

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Dvoukvadrantový jednofázový spínaný zdroj 60 V/40 A/1000 W pro testy
BMS**

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej DOSTÁL**

Osobní číslo: **E16N0072P**

Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**

Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**

Název tématu: **Dvoukvadrantový jednofázový spínaný zdroj
60 V/40 A/1000 W pro testy BMS**

Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Navrhněte a zkonstruujte dvoukvadrantový síťový spínaný zdroj primárně určený pro testování BMS systémů. Napájení je jednofázové 230 V/50 Hz. Maximální výkon výstupu omezen na 1000 W, maximální napětí +60 V, maximální proud 40 A. Záporný výkon bude mařen na odporové zátěži. U zdroje je předpokládáno použití aktivní kompenzace účinníku. Řízení zdroje bude procesorové s možností připojení PC přes USB - virtuální sériový port. Komunikace s obsluhou je předpokládána prostřednictvím programu Hyperterminál nebo Putty.

1. Proveďte rešerši možných řešení, navrhněte koncepci zdroje a popište základní principy použité topologie.
2. Navrhněte konkrétní obvodové zapojení a realizujte jej.
3. Navrhněte a naprogramujte firmware zdroje. Odladte na zhotoveném prototypu.
4. Změřte dynamické a statické parametry zdroje jako jsou například účinník, účinnost, zvlnění výstupního napětí, odezvy výstupního napětí na skokovou změnu zátěže.
5. Jako volitelný úkol naprogramujte (např. v jazyce C#) jednoduchou obslužnou aplikaci pro PC s možností zobrazit a nastavit provozní parametry zdroje.

Diplomová práce je zadávána ve spolupráci se společností MBtech Bohemia s.r.o. V průběhu vyhotovování práce jsou vyhrazeny minoritní změny zadání nebo vznesení konkrétních požadavků na některá použitá řešení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

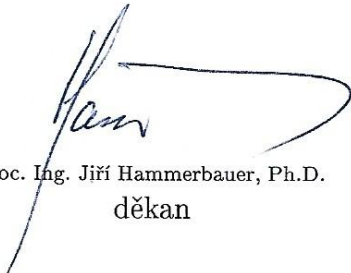
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

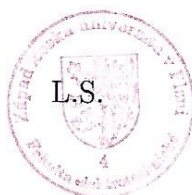
Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jan Mráz, Ph.D.**

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2018**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce řeší návrh a realizaci funkčního prototypu jednofázového spínaného napájecího zdroje kombinovaného s řízenou odporovou zátěží pro potřeby testování lithiových baterií a systémů bateriového managementu. V první části je proveden rozbor možné topologie, následuje návrh a realizace hardwaru, přičemž je řešen procesorem řízený korektor účinníku, dvojčinný měnič s plným tranzistorovým můstkem a dvoukvadrantový měnič. Pomocný zdroj je realizován jako analogově řízený jednočinný blokující měnič. Součástí práce je také návrh a realizace firmwaru zařízení. V závěru práce je provedeno ověření návrhu měřením funkčního prototypu, který je zastavěn v základní mechanické konstrukci.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, BMS, bateriový management, Li-Ion, aktivní PFC filtr, dvoukvadrantový měnič, řízená zátěž, impulzní transformátor, Flyback, plný můstek, softwarová architektura

Abstract

This diploma thesis is focused on design and physical realization of single-phase switching mode power supply combined with load bank for purpose of testing lithium-based batteries and battery management systems. The first part contains analysis of prospective topology, which hardware design of this device is based on. It mainly covers topics of power factor corrector, full-bridge converter, load bank and two-quadrant converter controlled by digital processor. Support power supply is realized as analogue controlled flyback convertor. The thesis also incorporates design and implementation of firmware for this device. The last part is focused on verification of the design based on measurements on realized prototype, which is built into the simple mechanical construction.

Key words

Switching mode power supply, BMS, battery management, Li-Ion, active PFC filter, two-quadrant converter, load bank, impulse transformer, flyback, full-bridge, software architecture

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 21.5.2018

Ondřej Dostál

Poděkování

Je mojí milou povinností na tomto místě poděkovat za cenné rady a připomínky k vlastní realizaci práce a také za metodické vedení vedoucím práce Ing. Janovi Mrázovi, Ph.D. Za velice přínosné a užitečné rady k technickému směřování vývoje zařízení bych tímto také rád poděkoval Ing. Matoušovi Bartlovi, Ph.D. Touto cestou bych také rád poděkoval svým rodičům, Ing. Bohumilovi Dostálovi a Zdence Dostálové, nejenom za důkladnou korekturu práce, ale také za poskytnutí zázemí, finančních prostředků na studium a především za poskytnutí morální podpory. Děkuji.

Obsah

OBSAH.....	8
ÚVOD.....	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	16
SEZNAM TABULEK.....	18
1 NÁVRH KONCEPCE ZDROJE.....	19
1.1 PŘEHLED POŽADAVKŮ.....	19
1.2 REŠERŠE TOPOLOGIE.....	20
1.3 BLOKOVÉ SCHÉMA.....	23
2 ŘEŠENÍ OBVODOVÉHO ZAPOJENÍ.....	25
2.1 DVOUKVADRANTOVÝ MĚNIČ.....	25
2.1.1 Výpočet akumulčních prvků.....	26
2.1.2 Dimenzování a volba spínacích prvků.....	30
2.1.3 Rozbor účinnosti dvoukvadrantového měniče.....	31
2.1.4 Návrh řízené odporové zátěže.....	31
2.2 IZOLUJÍCÍ MĚNIČ.....	33
2.2.1 Rozbor obvodyových poměrů.....	34
2.2.2 Volba a dimenzování spínacích prvků.....	35
2.2.3 Návrh impulzního transformátoru.....	37
2.2.4 Návrh výstupního filtru.....	42
2.2.5 Dimenzování výstupního napětového meziobvodu.....	43
2.2.6 Rozbor účinnosti navrženého měniče s plným můstkem.....	45
2.3 VSTUPNÍ OBVODY.....	45
2.3.1 Princip aktivního PFC.....	46
2.3.2 Výpočet pasivních prvků.....	46
2.3.3 Dimenzování a volba polovodičových prvků.....	50
2.3.4 Rozbor účinnosti aktivního PFC.....	51
2.3.5 Návrh vstupních obvodů.....	51
2.4 ŘÍDÍCÍ OBVODY.....	53
2.4.1 Měřicí obvody.....	54
2.4.2 Komunikační obvody.....	55
2.4.3 Podpora řídicích signálů.....	56
2.4.4 Výběr řídicí platformy.....	58
2.5 POMOCNÝ ZDROJ.....	60
2.5.1 Výpočet impulzního transformátoru.....	62
2.5.2 Řídicí obvod a spínací prvek.....	65
2.6 DIMENZOVÁNÍ CHLADIČŮ SPÍNACÍCH PRVKŮ.....	67
2.6.1 Společný chladič.....	67
2.6.2 Chladič usměrňovače měniče s plným můstkem.....	68
2.7 NÁVRH DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ.....	69
3 NÁVRH ŘÍDÍCÍHO FIRMWARE.....	70
3.1 POŽADAVKY NA FIRMWARE.....	70
3.2 ZÁKLADNÍ STAVY ZAŘÍZENÍ.....	73
3.2.1 Návrh hlavního stavového automatu.....	73
3.2.2 Rozbor základních chybových stavů.....	74
3.3 NÁVRH ARCHITEKTURY FIRMWARE.....	75
3.3.1 Architektura firmwaru.....	75
3.3.2 Příklad modulu architektury firmwaru.....	78

3.3.3 Příklady implementace programu.....	79
4 OŽIVOVÁNÍ A MĚŘENÍ PROTOTYPU ZAŘÍZENÍ.....	83
4.1 POSTUP OŽIVENÍ HARDWAROVÝCH MODULŮ.....	83
4.2 MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZAŘÍZENÍ.....	86
ZÁVĚR.....	90
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	92
PŘÍLOHY.....	1
PŘÍLOHA A – TABULKA PŘEHLEDU POŽADAVKŮ NA ŘÍDÍCÍ PLATFORMU.....	1
PŘÍLOHA B – KOMPLETNÍ SCHÉMA NAVRŽENÉHO ZAŘÍZENÍ.....	2
PŘÍLOHA C – OSAZOVACÍ PLÁNY JEDNOTLIVÝCH DPS.....	16
PŘÍLOHA D – MOTIVY NAVRŽENÝCH DPS.....	20
PŘÍLOHA E – KOMPLETNÍ SEZNAM SOUČÁSTEK.....	25

Úvod

Rostoucí zájem o rychlý rozvoj oblasti elektromobility má za následek náročné požadavky na trakční lithiové akumulátory, přičemž klíčová je znalost jejich vlastností a chování za určitých provozních podmínek. Spolu s tím jde ruku v ruce optimalizace řídicích a vyhodnocovacích algoritmů, které jsou zpravidla specifické pro jednotlivé druhy lithiových akumulátorů s odlišným chemickým složením. Základem pro vývoj a validaci v této oblasti jsou specializované testovací lavice skládající se především z řídicího systému bateriového managementu, dostatečně dimenzovaného napájecího zdroje a řízené zátěže.

Tato diplomová práce řeší komplexní návrh a realizaci prototypu jednofázového spínaného napájecího zdroje kombinovaného s řízenou zátěží právě pro aplikaci v testovací lavici lithiových akumulátorů a systémů bateriového managementu. Rozhraní pro komunikaci s dalšími moduly testovací lavice je zajištěno prostřednictvím průmyslové sběrnice CAN, zatímco uživatelské rozhraní zajišťuje sériová komunikace. Cílem práce je vytvoření prototypu a ověření jeho funkce včetně základní mechanické zástavby pro snadný transport s ohledem na dobrou přístupnost klíčových prvků pro potřeby měření a ladění prototypu.

Motivace vývoje tohoto zařízení vznikla na základě požadavku společnosti MBtech Bohemia s. r. o. na vytvoření konkrétního napájecího zdroje s kombinovanou elektronickou zátěží právě pro potřeby v rámci testovací lavice. V této spojitosti jsou tak jednotlivé vývojové kroky tohoto zařízení vymezené průběžnou specifikací požadavků na dílčí části zařízení.

V první části práce je prostor věnován průvodnímu rozboru vhodné koncepce zařízení požadovaného výkonu. Dále je na základě toho vytvořeno přehledové blokové schéma sloužící jako odrazový můstek pro konkrétní návrh hardwarových modulů zařízení. S tím se pojí výpočet funkčně klíčových obvodových prvků ústící v implementaci v podobě návrhu desek plošných spojů. V další kapitole je prostor věnován rozboru problematiky firmwaru zařízení, přičemž v úvodu jsou definovány požadavky vycházející z navrženého hardwaru, na jejichž základě je vytvořena architektura firmwaru, podle níž je samotný

firmware následně naprogramován. V poslední kapitole dochází k ověření správnosti návrhu měřením realizovaného prototypu a nalezení kritických míst, které je nezbytné v další prototypové iteraci odstranit.

Vzhledem ke komplexnosti celé práce není možné zajistit konkrétní popis a dimenzování každé použité součástky a obvodového zapojení. V rámci udržení přiměřené hloubky rozboru řešené problematiky vzhledem k omezenému rozsahu je provedeno pouze vysvětlení základních a funkčně klíčových prvků s odkazy na literaturu, která danou problematiku rozebírá podstatně hlouběji a z které bylo vycházeno.

Seznam symbolů a zkratek

Symboly

$\Delta I, \Delta I_L [A]$ Proudové zvlnění tlumivky
$\Delta U_{OUT} [V]$ Zvlnění výstupního napětí
$\delta [m]$ Hloubka vniku
$\gamma [S * m^{-1}]$ Konduktivita
$\eta [-]$ Účinnost
$\varphi [Wb]$ Indukční tok
$v_a [^{\circ}C]$ Teplota okolí
$v_j [^{\circ}C]$ Maximální teplota čipu
$\mu_r [-]$ Relativní permeabilita
$\mu_0 [H * m^{-1}]$ Permeabilita vakua
$A_p [m^4]$ Area product, jako součinitel efektivního průřezu jádra a průřezu vinutí
$B [T]$ Magnetická indukce
$C_{OUT} [F]$ Kapacita výstupních kondenzátorů
$D [-]$ Pracovní cyklus (Duty cycle)
$D_b [bity]$ Výsledek AD převodu
$f_s [Hz]$ Spínací frekvence
$I_{OUT\ 60V} [A]$ Maximální výstupní proud při výstupním napětí 60 V
$I_{OUT} [A]$ Výstupní proud
$I_{Lsat} [A]$ Saturační proud tlumivky
$I_{DMAX} [A]$ Maximální proud kanálu tranzistoru
$I_p [A]$ Proud primárním vinutím impulzního transformátoru
$I_D [A]$ Proud diodou zvyšujícího měniče
$I_s [A]$ Proud sekundárním vinutím impulzního transformátoru
$I_M [A]$ Magnetizační proud impulzního transformátoru
$J [A * m^{-1}]$ Proudová hustota
$K [-]$ Faktor plnění vinutí
$L [H]$ Indukčnost
$l_{vz} [m]$ Velikost vzduchové mezery

$P_D [VA]$	Deformační výkon
$p [-]$	Převodní poměr transformátoru
$P_L [W]$	Ztrátový výkon tlumivky
$PF [-]$	Faktor výkonu (Power Factor)
$P_{LB} [W]$	Výkon řízené odporové zátěže
$P_{OUT} [W]$	Výstupní výkon
$P_{VOD} [W]$	Vodivostní ztráty tranzistoru
$P_{SPIN} [W]$	Spínací ztráty tranzistoru
$Q_C [C]$	Komutační náboj diody
$N_1, N_2 [z]$	Počet závitů
$R_{cm} [\Omega]$	Celková velikost odporu vinutí
$R_{LESR} [\Omega]$	Ekvivalentní sériový odpor indukčnosti
$R_{DS(on)} [\Omega]$	Odpor kanálu MOSFET tranzistoru
$R_{th} [K * W^{-1}]$ Tepelný odpor přechodu chladič okolí
$R_{thCR} [K * W^{-1}]$.. Tepelný odpor přechodu pouzdro - chladič
$R_{thCJ} [K * W^{-1}]$.. Tepelný odpor přechodu čip - pouzdro
$S_{ef} [m^2]$	Efektivní průřez jádra transformátoru
$T_a [s]$	Aktivní interval pracovního cyklu regulátoru
$T_b [s]$	Pasivní interval pracovního cyklu regulátoru
$T, T_s [s]$	Perioda, perioda spínání
$T_{FBs} [s]$	Perioda průběhu napětí na sekundární straně FB měniče
$THD_I [\%]$	Celkové harmonické zkreslení proudu
$t_d [s]$	Mrtvý čas (dead-time)
$t_r [s]$	Doba náběhu hrany (rise time)
$t_f [s]$	Době doběhu hrany (fall time)
$t_p [s]$	Délka pulzu dvojčinného měniče
$t_{hold} [s]$	Čas, po který neklesne napětí pod minimální provozní hodnotu
$U_{OUTmax} [V]$	Maximální výstupní napětí
$U_{OUT40A} [V]$	Maximální výstupní napětí při výstupním proudu 40 A
$U_{OUT} [V]$	Výstupní napětí
$U_{DSMAX} [V]$	Maximální napětí mezi elektrodami drain a source

$U_R[V]$ Závěrně napětí diody (reverse voltage)
$U_F[V]$ Propustné napětí diody (forward voltage)
$U_s[V]$ Napětí na primárním vinutí impulzního transformátoru
$U_p[V]$ Napětí na sekundárním vinutí impulzního transformátoru
$U_{ZT}[V]$ Napětí zpětné transformace flyback měniče
$U_{AN}[V]$ Vstupní analogové napětí AD převodníku
$U_{REF}[V]$ Referenční napětí AD převodníku
$W_M[J]$ Energie magnetického pole

Symboly

$2Q$ Dvoukvadrantový měnič
AD Analogově digitální převodník
APP Application layer (vrstva architektury firmwaru)
BOT Spodní vrstva DPS (bottom)
CAN Sběrnice Controller Area Network
CCM Režim bez přerušovaných proudů (Continuous Conduction Mode)
COM Komunikační obvody
DMA Direct Memory Access
DPS Deska plošných spojů
ECU Řídící jednotka (Electronic Control Unit)
EMI Elektromagnetická interference
ERR Chybový blok
$FAULT$ Signál nesoucí informaci o saturaci výkonových tranzistorů
FB Izolovaný měnič s plným můstkem
$GPIO$ Obecné vstupy a výstupy (General Purpose Input Output)
$GND1$ Galvanicky neoddělená zem od napájecí sítě 230 V
$GND2$ Galvanicky oddělená zem přístupná obsluze
HAL Hardware abstraction layer (vrstva architektury firmwaru)
ISP In-System Programing
$ICSP$ In-Circuit Serial Programming
LB Řízená odporová zátěž (Load Bank)
$M1$ 1. prostřední vrstva čtyřvrstvé DPS
$M2$ 2. prostřední vrstva čtyřvrstvé DPS

<i>MUX</i>	Multiplexer
<i>MCAL</i>	Microcontroller abstraction layer (vrstva architektury firmwaru)
<i>MSMA</i>	Hlavní stavový automat zařízení
<i>PFC</i>	Korektor účinníku (power factor corector)
<i>PWM</i>	Pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
<i>PWMh</i>	Řídící PWM signál pro horní tranzistor
<i>PWMd</i>	Řídící PWM signál pro dolní tranzistor
<i>PICkit</i>	Programátor a debugger procesorů z produkce firmy Microchip
<i>REG</i>	Regulátor
<i>SiC</i>	Silikon karbid dioda
<i>TCD</i>	Přepět'ová ochrana transil-kondenzátor-kapacitor
<i>TOP</i>	Vrchní vrstva DPS
<i>TQFP</i>	Pouzdro Thin Quad Flat Package
<i>UART</i>	Universal Asynchronous Reciever and Transmitter
<i>VYP</i>	Vypnuto
<i>ZAP</i>	Zapnuto
<i>ZnO</i>	Varistor založený na oxidu zinečnatém

Seznam obrázků

Obrázek 1: Základní rozdělení spínaných měničů [1].....	20
Obrázek 2: Tok energie dvoukvadrantového měniče.....	20
Obrázek 3: Principiální blokové schéma navrhovaného zařízení.....	23
Obrázek 4: Principiální schéma zapojení dvoukvadrantového měniče se spínanou indukčností se znázorněním základních směrů toků proudu a polaritu napětí.....	25
Obrázek 5: Průběhy proudu a napětí na spínané indukčnosti dvoukvadrantového měniče ve snižujícím (a) a zvyšujícím (b) režimu.....	26
Obrázek 6: Výstupní proud včetně zvlnění vzhledem k pracovnímu cyklu.....	28
Obrázek 7: Schéma zapojení řízené odporové zátěže a průběh napětí na tranzistoru s linearizovaným znázorněním napětí na odporové zátěži.....	32
Obrázek 8: Závislost povrchové teploty rezistoru na ztrátovém výkonu [Převzato z [19]].....	33
Obrázek 9: Principiální schéma zapojení izolujícího dvojitěného měniče s plným můstkem.....	34
Obrázek 10: VA charakteristika Schottkyho diody IDH12G65C6XKSA1 [Převzato z [22]].....	36
Obrázek 11: Průběhy proudu protékajícího primárním vinutím impulzního transformátoru a napětí na sekundárním vinutí.....	38
Obrázek 13: Charakteristika jakostního činitele jednotlivých druhů materiálu v závislosti na pracovní frekvenci [Převzato z [28]].....	39
Obrázek 12: Závislost relativní permeability materiálu 3F3 na maximální magnetické indukci [Převzato z [26]].....	39
Obrázek 14: Rozmístění jednotlivých vinutí a izolace na kostře transformátoru.....	42
Obrázek 15: Závislost špičkového proudu na velikosti výstupního napětí při vybraných výkonech.....	44
Obrázek 16: Principiální schéma zapojení aktivního PFC.....	46
Obrázek 17: Principiální zobrazení průběhu napětí a proudu aktivního PFC v režimu CCM.....	48
Obrázek 18: Schéma zapojení vstupních obvodů.....	52
Obrázek 19: 3D model vstupních obvodů s varistorem a pojistkou.....	52
Obrázek 20: Schéma zapojení obvodu pro měření napětí meziobvodů.....	54
Obrázek 21: Použité zapojení izolačního zesilovače TLP7820.....	55
Obrázek 22: Zapojení teplotního senzoru (a) a vstupního filtru pro A/D převodník (b).....	55
Obrázek 23: Zapojení budiče ISO1050 sběrnice CAN.....	56
Obrázek 24: Zapojení budiče IRS2106SPBF.....	57
Obrázek 25: Principiální schéma saturační ochrany tranzistorů.....	57
Obrázek 26: 3D model řídicí jednotky vyvíjeného zařízení.....	59
Obrázek 27: Detail hardwarových rozhraní řídicí jednotky.....	59
Obrázek 28: Časové průběhy napětí a proudu blokujícího měniče (a) včetně ukázky principiální funkce v požadovaném několikahodinovém zapojení (b).....	61
Obrázek 29: Složení izolací a vinutí impulzního transformátoru pomocného zdroje - žlutá a tmavě šedá barva znázorňuje izolaci.....	64
Obrázek 30: Principiální schéma zapojení obvodu přemostujícího aktivní PFC při startu zdroje.....	66
Obrázek 31: 3D model navrženého pomocného zdroje.....	67
Obrázek 32: 3D model celého zařízení včetně instalovaných chladičů.....	69
Obrázek 33: Grafický rozbor požadavků na řídicí software vyvíjeného zařízení.....	70
Obrázek 34: Principiální schéma PI regulátoru.....	71
Obrázek 35: Průběh kroků regulace v čase.....	72
Obrázek 36: Principiální náčrt PI regulátoru PFC měniče.....	72
Obrázek 37: Hlavní stavový automat celého zařízení.....	73
Obrázek 38: Přehled modulů a jejich konkrétní umístění v řetězci hardware-aplikace.....	75
Obrázek 39: Inicializační proces po spuštění zařízení.....	77
Obrázek 40: Časový diagram volání funkcí mezi hlavními přerušeními.....	78
Obrázek 41: Příklad struktury modulu 2Q měniče v kontextu s dalšími moduly.....	79
Obrázek 42: Uživatelské rozhraní zařízení v terminálu PuTTY.....	82
Obrázek 43: Průběh napětí na drainu spínacího tranzistoru jednočinného blokujícího měniče.....	84
Obrázek 44: Zapojení síťových zdrojů a modulů kompatibilních s konektory pro pomocný zdroj.....	85
Obrázek 45: Zatěžovací charakteristika prototypu pomocného zdroje.....	87
Obrázek 46: Účinnost pomocného zdroje v závislosti na výstupním výkonu.....	87
Obrázek 47: Průběh napětí v uzlu tranzistorů a tlumivky dvoukvadrantového měniče při vstupním napětí 80 V a výstupním napětí 24 V.....	88
Obrázek 48: Zatěžovací charakteristika dvoukvadrantového měniče při zvolených výstupních napětích.....	89

Obrázek 49: Charakteristika závislosti účinnosti dvoukvadrantového měniče na výstupním výkonu při určitém výstupním napětí.....89

Obr. A: Osazovací plán horní vrstvy výkonové DPS (TOP).....	16
Obr. B: Osazovací plán spodní vrstvy výkonové DPS (BOT).....	17
Obr. C: Osazovací plán řídicí DPS – horní vrstva (TOP).....	18
Obr. D: Osazovací plán řídicí DPS – spodní vrstva (BOT).....	18
Obr. E: Osazovací plán DPS pomocného zdroje – horní vrstva (TOP).....	19
Obr. F: Osazovací plán DPS pomocného zdroje - spodní vrstva (BOT).....	19
Obr. G: Osazovací plán vstupního modulu.....	19
Obr. H: Motivy výkonové DPS - vrchní vrstva TOP.....	20
Obr. I: Motiv spodní vrstvy výkonové DPS (BOT).....	21
Obr. J: Motiv vrchní vrstvy řídicí DPS (TOP – vrstva 1).....	22
Obr. K: Motiv spodní vrstvy řídicí DPS (BOT – vrstva 4).....	22
Obr. L: Motiv prostřední vrstvy s potenciálem 5V řídicí DPS (M1 – vrstva 2).....	23
Obr. M: Motiv prostřední vrstvy s potenciálem GND řídicí DPS (M2 – vrstva 3).....	23
Obr. N: Motiv vrchní vrstvy DPS pomocného zdroje (TOP).....	24
Obr. O: Motiv spodní vrstvy DPS pomocného zdroje (BOT).....	24
Obr. P: Motiv spodní vrstvy DPS vstupního modulu (BOT).....	24

Seznam tabulek

Tabulka 1: Přehled požadavků na zařízení.....	19
Tabulka 2: Porovnání možných koncepcí dvojčinných měničů s transformátorem.....	22
Tabulka 3: Používané zkratky modulů.....	24
Tabulka 4: Parametry tlumivky DTMSS-47/0.068/45-V [10].....	29
Tabulka 5: Přehled ztrát na prvcích dvoukvadrantového měniče.....	31
Tabulka 6: Parametry tlumivky DTMSS-47/0.10/30-V [Převzato z [10]].....	42
Tabulka 7: Rozbor podílu jednotlivých modulů připojených na meziobvodu 85 V na energetickém toku v baterii kondenzátorů.....	44
Tabulka 8: Rozložení ztrát napříč jednotlivými prvky v řetězci měniče s plným můstkem.....	45
Tabulka 9: Přehled ztrát na prvcích dvoukvadrantového měniče [41].....	48
Tabulka 10: Přehled ztrát aktivního PFC.....	51
Tabulka 11: Zjednodušené shrnutí požadavků na řídicí platformu.....	53
Tabulka 12: Přehled měřících kanálů 12 bitového AD převodníku.....	58
Tabulka 13: Přehled napájecích větví, které jsou vyžadovány od pomocného zdroje.....	60
Tabulka 14: Přehled parametrů jednotlivých vinutí impulzního transformátoru pomocného zdroje.....	65
Tabulka 15: Přehled požadavků na hlavní chladič z titulu jednotlivých spínacích prvků.....	68
Tabulka 16: Přehled přítomných desek v rámci modulárnosti vyvíjeného zařízení.....	69
Tabulka 17: Přehled možných chybových stavů.....	74
Tabulka 18: Přehled modulů navržené architektury firmwaru.....	76
Tab. A: Kompletní přehled požadavků na řídicí platformu.....	1

1 Návrh koncepce zdroje

Následující kapitola se v úvodu věnuje rozboru základního přehledu požadavků na vyvíjené zařízení. V další části je prostor věnován řešerši možných topologií s cílem vybrat optimální řešení pro danou konstrukci. V závěru kapitoly je vytvořeno obecné blokové schéma zařízení včetně základních rozhraní.

1.1 Přehled požadavků

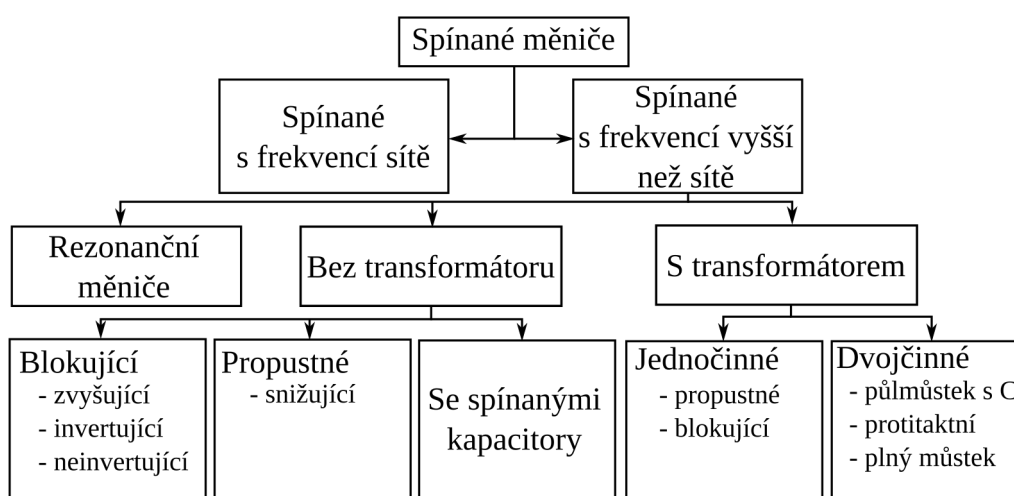
Pro stanovení výchozích mantinelů dalších kroků vývoje zařízení je nezbytné seskupit všechny požadavky vycházející jednak ze zadání práce, jednak z obecných provozních parametrů, které lze v oblasti, kde bude zařízení provozováno, očekávat. Souhrn požadavků poskytuje tabulka 1. Vedle toho je třeba zmínit, že zařízení bude provozováno pouze na napájecí síti se jmenovitým napětím 230 V s tolerancí $\pm 10\%$ o kmitočtu 50 Hz dle normy ČSN EN 60038.

