	Přepínací ztráty tranzistoru [W]
P_R	-	Výkon mařený v nabíjecím odporu [W]
$P_{řo}$	-	Příkon řídicích obvodů [W]
P_t	-	Příkon topného tělesa [W]
PWM	-	Pulzní šířková modulace
P_{ztr}	-	Ztráty tranzistoru vedením [W]
Q	-	Energetická kapacita baterií [Wh]
Q_i	-	Kapacita baterií [Ah]
$R_{DS(ON)}$	-	Odpor sepnutého tranzistoru [Ω]

R_{od}	-	Odpor odporového drátu [Ω]
R_T	-	Rezistor pro nastavení parametrů IO [Ω]
R_{tp}	-	Odpor vložky z transformátorového plechu [Ω]
s	-	Střída
S	-	Průřez [mm^2]
T	-	Pracovní perioda [s]
t_{off}	-	Vypínací doba tranzistoru [s]
t_{on}	-	Zapínací doba tranzistoru [s]
t_{zap}	-	Doba vedení tranzistoru [s]
U_D	-	Napětí baterie [V]
U_{diody}	-	Napětí na otevřené diodě [V]
U_{DS}	-	Maximální napětí na tranzistoru [V]
U_{IO}	-	Napětí potřebné k sepnutí IO TL431 [V]
U_{max}	-	Maximální napětí
U_N	-	Nominální napětí [V]
U_{od}	-	Napětí na topném tělese z odporového drátu [V]
U_{tp}	-	Napětí na topném tělese z transformátorového plechu [V]
U_{pri}	-	Primární napětí transformátoru [V]
U_{sec}	-	Sekundární napětí transformátoru [V]
U_{VEE}	-	Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
W_R	-	Energie mařená v nabíjecím odporu [J]
W_C	-	Energie hradla tranzistoru [J]

