



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

BATERIOVÁ OBLOUKOVÁ SVÁŘEČKA

BATTERY ARC WELDER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Adam Hrdina

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Adam Hrdina

ID: 154737

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Bateriová oblouková svářečka

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Sestavte akumulátor z vytipovaných článků.
2. Navrhněte a realizujte výstupní tlumivku DC/DC měniče.
3. Osadte a oživte veškeré desky plošných spojů navržené v semestrálním projektu (BMS obvody a obvody vlastního svařovacího zdroje).
4. Zkompletujte mechanickou montáž přístroje a proveďte sérii ověřovacích měření.

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: 24.5.2017

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

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 diplomová práce se zabývá návrhem a realizací stejnosměrné obloukové svářečky napájené z vlastního akumulátoru. Články akumulátoru jsou typu LiFePO₄, které jsou schopné dodávat vysoké proudy i při relativně malé kapacitě. K akumulátoru jsou též navrženy a zkonstruovány BMS obvody. Hlavní výkonovou částí svářečky je snižující DC/DC měnič se synchronně spínanými dolními tranzistory na místě nulové diody. Měnič pracuje na kmitočtu 100 kHz. Proud bateriové svářečky lze regulovat v rozsahu 0 až 120 A.

Klíčová slova

Oblouková svářečka, snižující DC/DC měnič, LiFePO₄ akumulátor, systém správy baterie

Abstract

This master's thesis deals with the design and fabrication of DC arc welder supplied from its own rechargeable battery. Battery cells' type is LiFePO₄ which can provide high currents even at relatively low capacity. The BMS circuits are designed within the battery. Major power part of the welder is a step-down converter with synchronously switching low transistors at the position of free-wheel diode. The converter operates at 100 kHz frequency. The current of the battery welder can be regulated in the range from 0 to 120 A.

Keywords

Arc welder, step-down DC/DC converter, LiFePO₄ battery, battery management system

Bibliografická citace

HRDINA, A. *Bateriová oblouková svářečka*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 61 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma *Bateriová oblouková svářečka* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 24. května 2017

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Janu Martišovi za cenné a praktické rady při návrhu a realizaci svářečky.

V Brně dne 24. května 2017

Podpis autora

OBSAH

ÚVOD	10
1 ELEKTROCHEMICKÉ AKUMULÁTORY	11
1.1 AKUMULÁTORY LiFePO ₄	11
2 SYSTÉM SPRÁVY AKUMULÁTORU (BMS)	12
2.1 OCHRANA PROTI PŘEBÍJENÍ	12
2.2 OCHRANA PROTI PŘILÍŠNÉMU VYBITÍ	12
2.3 VYVAŽOVÁNÍ ČLÁNKŮ AKUMULÁTORU (BALANCOVÁNÍ)	12
2.4 OCHRANA PROTI PŘETÍŽENÍ A ZKRATU	13
2.5 HLÍDÁNÍ TEPLoty	13
3 PULZNÍ DC/DC MĚNICĚ	14
4 NÁVRH FUNKČNÍCH CELKŮ SVÁŘEČKY	17
4.1 AKUMULÁTOR	17
4.1.1 DIMENZOVÁNÍ	17
4.1.2 NABÍJENÍ	18
4.1.3 MECHANICKÁ MONTÁŽ	19
4.1.4 OTEPLENÍ AKUMULÁTORU PŘI ZATÍŽENÍ	19
4.2 BMS OBVODY AKUMULÁTORU	22
4.2.1 NÁVRH MĚŘICÍCH MODULŮ	23
4.2.2 NÁVRH CENTRÁLNÍHO OBVODU	24
4.3 DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK	25
4.3.1 ZTRÁTY VEDENÍM NA TRANZISTORECH	25
4.3.2 PŘEPÍNACÍ ZTRÁTY NA TRANZISTORECH	26
4.3.3 ZTRÁTY VEDENÍM NA NULOVÉ DIODĚ	26
4.3.4 BOČNÍK PROUDU	27
4.4 DIMENZOVÁNÍ KONDENZÁTORU MEZIOBVODU	28
4.5 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY	29
4.6 NAPÁJENÍ OBVODŮ ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKY A OBVODŮ BMS	31
4.7 ŘÍZENÍ A REGULACE	32
4.7.1 NÁVRH ZESILOVAČE NAPĚTÍ BOČNÍKU	33
4.7.2 NASTAVENÍ ŘÍDÍCÍHO OBVODU	34
4.7.3 NÁVRH MĚŘENÍ A REGULACE VÝKONU	34
4.8 BUDIČE TRANZISTORŮ A NASTAVENÍ ČASOVÝCH ODSKOKŮ	36
5 NÁVRH CHLAZENÍ	38
6 DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	39
6.1 DPS VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY	39
6.2 DPS ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKY	40
6.3 DPS MĚŘICÍCH MODULŮ BMS	41
7 MECHANICKÁ KONSTRUKCE	42

8 OŽIVENÍ A OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ	43
8.1 OŽIVENÍ ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKY	43
8.2 OŽIVENÍ A MĚŘENÍ MĚNIČE.....	44
8.3 OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI BMS A MĚŘENÍ AKUMULÁTORU	48
9 ZÁVĚR.....	49
LITERATURA	51
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK.....	53
SEZNAM PŘÍLOH	56

Seznam obrázků

Obr. 3.1 Snižující měnič, a) horní spínač b) dolní spínač, převzato z [9]	14
Obr. 3.2 Snižující měnič, převzato z [9]	15
Obr. 3.3 Průběhy obvodových veličin snižujícího měniče, převzato z [9]	16
Obr. 4.1 Zhotovený akumulátor	19
Obr. 4.2 Tepelné schéma článku, převzato z [11]	19
Obr. 4.3 Průběh teploty povrchu článku v čase	20
Obr. 4.4 Blokové schéma BMS obvodů akumulátoru	22
Obr. 4.5 Schéma měřicího modulu BMS	23
Obr. 4.6 Schéma centrálního obvodu BMS	24
Obr. 4.7 Snižující měnič se synchronně spínaným dolním tranzistorem	25
Obr. 4.8 Průběhy veličin na tranzistoru při zapínání a vypínání, převzato z [14]	26
Obr. 4.9 Schéma zapojení měniče s bočnickem proudu	27
Obr. 4.10 Principiální schéma s vyznačenými směry proudů	28
Obr. 4.11 Idealizované průběhy proudů $i_d(t)$ a $i_c(t)$	28
Obr. 4.12 Reálný průběh proudu $i_c(t)$	29
Obr. 4.13 Stabilizátory napájecích napětí	31
Obr. 4.14 Schéma řízení	32
Obr. 4.15 Schéma zapojení obvodů časových odskoků a budičů	36
Obr. 4.16 Průběh napětí při nabíjení kondenzátoru RCD členu	37
Obr. 6.1 Horní strana DPS výkonové elektroniky	39
Obr. 6.2 Dolní strana DPS výkonové elektroniky	39
Obr. 6.3 Horní strana DPS řídicí elektroniky	40
Obr. 6.4 Dolní strana DPS řídicí elektroniky	40
Obr. 6.5 Horní strana DPS měřících modulů	41
Obr. 6.6 Dolní strana DPS měřících modulů	41
Obr. 7.1 Nákres prostorového rozvržení svářečky	42
Obr. 8.1 Zpoždění budicího signálu horních tranzistorů vůči řídicímu obvodu	43
Obr. 8.2 Deadtime dolních tranzistorů	44
Obr. 8.3 Deadtime horních tranzistorů	44
Obr. 8.4 Napětí na výstupu měniče ve stavu naprázdno	45
Obr. 8.5 Průběhy napětí na mřížce horních a dolních tranzistorů ve stavu naprázdno	45
Obr. 8.6 Průběh výstupního napětí měniče a napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení	46

Obr. 8.7 Náběžná hrana napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení	46
Obr. 8.8 Sestupná hrana napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení	47
Obr. 8.9 Výstupní napětí a proud měniče při zatížení	47
Obr. 0.1 Schéma zapojení výkonové elektroniky	57
Obr. 0.2 Schéma zapojení řídicí elektroniky	58
Obr. 0.3 Měřicí moduly BMS	59
Obr. 0.4 Akumulátor s BMS obvody	59
Obr. 0.5 Spodní strana desky měniče a stabilizátorů	60
Obr. 0.6 Měnič s řídicí elektronikou	60
Obr. 0.7 Výstupní tlumivka	60
Obr. 0.8 Zkušební pracoviště pro oživování měniče svářečky	61
Obr. 0.9 Fotografie ze zkušebního svařování	61

Seznam tabulek

Tab. 1.1 Typické parametry LiFePO_4 , převzato z [6].....	11
Tab. 4.1 Parametry článku ANR2660m1-B, převzato z [10]	17
Tab. 4.2 Požadované parametry akumulátoru	18
Tab. 4.3 Parametry výsledného akumulátoru	18
Tab. 4.4 Podmínky měření.....	20
Tab. 4.5 Naměřené hodnoty oteplení článku	20
Tab. 4.6 Parametry jádra tlumivky, převzato z [17]	30

ÚVOD

Svařování elektrickým obloukem je nejčastější způsob, jak nerozebíratelně spojit dvě kovové části. Ke svařování se používají zdroje elektrického proudu, které se s nezbytným příslušenstvím (např. svařovací elektroda, svařovací svorka) nazývají obloukové svářečky. Nejstarším typem obloukové svářečky je tzv. transformátorová svářečka. Její elektrická část se skládá pouze ze síťového transformátoru, který plní funkci galvanického oddělení od distribuční sítě a funkci transformace proudu na takovou hodnotu, aby mohl hořet svařovací oblouk. Elektrický oblouk transformátorové svářečky je střídavý. Dalším typem je transformátorová svářečka s usměrňovačem. Jediným rozdílem a také výhodou oproti předchozímu typu je, že proud tekoucí ze sekundárního vinutí síťového transformátoru je usměrněn diodovým usměrňovačem a vyhlazený tlumivkou. Díky tomu je oblouk stabilnější než oblouk napájený střídavým proudem. Nevýhodou obou uvedených typů je vysoká hmotnost kvůli rozměrnému síťovému transformátoru. Posledním a zároveň nejnovějším typem je tzv. invertorová svářečka. K funkci využívá DC/DC měnič s impulzním transformátorem, který je podstatně menší než transformátor předchozích dvou uvedených typů. Výhodou invertorových svářeček je rychlá a přesná regulace proudu a nižší hmotnost oproti transformátorové svářečce.

Nevýhodou zmíněných obloukových svářeček je závislost na elektrické síti, tím také nemožnost svařování na těžko dostupných místech. V současnosti jediným možným způsobem jak svařovat obloukovou svářečkou v místě, kde není přístupná elektrická distribuční síť, je napájet obloukovou svářečku z elektrocentrály. Kombinace elektrocentrála – oblouková svářečka však není zrovna ideální, jak z pohledu účinnosti celé soustavy, tak z pohledu kompaktnosti a tím také mobility.

Řešením problému, popsaného v předchozím odstavci, je obloukovou svářečku napájet z akumulátoru, respektive vyrobit svářečku s přímo integrovaným akumulátorem. Tím se stává svářečka nezávislá na distribuční síti. Svářečka napájená z akumulátoru nemusí mít transformátor, který je u svářeček napájených z distribuční sítě nutný ke galvanickému oddělení od distribuční sítě a k transformaci síťového napětí na napětí vhodné ke svařování. K regulaci proudu je proto možné použít jednoduchý snižující DC/DC měnič, který může být napájený přímo z akumulátoru, a svařovací elektrody mohou být přímo připojeny k výstupu měniče. Nevýhodou této koncepce je však omezená doba svařování, závislá na kapacitě akumulátoru.

Cílem této práce je navržení a realizace přenosné obloukové svářečky nezávislé na distribuční síti. Svářečka se skládá ze snižujícího DC/DC měniče, řídicí elektroniky a akumulátorů s příslušnými ochrannými obvody (BMS). Všechny zmíněné části svářečky jsou v této práci navrženy. Svářečka disponuje proudovým rozsahem 0 až 120 A.

1 ELEKTROCHEMICKÉ AKUMULÁTORY

Akumulátory neboli sekundární články jsou chemické zdroje elektrické energie využívající vratný elektrochemický proces [1]. Při nabíjení přijímají elektrickou energii z vnějšího zdroje a tuto energii akumulují v elektrodách v podobě chemické energie. Při vybíjení se chemická energie z elektrod uvolňuje a přeměňuje se na energii elektrickou, která je dodávána spotřebiči připojenému k akumulátoru. Akumulátor se skládá z kladné elektrody, záporné elektrody, elektrolytu a separátoru [2].

1.1 Akumulátory LiFePO₄

Akumulátory LiFePO₄ patří do skupiny Li-ion akumulátorů. Tyto akumulátory používají na pozici záporné elektrody přírodní minerální materiál LiFePO₄ (lithium – železo – fosfát), který byl poprvé popsán jako vhodný materiál pro lithiové akumulátory v roce 1996 [3].

Hlavní předností LiFePO₄ akumulátoru je malá vnitřní impedance, pohybující se v rozmezí jednotek mΩ. Díky tomu je možná velká proudová zatížitelnost až 30 C, tedy třicetinásobek proudové kapacity. Krátkodobě lze dosáhnout proudového zatížení až 50 C. Pracovní napětí LiFePO₄ se pohybuje v rozmezí 2,8 až 3,3 V [4]. Železo-fosfátové akumulátory se také vyznačují nízkým poklesem kapacity a dlouhou životností přibližně 3000 cyklů nabití (počet cyklů do poklesu kapacity pod 80% původní kapacity). Výhodou LiFePO₄ akumulátorů je vysoká odolnost proti zkratu a tepelnému přetížení. K rozpadu materiálu LiFePO₄ a následné destrukci akumulátoru dochází až při extrémnímu přehřátí (800 °C a více). Proto je materiál LiFePO₄ mnohem bezpečnější než materiál LiCoO₂ používaný v běžných Li-Ion akumulátorech, který je na přetížení a přehřátí mnohem citlivější. Jedinou nevýhodou železo-fosfátových akumulátorů je nižší energetická hustota oproti ostatním druhům Li-Ion akumulátorů [5]. Typické parametry LiFePO₄ akumulátorů jsou uvedeny v Tab. 1.1. Díky zmíněným vlastnostem jsou akumulátory LiFePO₄ nejvhodnější pro použití v navrhované bateriové obloukové svářečce.

Tab. 1.1 Typické parametry LiFePO₄, převzato z [6]

<i>Parametr</i>	<i>Hodnota</i>
Jmenovité napětí	3,3 V
Maximální nabíjecí napětí	3,6 V
Minimální vybíjecí napětí	2,5 až 2,8 V
Trvalé proudové zatížení	20 až 30 C
Volumetrická energetická hustota	333 Wh/dm ³
Gravimetrická energetická hustota	90 až 130 Wh/kg
Způsob nabíjení	CCCV
Životnost	3000 cyklů

2 SYSTÉM SPRÁVY AKUMULÁTORU (BMS)

Systém správy akumulátoru (anglicky Battery Management System) je elektronika starající se o bezpečný provoz a nabíjení akumulátoru, tj. udržuje napětí, proud a teplotu akumulátoru v bezpečných provozních mezích. Jinak řečeno, slouží k tomu, aby akumulátory dosahovaly co nejdéle životnosti. Běžné systémy správy akumulátoru hlídají celkové napětí akumulátoru a napětí jednotlivých článků akumulátoru při vybíjení a nabíjení. Dále chrání akumulátor před přetížením a zkratem a hlídají jeho teplotu. U jednoduchých aplikací postačuje pouze hlídání napětí, přičemž proud si reguluje samotný napájený obvod, respektive nabíječka. Nejvyspělejší BMS jsou schopné navíc měřit kapacitu akumulátoru, určovat míru nabití, zaznamenávat průběhy nabíjení a vybíjení, zaznamenávat průběh poklesu kapacity a předurčovat životnost a výdrž akumulátoru. Použití BMS se zvláště vyžaduje u lithiových akumulátorů, které jsou citlivé na jakékoliv vychýlení mimo provozní oblast [7].

Hlavní příčinou, proč se používají BMS u vícečlánkových akumulátorů, jsou nepatrné rozdíly kapacity jednotlivých článků. I když články akumulátoru pochází z jedné výrobní série, není zaručeno, že budou mít stejnou kapacitu. Při nabíjení články akumulátoru s nižší kapacitou dosáhnou nabitého stavu dříve a začnou se přebíjet. V důsledku toho, bude v článku narůstat teplota a tlak, což vede k dalšímu snižování kapacity a životnosti akumulátoru. Při vybíjení akumulátoru se slabší články rychleji vybijí a může dojít k přílišnému vybití. Tím dochází opět ke snížení kapacity. Při opakovaném přebíjení a přílišnému vybití může dojít k předčasnému selhání slabších článků a tím k znehodnocení celého akumulátoru [7]. Základní funkce BMS jsou popsány v jednotlivých podkapitolách.

2.1 Ochrana proti přebíjení

V situaci, kdy napětí jednoho ze článků akumulátoru dosáhne maximální hodnoty, zpravidla při nabíjení, BMS odpojí akumulátor od nabíječky. Tím ale zůstanou ostatní články ne zcela nabité. V důsledku toho se sníží efektivní kapacita akumulátoru. Efektivnějšího nabíjení se docílí přemostěním již nabitých článků. Každý nabitý článek se přemostí pomocí výkonového odporu. Nabíjecí proud tak poteče výkonovým odporem, nikoliv nabitým článkem, a dosud nenabité články se mohou dále nabíjet [7].

2.2 Ochrana proti přílišnému vybití

Pokud napětí na jednom ze článků akumulátoru při vybíjení klesne pod minimální hodnotu, systém odpojí zátěž od akumulátoru, nebo hlásí připojenému zařízení, aby omezilo odebíraný proud. Vybití je zároveň signalizováno obsluze zařízení. Systém může upozornit na vybití akumulátoru ještě před poklesem napětí na minimální hodnotu, aby připojené zařízení mohlo včas bezpečně ukončit činnost, než se akumulátor vybijí.

2.3 Vyvažování článků akumulátoru (balancování)

Jak již bylo zmíněno výše, jednotlivé články v akumulátoru mohou mít mírně rozdílné kapacity. To se ve výsledku projevuje při vybíjení a nabíjení akumulátoru odchylkami mezi napětími jednotlivých článků zapojených do série. Potlačení odchylek napětí zajišťuje právě balancování. To je spíše určeno k zabránění dlouhodobému napětíovému nevyvážení článků, než k eliminaci krátkodobých napětíových odchylek. V případě, kdy jsou v akumulátoru navíc články zapojeny i paralelně, dochází k tzv. vlastnímu balancování. Mezi paralelně zapojenými články se uzavírají vyrovnávací proudy v důsledku udržení stejného napětí. K dosažení stejného napětí na

všech článcích akumulátoru zapojených v sérii se využívá buď pasivního, nebo aktivního balancování [8].

Pasivní balancování spočívá ve snížení napětí více nabitých článků na úroveň napětí méně nabitých článků. Princip balancování je jednoduchý. Ke článku s vyšším napětím se paralelně připojí vybíjecí odpor. Ten má však takovou hodnotu, aby jím procházel vybíjecí proud maximálně desítky mA. Vyrovňovací děj proto může trvat i několik hodin. Pasivním balancováním se však snižuje efektivní kapacita akumulátoru. Navzdory tomu se stále jedná o nejvýhodnější způsob balancování [8].

Aktivní balancování využívá principu přenosu náboje z více nabitých článků do méně nabitých článků. Náboj se přenáší buď kapacitně (postupným přepínáním kondenzátoru mezi více nabitými články a méně nabitými články) anebo induktivně, kdy je použit transformátor, jehož primární vinutí je připojeno na svorky akumulátoru a sekundární vinutí je přepínáno mezi jednotlivými články. Vyvažovací děje opět mohou trvat poměrně dlouho (hodinu a více). Metody aktivního balancování jsou poměrně složité a cenově velmi nevýhodné. Oproti pasivnímu balancování však přispívají k maximalizování efektivní kapacity akumulátoru [8].

2.4 Ochrana proti přetížení a zkratu

Každý akumulátor má stanovený maximální proud, který z něj může být odebírán. Při dlouhodobému odebírání vyššího proudu, dochází k zahřívání akumulátoru, tím k jeho degradaci. V extrémním případě, jako je zkrat akumulátoru, může dojít ke zničení akumulátoru [7].

System správy měří odebíraný proud z akumulátoru. Při zjištění nadproudu systém nejdříve hlásí připojenému zařízení, aby snížil odebíraný proud. Pokud se tak nestane, systém odpojí napájené zařízení. V případě zkratu systém ihned odpojí akumulátor od zátěže. Přičemž odpojení je signalizováno obsluze.

2.5 Hlídání teploty

Pracovní teplota většiny baterií a akumulátorů se pohybuje v rozmezí -10 až +60 °C. Při používání akumulátoru mimo tuto oblast dochází k poklesu kapacity a zkrácování životnosti.

Teplota akumulátoru, případně jednotlivých článků akumulátoru se měří pomocí čidel teploty (např. termistor, termoelektrický článek). Pokud teplota akumulátoru překročí maximální pracovní teplotu, zapne se chlazení akumulátoru, případně je vyslán požadavek na snížení proudu akumulátorem. V opačném případě, kdy dojde k poklesu teploty akumulátoru pod minimální hodnotu, se aktivuje ohřev akumulátoru.