Tabulka 1: Přehled požadavků na zařízení

Požadavek:	Zkratka:	Provozní parametry:	Poznámka:
Výstupní výkon	P_{OUT}	± 1000 W	Omezení napět'ového či proudového rozsahu
Výstupní stejnosměrné napětí	U_{OUT}	0 ÷ +60 V	S omezením na ± 1000 W
Výstupní stejnosměrný proud	I_{OUT}	-40 ÷ +40 A	S omezením na ± 1000 W
Vstupní jednofázové střídavé napětí	U_{IN}	230 V / 50 Hz	Schopnost funkce ve standardním tolerančním pásmu
Maření záporného výkonu	P_{LB}	-1000 W	Veškerý záporný výkon je mařen na odporáku
Aktivní korekce účinníku	PFC	-	Nezbytné omezení odběru nesinusových proudů z veřejné síte
Galvanické oddělení výstupu od vstupu	-	-	Oddělení všech uživatelských výstupů
Programovatelné řídicí obvody	-	Podpora ISP	Týká se řídicích obvodů hlavních měničů
Samostatná funkce bez externího pomocného napájení	-	-	Pro funkci není potřeba připojit žádné specifické externí napájecí zařízení
Uživatelská obsluha z PC	-	Podpora virtuálního sériového portu (USB)	Ovládání zařízení uživatelem pomocí aplikace PuTTY
Řízení na základě požadavků vnějších zařízení	-	Podpora sběrnice CAN	Možnost zadávání příkazů externím zařízením

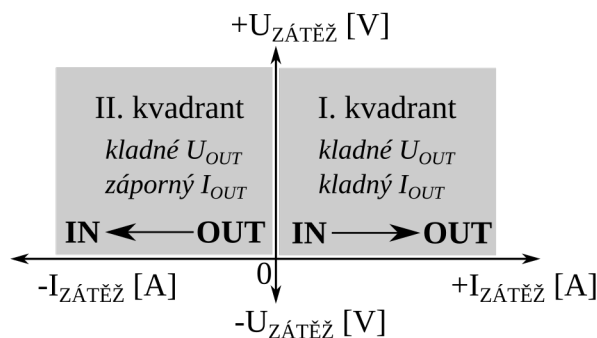
1.2 Rešerše topologie

Jak uvádí literatura [1], existují dva možné směry návrhu spínaných měničů lišící se ve velikosti spínacích frekvencí – konkrétně měniče s kmitočtem sítě a měniče s kmitočtem vyšším než síťovým. První zmíněná koncepce je dnes již neperspektivní vzhledem k dostupnosti rychlých spínacích prvků. Navíc má nízká spínací frekvence za následek nepřijatelnou velikost akumulacních prvků a nízkou přesnost stabilizace. Z toho důvodu je na místě při návrhu uvažovat pouze s využitím měničů s kmitočtem vyšším než síťovým.



Obrázek 1: Základní rozdělení spínaných měničů [1]

Požadavek na obousměrný přenos výkonu na výstupu zařízení přináší nutnost realizace měniče, který operuje ve více kvadrantech výstupní voltampérové charakteristiky. Navrhované zařízení vyžaduje schopnost operovat v I. a II. kvadrantu, jak ilustruje obrázek 2. Vzhledem k literatuře [2] se ukázalo jako ideální řešení použití dvoukvadrantového DC/DC propustného měniče se spínanou indukčností. Podrobnějšímu popisu funkce zvoleného měniče bude věnován prostor v následující kapitole.



Obrázek 2: Tok energie dvoukvadrantového měniče

Rozsah výstupního napětí dvoukvadrantového měniče je zároveň výstupním rozsahem celého zařízení – je tedy definované. To neplatí pro rozsah napětí měniče na vstupu, které z principu zmíněného v literatuře [2] musí být vyšší, než napětí výstupu měniče. Zároveň je možné rozsah vstupního napětí omezit na jedinou hodnotu. Se započtením dostatečné rezervy je zvolena vstupní hodnota na 85 V. Záporný výkon přenášený zařízením bude vzhledem k požadavkům na zařízení mařen na řízené odporové zátěži. Možnost použití střídače s cílem záporný výkon přenášet do veřejné napájecí sítě byla uvažována, ale s ohledem na požadavky kladené provozovatelem veřejné napájecí sítě zejména z hlediska schválení zařízení a odběrného místa z titulu elektrotechnických norem byla tato možnost zamítnuta. Odporník, v angličtině označovaný jako load bank, zkráceně LB, lze navíc použít jako zátěž při oživování a měření celého zařízení. Vzhledem k instalovanému výkonu lze očekávat nutnost aktivního chlazení.

Zvolený dvoukvadrantový měnič na svém vstupu vyžaduje ideálně konstantní napětí a zároveň nesplňuje požadavek galvanického oddělení vstupu od výstupu. Z toho důvodu je nezbytné tyto požadavky splnit dalším měničem zapojeným v kaskádě. Poznatky získané na základě pramenů [1], [3] a [4] omezily výběr pouze na dvojčinné měniče s transformátorem s možností dimenzování na dostatečné výkony. Uvažovány nejsou rezonanční měniče, které disponují vyšší účinností vzhledem k redukovaným spínacím ztrátám a poskytují celou řadu dalších výhod, což je rozebráno v [4]. Předešlé zkušenosti společně s celkovou náročností vyvíjeného zařízení ovšem jasně vyzdvihují realizaci klasických měničů spínaných signály modulovanými pulzně šířkovou modulací.

Protitaktní měnič (Push-pull) disponuje nevýhodou v podobě vysokého napěťové namáhání spínacích prvků, jak je uvedeno v [3]. Z nevýhody navíc plyne, že se protitaktní měnič nehodí pro konstrukci zařízení s aktivním korektorem účinníku. Výhodou tohoto měniče je naopak odolnost proti přesycení transformátoru. Další možnou variantou je půlmůstkový měnič s kapacitním děličem, často označovaný anglickým termínem Half-bridge. Výhodou je dle [4] nižší napěťové namáhání spínacích prvků, nevýhodou dle [3] naopak proudové namáhání kapacitního děliče a tedy důraz na jeho kvalitu. Další možností je měnič s plným můstkem, často označovaný termínem H-bridge nebo Full-bridge, jak je také tento měnič označován v dokumentaci vyvíjeného zařízení. Napěťové namáhání spínacích tranzistorů je stejné jako v případě půlmůstku. Nevýhodami plného můstku je riziko přesycení transformátoru rozdílnými časy sepnutí a vypnutí tranzistorů

a také větší ztráty vlivem většího počtu spínačů. První zmíněnou nevýhodu lze potlačit dostatečným dimenzováním transformátoru a druhou nevýhodu pak použitím kvalitních spínacích tranzistorů s nízkým odporem kanálu.[1] Pro vyvíjené zařízení je tedy nejvhodnější použít právě měnič s plným můstkem. Srovnání jednotlivých variant dvojčinných měničů poskytuje tabulka 2.

Tabulka 2: Porovnání možných koncepcí dvojčinných měničů s transformátorem

Koncepce měniče:	Výhody:	Nevýhody:	Výkonové dimenzování:
Protitaktní	odolnost proti přesycení transformátoru	napět'ové namáhání spínacích prvků	100 ÷ 500 W
Půlmůstek	napět'ové namáhání spínacích prvků nepřekračuje vstupní napětí	zatěžování kapacitního děliče špičkovými proudy	100 ÷ 500 W
Plný můstek	možnost dimenzování na velmi vysoké výkony	možné přesycení jádra transformátoru	500 ÷ >1000 W

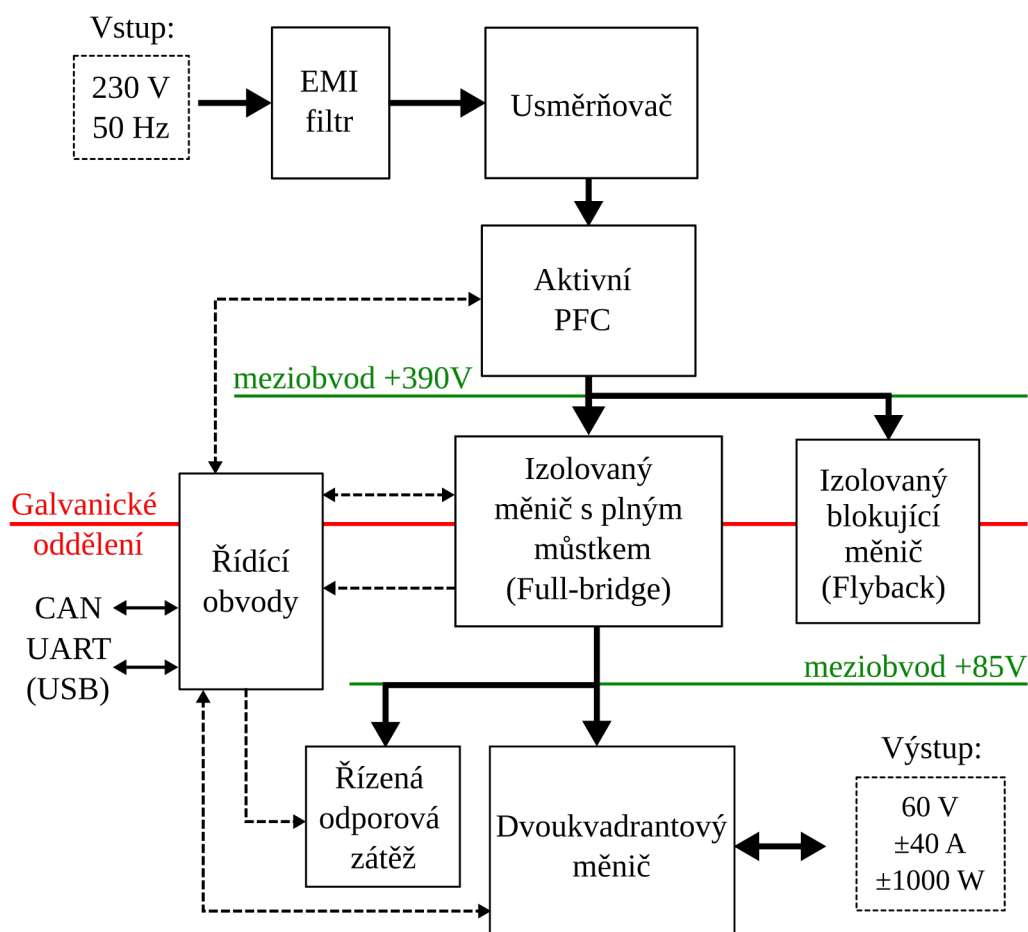
Korekce účinníku je vyžadována standardem ČSN EN 61000-3-2, který definuje nutnost splnění amplitud vyšších harmonických proudů odebíraného zařízením z veřejné napájecí sítě. Standard stanovuje mezní hodnoty pro sudé i liché harmonické složky.[5],[6] Vyvíjené zařízení spadá vzhledem k požadovanému výkonu do kategorie A, což vychází z rozboru provedeného na základě [7]. V případě kategorie A je nutné splnit amplitudy lichých harmonických složek v 15. až 39. řádu, zatímco v rámci sudých harmonických složek je nutné splnit amplitudy 8. až 40. řádu. Rozhodující je především požadovaný vstupní výkon, jak také popisuje [8], nabývající hodnoty minimálně 1000 W bez započtení účinnosti jednotlivých měničů. Vzhledem k požadavkům kategorie A je zařazení korektoru účinníku nutné.[8] S ohledem na parametry zařízení by velikost pasivního korektoru účinníku byla neúnosná, tudíž je nutné použít aktivní korektor účinníku čili aktivní PFC.[5]

Princip funkce aktivního PFC je založen na blokujícím zvyšujícím DC/DC měniči bez transformátoru, přičemž rozsah výstupního napětí se dle [5] pohybuje zpravidla v rozsahu 385 až 400 V. V této konstrukci je napětí meziobvodu zvoleno na 390 V i s ohledem na dimenzování kapacitní baterie tohoto meziobvodu. Aktivní PFC je součástí vstupních obvodů společně s usměrňovačem a EMI filtrem.

Jedním z požadavků na zařízení je samostatná funkce bez pomocného externího napájení. Vzhledem k nutnosti napájet řídicí obvody na obou galvanicky oddělených větvích je vhodné použít některý z jednočinných měničů s transformátorem, jak popisuje [4]. Dle [1] vyžaduje propustný měnič jednak výstupní tlumivku, jednak nutnost řešit demagnetizační vinutí. Naopak blokující měnič, označovaný jako Flyback, galvanicky odděluje vstup od výstupu a zároveň spínaný transformátor slouží jako akumulací indukčnost. Jde o jednoduché a ekonomicky výhodné řešení. Jak tedy ukazuje [4] a [1], zapojení několikahodinového blokujícího měniče je pro tento účel ideální i vzhledem k požadovanému výkonu v desítkách wattů.

1.3 Blokové schéma

Na základě poznatků získaných v rámci rešerše je vytvořeno blokové schéma, které ukazuje obrázek 3. Pro lepší popis funkce celého zařízení jsou jednotlivé bloky spojeny několika druhy vodičů. Tučný vodič představuje hlavní výkonovou cestu. Naopak čárkované tenké vodiče znázorňují cesty řídicích a měřících signálů. Z důvodu větší



Obrázek 3: Principiální blokové schéma navrhovaného zařízení

přehlednosti nejsou v blokovém schématu vyznačené napájecí cesty z pomocného zdroje do dalších bloků.

Blok řídicích obvodů zatím nebyl zvlášť popisován a jeho podrobnější rozbor bude proveden v rámci další kapitoly. Důležité je zmínit, že jádrem bloku Řídicí obvody je procesor, který je součástí zpětnovazebních smyček jednotlivých bloků a na základě změřených údajů provádí změny řídicích signálů. Na úvod je vhodné také zmínit význam používaných zkratk popisujících jednotlivé moduly, což ukazuje tabulka 3.

Tabulka 3: Používané zkratky modulů

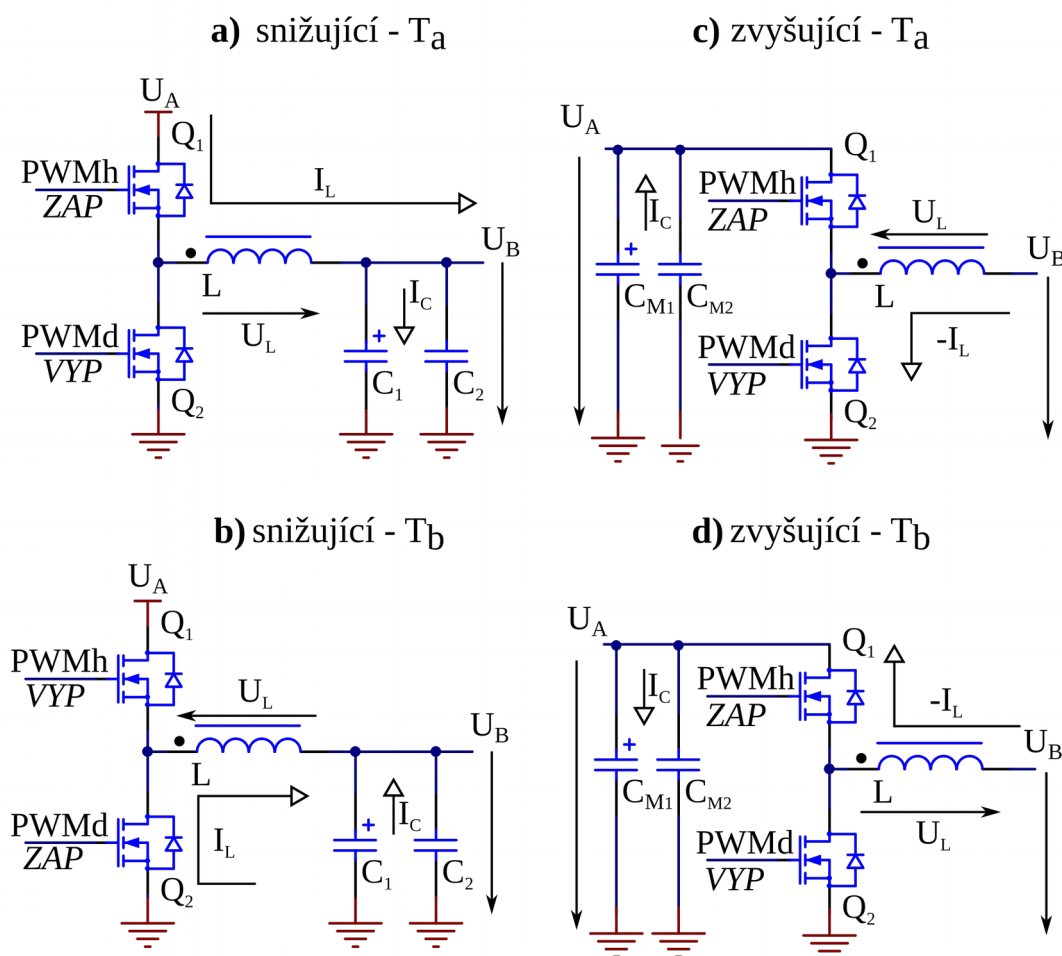
Zkratka:	Celý název:
2Q	Dvoukvadrantový měnič
FB	Izolovaný měnič s plným můstkem
LB	Řízená odporová zátěž
PFC	Aktivní PFC
COM	Komunikace
ECU	Řídicí obvody

2 Řešení obvodového zapojení

Kapitola podrobněji rozebírá jednotlivé části zvolené koncepce zařízení. Vedle popisu principu funkce jednotlivých bloků poskytuje výpočty a volbu konkrétních součástek a prvků. V závěru je rozebrána volba řídicí platformy s příslušnými pomocnými obvody a také návrh pomocného napájecího zdroje.

2.1 Dvoukvadrantový měnič

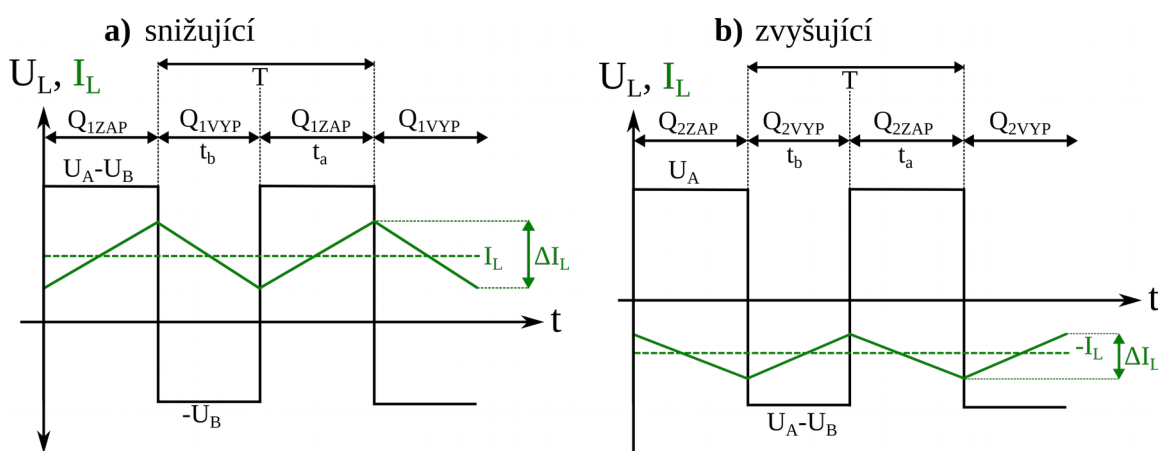
Zvolený měnič je schopen přenášet energii napříč I. a II. kvadrantem, jinými slovy je schopen přenášet kladný a záporný proud mezi vstupem a výstupem. Je-li proud záporný, měnič funguje jako blokující zvyšující měnič, naopak pokud je proud kladný, jedná se o propustný snižující měnič, jehož princip ukazuje obrázek 4a a 4b.[2]



Obrázek 4: Principiální schéma zapojení dvoukvadrantového měniče se spínanou indukčností se znázorněním základních směrů toků proudu a polarity napětí

Tranzistory jsou spínané komplementárně, a tak bude v popisu principu věnován prostor pouze tranzistoru klíčovému vzhledem k režimu měniče – v tomto případě vzhledem ke snižujícímu režimu jde o Q_1 . Jakmile je sepnut, roste proud procházející indukčností (obrázek 4a). Po vypnutí se skokově otáčí polarita napětí na indukčnosti (obrázek 4b) a proud tlumivkou klesá. Zároveň tlumivka společně s kapacitní baterií slouží jako zdroj energie.[3]

V rámci zvyšujícího měniče přebírá klíčovou funkci tranzistor Q_2 . Je-li otevřen, proud prochází z výstupu měniče a proud protékající tlumivkou roste, jak ukazuje obrázek 1c. Po uzavření tranzistoru dochází ke skokovému otočení polarity napětí na tlumivce, které se sčítá s napětím výstupu a zvyšuje napětí na hladinu meziobvodu, jenž je znázorněn kapacitní baterií v podobě C_{M1} a C_{M2} . Průběhy proudu a napětí na tlumivce jsou zobrazeny na obrázku 5.[3] Důležité je k obrázku 2 dodat, že použité pojmy vstup a výstup reflektují fyzický vstup a výstup měniče. Se změnou režimu měniče tedy nedochází ke záměně vstupu za výstup a obráceně. Jak je uvedeno v [18], tento měnič zpravidla nepracuje v přerušovaném režimu.



Obrázek 5: Průběhy proudu a napětí na spínané indukčnosti dvoukvadrantového měniče ve snižujícím (a) a zvyšujícím (b) režimu

2.1.1 Výpočet akumulčních prvků

Vstupní napětí měniče stanovuje napěťový meziobvod 85 V, zatímco výstup musí být regulovatelný v rozsahu 0 až 60 V. Spínací frekvence f_s je zvolena na 100 kHz a účinnost na 0,95.

Ještě před konkrétními výpočty spojenými s indukčností je vhodné stanovit výstupní napětí a proud v závislosti na omezení výstupním výkonem na 1000 W, jak ukazují následující rovnice 1 a 2.

$$I_{OUT\ 60V} = \frac{P_{OUT}}{U_{OUTmax}} = \frac{1000}{60} = 16,7 [A] \quad (1)$$

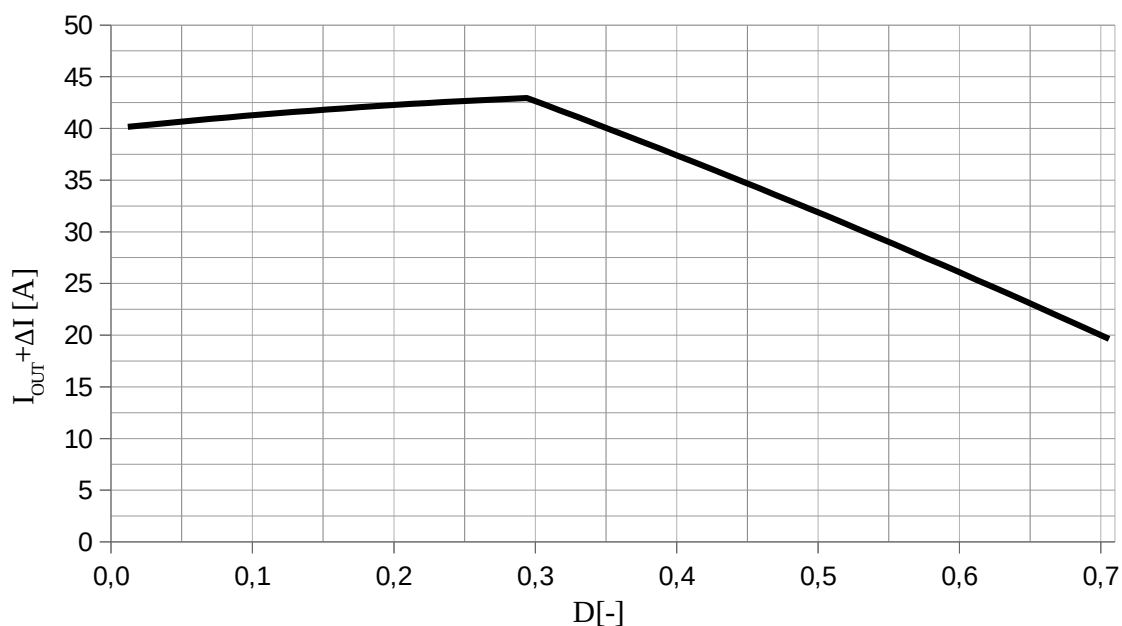
$$U_{OUT\ 40A} = \frac{P_{OUT}}{I_{OUTmax}} = \frac{1000}{40} = 25 [V] \quad (2)$$

Výpočtu indukčnosti tlumivky předchází stanovení saturačního proudu, který je úzce svázán s proudovým zvlněním tlumivky. Jak uvádí literatura [4], hodnota proudového zvlnění se zpravidla volí v rozmezí 5 % až 20 %. S ohledem na dostupnost sériově vyráběných indukčností je hodnota zvlnění stanovena na 16,5 %. Při výstupním proudu 40 A je tak zřejmé, že proudové zvlnění ΔI je 6,6 A. Saturační proud I_{Lsat} je následující:

$$I_{Lsat} = \frac{\Delta I}{2} + I_{OUT} = \frac{6,6}{2} + 40 = 43,3 [A] \quad (3)$$

Pro výpočet indukčnosti je nezbytné znát nejméně příznivou hodnotu pracovního cyklu D . [1] Vzhledem k výkonovému omezení výstupních parametrů je nutné zvážit nejenom závislost zvlnění proudu tlumivkou na pracovním cyklu, ale také lineární pokles výstupního proudu včetně zvlnění se stoupajícím napětím, jak ukazuje obrázek 6. Zároveň je z něj vidět, že nejméně příznivou hodnotou pracovního cyklu je 0,3. Proudové zvlnění je vypočteno pro referenční hodnotu indukčnosti tlumivky zvolenou na 60 μ H.

$$I_{OUT} + \Delta I = I_{OUTMAX} + \frac{(U_{IN} - D * U_{IN})}{L_{ref}} * T * D \quad (4)$$



Obrázek 6: Výstupní proud včetně zvlnění vzhledem k pracovnímu cyklu

Pro zjištění velikosti indukčnosti je výpočet vhodné provést jednak pro maximální výstupní proud, jednak pro výstupní proud omezený výstupním výkonem s ohledem na příslušný pracovní cyklus. Rovnice 5 ukazuje, že hodnota indukčnosti tlumivky pro maximální výstupní proud je 26,52 μH . Naopak pro hodnotu proudu omezeného výstupním výkonem je hodnota indukčnosti rovna 63,64 μH , což je zároveň nejmenší přípustná velikost vybírané indukčnosti.

$$L_{2Q} = \frac{1}{\Delta I} * (U_{IN} - D * U_{IN}) * D * T_s$$

$$L_{2Q 40 A} = \frac{1}{6,6} * (85 - 0,29 * 85) * 0,29 * 10 * 10^{-6} = 26,52 [\mu H] \quad (5)$$

$$L_{2Q 16,7 A} = \frac{1}{2,75} * (85 - 0,71 * 85) * 0,71 * 10 * 10^{-6} = 63,64 [\mu H]$$

Výpočty jasně stanovily požadavky na tlumivku, přičemž z dostupných tlumivek byla vybrána tlumivka výrobce Feryster s železoprachovým jádrem s označením DTMSS-47/0.068/45-V s parametry uvedenými v tabulce 4.

Tabulka 4: Parametry tlumivky DTMSS-47/0.068/45-V [10]

Parametr:	Hodnota:
Indukčnost	68 μH
Maximální frekvence	300 kHz
Pracovní proud	45 A
Sériový odpor	4,95 m Ω

Na základě údajů výrobce lze stanovit ztráty vybrané tlumivky, které vycházejí z rovnice 6.

$$P_L = R_{LESR} * I_{Lsat}^2 = 4,95 * 10^{-3} * 40^2 = 7,920 \text{ W} \quad (6)$$

Při dimenzování výstupní kapacitní baterie je nutné uvažovat nejenom požadavek na výstupní zvlnění proudu, ale také na proudové namáhání kondenzátorů v době, kdy je hodnota proudu protékajícího tlumivkou nižší než požadovaná střední hodnota. Ve skutečnosti tak vychází několikrát větší kapacita, než by vyšla z titulu napěťového zvlnění výstupu. Klíčovým požadavkem je nízký sériový odpor kondenzátorů, v anglické literatuře označovaný jako ESR, jak popisuje [9]. Výstupní zvlnění ΔU_{OUT} je zvoleno na 5 mV a doba Δt , po kterou kondenzátory musí hradit energii, je 5 μs . Dle rovnice 7 vychází pro stanovené zvlnění kapacita 3,3 mF.

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I}{2} * \frac{\Delta t}{\Delta U_{OUT}} = \frac{6,6}{2} * \frac{5 * 10^{-6}}{5 * 10^{-3}} = 3,3 \text{ [mF]} \quad (7)$$

Pro splnění požadavku proudového dimenzování je nutné použít pět paralelně zapojených kondenzátorů Nichicon UVR2A102MHD s kapacitou 1000 μF a napěťovým dimenzováním na 100 V. Dle [11] je při dané spínací frekvenci maximální proud kondenzátoru roven 2760 mA. Přesto je nutné zvažovat dostatečnou rezervu. Elektrolytické kondenzátory je z důvodu pokrytí proudových impulzů v rámci přechodných dějů nutné doplnit o svitkové kondenzátory[9], které se nedimenzují podle kapacity, ale především dle proudového namáhání. Vhodná je dvojice kondenzátorů Kemet R60EN4470AA30K s kapacitou 4,7 $\mu\text{F}/100 \text{ V}$. [12]

2.1.2 Dimenzování a volba spínacích prvků

Spínací tranzistory dvoukvadrantového měniče je potřeba dimenzovat jednak na napětí dané 85 V meziobvodem, jednak na střední proud protékající tlumivkou, tedy 40 A. V celém zařízení jsou použity výhradně MOSFET tranzistory a to především z důvodu schopnosti vysokých spínacích frekvencí, splnění napěťových požadavků zařízení a nízkým ztrátám, jak je uvedeno v [2]. Paralelně k tranzistorům nejsou používány rychlé spínací diody, neboť jsou tranzistory spínané komplementárně. Je ovšem nutné vzít v potaz mrtvé časy.[2]

Maximálním závěrným napětím obou tranzistorů U_{DSMAX} je 85 V v rámci obou režimů. Je tedy vhodné zvolit alespoň dvojnásobek této hodnoty. Z hlediska proudového dimenzování I_{DMAX} je vhodné opět volit alespoň dvojnásobek očekávaného maximálního proudu. Dalšími požadavky je nízký odpor kanálu ovlivňující vodivostní ztráty a nízké spínací ztráty ovlivněné dobou sepnutí t_r a t_f . [2] Na základě těchto požadavků byl pro oba tranzistory zvolen typ Infineon IRFP90N20DPBF, jehož klíčové parametry jsou zmíněny v [13].

