

Bakalářská práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Návrh moderní síťové nabíječky elektromobilu s vysokou hustotou výkonu

Vladislav Walter Nürnberger

Vedoucí: Ing. Pavel Skarolek

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Obor: Aplikovaná elektrotechnika

Květen 2018



ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Nürnberg** Jméno: **Vladislav Walter** Osobní číslo: **434687**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Návrh moderní síťové nabíječky elektromobilu s vysokou hustotou výkonu

Název bakalářské práce anglicky:

Design of modern line charger for electric vehicle with high power density

Pokyny pro vypracování:

1. Proveďte studii literatury na téma výkonové měniče v aplikaci nabíjení elektromobilů.
2. Navrhněte topologii měniče s PFC na bázi SiC určeného k nabíjení elektromobilu dle zadaných parametrů.
3. Sestavte obvodové schéma měniče včetně řídicích obvodů.
4. Navrhněte desku plošných spojů měniče s ohledem na vysokou hustotu výkonu.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Pavelka, J., Zděnek, J.: Elektrické pohony a jejich řízení. České vysoké učení technické v Praze, Praha 2010
- [2] Billings K., Morey, T.: Switchmode power supply handbook. New York: McGraw-Hill 2011
- [3] Záhlava, V.: Návrh a konstrukce desek plošných spojů. Česká technika - nakladatelství ČVUT, Praha 2005
- [4] ST Microelectronics Inc., < <http://www.st.com> >

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Skarolek, katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **17.01.2018**

Termín odevzdání bakalářské práce: **25.05.2018**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2019**

Ing. Pavel Skarolek
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

Poděkování

Děkuji Ing. Pavlu Skarolkovi za odborné vedení bakalářské práce a za předání cenných zkušeností s návrhem desek plošných spojů.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 25. května 2018

.....

Abstrakt

Cílem práce je návrh moderní sítové nabíječky elektromobilu. Práce se zabývá volbou topologie nabíječky, návrhem obvodového schématu a návrhem desky plošných spojů. Uvažovaný výkon nabíječky je 3 kW z jednofázové sítě 230 V. Návrh desky plošných spojů je proveden s ohledem na vysokou hustotu výkonu a předpokládá použití výkonových součástek na bázi karbidu křemíku.

Topologie sestává z boost měniče a izolovaného DC/DC měniče. Proces nabíjení je řízen MCU ARM Cortex M4, který ovládá výstupní napětí prostřednictvím střídavy tranzistoru boost měniče. Boost měničem je také implementována aktivní korekce účinníku.

Výsledkem práce je vyrobená deska plošných spojů, která je připravená k osazení. Navržená deska je dvouvrstvá s rozměry 300 x 92 mm. Součástky se nacházejí na vrchní straně desky a jsou proto snadno dostupné i ve fázi testování.

Deska byla navržena v programu EAGLE. K práci jsou přiloženy soubory z tohoto programu včetně Gerber souborů.

Klíčová slova: nabíječka elektromobilu, deska plošných spojů, aktivní PFC, SiC, vysoká hustota výkonu

Vedoucí: Ing. Pavel Skarolek
ČVUT v Praze,
Fakulta elektrotechnická,
Katedra elektrických pohonů a trakce,
Technická 2
166 27 Praha 6

Abstract

The aim of this thesis is to design a modern line charger for electric vehicle. This work describes charger topology selection, circuit diagram design and printed circuit board design. The rated charger power is 3 kW from a single-phase 230V grid. The design of printed circuit board is made with regard to a high power density and assumes the use of high-performance components based on silicon carbide.

The topology consists of a boost converter and an isolated DC/DC converter. The charging process is controlled by the MCU ARM Cortex M4, which controls the output voltage via the boost converter duty cycle. The boost converter also implements active power factor correction.

The result of this work is a printed circuit board, which is ready for assembly. The designed board has two layers and dimension of 300 x 92 mm. The parts are located on the top of the board and are therefore easily available in the testing phase.

The board was designed in the EAGLE software. The files from EAGLE, including Gerber files, are attached to this work.

Keywords: electric vehicle charger, printed circuit board, active PFC, SiC, high power density

Title translation: Design of modern line charger for electric vehicle with high power density

Obsah

Úvod	1	Závěr	53
1 Výkonové měniče v aplikaci nabíjení elektromobilů	3	Literatura	55
1.1 Možné topologie nabíječek	4	A Obvodové schéma	59
1.1.1 Vstupní/výstupní filtr	4	B Proudové a napěťové dimenzování desky plošných spojů	61
1.1.2 AC/DC PFC boost měnič	5	B.1 Izolační vzdálenosti	61
1.1.3 DC/DC měnič	7	B.2 Proudová zatížitelnost plošných spojů	62
1.1.4 Integrované nabíječky	9	C Seznam elektronických příloh	65
1.1.5 Polovodičové materiály	10		
2 Návrh topologie měniče	13		
2.1 Požadavky	13		
2.1.1 Silová část	13		
2.1.2 Řídící počítač a software	14		
2.1.3 Mechanické provedení	15		
2.2 Blokové schéma	16		
2.3 Silové schéma	17		
3 Dimenzování součástek	21		
3.1 Proudové dimenzování	21		
3.2 Transformátor	21		
3.3 PFC tlumivka	23		
3.4 Dimenzování polovodičových součástek	24		
3.5 Blok měření	25		
3.5.1 Stanovení hodnot měřících rezistorů	25		
3.6 Dimenzování chlazení	29		
4 Obvodové schéma měniče	33		
4.1 Primární strana	33		
4.2 Sekundární strana	35		
4.3 Řídící ostrov	36		
5 Řízení	39		
5.1 Chování PFC bloku	40		
5.2 Řídící struktura	41		
5.2.1 Vstupní veličiny výpočtu	41		
5.2.2 Regulační schéma	42		
5.3 Pracovní oblast	44		
6 Návrh desky plošných spojů	47		
6.1 Postup při návrhu	47		

Obrázky

1.1 Blokový diagram běžné nabíječky baterií [15]	4
1.2 Zapojení EMI filtru [46]	5
1.3 Můstkový usměrňovač a boost měnič [13]	6
1.4 Můstkový usměrňovač a dva boost měniče paralelně [15]	6
1.5 Bezmůstkový boost měnič [17] ...	7
1.6 DC/DC měnič - H-můstek [16] ..	8
1.7 DC/DC měnič - poloviční můstek [16]	9
1.8 Integrovaná nabíječka využívající indukčnosti motoru [14, 20]	10
2.1 Blokové schéma	16
2.2 Silové schéma	18
3.1 Provedení chlazení výkonových součástí	31
4.1 Primární strana	33
4.2 Sekundární strana	36
4.3 Řídící ostrov	37
5.1 Typické průběhy význačných veličin při CC-CV nabíjecím algoritmu [25]	39
5.2 Obvodové schéma boost měniče .	40
5.3 Regulační schéma nabíječky	43
5.4 Pracovní oblast boost měniče [10]	44
6.1 Návrh desky plošných spojů v programu EAGLE	48
6.2 Vyrobená deska plošných spojů .	51
A.1 Obvodové schéma	60
B.1 Minimální izolační vzdálenosti dle normy EN 60950 [11]	61
B.2 Proudová zatížitelnost plošných spojů [29]	63

Tabulky

3.1 Zvolené hodnoty odporů bočníků	27
3.2 Zvolené hodnoty odporů napěťových děličů	28
B.1 Izolační vzdálenosti	62



Úvod

Bakalářská práce se zabývá návrhem nabíječky pro experimentální elektromobil vlastněný katedrou elektrických pohonů a trakce. Jedná se o Citroën Berlingo Electric, který nemá v současnosti uspokojivě řešené nabíjení akumulátorů. Cílem je vytvořit návrh obvodového řešení a navrhnout desku plošných spojů pro prototyp zařízení, které by sloužilo k nabíjení tohoto elektromobilu.

Nabíječka bude síťová s jednofázovým připojením s výkonem 3 kW. Kvůli zlepšení účinku odebíraného výkonu a potlačení vyšších harmonických složek proudů je implementována aktivní korekce účinnosti. Deska plošných spojů je navržena s ohledem na vysokou hustotu výkonu. Návrh předpokládá osazení polovodičovými součástkami na bázi karbidu křemíku (SiC). Použitím technologie SiC by mělo být možné dosáhnout vyšší hustoty výkonu a vyšší účinnosti ve srovnání s běžnou křemíkovou technologií.

Návrh nabíječky je v práci popsán od samého počátku až do okamžiku odeslání desky plošných spojů do výroby.

Práce začíná kapitolou věnovanou přehledu možných topologií, které se vyskytují ve spojitosti s aplikací nabíjení elektromobilů. Následuje kapitola, která popisuje začátky samotného návrhu. Obsahuje požadavky na zařízení, představuje blokové a silové schéma prototypu. Třetí kapitola se zabývá dimenzováním součástek. V kapitole jsou uvedeny výpočty parametrů transformátoru, tlumivky boost měniče a měřících bloků. Čtvrtá kapitola je věnována podrobnému popisu obvodového schématu včetně řídicích obvodů. Popis zapojení je rozdělen do tří částí podle jednotlivých izolovaných ostrovů nabíječky. V páté kapitole je popsáno řízení nabíječky a regulační struktura, která sestává ze tří regulačních smyček se zápornou zpětnou vazbou. V poslední kapitole je představena navržená deska plošných spojů a jsou popsány zásady, které byly při návrhu desky dodržovány.

Kapitola 1

Výkonové měniče v aplikaci nabíjení elektromobilů

Výkonové měniče v aplikaci nabíjení elektromobilů neboli nabíječky mohou dosahovat různých výkonů a mohou mít různá provedení.

Základní dělení nabíječek je na palubní nabíječky „on-board chargers“ a nabíječky, které jsou situovány mimo vozidlo „off-board chargers“, nazývané také rychlé nabíječky. [12]

V případě palubní nabíječky je elektromobil připojen k jednofázové nebo třífázové síti a o přeměnu na stejnosměrné napětí vhodné pro baterie se stará měnič, který je součástí vozidla. Palubní nabíječky dosahují jednotek kW až několik málo desítek kW. Například jeden z nejrozšířenějších elektromobilů Nissan Leaf má palubní nabíječku 6,6 kW [41], Tesla Model S má v základu palubní nabíječku 11,5 kW, verze s větším dojezdem 17,3 kW [42]. Výkon palubních nabíječek je limitován dostupným prostorem v šasi elektromobilu, hmotností nabíječky, velikostí ztrátového výkonu a je otázkou výrobních nákladů elektromobilu. [12] Nissan Leaf ujede po hodině nabíjení palubní nabíječkou 50 km. Základní verze Tesla Model S ujede po hodině nabíjení palubní nabíječkou 55 km. [41, 43] Doba plného nabití u obou vozů poté činí více než sedm hodin. Takové nabíjení je ideální přes noc, ale při potřebě dobít vozidlo rychle na cestách je nevhodné. Nabíjení palubní nabíječkou bývá označováno jako Level 1 v případě jednofázového připojení a Level 2 v případě třífázového. [1]

Pro rychlé nabíjení elektromobilů slouží rychlé nabíječky. Zásadní rozdíl oproti pomalému nabíjení prostřednictvím palubní nabíječky je v tom, že do elektromobilu proudí již stejnosměrný proud, který byl usměrněn výkonovým měničem mimo elektromobil. Palubní nabíječka je v takovém případě přemostěna a energie proudí rovnou do baterií. Rychlé nabíječky jsou stacionární. Díky umístění mimo vozidlo nejsou natolik limitovány jejich rozměry a hmotnost. Mohou mít lepší provedení chlazení a tedy i větší výkon. Rychlé nabíječky bývají umístěny u frekventovaných silničních tahů a představují ekvivalent čerpací stanice pohonných hmot u automobilů se spalovacími motory. [12]

Existuje několik standardů pro rychlé nabíjení elektromobilů, které se liší maximálním výkonem. V Evropě je standardem IEC 62196 Typ 2, který je určen jak pro stejnosměrný, tak střídavý proud a v základní verzi dokáže dodat výkon až 43,5 kW AC nebo 35 kW DC. V provedení CCS Combo2, které má dedikované piny pro stejnosměrný proud, může poskytnout výkon až 70 kW. [44] V současnosti nejvýkonnější nabíjecí stanice provozuje automobilka Tesla, jejíž elektromobily je možné nabíjet výkonem až 120 kW. [45] Rychlé nabíjení zpravidla umožňuje nabít elektromobil na 80 % kapacity baterie za 30 minut. [13] Rychlé nabíjení bývá označováno jako Level 3. [1]

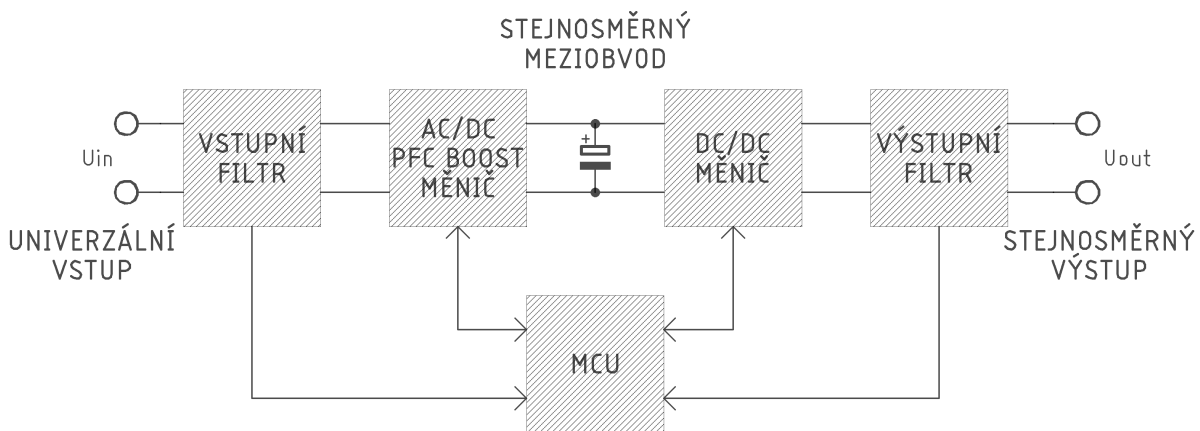
Další možné dělení nabíječek je z hlediska toku energie na jednosměrné a obousměrné. Jednosměrné nabíječky umožňují tok energie ze sítě do baterie vozidla, neumožňují ale zpětný

tok energie, který je většinou vyloučen použitím diodového usměrňovače na vstupu měniče. Obousměrné nabíječky zpětný tok energie do sítě umožňují. Jejich využití se předpokládá s rozvojem Smart-grids, v kterých by elektromobily mohly sloužit jako úložiště energie a podílet se na síťových službách. Použití baterií jako síťového úložiště energie je v současnosti limitováno především degradací vlastností baterie s počtem nabíjecích cyklů, a tedy neekonomičností takového použití. [2, 14]

1.1 Možné topologie nabíječek

V této podkapitole je obsažen přehled možných topologií výkonových měničů, které jsou uváděny v souvislosti s nabíjením elektromobilů.

Na obrázku 1.1 je zjednodušené blokové schéma běžné nabíječky baterií elektromobilu. Mož-



Obrázek 1.1: Blokový diagram běžné nabíječky baterií [15]

ných topologií splňujících toto schéma je několik. Topologie může využívat můstek, nebo může být bez můstku, může být použit DC/DC měnič s transformátorem kvůli galvanickému oddělení. Topologie může také obsahovat paralelně řazené sekce pro zmenšení zvlnění proudu. Sjednocujícím prvkem všech topologií je přítomnost PFC neboli Power Factor Correction, jehož úkolem je zlepšení účinnosti odebraného výkonu ze sítě a potlačení vyšších harmonických složek proudů. Implementaci PFC nepřímou vyžaduje norma ČSN EN 61000-3-2. [27]

V následujících podkapitolách budou probrána možná zapojení jednotlivých bloků z obrázku 1.1. Celý měnič pak může kombinovat jednotlivá řešení těchto bloků podle toho, jaké vlastnosti jsou pro měnič stěžejní.

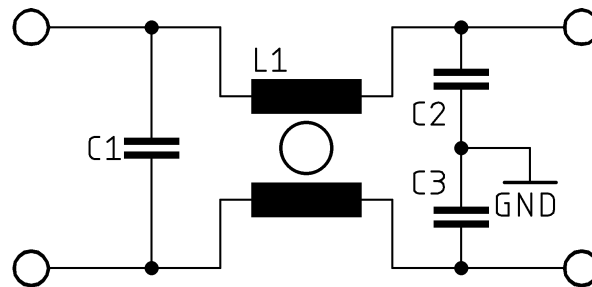
1.1.1 Vstupní/výstupní filtr

Spínané zdroje mohou být velkým zdrojem rušení, a proto je nezbytné osazovat jejich vstupy a výstupy filtry a nejlépe se současně snažit o snížení rušení přímo u zdroje. [3] Zapojení, které má za cíl odfiltrovat rušení, se říká EMI¹ filtr.

Jedno z možných zapojení EMI filtru je na obrázku 1.2, filtr sestává z tlumivky se společným jádrem a z kondenzátorů. Tlumivka se společným jádrem slouží k potlačení většiny nesymetric-

¹Electromagnetic Interference

kého rušení, zbývající vysokofrekvenční složky jsou svedeny k zemi dvojicí kondenzátorů C2 a C3. Kondenzátor C1 slouží k potlačení symetrického rušení. [46] Použité kondenzátory musí být certifikované pro použití na síťové napětí a označeny jako typ X pro použití mezi pracovními vodiči a typ Y pro použití mezi pracovním vodičem a zemí. Při selhání prvního typu by hrozil zkrat a riziko požáru, u druhého by mohl nastat úraz elektrickým proudem při doteku kostry zařízení. [47]



Obrázek 1.2: Zapojení EMI filtru [46]

1.1.2 AC/DC PFC boost měnič

Vstupní AC/DC měnič má tři úkoly:

- Usměrnjuje napětí sítě
- Upravuje hodnotu usměrněného napětí
- Zlepšuje účinnost výkonu odebíraného ze sítě

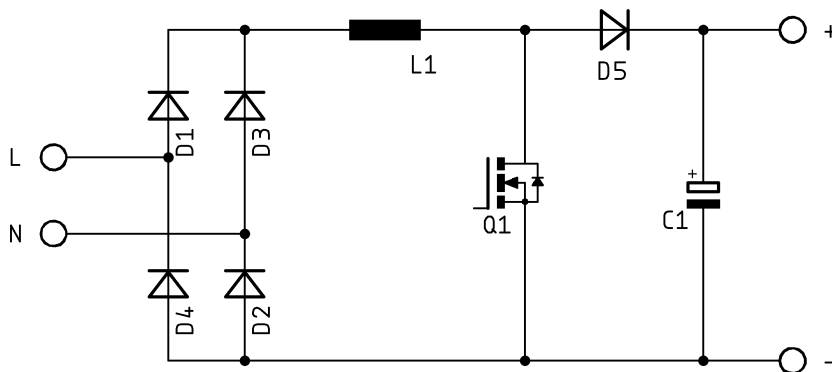
Výše uvedené body lze splnit těmito zapojeními:

■ Můstkový usměrňovač a boost měnič

Obrázek 1.3 zobrazuje nejjednodušší možné zapojení můstkového usměrňovače a boost měniče. Princip diodového usměrňovače je zřejmý. Boost měnič funguje následovně: v taktu, kdy je tranzistor Q1 sepnut, narůstá v tlumivce L1 proud, dioda D5 je polarizována závěrně a energie pro zátěž je čerpána z elektrolytického kondenzátoru C1. V následujícím taktu je tranzistor Q1 vypnut, směr proudu v cívce je zachován zleva doprava, načež se na cívce indukuje napětí, které v sériové kombinaci s usměrněným napětím sítě dosahuje vyšší hodnoty než napětí na kondenzátoru C1. Důsledkem je propustná polarizace diody D5 a nabíjení kondenzátoru C1. [4] Napětí, na které je kondenzátor C1 nabit, je dáno střídou spínání tranzistoru Q1. Princip boost měniče je blíže popsán v kapitole 5.1.

Dané zapojení boost měniče se v anglické literatuře nazývá „positive boost regulator“, protože výstupní i vstupní napětí jsou kladná vzhledem k společné záporné zemi. [3]

Výhodou zapojení je malé množství součástek, nevýhodou může být vysoké zvlnění vstupního proudu, které klade velké požadavky na EMI filtr. [16]



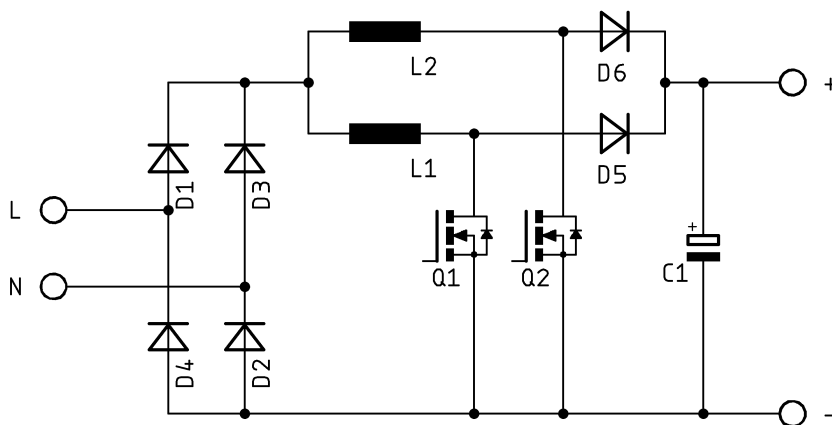
Obrázek 1.3: Můstkový usměrňovač a boost měnič [13]

■ Můstkový usměrňovač a vícefázový boost měnič

Topologie na obrázku 1.4 obsahuje dva boost měniče zapojené paralelně. Vhodným spínáním tranzistorů Q1 a Q2 je dosaženo snížení zvlnění vstupního proudu.