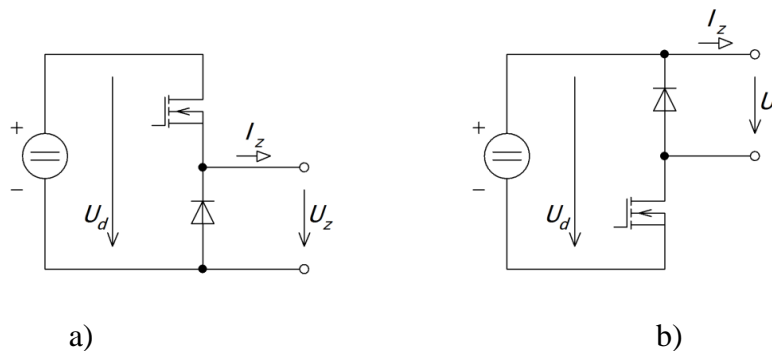
3 PULZNÍ DC/DC MĚNIČE

Tato kapitola je zaměřená na vybrání nejvhodnějšího DC/DC měniče pro navrhovanou bateriovou svářečku a následný popis vybraného měniče. Základní funkcí stejnosměrného pulzního měniče je změna vstupního stejnosměrného napětí o určité hodnotě na výstupní napětí o jiné hodnotě. Základním principem změny je pulzně šířková modulace vstupního napětí. Pulzní napětí na výstupu měniče se obvykle vyhladí LC filtrem. Frekvence pulzně šířkové modulace se pohybuje v rozmezí od 2 kHz (pohony, výkonové aplikace) až do stovek kHz (spínané zdroje). Základní rozdělení pulzních DC/DC měničů je následující [9]:

- **Měniče s pulzním transformátorem**
 - Propustný měnič
 - Jednočinný
 - Dvojčinný
 - Blokující měnič
- **Měniče bez pulzního transformátoru**
 - Měniče jedno-kvadrantové
 - Snižující měnič (step down)
 - Zvyšující měnič (step up)
 - Měniče dvou a více kvadrantové

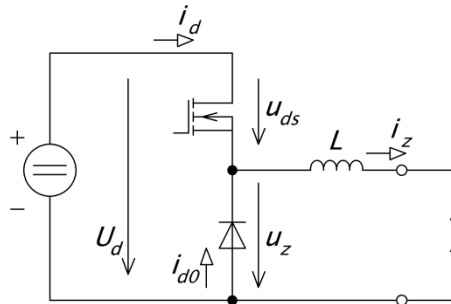
Měnič použitý ve svářečce bude napájen přímo z akumulátoru. Odpadá tedy nutnost galvanického oddělení. Proto je výhodnější k návrhu použít měnič bez pulzního transformátoru. Měnič bude napájet elektrický oblouk (odporově-induktivní zátěž), bude tedy pracovat pouze v prvním kvadrantu. Na základě této úvahy je nejvhodnější použít k návrhu jedno-kvadrantový snižující měnič.

Snižující měnič je principiálně jeden z nejjednodušších měničů. Skládá se pouze ze spínacího tranzistoru a nulové diody. Tranzistor a dioda jsou zapojeny buď jako horní spínač anebo dolní spínač. Oba způsoby zapojení snižujícího měniče jsou zobrazeny na Obr. 3.1. Zátěž napájená měničem je vždy připojena paralelně k nulové diodě. V opačném případě, kdyby byla zátěž připojena paralelně k tranzistoru, by se jednalo o zvyšující měnič pracující v druhém kvadrantu. Na pozici zátěže může být k měniči připojen např. stejnosměrný motor, elektronický obvod s předřadným LC filtrem, nebo stejnosměrný svařovací oblouk s předřadnou tlumivkou, což je případ navrhovaného měniče. Na výstupu měniče je pulzní napětí $u_z(t)$, které má střední hodnotu U_z . Z měniče vytéká zvlněný proud $i_z(t)$ se střední hodnotou I_z [9].



Obr. 3.1 Snižující měnič, a) horní spínač b) dolní spínač, převzato z [9]

Pro následné vysvětlení funkce se bude uvažovat zapojení měniče v konfiguraci horní spínač, ke kterému je připojen svařovací oblouk s výstupní tlumivkou, viz Obr. 3.2. Výstupní vyhlazovací kondenzátor není zde použit, protože by hoření elektrického oblouku bylo nestabilní, nebo by k zapálení oblouku vůbec nedošlo. Proud i_z bude exponenciálně narůstat a klesat. Pokud se bude uvažovat velká indukčnost tlumivky a frekvence spínání vysoká, může se exponenciální průběh nahradit přímkou, viz Obr. 3.3. Velikost zvlnění proudu je nepřímo úměrně závislá na velikosti indukčnosti tlumivky. Vztah mezi zvlněním proudu a indukčností tlumivky je uveden níže. Dále se uvažuje, že měnič pracuje v režimu spojitých proudů (proud i_z neklesne na nulu) [9]. Průběhy napětí a proudů v měniči jsou znázorněny na Obr. 3.3.



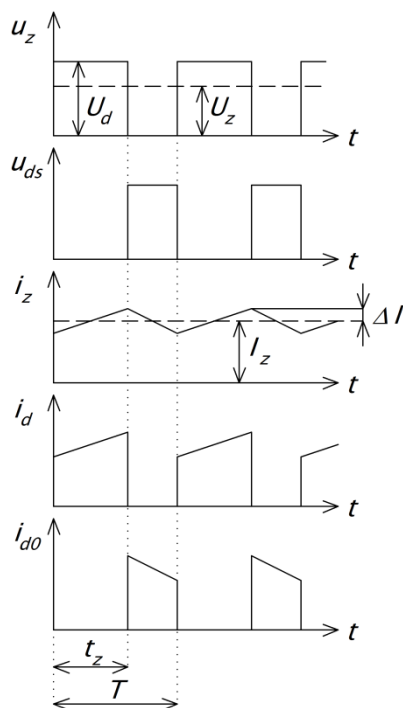
Obr. 3.2 Snižující měnič, převzato z [9]

Dvojice tranzistor - dioda se chová jako přepínač, který při sepnutí tranzistoru zátěž připojí na napájecí napětí a při vypnutí tranzistoru zátěž zkratuje přes nulovou diodu. Doba mezi jednotlivými sepnutími tranzistoru se označuje jako pracovní perioda T . Doba, po kterou je tranzistor sepnut, se označuje t_z , přičemž může nabývat hodnot od 0 do T . Podíl mezi dobou otevření tranzistoru t_z a pracovní periodou T se nazývá střída a označuje se písmenem s [9]. Střída se vypočítá pomocí vzorce (3.1). Protože doba t_z může nabývat maximální hodnoty rovné periodě T , pak střída může nabývat pouze hodnot v intervalu 0 až 1.

$$s = \frac{t_z}{T} \quad (3.1)$$

Střední hodnota výstupního napětí U_z je přímo úměrná střídě s a napětí U_d .

$$U_z = s \cdot U_d \quad (3.2)$$



Obr. 3.3 Průběhy obvodových veličin snižujícího měniče, převzato z [9]

Pro určení zvlnění proudu se použije vztah (3.3).

$$u_L(t) = L \frac{di_z(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Po dobu sepnutí tranzistoru t_z je tlumivka připojena mezi napětí U_d a U_z . Proud za dobu t_z vzroste o hodnotu $2\Delta I$, viz Obr. 3.3.

$$U_d - U_z = L \frac{2 \cdot \Delta I}{t_z} \quad (3.4)$$

Použitím rovnic (3.1), (3.2) a (3.4) a následnou úpravou se získá vztah pro zvlnění proudu.

$$\Delta I = \frac{U_d \cdot T}{2 \cdot L} s(1 - s) \quad (3.5-a)$$

Případně lze vztah (3.5-a) psát následovně, kde místo periody T je použita její převrácená hodnota, tj. pracovní frekvence měniče f_{PWM} .

$$\Delta I = \frac{U_d}{2 \cdot L \cdot f_{PWM}} s(1 - s) \quad (3.5-b)$$

4 NÁVRH FUNKČNÍCH CELKŮ SVÁŘEČKY

V této kapitole jsou uvedeny postupy návrhů jednotlivých prvků stejnosměrné bateriové svářečky. Návrhy jsou rozdělené do následujících podkapitol.

4.1 Akumulátor

Navrhovaný akumulátor svářečky by měl být schopen dodávat vysoké proudy a odolávat přetížení a zkratu. Akumulátor by měl mít relativně vysokou volumetrickou, respektive gravimetrickou hustotu k docílení menších rozměrů a nižší hmotnosti. Požadavkům vyhovují akumulátory LiFePO_4 popsané v kapitole 1.1. Výběr vhodných článků byl proto výhradně zaměřen na tento druh lithiových akumulátorů. Na základě požadavků byly vytipovány články ANR26650m1-B od výrobce A123 Systems, ze kterých bude akumulátor sestaven. Parametry jednoho článku jsou uvedeny v Tab. 4.1.

Tab. 4.1 Parametry článku ANR2660m1-B, převzato z [10]

<i>Parametr</i>	<i>Značka</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Jmenovité napětí	U_{cl}	3,3	V
Napětí při plném nabití	$U_{cl,max}$	3,6	V
Napětí při vybití	$U_{cl,min}$	2,5	V
Jmenovitá kapacita	C_{cl}	2,5	Ah
Maximální vybíjecí proud	$I_{cl,max}$	70	A
Doporučený nabíjecí proud	$I_{ch,cl}$	2,5	A
hmotnost	m_{cl}	76	g
rozměry	průměr	D	26 mm
	délka	h	65 mm

4.1.1 Dimenzování

K dimenzování akumulátoru svářečky je nutné nejprve stanovit požadované parametry akumulátoru. Napětí na svařovacím oblouku, který hoří ve standardní atmosféře a prochází jím proud 100 A, je přibližně 24V. Pokud je elektrický oblouk napájen přes snižující měnič, napětí na akumulátoru musí být vyšší než na oblouku. Napětí plně nabitého akumulátoru je zvoleno 40V. Pokud má být jmenovitý proud svářečky 120 A, pak je maximální vybíjecí proud akumulátoru s dostatečnou rezervou zvolen 130 A. Kapacita akumulátoru je stanovena za idealizovaného předpokladu tak, aby akumulátor byl schopen dodávat nepřetržitě proud 120 A po dobu 5 minut (Pozn. Reálně tato situace nenastane. Při technice obloukového svařování se obvykle déle než jednu minutu nepřetržitě nesvařuje. Dále proud akumulátoru bude při použití snižujícího DC/DC měniče vždy nižší než proud svařovacího oblouku). Požadovaná kapacita akumulátoru je vypočtena rovnicí (4.1). Požadované parametry akumulátoru jsou uvedeny v Tab. 4.2.

$$C_{bat} = I_n \frac{t_{vyb}}{60} = 120 \frac{5}{60} = 10 \text{ Ah} \quad (4.1)$$

Tab. 4.2 Požadované parametry akumulátoru

<i>Parametr</i>	<i>Značka</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Jmenovité napětí	U_{bat}	40	V
Jmenovitý vybíjecí proud	$I_{n,bat}$	130	A
Jmenovitá kapacita v Ah	C_{bat}	10	Ah

K dosažení požadovaného napětí je potřeba n_u článků zapojených sériově. Počet článků v sérii je určen pomocí vztahu (4.2).

$$n_u = \frac{U_{bat}}{U_{cl}} = \frac{40}{3,3} = 12,12 \doteq 12 \quad (4.2)$$

Potřebná kapacita akumulátoru se získá zapojením n_i článků paralelně. Počet článků zapojených paralelně je určen vztahem (4.3).

$$n_i = \frac{C_{bat}}{C_{cl}} = \frac{10}{2,5} = 4 \quad (4.3)$$

Celkový počet článků v akumulátoru je:

$$n_{celk} = n_u \cdot n_i = 12 \cdot 4 = 48 \quad (4.4)$$

K sestavení akumulátoru je použito celkem 48 článků ANR2660m1-B. Výsledné parametry akumulátoru složeného z vytipovaných článků jsou uvedeny v Tab. 4.3. Akumulátor bude jištěn pojistkou se jmenovitým proudem 120 A.

Tab. 4.3 Parametry výsledného akumulátoru

<i>Parametr</i>	<i>Značka</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Jmenovité napětí	U_{bat}	39,6	V
Napětí při plném nabití	$U_{bat,max}$	43,2	V
Napětí při vybití	$U_{bat,min}$	31,2	V
Jmenovitá kapacita	C_{bat}	10	Ah
Maximální vybíjecí proud	$I_{bat,max}$	280	A
Doporučený nabíjecí proud	$I_{ch,bat}$	10	A
Hmotnost (pouze články)	m_{bat}	3,65	kg

4.1.2 Nabíjení

Nabíjení sestaveného akumulátoru je doporučeno provádět metodou CCCV (constant current/constant voltage). Do dosažení napětí 43,2 V se akumulátor bude nabíjet proudem maximálně 10 A. Poté bude napětí na akumulátoru udržováno a proud bude klesat [4]. Balancování jednotlivých článků budou zajišťovat BMS obvody navržené v kapitole 4.2. Doba nabíjení akumulátoru je odhadována na 45 až 50 minut.

4.1.3 Mechanická montáž

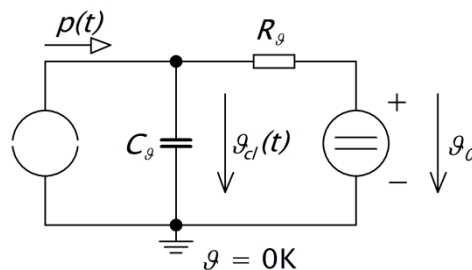
Sestava akumulátoru je tvořena dvěma podsestavami. Každá podsestava obsahuje 24 článků uložených v konfiguraci 3×8, přičemž články jsou uloženy „na výšku“, viz Obr. 4.1. Články mají na pólech připájené měděné plíšky v konfiguraci „z“. Těmi jsou v podsestavě články vodivě připojeny k deskám plošných spojů. Podsestavy jsou mechanicky spojené pomocí distančních sloupků délky 10 mm. Vodivé spojení mezi podsestavami je zajištěno měděnými plechy. Rozměry jedné podsestavy jsou: 250×100×75 mm. Rozměry celé sestavy jsou 250×100×160 mm.



Obr. 4.1 Zhotovený akumulátor

4.1.4 Oteplení akumulátoru při zatížení

Aby bylo možné zjistit oteplení akumulátoru při plném zatížení, je potřeba určit tepelné parametry akumulátoru. Při stanovení parametrů se bude uvažovat pouze přestup tepla vedením. Nejprve bude určen tepelný odpor a poté tepelná kapacita jednoho článku akumulátoru. Zjednodušený tepelný obvod článku je znázorněn na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Tepelné schéma článku, převzato z [11]

Tepelný odpor se vypočítá pomocí vzorce (4.5).

$$R_g = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{l}{S} \quad (4.5)$$

Měrná tepelná vodivost vzduchu je $\lambda_{vz} = 0,0262 \text{ W/K.m}$. Efektivní tloušťka mezní vrstvy je $l_{ef} = 3,7 \text{ mm}$ [11]. Článek má válcovitý tvar. Jako aktivní plocha se uvažuje pouze plocha pláště

článku. Průměr článku je $D = 26$ mm a výška článku je $h = 65$ mm [10]. Plocha pláště článku je vypočtena rovnicí (4.6).

$$S_{pl} = \pi \cdot D \cdot h = \pi \cdot 26 \cdot 65 \cdot 10^{-6} = 53,1 \text{ cm}^2 \quad (4.6)$$

Výsledný tepelný odpor článku R_{θ} je:

$$R_{\theta} = \frac{1}{\lambda_{vz}} \cdot \frac{l_{ef}}{S_{pl}} = \frac{1}{0,0262} \cdot \frac{3,7 \cdot 10^{-3}}{53,1 \cdot 10^{-4}} = 26,6 \text{ K/W} \quad (4.7)$$

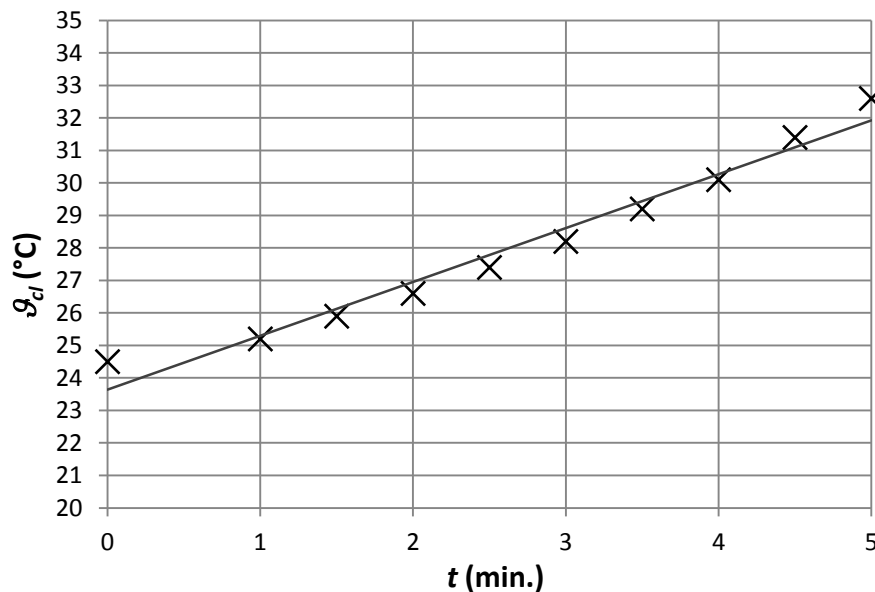
Tepelnou kapacitu článku nelze zjistit analyticky, protože nejsou známe všechny hodnoty veličin potřebných k jejímu určení. Proto byla tepelná kapacita vypočítána z experimentálního měření oteplení článku. Podmínky, při kterých bylo měření provedeno, jsou uvedeny v Tab. 4.4 a naměřené hodnoty jsou uvedeny v Tab. 4.5. Vybíjecí proud byl nastaven tak, aby na článku vznikala tepelná ztráta 2 W.

Tab. 4.4 Podmínky měření

<i>Veličina</i>	<i>Značka</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Jednotka</i>
Počáteční napětí článku	U_{start}	3,295	V
Vnitřní odpor článku	R_i	10	mΩ
Vybíjecí proud	I_{vyb}	14	A
Počáteční teplota	ϑ_{start}	24,5	°C

Tab. 4.5 Naměřené hodnoty oteplení článku

t (min.)	0,0	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
ϑ_{cl} (°C)	24,5	25,2	25,9	26,6	27,4	28,2	29,2	30,1	31,4	32,6



Obr. 4.3 Průběh teploty povrchu článku v čase

Průběh teploty článku zobrazený na Obr. 4.3 lze považovat za lineární, a to za předpokladu, že se jedná o počáteční část průběhu tepelného přechodného děje s velmi velkou časovou konstantou (řádově desítky minut). Ze začátku děje se totiž uplatňuje pouze tepelná kapacita a průběh teploty ve vybraném časovém úseku lze tedy považovat za lineární. Pak směrnice proložené přímkou v grafu je změna teploty za jednotku času a její hodnota je odečtena z grafu $\Delta\vartheta/\Delta t = 1,6571 \text{ K/min}$. Tato hodnota bude dále potřebná pro výpočet tepelné kapacity.

Z tepelně-elektrické analogie vyplývá, že tepelná kapacita je podíl tepelné energie a rozdílu teplot [11].

$$C_{\vartheta} = \frac{W}{\Delta\vartheta} \quad (4.8)$$

Dále obecně platí:

$$W = P \cdot t \quad (4.9)$$

Dosazením rovnice (4.9) do rovnice (4.8) se získá výsledný vztah pro určení tepelné kapacity článku, do kterého se dosadí známé hodnoty.

$$C_{\vartheta} = \frac{P}{\frac{\Delta\vartheta}{\Delta t}} = \frac{2}{1,6571 \cdot \frac{1}{60}} = 72,42 \text{ J/K} \quad (4.10)$$

Jeden článek akumulátoru má tedy tepelný odpor $R_{\vartheta} = 26,6 \text{ K/W}$ a tepelnou kapacitu $C_{\vartheta} = 72,42 \text{ J/K}$. Nyní lze vypočítat oteplení článku. Při výpočtu se uvažují následující idealizované podmínky. Z akumulátoru bude odebírán jmenovitý proud svářečky $I_n = 120\text{A}$, a to nepřetržitě po dobu 5 minut (300 s), do doby předpokládaného vybití akumulátoru. Jedním článkem tedy poteče proud 30 A. Oteplení článku se vypočte pomocí rovnice (4.11).

$$\Delta\vartheta = R_{\vartheta} \cdot P_{ztr} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (4.11-a)$$

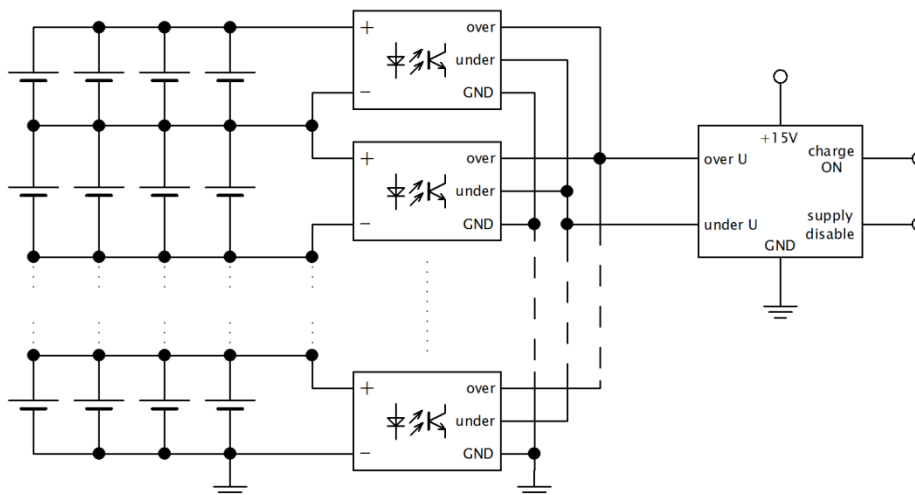
$$\Delta\vartheta = R_{\vartheta} \cdot R_i \cdot I_n^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{\vartheta} \cdot C_{\vartheta}}}\right) \quad (4.11-b)$$

$$\Delta\vartheta = 26,6 \cdot 0,01 \cdot 30^2 \left(1 - e^{-\frac{300}{26,6 \cdot 72,42}}\right) = 34,52 \text{ °C} \quad (4.11-c)$$

Zjištěné oteplení by při teplotě okolí 30 °C bylo nevyhovující. Maximální pracovní teplota článku 60 °C by byla překročena o 4,52 °C. Avšak podmínky, při kterých bylo oteplení článku vypočítáno, nemohou nastat. Při technice obloukového svařování obalenou elektrodou se obvykle nepřetržitě nesvařuje déle než jednu minutu. Navíc odebíraný proud z akumulátoru bude vždy nižší než proud obloukem při napájení oblouku přes snižující DC/DC měnič. Proto se předpokládá, že se akumulátor svářečky nestihne do vybití zahřát na maximální provozní teplotu.