Celkové ztráty jednotlivých tranzistorů se odvíjejí od aktuálního režimu měniče a také od aktuálního pracovního cyklu. Vodivostní ztráty tranzistorů jsou ovlivněny velikostí odporu kanálu, a proto je vhodné volit tranzistory s co nejmenším udávaným odporem kanálu. Pro nejnepříznivější režim z hlediska ztrát jde o 10,672 W pro horní tranzistor Q_1 ve snižujícím režimu dle rovnice 8. V rámci spodního tranzistoru Q_2 odpovídají vodivostní ztráty dle rovnice 9 hodnotě 26,128 W. Spínací ztráty pak závisí na času přechodu mezi vodivým a nevodivým režimem tranzistoru a samozřejmě v přímé úměře ke spínací frekvenci a vycházejí dle rovnice 9 na 81,260 W pro horní tranzistor ve snižujícím režimu. [2],[21] Vzhledem k přítomnosti zpětné diody MOSFET tranzistoru je možné zanedbat spínací ztráty tranzistoru. Je ale nutné řešit spínací ztráty zmíněné zpětné diody, které dle rovnice 11 vycházejí na 23,8 W. Parametry zpětné diody jsou uvedené v [13] Řešení chlazení spínacích obvodů je provedeno souhrnně v rámci kapitoly 2.6.

$$P_{VODhorní} = R_{DSON} * I_{DMAX}^2 * D = 0,023 * 40^2 * 0,29 = 10,672 [W] \quad (8)$$

$$P_{SPINhorní} = f_s * U_{DSMAX} * I_{DMAX} * (t_r + t_f) \quad (9)$$
$$P_{SPINhorní} = 100 * 10^3 * 85 * 40 * (160 * 10^{-9} + 79 * 10^{-9}) = 81,260 [W]$$

$$P_{VODspodni} = R_{DSON} * I_{DMAX}^2 * D = 0,023 * 40^2 * 0,71 = 26,128 [W] \quad (10)$$

$$P_{SPINdolni} = U_R * Q_C * f_s = 85 * 2,8 * 10^{-6} * 100 * 10^3 = 23,800 [W] \quad (11)$$

2.1.3 Rozbor účinnosti dvoukvadrantového měniče

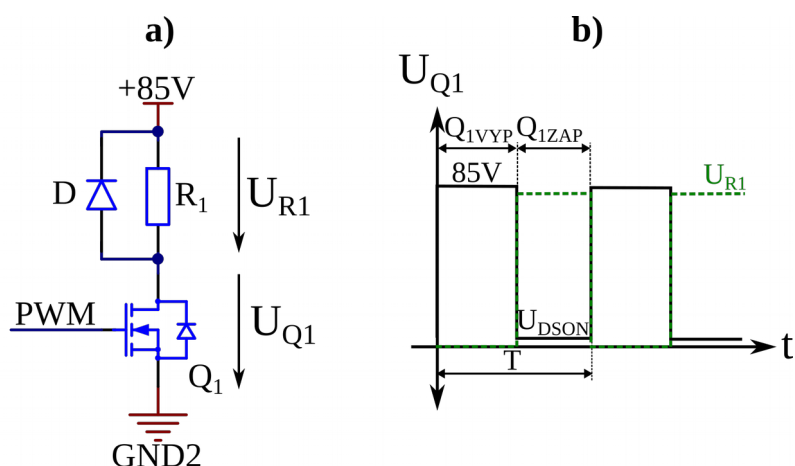
Na základě zjištěných ztrát je možné zpětně zhodnotit předpokládanou účinnost. Podíl jednotlivých prvků na ztrátách měniče ukazuje pro nejnepříznivější režim tabulka 5, přičemž u tranzistorů jsou vždy již sečteny ztráty vodivostní a ztráty spínací. Celkové ztráty tak vycházejí na 149,780 W. Pro splnění požadovaného výstupního výkonu z titulu účinnosti měniče je nezbytné dodat na jeho vstup se zaokrouhlením celkem 1150 W. To by odpovídalo účinnosti 0,870. S ohledem na absenci hlubšího rozboru dalších možných prvků a rozsahu této práce je účinnost dle zkušenosti zvolena na 0,85. Požadovaný vstupní výkon pak odpovídá přibližně hodnotě 1177 W.

Tabulka 5: Přehled ztrát na prvcích dvoukvadrantového měniče

Prvek	Ztrátový výkon [W]
Horní tranzistor	91,932
Spodní tranzistor	49,928
Tlumivka	7,920
Celkové ztráty měniče	149,780

2.1.4 Návrh řízené odporové zátěže

Řízená odporová zátěž má za úkol zpracovat záporný výkon zpracovaný dvoukvadrantovým měničem. Je připojena na napěťový meziobvod 85 V, přičemž v rámci požadavku na zpracování záporného výkonu dochází k deaktivaci měniče s plným můstkem. Princip je zobrazen na obrázku 7, který v případě a) ukazuje schéma zapojení, zatímco v případě b) jde o průběh napětí na tranzistoru Q_1 se znázorněným průběhem napětí na rezistoru R_1 .



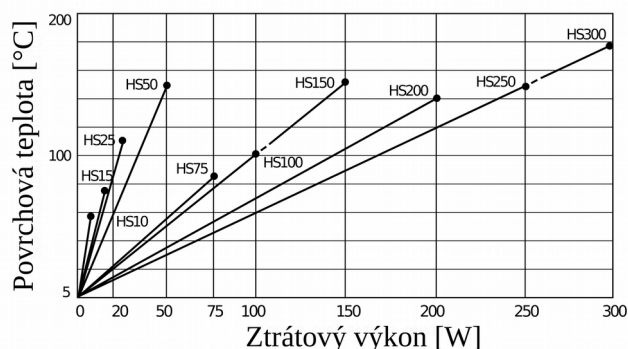
Obrázek 7: Schéma zapojení řízené odporové zátěže a průběh napětí na tranzistoru s linearizovaným znázorněním napětí na odporové zátěži

Dioda D má za úkol potlačit přepětové špičky s opačnou polaritou, které vznikají po přechodu tranzistoru Q_1 do vypnutého stavu vlivem přítomných parazitních indukčností na drátových rezistorech a přívodních vodičích.

Zásadním požadavkem na dimenzování jednotlivých prvků je nutnost maření výkonu o velikosti 1000 W. Zvolené drátové rezistory pocházejí z produkce společnosti ARCOL a jde konkrétně o typ HS50-50RJ. Hodnota odporu je 50Ω a maximální výkon odporu je 50 W.[19] Rovnice 12 ukazuje požadovanou výslednou hodnotu rezistorů.

$$R_z = \frac{U^2}{P} = \frac{85^2}{1000} = 7,225 \Omega \quad (12)$$

S rezervou s ohledem na realizovatelnost chlazení je paralelně spojeno 14 dvojic výše zmíněných rezistorů, což přináší celkovou hodnotu instalovaného odporu $7,143 \Omega$. Maximální zatížení je pak rovno 1400 W. Při požadovaném maximálním výkonu potече zátěži proud odpovídající 11,767 A. Obrázek 5 ukazuje závislost ztrátového výkonu na teplotě povrchu rezistorů, přičemž rezistory by neměly přesáhnout teplotu $145 \text{ }^\circ\text{C}$.



Obrázek 8: Závislost povrchové teploty rezistoru na ztrátovém výkonu [Převzato z [19]]

Výběr spínacího tranzistoru se v tomto případě opírá o správné napěťové dimenzování a především požadavek na nízký odpor kanálu společně s nízkými spínacími ztrátami. Tomu odpovídá vybraný tranzistor IRFP250MPBF z produkce společnosti Infineon. Maximální napětí U_{DS} je 200 V, přičemž maximální proud I_D je roven 30 A. Odpor kanálu je 0,075 Ω . Další parametry jsou uvedené v [20]. Spínací frekvence je zvolena na 100 kHz pro dodržení stejnorodosti v rámci celého zařízení. Vodivostní ztráty ukazuje rovnice 13, spínací pak rovnice 14. Pokud bude zátěž zapnuta trvale, odpadnou spínací ztráty. Pokud bude spínání zátěže prováděno s pracovním cyklem, uvedené vodivostní ztráty budou nižší, ale je nutné připočíst ztráty spínací.

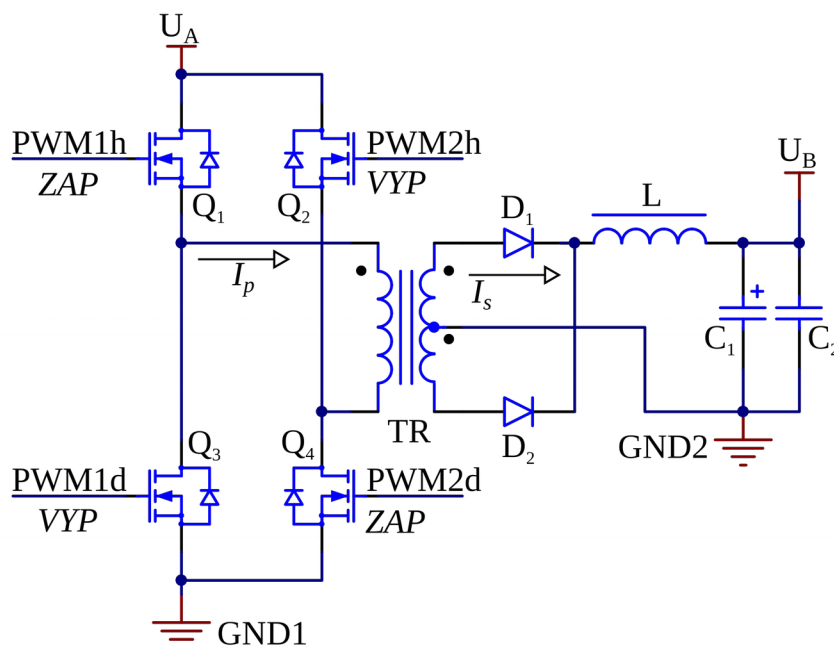
$$P_{VODMAX} = R_{DS(on)} * I^2 = 0,075 * 11,767^2 = 10,385 \text{ [W]} \quad (13)$$

$$P_{SPIN} = f_s * U_{DSMAX} * I_{DMAX} * (t_r + t_f) \quad (14)$$

$$P_{SPIN} = 100 * 10^3 * 85 * 11,767 * (43 * 10^{-9} + 33 * 10^{-9}) = 7,601 \text{ [W]}$$

2.2 Izolující měnič

Hlavním úkolem izolujícího dvojčinného měniče se zapojením tranzistorů v plném můstku je galvanicky oddělit vstup od výstupu a transformace napětí primárního meziobvodu s 390 V na sekundární meziobvod s 85 V. Principiální schéma zapojení ukazuje obrázek 9, přičemž je znázorněn princip spínání tranzistorů a proudy protékající primárním a sekundárním vinutím.



Obrázek 9: Principiální schéma zapojení izolujícího dvojčinného měniče s plným můstkem

Tranzistorové dvojice Q_1 a Q_3 , respektive Q_2 a Q_4 jsou vždy synchronně spínané. V zobrazeném režimu je tedy sepnut tranzistor Q_1 a Q_4 . Proud protéká primárním vinutím transformátoru směrem, který je znázorněn šipkou I_p . Na sekundárním vinutí je vyveden střed a připojen dvoucestný usměrňovač. Průtok sekundárního proudu v témže stavu sepnutí tranzistorů je znázorněn šipkou I_s , přičemž dochází k usměrnění a průtoku výstupním filtrem. Při sepnutí druhé dvojice tranzistorů je princip analogický.[3]

2.2.1 Rozbor obvodových poměrů

V první řadě je nezbytné stanovit základní rozhraní a poměry veličin. Výstupní napětí měniče je napětí meziobvodu 85 V, přičemž požadovaným výstupním výkonem tohoto měniče je 1177 W, čemuž odpovídá výstupní proud 13,847 A. Očekávaná účinnost měniče je rovna 90 %. Pro výpočet napětí na sekundárním vinutí transformátoru a znalosti výstupního napětí měniče je nutné uvažovat ztráty na prvcích, které jsou součástí sekundární strany transformátoru. Konkrétně jde o vlastní vinutí transformátoru, usměrňovač a filtr. Dle dostupných součástek a započtení technické rezervy lze zvolit maximální možný sériový odpor tlumivky a sekundárního vinutí na 200 mΩ. Při započtení určité rezervy reflektující ztráty v magnetických obvodech je možné celkový úbytek odhadnout na 5 V. K tomu je navíc nutné připočíst úbytek na usměrňovači, což u spínacích

diod daných výkonů bývá rovné 1,5 V. Jde o velmi hrubý odhad, tudíž je na místě započíst navíc i jistou rezervu. Tomu pak odpovídá napětí sekundární strany U_{POZ} rovné 92 V. Důraz je nutné věnovat i přítomnosti mrtvých časů, které tvoří zpravidla maximálně 10 % celé periody, což představuje pracovní cyklus D_{MCAS} . Na základě této informace lze získat napětí přímo na sekundárním vinutí, jak ukazuje rovnice 15.

$$U_{Smin} = \frac{U_{POZ}}{D_{MCAS}} = \frac{92}{0,9} = 100 \text{ [V]} \quad (15)$$

Tudíž minimálním napětím, které musí být na sekundárním vinutí transformátoru, je 100 V, z čehož vychází převodní poměr vypočtený rovnicí 16.

$$p = \frac{U_p}{U_s} = \frac{350}{100} = 3,500 \text{ [-]} \quad (16)$$

Na základě zjištěného poměru a znalosti požadovaného středního výstupního proudu lze stanovit hodnotu proudu vstupního dle rovnice 17. Jde o hodnotu nezbytnou pro správné dimenzování tranzistorů plného můstku a primárního vinutí. Vzhledem k očekávanému provoznímu napětí a dimenzování usměrňovače na sekundární straně je nezbytné stanovit napětí, které lze očekávat při provozním napětí meziobvodu o hodnotě 390 V, jak ukazuje rovnice 18.

$$I_{pUmin} = \frac{I_s}{p} = \frac{13,847}{3,5} = 3,956 \text{ [A]} \quad (17)$$

$$U_{Smax} = \frac{U_{pmax}}{p} = \frac{390}{3,5} = 111,429 \text{ [V]} \quad (18)$$

2.2.2 Volba a dimenzování spínacích prvků

Dimenzování se nejprve věnuje primární straně měniče, tedy tranzistorům plného můstku. Dříve zmíněným požadavkům vyhovuje tranzistor SiHP22N60E z produkce společnosti VISHAY. Maximální napětí U_{DS} vybraného tranzistoru je 600 V, odpor kanálu R_{DS} je 0,18 Ω a maximální proud I_D je 13 A.[16] Spínací frekvence tranzistorů H-můstku je zvolena na hodnotu 100 kHz. V rámci spínání tranzistorů plného můstku hraje nedílnou roli rozbor problematiky mrtvých časů t_d , jejichž řešení ukazuje rovnice 25. Přítomnost mrtvých časů je nezbytná z důvodu zamezení možného zkratu větve při přechodu tranzistorů z a do vodivého stavu. Platí nutnost zohlednit nejhorší možnou variantu.[15] V anglické literatuře se používá označení dead-time.[2]

$$t_d = t_{d(off)} - t_{d(on)} + t_f = 99 * 10^{-9} - 36 * 10^{-9} + 70 * 10^{-9} = 133 \text{ [ns]} \quad (19)$$

Řešená rovnice 19 ukazuje s připočtením rezervy, že pro výpočty impulzního transformátoru je nutné počítat délku každého mrtvého času na 200 ns. V celé periodě potom 400 ns, což při zvolené spínací frekvenci 100 kHz představuje 4 % periody.

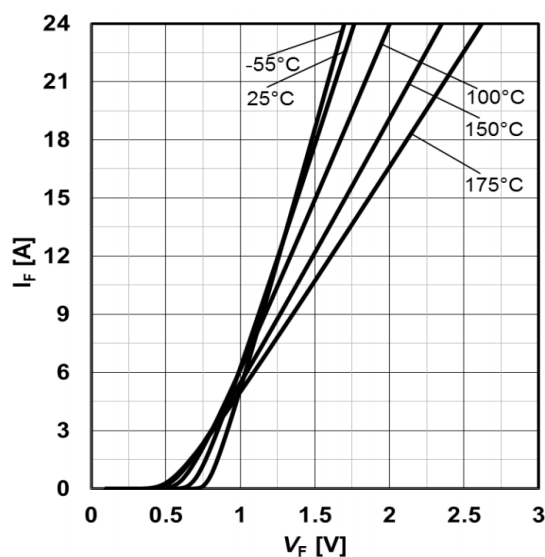
Vodivostní ztráty zvolených tranzistorů ukazuje rovnice 20, přičemž každý z tranzistorů vede pouhou polovinu pracovního cyklu. Maximální pracovní cyklus je roven hodnotě 0,5.[4],[15] Jak bylo vypočteno v rovnici 17, tranzistory je nutné dimenzovat na proud 3,956 A. Rovnice 21 pak řeší spínací ztráty. Celkové ztráty jednoho tranzistoru jsou 20,539 W.[21]

$$P_{VOD} = R_{DS(on)} * I_{D(MAX)}^2 * D_{MAX} = 0,18 * 3,956^2 * 0,5 = 1,408 \text{ [W]} \quad (20)$$

$$P_{SPIN} = f_s * U_{DS(MAX)} * I_{D(MAX)} * (t_r + t_f) \quad (21)$$

$$P_{SPIN} = 100 * 10^3 * 390 * 3,956 * (54 * 10^{-9} + 70 * 10^{-9}) = 19,131 \text{ [W]}$$

Dvoucestný usměrňovač na sekundární straně je napěťově nutné dimenzovat minimálně na dvojnásobek maximálního napětí na sekundárním vinutí, což odpovídá přibližně 223 V.[21] Proudové dimenzování vycházející ze středního proudu tlumivkou, odpovídá hodnotě 13,847A. Charakter usměrňovaného průběhu vyžaduje volbu rychlých spínacích diod. Vyhovující Schottkyho diodou je IDH12G65C6XKSA1 z produkce firmy Infineon, jejíž voltampérovou charakteristiku ukazuje obrázek 10. Maximální závěrné napětí diody odpovídá 650 V, maximální propustný proud pak 27 A při 25 °C.[22]



Obrázek 10: VA charakteristika Schottkyho diody IDH12G65C6XKSA1 [Převzato z [22]]

Propustné ztráty ukazuje rovnice 22, přičemž výpočty vycházejí z provozní teploty 100 °C, což představuje úbytek napětí v propustném směru dle obrázku 7.[22] Celkové vodivostní ztráty tak vycházejí za nejméně příznivých podmínek na 11,423 W pro jednu diodu.[24] Pro celý usměřovač jsou pak vodivostní ztráty rovny dvojnásobku, tedy 20,771 W.

$$P_{VOD} = 0,5 * U_F * I_{MAX} = 0,5 * 1,5 * 13,847 = 10,385 [W] \quad (22)$$

Vzhledem k použití Schottkyho diod je možné spínací ztráty zanedbat, neboť jsou u tohoto typu diod z principu funkce výrazně nižší než ztráty vodivostní, jak je popsáno v [21]. Pro úplnost je však vhodné tyto ztráty uvést. Pro obšírnější rozbor spínacích ztrát v této práci není prostor a výrobce vybraného kusu neposkytuje dostatek informací v datovém listu. Je tedy přistoupeno k jistému zjednodušení.[22],[24] Zároveň je na místě upozornit, že vzhledem k přítomnosti dvoucestného usměřovače je pracovní frekvence rovna dvojnásobku spínací frekvence primární strany, tedy konkrétně 200 kHz. Výpočet ukazuje rovnice 23, přičemž spínací ztráty jedné diody jsou rovny 0,752 W. Celkové ztráty usměřovače tak prostým součtem zjištěných hodnot vycházejí na 22,275 W.

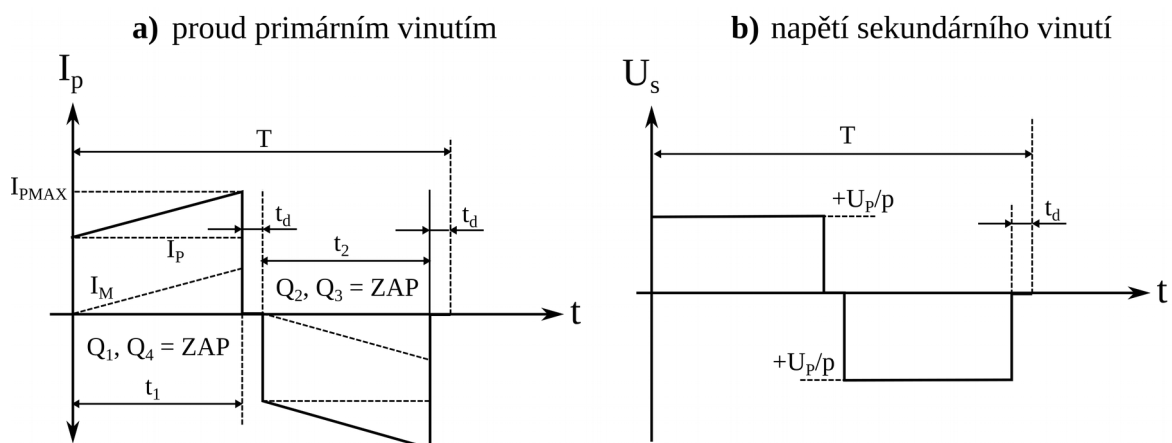
$$P_{SPIN} = U_R * Q_C * f_S = 223 * 17,1 * 10^{-9} * 200 * 10^3 = 0,763 [W] \quad (23)$$

2.2.3 Návrh impulzního transformátoru

Samotný návrh impulzního transformátoru je velmi podrobně popsán v pramenech [3], [4], [14], [15] a [27]. Při návrhu je nutné počítat s mrtvými časy, jejichž délka byla řešena již v předchozí podkapitole. Délka pracovního cyklu s ohledem na spínací frekvenci a princip dvojčinného měniče pak vychází na 9,6 μs dle rovnice 24.

$$t_p = \frac{1}{2} * \frac{1}{f_S} - t_d = \frac{1}{2} * \frac{1}{100 * 10^3} - 200 * 10^{-9} = 4,8 [\mu s] \quad (24)$$

Obrázek 11 ukazuje průběhy proudu protékajícího primárním vinutím a zároveň napětí na sekundárním vinutí. Na obou průbězích je jasně patrná přítomnost mrtvých časů, která ovlivňuje délku pracovního cyklu.



Obrázek 11: Průběhy proudu protékajícího primárním vinutím impulzního transformátoru a napětí na sekundárním vinutí

Určení počtu závitů primárního i sekundárního vinutí je provedeno na základě znalosti obvodových poměrů, přičemž výpočty vycházejí z druhé Maxwellovy rovnice, respektive z Faradayova zákona elektromagnetické indukce.[25] Rovnice 26, jejíž odvození je provedeno v [15], obecně popisuje výpočet primárního vinutí. Dalším krokem je určení součinu $L \cdot \Delta I$ v rovnici 27, která vychází z obecného vztahu pro výpočet napětí indukčnosti, jak ukazuje rovnice 25.[15]

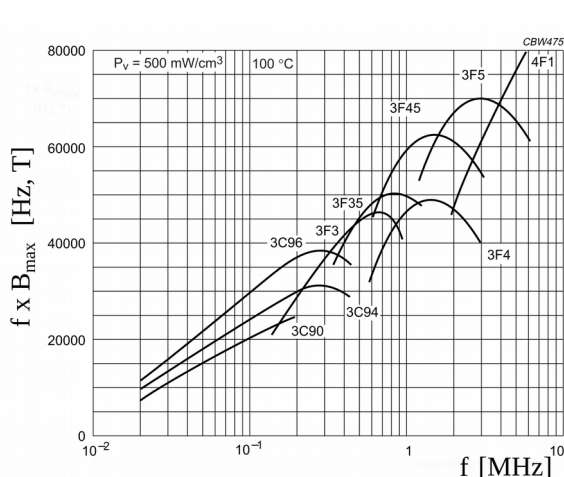
$$U_p = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (25)$$

$$N_1 = \frac{L \cdot dI}{d\varphi} = \frac{L \cdot \Delta I}{\Delta B \cdot S} \quad (26)$$

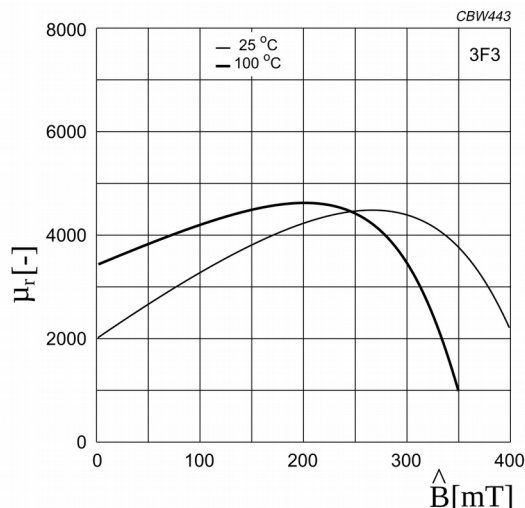
$$L \cdot \Delta I = U_1 \cdot \Delta t = 390 \cdot 4,8 \cdot 10^{-6} = 1,872 \cdot 10^{-3} \quad (27)$$

V další fázi je nutné zvolit prvky magnetického obvodu a jeho reálné provedení. Vyhodnocení dle [28] ukázalo, že vhodným materiálem jádra je 3C90, nebo 3F3, což ukazuje obrázek 12. Pro tuto aplikaci byl zvolen materiál 3F3 s rozměrem jádra ETD49/25/16.

V [26] je uveden efektivní průřez jádra $S_{EF} = 211 \text{ mm}^2$. Sycení jádra je zvoleno na základě [4], přičemž optimálním sycením při dané spínací frekvenci a oteplení 50°C je 120 mT . Pro výpočty je ovšem zavedena značná rezerva, a tedy sycení $B = 200 \text{ mT}$. Této magnetické indukci pak dle obrázku 13 odpovídá relativní permeabilita $\mu_r = 4200$. Vzhledem ke střídavému sycení jádra je pak rozkmit sycení roven dvojnásobku, tedy $\Delta B = 400 \text{ mT}$.



Obrázek 12: Charakteristika jakostního činitele jednotlivých druhů materiálu v závislosti na pracovní frekvenci [Převzato z [28]]



Obrázek 13: Závislost relativní permeability materiálu 3F3 na maximální magnetické indukci [Převzato z [26]]

Rovnice 28 ukazuje výpočet počtu závitů primárního vinutí a výsledkem je při nezbytném zaokrouhlení 23 závitů. Rovnice 29 naopak ukazuje výpočet závitů sekundárního vinutí s výsledkem 7 závitů.

$$N_p = \frac{L * dI}{d \varphi} = \frac{L * \Delta I}{\Delta B * S} = \frac{1,872 * 10^{-3}}{400 * 10^{-3} * 211 * 10^{-6}} = 22,180 \text{ [z]} \quad (28)$$

$$N_s = \frac{N_p}{p} = \frac{23}{3,5} = 6,571 \text{ [z]} \quad (29)$$

Následujícím úkolem je zjištění magnetizačního proudu, jehož průběh je zobrazen na obrázku 8. Tomu ovšem předchází zjištění indukčnosti ze vztahu 27, jak je uvedeno v [15] a [25]. Výpočet indukčnosti ukazuje rovnice 30. Velikost magnetizačního proudu I_M , je vypočtena v rovnici 31.[15] Velikost I_M odpovídá velikosti ΔI . Z katalogu jádra [26] je možné zjistit také střední délku jádra $l_{EF} = 144 \text{ mm}$.

$$L = \frac{N_p^2 * S_{EF} * \mu_r * \mu_0}{l_{EF}} = \frac{23^2 * 211 * 10^{-6} * 4 * \pi * 10^{-7} * 4200}{114 * 10^{-3}} = 5,168 \text{ [mH]} \quad (30)$$

$$I_M = \frac{\Delta t * U_{1\text{ MIN}}}{L} = \frac{4,8 * 10^{-6} * 350}{5,168 * 10^{-3}} = 0,362 \text{ [A]} \quad (31)$$

Maximální proud primárního vinutí je součtem magnetizačního a dříve uvažovaného středního proudu a je roven hodnotě 4,318 A, jak ukazuje rovnice 32.

$$I_{pmaxr} = I_{pmax} + I_M = 3,956 + 0,362 = 4,318 \text{ [A]} \quad (32)$$

Zjištěnou změnu v hodnotě primárního proudu je nutné přenést i do výpočtu ztrát tranzistorů H-můstku dle rovnice 20 a 21. Vodivostní ztráty jsou 1,678 W a spínací ztráty 20,882 W. Celkové ztráty jsou pak 22,560 W.