Činnost zapojení je následovná: předpokládejme střihu 50 %, kdy je zvlnění proudu maximální [4] a spínání tranzistorů v protifázi. V prvním taktu je sepnut tranzistor Q1, proud tlumivkou L1 narůstá, Q2 je vypnut a energie akumulovaná v předešlém taktu v tlumivce L2 proudí přes diodu D6 do kondenzátoru C1, proud tlumivkou L2 v tomto taktu klesá. V následujícím taktu se situace obrátí, Q1 je vypnut, proud v tlumivce L1 klesá a proudí přes diodu D5 do kondenzátoru C1, zatímco Q2 je sepnut a proud tlumivkou L2 narůstá. Poté nastává opět první takt.

Celkový vstupní proud je dán součtem proudů tlumivkami L1 a L2. Zvlnění vstupního proudu je poté oproti předešlé topologii menší vlivem fázového posunu proudu tlumivkami. Potlačení zvlnění proudu se příznivě projeví snížením požadavků na vstupní EMI filtr, který může být menší. [12, 15] Paralelně můžeme řídit i více než dvě boost sekce. Rozhodnutí kolik sekcí volit je

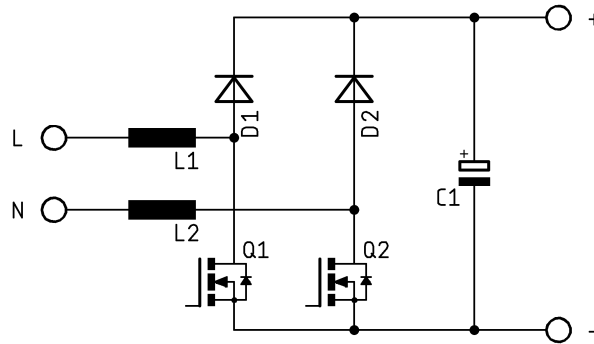


Obrázek 1.4: Můstkový usměrňovač a dva boost měniče paralelně [15]

kompromisem mezi cenou součástek, zabraným místem na desce plošných spojů a požadovaným zvlněním proudu.

■ Bezmůstkový boost měnič

Topologie na obrázku 1.5 zobrazuje zapojení boost měniče bez vstupního diodového můstku. Zapojení sestává z tlumivek L1 a L2, které jsou umístěny na střídavé straně a tvoří indukčnost



Obrázek 1.5: Bezmůstkový boost měnič [17]

boost měniče. Dolní řada ventilů byla nahrazena tranzistory Q1 a Q2, zbylé diody D1 a D2 musí být oproti předešlým topologiím rychlé. [18] Chování obvodu je následovné: při kladné půlčlenné vstupního střídavého napětí protéká tlumivkou L1 proud zleva doprava. Pokud je tranzistor Q1 sepnut, tak jím protéká proud, který se skrze diodu tranzistoru Q2 a tlumivku L2 vrací do sítě. Proud tlumivkami v tomto taktu narůstá a dochází k akumulaci energie v tlumivkách. V následujícím taktu dojde k vypnutí tranzistoru Q1, polarita vstupního napětí zůstává kladná a proud proudí skrze tlumivku L1 a diodu D1 do zátěže a vrací se opět skrze zpětnou diodu tranzistoru Q2 a tlumivku L2. V tomto taktu proud obvodem klesá. V záporné půlčlenné je situace analogická.

V tomto zapojení se proudová cesta uzavírá vždy pouze dvěma polovodičovými součástkami. V předešlých zapojeních vedly proud vždy tři polovodičové součástky. [18] Tímto zapojením je proto dosaženo menších ztrát v propustném směru a tím i vyšší účinnosti. [17]

Nevýhodou je zvýšení rušení vlivem přidaných parazitních kapacit, které vznikají v důsledku plovoucího výstupního napětí vzhledem k síti. Tyto kapacity se v předešlých topologiích neuplatňují, neboť je země výstupu v každém okamžiku spojena se vstupem skrze diodový můstek. Toto rušení zvětšuje požadavky na EMI filtr. [15] Útlum tohoto rušení je ale vhodným zapojením filtru možný. [18]

Vzhledem k absenci můstkového usměrňovače je úskalím této topologie snímání vstupního napětí a proudu. Řešením jsou optické izolátory nebo měřicí transformátory. V předešlých topologiích lze měření vstupních veličin provést jednoduše napěťovým děličem a v případě měření proudu bočníkem. [18]

Existují i další provedení boost měniče, například lze zkombinovat předešlé dvě topologie. [15] Uvedení většího množství topologií by bylo mimo rozsah této práce, proto byly popsány pouze ty nejčastěji citované v literatuře v souvislosti s nabíjením baterií elektromobilů.

■ 1.1.3 DC/DC měnič

Úkolem DC/DC měniče řazeného za PFC blok a vyhlazovací kondenzátor je dále upravit napěťovou hladinu tak, aby byla vhodná pro nabíjené baterie. Tento blok je zpravidla řešen jako

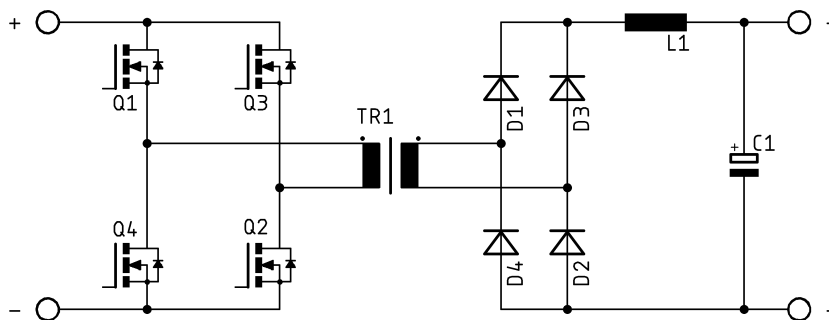
izolovaný. Pro galvanické oddělení je poté použit transformátor. V literatuře jsou popisovány i neizolované nabíječky, které díky absenci transformátorů dosahují vyšší účinnosti. V principu je takový měnič možné použít pro palubní nabíječku. [13] Při vhodné volbě výstupního napětí PFC bloku a napětí baterie tak, aby jejich hodnota byla stejná a zároveň vyšší, než je usměrněné napětí sítě, nemusí být blok DC/DC měniče v neizolované topologii použit.

V případě navrhované nabíječky je galvanické oddělení nutné, proto budou v této podkapitole popsány pouze izolované topologie.

H můstek a můstkový usměřňovač

Topologie na obrázku 1.6 obsahuje H-můstek, který pracuje jako jednofázový střídač. H-můstek sestává z tranzistorů, které spínají zpravidla s vysokou frekvencí. Vždy vede dvojice tranzistorů na diagonále tj. Q1 a Q2 a poté Q3 a Q4. Výkon je následně možné přenést transformátorem, který bývá většinou s feritovým jádrem. Na sekundární vinutí transformátoru je připojen diodový můstek, kterým je napětí opět usměrněno. Cívka L1 slouží k vyhlazení proudu a umožňuje regulaci výstupního napětí změnou střídy tranzistorů H-můstku. [16]

Při požadavku na snížení spínacích ztrát H-můstku může být snadno implementováno ZVS² neboli přepínání v nulovém napětí. [13] Toho je dosaženo kmitavým obvodem, který v ideálním případě tvoří parazitní kapacita tranzistorů společně s indukčností transformátoru. Jako spínací frekvence je poté volena rezonanční frekvence obvodu. [16]



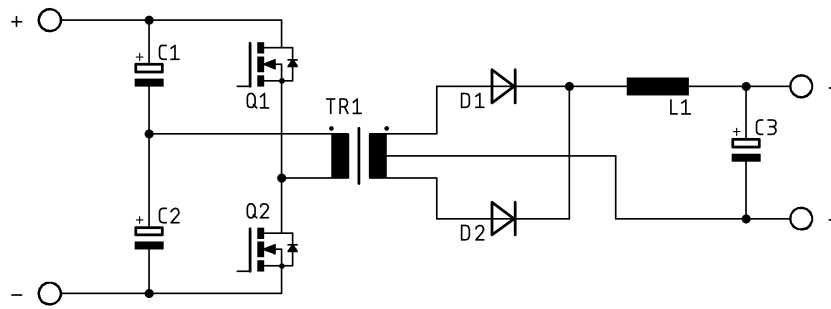
Obrázek 1.6: DC/DC měnič - H-můstek [16]

Poloviční můstek a uzlový usměřňovač

Další možnou topologií je provedení s polovičním můstkem a uzlovým usměřňovačem. Takovou topologii ukazuje obrázek 1.7. Zapojení obsahuje poloviční počet polovodičových součástek oproti předešlé topologii. Vstup sestává z dvojice tranzistorů Q1 a Q2 a kondenzátorů C1 a C2, které plní roli blokovacích kondenzátorů, jenž brání vzniku stejnosměrné složky proudu primárem transformátoru. Oproti H-můstku je polovičním můstkem možné přenést menší výkon. [5, 16]

Použití uzlového usměřňovače na výstupu je výhodné při malém výstupním napětí, protože proud vede vždy jen jedna polovodičová součástka. Zapojení je naopak nevhodné pro vysoké výstupní napětí, protože každá z diod D1, D2 musí být dimenzována na plné napětí sekundáru transformátoru, což je dvojnásobek výstupního napětí. [4]

²Zero Voltage Switching



Obrázek 1.7: DC/DC měnič - poloviční můstek [16]

V praxi je možné obě předešlé topologie kombinovat. Na primáru volit H-můstek a na sekundáru volit uzlové zapojení usměrňovače a naopak. [16]

Existuje mnoho dalších možných provedení DC/DC měničů, které zde nejsou popsány. V případě neizolovaných topologií může být v DC/DC bloku obsažen pouze snižující buck měnič. [3, 13]

1.1.4 Integrované nabíječky

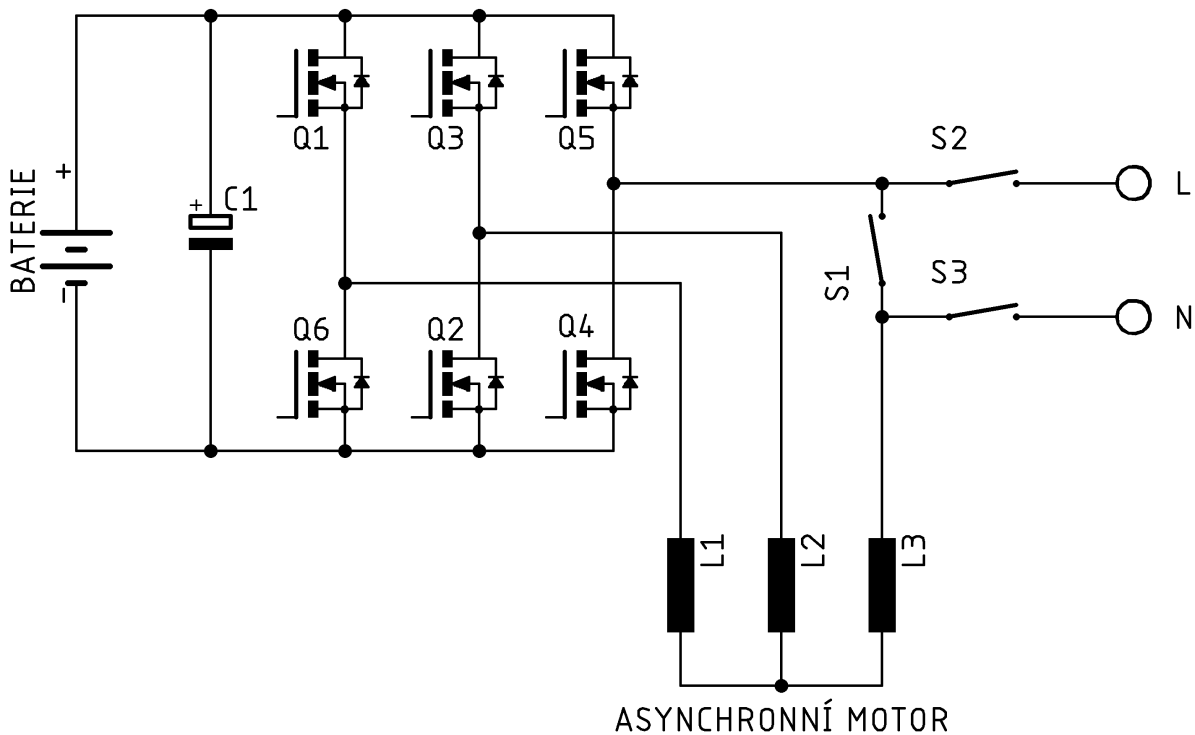
U palubních nabíječek je vidět snaha o sdílení jednotlivých komponent pohonu s nabíječkou. Důvodem je snížení počtu součástek a potažmo i ceny, hmotnosti a rozměrů nabíječky. [12, 19] Jednou z možností integrace je sdílení DC/DC měniče na obrázku 1.1 s pohonem. Při nabíjení proudí energie ze sítě přes měnič do baterií a v režimu jízdy v opačném směru z baterie přes měnič do motoru. [19] Je zřejmé, že DC/DC měnič musí být poté obousměrný, což znamená nahrazení diod v zapojení spínacími součástkami se zpětnými diodami. Další možností, jak ukazuje obrázek 1.8, je použití vinutí asynchronního motoru jako tlumivek pro boost měnič.

Chování zapojení je následovné: V režimu jízdy je sepnut spínač S1 a motor je připojen na inverter tvořený tranzistory Q1 - Q6. Při nabíjení je spínač S1 rozepnut a pomocí spínačů S2 a S3 dojde k připojení na síť. [14] V tomto režimu jsou tranzistory Q1 a Q6 trvale vypnuty. Vinutí motoru poté tvoří indukčnost pro boost měnič. [20] V kladné půlplně vstupního napětí se proudová cesta při zapnutém spínači Q4 uzavírá paralelně zpětnými diodami tranzistorů Q2 a Q6 a vinutím motoru. Proud v obvodu narůstá. Při vypnutém tranzistoru Q4 se proudová cesta uzavírá skrze zpětnou diodu spínače Q5, baterii a opět paralelně zpětnými diodami tranzistorů Q2 a Q6. Proud obvodem klesá. V záporné půlplně je chování analogické.

Pomocí tří kontaktů relé tak lze ušetřit prostředky za cívky boost měniče. [20]

Ze zapojení je patrné, že topologie integruje kromě vinutí motoru jakožto cívek pro boost měnič i inverter motoru s usměrňovačem pro baterii. V zapojení zcela chybí DC/DC měnič, jehož absence je možná při vhodné volbě napětí baterií vzhledem k napětí sítě a jmenovitému napětí motoru. [3, 6, 19, 20]

V literatuře je popisováno mnoho dalších kombinací využívajících vinutí motoru. Jejich popis by přesáhl možnosti této práce.



Obrázek 1.8: Integrovaná nabíječka využívající indukčnosti motoru [14, 20]

1.1.5 Polovodičové materiály

V posledním desetiletí se začínají ve větší míře v polovodičové technice uplatňovat materiály s širokým zakázaným pásem (WBG³) jako je karbid křemíku (SiC) nebo nitrid galia (GaN). [7] Největší předností součástek z těchto materiálů je schopnost pracovat při vyšších teplotách než Si součástky. [19]

Oproti křemíku, jehož šířka zakázaného pásu je 1,12 eV, dosahuje u SiC šířka zakázaného pásu 2,4 - 3,2 eV a u GaN až 3,4 eV. [19] Díky tomu mají tyto materiály nízkou intrinsickou vodivost, která navíc roste s teplotou výrazně pomaleji než u křemíku. Tím je umožněno provozování za vyšších teplot, což se odráží na snížených nárocích na chlazení a možnosti dosáhnout vyšší hustoty výkonu. [21] Ukazuje se, že ani při teplotě 600 °C není u SiC koncentrace intrinsických nosičů náboje limitující, slabými místy jsou při těchto teplotách kovové kontakty a pouzdro. [22] V současnosti lze pro unipolární součástky na bázi SiC počítat s teplotou přechodu přibližně 200 °C. [21, 23]

Ztráty v sepnutém stavu v součástce z WBG materiálu jsou oproti Si součástce menší vlivem nižší hodnoty odporu v sepnutém stavu. Nižší hodnota odporu je u WBG materiálu dosažena díky větší kritické intenzitě elektrického pole. [19] Ve výsledku může mít součástka z WBG materiálu na dané napětí tloušťku 1/10 křemíkové součástky. Tím je docíleno kratší vodivé cesty a snížení odporu na desetinu. Dalšího snížení odporu je dosaženo zvýšeným dotováním materiálu. Teoreticky lze u WBG materiálu dosáhnout tisícinásobně menšího odporu než u součástky vyrobené z Si. [7]

Dalším provozním parametrem, který souvisí s teplotním managementem, je tepelná vodivost,

³Wide-bandgap

kteřá u SiC v závislosti na struktuře může dosahovat hodnot přes 400 W/mK a předčít tak i měd. [21, 22] U křemíku dosahuje tepelná vodivost přibližně 130 W/mK. [19, 21] Nutno říct, že hodnota pro GaN je kolem 110 W/mK, z tohoto důvodu se plánuje nasazení GaN polovodičů především v aplikacích nižších výkonů, kde tento parametr nebude limitující. [19]

Velkou předností polovodičů se širokým zakázaným pásem je rychlejší zapínání a vypínání součástky. Toho je dosaženo snížením celkové kapacity, jejíž rychlost nabíjení a vybíjení definuje rychlost spínání. [19] Dle [24] je náboj závěrného zotavení u SiC MOSFET o řád menší než u srovnatelné křemíkové technologie. U GaN technologie je dokonce možné dosáhnout nulového náboje závěrného zotavení. [24] Ve výsledku dokáže WBG součástka spínat rychleji než srovnatelná součástka z křemíku. Snížení náboje závěrného zotavení se také příznivě projeví na snížení spínacích ztrát a tím zvýšení účinnosti. Za předpokladu zachování stejných spínacích ztrát jako při použití Si technologie, lze u SiC zvýšit spínací frekvenci, a následně zmenšit rozměry transformátoru a EMI filtru. [19]

S ohledem k výše uvedeným skutečnostem je zejména SiC vhodným adeptem na uplatnění v oblasti výkonových měničů určených k nabíjení elektromobilů. Díky menším nárokům na chlazení může dojít ke snížení rozměrů chladiče až na třetinu [23], což může mít význam zejména u palubních nabíječek, u kterých jsou rozměry a hmotnost limitujícím faktorem, který ve výsledku vede k tomu, že jsou elektromobily vybavovány nabíječkami s nízkým výkonem.

Kapitola 2

Návrh topologie měniče

V této kapitole jsou jmenovány požadavky na zařízení, jejichž sestavení předcházelo samotnému návrhu, je popsáno navržené blokové schéma a na závěr kapitoly je popsán silový obvod.

2.1 Požadavky

Požadavky jsou roztrženy do tří sekcí. První sekce se zabývá požadavky z hlediska silové části, které ovlivňovaly výběr topologie měniče, následují požadavky na řídicí počítač a software a poslední sekce se týká požadavků na mechanické provedení.

2.1.1 Silová část

1. Požadovaný výkon nabíječky je 3 kW.

Výkon 3 kW bude odebírán ze sítě 230 V z jedné fáze, nabíječku bude možné připojit na okruh s jističím 16 A. Pro odebraný výkon bude nutné použít aktivní PFC. Aktivním PFC bude zajištěno odebrání proudu ve fázi s napětím a potlačení vyšších harmonických složek proudů. Požadavek na aktivní PFC vychází z normy ČSN EN 61000-3-2. [27]

2. Nabíječka bude dimenzovaná na vstupní střídavé síťové napětí 230 V \pm 10 %.

Napájecí napětí nabíječky se bude pohybovat mezi 207 V a 253 V, což je jmenovitá hodnota síťového napětí \pm povolená odchylka 10 %. [28] Pro větší napětí – přepětí v síti nabíječka hlásí chybu a přerušuje nabíjení, pro menší napětí bude boost měnič s to hodnotu dorovnat na požadovanou, přičemž ale nabíječka omezí svůj výkon, aby primární stranou netekly příliš velké proudy.

3. Nabíjecí-výstupní napětí bude regulovatelné v rozmezí 150 – 200 V.

Nabíjecí-výstupní napětí bude regulovatelné v rozsahu 150 – 200 V pomocí boost měniče. Proces bude řízen mikrokontrolérem (MCU). Rozsah je stanoven s ohledem na použité olověné akumulátory experimentálního vozidla.

4. Primární strana nabíječky bude galvanicky oddělena od sekundární strany.

Galvanické oddělení primární a sekundární strany bude provedeno transformátorem s izolací mezi vinutími. Frekvence v transformátoru bude volena v rozmezí 30 kHz až 100 kHz. Bude použit malý feritový transformátor, což se příznivě projeví na hmotnosti nabíječky. Požadavek na galvanické oddělení vychází z nutnosti zajistit bezpečný provoz zařízení.

2.1.2 Řídící počítač a software

1. MCU bude napájeno ze síťové strany.

MCU bude napájen DC/DC měničem, jehož vstupem bude usměrněné napětí sítě. Výstupní napětí DC/DC měniče bude 5 V, které bude dále sníženo lineárním stabilizátorem na 3,3 V.

2. MCU bude galvanicky oddělen jak od primární tak sekundární strany nabíječky.

Bude použito galvanicky oddělených snímačů proudu a napětí, obdobně řídicí signály vedoucí z MCU na H-můstek a boost měnič budou procházet izolačními oddělovači. Pro napájení bude použito izolačních zdrojů.

3. MCU bude řídit spínání boost tranzistoru.

Z MCU povede do primární části digitální signál, kterým se bude spínat MOSFET tranzistor boost měniče. Strída řídicího signálu bude dána vstupním napětím sítě a požadovaným výstupním napětím.

4. MCU bude řídit spínání tranzistorů v H-můstku.

Z MCU povedou dva digitální signály do primární části, těmito dvěma signály budou spínány tranzistory H-můstku. Jeden signál bude vždy rozveden diagonálně na dva tranzistory H-můstku. Strída signálů bude 50 %.