4.2 BMS obvody akumulátoru

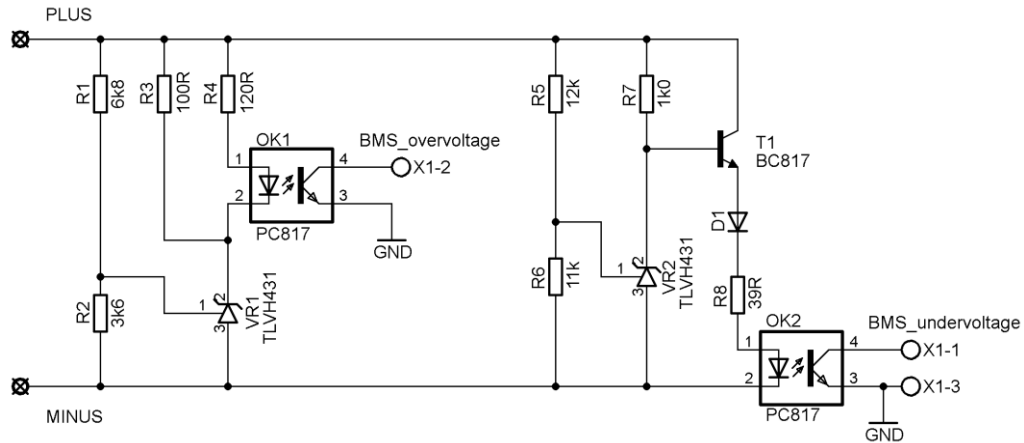
Ochranné obvody akumulátoru budou plnit tři funkce. První z nich je ochrana článků akumulátoru před přebíjením. Pokud na kterémkoliv článku překročí napětí maximální hodnotu, zastaví obvody BMS nabíjení akumulátoru. To však způsobí pokles napětí na inkriminovaném článku pod maximální hodnotu a obvody BMS uvolní nabíjení. Akumulátor se začne opět nabíjet do doby opětovného překročení maximálního napětí na kterémkoliv článku akumulátoru. Po dosažení maximálního napětí na článcích se bude nabíjecí proud pulzně šířkově modulovat. Z makroskopického hlediska začne nabíjecí proud akumulátoru klesat. Druhou funkcí je ochrana článků akumulátoru před přílišným vybitím. Pokud klesne napětí na jednom z článků pod stanovenou mez, ochranné obvody vypnou řízení svářečky a vybití akumulátoru bude signalizováno rozsvícením kontrolky. Poslední funkcí je balancování článků při plném nabití. Ochranné obvody se skládají ze dvanácti měřících modulů a jednoho centrálního obvodu. Každý modul je vždy připojen paralelně k jednomu sériovému stupni akumulátoru, ze kterého je zároveň napájen. Názorné zapojení ochranných obvodů akumulátoru je zobrazeno na Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Blokové schéma BMS obvodů akumulátoru

4.2.1 Návrh měřicích modulů

Jádrem přepětové i podpětové ochrany v měřicím modulu je napěťová reference typu TLHV431 výrobce Texas Instruments. Informace o podpětí nebo přepětí se předává centrálnímu obvodu přes optočleny typu PC817. Ty zajišťují potenciálové oddělení měřicích modulů od centrálního obvodu. Schéma zapojení měřicího modulu je na Obr. 4.5.



Obr. 4.5 Schéma měřicího modulu BMS

Použité články v akumulátoru by se měly nabíjet, dle doporučení výrobce, maximálně na napětí 3,6 V [10]. Na tuto hodnotu musí být nastavená přepětová ochrana. Při překročení napětí 3,6 V se má rozsvítit dioda optočlenu OK1. Odporový dělič R1, R2 se nastaví tak, aby při napětí 3,6 V bylo na referenčním vstupu stabilizátoru VR1 napětí 1,24 V [12]. Odpor R1 je zvolen 6,8 k Ω . Hodnota odporu R2 je dopočtena rovnicí (4.12).

$$R_2 = R_1 \frac{U_{ref}}{U_{cl,max} - U_{ref}} = 6800 \frac{1,24}{3,6 - 1,24} = 3572,9 \Omega \quad (4.12)$$

Nejblíže hodnotě 3572,9 Ω je z odporové řady E24 rezistor 3k6. Vybavovací úroveň přepětové ochrany BMS při použití normalizovaných rezistorů je vypočtena rovnicí (4.13).

$$U_{BMS,max} = U_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1,24 \frac{6800 + 3600}{3600} = 3,582 \text{ V} \quad (4.13)$$

Balancování je prováděno pomocí odporu R3, přes který prochází vyrovnávací proud, dokud napětí na článku neklesne pod vybavovací úroveň. Články akumulátoru budou balancovány pouze při nabíjení.

Dle vybíjecích charakteristik vytipovaného článku je minimální hodnota napětí článku zvolena 2,6 V. Při poklesu napětí článku pod tuto hodnotu se rozsvítí dioda optočlenu OK2. Odporový dělič R5, R6 se nastaví tak, aby při napětí 2,6 V na článku bylo na referenčním vstupu stabilizátoru VR2 napětí 1,24 V [12]. Odpor R5 je zvolen 12 k Ω . Hodnota odporu R6 je dopočtena rovnicí (4.14).

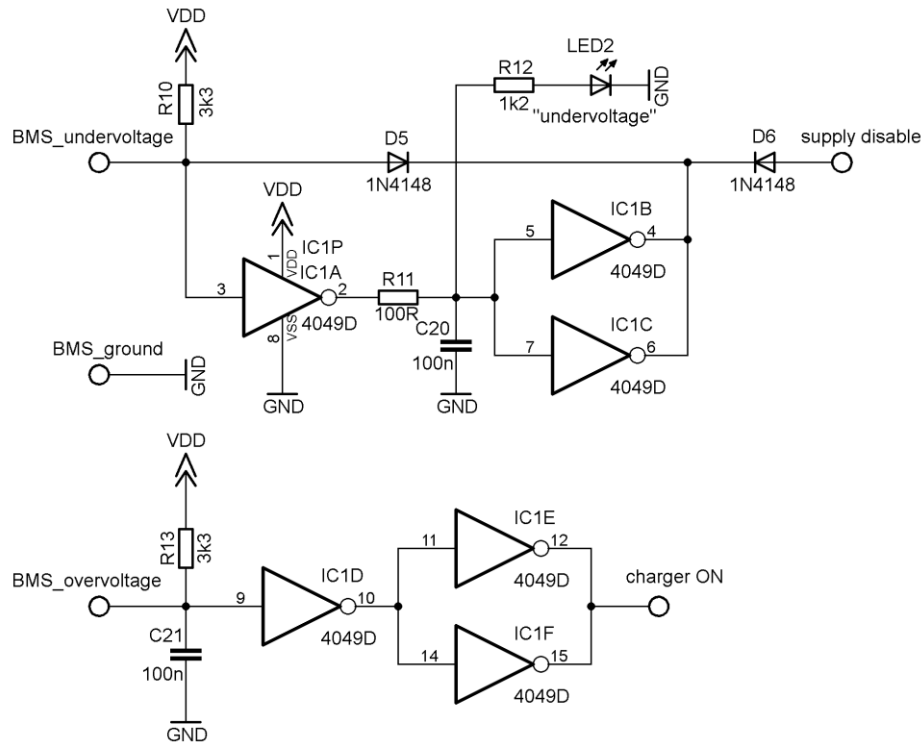
$$R_6 = R_5 \frac{U_{ref}}{U_{cl,min} - U_{ref}} = 12000 \frac{1,24}{2,6 - 1,24} = 10,94 \text{ k}\Omega \quad (4.14)$$

Nejblíže hodnotě 10,94 kΩ je z odporové řady E24 rezistor 11k. Vybavovací úroveň podpěťové ochrany BMS při použití normalizovaných rezistorů je vypočtena rovnicí (4.15).

$$U_{BMS,min} = U_{ref} \frac{R_5 + R_6}{R_6} = 1,24 \frac{12000 + 11000}{11000} = 2,593 \text{ V} \quad (4.15)$$

4.2.2 Návrh centrálního obvodu

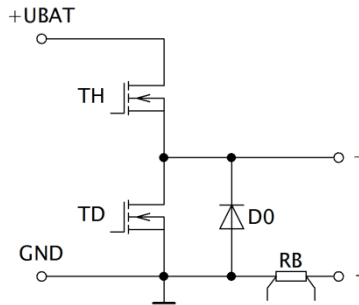
Hlavní částí centrálního obvodu je logický obvod CMOS 4049D. Při poklesu napětí na jednom ze článků akumulátoru pod dovolenou mez příslušný měřicí modul sepne tranzistor ve svém optočlenu OK2 a vstup invertoru IC1A se připojí na zem. Tím se přes diodu D6 deaktivuje stabilizátor napětí řídicí elektroniky U_{CC} a pomocí diody D5 se zajistí zablokování obvodu proti opětovnému zapnutí stabilizátoru řídicí elektroniky i po rozeptnutí tranzistoru v optočlenu měřicího modulu. Při překročení maximálního napětí na jednom ze článků akumulátoru příslušný měřicí modul sepne tranzistor ve svém optočlenu OK1. Vstup invertoru IC1D se připojí na zem. Signál do nabíječky se tak překllopí z logické 1 do logické 0 a nabíječka přestane nabíjet. Schéma centrálního obvodu BMS je na Obr. 4.6.



Obr. 4.6 Schéma centrálního obvodu BMS

4.3 Dimenzování výkonových součástek

Hlavní částí svářečky je již popsáný měnič v kapitole 3. Nulová dioda snižujícího měniče má příliš velký odpor v propustném směru a při průchodu svařovacího proudu by se přehřívala. Proto je měnič doplněn dolním tranzistorem N-MOSFET zapojeným paralelně k nulové diodě. Ten má mnohem nižší odpor v sepnutém stavu než nulová dioda a bude se podstatně méně zahřívat. Dolní tranzistor bude synchronně spínán v době, kdy má vést nulová dioda. Nulová dioda bude typu Schottky a bude vést proud pouze v časových odskocích mezi sepnutími tranzistorů. Pracovní kmitočet měniče je zvolen $f_{PWM} = 100 \text{ kHz}$. Schéma měniče je na Obr. 4.7.



Obr. 4.7 Snižující měnič se synchronně spínaným dolním tranzistorem

Tranzistory i dioda by měly být napěťově dimenzovány minimálně na dvojnásobek napětí nabitého akumulátoru, tedy na napětí 80 V. Proudově by měly být součástky minimálně dimenzovány na jmenovitý proud svářečkou, tedy na proud 120 A. Tranzistory by měly mít co nejnižší odpor v sepnutém stavu, aby ztráty vedením byly co nejnižší. Doby zapnutí a vypnutí tranzistoru by měly být co nejkratší pro snížení přepínacích ztrát. Na základně stanovených požadavků byly vybrány tranzistory typu CSD19536KCS výrobce Texas Instruments v pouzdře TO-220 a dvojité Schottkyho dioda typu VS-63CPQ100 výrobce Vishay v pouzdře TO-247.

4.3.1 Ztráty vedením na tranzistorech

Tranzistor MOSFET se v sepnutém stavu chová jako lineární odpor. Ten se označuje R_{DSon} . Při průchodu proudu bude na tranzistoru vznikat ztrátový výkon úměrný druhé mocnině proudu. Odpor vytipovaného tranzistoru v sepnutém stavu při proudu $I_d = 100 \text{ A}$ a při teplotě čipu 100°C je $3,5 \text{ m}\Omega$ [13]. Efektivní hodnota proudu tekoucího horním i dolním tranzistorem je závislá na střídě. Tím i ztráty vedením horního a dolního tranzistoru. Ztráty vedením obou tranzistorů v součtu budou při konstantním proudu vždy konstantní. Při výpočtu se uvažuje, že proud vždy bude procházet jedním z tranzistorů. Dále se zanedbá časový odskok, kdy proud prochází nulovou diodou. Celkové ztráty vedením na tranzistorech se vypočítají pomocí vzorce (4.16-a).

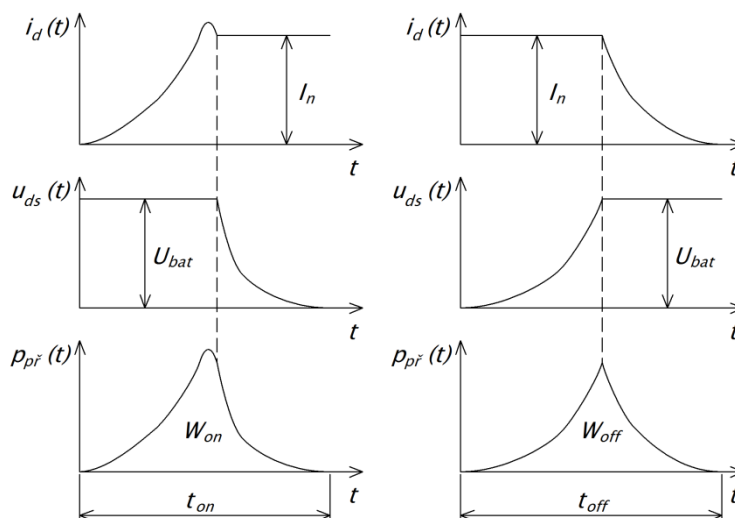
$$P_{ved,tr} = R_{DSon} \cdot I_n^2 = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 120^2 = 50,40 \text{ W} \quad (4.16-a)$$

Ztráty vedením 50,4 W jsou příliš vysoké. Jediným způsobem, jak ztráty vedením snížit, je snížit odpor R_{DSon} . Jedním z řešení, jak snížit odpor, je zapojit více tranzistorů paralelně. V případě navrhovaného měniče se zvolily tři paralelně zapojené tranzistory. Tím klesne odpor v sepnutém stavu na třetinu původní hodnoty. Zapojení tranzistorů je znázorněné na Obr. 4.9. Celkové ztráty vedením při této konfiguraci měniče jsou:

$$P_{ved,tr} = \frac{R_{DSon}}{3} I_n^2 = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{3} 120^2 = 16,80 \text{ W} \quad (4.16-b)$$

4.3.2 Přepínací ztráty na tranzistorech

Kromě ztrát vedením vznikají také na horních tranzistorech ztráty přepínací. V době zapnutí a vypnutí tranzistoru vzniká okamžitý ztrátový výkon. Na Obr. 4.8 jsou zobrazeny idealizované průběhy proudu, napětí a okamžitého ztrátového výkonu na tranzistorech v době zapnutí a vypnutí. Plocha pod křivkou okamžitého výkonu je rovna energii, která se přemění v teplo [14].



Obr. 4.8 Průběhy veličin na tranzistoru při zapínání a vypínání, převzato z [14]

Na dolních tranzistorech přepínací ztráty téměř žádné nevznikají, protože při zapínání a vypínání je na dolních tranzistorech pouze prahové napětí nulové diody. Z katalogového listu tranzistoru CSD19536KCS byla zjištěna celková doba zapnutí tranzistoru $t_{on} = 22$ ns a celková doba vypnutí tranzistoru $t_{off} = 43$ ns [13]. Postup pro výpočet přepínacích ztrát je převzat z literatury [14]. Nejdříve je vypočtena ztrátová energie při zapnutí, respektive při vypnutí horních tranzistorů.

$$W_{on} = \frac{1}{4} U_{bat} \cdot I_n \cdot t_{on} = \frac{1}{4} 40 \cdot 120 \cdot 22 \cdot 10^{-9} = 26,40 \mu\text{J} \quad (4.17)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_{bat} \cdot I_n \cdot t_{off} = \frac{1}{4} 40 \cdot 120 \cdot 43 \cdot 10^{-9} = 51,60 \mu\text{J} \quad (4.18)$$

Přepínací ztráty se určí pomocí vzorce (4.19).

$$P_{př} = f_{PWM} (W_{on} + W_{off}) = 100 \cdot 10^3 (26,4 + 51,6) 10^{-6} = 7,80 \text{ W} \quad (4.19)$$

4.3.3 Ztráty vedením na nulové diodě

Vybraná součástka má v pouzdře dvě diody se společnou katodou. V obvodu měniče jsou zapojeny paralelně, viz Obr. 4.9. V případě, že bude součástkou procházet jmenovitý proud svářečky, pak bude každou diodou špičkově procházet 60 A. Při takovém proudu je na diodách úbytek napětí 0,92 V [15]. Úbytek napětí při jmenovitém proudu je srovnatelný s úbytkem substrátových diod tranzistorů, jenž je 0,9 V [13]. Proud by pak částečně procházel pomalými substrátovými diodami dolních tranzistorů a ty by přispívaly k vyššímu zahřívání dolních tranzistorů. Proto budou použity dvě dvojité Schottkyho diody. Pak každou Schottkyho diodou bude špičkově procházet proud 30A, při kterém je na diodách úbytek napětí 0,77 V [15]. Substrátové diody dolních tranzistorů tak nedosáhnou prahového napětí a neotevřou se.

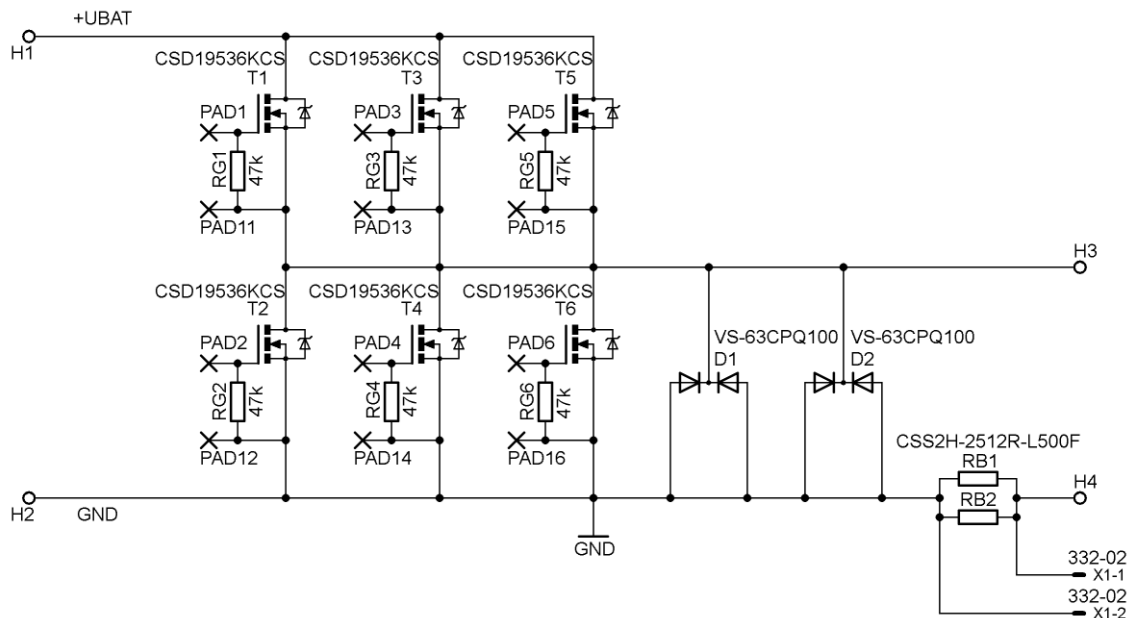
Zapojení diod v měniči je na Obr. 4.9. Při uvažování časového odskoku $t_d = 450$ ns budou celkové ztráty vedením na nulových diodách:

$$P_{ved,D0} = U_F \cdot I_n \frac{2 \cdot t_d}{T} = 0,77 \cdot 120 \frac{2 \cdot 450 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^{-6}} = 8,32 \text{ W} \quad (4.20)$$

4.3.4 Bočník proudu

Při volbě odporu proudového bočníku je volen kompromis mezi velikostí napětí snímaného z bočníku a velikostí ztrátového výkonu vznikajícího při průchodu proudu bočníkem. Platí, že čím vyšší napětí na bočníku, tím také větší tepelné ztráty na bočníku. S ohledem na co nejnižší ztráty byl vybrán bezindukční rezistor typu CSS2H-2512R-L500F výrobce Bourns, jenž má odpor $0,5 \text{ m}\Omega$. Bočník bude realizován dvěma těmito rezistory zapojenými paralelně. Výsledný odpor bočníku je $R_b = 0,25 \text{ m}\Omega$. Ztráty na bočníku při jmenovitém proudu svářečky I_n jsou:

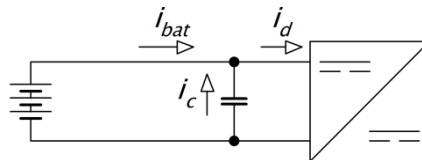
$$P_{ztr,Rb} = R_b \cdot I_n^2 = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 120^2 = 3,6 \text{ W} \quad (4.21)$$



Obr. 4.9 Schéma zapojení měniče s bočníkem proudu

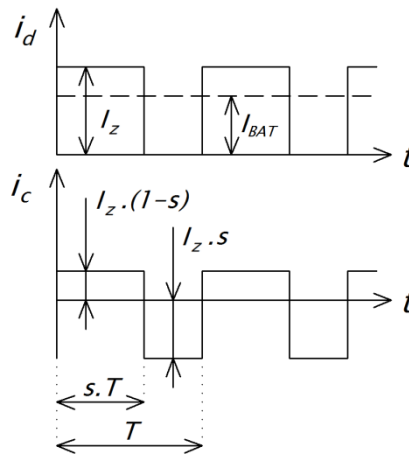
4.4 Dimenzování kondenzátoru meziobvodu

Napětově je kondenzátor meziobvodu dimenzován na dvojnásobek napětí nabitého akumulátoru, tedy na napětí 80 V. Dále je kondenzátor nutné dimenzovat na maximální efektivní hodnotu proudu. K proudovému dimenzování je nutné nejprve maximální možný efektivní proud kondenzátorem analyzovat. Při analýze se předpokládá nejhorší možný stav, tj. akumulátor je vzdálen od meziobvodu a přívody od akumulátoru tak mají velkou indukčnost. Principiální schéma zapojení akumulátoru, kondenzátoru a měniče je na Obr. 4.10.