Dalším úkolem je řešení dimenzování vodičů vinutí transformátoru pro měnič s plným můstkem. Spínací frekvence f_s je 100 kHz, konduktivita mědi je $56 \text{ MS} \cdot \text{m}^{-1}$ a relativní permeabilita je přibližně rovna 1. Dosazením do rovnice 33 vyjde hloubka vniku δ rovna 0,213 mm. Z toho plyne, že průměr vodiče musí být nižší, než 0,426 mm.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2 * \pi * f_s * \mu_r * \mu_0 * \gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2 * \pi * 100 * 10^3 * 1 * 4 * \pi * 10^{-7} * 56}} = 0,213 \text{ [mm]} \quad (33)$$

Standardní proudová hustota měděného vodiče $J = 4 \text{ A/mm}^2$. Pro obě vinutí s ohledem na možnosti ruční výroby transformátoru a lanek z důvodu úspory nákladů je zvolen drát 0,5 mm s jednou vrstvou laku. Průřez primárního vinutí musí být alespoň $0,989 \text{ mm}^2$ dle rovnice 34. Průřez zvoleného drátu je $0,196 \text{ mm}^2$, což znamená, že bude nutné uplést lanko skládající se ze šesti drátů. Označení počtu drátů lanka primárního vinutí je n_p .

$$S_p = \frac{I_{pmaxr}}{J} = \frac{3,956}{4} = 1,080 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (34)$$

Požadovaný průřez sekundárního vinutí n_s vychází na $3,462 \text{ mm}^2$ dle rovnice 35. Bude tedy nutné splést lanko skládající se z 18 drátů.

$$S_s = \frac{I_{pmaxr}}{J} = \frac{13,847}{4} = 3,462 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (35)$$

Magnetické jádro vyžaduje použití kostry WE-3701H výrobce WEISSER, přičemž vložená dvojice jader bude zajištěna dvěma klipsy WE-296 od stejného výrobce. Je nutné konfrontovat velikost okna vinutí s požadavky na prostor. Rovnice 36 ukazuje výpočet celkového průřezu vinutí, jehož velikost je $64,5 \text{ mm}^2$. S ohledem na nedokonalost ruční

výroby transformátoru a přítomnost několika izolačních vrstev je zvolena určitá rezerva. Celkový průřez S_{vin} tedy je 100 mm^2 . Výrobce v datovém listu uvádí maximální možný průřez vinutí na daném jádře o hodnotě 273 mm^2 . [26] Rovnice 37 pak ukazuje, že se navržená vinutí do prostoru pro vinutí $S_{prostor}$ vejdou s dostatečnou rezervou. Vypočtený faktor plnění vinutí K je menší než 1, konkrétně je roven hodnotě 0,366. [14]

$$S_{vin} = N_p * n_p * d^2 + N_s * n_s * d^2 = 22 * 7 * 0,5^2 + 7 * 18 * 0,5^2 = 64,5 [\text{mm}^2] \quad (36)$$

$$K = \frac{S_{vin}}{S_{prostor}} = \frac{100}{273} = 0,366 [-] \quad (37)$$

Na základě předchozích výpočtů je ověřena správnost volby velikosti jádra, což je dobře popsáno v pramenu [27]. Empirickým vztahem je tato problematika popsána v rovnici 38. Koeficient K_t se odvíjí od použití transformátoru v konkrétním měniči. V případě plného můstku tak $K_t = 0,017$. Součin efektivního průřezu jádra a celkového průřezu vinutí transformátoru je v angličtině označován jako A_p , tedy Area product. Výrobce Ferroxcube u zvoleného jádra uvádí $A_p = 57600 \text{ mm}^4$. Výpočet ukázal, že zvolené jádro je dostatečně dimenzované.

$$A_p = \left(\frac{P_{výst}}{K_t * \Delta B * f_s} \right)^{\frac{4}{3}} = \left(\frac{1177}{0,017 * 400 * 10^{-3} * 10^5} \right)^{\frac{4}{3}} = 20782,130 [\text{mm}^4] \quad (38)$$

Pro lepší odhad reálné účinnosti měniče je na místě provést výpočet ztrát magnetického obvodu a jednotlivých vinutí na základě [27]. Rovnice 39 vyjadřuje tepelný odpor jádra, kde $S_{prostor}$ musí být dosazeno ve čtverečních centimetrech, a vzhledem ke zvolenému maximálnímu oteplení jádra bude ztrátový výkon jádra rovný 3,792 W dle rovnice 40.

$$R_E = \frac{36}{S_{prostor}} = \frac{36}{2,73} = 13,187 \left[\frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \right] \quad (39)$$

$$P_{jádro} = \frac{T_{jadmax}}{R_E} = \frac{50}{13,187} = 3,792 [\text{W}] \quad (40)$$

Další částí ztrát jsou také ztráty ve vinutí transformátoru. Proto je nezbytné znát střední délku jednoho závitu rovnající se vzhledem k použitému jádru a rozměrům vinutí 8,489 cm, která je v rámci zjednodušení sjednocena pro obě vinutí. Velikost odporu vinutí na centimetr délky je v případě primárního vinutí $R_{cmp} = 153,636 \mu\Omega$, odpor sekundárního vinutí pak je $R_{cms} = 48,286 \mu\Omega$. Celkový odpor vinutí se pak skládá ze stejnosměrné

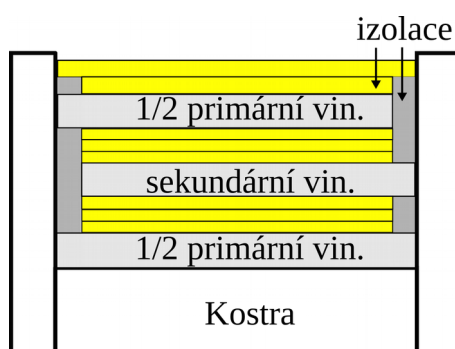
a střídavé složky, přičemž, jak uvádí [27], střídavá složka je 1,2 násobkem stejnosměrné složky. Rovnice 41 popisuje výpočet odporu primárního vinutí a rovnice 42 popisuje výpočet odporu sekundárního vinutí.[27]

$$R_p = R_{DC} + R_{AC} = R_{DC} + 1,2 * R_{DC} = 2,2 * R_{DC} = 2,2 * I_{stř} * R_{cmp} * N_p \quad (41)$$

$$R_p = 2,2 * 8,489 * 153,636 * 10^{-6} * 23 = 0,066 [\Omega]$$

$$R_s = 2,2 * I_{stř} * R_{cms} * N_s = 2,2 * 8,489 * 48,286 * 10^{-6} * 7 = 6,312 [m \Omega] \quad (42)$$

Ztráta na primárním vinutí odpovídá hodnotě 1,231 W, na sekundární pak 1,210 W. Celková ztráta transformátoru tak odpovídá hodnotě 6,233 W.[27]



Obrázek 14: Rozmístění jednotlivých vinutí a izolace na kostře transformátoru

Rozložení izolací a jednotlivých vinutí na kostře ukazuje obrázek 14. Žlutě je znázorněna izolace polyimidovou izolační páskou s vysokou elektrickou pevností, zatímco tmavě šedě je zobrazena PVC izolační páska.

2.2.4 Návrh výstupního filtru

Výstupní filtr měniče s plným můstkem je realizován LC filtrem. V první řadě je tedy nutné vyřešit návrh tlumivky vycházející z [4]. Vstupní napětí tlumivky U_{LI} při zanedbání úbytku na diodě usměrňovače v propustném směru je 110 V. Výstupní napětí tlumivky U_{LO} je dáno meziobvodem a je rovno 85 V. Jak již bylo zmíněno, zvlnění proudu tlumivkou je 20 %, tudíž saturační proud tlumivky musí být nejméně 15,232 A. Hodnota samotného zvlnění je pak rovna 2,769 A. Tlumivka musí být schopna pracovat při pracovním kmitočtu 200 kHz, přičemž perioda T_{FBS} odpovídá hodnotě 5 μ s. Nejhorší možný poměr pracovního cyklu nabývá hodnoty 0,85 dle vzorce 43. Velikost tlumivky na základě výpočtu rovnice 44 odpovídá 13,543 μ H.

$$D = \frac{U_{LO}}{U_{LI}} = \frac{85}{100} = 0,85 \text{ [-]} \quad (43)$$

$$L = \frac{(U_{LI} - D * U_{LI}) * T_{FBs} * D}{\Delta I} = \frac{(100 - 0,85 * 100) * 5 * 10^{-6} * 0,5}{2,769} = 13,543 [\mu H] \quad (44)$$

Na základě zvolených a vypočtených hodnot je zvolena tlumivka s železoprachovým jádrem DTMSS-47/0.10/30-V výrobce Feryster. Parametry ukazuje tabulka 6.

Tabulka 6: Parametry tlumivky DTMSS-47/0.10/30-V [Převzato z [10]]

Parametr:	Hodnota:
Indukčnost	100 μ H
Maximální frekvence	300 kHz
Pracovní proud	30 A
Sériový odpor	9,66m Ω

Ztráty vybrané tlumivky při daných provozních parametrech budou odpovídat hodnotě 1,852 W, jak ukazuje rovnice 45.

$$P_L = R_{LESR} * I_{Lsat}^2 = 9,66 * 10^{-3} * 13,847^2 = 1,852 \text{ [W]} \quad (45)$$

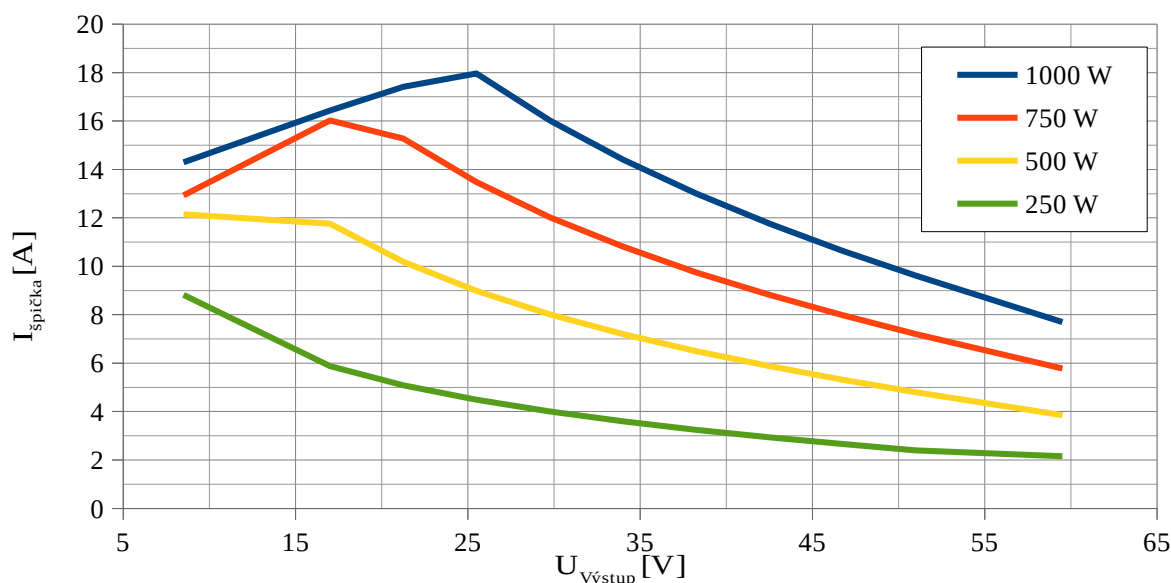
2.2.5 Dimenzování výstupního napětového meziobvodu

Součástí výstupního filtru měniče s plným můstkem je také kondenzátorová baterie, která je zároveň zdrojem energie pro napětový meziobvod 85 V. Na toku energie v meziobvodu se mimo hlavní můstek podílí také řízená odporová zátěž a dvoukvadrantový měnič v obou směrech toku energie z a do výstupu. Klíčové dimenzování kondenzátorů spočívá ve výpočtu špičkových proudů. Podíl jednotlivých měničů a hodnoty jejich špičkových proudů v rámci probíraného meziobvodu popisuje tabulka 7, přičemž hodnoty odpovídají maximálnímu výkonu bez započtení pracovních cyklů jednotlivých měničů. Pro zjednodušení řešení problematiky není uvažováno zvlnění proudů protékajících tlumivkami. Obrázek 15 ukazuje závislost špičkových proudů na výstupním napětí při různých požadovaných výstupních výkonech, přičemž je nutné meziobvod dimenzovat na nejhorší možný případ, což odpovídá 17,97 A.

Tabulka 7: Rozbor podílu jednotlivých modulů připojených na meziobvodu 85 V na energetickém toku v baterii kondenzátorů

Modul:	Aktivita modulu:		Velikost špičkového odebíraného proudu $I_{\text{špička}}$ [A]	
	Kladný výkon	Záporný výkon	Kladný výkon	Záporný výkon
Dvoukvadrantový měnič	Aktivní	Aktivní	-28,235	40,000
Měnič s plným můstkem	Aktivní	Vypnutý	11,765	0,000
Řízená odporová zátěž	Vypnutý	Aktivní	0,000	-11,765

Na základě provedeného dimenzování meziobvodu je možné zvolit kondenzátory LLS2C152MELB z produkce firmy NICHICON s nízkým sériovým ekvivalentním odporem. Je nutné paralelně spojit čtveřici kondenzátorů, přičemž jejich celková kapacita je 6 mF a maximální špičkový proud je roven 23,76 A. Napěťové dimenzování je provedeno s jistou rezervou a odpovídá 160 V.[29] Pro pokrytí rychlých přechodných dějů je přítomna také dvojice svitkových kondenzátorů R60IR46805040K z produkce firmy KEMET.



Obrázek 15: Závislost špičkového proudu na velikosti výstupního napětí při vybraných výkonech

2.2.6 Rozbor účinnosti navrženého měniče s plným můstkem

Požadovaný výstupní výkon tohoto měniče je 1177 W. Tabulka 8 ukazuje ztráty na jednotlivých prvcích měniče. Celkově odpovídají ztráty hodnotě 112,516 W, což odpovídá účinnosti 0,913 %. Předpokládané účinnosti 0,900 tedy může být teoreticky dosaženo a v dalších výpočtech bude s touto účinností počítáno. Vstup měniče by tak po zaokrouhlení měl být dimenzován na 1308 W.

Tabulka 8: Rozložení ztrát napříč jednotlivými prvky v řetězci měniče s plným můstkem

Prvek	Ztrátový výkon [W]
Tranzistory H-můstek	82,156
Transformátor	6,233
Dvoucestný usměřovač	22,275
Výstupní filtr	1,852

2.3 Vstupní obvody

Následující podkapitola se věnuje jednak návrhu vstupních obvodů včetně volby EMI filtru z řešení dostupných na trhu a volbě přepět'ové ochrany, jednak návrhu požadovaného aktivního korektoru účiníku, zkráceně aktivního PFC.

V rámci vstupních obvodů je vhodné věnovat jistý prostor problematice neharmonických průběhů proudů odebíraných ze sítě, které jsou hlavním důvodem přítomnosti aktivního PFC, jak již bylo zmíněno v úvodu práce. Pro popis této problematiky je zavedena veličina faktor výkonu $\cos \theta$, v angličtině označovaná jako power factor, zkráceně PF . [5] Jde o poměr činného a zdánlivého výkonu, jak ukazuje rovnice 46, přičemž ideální případ nastává, pokud tento poměr nabývá hodnoty 1,0.

$$\cos \theta = PF = \frac{P [W]}{S [VA]} \quad (46)$$

Velikost vypočteného poměru dle rovnice 46 je ovlivněna především velikostí takzvaného deformačního výkonu, který ovlivňuje velikost zdánlivého výkonu, jak uvádí rovnice 47. Je-li níže uvedený vztah dosazen do rovnice 46, je zcela zřejmá vazba faktoru výkonu na velikosti deformačního výkonu. [5],[15] Vztah 48 pak ukazuje výpočet výkonu se započteným faktorem výkonu.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_D^2} \text{ [VA]} \quad (47)$$

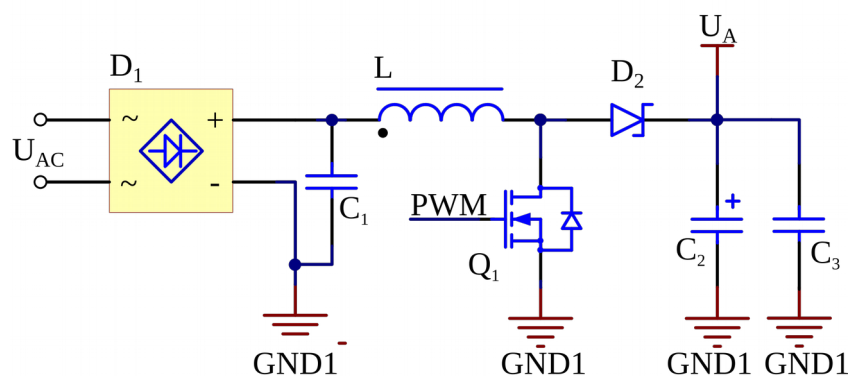
$$P = U_{ef} * I_{ef} * \cos \varphi * \cos \theta \text{ [W]} \quad (48)$$

Podíl nechtěných vyšších harmonických složek lze zjistit na základě výpočtu celkového harmonického zkreslení dle rovnice 49, jak je uvedeno v [5].

$$THD_i = 100 * \sqrt{\sum_{h=2}^n \frac{I_h^2}{I_1^2}} \text{ [%]} \quad (49)$$

2.3.1 Princip aktivního PFC

Stanovení koncepce a jednotlivých parametrů tohoto měniče vychází z pramenů [5], [6], [31], [32] a [33]. Obvodové zapojení je zřejmé z obrázku 16 a odpovídá zapojení zvyšujícího měniče, který pracuje v režimu bez přerušovaných proudů, což se v anglické literatuře označuje jako režim CCM, tedy Continuous Conduction Mode. Tato koncepce aktivního PFC je zvolena z důvodu nižších proudových špiček, což má mimo jiné za následek nižší spínací ztráty i za cenu větších rozměrů tlumivky.[6]



Obrázek 16: Principiální schéma zapojení aktivního PFC

Pokud je tranzistor Q_1 otevřen, roste proud indukčnosti L , přičemž o dodávku energie do výstupu se stará výstupní kapacitní baterie, zde znázorněná kondenzátory C_2 a C_3 . Jakmile je tranzistor Q_1 uzavřen, otáčí se napětí na tlumivce a sčítá se se vstupním napětím celého měniče. V tuto chvíli začíná vést dioda D_2 a proud prochází do zátěže, respektive do meziobvodu znázorněného jako U_A . [1] Kondenzátor C_1 slouží jako vysokofrekvenční filtr s úkolem potlačit rušení vznikající spínáním indukčnosti zvyšujícího měniče. [34], [5]

2.3.2 Výpočet pasivních prvků

Vzhledem ke znalosti zadáním stanoveného vstupního napětí a fixního výstupního napětí je možno určit velikosti pracovních cyklů v rámci obou zmíněných limitních

vstupních napětí, jak ukazují rovnice 50 pro maximum a rovnice 51 pro minimum vstupního napětí. Výstupním napětím je pro oba případy dříve zvolené napětí 390 V. Zároveň je vhodně připomenout, že požadovaný výstupní výkon tohoto měniče odpovídá 1308 W.

$$D_{INmin} = 1 - \frac{U_{ACmin} \sqrt{2}}{U_{OUT}} = 1 - \frac{207 * \sqrt{2}}{390} = 0,249 [-] \quad (50)$$

$$D_{INmax} = 1 - \frac{U_{ACmax} \sqrt{2}}{U_{OUT}} = 1 - \frac{253 * \sqrt{2}}{390} = 0,083 [-] \quad (51)$$

Požadovaný výstupní výkon tohoto měniče odpovídá součtu výkonu měniče s plným můstkem a pomocného zdroje, jehož výkon je odhadnut na 30 W. Předpokládaná účinnost měniče odpovídá hodnotě 0,95, a tak požadovaný vstupní výkon odebíraný ze sítě odpovídá hodnotě 1408,421 W stanovené rovnicí 52, což je při zaokrouhlení směrem nahoru 1409 W.[6]

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{1338}{0,95} = 1408,421 [W] \quad (52)$$

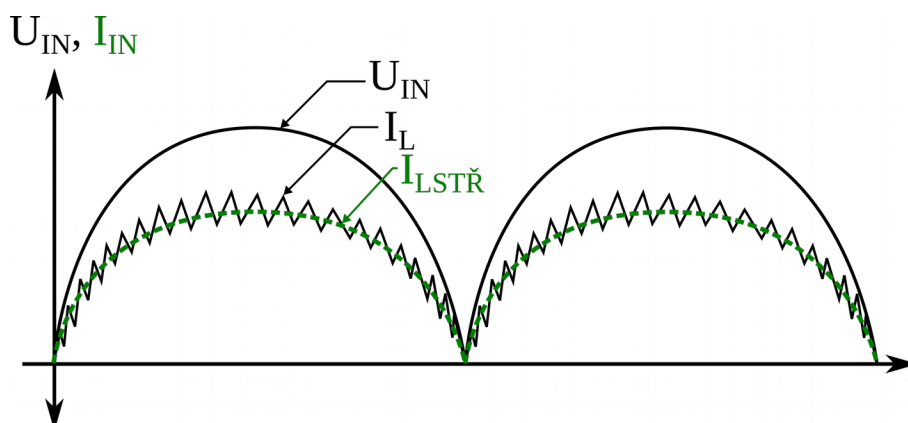
Dle [6] je zvlnění proudu tlumivkou zpravidla voleno v rozmezí hodnot 0,2 až 0,4, přičemž v rámci tohoto návrhu je zvlnění zvoleno na 0,25. Spínací frekvence měniče je zvolena na 100 kHz. Výsledná indukčnost tlumivky aktivního PFC pak odpovídá hodnotě 303,353 μ H dle vztahu 53.[31] Saturační proud tlumivky musí být nejméně 10,829 A dle rovnice 54. [6] Střední proud tlumivkou pak odpovídá hodnotě 6,128 A, jak je vypočteno vztahem 55. Obrázek 17 principiálně znázorňuje průběh proudu tlumivkou vzhledem ke vstupnímu napětí.

$$L = \frac{1}{\Delta_{IL}} * \frac{U_{ACmin}^2}{P_{IN}} * D_{INmin} * \frac{1}{f_s} \quad (53)$$

$$L = \frac{1}{0,25} * \frac{207^2}{1409} * 0,249 * \frac{1}{100 * 10^3} = 303,353 [\mu H]$$

$$I_{Lsat} = \frac{\sqrt{2} * P_{IN}}{U_{ACmin}} * \left(1 + \frac{\Delta_{IL}}{2}\right) = \frac{\sqrt{2} * 1409}{207} * \left(1 + \frac{0,25}{2}\right) = 10,829 [A] \quad (54)$$

$$I_{Lsr} = \frac{P_{IN}}{U_{ACmin}} * \frac{2 * \sqrt{2}}{\pi} = \frac{1409}{207} * \frac{2 * \sqrt{2}}{\pi} = 6,128 [A] \quad (55)$$



Obrázek 17: Principiální zobrazení průběhu napětí a proudu aktivního PFC v režimu CCM

Vypočteným parametrům odpovídá tlumivka DEHF-42/0.68/13DLA výrobce Feryster, přičemž klíčové parametry jsou ukázány v tabulce 9. Ztráty zvolené tlumivky odpovídají dle rovnice 56 hodnotě 2,704 W.

Tabulka 9: Přehled ztrát na prvcích dvoukvadrantového měniče [41]

Parametr:	Hodnota:
Indukčnost	680 μ H
Pracovní proud	13 A
Sériový odpor	72m Ω

$$P_L = R_{LESR} * I_{Lsat}^2 = 72 * 10^{-3} * 6,128^2 = 2,704 [W] \quad (56)$$

Nezbytnou součástí aktivního PFC je již zmíněný vstupní kondenzátor nabývající zpravidla hodnoty v desetinách až jednotkách μ F, jak je uvedeno v [32] a [34]. Vstupní proud do PFC odpovídá hodnotě 6,128 A. Vstupní kapacita by měla nabývat hodnoty přibližně 0,236 μ F dle rovnice 57.[32] Pro výpočet vstupního kondenzátoru je nutné zohlednit napěťové špičky, které mají být odfiltrovány. K tomu slouží koeficient r nabývající hodnot 0,05 až 0,2, přičemž zde je použita hodnota $r = 0,2$. [32] Dle pramenu [31] musí spadat zvolený kondenzátor do kategorie X2, čemuž odpovídá kondenzátor B32922C3224M z produkce firmy EPCOS splňující požadovanou kategorii a mající kapacitu 220 nF.

$$C_{IN} = \frac{I_{IN}}{2 \pi * f_s * r * U_{ACmin}} = \frac{6,128}{2 \pi * 10^5 * 0,2 * 207} = 0,236 [\mu F] \quad (57)$$

Výstupní kapacitní filtr, jenž je součástí meziobvodu 390 V, je dimenzován na základě požadovaného zvlnění výstupního napětí a také z hlediska špičkových proudů, které ovlivňuje spoluúčast několika měničů na energetickém toku v tomto meziobvodu. [6] Výstupní zvlnění je zvoleno dle [31] na 5% ze jmenovitého napětí, což je při 390 V přibližně 19,5 V. Rovnice 58 ukazuje potřebnou kapacitu meziobvodu z hlediska výstupního zvlnění.[6],[32]

$$C_{OUT} \geq \frac{P_{OUT}}{2 \pi * f * U_{OUT} * \Delta U_{OUT}} = \frac{1338}{2 \pi * 50 * 390 * 6} = 560,024 [\mu F] \quad (58)$$

Přestože zadáním není stanovený čas, po který by PFC stupeň měl udržet výstupní napětí při krátkodobém výpadku napájení, je možné jej vypočítat a srovnat s hodnotou danou požadavkem na zvlnění napětí. Tento čas se v anglické literatuře označuje hold up time pro což se používá zkratka t_{hold} , jak je uvedeno v [32]. Volí se zpravidla pro výpadek jedné periody střídavého napájecího napětí, což odpovídá hodnotě 20 ms. Jak ukazuje rovnice 59, z titulu požadavku udržení provozuschopnosti zdroj při zvolené délce výpadku napájení je potřeba instalovat kapacitní baterii s větší celkovou kapacitou, konkrétně 3,623 mF.[6],[32] Vzhledem k celkovým rozměrům kondenzátorové baterie daných parametrů je zvolena nižší kapacita rovnající se 560,024 μ F. Navíc tato funkce není požadována zadáním ani prvotním rozbohem požadavků.

$$C_{OUTholdup} \geq \frac{2 * P_{OUT} * t_{hold}}{(U_{OUT} - \Delta U_{OUT})^2 - V_{OUTmin}^2} = \frac{2 * 1338 * 20 * 10^{-3}}{(390 - 19,5)^2 - 350^2} = 3,623 [m F] \quad (59)$$

Při dimenzování meziobvodu 390 V je zanedbán výkonový podíl pomocného zdroje vzhledem k odhadovanému výkonu tohoto měniče. Samotná velikost proudu kondenzátory pak odpovídá rovnici 62. Pro konkrétní výpočet je nezbytné stanovit jednak proud odebíraný z meziobvodu, jednak příspěvek proudu z aktivního PFC, který odpovídá efektivnímu proudu diody zvyšujícího měniče aktivního PFC. Proud I_{OUT} nabývá hodnoty 3,431 A dle rovnice 60, zatímco proud diodou je vypočten vztahem 61.[32] Celkové proudové dimenzování tak musí být větší než 0,826 A.

$$I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{U_{390}} = \frac{1338}{390} = 3,431 [A] \quad (60)$$

$$I_{Dstr} = I_{Lsat} * \sqrt{\frac{4 * \sqrt{2}}{9 * \pi} * \frac{U_{ACmin}}{U_{OUT}}} = 10,829 * \sqrt{\frac{4 * \sqrt{2}}{9 * \pi} * \frac{207}{390}} = 3,529 [A] \quad (61)$$

$$I_{Cef} = \sqrt{I_{Def}^2 - I_{OUT}^2} = \sqrt{3,529^2 - 3,431^2} = 0,826 \text{ [A]} \quad (62)$$

Vypočtené požadavky splňují kondenzátory NICHICON LGW2W331MELB45 s nízkým sériovým odporem. Maximální pracovní napětí zvoleného kondenzátoru je 450 V, přičemž kapacita je 330 uF.[43] Meziobvod 390 V je tvořen trojicí těchto kondenzátorů, přičemž celková kapacita je 990 uF a maximální proud je roven 9,438 A. Pro zlepšení vlastností meziobvodu je vhodné doplnit svitkový kondenzátor KEMET R75PW44704030J s 4,7 uF.

2.3.3 Dimenzování a volba polovodičových prvků

Všechny potřebné předpoklady pro výpočet spínacích prvků jsou získány, tudíž je možné vybrat konkrétní tranzistor, diodu a na závěr také usměrňovací můstek dle [6] a [31].

Volba spínacího tranzistoru vychází z napěťových požadavků daných meziobvodem 390 V a z proudových požadavků daných středním proudem tlumivky. Vhodnou volbou je tranzistor SiHP22N60E, tedy stejný tranzistor jako u měniče s plným můstkem.[16] Vodivostní ztráty tranzistoru odpovídají hodnotě vypočtené vztahem 63. Spínací ztráty ukazuje rovnice 64, přičemž odpovídají 29,635 W. Celkové ztráty tranzistoru jsou 31,318 W.

$$P_{VOD} = R_{DS(on)} * I_{Lstř}^2 * D_{INmin} = 0,18 * 6,128^2 * 0,249 = 1,683 \text{ [W]} \quad (63)$$

$$P_{SPIN} = f_s * U_{DSMAX} * I_{DMAX} * (t_r + t_f) \quad (64)$$
$$P_{SPIN} = 100 * 10^3 * 390 * 6,128 * (54 * 10^{-9} + 70 * 10^{-9}) = 29,635 \text{ [W]}$$

Spínací dioda ve zvyšujícím měniči je klíčovým prvkem, neboť komutuje při velkém proudu s vysokou frekvencí. Jedinými vhodnými diodami tak jsou Schottkyho diody, případně SiC diody.[6] Zároveň je nutné diodu dimenzovat na vysoké závěrné napětí. Konkrétní vybranou SiC diodu je IDH12G65C5XKSA1 z portfolia firmy Infineon. Závěrné napětí vybrané diody je 650 V a maximální proud v prostupném směru odpovídá 12 A. Více informací je uvedeno v [23].

Proud protékající diodou je roven 3,529 A, jak je vypočteno ve vztahu 61. Maximální závěrné napětí odpovídá napětí meziobvodu 390 V. Dle voltampérové charakteristiky

uvedené v datovém listu [23] je úbytek napětí v propustném směru roven 1 V. Vodivostní ztráty odpovídají 65, spínací potom 66. Celkové ztráty použité SiC diody tak odpovídají 4,196 W.

$$P_{VOD} = U_F * I_{MAX} = 1 * 3,529 = 3,529 [W] \quad (65)$$

$$P_{SPIN} = U_R * Q_C * f_S = 390 * 17,1 * 10^{-9} * 100 * 10^3 = 0,667 [W] \quad (66)$$

Vstupní jednofázový usměrňovací můstek je volen na základě [6] a [14]. Jedná se o standardní diodový můstek dimenzovaný alespoň na 2,5 násobek proudu dle rovnice 55. To odpovídá hodnotě 15,32 A. Při střední hodnotě proudu 6,128 A lze očekávat úbytek napětí v propustném směru o velikosti 0,9 V, jak uvádí [42]. Maximální závěrné napětí odpovídá hodnotě 1000 V. Výpočet ztrát uvádí rovnice 67 a výsledkem je ztrátový výkon 11,030 W.

$$P_{USM} = 2 * I_{stř} * U_f = 2 * 6,128 * 0,9 = 11,030 [W] \quad (67)$$

2.3.4 Rozbor účinnosti aktivního PFC

V úvodu odhadnutá účinnost aktivního PFC dosahuje 0,950. Jak ukazuje tabulka 7, součet všech ztrát měniče odpovídá hodnotě 49,248 W. Vzhledem k požadovanému výstupnímu výkonu 1338 W vychází při zaokrouhlení nahoru vyžadovaný vstupní výkon na hodnotu 1388 W, což odpovídá účinnosti 0,964. Se započtením rezervy tak byl prvotní odhad správný a nadále s ním bude počítáno.