5. MCU bude měřit proud a napětí na vstupu a na výstupu.

MCU bude měřit proud na vstupu z úbytku napětí na bočníku a napětí na vstupu pomocí napěťového děliče. Hodnoty odporů budou vhodně zvoleny tak, aby měření bylo přesné a zároveň nezpůsobovaly velké ztráty. Oba signály budou analogové. Analogové signály budou převedeny do digitální podoby pomocí analogově digitálního (AD) převodníku, který bude součástí MCU. Obdobně bude probíhat měření napětí a proudu na výstupu.

6. Nabíječka by měla obsahovat uživatelské rozhraní.

Nabíječka bude signalizovat svůj provozní stav pěti LED diodami. Stav ZAPNUTO bude signalizovat připojení nabíječky k síťovému napětí. Po připojení vybitého akumulátoru a zahájení nabíjení bude nejdříve svítit LED NABÍJENÍ PROUDEM, posléze LED NABÍJENÍ NAPĚTÍM, po ukončení nabíjení LED NABITO. Chybový stav bude reprezentovat LED ERROR, může se tak stát například při napájecím napětí nabíječky mimo rozsah 207 - 253 V, nadproudu, podpětí na akumulátorech a v případě softwarové chyby. Stav ZAPNUTO a ERROR by bylo možné sloučit do jedné dvoubarevné LED. Nabíječka bude disponovat tlačítky, které připojí nebo odpojí akumulátor od nabíječky. Tlačítko START zahájí proces nabíjení, tlačítko STOP přeruší posílání impulzů na H-můstek. Po připojení nabíječky k síti automaticky naběhnou všechny pomocné systémy (MCU, měření).

7. Nabíječka bude disponovat displejem, který bude zobrazovat hodnotu napětí akumulátoru a nabíjecího proudu.

Nabíječka bude vybavena displejem a přepínačem NAPĚTÍ/PROUD, který bude zobrazovat hodnotu výstupního napětí nebo proudu v závislosti na poloze přepínače. Popřípadě bude použit displej, který bude zobrazovat obě hodnoty zároveň.

8. Nabíječka bude vybavena komunikační sběrnici.

Nabíječka bude disponovat dvěma komunikačními sběrnici, sériovou linkou a CANem. Pomocí sériové linky se bude připojovat diagnostika a ladění. Pomocí CAN sběrnice se bude moci nabíječka připojovat na CAN automobilu. Výhledově bude nabíječka vyžadovat připojení ke CANu před zahájením nabíjení. Softwarově pak bude možné vyloučit jízdu při připojené nabíječce.

9. Nabíječka bude umožňovat připojení univerzálního HMI¹.

Univerzální HMI se bude připojovat z boční strany vyvedeným konektorem na komunikační sběrnici. Pro HMI bude vyhrazeno místo vedle madla na horní části šasi. S připojením univerzálního HMI bude počítáno již při prvotním návrhu softwaru. Pro HMI bude v softwaru přiřazena sada proměnných.

10. Software musí zajišťovat bezpečné řízení silového obvodu a komunikaci pomocí sběrnice.

Software bude řídit silový obvod pomocí digitálních signálů, které budou procházet oddělovači. Komunikace se softwarem bude umožněna přes CAN a sériovou linku.

11. Software musí umožňovat snadné přidání nového nabíjecího cyklu pomocí sériové linky.

Požadavek plyne z univerzálnosti nabíječky, nabíječka bude schopna nabíjet i jiné typy baterií, než současné olověné baterie experimentálního elektromobilu.

12. Software bude zaznamenávat data o nabíjení ve vhodných intervalech. Tato data musí být možné exportovat do PC pomocí sériové linky.

Software bude automaticky ukládat data o průběhu nabíjení a uchovávat je po dobu nabíjení. V závislosti na příkazu bude nabíječka posílat po sériové lince aktuálně zaznamenaná data, nebo jednorázově všechna data zaznamenaná od počátku nabíjení.

2.1.3 Mechanické provedení

1. Nabíječka bude mít madlo, aby byla snadno přenositelná.

Madlo bude umístěno v horní části. Madlo by mělo mít ergonomický tvar a protiskluzový povrch.

2. Nabíječka musí být odolná proti běžnému mechanickému namáhání a vibracím.

Deska nabíječky bude připevněná k šasi pomocí šroubů s pružinou tak, aby se vibrace nepřenesly na desku, nenamáhaly ji a nezvyšovaly riziko mechanického poškození.

3. Musí být splněny podmínky na bezpečnou obsluhu nabíječky a krytí.

Nabíječka bude umístěna při nabíjení v prostoru vozu, musí být chráněna proti dotyku rukou, předmětem a pádu předmětu, který by ji mohl poškodit. Ochrana proti vlhkosti nebude z důvodu provozního umístění v autě uvažována. Výsledný požadavek na krytí je IP30. Vrchní část krytu nabíječky bude plná, aby se zamezilo pádu jakýchkoli předmětů do nabíječky, chladicí otvory budou po stranách a budou v souladu s požadavkem na krytí. Spodní část šasi bude plná.

¹Human Machine Interface

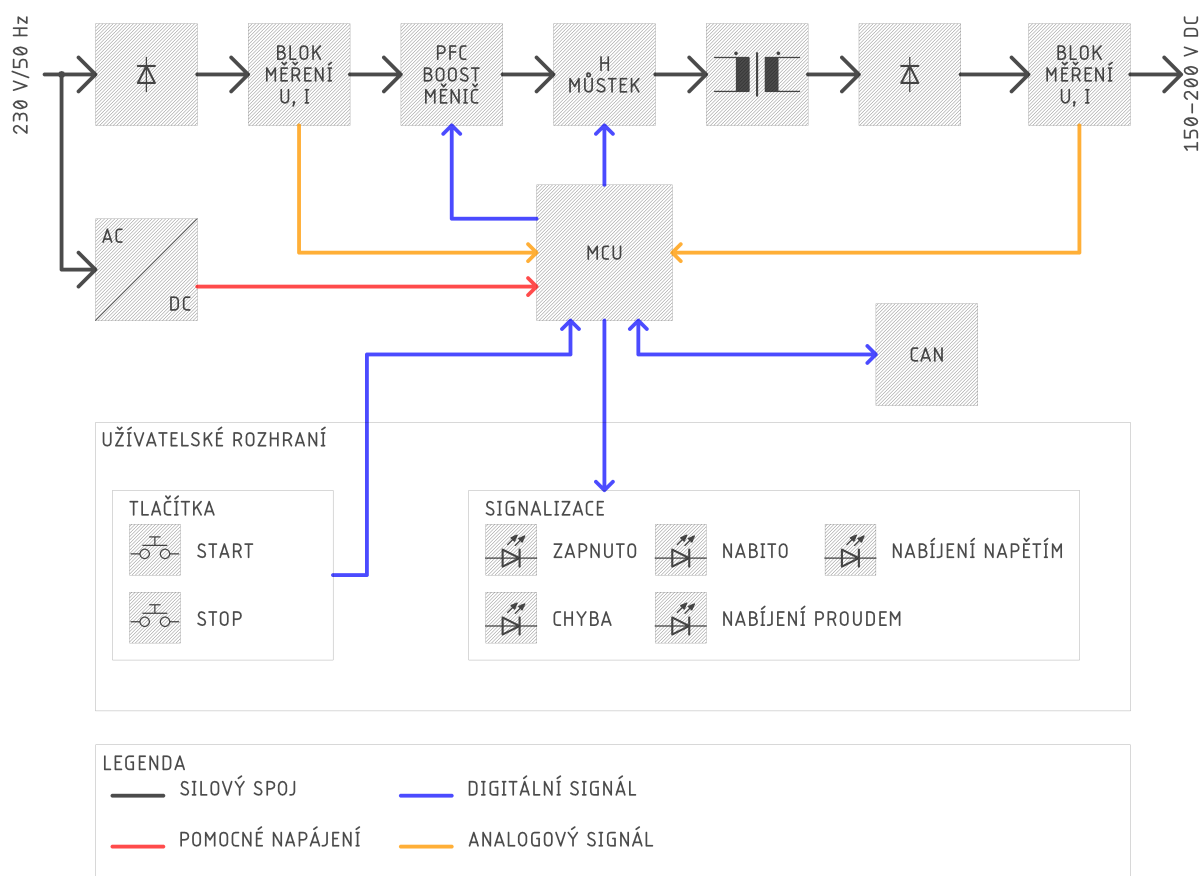
4. Musí být zajištěno efektivní chlazení součástek nabíječky.

Chlazení nabíječky bude aktivní, ventilátor umístěný ze strany vynutí proudění vzduchu uvnitřem nabíječky. Uvnitř nabíječky budou umístěny žebrované chladicí profily.

V průběhu vývoje prototypu nabíječky jsme z některých požadavků slevili, případně upravili způsob řešení požadavku. Změny budou patrné v následující podkapitole.

2.2 Blokové schéma

Obrázek 2.1 zobrazuje blokové schéma navrženého prototypu zařízení.



Obrázek 2.1: Blokové schéma

Vstupem nabíječky bude síťové napětí 230 V/50 Hz a výstupem stejnosměrné napětí regulovatelné v rozmezí 150 - 200 V. Na vstupu nabíječky je umístěn blok usměrňovače, který usměrní síťové napětí. Toto napětí bude společně s protékajícím elektrickým proudem na vstupu změřeno v bloku měření. Dále je řazen blok PFC-boost měnič. Jedná se o stejnosměrný zvyšující měnič napětí. Tento blok zastává dva úkoly. Za prvé zajišťuje odebrání sinusového průběhu proudu ve fázi s napětím a potlačuje vyšší harmonické složky proudů a za druhé zvyšuje napětí na požadovanou úroveň stejnosměrného meziobvodu. Následuje H-můstek, jednofázový střídač, který slouží k rozstředání napětí, aby bylo možné výkon přenést přes transformátor na výstup.

Za transformátorem je řazen blok usměrňovače, který napětí opět usměrní. Transformátor je použit z důvodu požadavku na galvanické oddělení vstupu nabíječky od připojených baterií a zároveň kvůli požadavku výstupního napětí v rozmezí 150 - 200 V. Blok PFC-boost měnič dokáže napětí pouze zvyšovat, a proto má transformátor snižující poměr. Následuje ještě jeden blok měření, který měří výstupní hodnoty napětí a proudu.

O řízení se stará mikroprocesor, který řídí výstupními signály spínač v bloku PFC a spínače v H-můstku. Pro správnou funkci zařízení musí MCU znát změřené hodnoty veličin z bloků měření.

Komunikace nabíječky s vnějším světem probíhá buď přes CAN nebo pomocí uživatelského rozhraní, které sestává z LED indikujících provozní a chybové stavy zařízení a tlačítek, jimiž je možné zařízení řídit, to znamená zahájit a ukončit proces nabíjení. Do prototypu nebyla implementována sériová linka, jelikož její funkci dokáže v prototypu zastat sběrnice CAN. Pro prototyp také nebylo uvažováno připojení displeje, který by zobrazoval měřené hodnoty. Měřené hodnoty při testování bude možné přenést přes CAN a zobrazit v připojeném počítači. Drobná změna nastala ve způsobu napájení MCU. Pomocný zdroj se připojí rovnou na napětí sítě.

2.3 Silové schéma

Schéma silového obvodu je na obrázku 2.2. Ze schématu je patrné, jaké součástky tvoří jednotlivé bloky blokového schématu zařízení.

Na vstupní svorky L, N je připojeno síťové napětí $U_{in(ef)} = 230 \text{ V}$, hodnota napětí může dle normy kolísat v rozmezí $(0,9 - 1,1) U_{in(ef)}$.

Vstupní filtr je tvořen tlumivkou L1 se dvěma vinutími na společném jádře, kondenzátorem C1 typu X a dvojicí kondenzátorů C2 a C3 typu Y. Kombinace tlumivky a kondenzátorů odfiltruje symetrickou i nesymetrickou složku rušení.

Za vstupním filtrem je řazen usměrňovač. Tvoří jej čtyři diody D1 - D4. Usměrněné napětí má amplitudu 293 - 358 V v závislosti na efektivní hodnotě napětí sítě.

Následuje blok měření sestávající z rezistoru R1, který je bočníkem pro měření proudu a rezistorů R2 a R3, které tvoří napěťový dělič. Z bloku měření vycházejí 3 signály, které směřují do MCU.

Dále je blok PFC, který je tvořen boost měničem. Boost měnič se skládá z tlumivky L2, tranzistoru Q1 a rychlé diody D5. Jedná se o nejjednodušší provedení měniče zvyšujícího napětí.

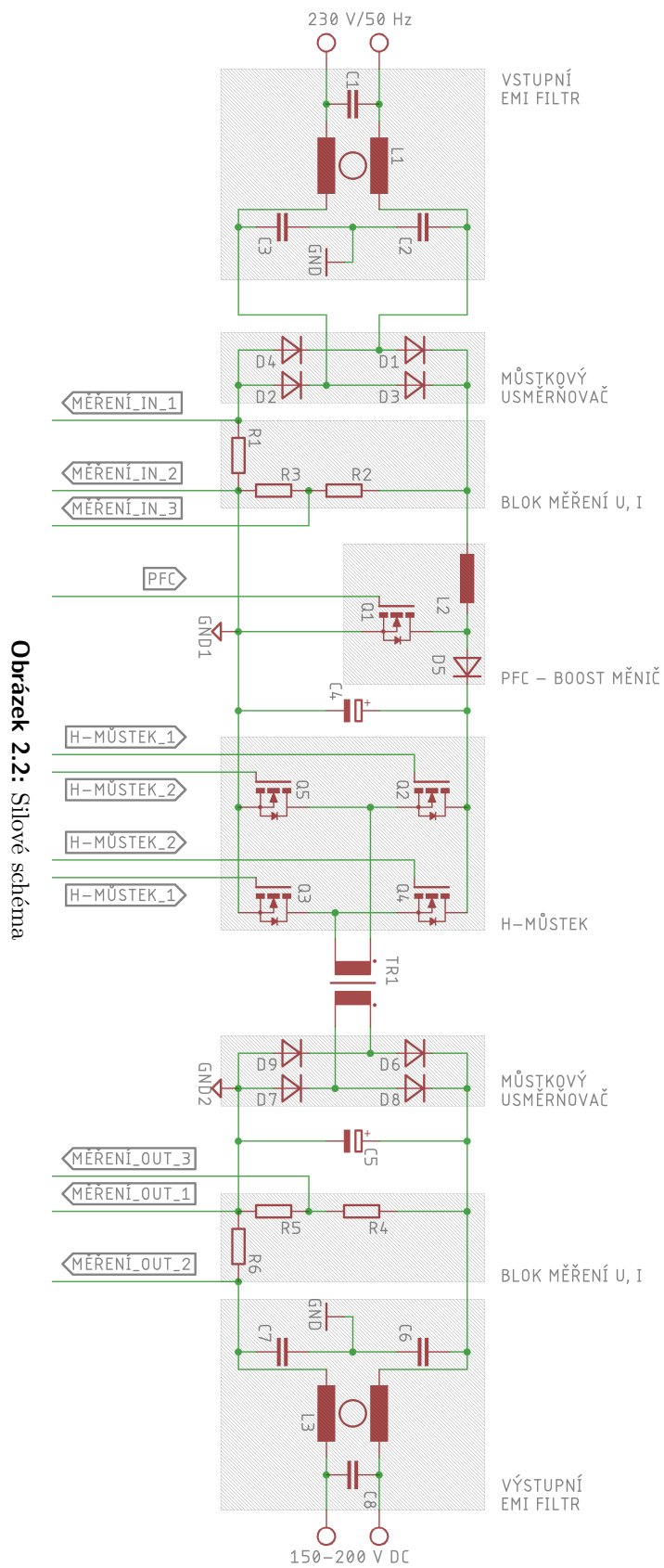
Boost měnič zvyšuje napětí na napětí stejnosměrného meziobvodu. Součástí meziobvodu je elektrolytický kondenzátor C4 s velkou kapacitou, který slouží k vyhlazení napětí. Hodnota vyhlazeného napětí se mění v závislosti na požadovaném výstupním napětí 150 - 200 V. Rozpětí je dáno vlastností akumulátorů, jejich proměnným napětím v závislosti na stavu nabití.

Za vyhlazovacím kondenzátorem je řazen H-můstek, který pracuje jako jednofázový střídač. H-můstek spíná s vysokou frekvencí se střídou 50 %. Vždy vede dvojice tranzistorů na diagonále tedy Q2 s Q3 a poté Q4 s Q5.

Výstup střídače je připojen na primární vinutí transformátoru TR1. Transformátorem je výkon přenesen přes galvanické oddělení na výstup nabíječky. Díky vysoké frekvenci spínání bude použit transformátor malých rozměrů s feritovým jádrem.

Na sekundární vinutí transformátoru je připojen usměrňovač s diodami D6 - D9 v můstkovém zapojení. Můstek opět usměrní napětí na stejnosměrný průběh, který je potřebný pro nabíjení baterií. Diody musí být kvůli vysoké spínací frekvenci H-můstku rychlé.

Za můstkem je řazen elektrolytický kondenzátor C5, který výstupní napětí můstku vyhladí.



Obrázek 2.2: Silové schéma

Následuje druhý blok měření, který stejným principem jako blok na vstupu měří napětí a proud výstupu.

Před výstupními svorkami je umístěn výstupní filtr tvořený kombinací tlumivky L3 s dvěma vinutími na společném jádře a kondenzátorů C6 - C8. Funkce filtru je stejná jako u vstupního filtru.

Zapojení silového obvodu nabíječky bylo voleno tak, aby bylo co nejjednodušší. Proto nebyly použity paralelně řazené sekce boost měniče ani bezmůstková topologie z první kapitoly. Za výstupním usměrňovačem není řazena tlumivka, která je přítomna u topologie s H-můstkem v kapitole 1.1.3. Tuto tlumivku lze v naší topologii vynechat, protože H-můstek nebude regulovatelný a bude spínán s konstantní střídou 50 %.

Tranzistory boost měniče a H-můstku budou voleny typu SiC MOSFET. Jak již bylo popsáno v kapitole 1.1.5, tato technologie by měla umožnit vyšší frekvence spínání součástky a nižší ztráty v sepnutém stavu. Technologie SiC bude volena i pro výkonové diody vyjma vstupního usměrňovacího můstku.

Kapitola 3

Dimenzování součástek

V této kapitole je popsáno dimenzování některých důležitých součástek zařízení.

3.1 Proudové dimenzování

Proudové dimenzování výkonových součástek vychází z požadavku na výkon 3 kW ze sítě 230 V. Vstupní proud lze vypočítat pomocí vztahu pro Jouleovo teplo:

$$I_{in(ef)} = \frac{P_N}{U_{in(ef)}} \quad (3.1)$$

kde P_N je jmenovitý výkon zařízení. Ze vztahu je patrné, že nejvyšší hodnoty proudu je dosaženo při nejnižším možném napětí sítě. Za napětí proto dosadíme hodnotu $U_{in_min(ef)} = 207$ V.

$$I_{in_max(ef)} = \frac{P_N}{U_{in_min(ef)}} = \frac{3000}{207} = 14,5 \text{ A}$$

Dostali jsme hodnotu 14,5 A pro maximální vstupní proud.

Na sekundární straně se bude hodnota usměrněného napětí měnit v rozmezí 150 - 200 V. Z hlediska proudového dimenzování je opět stěžejní stav, kdy je hodnota výstupního napětí rovna spodní mezi $U_{out_min} = 150$ V. Po dosazení do vzorce pro Jouleovo teplo dostáváme výstupní proud:

$$I_{out_max} = \frac{P_N}{U_{out_min}} = \frac{3000}{150} = 20 \text{ A}$$

Na hodnoty $I_{in_max(ef)} = 14,5$ A a $I_{out_max} = 20$ A je nutné dimenzovat výkonové součástky na vstupu a výstupu. Obě hodnoty jsou platné za předpokladu zanedbání ztrát.

3.2 Transformátor

V případě transformátoru nebylo zakoupeno hotové řešení. Transformátor bude navržen a navinut. Jádru transformátoru a jeho kostra byly voleny s ohledem na výkon měniče.

Pro výpočet počtu závitů na primáru se použije vzorec [3]:

$$N_1 = \frac{U_1}{4Bf_{sp}S} \quad (3.2)$$

U_1 je napětí na primárním vinutí. Toto napětí bude rovno nejvyšší možné hodnotě dané sítí, tudíž bude uvažována hodnota 358 V, což je hodnota usměrněného napětí vyhlazeného kondenzátorem při efektivní hodnotě sinusového napětí 253 V. Frekvence spínání obdélníkového průběhu napětí bude volena $f_{sp_tr} = 100$ kHz. Vysoké spínací frekvence bude umožněno použitím technologie SiC MOSFET tranzistorů. Pro výpočet je dále třeba znát efektivní plochu jádra S , kterou lze vyčíst z datasheetu, a magnetickou indukci B . [30] V datasheetu jsou uvedeny ztráty v jádře pro žádanou frekvenci 100 kHz a dvě hodnoty indukci 100 mT a 200 mT. Z teorie elektromechanických měničů je známo, že ztráty v železe rostou přibližně kvadraticky se zvyšující se indukcí [8], a proto je z hlediska ztrát žádoucí volit menší hodnoty magnetické indukce B . Pro výpočet bude proto volena hodnota $B = 150$ mT.

Po dosažení konkrétních hodnot dostáváme počet závitů na primární straně:

$$N_1 = \frac{358}{4 \cdot 150 \cdot 10^{-3} \cdot 100000 \cdot 368 \cdot 10^{-6}} = 16,2$$

Vzhledem ke konstrukci kostry transformátoru zaokrouhlíme počet závitů na $N_1 = 16$.

Počet závitů na sekundárním vinutí N_2 se vypočte pomocí transformační rovnice v upraveném tvaru:

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} N_1 \quad (3.3)$$

$$N_2 = \frac{150}{358} 16 = 6,7$$

I v tomto případě vyšel neceločíselný počet závitů, který je nutno zaokrouhlit, hodnotu upravíme na $N_2 = 6$. Zpětně dopočteme indukované napětí na sekundární straně pro zaokrouhlenou hodnotu počtu závitů N_2 pomocí upravené rovnice (3.3).