Obr. 4.10 Principiální schéma s vyznačenými směry proudů

Proud z akumulátoru se vlivem indukčnosti přívodů předpokládá konstantní, $i_{BAT}(t) = I_{BAT}$. Měnič odebírá pulzní proud $i_d(t)$, jehož amplituda je I_z . Proud kondenzátorem je označen $i_c(t)$ a má nulovou střední hodnotu. Průběhy proudů jsou vykresleny na Obr. 4.11.



Obr. 4.11 Idealizované průběhy proudů $i_d(t)$ a $i_c(t)$

Efektivní hodnota proudu kondenzátorem $I_{c,ef}$ se vypočítá pomocí vzorce (4.22-a).

$$I_{c,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt} \quad (4.22-a)$$

Za proud i_c se v intervalu $\langle 0; s \cdot T \rangle$ dosadí výraz $I_z \cdot (1-s)$ a v intervalu $\langle s \cdot T; T \rangle$ se dosadí výraz $-I_z \cdot s$, viz Obr. 4.11.

$$I_{c,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{s \cdot T} [I_z(1-s)]^2 dt + \int_{s \cdot T}^T (-I_z \cdot s)^2 dt} \quad (4.22-b)$$

Po integrování a následném upravení je výsledek:

$$I_{c,ef} = I_z \sqrt{s(1-s)} \quad (4.22-c)$$

Pro nalezení maximální hodnoty $I_{c,ef}$ se funkce (4.22-c) derivuje podle střídý s .

$$\frac{dI_{c,ef}}{ds} = \left(I_z \sqrt{s(1-s)} \right)' = I_z \frac{1-2s}{2\sqrt{s(1-s)}} \quad (4.23-a)$$

Derivace se položí rovno nule.

$$I_z \frac{1-2s}{2\sqrt{s(1-s)}} = 0 \quad (4.23-b)$$

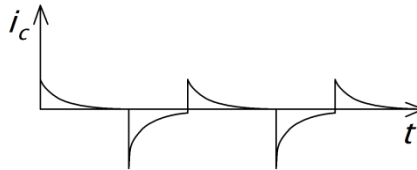
Po vyřešení rovnice (4.23-b) je zjištěno, že extrém funkce (4.22-c) nastává při:

$$s = \frac{1}{2} \quad (4.23-c)$$

Z rovnic (4.22-c) a (4.23-c) vyplývá, že maximální hodnota efektivního proudu kondenzátorem $I_{c,ef}$ je polovina hodnoty proudu I_z .

$$I_{c,ef(\max)} = \frac{1}{2} I_z \quad (4.24)$$

Reálně však akumulátor bude umístěn co nejbližší k měniči a přívody budou mít podstatně menší indukčnost. Proud z akumulátoru už nebude konstantní a průběh proudu kondenzátorem bude mít spíše průběh, který je znázorněn na Obr. 4.12.



Obr. 4.12 Reálný průběh proudu $i_c(t)$

Maximální hodnota efektivního proudu procházejícího kondenzátorem bude mnohem menší, odhadem poloviční než analyticky zjištěná hodnota. Při $I_z = 120$ A bude efektivní proud kondenzátorem roven přibližně 30 A. Na základě zjištěných požadavků je kondenzátor meziobvodu sestaven z patnácti paralelně zapojených kondenzátorů typu CKG57NX7S2A226M500JH výrobce TDK, které mají kapacitu 22 μF a napětí 100 V.

4.5 Návrh výstupní tlumivky

Výchozí podmínkou pro návrh tlumivky je zvolení zvlnění svařovacího proudu ΔI . To je zvoleno $\Delta I = 10$ A. Postup návrhu tlumivky je převzat z literatury [16]. Ze vztahu (3.5-b) se vyjádří vzorec (4.25-a) pro výpočet indukčnosti tlumivky L_T při zvolené střídě $s = 0,5$.

$$L_T = \frac{U_{bat}}{2 \cdot f_{PWM} \cdot \Delta I} s(1-s) \quad (4.25-a)$$

Dosazením do vztahu (4.25-a) se vypočte požadovaná hodnota indukčnosti tlumivky L_T .

$$L_T = \frac{U_{bat}}{8 \cdot f_{PWM} \cdot \Delta I} = \frac{40}{8 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot 10} = 5 \mu\text{H} \quad (4.25-b)$$

Jádro tlumivky bude feritové. Pro výpočet průřezu jádra se uvažuje maximální indukce v jádře $B_{max} = 0,35$ T. Vzhledem k tomu, že vinutí tlumivky bude jednovrstvé a tlumivka bude zatížena pouze v době průchodu svařovacího proudu, je proudová hustota vinutí tlumivky zvolena $\sigma = 6$ A/mm². Tím se zároveň docílí zmenšení celkových rozměrů tlumivky, byť za cenu mírného zvýšení ztrát ve vinutí. Činitel plnění vinutí je zvolen $k_{p,Cu} = 0,25$ (-) za předpokladu, že vodič vinutí bude lankový. Požadovaný průřez jádra tlumivky je vypočten pomocí vzorce (4.26).

$$S_{Fe} = \sqrt{\frac{L_T \cdot I_n^2}{B_{max} \cdot \sigma \cdot k_{p,Cu}}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 120^2}{0,35 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 0,25}} = 370,3 \text{ mm}^2 \quad (4.26)$$

Dle vypočteného průřezu bylo vybráno feritové jádro s kruhovým středním sloupkem CF297ETD5922OL výrobce Cosmo Ferrites. Průřez vybraného jádra je $S_{Fe} = 368$ mm².

Tab. 4.6 Parametry jádra tlumivky, převzato z [17]

Paramter	Značka	Hodnota	Jednotka
Průřez jádra	S_{Fe}	368	mm ²
Průřez okna	S_o	517	mm ²
Délka střední siločáry	l_{Fe}	139	mm

Pro zvolený typ jádra se rovnicí (4.27) vypočte potřebný počet závitů.

$$N_T = \frac{L_T \cdot I_n}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 120}{0,35 \cdot 368 \cdot 10^{-6}} = 4,66 \doteq 5 \text{ záv.} \quad (4.27)$$

Následně se vypočte délka vzduchové mezery l_{vz} podle vzorce (4.28).

$$l_{vz} = \mu_0 \frac{N_T \cdot I_n}{B_{max}} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{5 \cdot 120}{0,35} = 2,15 \text{ mm} \quad (4.28)$$

Vzduchová mezera mezi oběma polovinami jádra tlumivky bude poloviční, tj. 1,08 mm (v cestě magnetické siločáry jsou dvě vzduchové mezery).

Vzhledem k tomu, že na okrajích vzduchových mezer dochází k rozptylu magnetického pole, je výsledná indukčnost tlumivky vyšší [16]. Vzduchová mezera mezi polovinami jádra tlumivky proto byla experimentálně prodloužena tak, aby indukčnost tlumivky byla snížena na požadovanou hodnotu $L_T = 5$ μH. Délka vzduchové mezery mezi polovinami jádra je po prodloužení 2,2 mm.

Efektivní průřez vodiče je určen vzorcem (4.29).

$$S_{Cu} = \frac{I_n}{\sigma} = \frac{120}{6 \cdot 10^6} = 20 \text{ mm}^2 \quad (4.29)$$

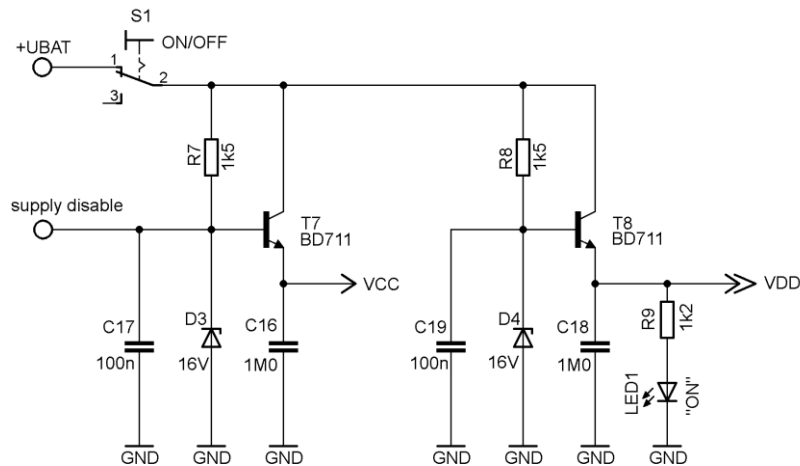
Vodič byl vybrán lankový s efektivním průřezem $S_{Cu} = 20$ mm². Pro vypočtený průřez se ověří velikost činitele plnění vinutí podle vzorce (4.30).

$$k_{p,Cu} = N \frac{S_{Cu}}{S_o} = 5 \frac{20}{517} = 0,193 \text{ (-)} \quad (4.30)$$

Výsledná hodnota činitele vinutí vyšla menší než hodnota zvolená při výpočtu průřezu jádra S_{Fe} . To je způsobeno tím, že při použití vzorce (4.26) pro výpočet průřezu jádra se uvažuje $S_{Fe} \cong S_o$ [16]. U vybraného jádra je však průřez okna větší než průřez jádra, proto vyšel výsledný činitel plnění vinutí menší než zvolený.

4.6 Napájení obvodů řídicí elektroniky a obvodů BMS

Pro stabilizaci napájecího napětí řídicích obvodů $U_{CC} = 15$ V je použit sériový stabilizátor napájený z akumulátoru. Stabilizátor je vypínatelný centrálním obvodem BMS. Konkrétně bude stabilizátor deaktivován při detekování signálu „vybití akumulátoru“. Centrální obvod BMS musí být aktivní i při deaktivovaném stabilizátoru napětí U_{CC} . Proto je napájen z vlastního stabilizátoru napětí $U_{DD} = 15$ V. Zpojení stabilizátorů napájecích napětí je zobrazeno na Obr. 4.13.



Obr. 4.13 Stabilizátory napájecích napětí

Postup návrhu obou stabilizátorů je totožný, proto je pro zjednodušení uveden návrh pouze pro stabilizátor napětí U_{CC} . Postup návrhu je převzat z literatury [18].

Určení Zenerova napětí:

$$U_Z = U_{CC} + 0,6 = 15 + 0,6 = 15,6 \text{ V} \quad (4.31)$$

Zenerovy diody s napětím 15,6 V se nevyrábí, proto jsou vybrány diody se Zenerovým napětím $U_Z = 16$ V. Výchozí předpoklad pro výpočet odporu R_7 je, že odebíraný proud ze stabilizátoru je $I_{CC} = 300$ mA. Proud do báze tranzistoru T7 je přibližně 60-krát menší, tedy $I_{B,T7} = 5$ mA. Minimální proud Zenerovou diodou D3 je $I_{Z,min} = 5$ mA. Výpočet odporu R_7 je následující:

$$R_7 = \frac{U_{bat,min} - U_Z}{I_{Z,min} + I_{B,T7}} = \frac{(12 \cdot 2,5) - 16}{(5 + 5) \cdot 10^{-3}} = 1400 \Omega \quad (4.32)$$

Nejblíže hodnotě 1400 Ω je z odporové řady E12 rezistor 1k5.

Maximální proud Zenerovou diodou je:

$$I_{Z,max} = \frac{U_{bat,max} - U_Z}{R_7} = \frac{43,2 - 16}{1500} = 18,1 \text{ mA} \quad (4.33)$$

Ztrátový výkon na Zenerově diodě:

$$P_{Z,max} = U_Z \cdot I_{Z,max} = 16 \cdot 18,1 \cdot 10^{-3} = 290,1 \text{ mW} \quad (4.34)$$

Ztrátový výkon na odporu R7:

$$P_{R7} = \frac{(U_{bat,max} - U_Z)^2}{R_7} = \frac{(43,2 - 16)^2}{1500} = 493 \text{ mW} \quad (4.35)$$

Ztrátový výkon na tranzistoru T7:

$$P_{ztr,T7} = (U_{bat,max} - U_{CC}) \cdot I_{CC} = (43,2 - 15,4) \cdot 0,3 = 8,34 \text{ W} \quad (4.36)$$

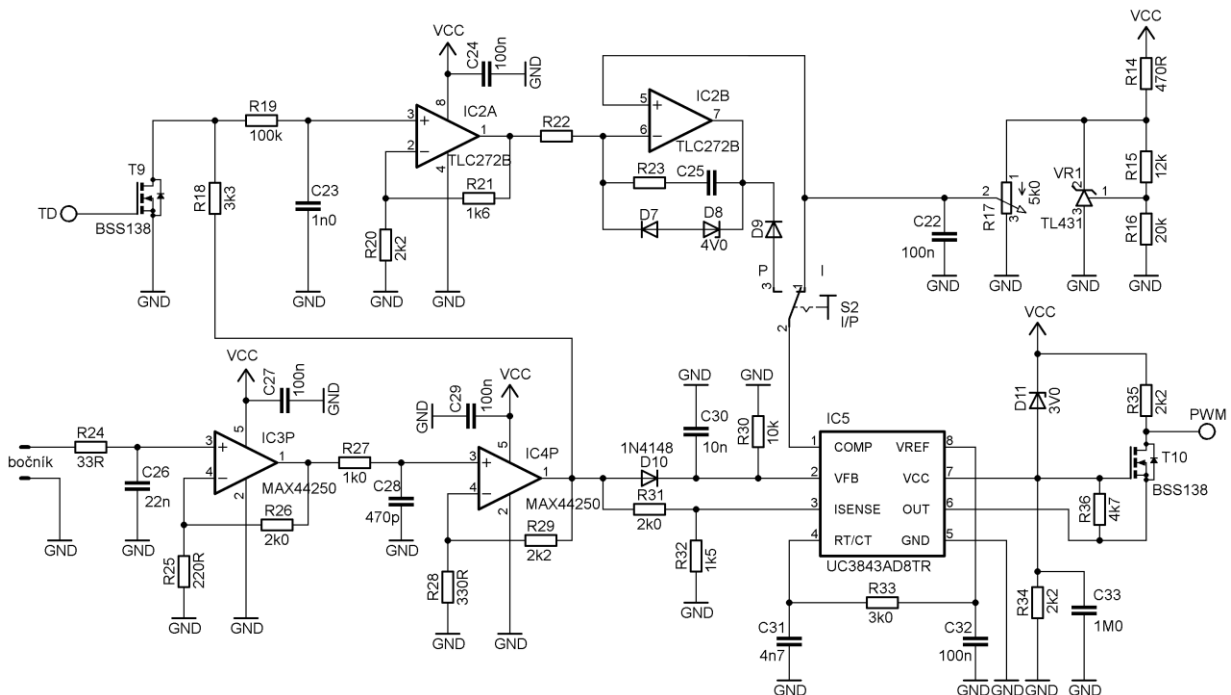
Ztrátový výkon tranzistoru T8 je vypočten pro zvolený proudový odběr centrálního obvodu BMS $I_{DD} = 50 \text{ mA}$.

$$P_{ztr,T8} = (U_{bat,max} - U_{DD}) \cdot I_{DD} = (43,2 - 15,4) \cdot 0,05 = 1,39 \text{ W} \quad (4.37)$$

Na pozicích tranzistorů T7 a T8 jsou použity tranzistory typu BD711 v pouzdře TO-220.

4.7 Řízení a regulace

Řízení svářečky je analogové. Jádrem řízení je řídicí obvod UC3843A výrobce Texas Instruments, který generuje PWM signál a zároveň zastává funkci regulátoru proudu. Při regulaci proudu se využívá zvlnění proudu. Integrovaný obvod UC3843A porovnává žádanou hodnotu proudu s narůstajícím proudem v době sepnutí horních tranzistorů, přičemž proud oblouku je snímán pomocí bočnicku. Napětí z bočnicku je zesíleno dvěma operačními zesilovači IC3 a IC4. Takto zesílený signál měřeného proudu je přes špičkový detektor přiveden na vstup nadproudové ochrany řídicího obvodu a zároveň přes napěťový dělič na vstup snímání proudu. Kromě regulace na konstantní proud řízení svářečky také obsahuje regulaci na konstantní výkon. Přepínačem S2 se volí mezi regulací na konstantní proud a regulací na konstantní výkon. Žádaná hodnota proudu respektive výkonu je nastavována potenciometrem R17, který je napájen napětím 4 V z napěťové reference VR1. Schéma řídicího obvodu je na Obr. 4.14.



Obr. 4.14 Schéma řízení

4.7.1 Návrh zesilovače napětí bočnicku

Než bude napětí z bočnicku zesíleno, musí být filtrováno. K filtraci postačí RC dolní propust 1. řádu. Časová konstanta dolní propusti však nesmí být příliš velká, aby nebyla ovlivněna funkce rychlé nadproudové ochrany a regulace proudu. Hodnota časové konstanty dolní propusti je zvolena $\tau_{filt,1} = 0,8 \mu s$. Operační zesilovač připojený na výstup dolní propusti má vysoký vstupní odpor (vstup OZ je citlivý na rušení). Proto musí být výstupní impedance dolní propusti co nejmenší [19]. Hodnota odporu R24 je zvolena 33Ω . Hodnota kondenzátoru C26 se dopočítá pomocí rovnice (4.38).

$$C_{26} = \frac{\tau_{filt,1}}{R_{24}} = \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{33} = 24,24 \text{ nF} \quad (4.38)$$

Nejbližší hodnotě $24,24 \text{ nF}$ je z kondenzátorové řady E12 kondenzátor 22 nF . Obdobně je navržen filtr mezi zesilovači IC3 a IC4.

K návrhu zesilovače je potřebné nejprve určit celkové zesílení. Výchozí podmínkou k určení zesílení je, aby na výstupu zesilovače bylo napětí $2,5 \text{ V}$ (rozhodovací úroveň nadproudové ochrany řídicího obvodu) při proudu 130 A . Napětí na bočnicku při proudu 130 A je vypočteno rovnicí (4.39).

$$U_b = R_b \cdot I_{max} = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 130 = 32,5 \text{ mV} \quad (4.39)$$

Nyní lze určit celkové zesílení K_{ub} .

$$K_{ub} = \frac{U_{FB}}{U_b} = \frac{2,5}{32,5 \cdot 10^{-3}} = 76,9 \text{ (-)} \quad (4.40)$$

Zesílení prvního stupně je zvoleno $K_{ub1} = 10 \text{ (-)}$. Zesílení druhého stupně K_{ub2} je dopočteno.

$$K_{ub2} = \frac{K_{ub}}{K_{ub1}} = \frac{76,9}{10} = 7,69 \text{ (-)} \quad (4.41)$$

Oba stupně jsou zapojeny jako neinvertující zesilovače, viz Obr. 4.14. Vzorec pro napěťové zesílení prvního stupně zesilovače popisuje rovnice (4.42).

$$K_{ub1} = 1 + \frac{R_{26}}{R_{25}} \quad (4.42)$$

Odpor R25 je zvolen 220Ω . Odpor R26 je dopočítán pomocí rovnice (4.43).

$$R_{26} = (K_{ub1} - 1)R_{25} = (10 - 1)220 = 1980 \Omega \quad (4.43)$$

Nejbližší hodnotě 1980Ω je z odporové řady E24 rezistor $2 \text{ k}\Omega$. Stejným způsobem je vypočten odpor R29 druhého stupně zesilovače, přičemž hodnota odporu R28 je zvolena 330Ω .

$$R_{29} = (K_{ub2} - 1)R_{28} = (7,69 - 1)330 = 2207,7 \Omega \quad (4.44)$$

Nejbližší hodnotě $2207,7 \Omega$ je z odporové řady E24 rezistor $2 \text{ k}\Omega$. Operační zesilovače použité v zesilovači jsou typu MAX44250 výrobce Maxim Integrated Products.

Napětí ze zesilovače je přivedeno na vstup nadproudové ochrany řídicího obvodu přes špičkový detektor, složený z diody D10, kondenzátoru C30 a rezistoru R30, viz Obr. 4.14.

Měřicí rozsah vstupu snímání signálu proudu řídicího obvodu je pouze 0 až 1 V . Napěťový signál ze zesilovače napětí bočnicku tak musí být snížen pomocí napěťového děliče. Výchozí podmínkou pro určení odporů v děliči je, že při proudu bočnickem 120 A musí být napětí na

vstupu snímání proudu právě 1 V. Napětí na bočniku U_b při jmenovitém proudu I_n je vypočteno rovnicí (4.45).

$$U_b = R_b \cdot I_n = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 120 = 30 \text{ mV} \quad (4.45)$$

Napětí na výstupu zesilovače U_{FB} je vypočteno rovnicí (4.46)

$$U_{FB} = K_{ub} \cdot U_b = 76,9 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 2,3 \text{ V} \quad (4.46)$$

Pro napět'ový dělič platí rovnice (4.47).

$$U_{ISENSE} = U_{FB} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \quad (4.47)$$

Odpor R_{31} je zvolen 2 k Ω . Odpor R_{32} se dopočítá pomocí rovnice (4.48).

$$R_{32} = R_{31} \frac{U_{ISENSE}}{U_{FB} - U_{ISENSE}} = 2000 \frac{1}{2,3 - 1} = 1538,5 \Omega \quad (4.48)$$

Nejblíže hodnotě 1538,5 Ω je z odporové řady E24 rezistor 1k5.