Seznam příloh

Příloha 1. Celé schéma pro výrobu DPS

Příloha 2. Návrh desky plošných spojů

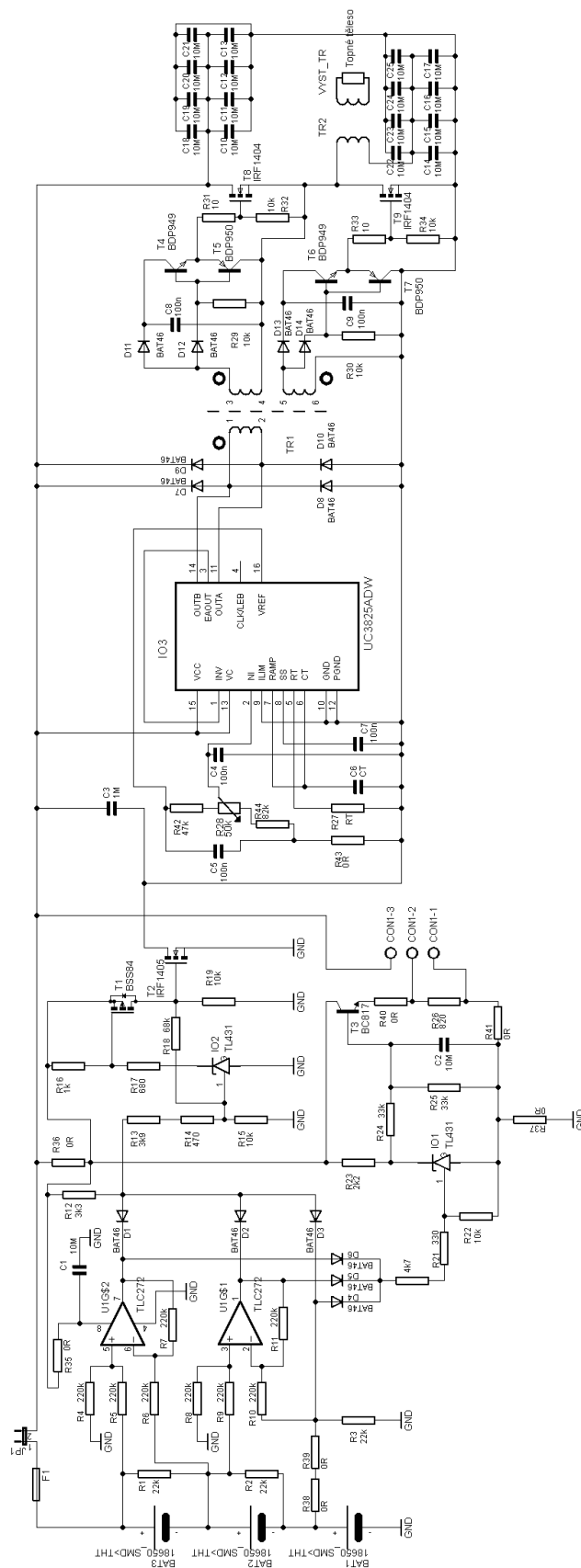
Příloha 3. Osazovací plán DPS

Příloha 4 Seznam použitých součástek

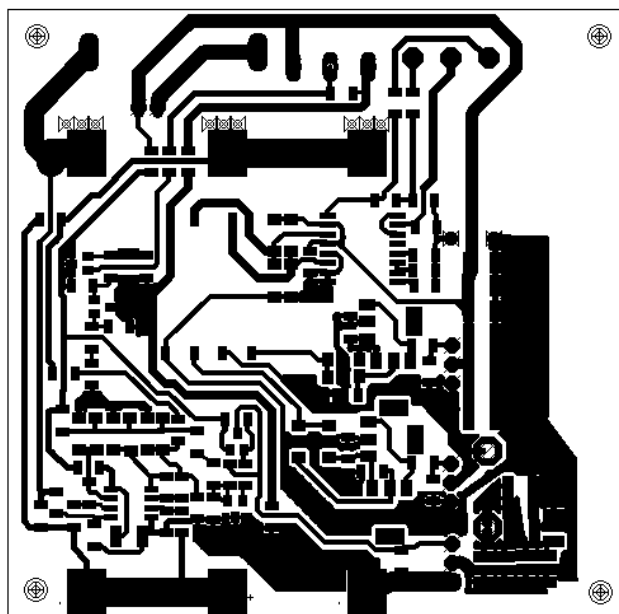
Příloha 5 Celkový pohled na zařízení

Přílohy

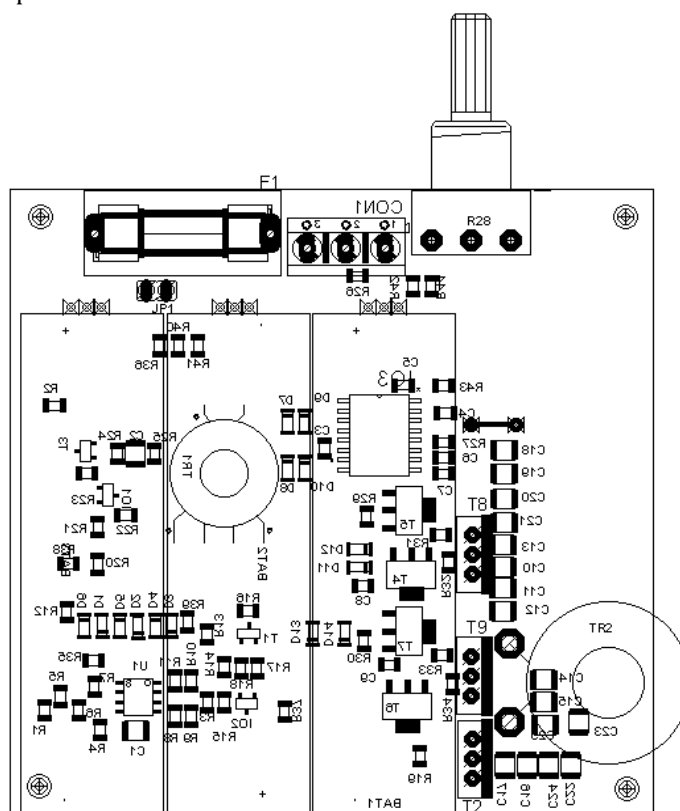
Příloha 1. Celé schéma pro výrobu DPS



Příloha 2. Návrh desky plošných spojů



Příloha 3. Osazovací plán DPS



Příloha 4 Seznam použitých součástek

Označení	Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusy
BAT1 - 3		Baterie LI-18650	18650	3
C1 - 2, C10 - 25	10 μ F	Kondenzátor	1210	18
C3	1 μ F	Kondenzátor	1206	1
C4 - 5, C7 - 9	100 nF	Kondenzátor	1206	5
C6	CT (1,05 nF)	Kondenzátor	1206	1
CON1		Svorkovnice	3 · 5,08mm	1
D1 - 14	BAT46	Dioda	SOT80	14
F1	5A	Pojistka	5 · 20mm	1
IO1 - 2	TL431	Napěťová reference	SOT23	2
IO3	UC3825A	Integrovaný obvod	SOIC16	1
R1 - 3	22 k Ω	Rezistor	1206	3
R4 - 11	220 k Ω	Rezistor	1206	8
R12	3,3 k Ω	Rezistor	1206	1
R13	3,9 k Ω	Rezistor	1206	1
R14	470 Ω	Rezistor	1206	1
R15, R19, R22, R32, R34	10 k Ω	Rezistor	1206	5
R16, R29 - 30	1 k Ω	Rezistor	1206	3
R17	680 Ω	Rezistor	1206	1
R18	68 k Ω	Rezistor	1206	1
R20	4,7 k Ω	Rezistor	1206	1
R21	330 Ω	Rezistor	1206	1
R23	2,2 k Ω	Rezistor	1206	1
R24 - 25	33 k Ω	Rezistor	1206	2
R26	820 Ω	Rezistor	1206	1
R27	RT (30 k Ω)	Rezistor	1206	1
R28	50 k Ω	Potenciometr		1
R31, R33	10 Ω	Rezistor	1206	2
R35 - 41, R43	0 Ω	Rezistor	1206	8
R42	47 k Ω	Rezistor	1206	1
R44	82 k Ω	Rezistor	1206	1
T1	BSS84	MOSFET	SOT23	1
T2	IRF1405	Výkonový MOSFET	TO-220	1
T3	BC817	NPN tranzistor	SOT23	1
T4, T6	BDP949	NPN tranzistor	SOT223	2
T5, T7	BDP950	PNP tranzistor	SOT223	2
T8, T9	IRF1404	Výkonový MOSFET	TO-220	2
TR1		Transformátor	1305	1
TR2		Transformátor	LJT2010	1
U1	TLC272	Operační zesilovač	S08	1

Příloha 5 Celkový pohled na zařízení