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1 \quad (3.4)$$

$$U_2 = \frac{6}{16} 358 = 134,3 \text{ V}$$

Pokud bychom počet závitů N_2 zaokrouhlili nahoru, dostali bychom indukované napětí 156,6 V. Nastal by stav, kdy by zvýšená hodnota síťového napětí znemožňovala dosažení plného rozsahu výstupního napětí. Hodnota 134,3 V je v pořádku, neboť ji na hodnotu 150 V můžeme dorovnat pomocí boost měniče.

Při výstupním napětí 200 V ovšem nastává problém. Hodnotu lze opět dosáhnout pomocí boost měniče, ale pouze při napětí stejnosměrného meziobvodu 533,3 V. Takové napětí stejnosměrného meziobvodu by komplikovalo výběr vyhlazovacího kondenzátoru. Proto je vhodné počet závitů na primární straně volit $N_1 = 17$ a celý postup výpočtu zopakovat.

Pomocí rovnice (3.3) opět dopočteme počet závitů na sekundární straně:

$$N_2 = \frac{150}{358} 17 = 7,1$$

Hodnotu opět zaokrouhlíme směrem dolů, abychom byli s to dosáhnout dolní meze požadovaného výstupního napětí.

Dosažením do upravené rovnice (3.2) ověříme dosaženou hodnotu magnetické indukce:

$$B = \frac{U_1}{4N_1f_{sp}S} = \frac{358}{4 \cdot 17 \cdot 100000 \cdot 368 \cdot 10^{-6}} = 143 \text{ mT}$$

Tato hodnota je nižší než původní, čímž se docílí menší ztráty v jádře.

Se znalostí nového převodového poměru 17:7 opět dopočítáme potřebnou hodnotu napětí stejnosměrného meziobvodu dosazením do upravené rovnice (3.3):

$$U_{DClink} = \frac{N_1}{N_2} U_{out} \quad (3.5)$$

Pro minimální výstupní napětí U_{out_min} dostáváme:

$$U_{DClink_min} = \frac{17}{7} 150 = 364,3 \text{ V}$$

Pro maximální výstupní napětí U_{out_max} dostáváme:

$$U_{DClink_max} = \frac{17}{7} 200 = 485,7 \text{ V}$$

Oproti předešlé hodnotě 533,3 V jsme dostali přijatelnější hodnotu $U_{DClink_max} = 485,7 \text{ V}$. V meziobvodu tak bude možné použít standardní 500V elektrolytický kondenzátor. Hodnota $U_{DClink_max} = 485,7 \text{ V}$ bude dále vystupovat v dimenzování výkonových součástek.

3.3 PFC tlumivka

Tlumivka PFC bloku slouží k omezení nárůstu proudu při sepnutém PFC tranzistoru a k jeho vyhlazení. Ze zadaného zvlnění proudu lze určit indukčnost tlumivky. Zvlnění proudu se udává v procentech a vyjadřuje změnu proudu tlumivkou během jedné periody. Postup určení indukčnosti je převzat z [3].

Maximální zvlnění proudu stanovíme při nejnižším přípustném napětí sítě 207 V, kdy lze očekávat největší vstupní proud $I_{in_max(ef)} = 14,5 \text{ A}$. Amplituda průběhu vstupního proudu je poté $I_{in_max(m)} = 20,5 \text{ A}$. Při výpočtu budeme uvažovat lineární nárůst a pokles proudu PFC tlumivkou. Hodnota zvlnění proudu se většinou volí v rozmezí 5 % - 20 %. [3, 5] Pro zvolenou hodnotu 10 % vychází změna proudu během jedné periody $\Delta I_L = 2,05 \text{ A}$.

Maximální napětí na výstupu bloku PFC, tedy napětí stejnosměrného meziobvodu U_{DClink} , je při maximálním výstupním napětí 200 V rovno hodnotě $U_{DClink_max} = 486 \text{ V}$. Z teorie výkonové elektroniky je známo, že maximální zvlnění proudu nastává při střídě $D = 0,5$. [4] Vztah mezi vstupem a výstupem boost měniče, který v našem případě tvoří blok PFC, je dán vztahem[3]:

$$U_{DClink} = \frac{U_{in(DC)}}{1 - D} \quad (3.6)$$

$U_{in(DC)}$ představuje napětí na vstupu bloku, v našem případě napětí sítě usměrněné diodovým můstkem, a D je střída spínání PFC tranzistoru. Rovnici lze upravit a dopočítat z ní vstupní napětí $U_{in} = 243 \text{ V}$. Z principu funkce boost měniče, která je podrobněji popsána v kapitole 5.1, plyne, že indukované napětí na indukčnosti U_L musí být při střídě $D = 0,5$ rovno hodnotě $U_{in(DC)}$.

Vztah pro indukované napětí U_L je dán předpisem:

$$U_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.7)$$

Vyjádříme si ze vztahu 3.7 indukčnost L a nahradíme derivaci diferencí, dostáváme:

$$L = U_L \frac{\Delta t}{\Delta I_L} \quad (3.8)$$

Časovou diferencí Δt jsme s to určit z periody spínání PFC tranzistoru, v našem případě uvažujeme frekvenci spínání 200 kHz, doba periody je poté $T = 5 \mu\text{s}$, při střídě $D = 0,5$ pak dostáváme časovou diferencí $\Delta t = 2,5 \mu\text{s}$.

Nyní můžeme do rovnice dosadit a konečně dostáváme hodnotu pro indukčnost PFC tlumivky:

$$L_{PFC} = 243 \frac{2,5 \cdot 10^{-6}}{2,05} = 296 \mu\text{H}$$

Pokud si nechceme tlumivku sami navinout, tak jsme při jejím výběru samozřejmě omezeni dostupnými součástkami na trhu. Skutečná hodnota indukčnosti byla proto zvolena $L_{PFC} = 220 \mu\text{H}$. [31] Tlumivka bude mít menší rozměry, než kdybychom zvolili součástku s hodnotou větší než vypočtenou. Pokud znovu propočítáme pomocí upravené rovnice (3.8) zvlnění proudu, dostaneme $\Delta I_L = 2,76 \text{ A}$, tedy 13,5 % maximální hodnoty proudu. S tímto výsledkem můžeme být spokojeni.

Teoreticky by bylo možné zvlnění proudu dále snížit zvýšením spínací frekvence PFC tranzistoru. Zvolená tlumivka je navržena pro frekvence až 300 kHz. [31] Případné zvýšení spínací frekvence by si ale vyžádalo zvýšení spínacích ztrát tranzistoru.

3.4 Dimenzování polovodičových součástek

V navržené topologii je použito několik druhů polovodičových součástek. Na primární straně jsou to diody v můstkovém zapojení, tranzistor a dioda PFC bloku a tranzistory H-můstku. Na výstupu je čtveřice diod tvořící můstek.

Vstupní můstek. Ze schématu 2.2 lze odvodit, že diody vstupního usměrňovače musí být napětově dimenzovány na napětí stejnosměrného meziobvodu. V nejhorším možném případě je napětí stejnosměrného meziobvodu až $U_{DClink_max} = 486 \text{ V}$. Diody můstku proto musí být dimenzovány na tuto hodnotu.

Střední hodnota maximálního vstupního proudu je 13,1 A. Diody v můstku vedou polovinu periody vstupního napětí. Diody je proto nutné proudově dimenzovat na hodnotu 6,55 A.

S ohledem na potřebné předdimenzování součástek byl na vstupu volen můstkový usměrňovač v samostatném pouzdru, který vyhoví s hodnotami maximálního závěrného napětí 600 V a souvislým proudem 25 A. [32]

PFC tranzistor. Tranzistor PFC bloku musí být dimenzován na napětí stejnosměrného meziobvodu, které dosahuje hodnoty až 486 V. Střední proud tranzistorem je závislý na střídě, kterou je tranzistor spínán. Tento proud nepřesáhne střední hodnotu vstupního proudu, která může být až 13,1 A.

Pro PFC blok byl volen SiC MOSFET tranzistor, který vyhoví s průrazným napětím 650 V a souvislým proudem drainem 23,5 A. [33]

H-můstek. Tranzistory v můstkovém zapojení musí být dimenzovány na napětí stejnosměrného meziobvodu $U_{DClink_max} = 486$ V. Maximální proud primárním vinutím transformátoru je 8,24 A, tento proud má obdélníkový průběh. Při střídě 50 % pak musí být tranzistory H-můstku dimenzovány na střední hodnotu 4,12 A.

Pro H-můstek byly voleny stejné tranzistory jako pro PFC blok, které vyhovují.

PFC dioda. PFC dioda musí snést v závěrném směru napětí stejnosměrného meziobvodu 486 V. Pro proud diodou platí to, co bylo napsáno u PFC tranzistoru, tedy že střední hodnota proudu je dána střídou spínání tranzistoru. Střední hodnota proudu ale opět nepřesáhne hodnotu vstupního proudu 13,1 A. PFC dioda musí být oproti diodám vstupního můstku rychlá kvůli velké spínací frekvenci PFC tranzistoru.

Pro PFC blok byla zvolena výkonová dioda STPSC20065. [34] Jedná se o Schottkyho diodu na bázi SiC, která vyhovuje s maximálním závěrným napětím 650 V a souvislým proudem 20 A.

Výstupní můstek. Diody výstupního můstku musí být dimenzovány na plné napětí sekundáru transformátoru, tedy 200 V. Střední proud diodou je 10 A a je dán polovinou výstupního proudu.

Pro výstupní můstek byly voleny stejné součástky jako pro diodu PFC bloku. I v tomto případě platí, že diody musí být vzhledem k vysoké spínací frekvenci tranzistorů rychlé s krátkým časem závěrného zotavení.

3.5 Blok měření

Nabíječka je navržena se dvěma bloky měření, jeden je na vstupu a druhý na výstupu. Zapojení bloků je totožné, napětí je měřeno na děliči napětí a proud jako úbytek napětí na bočnicku, kterým měřený proud protéká. Při určení hodnot odporů byly zohledněny dvě kritéria: maximální ztrátový odpor rezistoru, který je dán typem pouzdra, a maximální úbytek napětí. Měřené úbytky jsou zesíleny izolačním zesilovačem, jehož zesílení je $k = 8$, a přivedeny na příslušné piny AD převodníku MCU. Referenční napětí AD převodníku je napájecí napětí MCU 3,3 V. Maximální vstupní napětí do zesilovače je 0,25 V, proto i maximální úbytek na měřeném rezistoru musí být menší než 0,25 V.

3.5.1 Stanovení hodnot měřících rezistorů

Bočník

Pro bočník byly voleny rezistory v pouzdru 4527, jejichž ztrátový výkon může být až 5 W, při návrhu byl tento ztrátový výkon záměrně omezen na $\Delta P_{bočník_max} = 1$ W, čímž se předejde riziku přehřívání desky v oblasti bočnicku a v nejhorším případě i samoodpájení součástky. Maximální úbytek je $U_{bočník_max} = 0,25$ V. Výsledný odpor bočnicku $R_{bočník}$ dostáváme dosazením do Ohmova zákona:

$$U_{bočník_max} = R_{bočník} I_{bočník} \quad (3.9)$$

a vztahu pro Jouleovo teplo:

$$\Delta P_{bočník_max} = R_{bočník} I_{bočník}^2 \quad (3.10)$$

Vyjdou nám dvě hodnoty odporů, z nichž zvolíme tu menší, která vyhoví oběma kritériím.

V zapojení se nacházejí dva měřící bočníky, proto výpočet provedeme dvakrát pro vstup i výstup.

Primární strana. Na primární straně je nejvyšší možná hodnota vstupního proudu $I_{in_max(ef)} = 14,5$ A. Jedná se o efektivní hodnotu, kterou dosadíme do vztahu pro Jouleovo teplo. Dostáváme hodnotu odporu:

$$R_{bočník_in} = \frac{\Delta P_{bočník_max}}{I_{in_max(ef)}^2} = \frac{1}{14,5^2} = 4,76 \text{ m}\Omega$$

Do druhé rovnice dosadíme hodnotu proudu, který chceme být schopni změřit. Amplituda vstupního proudu má hodnotu $I_{in_max(m)} = 20,87$ A. Abychom mohli měřit i poruchové stavy a zákmity při ladění regulátorů, budeme volit hodnotu proudu o 50 % vyšší $1,5I_{in_max(m)} = 31,3$ A. Dostáváme hodnotu odporu:

$$R_{bočník_in} = \frac{U_{bočník_max}}{1,5I_{in_max(m)}} = \frac{0,25}{31,3} = 7,99 \text{ m}\Omega$$

Z vypočtených hodnot volíme hodnotu $R_{bočník_in} = 4,76 \text{ m}\Omega$, která vyhoví jak z hlediska ztrátového, tak napěťového.

Stejný postup aplikujeme ještě jednou na výstupu.

Sekundární strana. Maximální provozní hodnota výstupního usměrněného proudu je $I_{out} = 20$ A. Po dosazení do upraveného vztahu (3.10) společně s maximálním ztrátovým výkonem $\Delta P_{bočník_max} = 1$ W dostáváme hodnotu odporu:

$$R_{bočník_out} = \frac{\Delta P_{bočník_max}}{I_{out}^2} = \frac{1}{20^2} = 2,5 \text{ m}\Omega$$

Dostali jsme nejvyšší hodnotu odporu $R_{bočník_out}$ z hlediska ztrátového dimenzování, podobně jako na vstupu vypočteme ještě nejvyšší hodnotu danou maximálním napěťovým úbytkem $U_{bočník_max}$.

Hodnotu proudu volíme opět o 50 % vyšší $1,5I_{out} = 30$ A, abychom byli schopni měřit poruchový stav a zákmity regulátorů.

$$R_{bočník_out} = \frac{U_{bočník_max}}{1,5I_{out}} = \frac{0,25}{30} = 8,33 \text{ m}\Omega$$

Výslednou hodnotu odporu $R_{bočník_out}$ volíme $2,5 \text{ m}\Omega$.

Volba konkrétních hodnot. Při volbě reálných součástek jsme omezeni nabídkou výrobců. Při návrhu desky byla navíc dodržována zásada sjednocovat hodnoty a redukovat tak množství typů součástek stejného pouzdra. Důvodem je nedostupnost některých součástek v balení po jednom kusu, případně možnost získání množstevní slevy při odběru většího počtu součástek.

Vypočtené hodnoty jsou maximální, proto je možné volit hodnoty menší. Volbou menších hodnot dojde k dalšímu snížení ztrátového výkonu bočníku, zároveň ale dojde ke snížení úbytku napětí na bočníku a tím i snížení přesnosti měření.

Výsledná hodnota součástky byla volena $3 \text{ m}\Omega$, tato hodnota je ze standardní odporové řady E24, a proto by neměl být problém s její dostupností. Tento rezistor bude zapojen samostatně jako bočník primární strany. Na výstupu bude volena paralelní kombinace dvou rezistorů,

která ve výsledku dá $1,5 \text{ m}\Omega$. Zvolené hodnoty, získaný měřicí rozsah a rozlišení jsou uvedeny v tabulce 3.1.

	vstup	výstup
odpor bočníku	$3 \text{ m}\Omega$	$1,5 \text{ m}\Omega$
maximální měřený proud	83 A	166 A
rozlišení	$33,4 \text{ mA}$	$66,8 \text{ mA}$

Tabulka 3.1: Zvolené hodnoty odporů bočniců

Zvolenou kombinací se zvýšil měřicí rozsah. Rozlišení měření je ale dostatečné, a proto můžeme být se zvolenými hodnotami spokojeni.

■ Napěťový dělič

Pro napěťový dělič jsou použity rezistory v pouzdru 0805. Nejtypičtější maximální ztrátový výkon pouzdra činí $0,125 \text{ W}$. I v tomto případě bude ztrátový výkon při dimenzování záměrně snížen, a to na polovinu $0,06 \text{ W}$. Pro měření napětí je použit stejný typ izolačního zesilovače, proto je opět maximální možný úbytek na měřeném odporu $U_{\text{dělič}_{max}} = 0,25 \text{ V}$. Napěťový dělič sestává z horního odporu R_1 a dolního odporu R_2 , jehož úbytek je měřen.

Protože se rozsah měřených napětí na vstupu a výstupu liší, je nutné provést výpočty pro každou stranu zvlášť.

Primární strana. Usměrněné napětí sítě může dosahovat hodnoty až 358 V . Abychom uměli měřit i poruchové stavy, zvýšíme napětí o 20% na hodnotu 430 V . Toto napětí se rozdělí na horní a spodní odpor děliče. Pokud je na spodním odporu děliče R_2 daný úbytek $U_{R_2_{in}} = 0,25 \text{ V}$, pak je na horním odporu doplněk do hodnoty 430 V : $U_{R_1_{in}} = 429,75 \text{ V}$. U zvoleného pouzdra je nutné mít na paměti, že je napěťově dimenzované na hodnotu 150 V [35], odpor $R_{1_{in}}$ poté musí fyzicky sestávat minimálně ze tří rezistorů daného pouzdra. V našem případě jsme z opatrnosti přidali ještě jeden rezistor navíc a odpor $R_{1_{in}}$ poté sestává ze čtyř součástek.

Při volbě odporů je třeba pamatovat na výše uvedené výkonové omezení. Protože odpor $R_{1_{in}}$ sestává ze čtyř fyzických součástek, je možné ztrátový výkon zvýšit. Ztrátový výkon volíme $\Delta P_{R_{1_{in}}} = 0,125 \text{ W}$. Zvýšení ztrátového výkonu je pouze dvojnásobné a ne čtyřnásobné, lze totiž předpokládat, že se součástky budou na desce nacházet v těsné blízkosti.

Proud odporem $R_{1_{in}}$ dostaneme dosazením do upraveného vzorce pro elektrický výkon:

$$I_{R_{1_{in}}} = \frac{\Delta P_{R_{1_{in}}}}{U_{R_{1_{in}}}} = \frac{0,125}{429,75} = 291 \text{ }\mu\text{A}$$

Pomocí Ohmova zákona dopočítáme hodnotu horního odporu $R_{1_{in}}$

$$R_{1_{in}} = \frac{U_{R_{1_{in}}}}{I_{R_{1_{in}}}} = \frac{429,75}{291 \cdot 10^{-6}} = 1,48 \text{ M}\Omega$$

Podobně vypočítáme hodnotu dolního odporu $R_{2_{in}}$, hodnotu proudu $I_{R_{2_{in}}}$ volíme stejnou jako $I_{R_{1_{in}}}$, neboť předpokládáme nekonečný odpor izolačního zesilovače.

$$R_{2_{in}} = \frac{U_{R_{2_{in}}}}{I_{R_{2_{in}}}} = \frac{0,25}{291 \cdot 10^{-6}} = 859 \text{ }\Omega$$

Získali jsme hodnoty horního a dolního odporu v napěťovém děliči na vstupu $R_{1_in} = 1,48 \text{ M}\Omega$, $R_{2_in} = 859 \text{ }\Omega$, postup nyní zopakujeme pro výstup.

Sekundární strana. Na výstupu se napětí pohybuje v rozmezí 150 - 200 V, při výpočtu opět zvýšíme nejvyšší provozní napětí o 20 %, abychom byli s to rozpoznat poruchové stavy. Ve výpočtech bude proto vystupovat hodnota 240 V. Předpokládejme, že je na dolním odporu R_{2_out} nejvyšší přípustný úbytek $U_{R_{2_out}} = 0,25 \text{ V}$, na horním odporu je poté doplněk do 240 V a to $U_{R_{1_out}} = 239,75 \text{ V}$. Obdobně jako na výstupu musí horní odpor kvůli velkému napětí sestávat z více fyzických odporů v pouzdru 0805, v tomto případě alespoň ze dvou součástek. I zde byl přidán jeden rezistor navíc, a poté R_{2_out} sestává ze tří součástek. Protože jsme zvýšili počet součástek, je možné pro horní odpor počítat s větším ztrátovým výkonem $\Delta P_{R_{1_out}} = 0,1 \text{ W}$ (přibližně 1,5násobek hodnoty pro jednu součástku).

Proud odporem R_{1_out} získáme dosazením do upraveného vzorce pro elektrický výkon:

$$I_{R_{1_out}} = \frac{\Delta P_{R_{1_out}}}{U_{R_{1_out}}} = \frac{0,1}{239,75} = 417 \text{ }\mu\text{A}$$

Pomocí Ohmova zákona dopočítáme hodnotu horního odporu R_{1_out} :

$$R_{1_out} = \frac{U_{R_{1_out}}}{I_{R_{1_out}}} = \frac{239,75}{417 \cdot 10^{-6}} = 575 \text{ k}\Omega$$

Podobně vypočítáme hodnotu dolního odporu R_{2_out} , hodnotu proudu $I_{R_{2_out}}$ volíme stejnou jako $I_{R_{1_out}}$, neboť předpokládáme nekonečný odpor izolačního zesilovače.

$$R_{2_out} = \frac{U_{R_{2_out}}}{I_{R_{2_out}}} = \frac{0,25}{417 \cdot 10^{-6}} = 600 \text{ }\Omega$$

Získali jsme hodnoty odporů v napěťovém děliči na výstupu. Horní odpor by měl mít hodnotu $R_{1_out} = 575 \text{ k}\Omega$ a spodní $R_{2_out} = 600 \text{ }\Omega$.

Volba konkrétních hodnot. Stejně jako v případě bočnicku i teď přichází fáze, ve které hodnoty odporů upravíme s ohledem na to, co je na trhu se součástkami k dispozici, a hodnoty sjednotíme, abychom měli co nejméně různých hodnot jedné součástky. Při volbě reálných hodnot je nutné dodržet dvě zásady: za prvé hodnota horního odporu v napěťovém děliči nesmí být menší než vypočtená, jinak by byl překročen stanovený ztrátový výkon, a za druhé poměr horního odporu ku dolnímu odporu by měl být stejný nebo větší, aby bylo zajištěno, že nebyla překročena hodnota maximálního přípustného úbytku na dolním odporu. Při dodržení těchto zásad byly zvoleny hodnoty uvedené v tabulce 3.2.

	vstup	výstup
horní odpor	4 x 390 k Ω	3 x 390 k Ω
dolní odpor	820 Ω	820 Ω
maximální měřené napětí	476 V	356 V
rozlišení	0,192 V	0,147 V

Tabulka 3.2: Zvolené hodnoty odporů napěťových děličů

Hodnoty odporů byly voleny z řady E12. Sjednocením hodnot jsme dosáhli stavu, kdy je možné děliče sestavit pouze ze dvou různých součástek. Touto úpravou hodnot se zvýšil měřicí

rozsah a zároveň došlo ke snížení přesnosti měření, která je ale díky 12bitovému AD převodníku pořád dostačující.