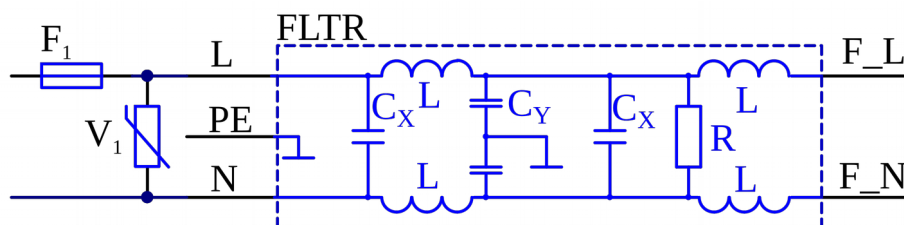
Tabulka 10: Přehled ztrát aktivního PFC.

Prvek	Ztrátový výkon [W]
Spínací tranzistor	31,318
Schottkyho dioda	4,196
Tlumivka	2,704
Usměrňovač	11,030
Celkové ztráty měniče	49,248

2.3.5 Návrh vstupních obvodů

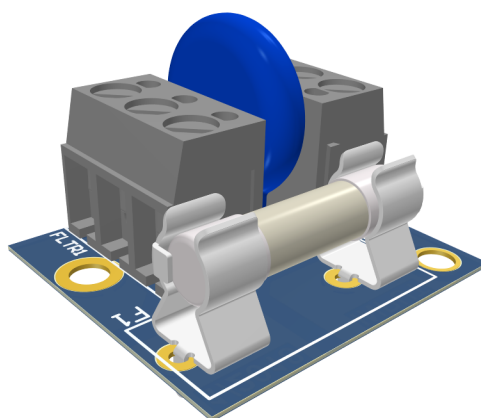
Jak ukazuje schéma na obrázku 18, vstupní obvody se skládají z rychlé tavné pojistky F_1 , varistoru V_1 a EMI filtru $FLTR$. Volba varistoru je provedena na základě pramenů [35], [36] a [37]. Zvolen byl ZnO varistor, přičemž jak uvádí [36], standardní dimenzování napětí varistoru je o 20% větší, než je jmenovitá hodnota vstupního napětí. Minimální

pracovní napětí varistoru tak je rovno 276 V. Při zvolení maximálního proudu varistoru na 1000 A se ukázal jako vhodným prvkem varistor TMOV14RP300E výrobce Littlefuse. [38] Na základě [38] je možné určit, kolik impulzů vybraný varistor maximálně zachytí. Při rázové vlně o délce 50 μ s je vybraný varistor schopen zachytit přibližně 21 pulzů. Na obrázku 18 je viditelné zapojení varistoru V_1 v celém řetězci vstupních obvodů.



Obrázek 18: Schéma zapojení vstupních obvodů

Dalším nezbytným krokem je volba vstupního EMI filtru, což je důkladně popsáno v pramenu [39]. EMI filtr má za úkol potlačit jednak rušivá symetrická napětí vznikající na základě proudu protékajícího napájecími přívody, jednak nesymetrická napětí, jež jsou důsledkem proudu vytvářejícího smyčku s ochranným vodičem PE. První zmíněné rušení potlačují bezpečnostními kondenzátory C_X , jejichž umístění je viditelné z obrázku 18. Z důvodu bezpečnosti je nezbytné ke kondenzátorům C_X umístit rezistory, které zajistí vybití kondenzátorů po vypnutí zařízení. Naopak druhé zmíněné rušení je potlačeno bezpečnostními kondenzátory C_Y . Svoji roli hrají také rušivé symetrické a nesymetrické proudy, které jsou potlačeny indukčnostmi filtru. Symetrické proudy jsou charakteristické tím, že směr proudu v obou větvích filtru je opačný. Zatímco nesymetrické složky filtrem protékají ve stejném směru od zdroje k zátěži. Vybrán byl na trhu běžně dostupný filtr X31CCU03H výrobce MIFLEX s pracovním napětím 250 V a pracovním proudem 16 A. Vnitřní zapojení filtru je znázorněno na obrázku 18. Další parametry jsou uvedeny v datovém listu.[40]



Obrázek 19: 3D model vstupních obvodů s varistorem a pojistkou

Posledním prvkem vstupních obvodů je rychlá tavná proudová pojistka, která se volí alespoň jako 1,5 násobek maximálního vstupního proudu, který nabývá hodnoty 6,128 A dle rovnice 68 při předpokládaném vstupním výkonu 1409 W. Pojistka tak musí být dimenzována minimálně na 10,211 A. Konkrétně je zvolena skleněná pojistka 0217015.HXP z produkce Littelfuse s maximálním jmenovitým proudem 15 A s rozměry 5x20 mm.[14] 3D model desky plošných spojů vstupního obvodu je ukázán na obrázku 19.

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{U_{ACmin}} = \frac{1409}{207} = 6,807 \text{ [A]} \quad (68)$$

2.4 Řídící obvody

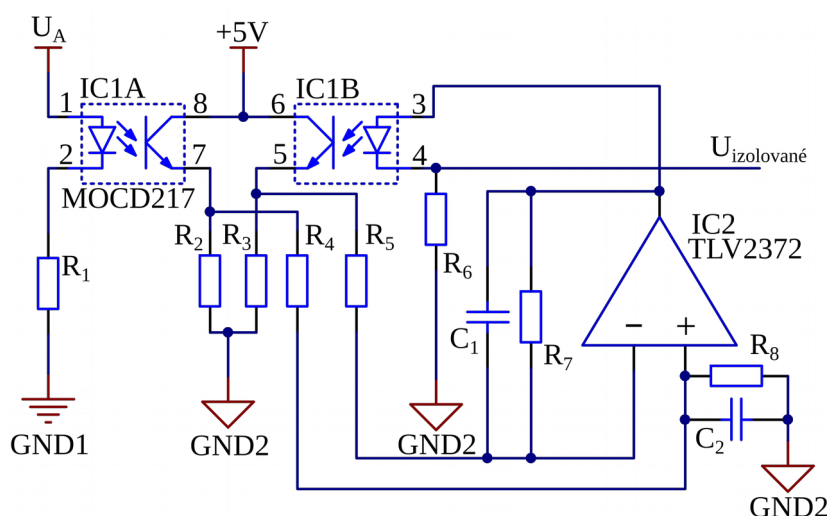
Následující kapitola se věnuje výběru konkrétní řídicí platformy včetně podpůrných obvodů pro izolaci a galvanické oddělení řídicích obvodů. Prostor je věnován také výpočtům potřebných děličů. Kompletní požadavky na řídicí platformu jsou zmíněné v příloze A, přičemž krátké shrnutí klíčových požadavků shrnuje tabulka 11.

Tabulka 11: Zjednodušené shrnutí požadavků na řídicí platformu

Požadavek:	Periferie:	Požadovaný počet	Poznámka
Analogová měření	A/D převodník	9	Nutná izolace/galvanické oddělení
Generování PWM	PWM generátor	8	Nutná izolace/galvanické oddělení, nutný synchronní/komplementární chod, podpora /FAULT
Digitální GPIO	GPIO	1	-
Komunikace po CAN sběrnici	CAN	1	-
Sériová komunikace	UART	1	-
In-system programování	ISP	-	Podpora programátoru PICkit 3

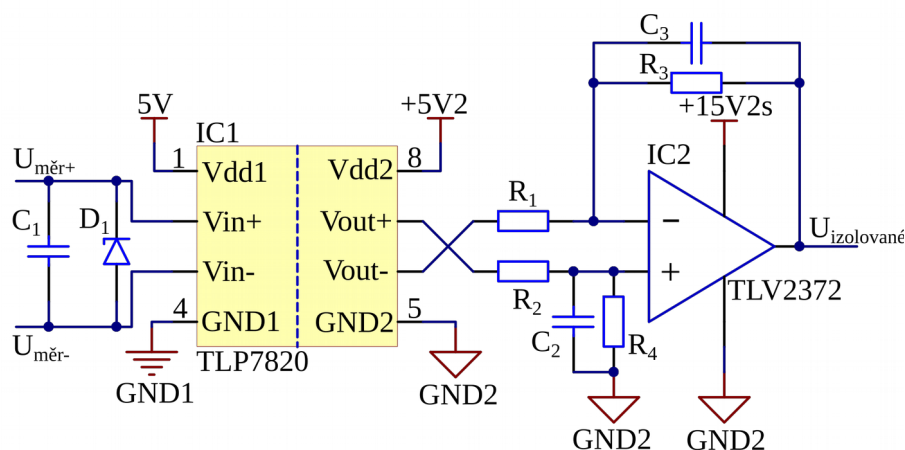
2.4.1 Měřicí obvody

Řízení vyžaduje měření napětí a proudů na několika místech, což blíže specifikuje tabulka požadavků na řízení, která je součástí přílohy A. V rámci měření napětí na meziobvodech 85 V a 390 V není vyžadována vysoká přesnost ani velký měřicí rozsah a lze galvanické oddělení provést standardním optočlenem MOCD217 z produkce Fairchild Semiconductor v zapojení, které potlačuje nelinearitu použitých obvodů, jak ukazuje obrázek 20. Princip funkce zapojení na obrázku 20 je popsán v [15].



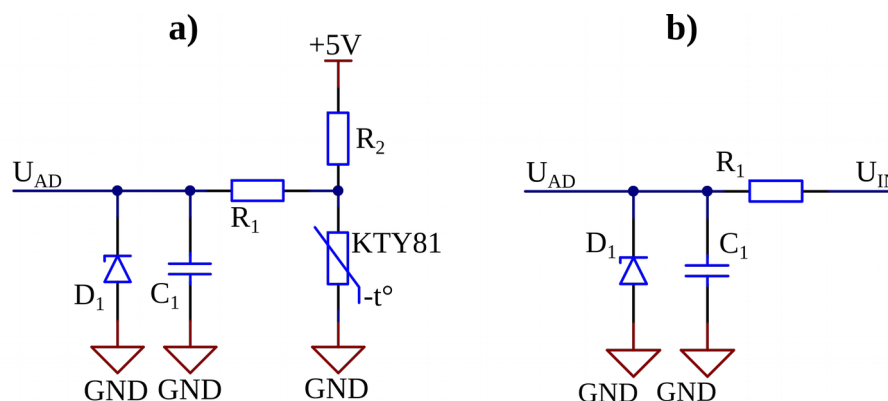
Obrázek 20: Schéma zapojení obvodu pro měření napětí meziobvodů

Přesné měření je naopak vyžadováno v rámci měření výstupního napětí zařízení a také v rámci měření vstupního usměrněného napětí aktivního PFC. Tomuto účelu vyhovují cenově dostupné izolační zesilovače TLP7820 z portfolia firmy Toshiba. Parametry vybraného izolačního zesilovače ukazuje pramen [50]. Pro napájení vstupní izolované části zesilovače je nutné zajistit izolovaný napájecí zdroj. V případě měření vstupní napětí PFC zajišťuje napájení jedna ze sekundárních větví pomocného zdroje, jak je ukázáno v tabulce 13. V případě měření výstupního napětí celého zařízení je napájení zajištěno monolitickým DC/DC měničem AM1S-0505SZ z produkce AIMTEC, jehož parametry a zapojení zmiňuje datový list [51]. Diferenční výstup izolačního zesilovače je zesílen operačním zesilovačem a zaveden přes filtr, jehož zapojení je na obrázku 22b do vstupu A/D převodníku řídicího procesoru.[15] Principiální zapojení ukazuje obrázek 21.



Obrázek 21: Použité zapojení izolačního zesilovače TLP7820

Měření jednotlivých proudů je řešeno Hallovými sondami v kompletně integrovaném provedení z produkce Allegro Microsystems, přičemž konkrétní typ je zvolen s ohledem na maximální měřený proud. Pro použití ve dvoukvadrantovém měniči je vhodná sonda ACS714LLCTR-50A-T dimenzovaná na měření až ± 50 A zapojená v referenčním zapojení dle [52]. Ve zbylých případech měření proudu nepřesahuje měřená hodnota 20 A, tudíž je možné použít ACS712ELCTR30AT opět v referenčním zapojení dle [53].



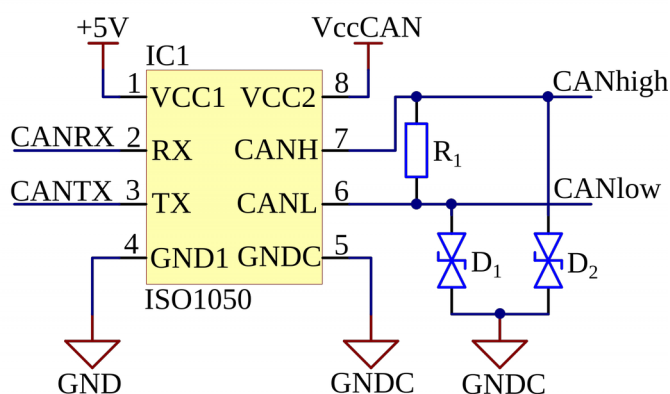
Obrázek 22: Zapojení teplotního senzoru (a) a vstupního filtru pro A/D převodník (b)

Obrázek 22a ukazuje zapojení analogových teplotních senzorů KTY81-1 z produkce firmy NXP. Obrázek 22b pak ukazuje vstupní filtr zapojeným na každém analogovém vstupu procesoru.

2.4.2 Komunikační obvody

Základní ovládání zařízení je prováděno prostřednictvím asynchronní sériové komunikace UART, přičemž samotná komunikace s PC probíhá prostřednictvím USB. Konverzi UART a USB provádí integrovaný obvod FT230X z produkce firmy FTDI. Schéma zapojení odpovídá referenčnímu zapojení z datového listu [55].

Dle základních požadavků musí být vyvíjené zařízení schopno komunikace prostřednictvím sběrnice CAN. Samotná periférie musí být integrována v řídicím procesoru, nicméně je nezbytné zajistit buzení sběrnice s galvanickým oddělením. Požadavek na maximálně integrované řešení s dobrou dostupností ukázal, že vhodným řešením je budič ISO1050 z produkce Texas Instruments. Základní zapojení ukazuje obrázek 23, přičemž transily zajišťují potlačení rušivých napěťových špiček a rezistor R_1 je terminátorem sběrnice CAN. Parametry použitého budiče jsou k dispozici v [56]. Vzhledem k požadavku napájení galvanicky oddělené části budiče je k napájení využít již zmíněný monolitický DC/DC měnič AM1S-0505SZ z produkce AIMTEC.[51]

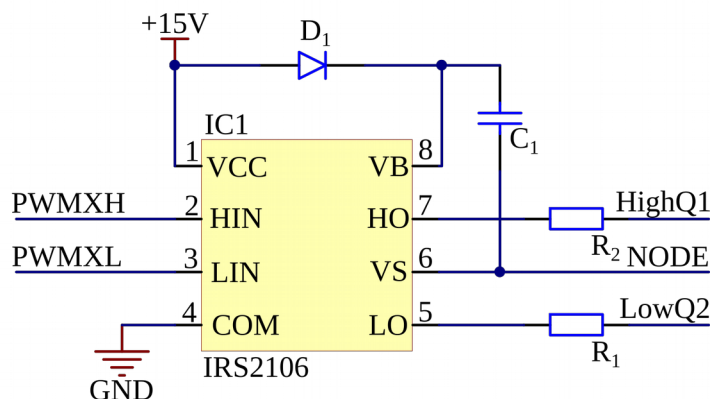


Obrázek 23: Zapojení budiče ISO1050 sběrnice CAN

2.4.3 Podpora řídicích signálů

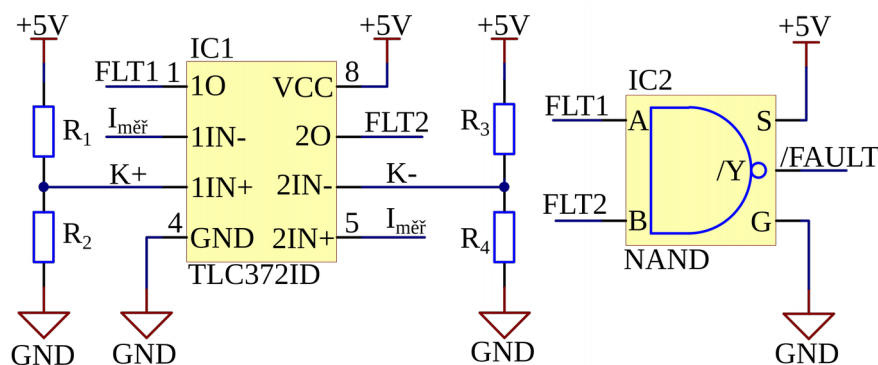
Další nezbytnou součástí řídicí jednotky jsou podpůrné obvody zajišťující buzení tranzistorů a izolaci řídicích signálů od řízených obvodů. O izolaci se starají digitální optočleny, konkrétně byl zvolen typ Toshiba TLP2768F, jehož parametry jsou k dispozici v [59]. Napájení výstupu zvoleného optočlenu bude provedeno z jedné z větví pomocného zdroje. Zvolený optočlen na výstupu neguje vstupní hodnotu.

Pro správné vybuzení MOSFET tranzistorů je potřeba použít odpovídající budiče. V rámci aktivního PFC a řízené odporové zátěže je využito budiče TC4420 z produkce Texas Instruments. Dvoukvadrantový měnič a měnič s plným můstkem ovšem vyžadují navíc buzení horních tranzistorů, což klade nový požadavek na výběr budiče. Pro buzení horního i dolního tranzistoru je vhodný budič IRS2106 z produkce firmy Infineon. Jeho zapojení ukazuje obrázek 24. Rychlá spínací dioda D_1 společně s kondenzátorem C_1 jsou klíčovými prvky pro buzení horního tranzistoru. Jejich výběr je proveden na základě pramenu [60].



Obrázek 24: Zapojení budiče IRS2106SPBF

Pro zajištění ochrany tranzistorů při chybových stavech zařízení je nezbytné zajistit ochranné obvody proti saturaci. Vzhledem k přítomnosti proudových sond na vstupech zařízení je možné rozhodovat o kritickém stavu a nutnosti vypnutí tranzistorů na základě proudu měřeného sondami a to v obou směrech toku proudu.[53] Cílem ochrany je vypnout tranzistory rychleji, než se tak stane z titulu softwarových regulátorů. Principiální zapojení ukazuje obrázek 25. Na vstupech $K+$ a $K-$ je děliči nastavené maximální a minimální napětí komparátoru. Signál $I_{\text{měř}}$ představuje hodnotu změřenou proudovou sondou. Dostane-li se hodnota signálu $I_{\text{měř}}$ mimo mantinely stanovené $K+$ a $K-$, dojde na nastavení hodnot $FLT1$ nebo $FLT2$, což má za následek změnu signálu $/FAULT$, který je zaveden do periferie PWM generátoru procesoru. To zajistí okamžité vypnutí generace PWM nehladě na aktuální stav softwarového regulátoru.



Obrázek 25: Principiální schéma saturační ochrany tranzistorů

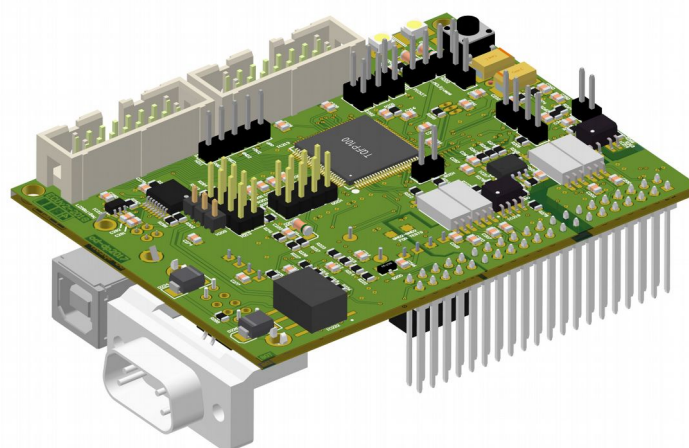
Tabulka 10 ukazuje přehled vstupních rozsahů jednotlivých měřených veličin společně s rozsahy jednotlivých kanálů 12 bitového A/D převodníku.

Tabulka 12: Přehled měřících kanálů 12 bitového AD převodníku.

Měřicí kanál	Název kanálu	Vstupní rozsah	Rozsah kanálu AD převodníku	HW komparátor	SW komparátor
Vstupní napětí	AN0	0 ÷ 380 V	2,203 V / 3822 LSB	-	1,750 V
Proud tlumivkou PFC	AN2	-30 A ÷ 30 A	2,240 V / 3670 LSB	-	1,613 V
Napětí meziobvodu +390V	AN3	0 ÷ 420 V	1,069 V / 1751 LSB	-	1,005 V
Proud na vstupu FB	AN4	-30 A ÷ 30 A	2,240 V / 3670 LSB	1,444 V	1,415V
Proud na výstupu FB	AN5	-30 A ÷ 30 A	2,240 V / 3670 LSB	-	1,729 V
Napětí meziobvodu +85V	AN6	0 ÷ 110 V	1,311 V / 2148 LSB	-	1,013 V
Proud tlumivkou 2Q	AN7	-50 ÷ 50 A	2,250 V / 3686 LSB	0,341 V / 2,159 V	2,130 V
Výstupní proud zařízení	AN8	-50 ÷ 50 A	2,250 V / 3686 LSB	0,341 V / 2,159 V	2,130 V
Výstupní napětí 2Q	AN1	0 ÷ 80 V	2,333 V / 3822 LSB	-	1,560 V
Teplota 1	AN9	-55 ÷ 150 °C	1,621 V / 2656 LSB	-	1,151 V
Teplota 2	AN10	-55 ÷ 150 °C	1,621 V / 2656 LSB	-	1,151 V
Teplota 3	AN11	-55 ÷ 150 °C	1,621 V / 2656 LSB	-	1,151 V
Analogové rezervy 0 až 3	RESA0 ÷ 3	0 ÷ 4,9 V	2,450 V / 4014 LSB	-	-

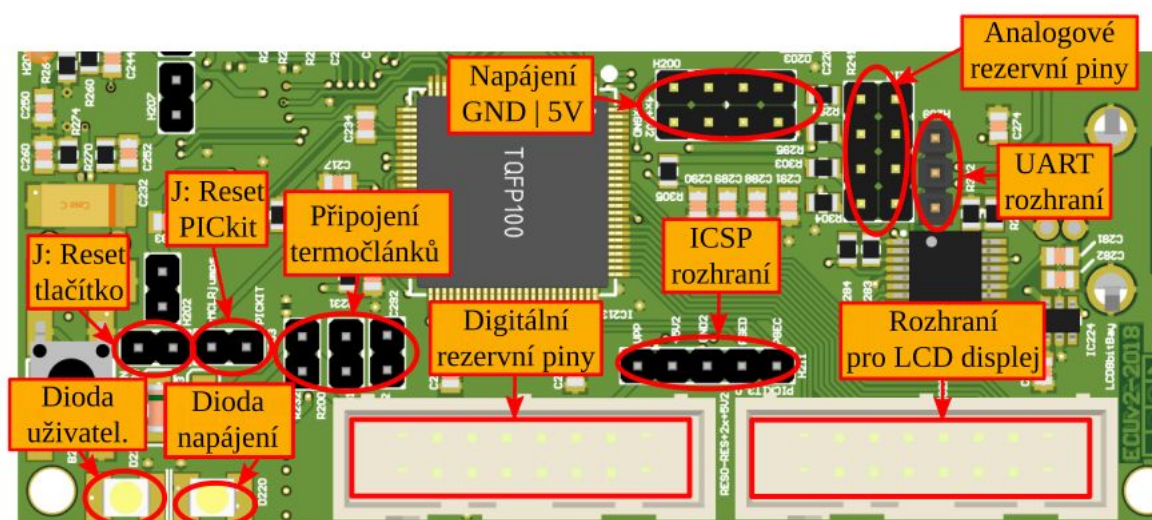
2.4.4 Výběr řídicí platformy

Na základě předchozích poznatků je zvolena konkrétní řídicí platforma. Všechny výše stanovené požadavky splňuje 16-bitová platforma Microchip dsPIC33EP512MU810. Konkrétně je zvolen procesor v pouzdře TQFP se 100 vývody, přičemž jej lze programovat za pomoci proprietárního rozhraní ICSP. Programování je možné za pomoci dostupného programátoru a debuggeru PICkit 3.0. Podrobný rozbor parametrů je v datovém listu [58]. Obrázek 26 ukazuje 3D model navržené řídicí jednotky.



Obrázek 26: 3D model řídicí jednotky vyvíjeného zařízení

Vybraný procesor vyžaduje několik podpůrných obvodů. Jedná se konkrétně o 8 MHz krystal pro generování hodinového signálu a napětovou referenci 2,5 V v podobě tří vývodového integrovaného obvodu LT1009CLP.[61]



Obrázek 27: Detail hardwarových rozhraní řídicí jednotky

Pro usnadnění ladění softwaru je na plošném spoji řídicí jednotky přítomno tlačítko pro resetování procesoru. Pro jeho funkci je nutné zkratovat piny, jak ukazuje obrázek 27. Pokud je naopak nutno procesor programovat, je nutné zkratovat piny pro PICkit. Obrázek 27 také ukazuje základní hardwarové uživatelské rozhraní.

2.5 Pomocný zdroj

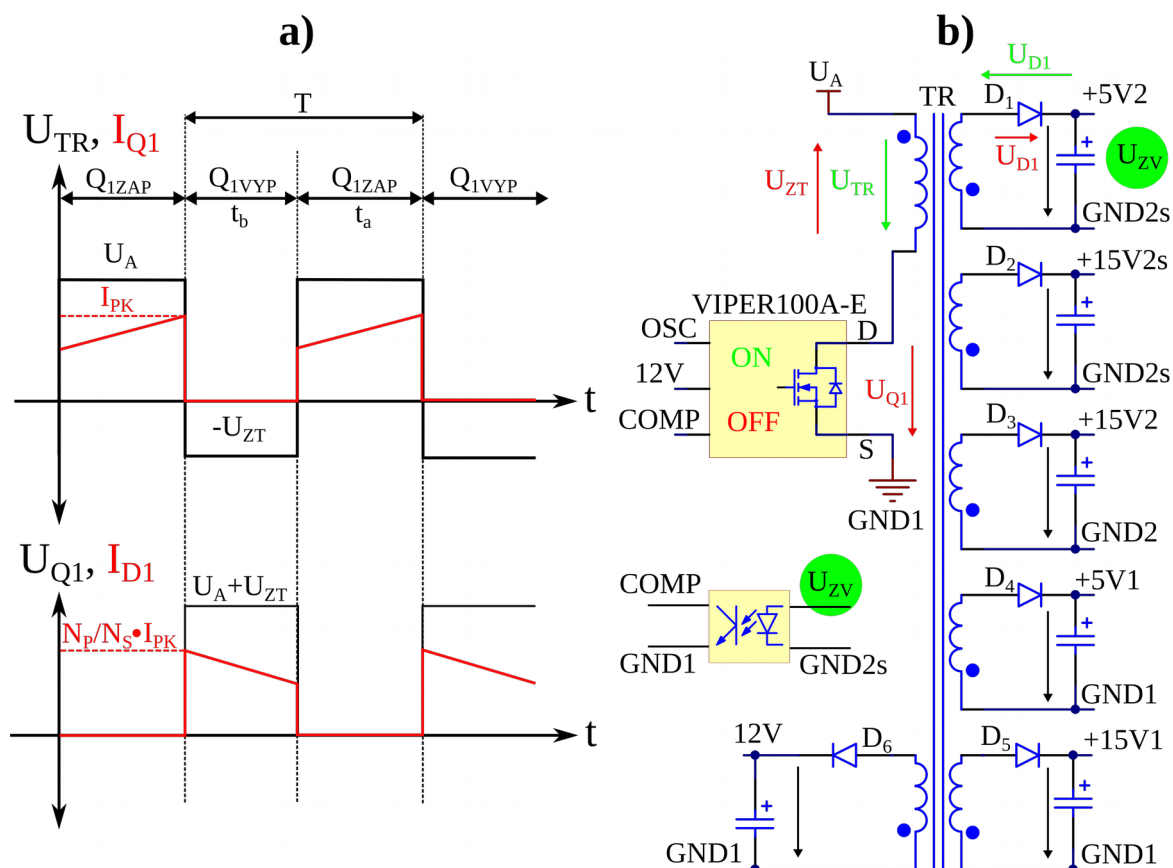
Na základě znalosti potřebných napájecích větví shrnutých tabulkou 13 je možné provést návrh pomocného zdroje. Přehled obsahuje požadavky na izolace a galvanické oddělení společně s pojmenováním napájecích potenciálů shodných s dokumentací v příloze. Několikahodinový blokující měnič vyžaduje zavedení zpětné vazby z klíčové napájecí větve, kterou je v tomto případě napájecí větev pro řídicí, měřicí a komunikační obvody v dokumentaci označovaná jako +5V2. Samotný pomocný zdroj je řešen modulárně, tudíž není součástí hlavní výkonové desky plošných spojů. Na pomocný zdroj nebyl vznesen požadavek na procesorové řízení, tudíž je možné využít kompletního integrovaného řešení v podobě integrovaného obvodu VIPer100A-E, jehož parametry popisuje datový list [44],[47],[46],[45]

Tabulka 13: Přehled napájecích větví, které jsou vyžadovány od pomocného zdroje

Napájený obvod	Velikost U_{NAP} [V]	Požadovaný výkon [W]	Oddělení	Označení potenciálů
Řídicí, měřicí a komunikační obvody	+5	5	galvanické	+5V2 / GND2s
Primární strana izolačních zesilovačů	+5	1,5	galvanické	+5V1 / GND1s
Operační zesilovače	+15	3	izolující	+15V2s / GND2s
Budiče – primární strana	+15	3	galvanické	+15V1 / GND1
Budiče – sekundární strana	+15	3	izolující	+15V2 / GND2
Napájení řídicího obvodu pomocného zdroje	+12	2,5	galvanické	12V/GND1

Princip činnosti jednočinného blokujícího měniče je podrobně popsán v pramenech [1] a [3]. Obsahuje spínací tranzistor Q_1 a akumulační LC filtr, přičemž tlumivka je zde zastoupena transformátorem, který zároveň realizuje požadavek na galvanické oddělení sekundární a primární strany měniče. Princip je popsán pouze na vinutí, z něhož je odvedena zpětná vazba do řídicího obvodu, což je naznačeno zeleně vyplněným kruhem na obrázku 25b. Časové průběhy měniče pak ukazuje obrázek 25a. Vstupní napětí U_A odpovídá napětí meziobvodu 390 V.