4.7.2 Nastavení řídicího obvodu

Hlavním parametrem, který je potřeba nastavit, je kmitočet pulzně šířkové modulace $f_{PWM} = 100$ kHz. Nastavení f_{PWM} je provedeno dle postupu uvedeného v katalogovém listu integrovaného obvodu UC3843A [20]. Kmitočet PWM se nastaví velikostí hodnoty odporu R_{33} a kondenzátoru C_{31} . Velikostí hodnoty odporu R_{33} se zároveň nastavuje maximální střída. S ohledem na čas, potřebný k nabití plovoucího kondenzátoru budiče horních tranzistorů je maximální střída generované PWM řídicím obvodem zvolena $s = 88\%$. Pro zvolenou maximální střídu, podle katalogového listu UC3843A, je hodnota odporu R_{33} rovna 3k Ω . Pro nastavení kmitočtu f_{PWM} na 100 kHz při hodnotě odporu $R_{33} = 3\text{k}\Omega$ je hodnota kondenzátoru C_{31} rovna 4,7 nF.

Integrovaný obvod UC3843A má zabudovanou podpět'ovou ochranu. Ta vybavuje při poklesu napájecího napětí pod hodnotu 8,5 V [20]. Tato hodnota je příliš nízká, proto je vybavovací úroveň následujícím způsobem zvýšena. Mezi napájecí vstup řídicího obvodu a napájení je zapojena Zenerova dioda D11 se Zenerovým napětím 3 V. Tím bude řídicí obvod pracovat pouze na napětí 12V. Pokud klesne napájecí napětí z 15 V pod 11,5 V, tak na napájení řídicího obvodu klesne napětí z 12 V pod 8,5 V a řídicí obvod přestane generovat PWM signál. V důsledku napájení řídicího obvodu přes diodu D11 bude mít signál PWM z výstupu řídicího obvodu amplitudu 12 V. Amplituda signálu PWM je proto napět'ově zesílena zpět na hodnotu U_{CC} tranzistorem T10, který je zapojen v konfiguraci „společná báze“, viz Obr. 4.14.

4.7.3 Návrh měření a regulace výkonu

Informace o výkonu se získá z měřeného proudu, který je modulován pomocí tranzistoru T9. Ten je spínán budičím signálem dolních tranzistorů měniče. Informace o napětí je nesena ve střídě. Z modulovaného průběhu měřeného proudu je RC dolní propustí prvního řádu získána střední hodnota, která je přímo úměrná výkonu na oblouku. Střední hodnota měřeného výkonu je přes operační zesilovač IC2A přivedena na PI regulátor IC2B. Zapojení je znázorněno na Obr. 4.14. Na pozici obvodu IC2 je použit integrovaný obvod TLC272.

RC dolní propustí prvního řádu by měla mít mezní frekvenci mnohem nižší než je frekvence měniče. Časová konstanta dolní propustí je proto zvolena $\tau_{fil,3} = 100 \mu\text{s}$. Odpor R_{19} musí být

velký, aby nebyla ovlivněna impedance dolní propusti odporem R18. Hodnota odporu R19 je zvolena 100 kΩ. Hodnota kondenzátoru je vypočtena pomocí vzorce (4.49)

$$C_{23} = \frac{\tau_{filt,3}}{R_{19}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ nF} \quad (4.49)$$

Zesílení zesilovače IC2A musí být takové, aby při napětí 2,3 V na výstupu ze zesilovače napětí bočníku bylo na vstupu PI regulátoru napětí 4 V. Zesílení zesilovače IC2A je:

$$K_{IC2A} = \frac{U_{IC2A}}{U_{FB}} = \frac{4}{2,3} = 1,74 (-) \quad (4.50)$$

Odpor R20 je zvolen 2,2 kΩ. Hodnota odporu R21 je določtena pomocí rovnice (4.51).

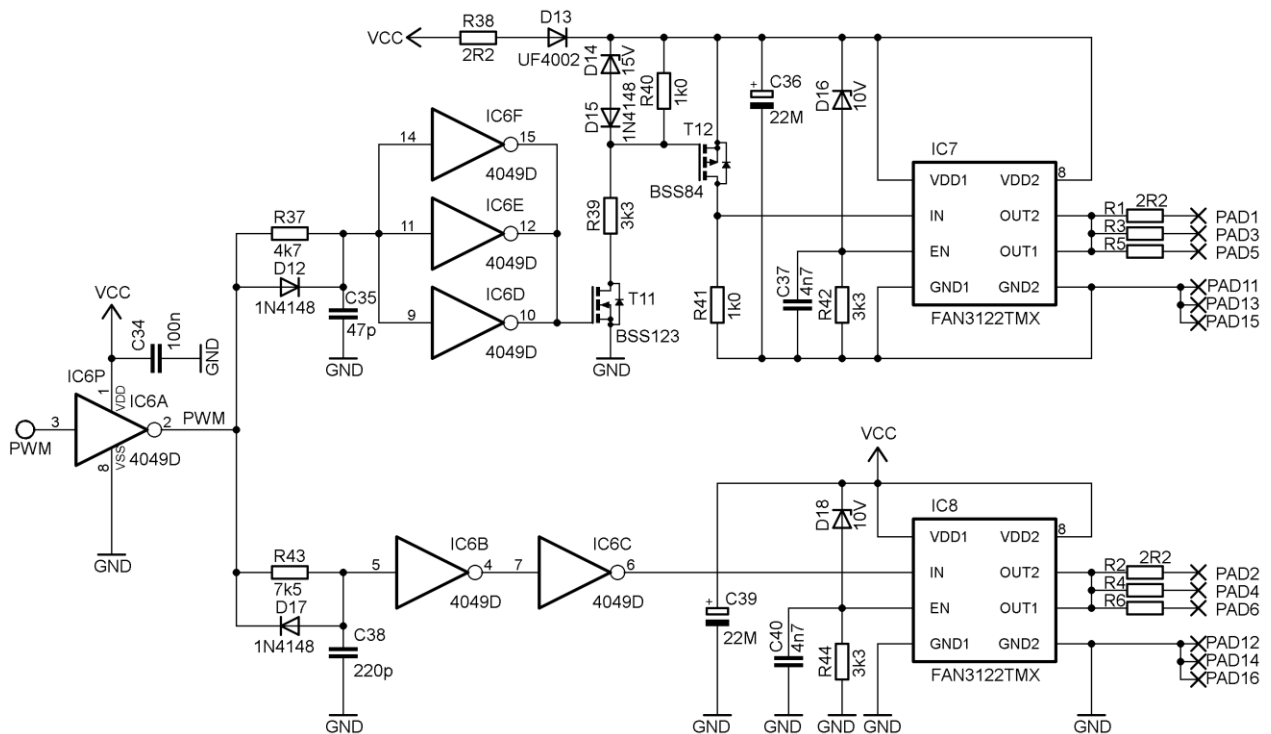
$$R_{21} = (K_{IC2A} - 1)R_{20} = (1,74 - 1)2200 = 1628 \Omega \quad (4.51)$$

Nejbliže hodnotě 1628 Ω je z odporové řady E24 rezistor 1k6.

Vzhledem k tomu, že nadřazenou regulační smyčku výkonu lze obtížně popsat matematicky, budou parametry PI regulátoru, respektive hodnoty odporů R22, R23 a kondenzátoru C25 nastaveny experimentálně při oživování.

4.8 Budiče tranzistorů a nastavení časových odskoků

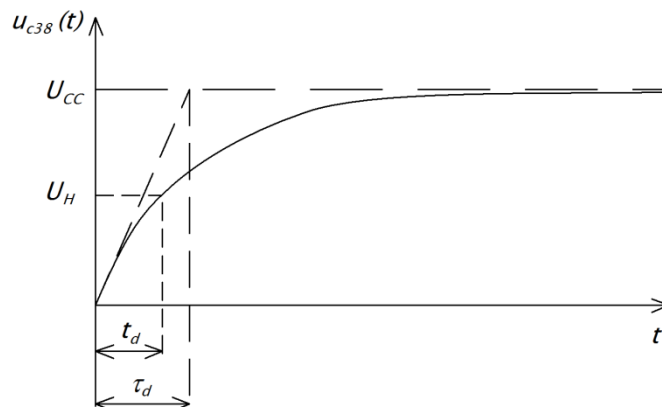
Buzení tranzistorů měniče je provedeno bez galvanického oddělení řídicího signálu. Jako budiče jsou použity integrované obvody FAN3122 výrobce Fairchild. Budič horních tranzistorů mění svůj napěťový potenciál proti napájení a řídicím obvodům (horní tranzistory jsou na potenciálu kladné výstupní svorky měniče), proto je napájen z plovoucího kondenzátoru C36, který je dobíjen přes diodu D13 v době sepnutí dolních tranzistorů [14]. Pomyslným oddělovacím členem horního budiče od obvodů řízení je tranzistor T11. Při sepnutí tranzistoru T11 invertory se odporový dělič R39, R40 připojí na zem. Napětí vzniklé na odporu R40 sepne tranzistor T12, který připojí vstup budiče ke kladnému pólu kondenzátoru C36 a budič tak přivede napětí na mřížky horních tranzistorů. Schéma zapojení obvodů časových odskoků a budičů je znázorněno na Obr. 4.15.



Obr. 4.15 Schéma zapojení obvodů časových odskoků a budičů

Časové odskoky náběžných hran řídicích signálů tranzistorů jsou nastaveny pomocí RCD členů v kombinaci s integrovaným obvodem CMOS 4049D. Časový odskok náběžné hrany, nazývaný též jako *deadtime*, je zvolen $t_d = 450$ ns. Popis návrhu je proveden pro časový odskok dolních tranzistorů.

Při překlopení invertoru IC6A do logické 1 se na jeho výstupu objeví napětí U_{CC} . Kondenzátor C38 se začne nabíjet přes odpor R43. Průběh napětí kondenzátoru je zobrazen na Obr. 4.16. Jakmile napětí kondenzátoru C38 dosáhne hodnoty napětí $U_H = 7,5$ V, tak se invertor IC6B překlopí do logické 1. Doba, za kterou napětí na kondenzátoru dosáhne hodnoty 7,5 V, je časový odskok t_d .



Obr. 4.16 Průběh napětí při nabíjení kondenzátoru RCD členu

Průběh napětí na kondenzátoru při nabíjení lze popsat rovnicí (4.52-a)

$$u_{c38}(t) = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}} \right) \quad (4.52-a)$$

Napětí na kondenzátoru má dosáhnout hodnoty U_H právě v čase t_d .

$$U_H = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t_d}{\tau_d}} \right) \quad (4.52-b)$$

Z rovnice (4.52-b) se vyjádří časová konstanta τ_d , pomocí které se určí hodnoty odporu R43 a kondenzátoru C38.

$$\tau_d = \frac{t_d}{\ln\left(\frac{U_{CC}}{U_{CC} - U_H}\right)} = \frac{405 \cdot 10^{-9}}{\ln\left(\frac{15}{15 - 7,5}\right)} = 649,2 \text{ ns} \quad (4.53)$$

Hodnota kondenzátoru C38 je zvolena 220 pF. Hodnota odporu R43 se dopočítá pomocí rovnice (4.54)

$$R_{43} = \frac{\tau_d}{C_{38}} = \frac{649,2 \cdot 10^{-9}}{220 \cdot 10^{-12}} = 2,95 \text{ k}\Omega \quad (4.54)$$

Nejblíže hodnotě 2,95 k Ω je z odporové řady E24 rezistor 3k0.

Hodnoty odporů a kondenzátorů v RCD členech byly při ožiování změněny, viz kapitola 8.

5 NÁVRH CHLAZENÍ

Teplo vznikající ve výkonových součástkách je třeba odvádět do okolního prostředí. Samotná pouzdra výkonových prvků mají malou plochu pro odvedení tepelného výkonu vznikajícího při provozu svářečky. Chlazení bylo zvoleno pouze pasivní bez ventilátoru. Tím je docíleno snížení vlastní spotřeby svařovacího zdroje. Teplo ze součástek proto bude odváděno do okolního prostředí pomocí chladiče. Chladič bude společný pro všechny výkonové prvky, tj. horní a dolní tranzistory, nulové diody a tranzistory napěťových stabilizátorů. Součástky budou s chladičem tepelně spojeny přes izolační podložky. Základním parametrem navrhovaného chladiče je jeho tepelný odpor $R_{\vartheta H}$. Podle tepelně-elektrické analogie se tepelný odpor chladiče pro trvalé zatížení určí rovnicí (5.1) [11].

$$R_{\vartheta H} = \frac{\vartheta_H - \vartheta_0}{P_{ztr,celk}} \quad (5.1)$$

Nejdříve je určen celkový ztrátový výkon. Ten je dán součtem dílčích ztrátových výkonů jednotlivých výkonových prvků. Ztrátové výkony výkonových prvků měniče jsou určeny při dimenzování v kapitole 4.3. Ztrátové výkony na tranzistorech stabilizátorů napětí jsou určeny v kapitole 4.6. Celkový ztrátový výkon, který bude odváděn přes chladič, je určen rovnicí (5.2).

$$P_{ztr,celk} = P_{ved,tr} + P_{př} + P_{ved,D0} + P_{ztr,T7} + P_{ztr,T8} \quad (5.2-a)$$

$$P_{ztr,celk} = 16,8 + 7,8 + 8,32 + 8,34 + 1,39 = 42,65 \text{ W} \quad (5.2-b)$$

Maximální teplota chladiče je zvolena $\vartheta_H = 70 \text{ °C}$. Teplota okolí je zvolena $\vartheta_0 = 30 \text{ °C}$. Tepelný odpor chladiče je vypočten rovnicí (5.3).

$$R_{\vartheta H} = \frac{\vartheta_H - \vartheta_0}{P_{ztr,celk}} = \frac{70 - 30}{42,65} = 0,70 \text{ K/W} \quad (5.3)$$

Měnič svářečky nebude provozován při trvalém zatížení. Při chlazení se tedy bude uplatňovat i tepelná kapacita chladiče. Proto byl vybrán hliníkový žebrovaný chladič s rozměry 190×120×70 mm a tloušťkou základny 10 mm, jehož tepelný odpor je $R_{\vartheta H} = 1,2 \text{ K/W}$. Tepelná kapacita chladiče $C_{\vartheta H} = 1709 \text{ J/K}$ byla určena z hmotnosti chladiče a měrné tepelné kapacity materiálu, z něhož je chladič vyroben. Pro ověření je určeno oteplení chladiče v situaci, kdyby byl měnič svářečky zatížen jmenovitým proudem $I_n = 120 \text{ A}$ po dobu 300 s (5 minut). Oteplení je vypočteno vzorcem (5.4).

$$\Delta\vartheta = R_{\vartheta H} \cdot P_{ztr,celk} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{\vartheta H} \cdot C_{\vartheta H}}} \right) = 1,2 \cdot 42,65 \left(1 - e^{-\frac{300}{1,2 \cdot 1709}} \right) = 6,96 \text{ °C} \quad (5.4)$$

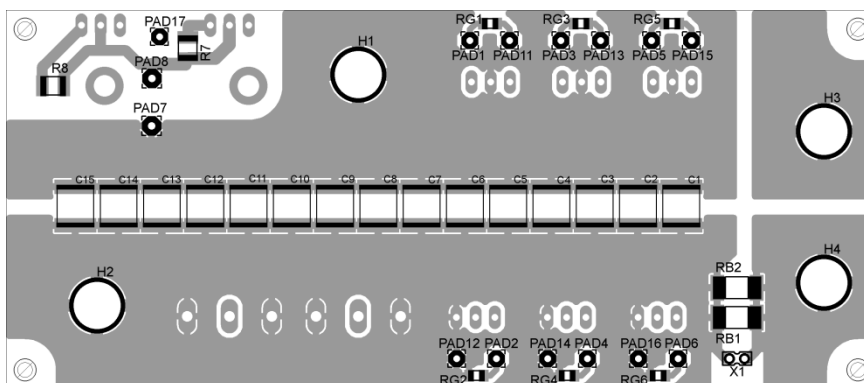
Při počáteční teplotě chladiče $\vartheta_H = 30 \text{ °C}$ by se chladič ohřál na teplotu 36,96 °C. Chladič se tedy, do úplného vybití akumulátoru, nestihne zahřát na maximální dovolenou teplotu.

6 DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

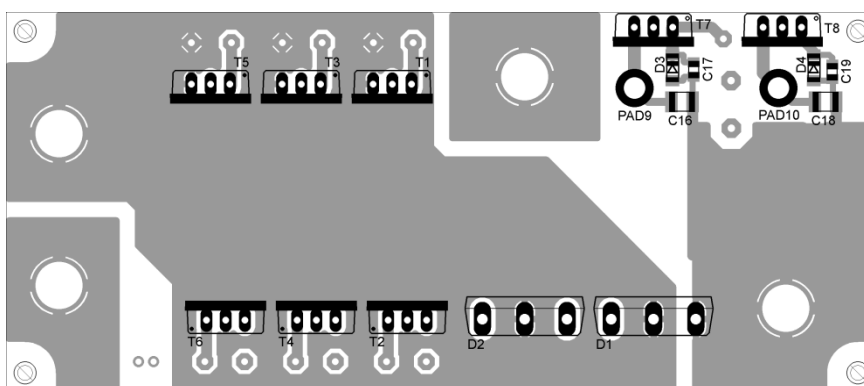
Desky plošných spojů jsou navrženy tak, aby výkonová elektronika byla oddělena od řídicí části kvůli potlačení rušení řídicí elektroniky. Proto je výkonová část, tj. měnič, bočník a stabilizátory na jedné desce a obvody řídicí elektroniky a centrální obvod BMS na druhé desce. Desky plošných spojů měřicích modulu BMS jsou navrženy tak, aby je bylo možné snadno připevnit na akumulátorovou sestavu. Desky plošných spojů byly navrženy v programu Eagle.

6.1 DPS výkonové elektroniky

Deska výkonové části svářečky má rozměry 115×50 mm. Při navrhování desky výkonové elektroniky se dbalo na to, aby cesta svařovacího proudu po desce byla co nejkratší. Zároveň byla místa předpokládané cesty svařovacího proudu zesílena měděným plechem. Součástky, které budou na chladiči, jsou umístěny tak, aby jejich připevnění ke chladiči bylo snadné. V levém horním rohu, při pohledu na horní stranu DPS, jsou umístěny stabilizátory napětí U_{CC} a U_{DD} . Návrh desky výkonové elektroniky je zobrazen na Obr. 6.1 a Obr. 6.2. Deska je ke chladiči připevněna distančními sloupky délky 10 mm.



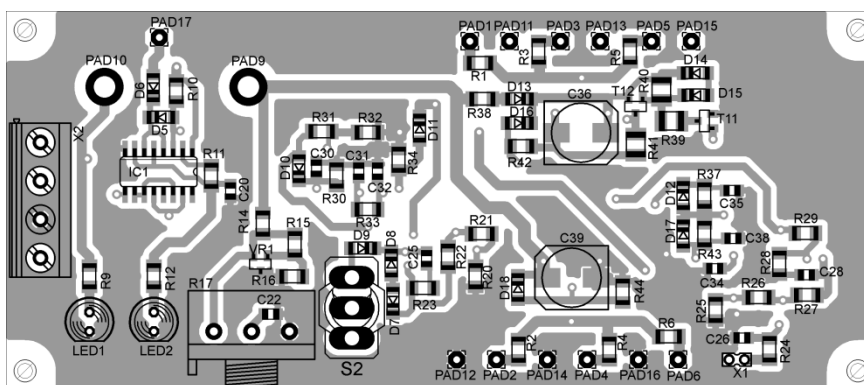
Obr. 6.1 Horní strana DPS výkonové elektroniky



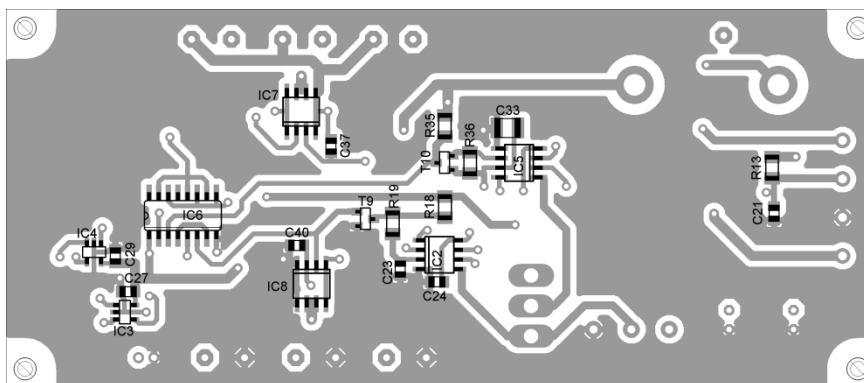
Obr. 6.2 Dolní strana DPS výkonové elektroniky

6.2 DPS řídicí elektroniky

Deska řídicí elektroniky má totožné rozměry s deskou výkonové elektroniky. Je umístěna nad deskou výkonové části a je k ní připevněna distančními sloupky délky 20 mm. Napětí ze stabilizátorů jsou přivedena na DPS řídicí elektroniky pomocí distančních sloupků stejné délky. Rozmístění součástek na desce bylo provedeno v závislosti na rozmístění tranzistorů měniče a bočnicku na desce výkonové části, tj. budiče tranzistorů s příslušnými součástkami jsou umístěny co nejbližší k tranzistorům měniče. Obdobně je umístěn zesilovač napětí bočnicku, tj. co nejbližší k bočnicku proudu. Ostatní součástky byly na desce rozmístěny dle prostorových možností, přičemž součástky příslušné k integrovaným obvodům byly umístěny co nejbližší k nim. Centrální obvod BMS je umístěn v levé části desky při pohledu na horní vrstvu. Návrh desky řídicí elektroniky je zobrazen na Obr. 6.3 a Obr. 6.4.