3.6 Dimenzování chlazení

Největšími zdroji ztrátového tepla v zařízení budou výkonové tranzistory a diody. S ohledem na chlazení je pro tyto součástky voleno pouzdro TO247.

Ztrátové teplo vznikající v polovodičových součástkách je dáno spínacími ztrátami a ztrátami v sepnutém stavu, ztráty ve vypnutém stavu lze zanedbat. [4]

Pro zvolené tranzistory UJC06505K lze spínací ztráty ΔP_{sp} vypočítat ze vztahu [9]:

$$\Delta P_{sp} = \frac{1}{2} U_{DS} I_D (t_r + t_f) f_{sp} \quad (3.11)$$

kde U_{DS} , je napětí mezi drainem a sourcem tranzistoru, I_D je proud drainem, t_r a t_f jsou doby nárůstu a poklesu závěrného napětí součástky a f_{sp} je spínací frekvence.

Dobu nárůstu a poklesu lze odečíst z datasheetu součástky [33], $t_r = 14$ ns, $t_f = 17$ ns. Za U_{DS} dosadíme nejvyšší napětí stejnosměrného meziobvodu 486 V. Za I_D volíme střední hodnotu maximálního vstupního proudu 13,05 A pro PFC tranzistor a maximální proud primárním vinutím transformátoru 8,24 A pro tranzistor v H-můstku. U PFC tranzistoru je volena střední hodnota proudu, protože proud kopíruje tvar vstupního usměrněného napětí. Dosazením střední hodnoty proudu tak vypočítáme střední ztráty během jedné periody. Spínací frekvence PFC tranzistoru je $f_{sp_PFC} = 200$ kHz a tranzistorů H-můstku $f_{sp_H} = 100$ kHz.

Spínací ztráty PFC tranzistoru poté jsou:

$$\Delta P_{sp_PFC} = \frac{1}{2} 486 \cdot 13,05 \cdot (14 + 17) \cdot 10^{-9} \cdot 200000 = 19,7 \text{ W}$$

a spínací ztráty pro tranzistor H-můstku:

$$\Delta P_{sp_H} = \frac{1}{2} 486 \cdot 8,24 \cdot (14 + 17) \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 6,21 \text{ W}$$

Pro výpočet ztrát v sepnutém stavu se použije vztah [9]:

$$\Delta P_{on} = I_{D(ef)}^2 R_{DS} \quad (3.12)$$

kde R_{DS} je odpor v sepnutém stavu. Jeho hodnotu lze vyčíst z datasheetu součástky [33], v naší aplikaci by jeho hodnota neměla překročit $R_{DS} = 60$ m Ω . Za proud drainem tentokrát dosazujeme efektivní hodnoty. Pro PFC tranzistor to je 14,5 A a pro H-můstek 5,83 A.

Dosazením dostáváme ztráty v sepnutém stavu pro PFC tranzistor:

$$\Delta P_{on_PFC} = 14,5^2 \cdot 0,06 = 12,6 \text{ W}$$

a pro tranzistor v H-můstku:

$$\Delta P_{on_H} = 5,83^2 \cdot 0,06 = 2,04 \text{ W}$$

Celkové ztráty výkonového tranzistoru získáme sečtením spínacích ztrát a ztrát v sepnutém stavu:

$$\Delta P_{total} = \Delta P_{on} + \Delta P_{sp} \quad (3.13)$$

Pro PFC tranzistor vycházejí celkové ztráty:

$$\Delta P_{total_PFC} = \Delta P_{sp_PFC} + \Delta P_{on_PFC} = 19,7 + 12,6 = 32,3 \text{ W}$$

pro tranzistor v H-můstku:

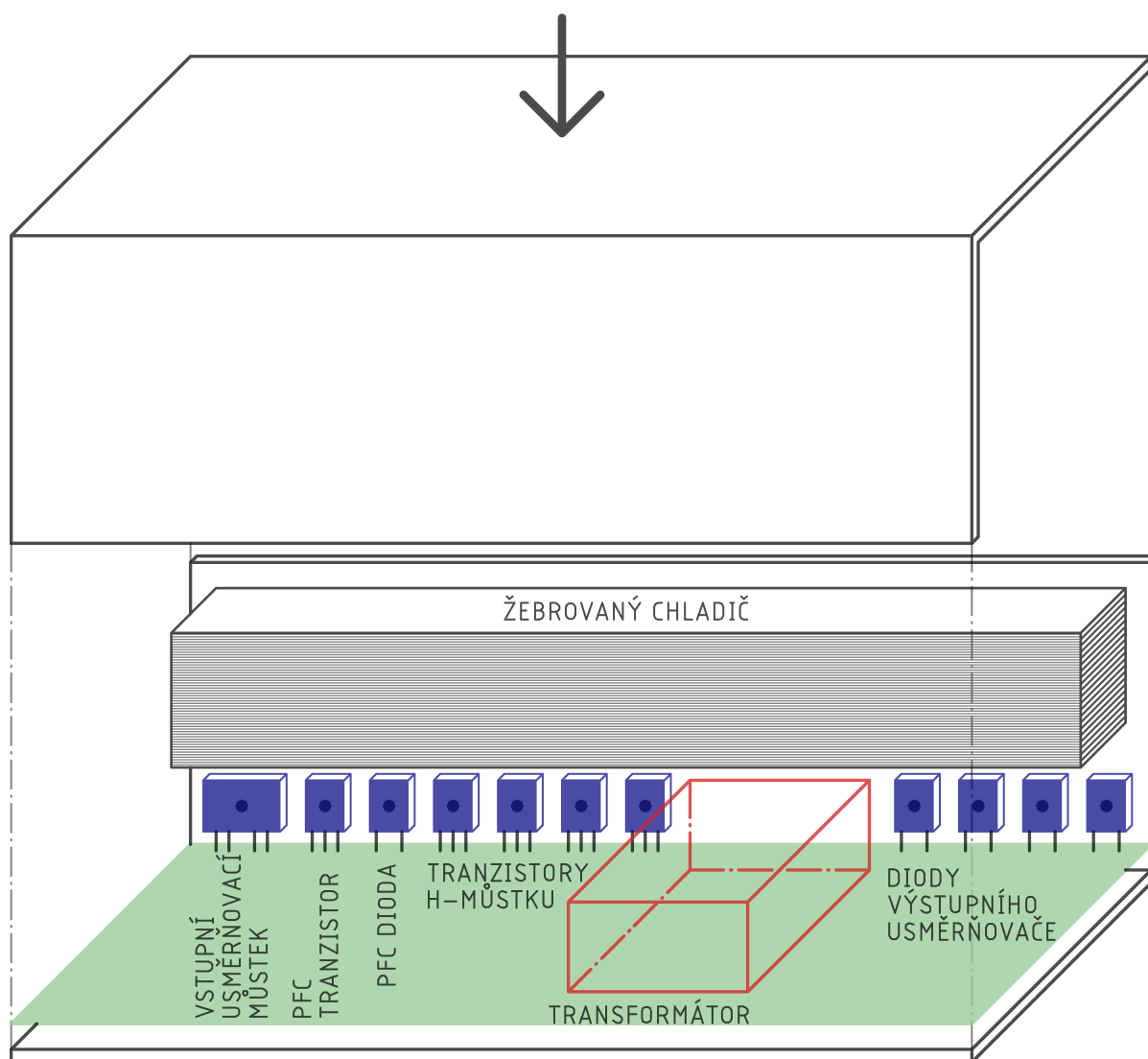
$$\Delta P_{total_H} = \Delta P_{sp_H} + \Delta P_{on_H} = 6,21 + 2,04 = 8,25 \text{ W}$$

Celkové ztráty PFC tranzistoru jsou 32,3 W, pro tranzistor v H-můstku jsou ztráty čtvrtinové. Dle datasheetu [33] nesmějí pouzdra součástek při těchto ztrátových výkonech přesáhnout hodnoty 110 °C pro PFC tranzistor a 140 °C pro tranzistor H-můstku.

Ztráty pro diody byly odečteny z datasheetu [34]. U PFC diody je ztrátový výkon 19,5 W a u diody výstupního usměrňovače 13 W. Teploty pouzder nesmějí přesáhnout 150 °C.

Odvedení ztrátového výkonu součástek bude zajištěno chlazením zařízení. Deska bude osazena do hliníkového chladicího profilu ve tvaru L. Součástky s pouzdem TO247 se uchytí šrouby k vertikální straně profilu. Nad součástky TO247 se k vertikální ploše profilu přichytí žebrovaný chladič. Deska se zakrytuje totožným profilem tvaru L přiloženým shora, tím vznikne kvádr s otvory po stranách. Do jednoho postranního otvoru bude umístěn ventilátor, který vynutí proudění vzduchu a zajistí tak aktivní chlazení zařízení. Sešroubované chladicí profily tvaru L budou zároveň sloužit jako šasi. Teplo z výkonových polovodičových součástek tak bude možno efektivně odvádět pasivně plochou šasi a aktivně prouděním vzduchu skrze žebrované chladiče uvnitř zařízení.

Pro lepší představu popsaného řešení slouží obrázek 3.1.



Obrázek 3.1: Provedení chlazení výkonových součástek

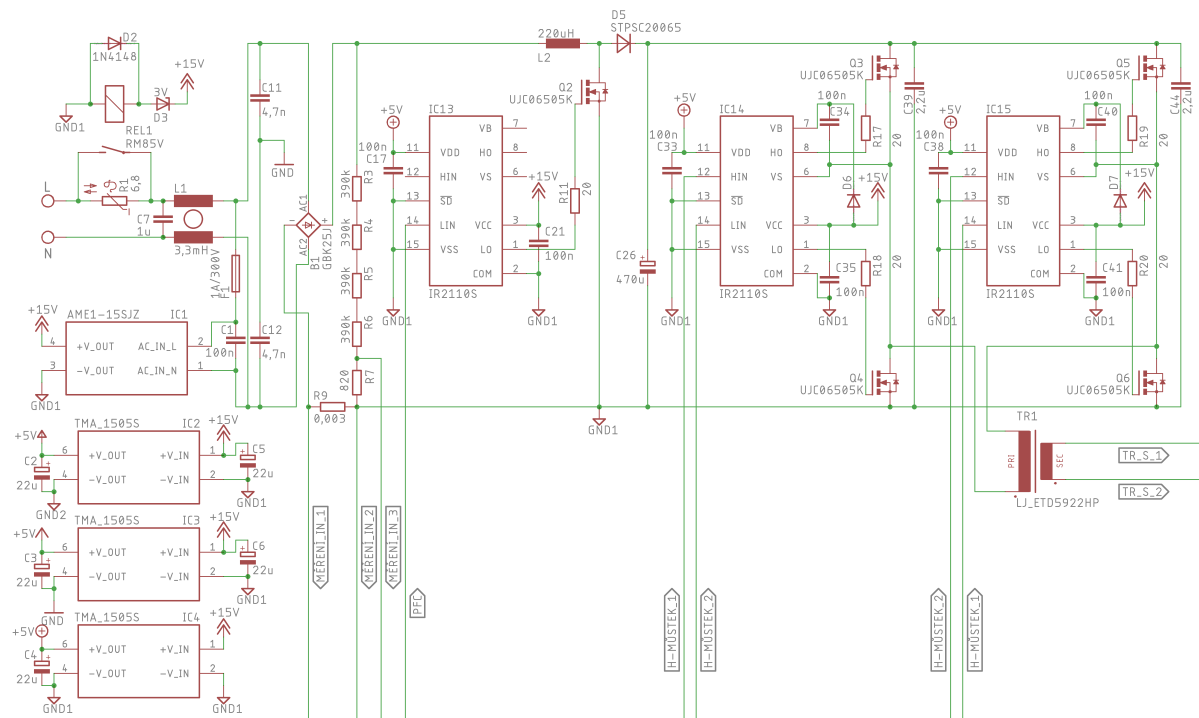
Kapitola 4

Obvodové schéma měniče

Obvodové schéma prototypu sestává ze tří od sebe galvanicky oddělených ostrovů. První ostrov je připojen k síti 230 V a je nazván „primární strana“, druhý ostrov je přes svorky připojován k nabíjeným bateriím a je nazván „sekundární strana“, třetí ostrov je nazván „řídící ostrov“, tento ostrov zahrnuje MCU společně s ovládacími prvky a komunikační sběrnicí. Řídící ostrov je vodivě spojen s šasi, která je uzemněna. Přenos výkonu z primární strany na sekundární je umožněn transformátorem, přenos řídicích signálů a měřených hodnot probíhá prostřednictvím digitálních izolátorů a izolačních zesilovačů.

4.1 Primární strana

Napájení je k nabíječe připojeno pomocí dvou svorek L, N. V proudové cestě je následně řazen



Obrázek 4.1: Primární strana

NTC¹ odpor R1, který má v okamžiku připojení velký odpor, jenž klesá se zvyšující se teplotou. Odpor R1 omezuje proud v okamžiku připojení nabíječky k síti. Proud by byl bez odporu R1 vynucen nabíjením kondenzátoru C26 a jeho nárůst by byl omezen pouze indukčnostmi tlumivek L1 a L2. Hodnota odporu klesá díky zahřívání protékajícím proudem, dokud se neustálí na nenulové hodnotě. Trvale zapojený NTC odpor R1 by tak zvyšoval ztráty zařízení. Aby ke zvýšení ztrát nedošlo, je paralelně k odporu R1 řazen kontakt relé REL1, který v daný okamžik přemostí odpor R1.

Čas do sepnutí relé REL1 bude definován především dobou nabití kondenzátoru C26 a startem pomocného zdroje IC1. Skutečnost, že je dosaženo dostatečného časového intervalu mezi připnutím měniče k síti a sepnutím relé REL1, bude ověřena měřením na zhotoveném prototypu. Relé REL1 není řízeno softwarově pomocí MCU kvůli nutnosti použít pro řídicí signál digitální izolátor. Použitý izolátor IC10 má všechny piny obsazeny a osazení dalšího by znamenalo, že by nebyl plně využit. Použité řešení se proto jeví jako vhodnější.

Paralelně k cívce relé je zapojena nulová dioda D2, která v okamžiku odepnutí relé uzavírá proudovou cestu a eliminuje vypínací přepětí způsobené indukčností cívky. Spotřeba relé je 0,25 W, a lze předpokládat, že ztrátový výkon na NTC odporu R1 by byl o řád větší. Nehledě na ztrátový výkon odporu R1 by bylo obtížné sehnat NTC odpor na jmenovitý vstupní proud.

Dále je řazen odrušovací filtr tvořený kondenzátory C7, C11 a C12 a tlumivkou L1. Tlumivka sestává ze dvou vinutí na společném jádře. Filtr slouží k odstranění možného rušení ze sítě, které by mohlo způsobovat nepřesnosti při měření, a rušení, které by se mohlo z měniče šířit v opačném směru.

Za filtrem je řazen můstkový usměrňovač B1 sestávající ze čtyř diod ve společném pouzdru. Původně bylo zamýšleno sestavit usměrňovač z jednotlivých diod v samostatných pouzdrech, ale nakonec byla zvolena tato kompaktnější varianta, která vyhoví a zabírá na desce podstatně méně místa. Diody v můstku nemusí být rychlé, neboť usměrňují napětí sítě s frekvencí 50 Hz.

Za usměrňovačem je řazen dělič napětí sloužící k měření usměrněného napětí na výstupu usměrňovače B1. Dělič sestává z odporů R3 - R7. Důvody pro volbu dané kombinace odporů jsou blíže specifikovány v kapitole 3.5.1. Dále je řazen rezistor R9, který slouží jako bočník pro měření vstupního proudu.

Následuje stejnosměrný zvyšující měnič napětí, neboli boost měnič. Ten sestává z tlumivky L2 s indukčností 220 μ H, SiC MOSFET tranzistoru Q2 a diody D5. Důvody pro volbu hodnoty indukčnosti jsou blíže popsány v kapitole 3.3. Při sepnutém tranzistoru Q2 dochází k akumulaci energie do tlumivky L2, která v následujícím taktu při vypnutém tranzistoru Q2 proudí přes diodu D5. Napětí je následně vyhlazeno na elektrolytickém kondenzátoru C26. Dalším úkolem boost měniče je zlepšit účinnost zařízení a snížit THD². Toho se docílí spínáním tranzistoru tak, aby docházelo k odebírání vstupního proudu ve fázi s napětím a proud byl v každém okamžiku úměrný vstupnímu napětí.

Za vyhlazovacím kondenzátorem C26 je umístěn H-můstek - jednofázový střídač sestávající ze čtyř SiC MOSFET tranzistorů Q3 - Q6, které jsou stejného typu jako tranzistor Q2. Tranzistory budou spínány diagonálně s 50% střídou. V jednom taktu vedou tranzistory Q3 a Q6 a v následujícím taktu Q4 a Q5. Při přepínání dvojic je třeba softwarově ošetřit tzv. dead time, což je ochranná doba, která brání ve zkratování stejnosměrného meziobvodu, ve výsledku proto bude střída o trochu menší než 50 %. Rozstřídání stejnosměrného napětí je nezbytné pro přenos výkonu transformátorem TR1.

¹Negative Temperature Coefficient

²Total Harmonic Distortion - poměr součtu výkonů všech harmonických k základní harmonické

Použité tranzistory Q2 - Q6 potřebují pro správnou funkci driverů IC13, IC14, IC15. Tyto driverů jsou určeny pro horní a dolní tranzistor, jeden driver tedy může ovládat dva tranzistory. V tomto případě driver IC14 ovládá tranzistory Q3 a Q4 a driver IC15 tranzistory Q5 a Q6. Tranzistor Q2 určený pro boost měnič je připojen jako dolní tranzistor na driver IC13. Napájecí napětí VSS driverů je v souladu s technickou dokumentací součástky voleno 5 V. [33] Napájecí napětí VCC je doporučeno v rozmezí 10 - 20 V a bude voleno 15 V. Napětí 15 V je připojeno z pomocného zdroje IC1 a napětí 5 V ze zdroje IC4, který se nachází ve stejném galvanicky odděleném ostrově.

Kondenzátory C39 a C44 slouží k omezení přepětových špiček při přepínání tranzistorů H-můstku.

Vývody jednofázového střídače jsou připojeny na primární vinutí transformátoru TR1, pomocí něhož je výkon převeden na výstup měniče. Transformátor bude navržen s feritovým jádrem s vysokou frekvencí spínání a bude navinut v poměru 17:7. Výpočty počtu závitů jsou v uvedeny v kapitole 3.2.

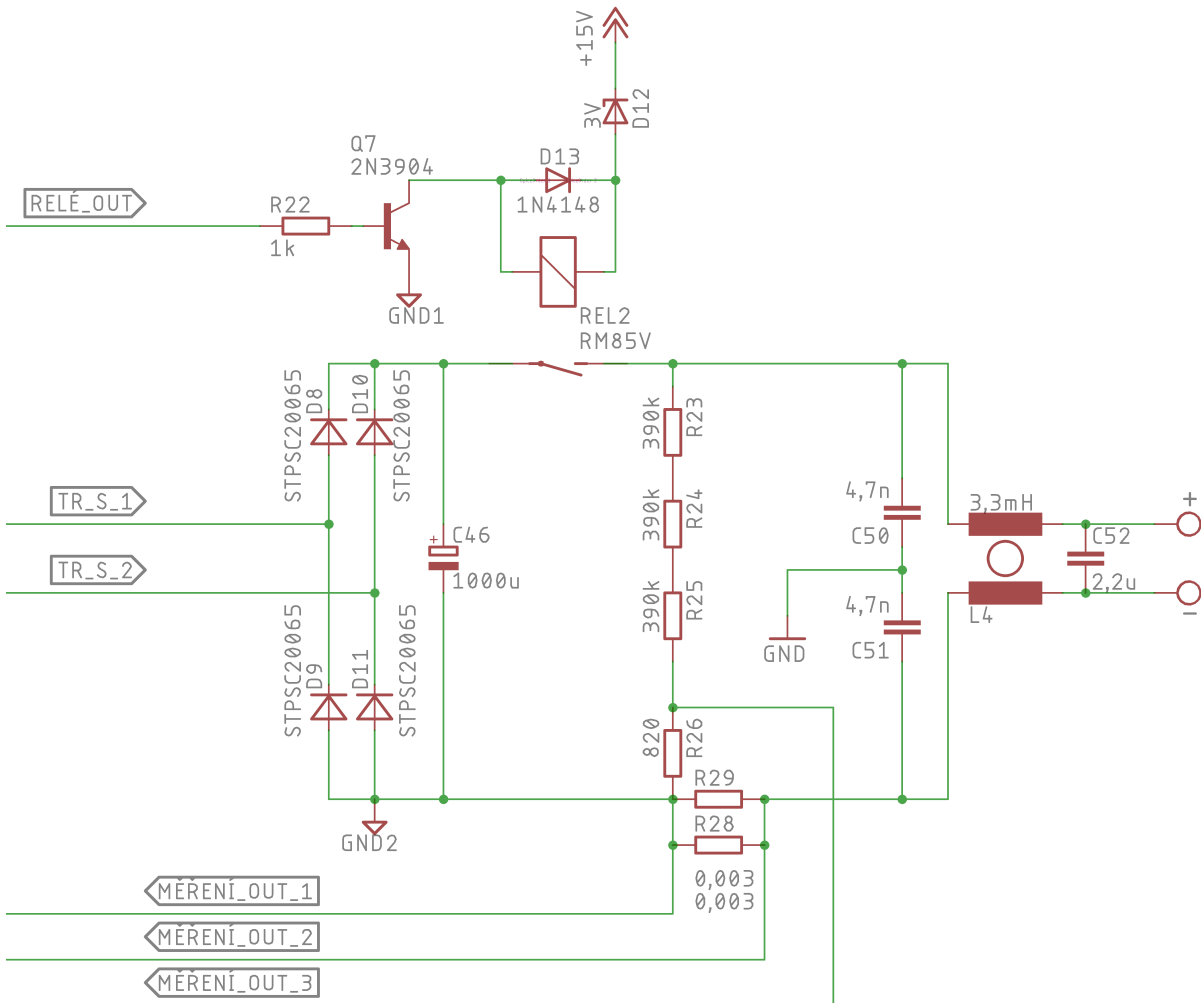
4.2 Sekundární strana

Vysokofrekvenční střídavé napětí na sekundárních svorkách transformátoru TR1 je usměrněno můstkovým usměrňovačem, který sestává z diod v samostatných pouzdech. Na sekundární straně nebylo možné volit integrovaný usměrňovač v jednom pouzdru jako na vstupu. Důvodem je obtížná dostupnost integrovaných usměrňovačů s dostatečně rychlými diodami na trhu se součástkami. Diody musí být rychlé s krátkým časem závěrného zotavení kvůli vysoké spínací frekvenci transformátoru.