Nachází-li se měnič v aktivním cyklu, tranzistor Q_1 je otevřen, magnetický obvod transformátoru TR akumuluje energii, která není sekundárními obvody bezprostředně odebírána z důvodu opačného smyslu vinutí. Energie vyžadovaná zátěží je v tuto chvíli hrazena výstupním kapacitním filtrem. Jakmile je tranzistor Q_1 uzavřen, otáčí se polarita napětí na sekundárním i primárním vinutí. Následkem toho se otevírají všechny diody sekundárních vinutí a naakumulovaná energie je přenášena do zátěže. Na primární straně dochází po vypnutí tranzistoru k takzvané zpětné transformaci, která zvyšuje napěťové namáhání spínacího prvku, a proto je nutné paralelně k primárnímu vinutí zapojit ochranu skládající se z transilu, svitkového kondenzátoru a dostatečně napěťově dimenzované diody. Odhadovaná účinnost tohoto měniče je 80 %. Celkový požadovaný výkon odpovídá 18 W, přičemž je vhodné započíst rezervu a měnič dimenzovat alespoň na 30 W.[1],[14],[15]



Obrázek 28: Časové průběhy napětí a proudů blokujícího měniče (a) včetně ukázky principiální funkce v požadovaném několikahodinovém zapojení (b)

2.5.1 Výpočet impulzního transformátoru

S ohledem na úspory nákladů a očekáváním nutnosti laborování s vinutími transformátoru bude výroba transformátoru provedena ručně, což bude mít za následek zvětšení především mechanických rezerv nejenom při výběru velikosti jádra. Vzhledem ke zvolené modulárnosti bylo minimální provozní napětí měniče stanoveno na 300 V, aby bylo možné měnič oživit z usměrněného napětí napájecí sítě 230 V. Spínací frekvence je zvolena na 50 kHz, přičemž měnič pracuje s konstantním kmitočtem.[45] Rovnice 69 ukazuje transformační poměr hlavní sekundární větve a primární větve, přičemž výsledný poměr odpovídá 60.[15]

$$p = \frac{U_{INmin}}{U_{+5V2}} = \frac{300}{5} = 60 [-] \quad (69)$$

Rovnice 70 ukazuje výpočet zpětné transformace. Je důležité zmínit, že zpětná transformace se v době vypnutého tranzistoru sčítá s napájecím napětím. Následkem toho musí být spínací tranzistor napěťově dimenzován na hodnotu 690 V. To v případě vybraného řídicího obvodu není možné, neboť jeho maximální napětí U_{DS} je 700 V.[3]

$$U_{zT} = p * U_{+5V2} = 78 * 5 = 300 [V] \quad (70)$$

Další postup je tak směřován s ohledem na velikost napětí zpětné transformace, které bylo zvoleno na 100 V, což při součtu s maximálním vstupním napětím dává 490 V. Na základě první iterace výpočtů provedené dle [15] došlo na úpravu počtu závitů vinutí, které jsou klíčové pro funkci měniče. Hodnota primárního vinutí byla stanovena na 100 závitů, zatímco sekundární vinutí nabývá 5 závitů. Výsledný poměr pak ukazuje rovnice 71.

$$p_{fly} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{100}{5} = 20 [-] \quad (71)$$

Provedenou úpravu poměru je nutné zohlednit i v délce pracovního cyklu, což dle rovnice 72 je provedeno na základě poměru skutečného a upraveného. Rovnice 73 pak ukazuje poměr pracovního času a času, po který je tranzistor uzavřen. Dle postupu uvedeného v [15] je zavedena poměrná veličina $t_{poměr}$ zohledňující provedený přepočít.

$$\frac{p}{p_{fly}} = \frac{60}{20} = 3 [-] \quad (72)$$

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{1}{3} \quad (73)$$

$$t_{poměr} = t_{OFF} + 1 = 3 + 1 = 4 [-] \quad (74)$$

Na základě předešlých výpočtů je vypočten střední a maximální proud primárním vinutím, jak ukazují rovnice 75 a 76.[4]

$$I_{PSTŘ} = \frac{P_{OUT}}{U_{INmin}} = \frac{30}{300} = 0,1 [A] \quad (75)$$

$$I_{PMAX} = 2 * t_{poměr} * I_{PSTŘ} = 2 * 4 * 0,1 = 0,8 [A] \quad (76)$$

Vzhledem ke znalosti proudů a spínací frekvence je možné vypočítat velikost primární indukčnosti, která odpovídá hodnotě 1,875 mH, jak je vypočteno v rovnici 77.[4] Výpočet sekundární indukčnosti pak ukazuje rovnice 78, kde výstupní proud je obrazem proudu vstupního v rámci transformačního poměru.[15]

$$L_P = U_{INmin} * \frac{\frac{t_{ON}}{t_{poměr}} * \frac{1}{f_s}}{I_{1MAX}} = 300 * \frac{\frac{1}{4} * \frac{1}{50 * 10^3}}{0,8} = 1,875 [mH] \quad (77)$$

$$L_S = U_{+5V2} * \frac{\frac{t_{OFF}}{t_{poměr}} * \frac{1}{f_s}}{I_{2MAX}} = 5 * \frac{\frac{3}{4} * \frac{1}{50 * 10^3}}{16} = 4,688 [\mu H] \quad (78)$$

Nedílnou součástí návrhu impulzního transformátoru je vzduchová mezera v magnetickém obvodu. Jejím úkolem, jak uvádí [4] a [25], je úprava hysterézní smyčky za účelem zvětšení rozsahu magnetické indukce. Pro účely toho měniče bylo zvoleno jádro o velikosti ETD34/17/11 materiálu 3F3. Parametry a vlastnosti jádra a materiálu jsou popsány v [48] a [28]. Velikost vzduchové mezery je 0,633 mm, jak ukazuje výpočet rovnice 79, kde relativní permeabilita jádra je při sycení 150 mT rovna 4400, efektivní plocha magnetického obvodu S_{ef} je rovna 97,1 mm² a efektivní délka je rovna 78,6 mm.

$$l_{vz} = \frac{N^2 * \mu_0 * S_{ef}}{L_p} - \frac{l_{ef}}{\mu_r} = \frac{100^2 * 4 \pi * 10^{-7} * 97,1 * 10^{-6}}{1,875 * 10^{-3}} - \frac{78,6 * 10^{-3}}{4400} = 0,633 [mm] \quad (79)$$

Pro ověření správnosti vypočtených parametrů transformátoru je provedena zpětná kontrola návrhu. Pro zvolené sycení 150 mT je indukční tok dle rovnice 80 roven hodnotě 14,565 μWb.

$$\varphi = B * S_{ef} = 150 * 10^{-3} * 97,1 * 10^{-6} = 14,565 [\mu Wb] \quad (80)$$

Rovnice 81 a 82 pak ukazují výpočet počtu závitů vinutí vypočtených na základě znalosti indukčního toku magnetického obvodu transformátoru. S ohledem na zaokrouhlování v průběhu výpočtů lze říci, že úvodní odhad počtu závitů odpovídá zvolenému sycení.[15]

$$N_P = \frac{L_P * I_{1\ MAX}}{\varphi} = \frac{1,875 * 10^{-3} * 0,8}{14,565 * 10^{-6}} = 102,987 [z] \quad (81)$$

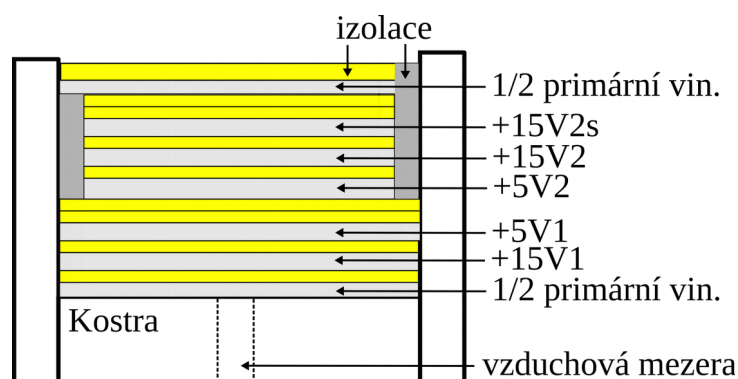
$$N_S = \frac{L_S * I_{2\ MAX}}{\varphi} = \frac{4,688 * 10^{-6} * 16}{14,565 * 10^{-6}} = 5,150 [z] \quad (82)$$

Dále je na místě ověření návrhu transformátoru z hlediska energetického toku na primární a sekundární straně, jak ukazuje rovnice 83 a 84. Výsledek potvrzuje správnost předešlých výpočtů.[25]

$$W_{MP} = \frac{1}{2} * I_{1\ MAX}^2 * L_P = \frac{1}{2} * 0,8^2 * 1,875 * 10^{-3} = 60,000 [mJ] \quad (83)$$

$$W_{MS} = \frac{1}{2} * I_{2\ MAX}^2 * L_S = \frac{1}{2} * 16^2 * 4,688 * 10^{-6} = 60,006 [mJ] \quad (84)$$

Spínací frekvencí 50 kHz odpovídá hloubka vniku $\delta = 0,416$ mm, přičemž vodič může mít průměr maximálně 0,832 mm. Výpočet vychází z rovnice 33. Vzhledem k vypočtenému sekundárnímu vinutí je možné stanovit počty závitů ostatních sekundárních vinutí, přičemž platí, že 1 V odpovídá 1 závit. Tabulka 11 pak ukazuje přehled parametrů jednotlivých vinutí dle požadovaných výkonů na dané větvi. Obrázek 26 ukazuje fyzické rozložení jednotlivých vinutí na kostře WE-3671H.



Obrázek 29: Složení izolací a vinutí impulzního transformátoru pomocného zdroje - žlutá a tmavě šedá barva znázorňuje izolaci

Tabulka 14: Přehled parametrů jednotlivých vinutí impulzního transformátoru pomocného zdroje

Název vinutí	Průměr drátu [mm]	Počet závitů [z]	Požadovaný průřez [mm ²]	Reálný průřez [mm ²]	Poznámka
+5V2	0,5	5	0,250	0,785	vinuto bifilárně
+5V1	0,5	5	0,075	0,393	vinuto standardně
+15V2s	0,5	15	0,050	0,393	vinuto standardně
+15V1	0,5	15	0,050	0,393	vinuto standardně
+15V2	0,5	15	0,050	0,393	vinuto standardně
+12V	0,5	2,5	0,052	0,393	vinuto standardně
primární vinutí	0,3	100	0,025	0,236	opačný směr vinutí

2.5.2 Řídící obvod a spínací prvek

Zvolený řídicí obvod VIPer100A-E v pouzdře Pentawatt obsahuje vnitřní proudový zdroj pro prvotní start spínání, jak popisuje [44]. Díky tomu je pomocný zdroj po zapnutí napájení celého zdroje možné nastartovat a krátce poté zajistit požadované napájecí napětí řídicí jednotce s procesorem. Zpětná vazba je vázána na nejdůležitější sekundární vinutí +5V2, z něhož je na základě děliče s napěťovou referencí v podobě TL431 prostřednictvím optočlenu 4N35-300E výrobce Broadcom přivedeno napětí do řídicího obvodu na pin COMP dle obrázku 28.

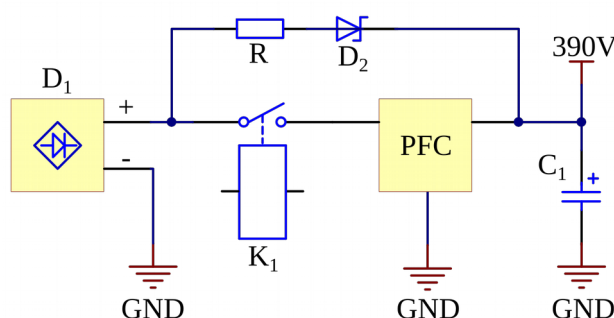
Vzhledem k přítomnosti aktivního PFC, které ke své funkci potřebuje aktivní řídicí jednotku, je nezbytné tento měnič v první fázi startu zdroje obejít, což je provedeno výkonovým odporem omezujícím maximální vstupní proud. Jakmile je aktivní řídicí jednotka, dochází k sepnutí relé *K* a funkci zdroje pro meziobvod 390 V přebírá aktivní PFC, jak ukazuje principiální schéma na obrázku 30. Velikost odporu rezistoru pro prvotní přemostění měniče na vstupu vychází z rovnice 85 a je po zaokrouhlení rovna 15 kΩ.

$$R_{most} = \frac{U_{IN} * \sqrt{2}}{I_{start}} = \frac{253 * \sqrt{2}}{0,025} = 14,280 [k \Omega] \quad (85)$$

Pro nastavení zvolené spínací frekvence je na pinu *OSC*, jak ukazuje obrázek 25, nezbytné připojit RC člunek dle vzorce uvedeného ve [44], přičemž odrazovým můstkem byly aplikační doporučení výrobce, tedy [45], [46] a [47]. Na pin je tak nutné připojit kondenzátor 10 nF a rezistor 3,9 kΩ.

$$f_s = \frac{2,3}{R_t * C_t} * \left(1 - \frac{550}{R_t - 150}\right) = \frac{2,9}{3900 * 10 * 10^{-9}} * \left(1 - \frac{550}{3900 - 150}\right) = 50,324 \text{ [kHz]} \quad (86)$$

Výpočet ztrát spínacího obvodu umožní výpočet chlazení a konkrétní výběr chladiče, neboť tento měnič není součástí společného chladiče celého zařízení. Vodivostní ztráty vzhledem k odporu kanálu o hodnotě 2,8 Ω vycházejí na 0,448 W dle rovnice 87, kde pracovní cyklus *D* vychází z rovnice 74. Spínací ztráty pak na základě informací z [44] vychází na 2,94 W dle rovnice 88, přičemž maximální napětí by nemělo přesáhnout 490 V se započtenou zpětnou transformací. Celkové ztráty P_{ly} spínacího prvku tak jsou 3,388 W.



Obrázek 30: Principiální schéma zapojení obvodu přemostujícího aktivní PFC při startu zdroje

$$P_{\text{VOD}} = I_{\text{INmax}}^2 * R_{\text{DSOn}} * D = 0,8^2 * 2,8 * 0,25 = 0,448 \text{ [W]} \quad (87)$$

$$P_{\text{SPIN}} = f * I_{\text{INmax}} * U_{\text{DMAX}} * (t_f + t_r) \quad (88)$$

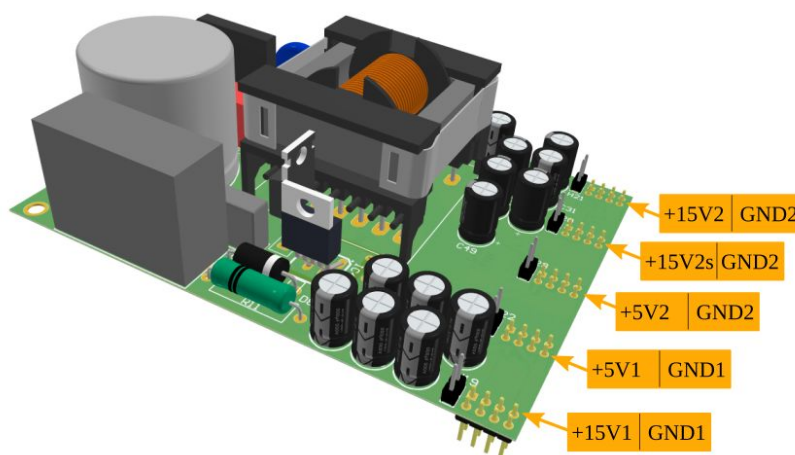
$$P_{\text{SPIN}} = 50 * 10^3 * 0,8 * 490 * (100 * 10^{-9} + 50 * 10^{-9}) = 2,940 \text{ [W]}$$

Postup pro návrh chladiče při znalosti ztrátového výkonu je popsán v [14] a [49]. Se zavedením jisté rezervy bude ztrátový výkon odpovídat 4 W. Pro elektrickou izolaci spínacího prvku a chladiče bude použita izolační souprava MST 220 výrobce Fischer Elektronik obsahující slídivou podložku s tepelným odporem $R_{\text{thCR}} = 0,4 \text{ K/W}$. Maximální teplota čipu v_j je 140°C. Okolní teplota v_a je odhadována na 50°C. Tepelný odpor čip-okolí R_{thJA} je 60 K/W a tepelný odpor čip-pouzdro R_{thCJ} je 1,4 K/W. Na základě výpočtu rovnice 89 je nutné zvolit chladič s tepelným odporem menším než 20,7 K/W.[44]

Tomuto požadavku s rezervou vyhovuje chladič SK09-37SA220 výrobce Fischer Elektronik s tepelným odporem 11 K/W.

$$R_{tch} = \frac{v_j - v_a}{P_{fly}} - (R_{thCR} + R_{thCJ}) = \frac{140 - 50}{4} - (0,4 + 1,4) = 20,7 [K/W] \quad (89)$$

Jak je uvedeno v [47], napájecí vinutí pro řídicí obvod je nezbytné zatížit určitou zátěží pro správný chod. Byla zvolena hodnota 5 Ω pro zajištění tohoto požadavku. Obrázek 28 ukazuje 3D model navrženého měniče.



Obrázek 31: 3D model navrženého pomocného zdroje

2.6 Dimenzování chladičů spínacích prvků

Rozbor všech ztrát, které vznikají funkcí jednotlivých částí zařízení, je proveden v příslušných částech této práce popisujících daný modul. Pro přehlednost jsou však shrnuty v tabulce 15, přičemž na jejím základě je poté proveden návrh společného pasivního chladiče. Z důvodu snazšího návrhu bylo rozhodnuto, že výstupní usměrňovač izolujícího měniče s plným můstkem bude řešen separátně.

2.6.1 Společný chladič

Jako hlavní chladič celého zařízení byl vzhledem k rozměrům zvolen lisovaný žebrovaný chladič RAD-C26260/100 výrobce Stonecold. Výrobce bohužel vyjma rozměrů chladiče neudává tepelný odpor, a tak je nutné tepelný odpor odhadnout na základě podobných chladičů dostupných na trhu. Výpočty jsou prováděny na základě chladiče SK 101 100 AL výrobce Fischer Elektronik, který nabývá nejbližších rozměrů použitého kusu a má hodnotu tepelného odporu 0,4 K/W. V tabulce zmíněný parametr R_{thCR} je

tepelným odporem na rozhraní pouzdra a chladiče, R_{thCJ} je pak tepelným odporem teplovodivé podložky. Důležité je zmínit, že jednotlivé tepelné zdroje včetně tepelných odporů jsou v rámci cesty pouzdro-chladič k sobě paralelně, tudíž stačí vypočítat nejhorší možnou variantu. Dle vypočtených výsledků lze očekávat nutnost připojení aktivního chlazení.

Tabulka 15: Přehled požadavků na hlavní chladič z titulu jednotlivých spínacích prvků

Součástka	Počet	Modul	Tepelný odpor R_{thCR} [K/W]	Tepelný odpor R_{thCJ} [K/W]	Ztrátový výkon P [W]	Maximální teplota čipu [°C]	Teplota okolí [°C]	Chladič [K/W]
Tranzistor PFC	1	PFC	0,55	0,40	31,318	150,0	40,0	2,562
Spínací diody PFC	1	PFC	1,50	0,40	4,196	175,0	40,0	30,273
Tranzistor FB	4	FB	0,55	0,40	20,539	150,0	40,0	4,406
Tranzistory 2Q	2	2Q	0,24	0,45	141,86	175,0	40,0	0,262
Tranzistor LB	1	LB	0,26	0,45	17,986	175,0	40,0	6,796

2.6.2 Chladič usměrňovače měniče s plným můstkem

Vzhledem k očekávaným rozměrům výkonové desky plošných spojů a dostupnosti rozměrnějších chladičů bylo přistoupeno k jistému kompromisu v podobě separování chlazení výstupního usměrňovače měniče s plným můstkem. Celkové ztráta dvoucestného usměrňovače odpovídá hodnotě 20,771 W. Konkrétní parametry Schottkyho diod jsou zmíněné v [22]. Maximální teplota zvolených diod IDH12G65C6XKSA1 v_j je 175°C. Zvolená teplota okolí je 60°C a tepelně vodivá izolační podložka ze soupravy MST 220 přináší tepelný odpor $R_{thCR} = 0,4$ K/W. Volba chladiče je provedena na základě rovnice 90, přičemž vzniklému požadavku odpovídá chladič SK 100 50 SA výrobce Fischer Elektronik s tepelným odporem 2,5 K/W.

$$R_{ich} = \frac{v_j - v_a}{P_{fly}} - (R_{thCR} + R_{thCJ}) = \frac{175 - 45}{20,771} - (0,4 + 1,9) = 3,959 \text{ [K/W]} \quad (90)$$

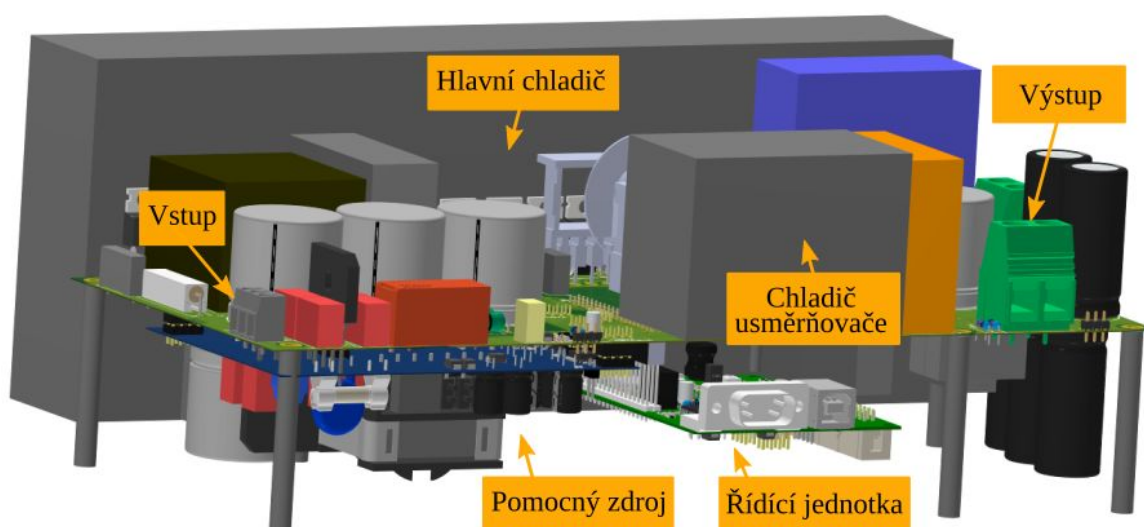
2.7 Návrh desek plošných spojů

Jak již bylo v krátkosti zmíněno, při návrhu zařízení je uvažována jistá modulárnost daná jednak hustotou součástek konkrétních součástí zařízení, jednak očekáváním problematických prvků. Celé zařízení se tak skládá z čtveřice desek plošných spojů, jak uvádí tabulka 16. Kompletní schéma celého zařízení je součástí přílohy B. Osazovací plán jednotlivých desek plošných spojů je k dispozici v příloze C a jednotlivé motivy vrstev jsou k nalezení v příloze D.

Tabulka 16: Přehled přítomných desek v rámci modulárnosti vyvíjeného zařízení

Název části	Počet vrstev	Charakter	Rozměr š x d [mm]
Řídící jednotka	4	řídící	63,5 x 85,0
Výkonová deska	2	výkonový	271,0 x 120,0
Vstupní obvod	1	výkonový	27,0 x 30,0
Pomocný zdroj	1	výkonový	80,0 x 110,0

Desky plošných spojů byly navrhovány na základě pramenu [57], přičemž samozřejmě zohledňují požadavky a doporučení kladené standardem IPC-2221A. V rámci zařízení jsou galvanicky oddělené vstupy od výstupů, přičemž na sekundární straně galvanického oddělení je zavedena izolace výkonových a řídicích signálů za účelem ochrany řídicích obvodů. Většina výkonových cest je s cílem minimalizace indukčnosti vedena polygony, které zároveň zajišťují dobré chlazení proudově namáhaných cest a maximalizaci proudové hustoty spoje. Návrh plošného spoje byl proveden v prostředí Altium Designer 18. Obrázek 32 ukazuje 3D model zařízení, přičemž 3D model byl vytvořen za účelem budoucí možnosti exportu a zjištění prostorových nároků při výrobě konstrukční skříňky.



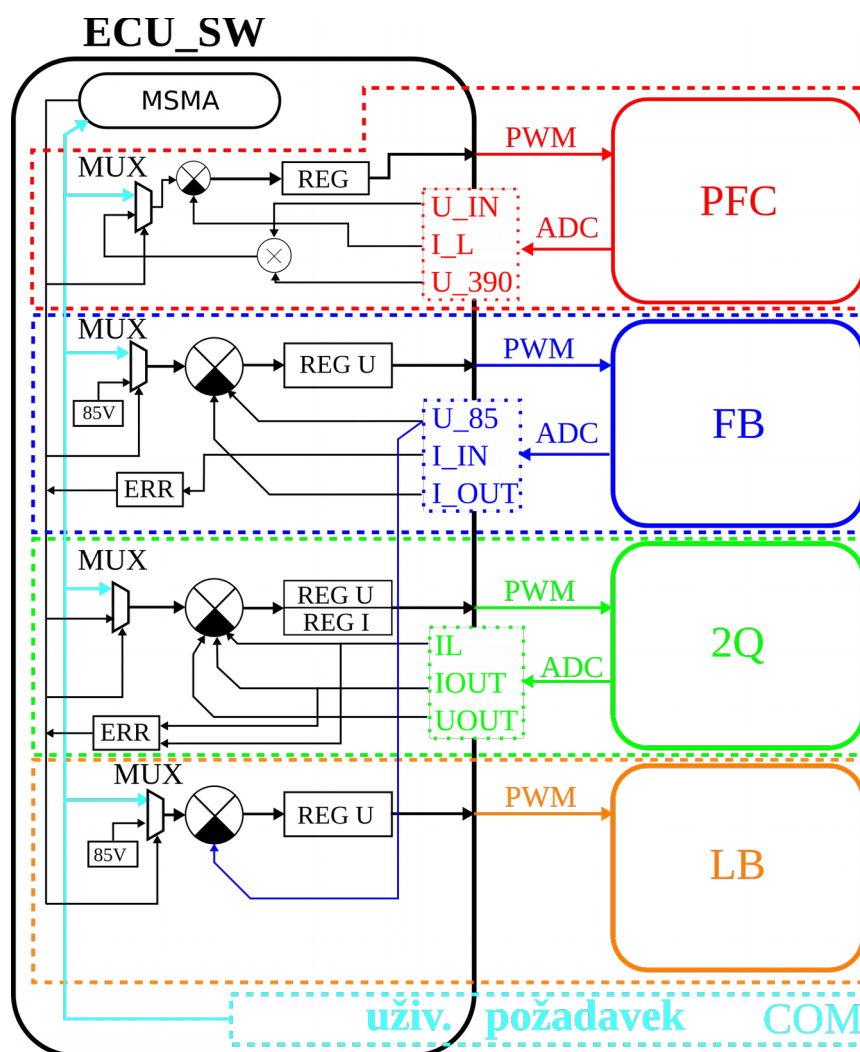
Obrázek 32: 3D model celého zařízení včetně instalovaných chladičů

3 Návrh řídicího firmwaru

Následující kapitola rozebírá softwarové řízení vyvíjeného zařízení. V úvodu jsou rozebrány požadavky kladené navrženým hardwarem. Následuje rozbor hlavního stavového automatu společně s přehledem základních chybových stavů. Na to navazuje návrh softwarové architektury s krátkým popisem funkce jednotlivých modulů a podrobnějším popisem jednoho z modulů.

3.1 Požadavky na firmwaru

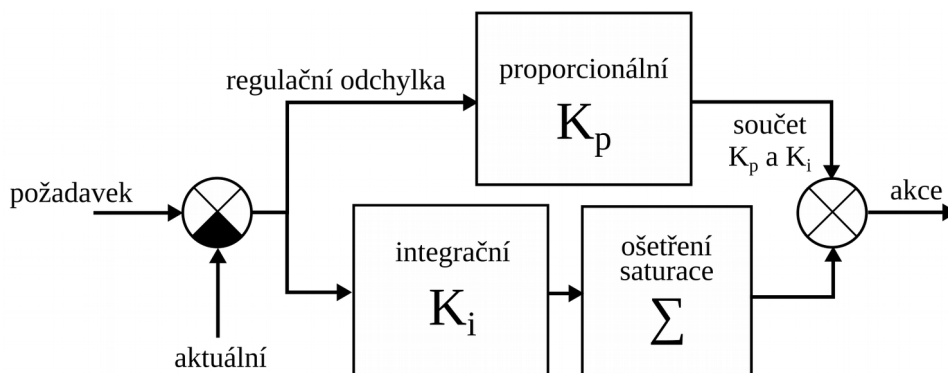
Základní požadavky na firmwaru zdroje vycházejí z hardwarových požadavků na řídicí jednotku, což podrobně rozebírá tabulka v příloze A. Vazbu mezi hardwarem a řídicími algoritmy principiálně popisuje obrázek 33, který je zároveň výchozím bodem pro návrh architektury firmwaru.



Obrázek 33: Grafický rozbor požadavků na řídicí software vyvíjeného zařízení

Na obrázku 33 jsou vidět jednotlivé regulační smyčky a klíčové moduly, které mají na regulaci přímou vazbu. Jedná se modul *COM*, který představuje rozhraní pro ovládání zařízení na základě vnějšího podnětu, na jehož základě je vytvořen uživatelský požadavek. Nutné je poznamenat, že uživatelský požadavek představuje nejenom zásah obsluhy prostřednictvím sériové komunikace, ale také požadavky přicházející skrze sběrnici CAN.

Modul *MSMA* představuje hlavní stavový automat celého zařízení. Drží jednak potřebné informace o aktuálním stavu, jednak reaguje na provozní změny a požadavky z titulu zařízení samotného i uživatelských požadavků. Jeho podrobnější popis je proveden v následující kapitole. Vstupní multiplexery označené jako *MUX* zajišťují přepínání zdroje požadované veličiny. Blok *ERR* zajišťuje předání chybového stavu zjištěného v rámci programu. Čárkované ohraničení ukazuje, která část firmwaru je vázána na konkrétní hardwarový modul. Pro lepší přehlednost jsou naznačena rozhraní řídicí jednotky a hardwarového modulu, což poskytuje informaci o tom, jak je provedena regulace na základě zpětné vazby.