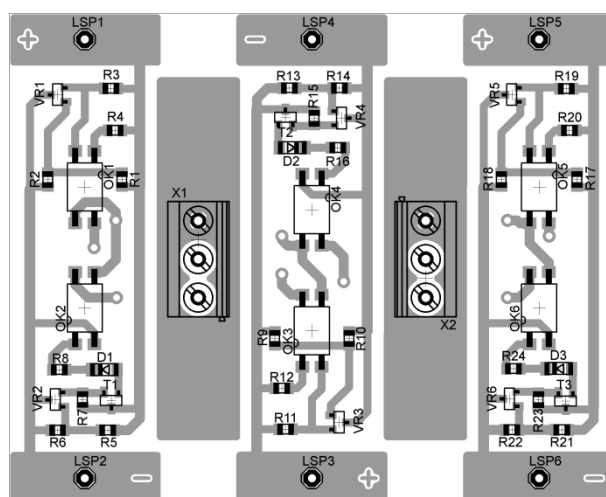
Obr. 6.3 Horní strana DPS řídicí elektroniky



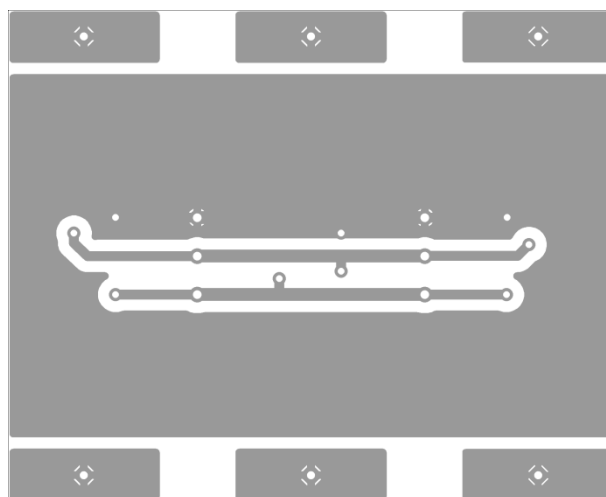
Obr. 6.4 Dolní strana DPS řídicí elektroniky

6.3 DPS měřicích modulů BMS

Desky plošných spojů měřicích modulů BMS jsou dvouvrstvé a mají rozměry 80×65 mm. Desky jsou celkem čtyři a každá je umístěna na jednom z čel akumulátorových podsestav. Na jedné desce jsou vždy tři měřicí moduly. Moduly jsou na deskách uloženy dle orientace článků v akumulátorových podsestavách. Měřicí moduly jsou umístěny na horní straně DPS. Výstupy optočlenů měřicích modulů jsou spojeny plošnými spoji na dolní straně DPS. Mezi měřicí moduly jsou umístěny konektory pro spojení všech měřicích modulů a centrálního obvodu BMS. Návrh desek měřicích modulů BMS je zobrazen na Obr. 6.5 a Obr. 6.6.



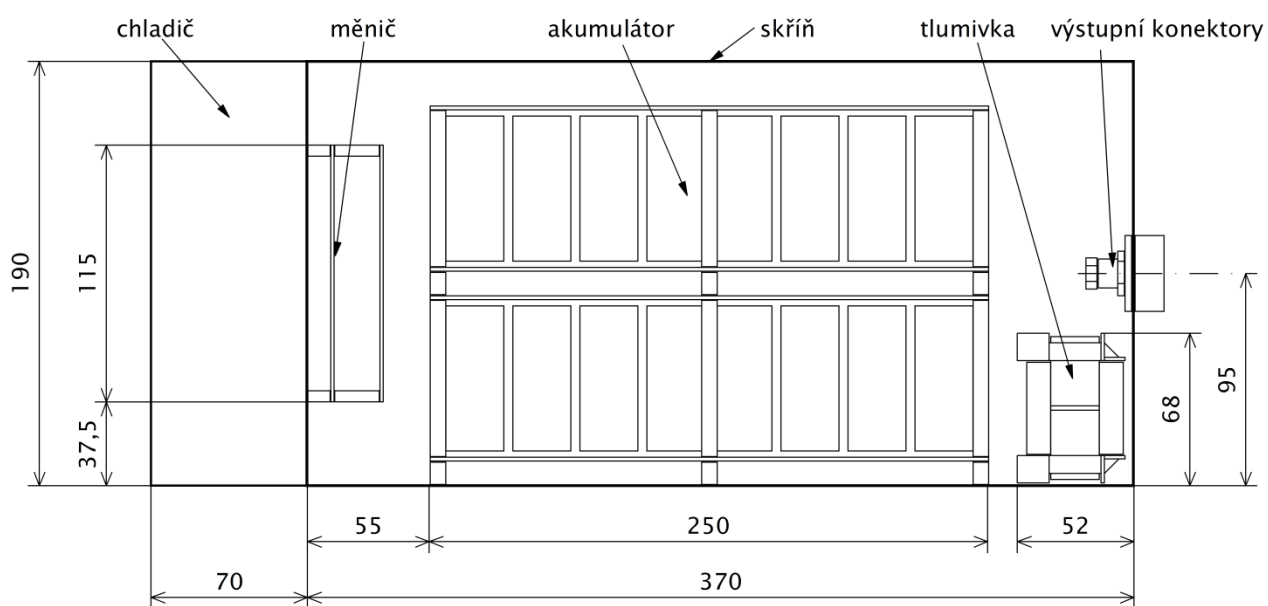
Obr. 6.5 Horní strana DPS měřicích modulů



Obr. 6.6 Dolní strana DPS měřicích modulů

7 MECHANICKÁ KONSTRUKCE

Skříň svářečky je vyrobena z ohýbaných plechů o síle 1 mm. Skříň je vyztužena podélně uloženými hranoly se čtvercovým průřezem 8×8 mm. Místo zadního čela je umístěn chladič měniče. Šířka a výška skříně svářečky jsou tedy dány rozměry chladiče. Uprostřed svářečky je podélně uložen akumulátor. Mezi akumulátorem a předním čelem je umístěna výstupní tlumivka. Akumulátor i tlumivka jsou mechanicky připevněny ke dnu skříně. Umístění komponent ve skříně svářečky je zobrazeno na Obr. 7.1. Rozměry skříně jsou 370×190×120 mm. Celkové rozměry svářečky jsou 440×190×120 mm.



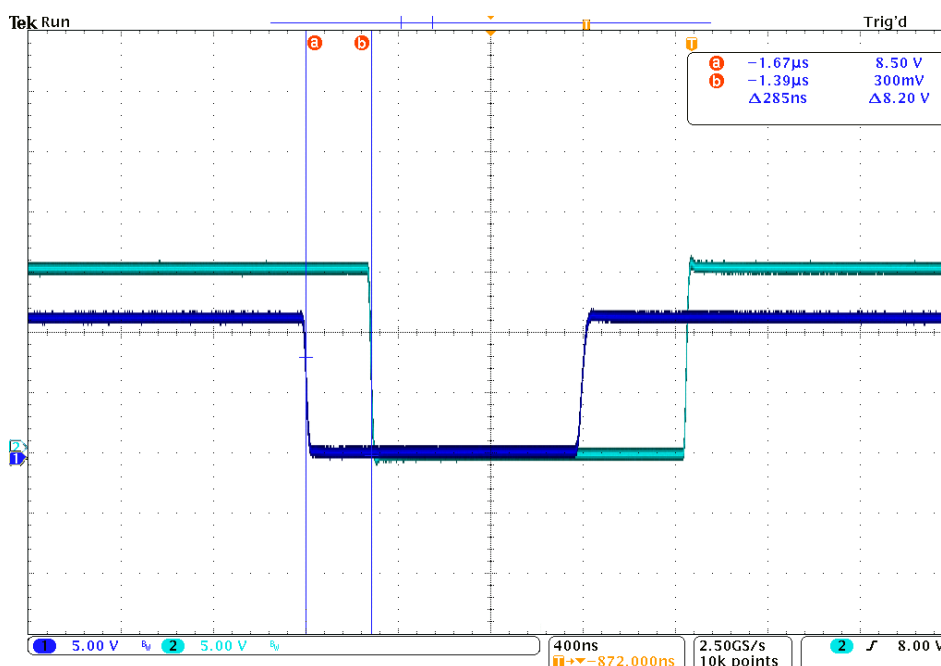
Obr. 7.1 Náčrt prostorového rozvržení svářečky

8 OŽIVENÍ A OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ

Části bateriové svářečky byly ožiovány postupně. Ožiování a měření jednotlivých částí je popsáno v následujících podkapitolách.

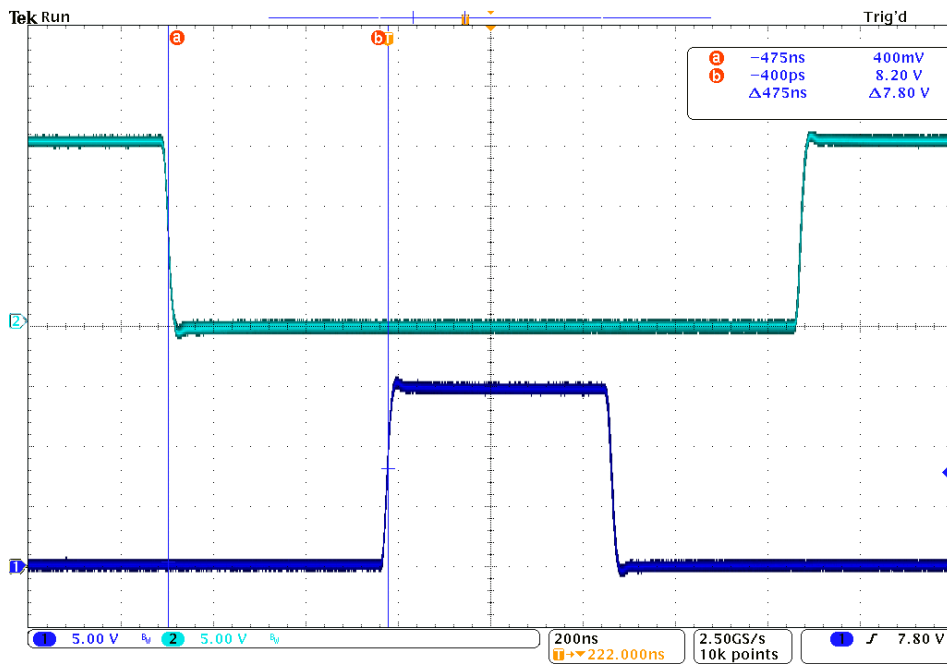
8.1 Oživení řídicí elektroniky

Nejprve byla oživena a odladěna deska řídicí elektroniky. Při ožiování byla deska napájena z laboratorního zdroje s nastaveným výstupním napětím na hodnotu 15 V. Dále byla zem horního budiče spojena se zemí ostatních obvodů umístěných na desce (při absenci měniče se plovoucí kondenzátor C36 neměl jak dobíjet). Při ožiování bylo zjištěno, že výstupní signál budiče horních tranzistorů je vůči signálu generovanému řídicím obvodem zpožděný, a to necelých 400 ns. Časová prodleva vznikala při spínání tranzistorů T11 a T12, viz Obr. 4.15 v kapitole 4.8. V původním návrhu byl na místě tranzistoru T11 použit tranzistor RSR010N10. Ten byl po zjištění příčiny zpoždění nahrazen rychlejším tranzistorem typu BSS123. Dále byl zmenšen odpor R41, který je připojen mezi kolektor tranzistoru T12 a zem budiče horních tranzistorů, z hodnoty 3,3 k Ω na hodnotu 1 k Ω . Časová prodleva se tím zkrátila na 285 ns. Na Obr. 8.1 je zaznamenána časová prodleva mezi signálem PWM generovaným řídicím obvodem a signálem na výstupu budiče výkonových tranzistorů. Z Obr. 8.1 je také vidět nižší hodnota amplitudy výstupního signálu PWM řídicího obvodu. To je způsobeno napájením řídicího obvodu přes Zenerovu diodu D11, viz kapitola 4.7.2.

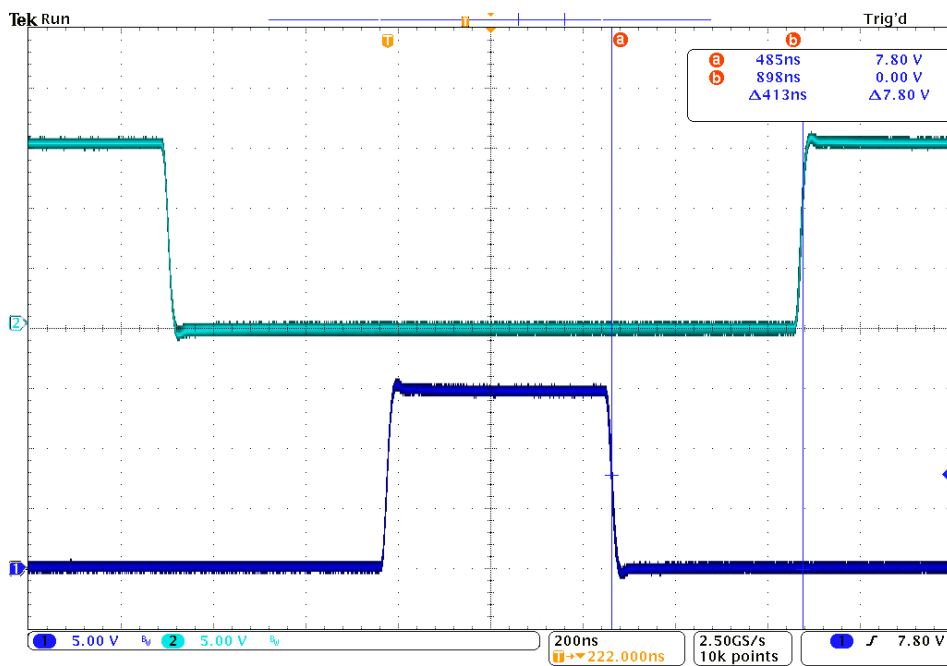


Obr. 8.1 Zpoždění budicího signálu horních tranzistorů vůči řídicímu obvodu

V důsledku zpoždění signálu horního budiče musely být upraveny hodnoty rezistorů a kondenzátorů v RCD členech časových odskoků. Časový odskok dolních tranzistorů byl prodloužen a časový odskok horních tranzistorů byl naopak zkrácen. Hodnoty rezistorů R37, R43 a kondenzátorů C35, C38 byly nastaveny experimentálně tak, aby výsledné časové odskoky byly v rozmezí 400 až 500 ns. Výsledné hodnoty součástek jsou: R36 = 4,7 k Ω , R43 = 7,5 k Ω , C35 = 47 pF a C38 = 220 pF. Časový odskok dolních tranzistorů je vyznačen na Obr. 8.2 a časový odskok horních tranzistorů je vyznačen na Obr. 8.3. Průběhy řídicích signálů tranzistorů byly měřeny na výstupech budičů bez připojených výkonových tranzistorů měniče.



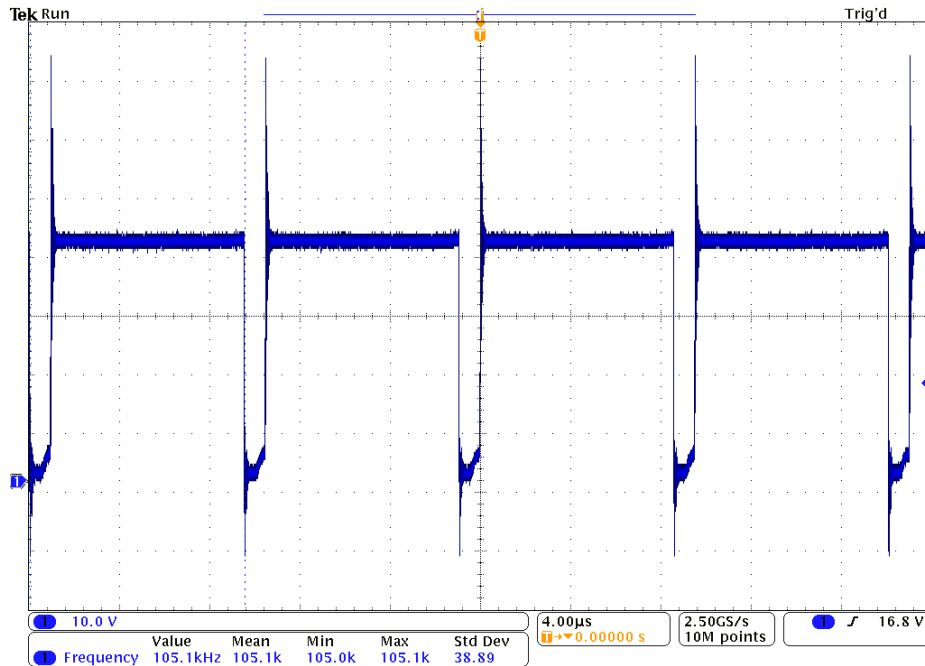
Obr. 8.2 Deadtime dolních tranzistorů



Obr. 8.3 Deadtime horních tranzistorů

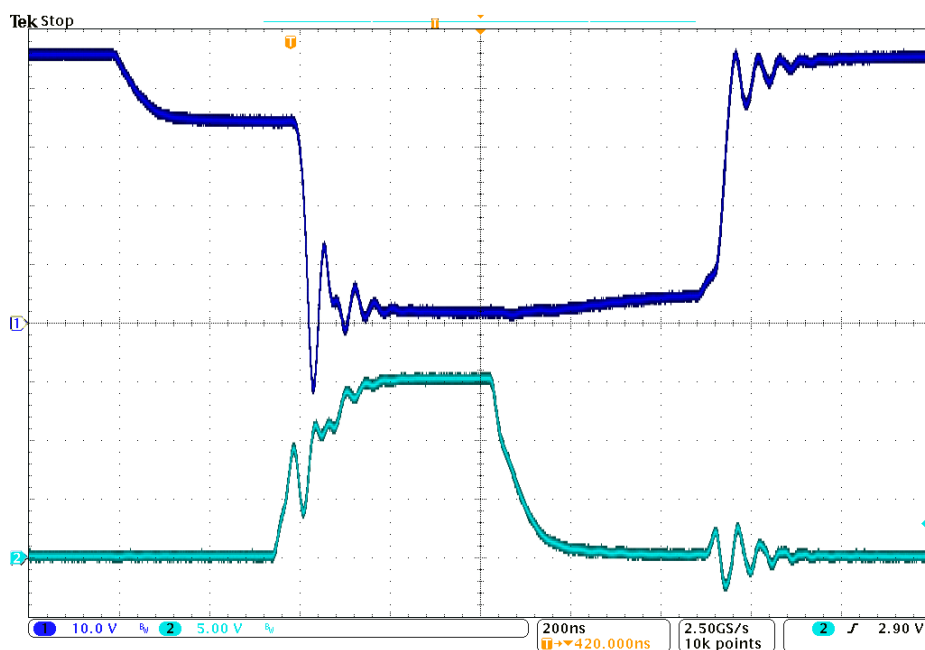
8.2 Oživení a měření měniče

Kompletně oživená deska řídicí elektroniky byla připojena a připevněna k desce s měničem a stabilizátory. Měnič a stabilizátory byly při oživování napájeny z laboratorního zdroje s nastaveným výstupním napětím na hodnotu 32 V. Nejprve byl ověřen chod měniče v režimu naprázdno, tj. bez připojené zátěže k výstupu měniče. Průběh napětí naprázdno na výstupu měniče je zobrazen na Obr. 8.4.



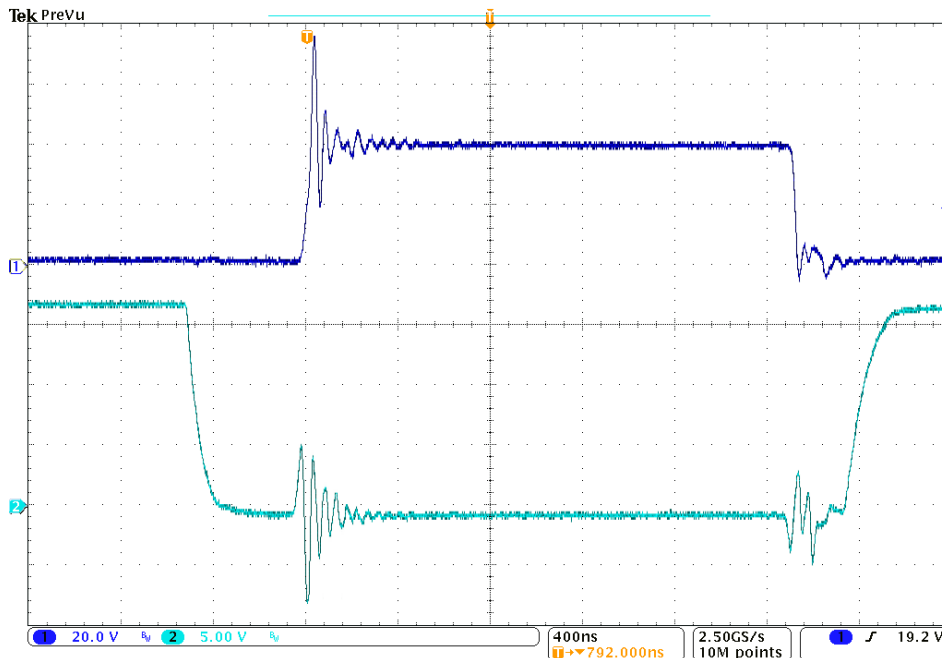
Obr. 8.4 Napětí na výstupu měniče ve stavu naprázdno

Na následujícím obrázku, tj. Obr. 8.5, jsou zobrazeny průběhy napětí na mřížkách horních a dolních tranzistorů při provozu měniče naprázdno. Lze si všimnout, že průběh napětí na mřížkách horních tranzistorů (průběh v horní části oscilogramu na Obr. 8.5) je superponován na výstupní napětí měniče. To je způsobeno tím, že emitory horních tranzistorů jsou na potenciálu kladné výstupní svorky měniče. Za pozornost také stojí, že napětí na výstupu měniče se drží na hodnotě napětí meziobvodu. Náboj, který je na kladné výstupní svorce měniče, nemá žádnou cestu, přes kterou by se vybil. K vybití náboje dojde až při sepnutí dolních tranzistorů. Mírné zvýšení výstupního napětí po vypnutí dolních tranzistorů je způsobeno setrvačností děje nabíjení plovoucího kondenzátoru budiče horních tranzistorů. Poslední dvě popsané skutečnosti dokazují, že při chodu měniče naprázdno se nulové diody nezúčastňují dějů probíhajících v době deadtimů. Pro sepnutí nulových diod zde chybí výstupní proud, který by diody otevřel.