Usměrněné napětí je dále vyhlazeno elektrolytickým kondenzátorem C46. Následuje blok měření sestávající z děliče napětí, který je tvořen odpory R23 - R26 a bočnicí tvořené paralelní kombinací odporů R28 a R29. Důvody pro volbu daných kombinací jsou podrobně popsány v kapitole 3.5.1.

Mezi měřicími obvody a výstupním filtrem je zapojený kontakt relé REL2. Relé REL2 slouží jako ochrana měniče před nekompatibilním typem baterie. Toto relé připojí baterii k měniči pouze v případě, že se napětí baterie pohybuje v povoleném rozsahu, tzn. není připojena opačná polarita, baterie není podbita, nebo není připojena baterie, jejíž napětí je vyšší než nejvyšší možné výstupní napětí měniče. Mezi kontakty relé REL2 a jeho cívkou prochází izolační bariéra. Cívka je napájena ze zdroje IC4, který je pomocným zdrojem primárního ostrova. Napětí zdroje 15 V je sníženo Zenerovou diodou D12 na požadovaných 12 V. Paralelně k cívce je zapojena dioda D13, která v okamžiku odpojení cívky uzavírá proudovou cestu a brání tak vzniku přepětí vlivem indukčnosti cívky. Z ekonomických a prostorových důvodů bylo zvoleno relé, které nedokáže vypínat jmenovitý proud sekundáru. Vypínání proudu bude znemožněno softwarově. Relé REL2 je řízeno pomocí MCU, signál pro řízení prochází izolátorem IC10 a následně je zesílen bipolárním tranzistorem Q7.

Bezprostředně před svorkovnicí je zapojen výstupní odrušovací filtr. Filtr sestává z tlumivky L4 se dvěma vinutími na společném jádře a z kondenzátorů C50, C51 a C52. Tento filtr slouží k potlačení rušení, které by mohlo vznikat v měniči a mohlo by se šířit dále výstupem. Na výstupní svorkovnici se připojuje nabíjená baterie v dané polaritě.



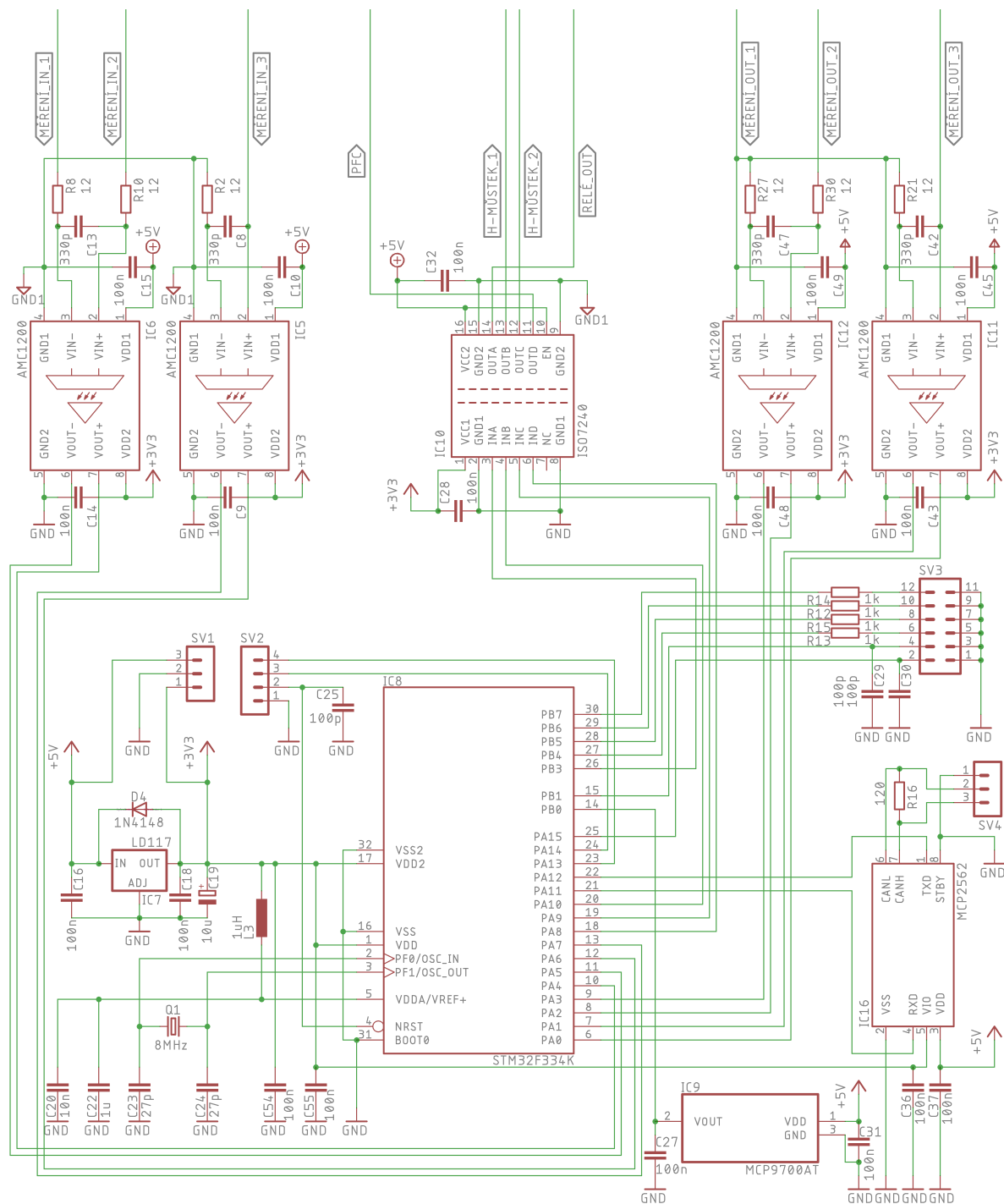
Obrázek 4.2: Sekundární strana

4.3 Řídící ostrov

Řízení celého procesu nabíjení má na starost microprocesor STM32F334 v obvodovém schématu označen jako IC8. Jedná se o 32bitový procesor ARM Cortex M4 s 64kB flash pamětí, 16kB SRAM a dvěma AD převodníky. MCU byl zvolen v pouzdru LQFP32, které se bude z dostupných provedení nejnáze pájet na desku, protože má největší rozteč pinů.

MCU potřebuje napájecí napětí v rozmezí 2 - 3,6 V, z tohoto rozmezí byla volena standardizovaná hladina 3,3 V. Napětí 3,3 V se získá snížením napětí, které dodává pomocný zdroj IC3. Napětí 5 V je sníženo pomocí lineárního stabilizátoru IC7. Zapojení stabilizátoru včetně kondenzátorů C16, C18 a C19 a diody D4 bylo provedeno podle doporučeného zapojení v literatuře [11] a v souladu s datasheetem součástky [36].

Z důvodu možného kolísání napětí je mezi piny VDD2 a VDDA/VREF+ řazena cívka L3. Napětí pinu VDDA/VREF+ je referenční hodnotou pro AD převodníky, proto je žádoucí, aby



Obrázek 4.3: Řídicí ostrov

se jeho hodnota nemění. K poklesu napětí může dojít vlivem zvýšení odběru proudu. Cívka L3 kolísání napětí na pinu VDDA/VREF+ potlačí.

Zdrojem hodinového signálu pro MCU bude krystal Q1, frekvence oscilátoru byla volena 8 MHz, jelikož se jedná o doporučenou frekvenci v datasheetu MCU. [37]

Stěžejními vstupními signály do MCU jsou signály z izolačních zesilovačů IC5, IC6 a IC11, IC12. Dvojice izolátorů IC5 a IC6 měří napětí a proud na vstupu, zbylé dva IC11 a IC12 měří napětí a proud na výstupu. Přenos signálu je dosažen pomocí kapacitní vazby. [38] Zesilovače zesílí vstupní signál 8x s přesností $\pm 1\%$. Výstupy izolátorů jsou diferenciální, což umožní vedení signálu na delší vzdálenosti napříč deskou bez rizika zarušení signálu. Napájení izolačních zesilovačů je na měřené straně provedeno +5 V z příslušného pomocného zdroje. Ze strany MCU jsou izolační zesilovače napájeny sníženým napětím +3,3 V, čímž se zajistí kompatibilita s napěťovými úrovněmi MCU. Zapojení rezistorů a kondenzátorů na vstupech a výstupech bylo provedeno dle doporučeného zapojení v datasheetu. [38]

Měřené diferenciální signály jsou přivedeny na diferenciální vstupy AD převodníků procesoru. Použitý procesor má dva 12bitové AD převodníky s dobou převodu 0,20 μ s. Signály měřené na vstupu jsou přivedeny na ADC2 piny PA4 - PA7. Signály měřené na výstupu jsou přivedeny na ADC1 skrze piny PA0 - PA3.

Teplota desky bude měřena v blízkosti MCU pomocí čidla teploty IC9. Umístění v blízkosti MCU bylo voleno z důvodu absence dalších diferenciálních vstupů MCU. Aktivní chlazení součástek bude provedeno prostřednictvím neregulovaného ventilátoru na +5 V, který bude možné připojit na dané napětí pomocí konektoru SV1. V případě odpojených vstupních síťových svorek umožní konektor SV1 připojení napájení pro MCU. Tím je zajištěna možnost testování a programování MCU bez připojení k síti.

Signály pro řízení bloku PFC a H-můstku jsou připojeny na piny PA8 - PA10 MCU, což jsou výstupy periferie timeru TIM1. Připojení na jeden timer je umožněno vhodnou volbou frekvencí PFC bloku a H-můstku a za předpokladu pevné střídavy H-můstku 50 %. Tyto signály procházejí společně se signálem pro ovládání relé REL2 izolační bariérou v izolátoru IC10. Tento izolátor je na rozdíl od předešlých izolátorů digitální se čtyřmi kanály, ale vazba je v tomto případě také kapacitní. Na straně MCU je opět voleno napájecí napětí +3,3 V, na výstupu je izolátor napájen +5 V ze zdroje IC4.

Programování MCU bude probíhat pomocí programátoru, který se prostřednictvím konektoru SV2 připojí na programovací piny PA13 a PA14. Druhý pin konektoru SV2 je připojen na pin NRST mikroprocesoru, který slouží k resetování MCU. Aby bylo zabráněno nechtěnému resetu vlivem šumu, řadí se k danému pinu kondenzátor C25. K resetu poté dojde až v okamžik vybití dané kapacity.

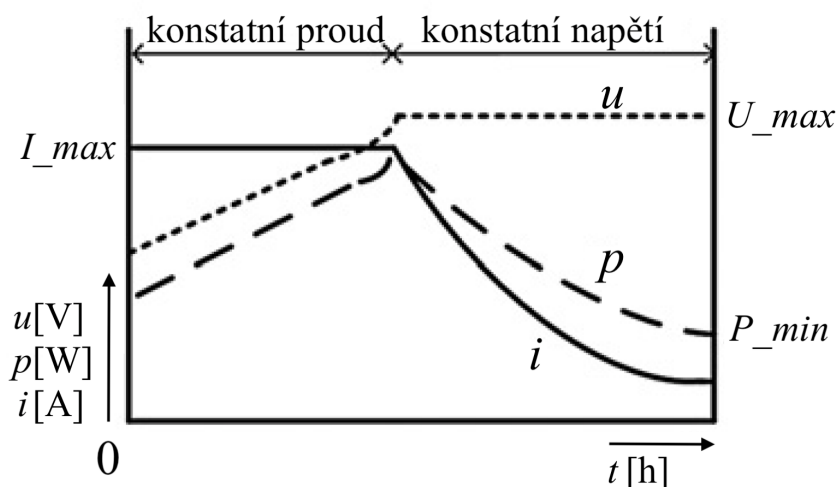
Uživatelské rozhraní je vyvedeno na dvouřadý konektor SV3. Jedna strana konektoru je připojena na zem GND, druhá je připojena k MCU. Piny 12, 10, 8 a 6 a k nim příslušné piny země GND slouží k připojení diod. Napětí procesoru +3,3 V bude pro diody sníženo sériově řazenými odpory R12 - R15. Diody budou sloužit k signalizaci provozních a poruchových stavů nabíječky. Piny 4 a 2 a k nim příslušné piny země GND slouží k připojení tlačítek. Tlačítka budou sloužit k zahájení a ukončení procesu nabíjení. I zde jsou kvůli vyloučení nevyžádaného požadavku na změnu stavu k pinům řazený kondenzátory C29 a C30.

Nabíječku bude možno připojit pomocí CAN sběrnice k automobilu. MCU má pro tento komunikační standard vyhrazen piny PA11 a PA12. Pro úspěšné připojení na CAN je nutné použít řadič IC16, vstupem řadiče jsou signály TXD a RXD vedoucí z MCU. Vstup STBY je trvale připojen na logickou nulu, čímž je vyloučena možnost usnutí řadiče. Výstupy CANH a CANL jsou připojeny na konektor SV4, který bude sloužit k fyzickému připojení. Pro případ, že by byla nabíječka připojena na konec CAN sběrnice automobilu, jsou signály CANH a CANL propojeny terminačním odporem R16, který má pro CAN standard hodnotu 120 Ω .

Kapitola 5

Řízení

Zvolený algoritmus nabíjení, který vyhovuje současným akumulátorům vozidla, je CC-CV (Constant Current - Constant Voltage), průběh napětí a proudu při nabíjení je zobrazen na obrázku 5.1. Vybitá baterie je nabíjena proudem, který je omezen pouze proudovým omezením nabíječky. V našem případě je maximální výstupní proud 20 A. Nabíjení konstantním proudem je dosaženo pomocí řídicí smyčky, která změnou výstupního napětí udržuje proud konstantní. Po dosažení koncového nabíjecího napětí baterie je ukončeno nabíjení konstantním proudem a nastává fáze nabíjení konstantním napětím. V této fázi se již napětí baterie nemění, nabíjecí proud klesá exponenciálně, nabíjecí výkon se v této fázi snižuje, čímž se prodlužuje i doba nabíjení. [2]



Obrázek 5.1: Typické průběhy významných veličin při CC-CV nabíjecím algoritmu [25]

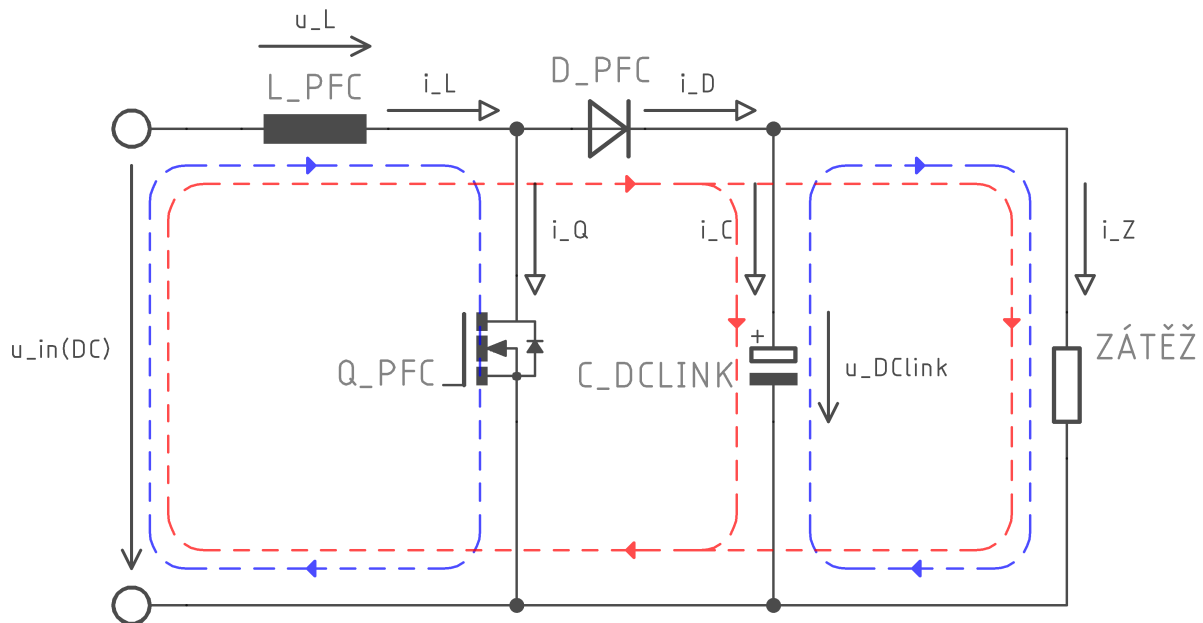
Nabíjecí algoritmus vyžaduje plynulou změnu nabíjecího napětí a proudu. Tuto změnu ovládá mikroprocesor pomocí bloku PFC, který je tvořen boost měničem. H-můstek se na řízení nijak nepodílí, jeho spínací frekvence je stálá, stejně jako střída, která je o málo menší než 50 % kvůli zamezení zkratování stejnosměrného meziobvodu.

Dalším úkolem bloku PFC, jak název napovídá, je aktivní PFC, tedy zlepšení účinnosti odebíraného výkonu ze sítě a potlačení vyšších harmonických složek proudů tak, aby zařízení

bylo v souladu s normou ČSN EN 61000-3-2. [27] V následujících podkapitolách bude nejprve podrobněji popsáno chování PFC bloku a následně bude popsána regulační struktura nabíječky.

5.1 Chování PFC bloku

Chování PFC bloku, který je tvořen boost měničem, bude popsáno za tří předpokladů. Prvním předpokladem je dostatečně velká spínací frekvence f_{sp_PFC} tranzistoru. Pak platí, že se během jedné periody změny hodnoty vstupního usměrněného napětí pouze zanedbatelně. Tento předpoklad lze uvažovat při velkém nepoměru frekvence vstupního napětí a frekvence spínání, což v našem případě platí. Frekvence sítě je $f_{sít} = 50$ Hz a spínací frekvence $f_{sp_PFC} = 200$ kHz. Druhým předpokladem je provozování boost měniče v režimu nepřerušovaných proudů, tedy tak, aby proud indukčnosti L_{PFC} během taktu, kdy je tranzistor vypnut, nezanikl. Režimu nepřerušovaných proudů lze dosáhnout volbou dostatečně velké tlumivky L_{PFC} a k ní adekvátní frekvence spínání f_{sp_PFC} . [3] I to lze v našem případě považovat za platné. Za třetí uvažujeme změnu proudu tlumivkou za lineární.



Obrázek 5.2: Obvodové schéma boost měniče

Na obrázku 5.2 je zobrazen boost měnič vybrané topologie z kapitoly 2.3. Schéma je zjednodušené, jelikož zde není zobrazen vstupní usměrňovací můstek ani výstupní DC/DC měnič. Nabíjenou baterii představuje zátěž. Situace při zapnutém tranzistoru je na obrázku znázorněna modrými proudovými smyčkami, proud i_L indukčností L_{PFC} má v tomto taktu kladnou polaritu a na indukčnosti se indukuje napětí U_L podle vztahu

$$U_L = L_{PFC} \frac{di_L}{dt} \quad (5.1)$$

Derivace proudu di_L/dt je kladná, protože proud obvodem v tomto taktu narůstá, a tedy i indukované napětí U_L je kladné. Předpokládáme-li ustálený stav, pak je kapacitor C_{DCLink} nabit

na požadované napětí stejnosměrného meziobvodu U_{DClink} , které může být v našem případě až $U_{DClink} = 486$ V. Hodnota tohoto napětí je vždy větší než amplituda vstupního usměrněného napětí $U_{in(DC)}$, jehož maximální hodnota může být $U_{in_max(m)} = 358$ V. Je zřejmé, že dioda D_{PFC} je poté polarizována závěrně a proud zátěže i_Z pochází z kondenzátoru C_{DClink} .

V následujícím taktu je tranzistor Q_{PFC} vypnut, situaci zobrazují červené proudové smyčky. Proud indukčnosti i_L začne proudit diodou D_{PFC} do zátěže a do kondenzátoru, který se v tomto taktu opět dobije na požadovanou hodnotu napětí stejnosměrného meziobvodu. Propustná polarizace diody D_{PFC} je důsledkem indukovaného napětí U_L , které má v tomto taktu dle vzorce (5.1) zápornou polaritu, protože proud i_L indukčnosti klesá.

Je zřejmé, že hodnota napětí U_{DClink} , na kterou se nabije stejnosměrný meziobvod, je dána součtem vstupního napětí $U_{in(DC)}$ a indukovaného napětí U_L na indukčnosti v okamžiku vypnutí tranzistoru. Lze ukázat, že vztah mezi výstupním a vstupním napětím je dán při zanedbání ztrát vzorcem [3]:

$$U_{DClink} = \frac{U_{in(DC)}}{1 - D} \quad (5.2)$$

kde D je poměrná doba zapnutí tranzistoru neboli střída. Změnou střídavy tranzistoru je poté možné měnit napětí stejnosměrného meziobvodu U_{DClink} a tím i výstupní napětí nabíječky.