Obrázek 34: Principiální schéma PI regulátoru

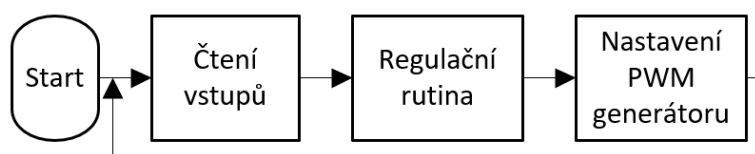
Regulace jednotlivých modulů je provedena za pomoci proporcionálně integračního regulátoru, jehož principiální zapojení ukazuje obrázek 34. Výjimku tvoří regulátor řízené odporové zátěže, který provádí pouze zesílení regulační odchylky. Pracuje tedy jako proporcionální regulátor. Princip funkce regulátoru je dobře popsán v [63]. Konkrétně na vstupu regulátoru je provedeno odečtení aktuální hodnoty od požadavku, následkem čehož je zjištěna regulační odchylka, která vstupuje do bloků zajišťujících výpočet proporcionální a integrační složky regulátoru. V rámci proporcionální složky dojde k zesílení regulační odchylky, zatímco výpočet integrační složky provádí integraci regulační odchylky v čase. Vzhledem k vlastnostem integračního regulátoru je nutné zajistit ošetření možné saturace, jak uvádí [31]. Na závěr jsou obě složky sečteny a

regulátor aktualizuje požadovanou střidu v periférii PWM generátoru. Výsledná rovnice regulátoru pak odpovídá vztahu 91, přičemž u je výstupní veličinou regulátoru a e je regulační odchylka. K_i je konstanta integrační složky a K_p zesílení proporcionální složky. [62]

$$u(t) = K_i * \int_0^t e(t) dt + K_p * e(t) \quad (91)$$

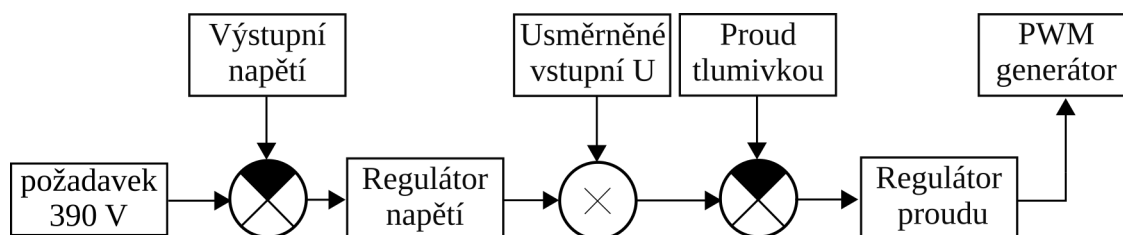
Při návrhu řídicích algoritmů pro dvoukvadrantový měnič je nezbytné zohlednit funkčnost modulu za určitých provozních podmínek vycházející z hlediska požadavku omezující maximální výkon zařízení. Regulovanou veličinou tak může být jak výstupní proud, tak i výstupní napětí.

Regulovanou veličinou měniče s plným můstkem je výstupní napětí, tudíž celou regulaci zajišťuje pouze napěťový regulátor.[66] Na základě hodnoty napětí na meziobvodu je regulována také funkce řízené odporové zátěže.



Obrázek 35: Průběh kroků regulace v čase

V rámci regulace aktivního PFC je nezbytné uvažovat dvojici regulačních smyček. První regulační smyčka zajišťuje regulaci výstupního napětí na požadovanou hodnotu, zatímco druhá regulační smyčka má za úkol zajistit soufázovost průběhů proudu a napětí. Podrobný rozbor návrhu regulátoru pro aktivní PFC poskytuje pramen [52] a [64]. Principiální schéma regulátoru ukazuje obrázek 36. V časovém sledu probíhá regulace dle vývojového diagramu na obrázku 35, tedy stejně jako u ostatních modulů.



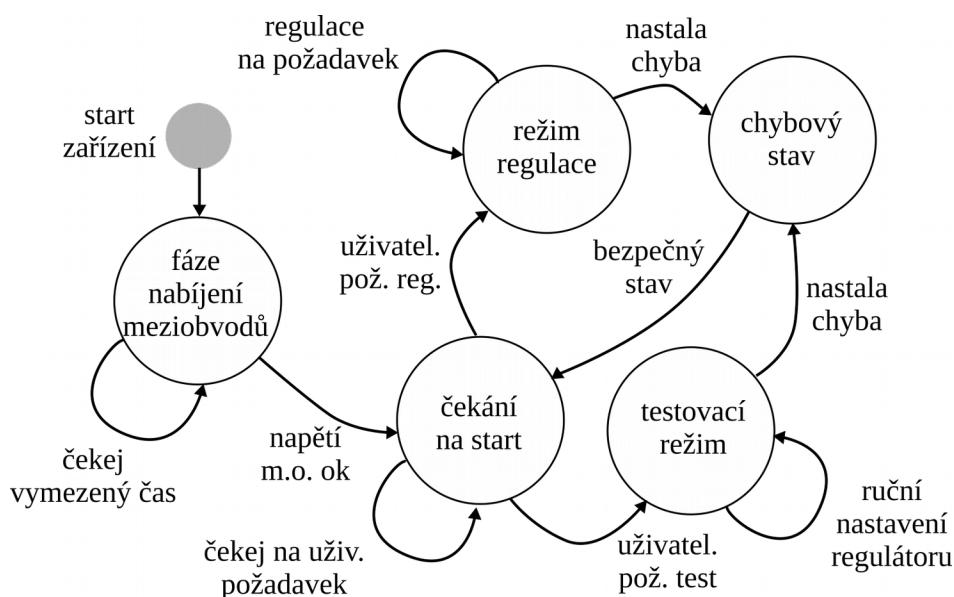
Obrázek 36: Principiální nákres PI regulátoru PFC měniče

3.2 Základní stavy zařízení

Před vlastním rozбором konkrétní architektury firmwaru je nezbytné specifikovat hlavní stavový automat, respektive možné stavy, v nichž může zařízení operovat. V první části této kapitoly je tak navržen stavový automat *MSMA*, jehož vazba na celé zařízení je ukázána na obrázku 1. V druhé části kapitoly je proveden rozbor základních chybových stavů.

3.2.1 Návrh hlavního stavového automatu

Hlavní stavový automat, jak ukazuje obrázek 37, popisuje stavy zařízení na úrovni celého systému. Stav *start zařízení* představuje prvotní stav, ve kterém se zařízení nachází po zapnutí napájení. Jakmile je napájení zapnuto, PFC měnič je přemostěn nabíjecím obvodem, který zároveň startuje pomocný zdroj. Po náběhu pomocného zdroje dochází ke spuštění řízení a programu, což je součástí další *fáze nabíjení meziobvodů*. V tomto stavu se čeká na ustálení napětí v meziobvodech. Jakmile je napětí meziobvodů ve stanovené mezi, čeká zdroj na uživatelský požadavek na start. Zdroj může fungovat jednak v *režimu regulace*, jednak v *testovacím režimu*. První zmíněný režim odpovídá chodu zařízení, ve kterém je obsluha jednotlivých modulů v režii programu a uživatel pouze zadává požadavky na výstupní parametry. Naopak testovací režim dovoluje hlubší zásah do regulací jednotlivých modulů a dává větší kontrolu nad zařízením uživateli. Pokud v jakémkoli z provozních režimů nastane chyba, zařízení se vrací na výchozí pozici a vypíná výstup a řízenou elektronickou zátěž.[31],[64]



Obrázek 37: Hlavní stavový automat celého zařízení

3.2.2 Rozbor základních chybových stavů

Definice základních chybových stavů je klíčovým krokem pro nastavení mantinelů pro funkci jednotlivých regulátorů. Vzhledem k rozsahu celé práce zde není možné pokrýt kompletně všechny nebezpečné stavy, a proto jsou zde zmíněny pouze ty nejdůležitější a nejkritičtější v rámci oživování a testování celého zařízení. Jednotlivé chybové stavy jsou popsány v přehledové tabulce 17. Tučně jsou zvýrazněny stavy s návazností na vnější rozhraní.

Tabulka 17: Přehled možných chybových stavů

Chybový stav	Příznak	Bezpečný stav	Zdroj	Nutný krok
Zkrat výstupních svorek	Vysoký výstupní proud	Vypnutí 2Q měniče	2Q	Uvést tranzistory do vypnutého stavu
Zkrat svorek pro připojení LB	Vysoký výstupní proud FB	Vypnutí měniče FB a 2Q	LB	Uvést tranzistory FB a 2Q do vypnutého stavu
Nízké vstupní napětí	Nízké napětí na vstupu PFC	Zastavení funkce FB	PFC	Uvést tranzistory FB do vypnutého stavu
Nízké/vysoké napětí meziobvodu 390V	Chyba střídání PFC měniče	Omezení PWM střídání na min/max	PFC	Nastavení PWM generátoru na střídání min/max
Nadlimitní proud tlumivkou PFC	Příliš velká střídání PFC	Omezení PWM střídání na max	PFC	Nastavení PWM generátoru na maximální střídání
Nadlimitní proud tlumivkou FB	Nedodržení výkonových poměrů	Omezení PWM střídání na max	FB	Nastavení PWM generátoru na maximální střídání
Nízké/vysoké napětí meziobvodu 85V	Chyba střídání 2Q nebo FB měniče	Omezení PWM střídání na max	FB/2Q	Nastavení PWM generátoru na střídání min/max
Vysoké napětí hlavního chladiče	Nedodržení výkonových poměrů	Zastavení funkce 2Q a FB	FB/2Q/ LB	Uvést tranzistory FB a 2Q do vypnutého stavu

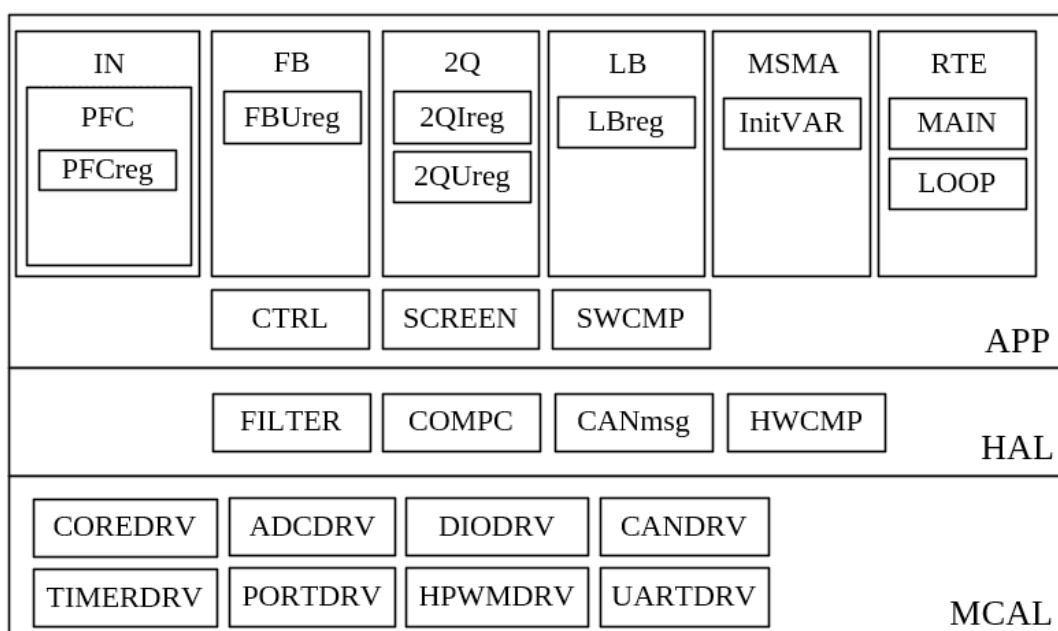
Jak je naznačeno na obrázku 37, nastane-li jakýkoli z chybových stavů z tabulky 17 firmware musí být schopen sám na tento podnět reagovat a zajistit návrat do bezpečného stavu. Bezpečným stavem je myšlen stav, kdy nemůže dojít ke zničení některé ze součástí vlivem předpokládaných možných přesahů provozních parametrů. Zároveň je nutné zdůraznit, že i při deaktivaci aktivního PFC může být řídicí jednotka napájena, což z principu umožňuje topologie zvyšujícího měniče. Podmínkou této funkčnosti je ponechání vstupního relé v sepnutém stavu. Přestože jsou zkraty svorek detekovatelné na hardwarové úrovni, je vhodné je pro ucelení problematiky uvést i zde.

3.3 Návrh architektury firmwaru

Následující podkapitola rozebírá problematiku vlastní architektury firmwaru, jež má za úkol poskytnout jednoznačný náhled na rozložení modulů v rámci vyvíjeného firmwaru. Účelem této kapitoly je definice softwarových modulů, které jsou použity v rámci tohoto zařízení. Zároveň tento přístup zpřehledňuje dokumentaci vyvíjeného softwaru.

3.3.1 Architektura firmwaru

Navržená softwarová architektura je k dispozici na obrázku 38, přičemž princip návrhu je založen na pramenu [67]. Základní trojice vrstev určuje hloubku průniku daného modulu k samotnému hardwaru řídicí jednotky.



Obrázek 38: Přehled modulů a jejich konkrétní umístění v řetězci hardware-aplikace

Vrstva pojmenovaná *APP* představuje vrstvu, která svými rozhraními maximálně zamezuje přímému přístupu k ovladači hardwarové periferie. Zároveň jde o vrstvu, která je v daném grafu nejbližší uživateli. V ideálním případě obsahuje moduly, které jsou přenositelné napříč více platformami. Další vrstva *HAL*, tedy v anglickém originále hardware abstraction layer, je vrstvou, která se do jisté míry váže na zvolenou řídicí platformu, ale nezajišťuje přímý výčet a nastavování konkrétních registrů. Je tedy jakousi bránou či zprostředkovatelem dat a signálů mezi vrstvou aplikační a hardwarovou. Obsahuje zpravidla filtrace dat vyčtených z AD převodníků, komunikační protokoly, nebo moduly přímo pracující s GPIO porty. Poslední vrstvou je *MCAL*, což je vrstva přímo

zajišťující inicializaci a obsluhu používaných hardwarových periférií. Plným názvem této vrstvy je v anglickém originále microprocessor abstraction layer.[67]

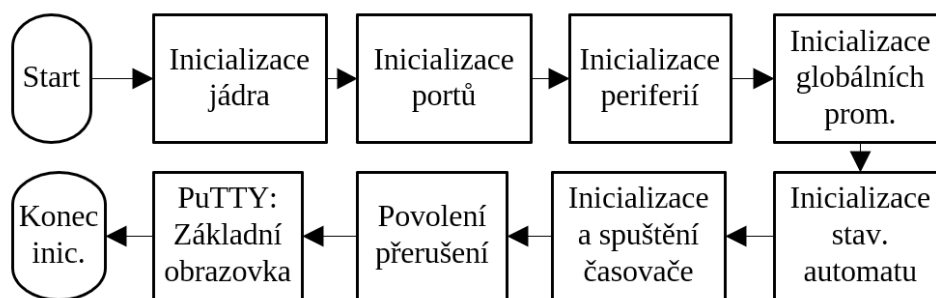
Tabulka 18 nabízí stručný přehled jednotlivých modulů, přičemž jejich podrobný popis s konkrétními rozhraními a používanými datovými typy není v rámci omezeného rozsahu této práce možný.

Tabulka 18: Přehled modulů navržené architektury firmwaru

Modul	Vrstva	Funkce
COREDRV	MCAL	Inicializace a nastavení jádra procesoru
TIMERDRV	MCAL	Inicializace a nastavení časovače hlavní smyčky
ADCDRV	MCAL	Inicializace a nastavení AD převodníku + DMA
PORTDRV	MCAL	Inicializace a nastavení funkce pinů
DIODRV	MCAL	Ovládání digitálních pinů
HPWMDRV	MCAL	Inicializace, nastavení a ovládání PWM generátorů
CANDRV	MCAL	Inicializace, nastavení a ovládání CAN periferie
UARTDRV	MCAL	Inicializace, nastavení a ovládání sériové komunikace
FILTER	HAL	Filtrace vstupních dat + předání dat do HAL
COMPC	HAL	Obsluha terminálu PuTTY – direktivy a funkce
CANmsg	HAL	Rozhodnutí priority zpráv (SW) + plnění CAN zpráv
HWCMP	HAL	Komparátor s přímou vazbou na hardwarové periferie
SWCMP	APP	Softwarový komparátor
SCREEN	APP	Nastavení obrazovky terminálu a její aktualizace
CTRL	APP	Reakce na přijaté znaky z klávesnice počítače
IN	APP	Stavový automat a definice proměnných vstupu
PFC	APP	Obsluha a nastavení modulu PFC
PFCreg	APP	PFC regulátor
FB	APP	Stavový automat a definice proměnných FB měniče
FBUreg	APP	Napěťový regulátor FB měniče
2Q	APP	Stavový automat a definice proměnných 2Q měniče
2QIreg	APP	Proudový regulátor 2Q měniče
2QUreg	APP	Napěťový regulátor 2Q měniče
LB	APP	Stavový automat a definice proměnných LB modulu
Lbreg	APP	Regulátor řízené odporové zátěže
MSMA	APP	Hlavní stavový automat zařízení
InitVAR	APP	Modul s deklarací a definicí globálních prom./funkcí
RTE_MAIN	APP	volání inicializací, nekonečná smyčka
RTE_LOOP	APP	hlavní časová smyčka

Jak je zřejmé z tabulky 18, každý hardwarový modul má vedle několika potřebných softwarových modulů vždy také svůj stavový automat, v němž je držen aktuální stav regulátorů a při inicializaci jsou zde deklarované a definované datové typy, které jsou používány výhradně v daném modulu nebo globálně.

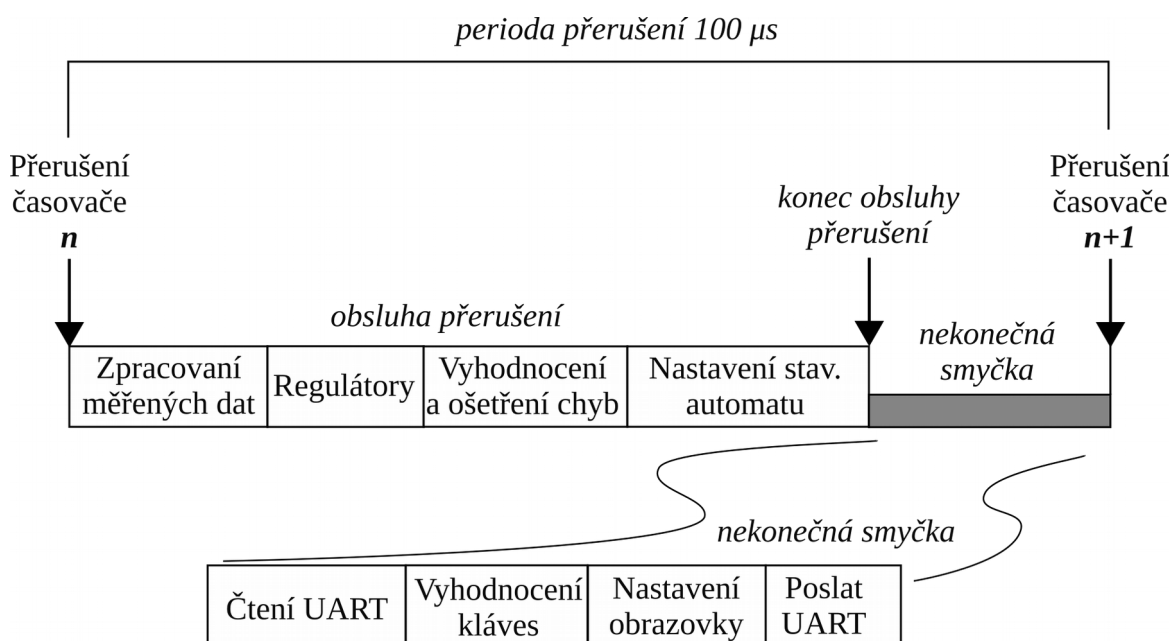
Obrázek 35 ukazuje základní časové schéma obecného vykonávání regulace. Obrázek 39 pak znázorňuje cestu programu od prvotního spuštění po vstup do nekonečné smyčky. Inicializace a následné vykonávání regulační smyčky probíhá následovně. V úvodu je zajištěna inicializace voláním funkcí modulu *COREDRV*, který zajistí nastavení správného kmitočtu hlavních hodin procesoru na 120 MHz z krystalového oscilátoru s kmitočtem 8 MHz. Zároveň jsou nastaveny nezbytné inicializační bity dle doporučení datového listu [58]. Následuje volání inicializačních funkcí GPIO portů (modul *PORTDRV*), sepnutí relé pro připojení aktivního PFC (modul *DIODRV*), AD převodníku (modul *ADCDRV*), sériové komunikace (modul *UARTDRV*) a také inicializace PWM generátorů (modul *HPWMDRV*). Poté následuje inicializace globálních proměnných a stavových automatů. Na závěr je inicializován a spuštěn hlavní časovač a jsou povoleny přerušování od čítače. Po vykreslení základní obrazovky přechází systém do nekonečné smyčky.



Obrázek 39: Inicializační proces po spuštění zařízení.

Jakmile se nachází program v nekonečné smyčce, která je implementována v modulu *RTE_MAIN*, je schopen reagovat na uživatelské požadavky zadávané přes UART nebo CAN. Druhá zmíněná periférie není v současné verzi plně implementována, neboť ze strany zadavatele nebyl specifikován komunikační protokol, tudíž zařízení v této verzi firmwaru z tohoto důvodu nereaguje na příkazy přicházející ze sběrnice CAN. Stiskne-li uživatel definovanou klávesu na PC, je volána funkce pro obsluhu z modulu *CTRL*. Ta na základě stavu hlavního stavového automatu *MSMA* může ovlivnit funkci regulátorů.

Pokud je vyvoláno přerušení hlavního čítače, jsou v první řadě vyčtena filtrovaná data (modul *FILTER*) z AD převodníku a zadána jako vstupní veličiny postupně do všech regulátorů. Na závěr výpočtů regulátorů dochází k aktualizaci proměnných regulátorů a jsou zavolány funkce modulu *HPWMDRV* pro změnu střídy generovaného PWM. Popsaná regulační smyčka musí být v celé své délce vykonána dříve, než je vyvoláno další přerušení. Celý program pak funguje dle časového diagramu na obrázku 40. Volání funkcí pro výčet a zpracování a provedení regulačních kroků probíhá z obsluhy přerušení časovače. Zde je také ve vyhodnocování zohledněn aktuální stav hlavního stavového automatu *MSMA*.



Obrázek 40: Časový diagram volání funkcí mezi hlavními přerušeními

Výčet dat z A/D převodníku je proveden prostřednictvím periferie DMA, tudíž není nutné při vyčítání dat do programu vkládat čekací smyčky za účelem pokrytí doby převodu A/D převodníku. Jak uvádí [58], vybraný procesor poskytuje v daném pouzdře až 32 analogových kanálů 12 bitového A/D převodníku. Instalovaná napěťová reference nabývá hodnoty 2,5 V. Přepočet za zmíněných podmínek pak odpovídá rovnici 92.[15],[49]

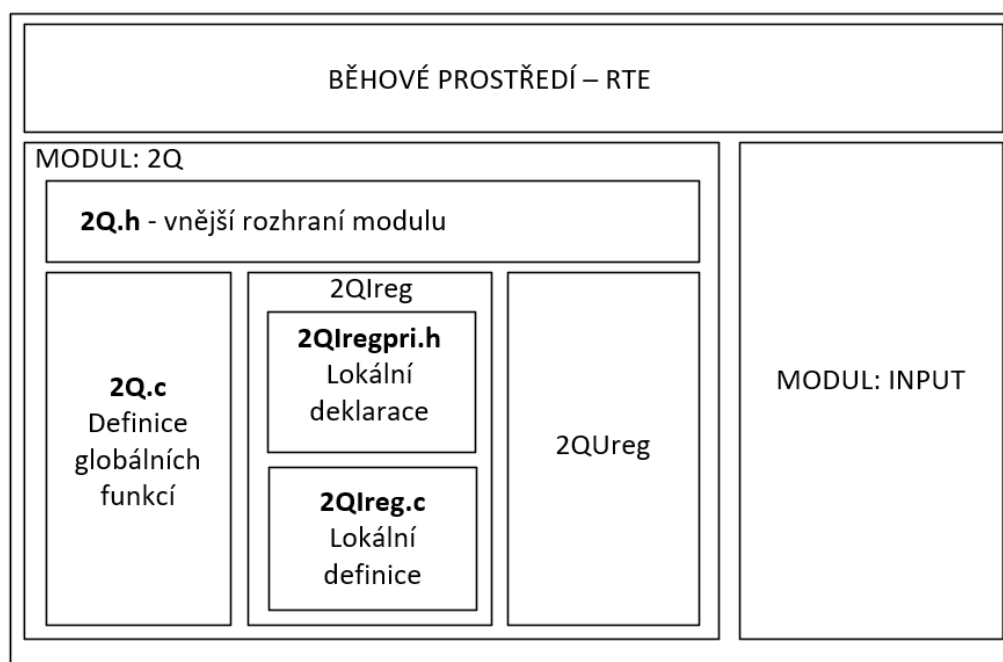
$$D_{bit} = 2^{bit} * \frac{U_{AN}}{U_{REF}} = 4096 * \frac{U_{AN}}{2,5} [bity] \quad (92)$$

3.3.2 Příklad modulu architektury firmwaru

Hlubší náhled do návrhu a struktury modulu poskytuje obrázek 41, kde je pro příklad rozebrán modul vázající se k řízení dvoukvadrantového měniče. Běhové prostředí,

označované zkratkou *RTE* z anglického originálu runtime environment, obsahuje obsluhu hlavního přerušení a nekonečnou smyčku, z nichž jsou jednotlivé funkce modulů volané. Proto je potřeba, aby bylo jasně definované rozhraní modulu, což v příkladu na obrázku 41 představuje hlavičkový soubor *2q.h*. Ten obsahuje jednak prototypy veřejných funkcí, jednak deklarace globálních proměnných. Pokud modul využívá prvky, čili funkce nebo proměnné jiného modulu, musí být na tomto místě odkaz na hlavičkový soubor daného modulu.

Samotná implementace funkcí se pak nachází v souboru *2Q.c*. Modul dvoukvadrantového měniče obsahuje další privátní moduly, jako například *2QIreg*, což je v tomto případě privátní modul zajišťující proudový regulátor. Tento modul má svůj vlastní hlavičkový soubor *2QIregpri.h*, přičemž suffix *pri* naznačuje privátní umístění v rámci struktury modulu. Tento hlavičkový soubor není vidět vně modulu dvoukvadrantového měniče.



Obrázek 41: Příklad struktury modulu *2Q* měniče v kontextu s dalšími moduly

3.3.3 Příklady implementace programu

Rozsah práce nedovoluje detailní popis všech modulů a jejich implementace, tudíž je zde uveden pouze způsob implementace dvou příkladů. Jedná se konkrétně o implementaci PI regulátoru a demonstraci uživatelského rozhraní pro ovládání zařízení.

Samotný regulátor funguje dle schématu 34. Pro jeho řízení slouží dvojice řídicích registrů. Konkrétně registr *CNTR* a *STAT*. První zmíněný registr obsahuje informaci o aktuálním stavu regulátoru, tedy je-li po zavolání výpočet zapsán do výstupní proměnné. Naopak registr *SAT* obsahuje informaci o saturaci regulátoru. Způsob deklarace těchto řídicích prvků ukazuje úryvek kódu 1.

Kód 1: Deklarace datových typů řídicích registrů PI regulátoru

```
1| /* datove typy kontrolniho registru regulatoru */
2| typedef struct
3| {
4|     unsigned REGSTATE    :1;    ///< Stav vystupu
5|     unsigned restBits    :15;   ///< Nevyuzite bity
6| } Reg_CNTR_typ;
7|
8| typedef struct
9| {
10|    unsigned SAT          :1;    ///< Priznak saturace regulatoru
11|    unsigned restBits    :15;   ///< Nevyuzite bity
12| } Reg_STAT_typ;
```

Kód 2: Deklarace datové struktury PI regulátoru

```
1| /* datova struktura regulatoru */
2| typedef struct
3| {
4|     Reg_CNTR_typ  CNTR;    ///< Ridici registr regulatoru
5|     Reg_STAT_typ  STAT;    ///< Stavovy registr regulatoru
6|     signed int    W;       ///< Pozadovana velicina pro regulator
7|     signed int    E;       ///< Chyba
8|     signed int*   in;      ///< Ukazatel na vstupni promennou
9|     signed int    out;     ///< Vystup regulatoru
10|    signed int     Kp;      ///< proporcionalni konstanta regulatoru
11|    signed int     Ki;      ///< integracni konstanta regulatoru
12|    signed long    P;       ///< Proporcionalni slozka regulatoru
13|    signed long    I;       ///< Integracni slozka regulatoru
14|    signed long    I_mem;   ///< Integracni konstanta regulatoru
15|    signed long    OB;      ///< Vystupni zasobnik regulatoru
16|    signed int     out_max;  ///< Omezeni max. hodnoty vystupu
17|    signed int     out_min;  ///< Omezeni min. hodnoty vystupu
18|    signed char    div;     ///< Deleni vystupniho zasobniku
19| } Reg_typ;
```


Naopak úryvek kódu 2 již ukazuje konkrétní deklaraci datové struktury regulátoru. Jeho součástí jsou mimo zmíněných řídicích registrů také proměnné vyžadované funkcí regulátoru, což je popsáno na řádce 6 až 18. Tento datový typ je definován v rámci inicializace proměnných v modulu *InitVAR*.

Implementace samotného regulátoru je provedena dle úryvku kódu 3. V úvodu je vypočtena regulační odchylka, přičemž následuje výpočet integrační a proporcionální složky regulátoru. Jakmile je k dispozici požadavek na regulaci a je povolen výstup regulátoru, je požadavek zapsán do výstupní proměnné. Proměnná *div* umožňuje konečné ovlivnění regulačního požadavku tak, aby výstupní hodnota odpovídala vstupnímu rozhraní PWM generátoru. V další fázi dochází ke kontrole velikosti regulačního požadavku vzhledem k povolenému rozsahu. V poslední fázi dochází ke kontrole saturace regulátoru.