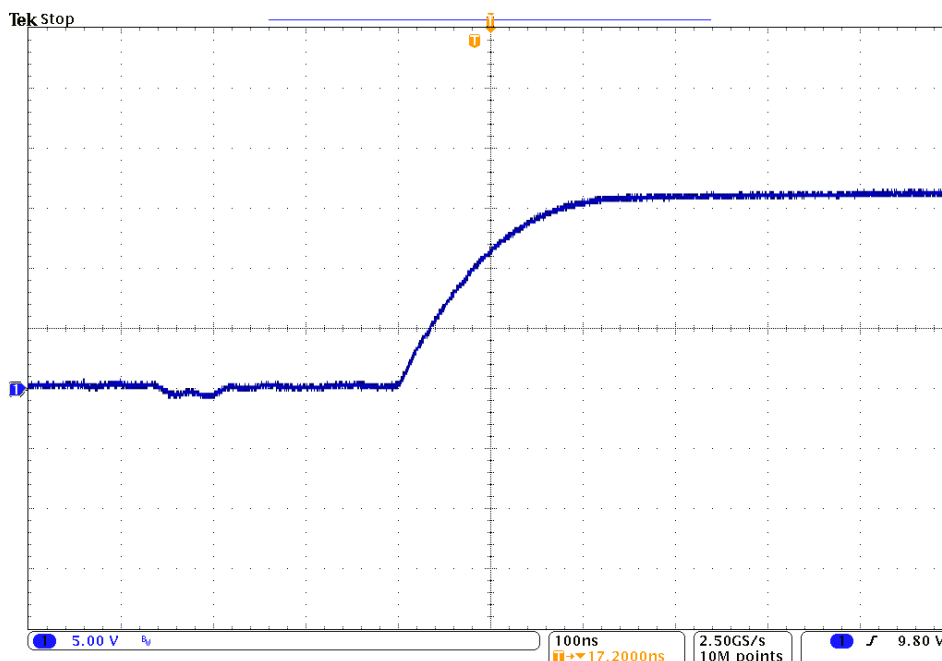
Obr. 8.5 Průběhy napětí na mřížce horních a dolních tranzistorů ve stavu naprázdno (oba průběhy měřeny vůči mínusu meziobvodu, u horních tranzistorů se nejedná o napětí mezi G a S)

Dále bylo provedeno měření měniče při zatížení. Na výstup byly připojeny dva reostaty zapojeny paralelně. Celkový odpor reostatů byl nastaven na $0,2 \Omega$. Napětí na zdroji napájející měnič bylo nastaveno na hodnotu 40 V. Proud zátěži byl nastaven na hodnotu 45 A. Na Obr. 8.6 je zobrazen průběh výstupního napětí měniče (měřen mezi D a S dolních tranzistorů) a průběh napětí na mřížkách dolních tranzistorů. Překmit napětí na měniči dosahuje velikosti 76 V.

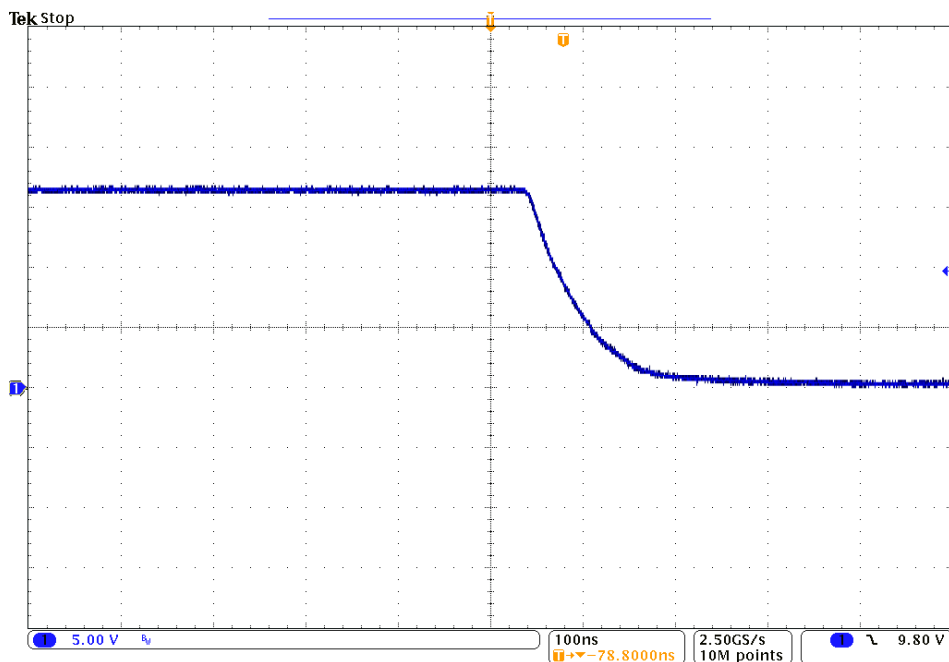


Obr. 8.6 Průběh výstupního napětí měniče a napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení

Detail náběžné hrany napětí na mřížkách dolních tranzistorů je zobrazen na Obr. 8.7. Taktéž je zobrazen průběh sestupné hrany na Obr. 8.8. Doba trvání náběžné i sestupné hrany napětí na mřížkách dolních tranzistorů je přibližně 200 ns.

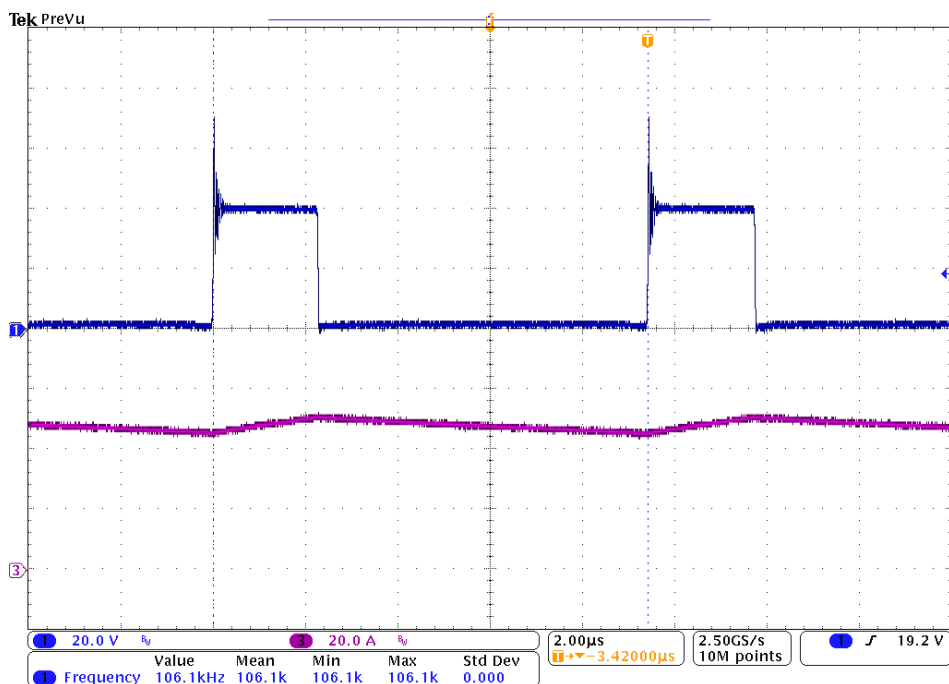


Obr. 8.7 Náběžná hrana napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení



Obr. 8.8 Sestupná hrana napětí na mřížce dolního tranzistoru při zatížení

Na Obr. 8.9 je zobrazen průběh napětí měniče a výstupní proud při zatížení odporem $0,2 \Omega$. Napětí meziobvodu bylo nastaveno na hodnotu $40V$ a výstupní proud byl nastaven na $45 A$. Na průběhu výstupního proudu jde zřetelně vidět zvlnění proudu.



Obr. 8.9 Výstupní napětí a proud měniče při zatížení

8.3 Ověření funkčnosti BMS a měření akumulátoru

Nejprve byla ověřena funkčnost centrálního obvodu BMS, který je umístěn na desce řídicí elektroniky. Zde byla ověřena reakce obvodu na zkratování (simulace sepnutí tranzistoru v optočlenu měřicího modulu) vstupní svorky podpět'ové, respektive přepět'ové ochrany. Obvod reagoval dle návrhu uvedeného v kapitole 4.2.2.

Následně byly změřeny vybavovací úrovně podpět'ové a přepět'ové ochrany na jednotlivých měřicích modulech BMS. Vybavovací úrovně všech modulů byly shodné s vypočtenými hodnotami v kapitole 4.2.1. Měřicí moduly tedy nebylo nutné dále upravovat. Následně byly měřicí moduly připojeny ke zhotovenému akumulátoru.

Na svorkách sestaveného akumulátoru bylo naměřeno napětí 39,55 V, což odpovídá nabití akumulátoru přibližně na 60 % (úroveň, na kterou jsou nabity lithiové články při skladování). Napětí na jednotlivých člancích se lišilo v rozmezí jednotek mV. Akumulátor byl připojen k meziobvodu měniče, přičemž byl jištěn pojistkou se jmenovitým proudem 120 A. Po provedení série testovacích svařování bylo napětí na akumulátoru 38,91 V. Tato hodnota napětí přibližně odpovídá nabití akumulátoru na 30%. Napětí na jednotlivých člancích se lišila maximálně o 10 mV.

Akumulátor byl následně dán nabíjet. K nabíjení byl použit laboratorní zdroj, na kterém bylo nastaveno napětí 43,2 V a proudové omezení na 7A. Akumulátor se nabíjel do doby prvního vybavení přepět'ové ochrany. Na nabitém akumulátoru bylo změřeno napětí 40,03 V. To odpovídá nabití akumulátoru přibližně na 90%. Napětí na jednotlivých člancích se lišila řádově v jednotkách mV.

9 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem a realizací stejnosměrné obloukové svářečky napájené z akumulátoru LiFePO_4 . Články akumulátoru jsou hlídány navrženými BMS obvody. Měnič svářečky byl navržen na pracovní kmitočet $f_{PWM} = 100$ kHz. Skutečný pracovní kmitočet je 105 kHz. Svařovací proud lze regulovat v rozsahu 0 až 120 A.

První byl navržen akumulátor svářečky. Při výběru článků akumulátoru byly upřednostněny články LiFePO_4 , pro jejich výhodné vlastnosti popsané v kapitole 1.1. Akumulátor svářečky se skládá ze 48 článků typu ANR26650m1-B výrobce A123 Systems. Konfigurace článků v akumulátoru je 12 sériově \times 4 paralelně. Akumulátor disponuje proudovou kapacitou 10 Ah a jmenovitým napětím 39,6 V.

K akumulátoru byly navrženy a vyrobeny BMS obvody. Ty jsou složeny ze dvanácti měřicích modulů a centrálního obvodu. Moduly hlídají mezní hodnoty napětí na jednotlivých sériových stupních akumulátoru, ze kterých jsou zároveň napájeny. Potenciálově jsou měřicí moduly od centrálního obvodu odděleny optočleny. Centrální obvod zajišťuje deaktivování svářečky při vybití akumulátoru a vypínání nabíječky při plném nabití akumulátoru. Celkový návrh BMS obvodů je uveden v kapitole 4.2.

Měnič byl zvolen jedno-kvadrantový snižující se synchronním spínáním dolního tranzistoru v době vedení nulové diody. Na pozici horního, respektive dolního tranzistoru jsou zapojeny paralelně tři výkonové tranzistory MOSFET pro snížení ztrát vedením. Tranzistory měniče jsou typu CSD19536KCS od výrobce Texas Instruments s napětím 100 V a maximálním proudem 150 A. Na místě nulové diody byly použity dvě paralelně zapojené Schottkyho diody typu VS-63CPQ100 výrobce Vishay s napětím 100 V a maximálním proudem 60 A. Prvky měniče jsou pasivně chlazeny pomocí chladiče, na kterém je měnič mechanicky připevněn. Každá trojice výkonových tranzistorů je buzena vlastním budičem typu FAN3122.

Výstupní tlumivka měniče je zhotovena z feritového jádra typu CF297ETD5922OL. Tlumivka má indukčnost 5 μH a vzduchovou mezeru délky 2,2 mm. Vinutí tlumivky má 5 závitů a je navinuto lankovým vodičem s průřezem mědi 20 mm^2 .

Ke generování PWM signálu byl vybrán integrovaný obvod UC3843A. Kromě generování signálu PWM zajišťuje integrovaný obvod UC3843A regulaci svařovacího proudu. Svařovací proud je měřen pomocí bočnicku s odporem 0,25 $\text{m}\Omega$, který je realizován dvěma paralelně zapojenými bezindukčními rezistory typu CSS2H-2512R-L500F výrobce Bourns. Kromě regulace na konstantní proud byla navržena i regulace na konstantní výkon. Jádrem PI regulátoru výkonu je operační zesilovač typu TLC272. Výkonová regulace však nebyla oživena z důvodu časové náročnosti výroby svářečky, zejména sestavy akumulátoru.

Časové odsoky náběžných hran řídicích signálů výkonových tranzistorů byly nastaveny hodnotami rezistorů a kondenzátorů v RCD členech. K tvarování signálů byl použit logický obvod CMOS 4049D. Konkrétní zapojení RCD členů s logickým obvodem je znázorněno na Obr. 4.15 v kapitole 4.8.

Desky plošných spojů byly navrženy s ohledem na co nejmenší rozměry. Svařovací zdroj je rozdělen na dvě desky plošných spojů umístěných nad sebou. Na první desce je umístěn měnič a stabilizátory napájecích napětí. Na druhé desce je umístěna řídicí elektronika a centrální obvod BMS. K návrhu desek plošných spojů byl použit program Eagle. Návrhy jednotlivých desek jsou uvedeny v kapitole 6.

Desky byly vyrobeny a osazeny součástkami. Oživení svářečky probíhalo postupně. Nejdříve byla oživena řídicí elektronika, přičemž byl kladen důraz na správné nastavení časových odskoků náběžných hran řídicích signálů výkonových tranzistorů. Nastavení časových odskoků je popsáno v kapitole 8.1. Poté byl oživen měnič svářečky. Nejprve byl ověřen při chodu naprázdno a následně při zatížení proudem 45 A. Záznamy z měření měniče jsou uvedeny v kapitole 8.2. Následně byla ověřena funkčnost BMS obvodů. Po ověření byly měřicí moduly připojeny ke zhotovenému akumulátoru. Svářečka byla kompletně zapojena a byla provedena série ověřovacích svařování s nastaveným proudem na hodnotu 100 A.

Doba svařování na jedno nabití akumulátoru je v závislosti na nastavení svařovacího proudu a četnosti jednotlivých svařování odhadována na 15 až 20 minut. Bateriová svářečka při maximálním výkonu pracuje s účinností přibližně 93 %.

Literatura

- [1] VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 139 s.
- [2] MAREK, J., STEHLÍK, L. Elektrochemické zdroje proudu obecně: Definice. *Abeceda baterií a akumulátorů* [online]. Slaný: Battex, 2009 [cit. 2016-11-29]. Dostupné z: <http://www.battex.info/elektrochemicke-zdroje-proudu-obecne/definice>
- [3] PADHI, A. K., NANJUNDASWAMY, K. S., GOODENOUGH, J. B. Phospho-olivines as Positive-Electrode Materials for Rechargeable Lithium Batteries. *Journal of The Electrochemical Society* [online]. Pennington: The Electrochemical Society, duben 1997, svazek 144, č. 4, 1188 – 1194 [cit. 2016-12-27]. Dostupné z: <http://jes.ecsdl.org/content/144/4/1188.full.pdf+html>
- [4] ČERNÝ, M. Akumulátory LiFe. *RoboDoupě* [online]. duben 2014 [cit. 2016-12-28]. Dostupné z: <http://robodoupe.cz/2014/akumulatory-life/>
- [5] Building safer Li-Ion batteries. *House of Batteries* [online]. Los Angeles, House of Batteries, prosinec 2004 [cit. 2016-12-28]. Dostupné z: <http://www.houseofbatteries.com/articles.php?id=27>
- [6] LAWSON, B. Rechargeable Lithium Batteries. *Electropaedia: Battery and Energy Technologies* [online]. Chester (United Kingdom), Woodbank Communications, květen 2015 [cit. 2016-12-27]. Dostupné z: <http://www.mpoweruk.com/lithiumS.htm>
- [7] LAWSON, B. Battery Management and Monitoring System BMS. *Electropaedia: Battery and Energy Technologies* [online]. Chester (United Kingdom), Woodbank Communications, květen 2015 [cit. 2016-12-27]. Dostupné z: <http://www.mpoweruk.com/bms.htm>
- [8] LAWSON, B. Cell Balancing and Battery Equalisation. *Electropaedia: Battery and Energy Technologies* [online]. Chester (United Kingdom), Woodbank Communications, květen 2015 [cit. 2017-05-02]. Dostupné z: <http://www.mpoweruk.com/balancing.htm>
- [9] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek II: Pulsní měniče bez transformátoru*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2005, 109 s.
- [10] ANR26650m1-B [online]. Waltham: A123 Systems, 2011, revise 2016 [cit. 2016-11-27]. Dostupné z: <http://www.a123systems.com/lithium-ion-cells-26650-cylindrical-cell.htm>
- [11] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek I: Tepelné jevy, činný výkon*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2005, 61 s.
- [12] TLVH431, *Texas Instruments* [online]. Dallas: Texas Instruments, listopad 2014, revize září 2016 [cit. 2016-12-29]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlvh431.pdf>
- [13] CSD19536KCS, *Texas Instruments* [online]. Dallas: Texas Instruments, leden 2014, revize říjen 2014 [cit. 2016-11-27]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd19536kcs.pdf>
- [14] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek III: Výkonové polovodičové spínací součástky*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, listopad 2014, 178 s.
- [15] VS-63CPQ100, *Vishay* [online]. Vishay, srpen 2011, revize červen 2016 [cit. 2016-11-30]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/94244/63cpq100.pdf>

-
- [16] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6
- [17] ETD5922, *Cosmo Ferrites* [online]. Cosmo Ferrites Ltd., květen 2016 [cit. 2017-04-26]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6948/lj-eta5922-cf297-cf-8e3ad7.pdf
- [18] PATOČKA, M., VOREL, P. *Průmyslová elektronika*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2007, 151 s.
- [19] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, červen 2009, 101 s.
- [20] UC3843, *Texas Instruments* [online]. Dallas: Texas Instruments, duben 1997, revize srpen 2016 [cit. 2016-12-04]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3843.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratk

B_{max}	(T)	Maximální indukce v jádře tlumivky
BMS		Battery management system
C	(Ah)	Kapacita baterie/akumulátoru
C_{bat}	(Ah)	Kapacita akumulátoru svářečky
C_{cl}	(Ah)	Kapacita článku
CCCV		Constant current/constant voltage
C_g	(J/K)	Tepelná kapacita
C_{gH}	(J/K)	Tepelná kapacita chladiče
D0		Nulová dioda
DPS		Deska plošných spojů
f_{PWM}	(Hz)	Pracovní frekvence měniče
I_B	(A)	Bázový proud bipolárního tranzistoru
I_{bat}	(A)	Proud z akumulátoru
i_c	(A)	Proud kondenzátorem meziobvodu
I_{CC}	(A)	Proud řídicí elektroniky
I_{cl}	(A)	Vybíjecí proud článku
i_d	(A)	Proud horním tranzistorem měniče
i_{d0}	(A)	Proud nulovou diodou měniče
I_{DD}	(A)	Proud BMS obvodů
I_{ch}	(A)	Nabíjecí proud
I_n	(A)	Jmenovitý proud
I_Z	(A)	Proud Zenerovou diodou
I_z	(A)	Střední hodnota proudu zátěží
i_z	(A)	Proud zátěží
K_{ub}	(-)	Napěťový přenos zesilovače napětí bočníku
L	(H)	Indukčnost
l_{ef}	(m)	Efektivní tloušťka mezní vrstvy
l_{Fe}	(m)	Délka střední siločáry
L_T	(H)	Indukčnost tlumivky
l_{vz}	(m)	Délka vzduchové mezery
$k_{p,Cu}$	(-)	Činitel plnění vinutí
m_{bat}	(kg)	Hmotnost akumulátoru
m_{cl}	(kg)	Hmotnost článku
n_{celk}	(-)	Celkový počet článků v akumulátoru

n_i	(-)	Počet článků akumulátoru paralelně
n_u	(-)	Počet článků akumulátoru v sérii
N_T	(-)	Počet závitů vinutí tlumivky
P	(W)	Činný výkon
p	(W)	Okamžitý výkon
$P_{př}$	(W)	Přepínací ztráty na tranzistoru
$P_{ved,DO}$	(W)	Ztráty vedením na nulové diodě
$P_{ved,tr}$	(W)	Ztráty vedením na tranzistoru
PWM		Pulzně šířková modulace (Pulse width modulation)
P_Z	(W)	Ztrátový výkon na Zenerově diodě
P_{ztr}	(W)	Ztrátový výkon
$P_{ztr,celk}$	(W)	Celkový ztrátový výkon
$P_{ztr,Rb}$	(W)	Ztrátový výkon na bočníku
RB		Bočník
R_b	(Ω)	Odpor bočníku
R_{DSon}	(Ω)	Odpor tranzistoru MOSFET v sepnutém stavu
R_i	(Ω)	Vnitřní odpor článku
R_g	(K/W)	Tepelný odpor
R_{gH}	(K/W)	Tepelný odpor chladiče
s	(-)	Střída
S_{Cu}	(m^2)	Efektivní průřez vodiče
S_{Fe}	(m^2)	Průřez jádra tlumivky
S_o	(m^2)	Průřez okna
S_{pl}	(m^2)	Plocha pláště článku
T	(s)	Pracovní perioda měniče
t	(s)	Čas
TH		Horní tranzistor
TD		Dolní tranzistor
t_d	(s)	Časový odskok náběžné hrany řídicího signálu tranzistoru (deadtime)
t_{on}	(s)	Celková doba zapnutí tranzistoru
t_{off}	(s)	Celková doba vypnutí tranzistoru
t_{vyb}	(s)	Čas do vybití akumulátoru
t_z	(s)	Doba otevření horního tranzistoru
U_b	(V)	Napětí na bočníku
U_{bat}	(V)	Napětí akumulátoru
$U_{BMS,max}$	(V)	Vybavovací napětí přepět'ové ochrany BMS
$U_{BMS,min}$	(V)	Vybavovací napětí podpět'ové ochrany BMS