■ 5.2 Řídící struktura

V této podkapitole bude popsána řídicí struktura nabíječky, vstupní veličiny a regulační schéma.

■ 5.2.1 Vstupní veličiny výpočtu

Na obrázku 5.3 je zobrazeno regulační schéma nabíječky. Vstupní veličiny pro řízení jsou:

- Žádaná hodnota výstupního napětí U_REF
- Skutečná hodnota vstupního napětí U_IN
- Skutečná hodnota vstupního proudu I_IN
- Skutečná hodnota výstupního napětí U_OUT
- Skutečná hodnota výstupního proudu I_OUT

Žádaná hodnota výstupního napětí U_REF je dána hodnotou uloženou v paměti MCU pro daný nabíjecí cyklus. Její počáteční hodnota je závislá na okamžitém napětí baterií, které je změřeno před zahájením procesu nabíjení.

Skutečná hodnota vstupního napětí U_IN je měřena pomocí napěťového děliče řazeného za vstupním usměrňovacím můstkem, napětí je měřeno na spodním odporu děliče, měřené napětí je pak úměrné skutečnému usměrněnému průběhu síťového napětí.

Skutečná hodnota vstupního proudu I_IN je získána pomocí bočnicku, napěťový úbytek na bočnicku je úměrný vstupnímu proudu.

Skutečná hodnota výstupního napětí U_OUT je obdobně jako napětí na vstupu měřena pomocí napěťového děliče, úbytek na dolním odporu je úměrný výstupnímu napětí.

Skutečná hodnota výstupního proudu I_OUT se získá měřením úbytku napětí na bočnicku, úbytek je poté úměrný protékajícímu výstupnímu proudu.

Měření napětí na vstupu musí probíhat dostatečně rychle a s potřebnou přesností, neboť jeho průběh je určující pro korekci účinníku. Korigovaný vstupní proud může v nejlepším případě kopírovat průběh sejmutého vstupního napětí. Při nepřesně změřeném průběhu napětí tak může být (i přes jinak dobře pracující blok PFC) korekce nedostatečná. [3] Oproti tomu nároky na přesnost a především rychlost měření na výstupu jsou menší. Měřené napětí je zde vyhlazené kondenzátorem.

5.2.2 Regulační schéma

Schéma obsahuje tři regulační smyčky se zápornými zpětnými vazbami, regulační smyčku výstupního napětí U_OUT , podřízenou regulační smyčku výstupního proudu I_OUT a podřízenou regulační smyčku vstupního proudu I_IN . Všechny tři regulátory jsou typu PI, obsahují proporcionální a integrační člen. Nalezení konstant regulátorů bude předmětem jejich ladění. Regulátory budou realizovány jako řádky programu v paměti MCU, jedná se tedy o digitální regulátory, někdy označované PS¹.

Nejvíce vnořená regulační smyčka vstupního proudu I_IN sestává z rozdílového členu, který porovnává žádanou hodnotu vstupního proudu $I_IN(\sin)^*$ se skutečnou hodnotou I_IN , výstupem bloku je pak regulační odchylka vstupující do PI regulátoru REG I_IN , výstupem je hodnota střídavy, která je omezena blokem OMEZENÍ STŘÍDY. Za blokem omezení je řazen modulátor, který sestává z bloku komparátoru. Komparátor porovnává nastavenou střidu s nosným signálem, který má pilový průběh a zvolenou frekvenci $f_{sp_PFC} = 200$ kHz. Pokud je hodnota střídavy větší než nosný signál, pak je výstupem bloku logická 1, pokud je hodnota střídavy menší, pak je výstupem 0. Výsledkem je pulzně modulovaná hodnota střídavy - signál PWM. V MCU bude modulátor představovat compare unit, která bude porovnávat registr timeru s registrem se zapsanou hodnotou střídavy.

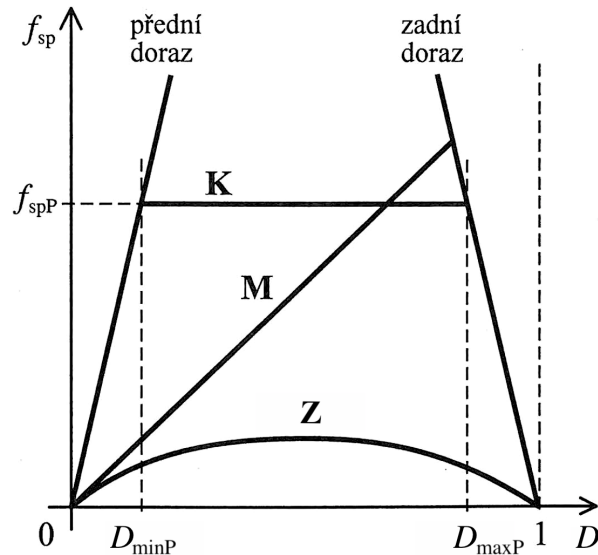
Regulační smyčka, která je nadřazená výše popsané, reguluje výstupní proud I_OUT^* . Do rozdílového členu vstupuje žádaná hodnota výstupního proudu I_OUT^* a skutečná měřená hodnota I_OUT . Výstupem regulátoru je žádaný vstupní proud, který je následujícím blokem jednopolaritně omezen. Omezení je shora maximální hodnotou vstupního proudu $I_IN(\max) = 14,5$ A. Následuje blok součinu, který násobí žádaný proud se signálem úměrným hodnotě napětí na vstupu U_IN . Výstupem je žádaný proud $I_IN(\sin)^*$, u kterého je zajištěno, že je v každém okamžiku úměrný vstupnímu napětí U_IN , a že oba průběhy jsou ve fázi. Tímto je ve výpočtu implementováno aktivní PFC.

Následující regulační smyčka reguluje výstupní napětí a je nadřazená oběma předchozím smyčkám. Smyčka sestává z rozdílového členu, který porovnává žádanou hodnotu výstupního napětí U_REF a skutečnou měřenou hodnotu U_OUT . Výstupem členu je regulační odchylka, která vstupuje do PI regulátoru, jehož výstupem je žádaná hodnota výstupního proudu I_OUT^* . Tato hodnota je následně omezena v bloku jednopolaritního omezení shora hodnotou 20 A, což je nejvyšší přípustná hodnota proudu, na který byl výstup dimenzován. Úkolem této smyčky je udržovat výstupní napětí U_OUT na úrovni U_REF bez ohledu na změnu zátěže nebo změnu hodnoty vstupního napětí U_IN , tato regulační smyčka se proto uplatní pouze ve fázi CV nabíjení. [5]

¹proporcionálně sumační

5.3 Pracovní oblast

Hodnota střídý se z definice pohybuje v rozmezí od 0 do 1 [4], tento rozsah je přitom dále omezen vlivem konečné doby spínání tranzistoru. Jak ukazuje obrázek 5.4, pracovní oblast se zužuje se zvyšující se spínací frekvencí. Nejmenší poměrnou dobu zapnutí D_{min} a největší poměrnou dobu zapnutí D_{max} , které tuto oblast vymezují lze získat ze vztahů [6]:



Obrázek 5.4: Pracovní oblast boost měniče [10]

$$D_{min} = t_{off} f_{sp} \quad (5.3)$$

$$D_{max} = 1 - (t_{on} f_{sp}) \quad (5.4)$$

kde t_{off} je doba vypnutí součástky, t_{on} je doba zapnutí součástky a f_{sp} je spínací frekvence. Uvažovaný SiC MOSFET má parametry $t_{off} = 95$ ns a $t_{on} = 45$ ns [33], volená spínací frekvence je $f_{sp_PFC} = 200$ kHz. Po dosazení těchto hodnot do rovnic (5.3),(5.4) dostáváme:

$$D_{min} = 95 \cdot 10^{-9} \cdot 200 \cdot 10^3 = 0,019$$

$$D_{max} = 1 - (45 \cdot 10^{-9} \cdot 200 \cdot 10^3) = 0,991$$

Pracovní oblast je poté při $f_{sp_PFC} = 200$ kHz omezena na $D \in < 0,019; 0,991 >$.

Ze vzorce (5.2) je patrné, že nejnižší hodnoty nabývá střída pro nejvyšší vstupní napětí a nejnižší výstupní napětí. V našem případě je nejvyšší vstupní napětí $U_{in_max(m)} = 358$ V a nejnižší výstupní napětí je nejnižší napětí stejnosměrného meziobvodu $U_{DClink_min} = 364$ V. Dosazením těchto hodnot do vzorce dostaneme nejmenší pracovní střidu $D_{min}^* = 0,018$. Hodnota střídý byla získána při zanedbání úbytků na vstupním a výstupním diodovém můstku, proto lze předpokládat, že se započtením ztrát bude D_{min}^* v pracovní oblasti měniče.

Při střídě $D_{max} = 0,991$ jsme dle rovnice (5.2) schopni dosáhnout napětí stejnosměrného meziobvodu $U_{DClink} = 486$ V při okamžité hodnotě napětí $U_{in(DC)} = 4$ V. Interval, ve kterém se nachází usměrněný průběh vstupního napětí pod touto hodnotou, trvá při nejnižším možném napětí sítě 95 μ s. To znamená, že během 1 % doby periody vstupního napětí nebude možné dosáhnout požadovaného napětí stejnosměrného meziobvodu, ale hodnoty nižší, která se vypočte dosazením do rovnice (5.2).

Pokud by tato omezení byla při řízení limitující, je možné pro vysoké a nízké hodnoty střídý snížit spínací frekvenci f_{sp_PFC} a tím pracovní oblast zvětšit. Nárůstu zvlnění proudu se v takovém případě nemusíme obávat, protože největšího zvlnění je dosaženo pro střídu $D = 0,5$ a k mezní hodnotám $D = 0$ a $D = 1$ hodnota zvlnění klesá k nule.

Kapitola 6

Návrh desky plošných spojů

V této kapitole je popsána zhotovená deska plošných spojů a zásady, které byly při návrhu dodržovány.

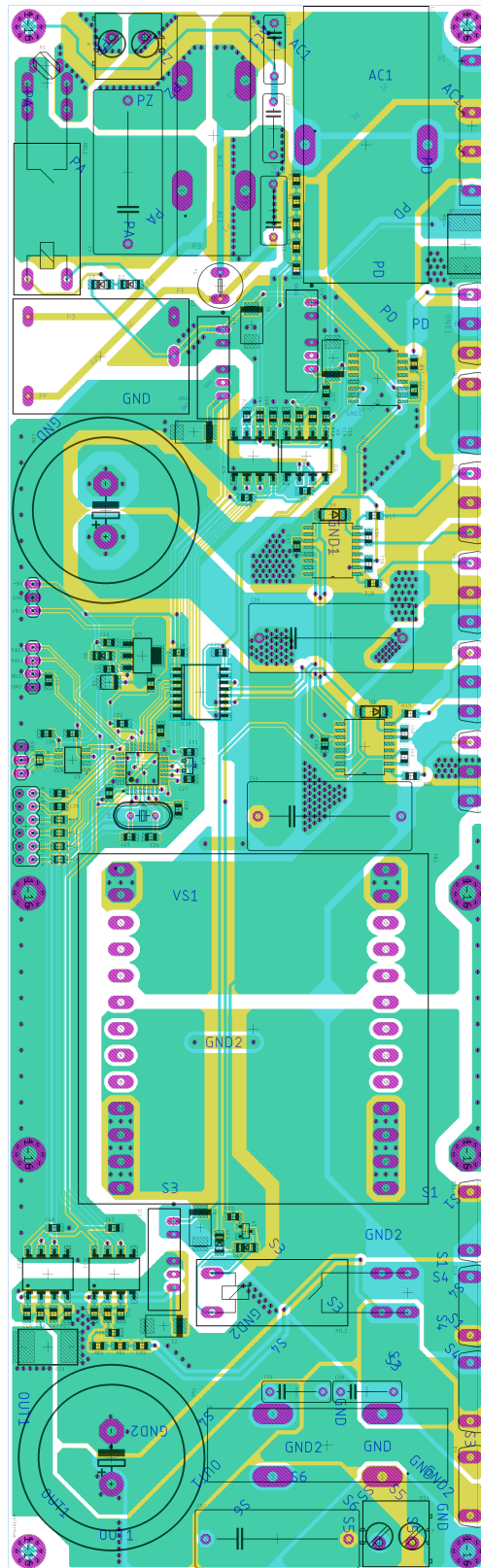
Deska plošných spojů byla navržena jako dvouvrstvá s tloušťkou plošných vodičů 35 μm . Během návrhu byl kladen důraz na vysokou hustotu výkonu. Součástky jsou na desce rozmístěny tak, aby efektivně zaplňovaly prostor desky bez větších prázdných míst, a zároveň jsou silové spoje vedeny tak, aby byly co možná nejkratší. Dosažení popsaného stavu si vyžádalo několik přeskládání desky, než jsme byli s výsledkem spokojeni. Postupnou změnou rozmístění součástek se také podařilo redukovat rozměry desky na konečnou hodnotu 300 mm x 92 mm. Konečnou podobu návrhu desky ukazuje obrázek 6.1. Na obrázku jsou vidět obrysy součástek, horní vodivá vrstva zobrazená modře a spodní vodivá vrstva zobrazená žlutě.

6.1 Postup při návrhu

Návrh desky plošných spojů si vyžádal několik kroků před odesláním desky do výroby:

1. vytvoření obvodového schématu
2. výběr součástek
3. vytvoření chybějících pouzder součástek
4. rozmístění součástek na desce
5. rozvržení silových spojů
6. vytvoření signálových spojů
7. vytvoření polygonů
8. rozlití zemí jednotlivých ostrovů
9. závěrečná kontrola před odesláním do výroby

Nejprve bylo třeba vytvořit obvodové schéma nabíječky, k čemuž byl použit program EAGLE. Tento program je přímo určen pro návrh desek plošných spojů, umožňuje vytvořit obvodové schéma a podle něj vytvořit desku plošných spojů. Velkou předností programu je možnost dalších úprav v obvodovém schématu, které se automaticky projeví na vytvářené desce.



Obrázek 6.1: Návrh desky plošných spojů v programu EAGLE

Před začátkem tvorby desky bylo třeba vybrat konkrétní součástky, případně mít alespoň jasnou představu o zvolených pouzdrech, které definují rozměry součástek na desce. Většina pouzder zvolených součástek byla obsažena v implicitních knihovnách dodávaných s programem. Pro některé musela být knihovna dodatečně vytvořena. Bylo tomu tak například v případě MCU, transformátoru, cívky boost měniče a cívek filtrů.

Následovalo rozmístění součástek na desce. Všechny součástky (vyjma jednoho z rezistorů výstupního bočníku) se na desce nacházejí na vrchní straně, aby byly snadno pájitelné a dostupné i po uchycení desky ke chladicímu profilu. Při rozmisťování součástek na desce bylo uplatněno několik zásad, některé z nich jsou nezbytné pro správnou funkci zařízení:

- Kondenzátory pouzdra 0805, které slouží ke správné funkci integrovaných obvodů (MCU, izolační zesilovače, drivery tranzistorů), byly na desce rozmístěny tak, aby byly co nejbližší příslušným pinům součástek, ke kterým jsou připojeny.
- Drivery tranzistorů jsou umístěny v blízkosti tranzistorů tak, aby signálová cesta na gate byla co možná nejkratší. Blízko tranzistorům jsou také kondenzátory C39 a C44, které omezují přepětové špičky při vypínání tranzistorů.

Další zásady souvisí se ztrátovým výkonem součástek a chlazením:

- MOSFET tranzistory a výkonové diody jsou situovány na horní okraj desky. Při osazení desky do chladicího profilu ve tvaru L pak bude možné tyto součástky, které jsou pouzdra TO247, uchytit šroubem k vertikální ploše chladiče.
- Poloha transformátoru je volena tak, aby byly vytvořeny ventilační kanály v horní a dolní části desky. Při uvažovaném aktivním chlazení ventilátorem umístěným napravo od desky bude umožněn průtok vzduchu zprava doleva a tím efektivní chlazení zejména výkonových polovodičových součástek.
- Vyhlažovací kondenzátory jsou umístěny v dolní části desky co nejdál od tranzistorů, které jsou hlavním zdrojem ztrátového výkonu na desce. Tím se dosáhne prodloužení životnosti kondenzátorů. [26]

Další zásadou bylo rozmisťovat součástky tak, aby byly součástky náležící do stejného izolovaného ostrova u sebe, a tím byla délka izolačního příkopu procházejícího deskou co nejkratší. Při rozmisťování součástek bylo zároveň dobré mít na paměti nadcházející krok, tedy rozvržení silových spojů. Silové spoje by měly vést tak, aby měly co nejkratší délku. [11] V praxi si tento požadavek vyžádal mnohé přeskládaní desky a tedy krok zpátky, než bylo dosaženo uspokojivého vedení silových cest. Šířka všech silových spojů na desce respektuje očekávanou proudovou hustotu. Určení minimální šířky spojů je uvedeno v příloze B.2. Zároveň bylo dbáno na dodržení minimálních izolačních vzdáleností, které jsou uvedeny v téže příloze B.1. Při vedení silových spojů bylo několikrát nutné prokovem dostat spoj na druhou stranu desky, čímž bylo umožněno spoje překřížit.

Výsledkem předešlých kroků již byla deska s jasným rozložením. Součástky primární strany se nacházejí na pravé straně desky, součástky sekundární strany pak nalevo. Izolační bariéra mezi těmito součástkami prochází pod transformátorem. MCU se nachází uprostřed, nalevo od transformátoru ve spodní části desky. V této oblasti se nacházejí i všechny komunikační konektory. Silový vstup a výstup bude připojen ze stran pomocí svorkovnice v příslušném izolovaném ostrově.

Dalším krokem bylo vytvoření signálových cest. Signálové cesty nevedou velké proudy, proto jejich šíře nemusí být velká, na desce byly voleny šíře 0,012 - 0,02 palce¹. Bylo dbáno na to, aby se signálové cesty křížily se silovými vodiči v druhé vrstvě pokud možno kolmo, a tím bylo eliminováno indukované napětí do signálové cesty. Při vedení cest jsme zjistili, že součástky pouzdra 0805 mají v implicitní knihovně příliš velké pájecí plošky. Tato knihovna byla proto upravena tak, abychom mohli vést signál pod součástkou a nebyli v některých případech nuceni použít prokov, vést spoj spodní vrstvou a následně se vracet na vrchní. Prokovy byly přesto při vedení signálových cest na mnoha místech nezbytné.

Po vytvoření všech vodivých spojení byly ze silových spojů vytvořeny polygony. Polygony jsou vodivé oblasti s proměnnou šíří. Jejich vytvořením na desce je dosaženo co nejefektivnějšího využití měděné vodivé vrstvy a zároveň snížení odporu spojů. Při rozmístování polygonů bylo dbáno na to, aby nevznikala zúžená místa, ve kterých by docházelo k nadměrnému zahřívání desky. V tomto kroku proto došlo k drobným posuvům některých součástek. Byly také doplněny prokovy v místech, kde se silový spoj dostává na druhou stranu desky. Jediný prokov je totiž pro dané proudové hustoty nedostatečný.

Polygony mohou taktéž sloužit jako chladicí plocha pro součástky. Toho je využito například u lineárního stabilizátoru pro napájení MCU, který má pro tento účel záměrně velkou plochu pinu +3V3.

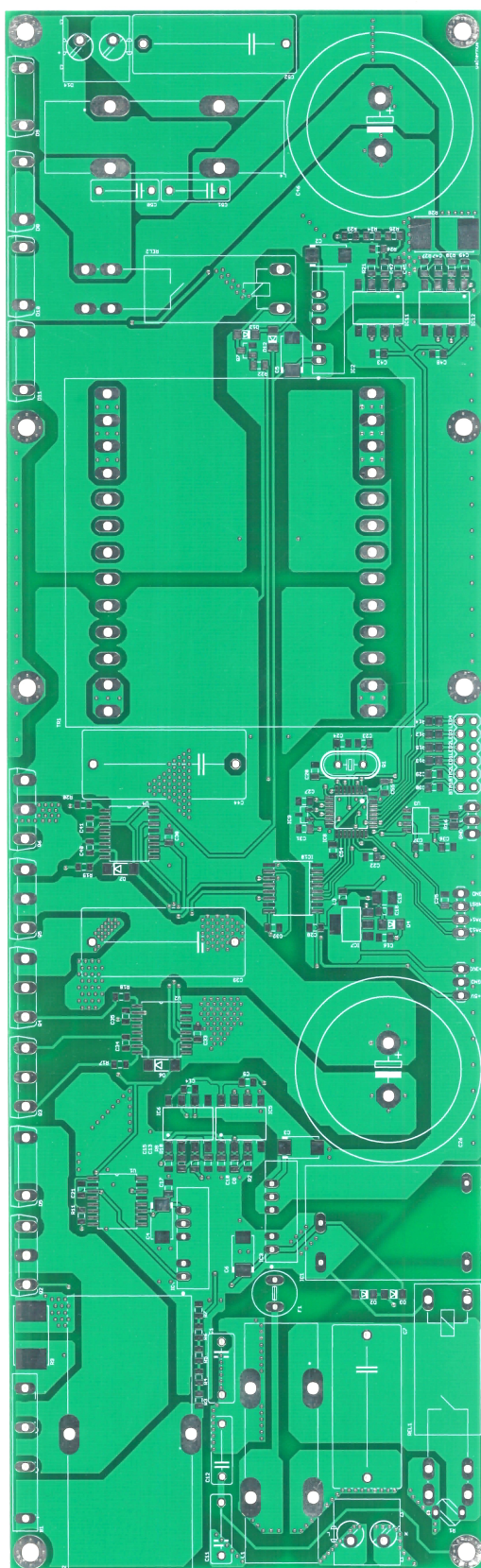
Po vytvoření všech spojů a silových polygonů byla na zbývajících volných plochách rozlita zem příslušného ostrova. Výsledek tohoto procesu je patrný především v oblasti MCU, ve které se žádné silové spoje nenacházejí, a ve svrchní vrstvě pod transformátorem. Rozlitím příslušné země je možné snížit impedanci, potlačit vyzařování, a tím zamezit nechtěnému indukovanému napětí do signálových cest. [11]

Poslední úpravou před finální kontrolou bylo přidání prokovů k hranám desky u transformátoru a MCU, čímž je eliminováno rušení, které by mohlo být vyzařováno v rovině desky do okolí.

Konečná kontrola spočívala v ověření zapojení a kontrole dodržení izolačních vzdáleností. Do programu byl nahrán soubor, který zkontroloval, že je vybrán výrobce s to desku vyrobit. Byly vygenerovány Gerber soubory a deska poslána do výroby.

Fotografie vyrobené desky je na obrázku 6.2.

¹1 palec = 2,54 cm



Obrázek 6.2: Vyrobená deska plošných spojů

Závěr

V bakalářské práci jsem se zabýval vývojem síťové nabíječky. Byl popsán postup návrhu zařízení od sestavení počátečních požadavků na zařízení až do okamžiku výroby desky plošných spojů pro prototyp zařízení.

Zvolená topologie sestává z PFC bloku tvořeného boost měničem a izolovaného DC/DC měniče s transformátorem. Boost měnič zajišťuje aktivní korekci účinníku a zároveň je pomocí něj řízeno výstupní napětí v požadovaných mezích. DC/DC měnič je tvořen tranzistory, které jsou zapojeny do H-můstku, feritovým transformátorem se snižujícím poměrem a diodovým usměrňovačem v můstkovém zapojení. DC/DC měnič se na řízení jinak nepodílí, střída i frekvence spínání jeho tranzistorů je stálá. Proces nabíjení bude řízen 32bitovým procesorem ARM Cortex M4.

Návrh počítá s osazením SiC MOSFET tranzistory pro boost měnič i H-můstek. Technologie SiC je volena i pro výkonové diody vyjma vstupního usměrňovacího můstku. Díky technologii SiC mohly být uvažovány velké frekvence spínání tranzistorů.

Navržená deska dosahuje kompaktních rozměrů 300 x 92 mm. Návrh byl proveden s ohledem na vysokou hustotu výkonu. Při návrhu byly dodrženy izolační vzdálenosti a maximální proudové hustoty plošných spojů doporučené v literatuře [11, 29]. Všechny součástky se nacházejí na vrchní straně desky tak, aby byly snadno pájitelné a dále dostupné ve fázi testování.

Osazená deska bude přichycena k hliníkovému chladiči, který bude zároveň sloužit jako šasi. Chlazení bude aktivní pomocí ventilátoru. Zlepšení tepelné výměny bude dosaženo přidáním žebrovaných chladičů dovnitř zařízení.

V tento okamžik je deska vyrobena a čeká na osazení. Po osazení součástek na desku se začne s programováním řídicího MCU podle popsané regulační struktury a s testováním nabíječky. Testování proběhne nejprve v laboratorních podmínkách. Předmětem testování bude mimo jiné ověřit to, zda deska dosahuje vysoké hustoty výkonu, na kterou byla navržena. Následně bude nabíječka připojena k bateriím elektromobilu a začne testování v reálných podmínkách.

Po úspěšném zprovoznění prototypu a jeho otestování se začne pracovat na konečné podobě zařízení. Konečná podoba bude reflektovat výsledky testování na prototypu. Bude vyhodnoceno, zda byla zvolena vhodná topologie. Do konečné verze už budou implementovány všechny stanovené požadavky na zařízení.

Deska plošných spojů byla vyrobena ve více vyhotoveních, proto se nabízí i další možnosti jak v projektu pokračovat. Například by bylo možné osadit tři desky a vytvořit nabíječku s trojfázovým napájením. Další možností je osadit jednu desku výkonovými součástkami s křemíkovou

technologií a následně provést srovnání křemíkové technologie a technologie SiC při testování v reálné aplikaci. Především by mohlo být zajímavé srovnání s CoolMOS technologií, která slibuje rychlejší spínání, ale zároveň má vyšší odpor v sepnutém stavu než použité SiC MOSFET tranzistory. [39]



Literatura

- [1] ABAD, Gonzalo. *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications* .1. New York: John Wiley Sons Inc, 2016. ISBN 1118954424;9781118954423;9781118954454;1118954459.
- [2] EMADI, Ali. *Advanced electric drive vehicles*. Boca Raton: CRC Press, Taylor Francis Group, 2015. ISBN 9781466597693;1466597690.
- [3] BILLINGS, Keith H. a Taylor MOREY. *Switchmode power supply handbook*. 3rd. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 9780071639712;0071639713.
- [4] PAVELKA, Jiří et al. *Výkonová elektronika*. Vyd. 3. přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 800103626X;9788001036266.
- [5] PRESSMAN, Abraham I., Keith H. BILLINGS a Taylor MOREY. *Switching power supply design*. 3rd. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 0071482725;9780071482721.
- [6] PAVELKA, Jiří, Jiří ZDĚNEK a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 1. vyd. V Praze: České vysoké učení technické, 2010. ISBN 9788001046425;8001046427.
- [7] YAMASHITA, Katsumi. NE Handbook series: *Power Devices*. Tokyo: Nikkei Business Publications, 2012.
- [8] VOŽENÍLEK, Petr et al. *Elektromechanické měniče*. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2005. ISBN 9788001031377;8001031373.
- [9] BROWN, Marty. *Power sources and supplies: world class designs*. Burlington: Newnes, 2008. ISBN 075068626X;9780750686266.
- [10] KOBRLE, Pavel, Jiří PAVELKA a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 8001060071;9788001060070.
- [11] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 8073002663;9788073002664.

Vědecké články:

- [12] YILMAZ, M. a P. T. KREIN. *Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles*. IEEE Transactions on Power Electronics. 2013, vol. 28, no. 5, s. 2151-2169. ISSN 0885-8993.
- [13] OH, Chang-Yeol et al. *A High-Efficient Nonisolated Single-Stage On-Board Battery Charger for Electric Vehicles*. IEEE Transactions on Power Electronics. 2013, vol. 28, no. 12, s. 5746-5757. ISSN 0885-8993.
- [14] FAHEM, Kawther, Dhia E. CHARIAG a Lassaad SBITA. *On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles*. IEEE, 2017. 1-6 s.
- [15] MUSAVI, F., W. EBERLE a W. G. DUNFORD. *A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers*. IEEE Transactions on Industry Applications. 2011, vol. 47, no. 4, s. 1833-1843. ISSN 0093-9994.
- [16] KAZIMIERCZUK, Marian K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters.2*. New York: John Wiley Sons, Incorporated, 2015. ISBN 1119009545;9781119009542;1119009596;9781119009597.
- [17] PETREA, C. a M. LUCANU. *Bridgeless power factor correction converter working at high load variations*. IEEE, 2007. 1-4 s. ISBN 1424409683;9781424409686.
- [18] LU, B., R. BROWN a M. SOLDANO. *Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique*. IEEE, 2005. 812-817 Vol. 2 s. ISBN 0780389751;9780780389755.
- [19] KHALIGH, A. a S. DUSMEZ. *Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles*. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2012, vol. 61, no. 8, s. 3475-3489. ISSN 0018-9545.
- [20] HAGHBIN, S. et al. *Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2013, vol. 60, no. 2, s. 459-473. ISSN 0278-0046.
- [21] RICHMOND, J. et al. *An overview of cree silicon carbide power devices*. IEEE, 2004. 37-42 s. ISBN 0780385381;9780780385382.
- [22] OSTLING, Mikael, Reza GHANDI a Carl-Mikael ZETTERLING. *SiC power devices - present status, applications and future perspective*. , 2011. 10-15 s. ISBN 1943-653X.
- [23] ZHAO, Tiefu et al. *Comparisons of SiC MOSFET and si IGBT based motor drive systems* [online]. IEEE, 2007. 331-335 s. ISBN 0197-2618.
- [24] DEBOY, G. et al. *Si, SiC and GaN power devices: An unbiased view on key performance indicators*. IEEE, 2016. 20.2.1-20.2.4 s.
- [25] HUA, Chih-Chiang, Yi-Hsiung FANG a Cheng-Wei LIN. *LLC resonant converter for electric vehicle battery chargers*. IET Power Electronics. 2016, vol. 9, no. 12, s. 2369-2376. ISSN 1755-4535.

- [26] FRIVALDSKY, Michal et al. *Investigation of thermal effects and lifetime estimation of electrolytic double layer capacitors during repeated charge and discharge cycles in dedicated application*. Electrical Engineering. 2018;2016;, vol. 100, no. 1, s. 11-25. ISSN 0948-7921.

Normy a standardy:

- [27] ČSN EN 61000-3-2 (333432): *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 3 - 2: Meze pro emise harmonického proudu (zařízení se vstupním fázovým proudem do 16 A včetně)*.
- [28] ČSN EN 50160-3 (330122): *Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí*.
- [29] PC-2221A: *Generic Standard on Printed Board Design*. Northbrook (Illinois): IPC, 2013.

Technické dokumentace:

- [30] Lj ETD5922-CF139 jádro transformátoru : *technická dokumentace*. Semic.cz [online]. [cit. 2018-05-04]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6803/lj-etd5922-cf139-cf-f8d3e1.pdf
- [31] DTMSS-47 tlumivka PFC bloku: *technická dokumentace*. Tme.eu [online]. [cit. 2018-05-13]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/923730b86aa95e196b8b4c675160c53f/47.pdf>
- [32] GBK25J jednofázový usměrňovací můstek: *technická dokumentace*. Tme.eu [online]. [cit. 2018-05-03]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/b92d37de81c292585439a0d585f7fd99/GBK25x-DTE.pdf>
- [33] UJC06505K SiC MOSFET tranzistor: *technická dokumentace*. Mouser.com [online]. [cit. 2018-05-03]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/827/UJC06505K-1018697.pdf>
- [34] STPSC20065 SiC Schottkyho dioda: *technická dokumentace*. Mouser.com [online]. [cit. 2018-05-15]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stpsc20065-y-956664.pdf>
- [35] Rezistor pouzdro 0805: *technická dokumentace*. Vishay.com [online]. [cit. 2018-05-04]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/28705/mcx0x0xpro.pdf>
- [36] LD1117 lineární stabilizátor: *technická dokumentace*. Mouser.com [online]. [cit. 2018-05-13]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/ld1117-974075.pdf>
- [37] STM32F334 mikrokontrolér: *technická dokumentace*. St.com [online]. [cit. 2018-05-04]. Dostupné z: <http://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f334k4.pdf>
- [38] AMC1200 izolační zesilovač: *technická dokumentace*. Ti.com [online]. [cit. 2018-05-04]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1200.pdf>
- [39] IPW60R070C6 CoolMos tranzistor: *technická dokumentace*. Infineon.com [online]. [cit. 2018-05-16]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPW60R070C6-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a30432313ff5e01232862aa644ac5

- [40] RM85 faston relé: *technická dokumentace*. Relpol.pl [online]. [cit. 2018-05-04]. Dostupné z: https://www.repol.pl/en/content/download/13840/170652/file/e_RM85%20faston.pdf

Ostatní elektronické zdroje:

- [41] *NOVÝ NISSAN LEAF*. Nissan.cz [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://www.nissan.cz/vozidla/nova-vozidla/leaf/ceny-specifikace.htmlgrade-LEAFZE1A-3>
- [42] *Home charging installation*. Tesla.com [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://www.tesla.com/support/home-charging-installation>
- [43] *Charge Where You Park*. Tesla.com [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://www.tesla.com/where-you-park>
- [44] *Type 2 charging plug proposed as the common standard for Europe*. Mennekes.org [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: [http://www.mennekes.org/index.php?id=latest0tx_ttnews\[tt_news\]=929cHash=01b41da3b646a7f3e257cbbce0cc5d3f](http://www.mennekes.org/index.php?id=latest0tx_ttnews[tt_news]=929cHash=01b41da3b646a7f3e257cbbce0cc5d3f)
- [45] *Tesla Superchargers Now Capable Of 145 kW*. Insideevs.com [online]. [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://insideevs.com/tesla-superchargers-now-capable-145-kw/>
- [46] *Board Mount EMI Filters and RFI Filters Information*. Globalspec.com [online]. [cit. 2018-05-05]. Dostupné z: https://www.globalspec.com/learnmore/telecommunications_networking/rf_microwave_wireless_components/board_mount_emi_filters_rfi_filters
- [47] *900 Series Safety Discs Capacitor: Product training module*. Kemet.com [online]. [cit. 2018-05-05]. Dostupné z: <http://www.kemet.com/Lists/FileStore/900%20Series%20Product%20Training%20Module.pdf>
- [48] Allpcb: výrobce desek plošných spojů [online]. [cit. 2018-05-16]. Dostupné z: <https://www.allpcb.com/>



Příloha A

Obvodové schéma

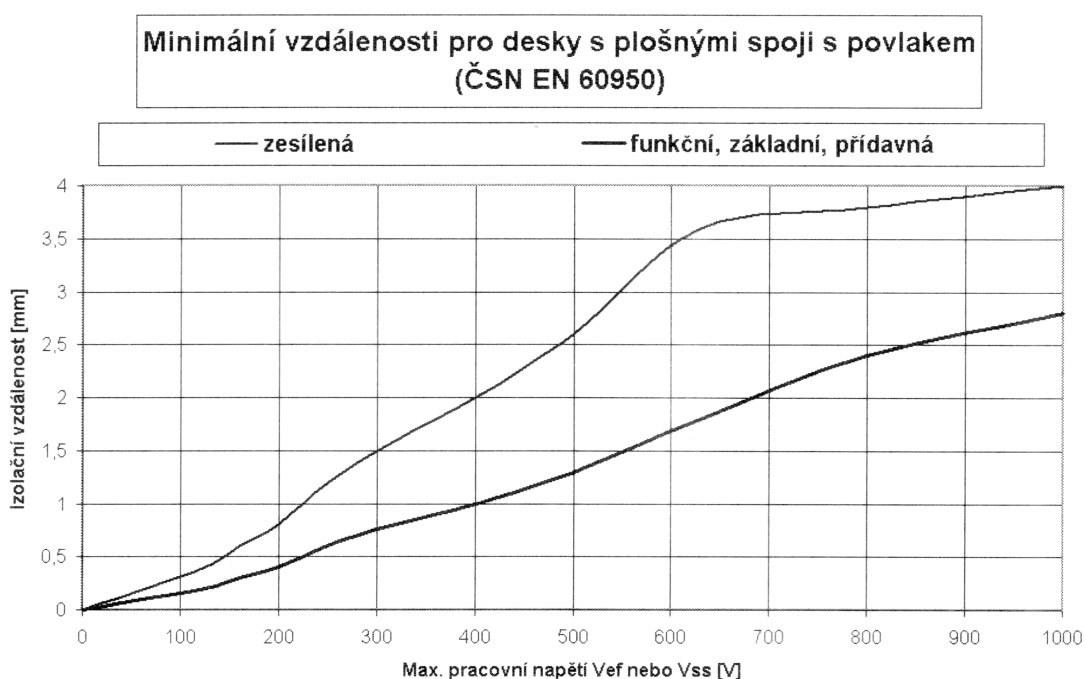
Příloha B

Proudové a napěťové dimenzování desky plošných spojů

B.1 Izolační vzdálenosti

Při rozmístování součástek a vedení spojů bylo dbáno na dodržování izolačních vzdáleností dle normy ČSN EN 60950 uvedené v literatuře [11].

Grafické zobrazení minimálních izolačních vzdáleností pro desky plošných spojů je na obrázku B.1. Graf je platný pro desky s ochranným povlakem, což bude u naší desky výrobcem splněno. Napěťové hladiny, které jsou v nabíječce přítomny při provozních podmínkách, a k nim příslušné izolační vzdálenosti, jsou vypsány v tabulce B.1.



Obrázek B.1: Minimální izolační vzdálenosti dle normy EN 60950 [11]

max. napětí [V]	izolační vzdálenost [mm]	poznámka
485	1,50	primární strana
200	0,50	sekundární strana
685	2,50	mezi izolovanými ostrovy
5	0,25	řídící ostrov
15	0,30	za pomocným zdrojem 230AC/15DC

Tabulka B.1: Izolační vzdálenosti

Izolační vzdálenosti byly odvozeny z grafu B.1. Napěťové hladiny pro primární a sekundární stranu byly dány nejvyššími hodnotami, na které se nabíjí příslušné vyhlazovací elektrolytické kondenzátory. Hodnota 685 V je pak součtem těchto napětí, tento rozdíl potenciálu může být mezi primárem a sekundárem z důvodu absence společné země. Hladiny 5 V a 15 V jsou dány výstupním napětím pomocných zdrojů. Při porovnání tabulky B.1 a grafu B.1 je patrné, že je vždy volena určitá napěťová rezerva, která je nejvíce patrná v případě napěťových hladin 5 V a 15 V. U těchto nízkých napětí je to dáno i tím, že výrobce desky je s to dosáhnout pouze určité minimální vzdálenosti. [48] Dodržení předepsaných vzdáleností se předejde riziku zničení desky vlivem průrazu napětí. [11]

B.2 Proudová zatížitelnost plošných spojů

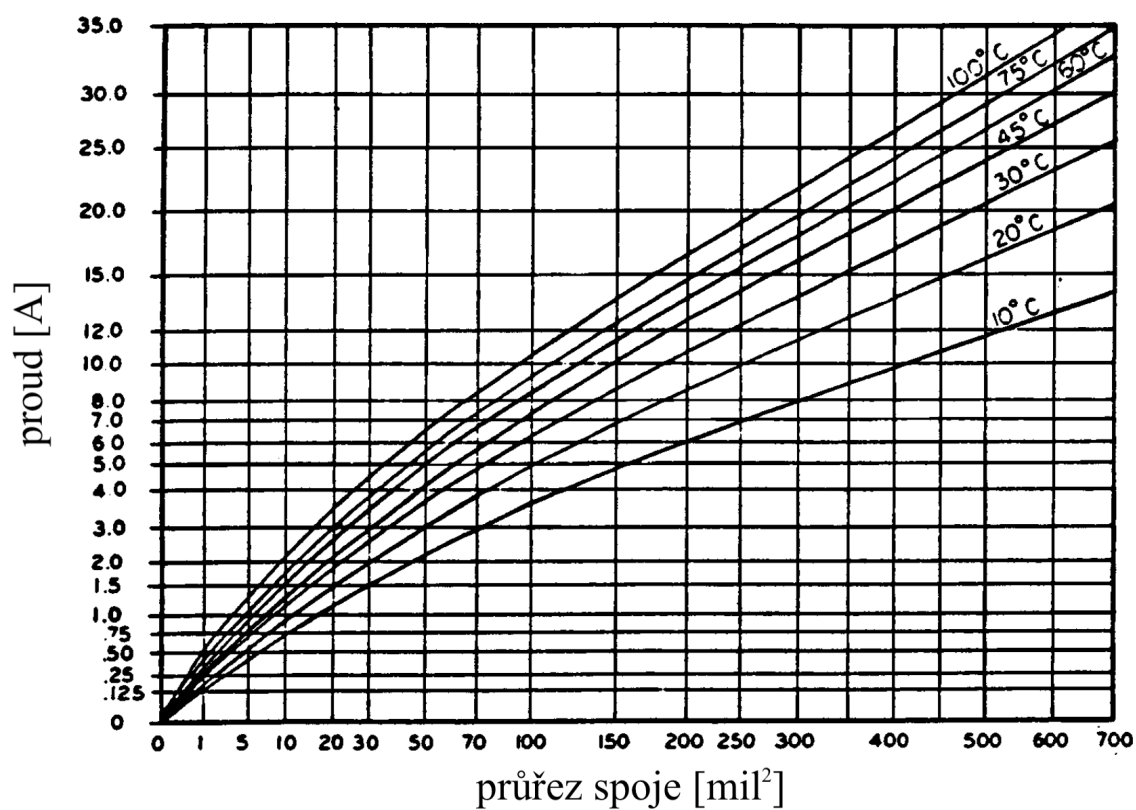
Při návrhu tras silových spojů bylo dbáno na to, aby jejich šíře odpovídala očekávanému proudovému zatížení a nemohlo tak dojít k lokálnímu přehřátí oblasti s nedostatečnou šířkou plošného spoje a potažmo k změknutí použitého základního materiálu FR4. Teplota, při které k tomuto ději dochází, je 125 °C. [11] V literatuře od inženýra Záhlavy [11] jsou uvedeny požadované šíře spojů pouze do hodnoty 15 A, proto byl pro určení šíře vodičů použit graf na obrázku B.2, který je ze standardu IPC-2221B (Generic Standard on Printed Board Design), jenž popisuje větší oblast proudů. [29]

Graf zobrazuje závislost průřezu vodičů na jejich maximálním trvalém proudovém zatížení pro několik hodnot oteplení desky. Průřez vodiče je v mil², tato jednotka je běžně používaná v oblasti návrhu desek plošných spojů. 1 mil = 25,4 · 10⁻⁶m.

Se znalostí přepočtu lze odečíst potřebné průřezy plošných vodičů.

Proudy silovými spoji na primární straně dosahují hodnoty až 14,5 A, minimální průřez spoje poté musí být 104 nm². Na sekundární straně je hodnota maximálního proudu 20 A, minimální průřez je 162 nm². Při zvolené tloušťce vodivé vrstvy 35 μm pak vychází minimální šíře $d_{14,5A} = 2,97$ mm a $d_{20A} = 4,63$ mm.

Tyto hodnoty je třeba při návrhu dodržovat, neboť by při jejich překročení hrozilo poškození desky. V praxi je poté vhodné využít pro vedení silových spojů celou dostupnou měděnou vrstvou v daném místě a tím tepelné poměry zlepšit.



Obrázek B.2: Proudová zatížitelnost plošných spojů [29]



Příloha C

Seznam elektronických příloh

- 1_obvodove_schema.png
- 2_deska_plosnych_spoju.png
- 3_obvodove_schema.sch
- 4_deska_plosnych_spoju.brd
- 5_gerber_soubory.zip