U_{CC}	(V)	Napájecí napětí řídicí elektroniky
U_{DD}	(V)	Napájecí napětí BMS obvodů
U_{cl}	(V)	Napětí článku
U_{ds}	(V)	Napětí na tranzistoru
U_d	(V)	Napětí meziobvodu
U_H	(V)	Rozhodovací napětí logické úrovně 1 logického obvodu CMOS
u_L	(V)	Napětí na tlumivce
U_{ref}	(V)	Referenční napětí
U_Z	(V)	Zenerovo napětí
U_z	(V)	Napětí na zátěži
W	(J)	Tepelná energie
W_{on}	(J)	Ztrátová energie při zapnutí tranzistoru
W_{off}	(J)	Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru
ΔI	(A)	Zvlnění proudu
$\Delta \vartheta$	(°C)	Oteplení
ϑ_0	(°C)	Teplota okolí
ϑ_{cl}	(°C)	Teplota článku
ϑ_H	(°C)	Maximální teplota chladiče
λ	(W/Km)	Měrná tepelná vodivost
λ_{vz}	(W/Km)	Měrná tepelná vodivost vzduchu
μ_0	(H/m)	Permeabilita vakua
σ	A/m ²	Proudová hustota vodiče
τ_d	(s)	Časová konstanta RCD členu deadtimu
τ_{filt}	(s)	Časová konstanta RC dolní propusti
+UBAT		Svorka pro připojení kladného pólu akumulátoru

Seznam příloh

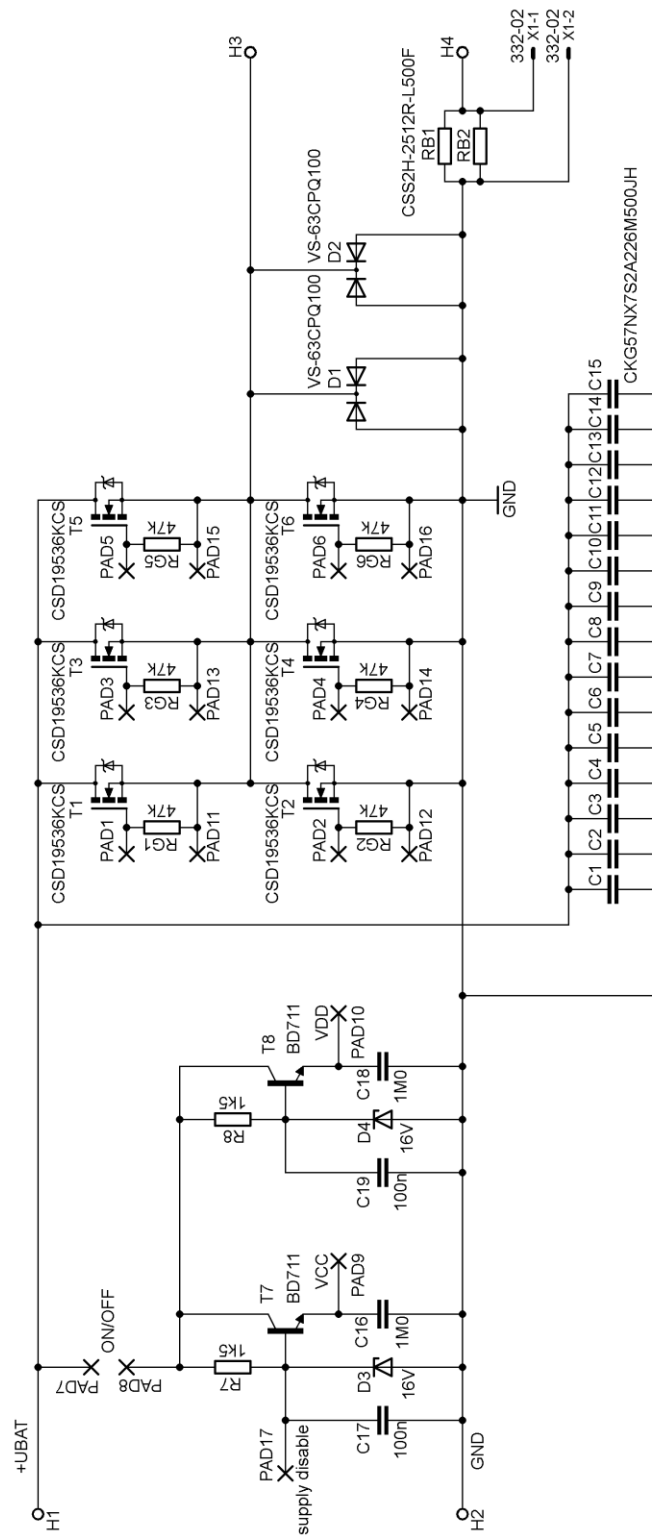
Příloha 1. Schéma výkonové elektroniky svářečky

Příloha 2. Schéma řídicí elektroniky svářečky

Příloha 3. Fotodokumentace

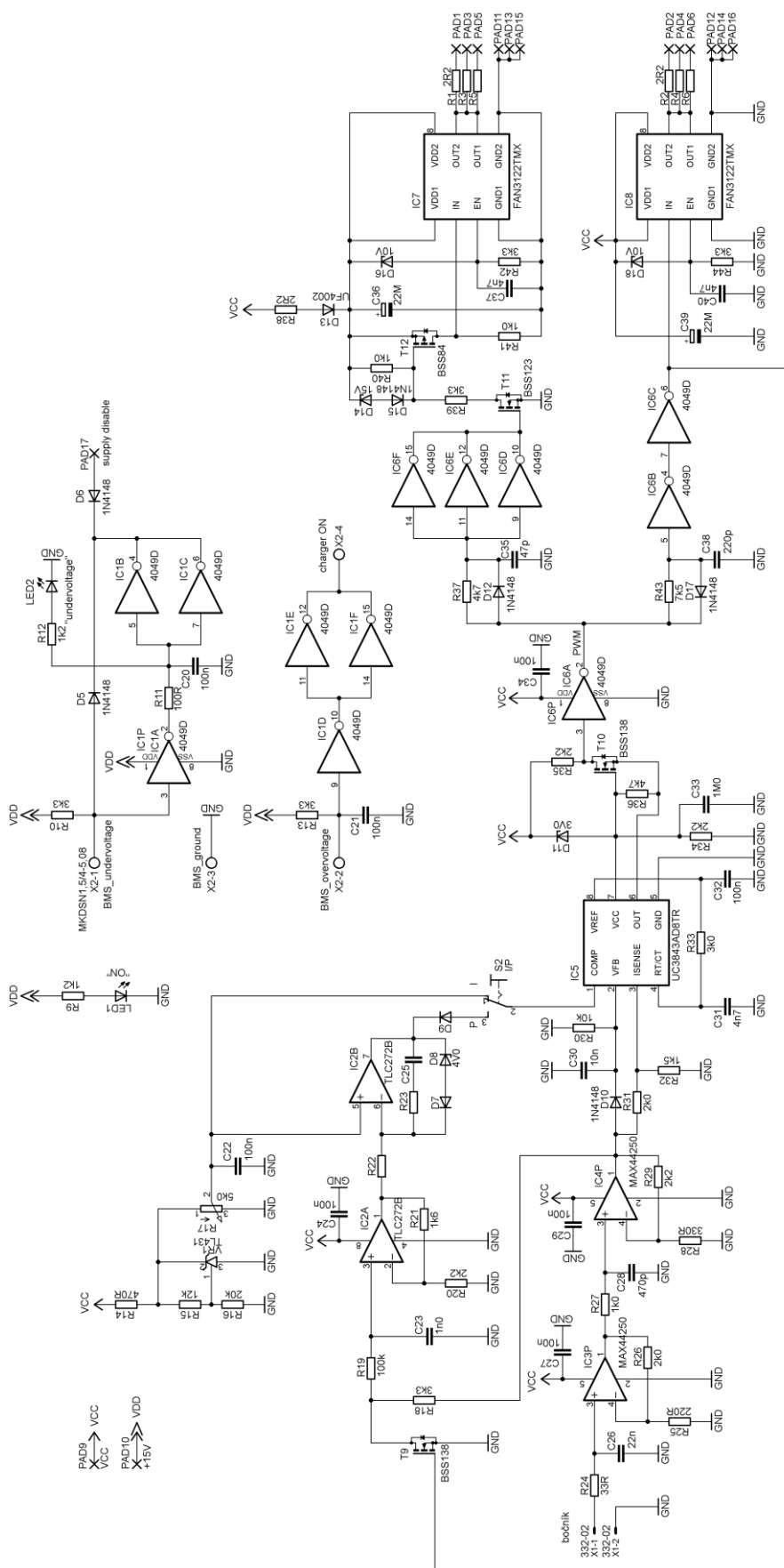
Příloha 4. CD – soubory programu Eagle, katalogové listy

Příloha 1. Schéma výkonové elektroniky svářečky



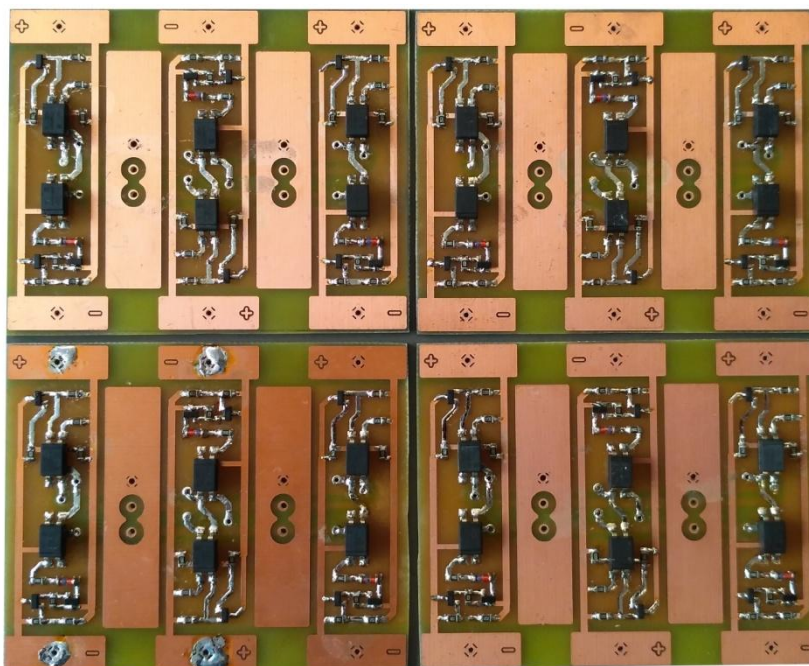
Obr. 0.1 Schéma zapojení výkonové elektroniky

Příloha 2. Schéma řídicí elektroniky svářečky



Obr. 0.2 Schéma zapojení řídicí elektroniky

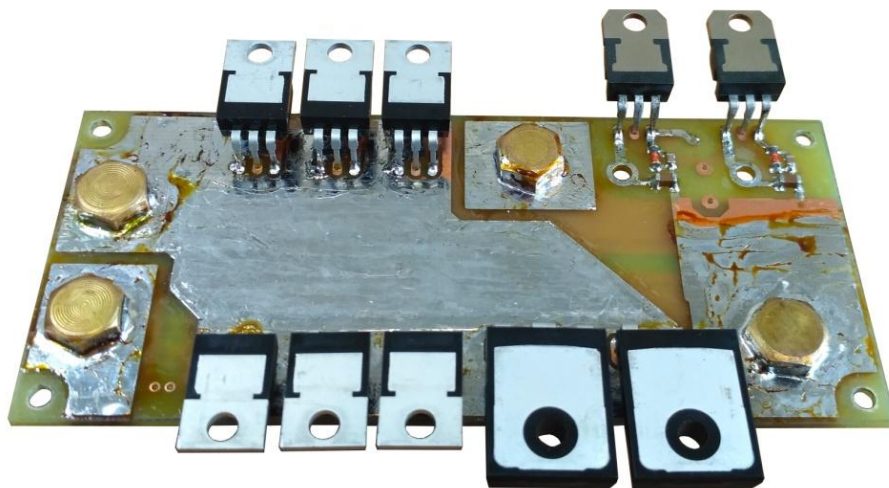
Příloha 3. Fotodokumentace



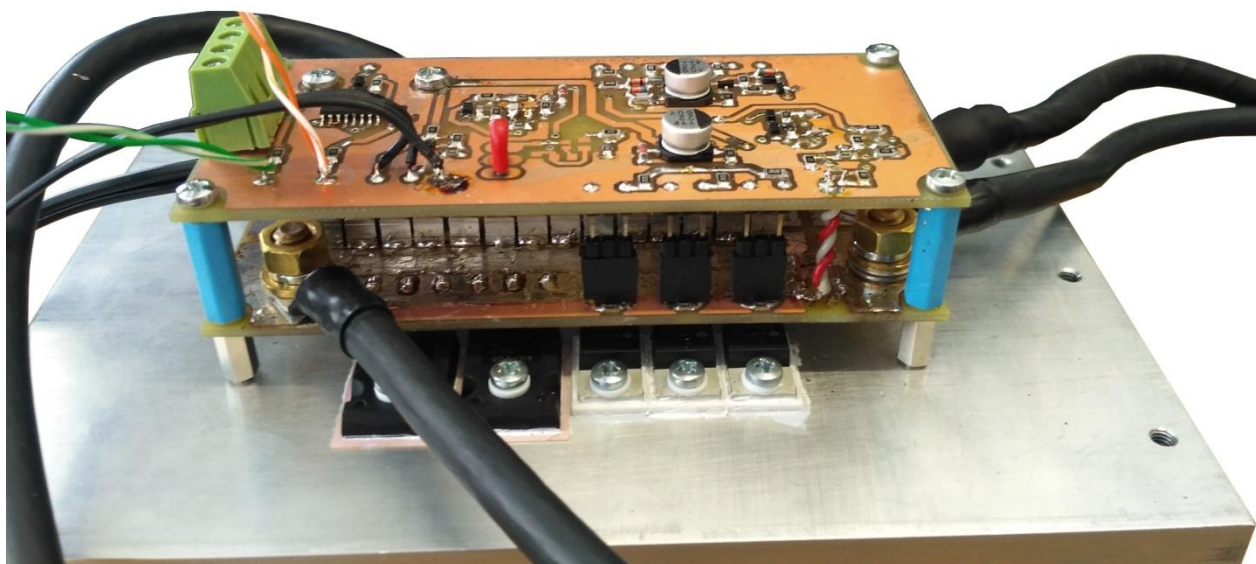
Obr. 0.3 Měřicí moduly BMS



Obr. 0.4 Akumulátor s BMS obvody



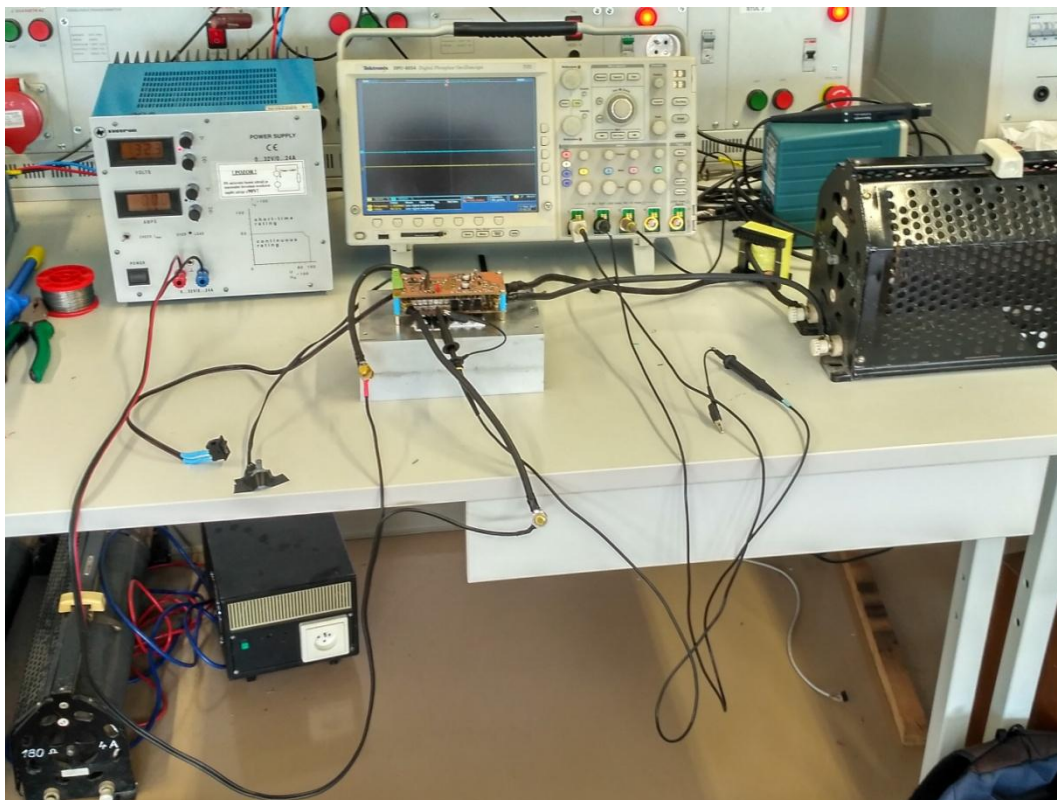
Obr. 0.5 Spodní strana desky měniče a stabilizátorů



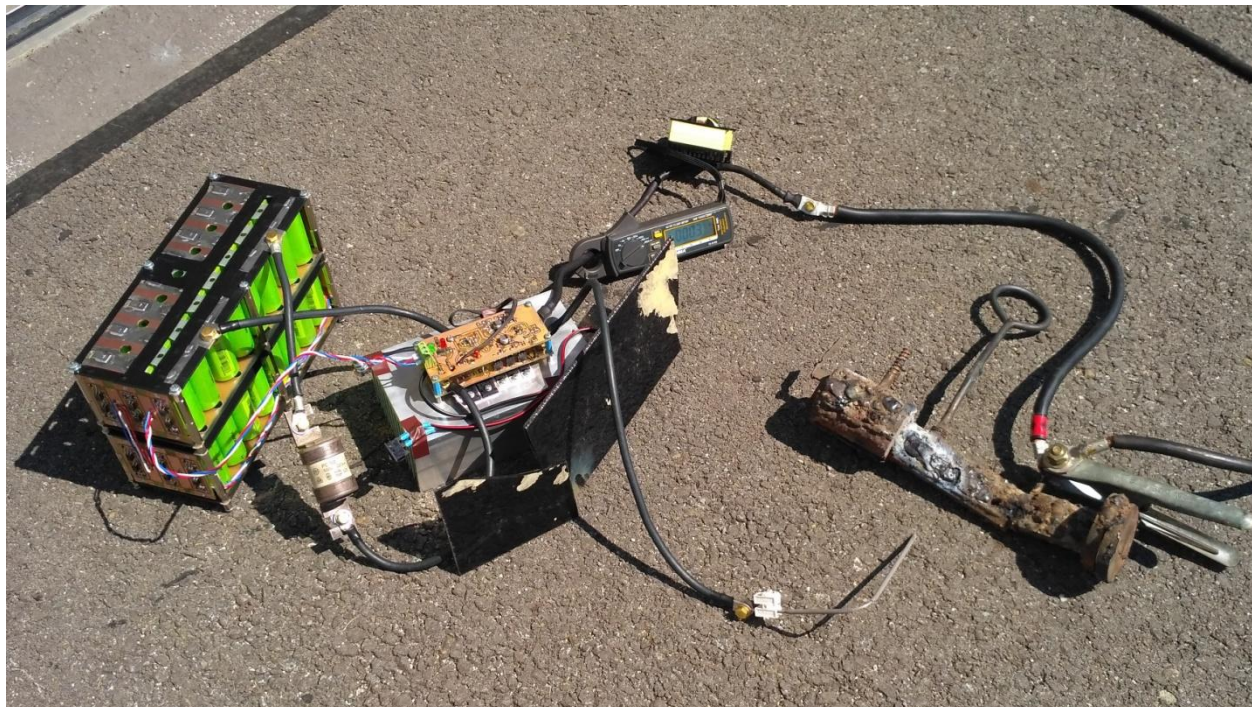
Obr. 0.6 Měnič s řídicí elektronikou



Obr. 0.7 Výstupní tlumivka



Obr. 0.8 Zkušební pracoviště pro ožívování měniče svářečky



Obr. 0.9 Fotografie ze zkušebního svařování