Kód 3: Implementace samotného PI regulátoru

```
1| /* vypocet regulatoru */
2| Reg->E = Reg->W - *Reg->in;
3| Reg->P = Reg->E * Reg->Kp;
4| Reg->I = Reg->E * Reg->Ki;
5| Reg->I_mem += Reg->I;
6| Reg->OB = Reg->P + Reg->I_mem;
7| /* prirazeni vysledku ze zasobniku do vysupu regulatoru */
8| if (Reg->CNTR.REGSTATE ) {
9|     if (Reg->OB >= 0) Reg->out = Reg->OB / Reg->div;
10|    else Reg->out = 0 - Reg->OB / Reg->div;
11| }
12| /* reseni omezeni na povolenou hranici */
13| if (Reg->out > Reg->out_max)
14|     Reg->out = Reg->out_max; /* nastaveni vystupu na max */
15| else if (Reg->out < Reg->out_min)
16|     Reg->out = Reg->out_min; /* nastaveni vystupu na min */
17| /* reseni saturace regulatoru */
18| if ((Reg->out >= Reg->out_max && Reg->E > 0) ||
19|     (Reg->out <= Reg->out_min && Reg->E < 0)) Reg->STAT.SAT = 1;
20| else Reg->STAT.SAT = 0;
```

Druhým příkladem je ukázka vytvořeného uživatelského rozhraní v rámci terminálu PuTTY, jak demonstruje obrázek 42. Rozhraní reaguje na požadavky z klávesnice, přičemž ukazuje jednak stavy stavových automatů, včetně hlavního stavového automatu *MSMA*.

Dále poskytuje informace o měřených veličinách a nastaveném PWM generátoru. Data na obrazovce jsou aktualizována na základě volání příslušných funkcí v nekonečné smyčce v modulu *RTEmain*. Zároveň jsou k dispozici informace o aktuálním stavu jednotlivých regulátorů. Pro správné zobrazení aplikace je nutné nastavit v terminálu PuTTY 28 řádků a 80 sloupců.

```
COM7 - PuTTY
dp2017 - PowSupBMS 60V/40A/1kW:      puttSWver0.1  SWver0.1  Author: Dostal

-----
[State] | [ADCs] | [Reg 2Q]
MSMA: OFF | AN0_Uin. 186.30 V | Uout_w. 9.00 V | Kp. 100
Mode: TEST | AN2_Ipfc. 0.00 A | Uout_e. 0.00 V | Ki. 3
 | AN3_U390. 328.80 V | Reg2Q_out. 0.0 % | P. 0
2Q: OK | AN4_IFBi. 0.00 A | I_mem. 0.0 | I. 0
LB: OK | AN5_IFBo. 0.00 A | TESTstep. 0.5 % |
FB: OK | AN6_U85. 85.00 V |
PFC: OK | AN7_I2QL. 0.00 A | [Reg LB]
 | AN8_Iout. 0.00 A | U85_w. 80.00 V | Kp. 180
StartTmr: 0 [ms] | AN1_Uout. 9.00 V | U85_e. 0.00 V | P. 0
-----
 | AN9_T1. 23.5 Cel | RegLB_out. 0.0 % |
[PWMs] | AN10_T2. 0.0 Cel | TESTstep. 0.0 % |
 | AN11_T3. 0.0 Cel |
PWM1_FB. 0.0 % | [Reg FB]
PWM2_FB. 0.0 % | U85_w. 85.00 V | Kp. 80
PWM3_PFC. 0.0 % | [CAN_COM] | U85_e. 0.00 V | Ki. 6
PWM4_2Q. 0.0 % | Status: ERR | RegFB_out. 0.0 % | P. 0
PWM5_CL. 0.0 % | LastTX_ID: 0 | I_mem. 0.0 | I. 0
PWM6_LB. 0.0 % | LastRX_ID: 0 | TESTstep. 0.0 % |
-----
[OTHERS] | [Reg PFC]
 | Uout_w. 390.00 V | Kp. 130
 | Uout_e. 0.00 V | Ki. 7
 | RegFB_out. 0.0 % | P. 0
 | I_mem. 0.0 | I. 0
 | TESTstep. 0.0 % |
```

Obrázek 42: Uživatelské rozhraní zařízení v terminálu PuTTY

4 Oživování a měření prototypu zařízení

Následující kapitola se věnuje ověření funkce a změření požadovaných parametrů vyvinutého prototypu zařízení. V úvodu kapitoly je rozebráno oživování jednotlivých částí zařízení, konkrétně pomocného zdroje, řídicí jednotky a dvoukvadrantového měniče. V druhé části je shrnuté měření jednotlivých modulů. Použité označení součástek pro ucelenost koresponduje s názvy součástek v dokumentaci, která je v příloze B.

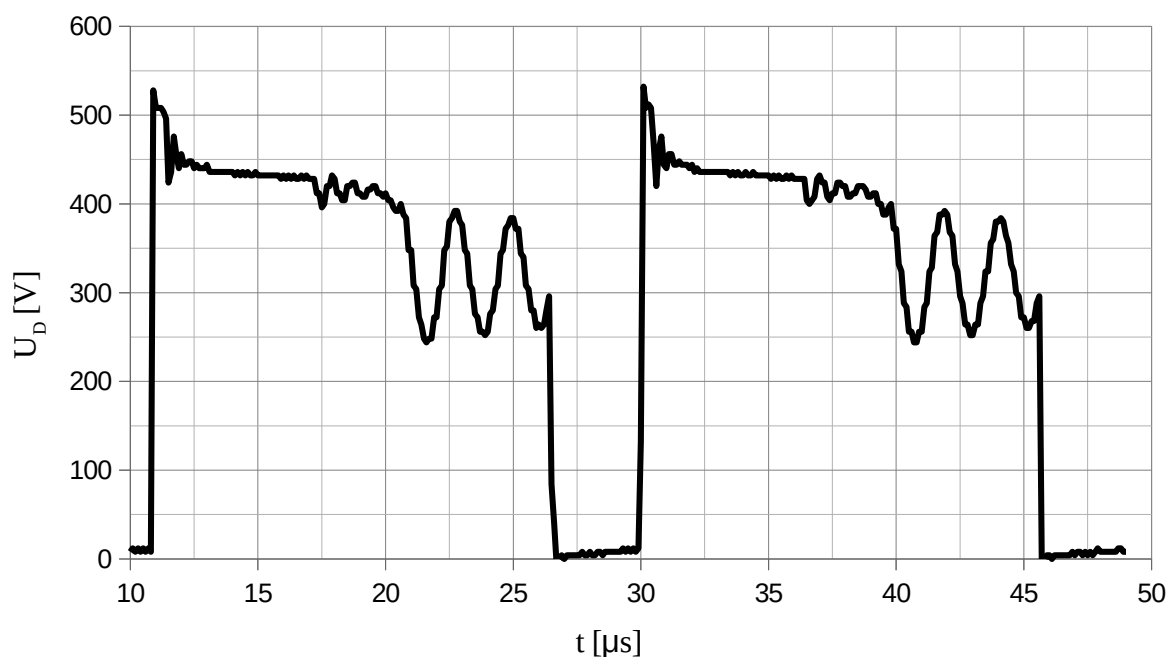
4.1 Postup oživení hardwarových modulů

Přestože se nejedná o hlavní výkonový prvek, je pomocný zdroj klíčovou komponentou pro funkci celého zařízení. I z toho důvodu měl tento modul prioritu v oživování. Navíc bylo již při návrhu počítáno s možností měnič oživovat z napájecí sítě 230 V. Po osazení součástek a prvotním pokusu o oživení bylo zjištěno několik chyb v návrhu. V první řadě byla zjištěna chyba v ručně vinutém transformátoru *TR1*, což bylo vyřešeno převinutím transformátoru. Následně byla zjištěna chyba v návrhu TCD ochrany zajišťující omezení napětíových špiček vznikajících na primární indukčnosti transformátoru po vypnutí spínače jednočinného blokujícího měniče z důvodu zpětné transformace napětí. Problémem byl konkrétně transil *D8* omezující napětí na 540 V. Následkem špatného návrhu došlo ke zničení diody dimenzované na 600 V, neboť došlo k součtu napětí na transilu a napětí napájecího v době vypnutého spínacího prvku. Došlo tedy na výměnu transilu omezujícího napětí na 200 V. Zároveň byla vyměněn typ diody *D9* z BYC15X-600PQ na diodu UF4007 se závěrným napětím 1 kV. Chybou v návrhu TCD ochrany byla také kapacita kondenzátoru *C21*. Došlo tedy k nahrazení kondenzátoru s kapacitou 10 nF za kondenzátor s kapacitou 2,2 uF, což se při oživování ukázalo jako hodnota dostačující. Vzhledem k velkému nárůstu kapacity bylo nezbytné především z důvodu bezpečnosti přidat k navržené TCD ochraně paralelně zapojený rezistor *R111* s hodnotou 220 kΩ, který zajišťuje vybití kondenzátoru po vypnutí napájecího napětí měniče.

Ani po zmíněných úpravách se nepodařilo měnič oživit, tudíž došlo na několik dalších úprav konkrétně na napájení, respektive napájecím vinutí řídicího obvodu *IC4*. Do série s napájecím vývodem řídicího obvodu byl vřazen odpor zajišťující alespoň minimální zatížení této sekundární větve transformátoru. Postupným zkoušením se jako funkční

varianta ukázalo použití dvojice rezistorů $R19$ a $R52$ o hodnotách $10\ \Omega$. Paralelně k napájecímu vývodu pak byla zapojena dvojice Zenerových diod $D33$ a $D34$ se závěrným napětím $12\ \text{V}$ a s výkonem $1,3\ \text{W}$, což zajistilo velkou rezervu v případném výkonovém namáhání těchto součástek. Účelem diod $D33$ a $D34$ je omezení napěťových špiček na napájecím vývodu řídicího obvodu VIPer100A-E. Poslední úpravou v této oblasti bylo přesunutí blokovacího kondenzátoru $C24$ přímo na napájecí vývod řídicího obvodu.

V rámci ladění parametrů měniče došlo také na přidání Zenerovy diody $D35$ se závěrným napětím $3,3\ \text{V}$ na zpětnovazební vývod řídicího obvodu. Tato úprava byla provedena za účelem omezení špičkového proudu primárním vinutím, neboť se ukázalo, že pokud se měnič delší dobu nacházel pod zátěží, zpětná vazba nebyla ničím omezena a došlo k destrukci obvodu vlivem rychlého nárůstu teploty. Zmíněné úpravy měly za následek úspěšné oživení prvního prototypu měniče. Na obrázku 45 je vidět průběh napětí na vývodu drain obvodu VIPer100A-E při plném zatížení měniče. Zároveň lze ověřit, že nastavená spínací frekvence odpovídá návrhu, tedy $50\ \text{kHz}$.



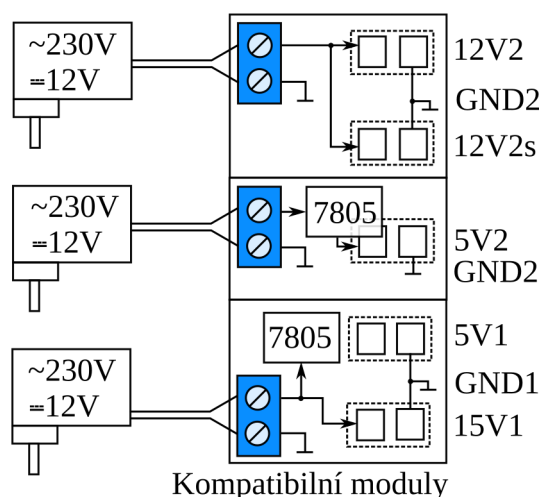
Obrázek 43: Průběh napětí na drainu spínacího tranzistoru jednočinného blokujícího měniče

Při ožívování se ukázalo, že odbočky $+15V2$ a $+5V1$ nesplňují vypočtený napěťový převod a jejich napětí je se zátěží velmi proměnlivé a zároveň vyšší, než dovolují absolutní maxima obvodů, které mají být těmito těmito větvemi napájené. Řešením by bylo nejpravděpodobněji nové navinutí transformátoru $TR1$, což vzhledem k omezenému časovému rámci na ožívování pomocného zdroje nebylo možné. Důsledkem je nemožnost

použití současného prototypu pro potřeby oživování dalších částí a nutnost vytvoření nového prototypu, který by zohledňoval zjištěné chyby prvního prototypu. Zároveň se ukázalo, že na výstupy jednotlivých napájecích větví je vhodné zapojit jednak ochranné transily zabraňující případným přepětím, jednak nenastavitelné lineární regulátory.

Pro potřeby oživování zbylých částí bylo vytvořeno náhradní řešení, jehož principiální zapojení je ukázáno na obrázku 45. Jde využití trojice běžně dostupných nenastavitelných síťových napájecích zdrojů s požadovaným výstupním napětím. Toto řešení přináší možnost galvanického oddělení. Pro kompatibilitu se současným rozhraním pomocného zdroje a pro vytvoření 5 V napájecích větví byly realizovány speciální moduly na prototypové desce.

Síťové napájecí zdroje



Obrázek 44: Zapojení síťových zdrojů a modulů kompatibilních s konektory pro pomocný zdroj

Oživování prvního prototypu řídicí jednotky proběhlo pouze s několika obtížemi. V první řadě byla zjištěna chyba v motivu vývodů ESD ochrany IC224. Alternativa s požadovaným rozvržením vývodů bohužel neexistuje a řešením bylo propojení správných vývodů drátkem pod pouzdrům součástky. Vnitřní zapojení ESD ochrany však i přes tuto úpravu umožňuje plnit požadovanou funkci, tedy potlačovat rušivé napěťové špičky indukované na komunikační cestě.

Další zjištěnou chybou na prvním prototypu bylo špatné rozvržení vývodů PWM generátorů z procesoru s ohledem na požadavek synchronního chodu a nezávislost jednotlivých generovaných PWM signálů. Řešením na vyhotoveném prototypu bylo

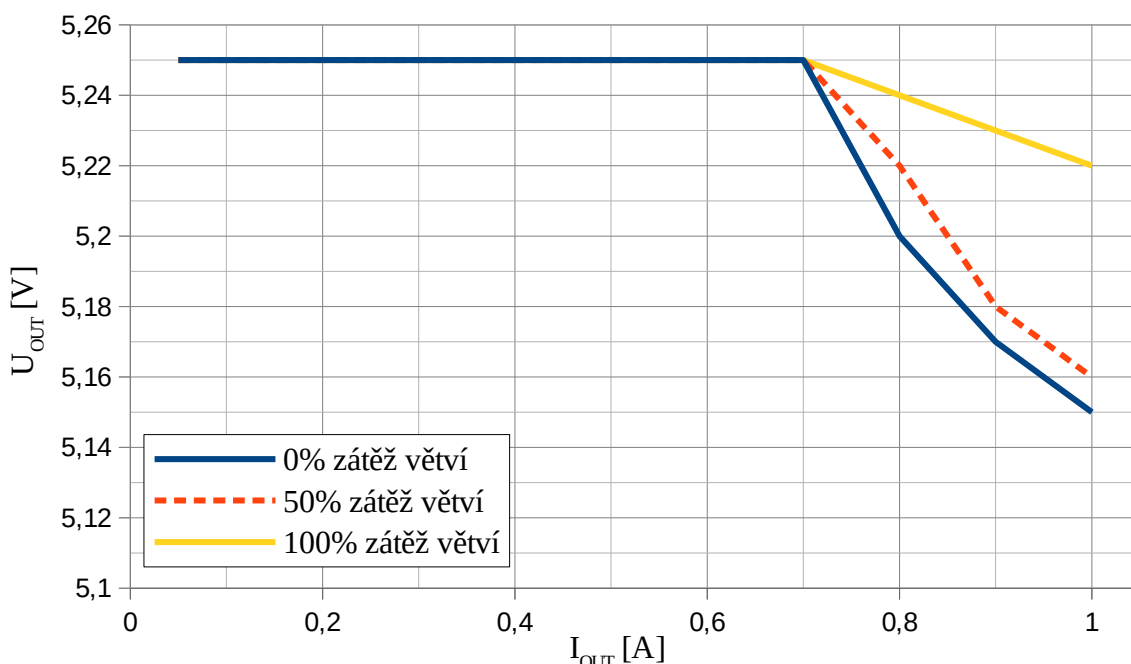
drátové propojení vývodu *PWM6H* na procesoru *IC213* s dostupným prokoveným otvorem. Nezbytné pak bylo proškrábání cesty k vývodu *PWM3H*.

Poslední zjištěná chyba na řídicí jednotce spočívala ve špatném zapojení saturační ochrany, což bylo vyřešeno přidáním externích diod *IC225*, *IC226* a *IC227*, jak je uvedeno v dokumentaci v příloze B. Je vhodné zmínit, že používaný ICSP programátor umožňuje programování a debugování pouze při napájení 3,3 V.

Následovalo oživení dvoukvadrantového měniče. Prvním krokem bylo odladění firmwaru tohoto hardwarového modulu bez připojení k výkonové části. Šlo v první řadě o otestování nastavených softwarových komparátorů a testování hardwarového komparátoru, který zajišťuje saturační ochranu tranzistorů. Následně bylo ověřeno chování naprogramovaného regulátoru. V dalším kroku došlo na připojení řídicí jednotky do hlavní výkonové desky a kontrolu, zdali budiče generují požadovaný signál pro spínání tranzistorů. Na závěr byly osazené rezistory *R35* a *R37* s hodnotami 10 Ω . V rámci oživování byla nalezena chyba v modelu proudového namáhání meziobvodu 85 V, přičemž realizovaný prototyp je z tohoto hlediska poddimenzován. Pro potřeby testování a měření je ovšem zařízení možné provozovat, neboť elektrolytické kondenzátory jsou podpořeny dvojicí svitkových kondenzátorů, což podmínky do jisté míry zlepšuje.

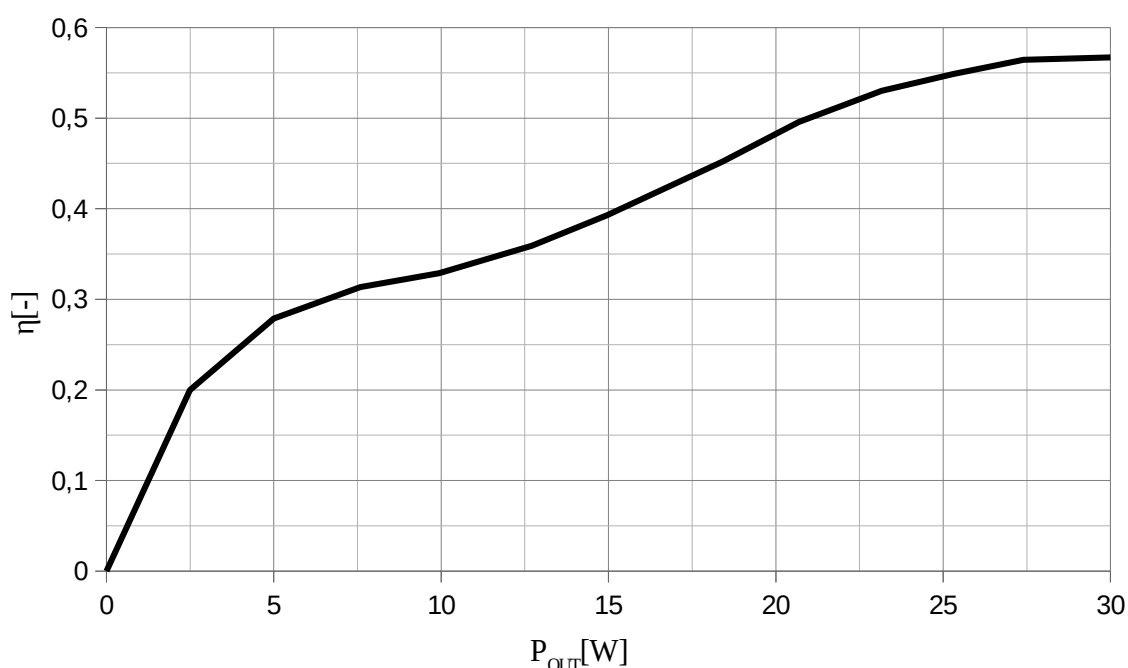
4.2 Měření parametrů zařízení

Splnění požadovaných parametrů pomocného zdroje bylo ověřeno na funkčním prototypu. Vzhledem k tomu, že usměrněné síťové napětí odpovídá provoznímu rozsahu měniče, byl měnič měřen při vstupní napětí 334 V. Zatěžovací charakteristika byla měřena pro sekundární galvanicky oddělenou větev $+5V/2$, z níž je zavedena zpětná vazba do řídicího obvodu. Zároveň je tato větev klíčová pro napájení řídicí jednotky a měřících a komunikačních obvodů.



Obrázek 45: Zatěžovací charakteristika prototypu pomocného zdroje – vinutí +5V2

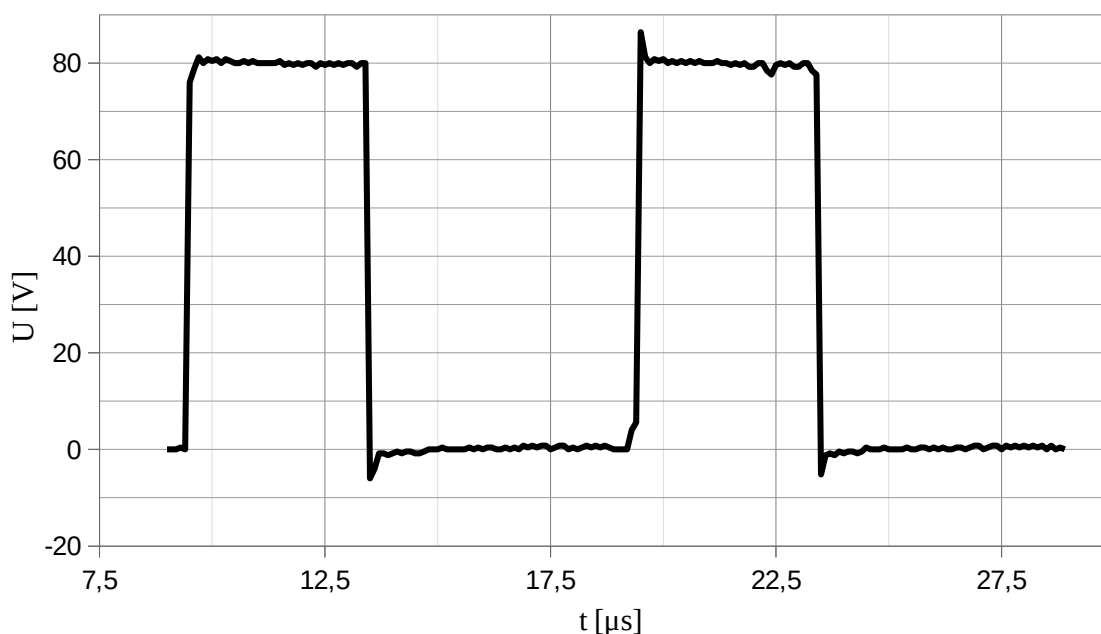
Jak ukazuje obrázek 45, zatěžovací charakteristika ukázala, že při nulové zátěži auxiliárních vinutí je pokles výstupního napětí zpětnovazebního vinutí pomocného zdroje strmější až pokud je z odbočky odebíráno více jak 0,7 A. Při pohledu na zatěžovací charakteristiky při polovičním a plném zatížení měniče je zřejmé, že výstupní napětí +5V2 větve je nehledě na zátěž téměř neměnné a neovlivňuje provozuschopnost měřících a řídicích signálů ani při plném zatížení měniče.



Obrázek 46: Účinnost pomocného zdroje v závislosti na výstupním výkonu

Obrázek 46 ukazuje charakteristiku účinnosti prototypu pomocného zdroje v závislosti na požadovaném výstupním výkonu. Měření charakteristiky účinnosti pomocného zdroje probíhalo postupným a rovnoměrným zatěžováním jednotlivých větví tak, aby v součtu byl výstupní výkon na požadované hranici. Jako zátěž byly použity reostaty, které byly nastavené vždy dle požadovaného proudu. Vstupní napětí měniče při tomto měření odpovídalo 334 V. Při 2,5 W zátěži je účinnost měniče velmi nízká, konkrétně 20%. Při plném výkonu ovšem účinnost dosahovala až 57 %. Jednočinný propustný blokuující měnič zpravidla disponuje výrazně vyšší účinností, což je nejspíše způsobeno nekvalitním ručním vinutím transformátoru a šlo by řešit zakázkovou profesionální výrobou, případně úpravou zapojení měniče na základě volby běžně dostupných hotových transformátorů.

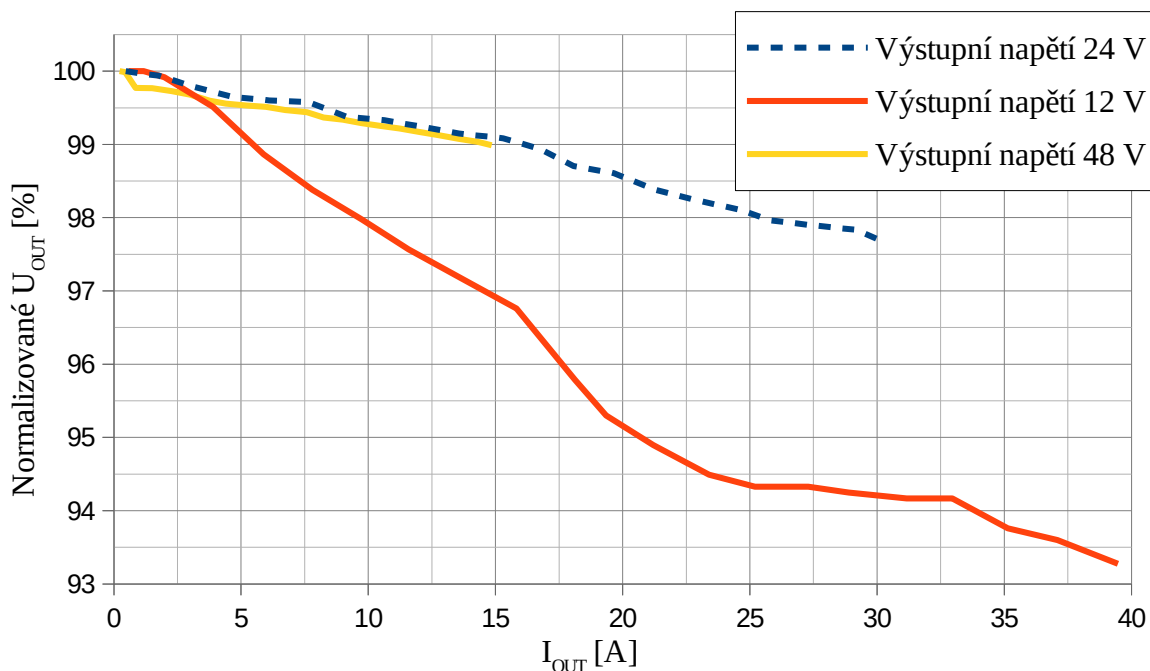
Dvoukvadrantový měnič byl z celého řetězce hlavní výkonové cesty ožívován jako první. Obrázek 47 ukazuje průběh napětí v klíčovém uzlu, v němž je spojena tlumivka s tranzistorem a vznikají zde přepětíové špičky, které potlačuje instalovaná TCD ochrana. Vstupní napětí je nastaveno na 80 V, zatímco výstupní napětí je rovno 24 V.



Obrázek 47: Průběh napětí v uzlu tranzistorů a tlumivky dvoukvadrantového měniče při vstupním napětí 80 V a výstupním napětí 24 V

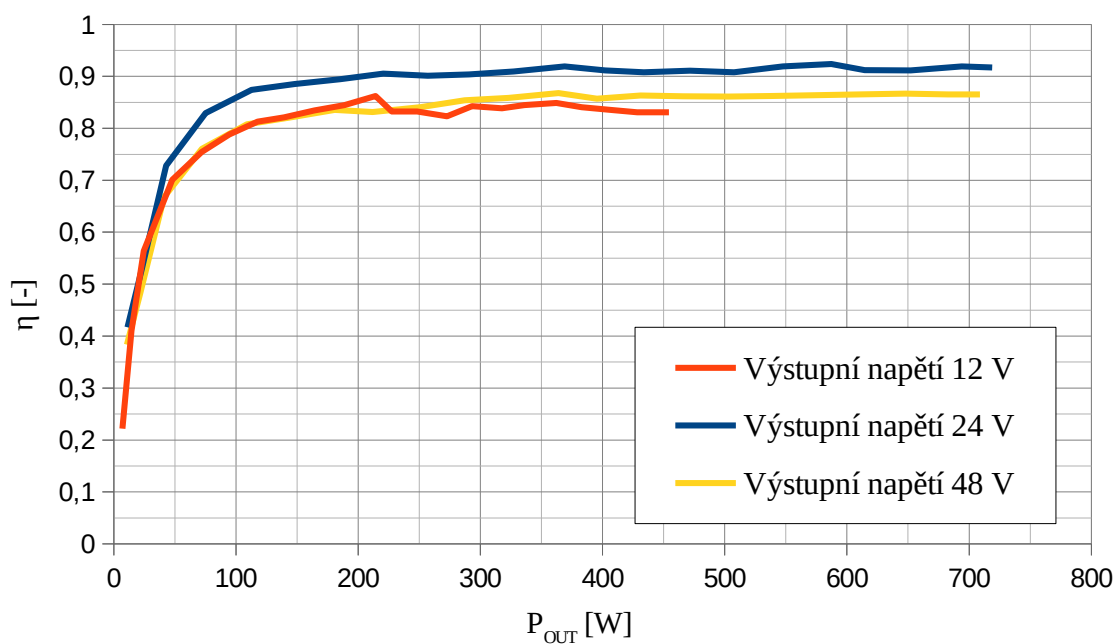
Obrázek 48 ukazuje zatěžovací charakteristiky pro trojici nastavených výstupních napětí, přičemž všechny měřené charakteristiky jsou pro možnost porovnání normalizované tak, že hodnota 1 odpovídá požadovanému výstupnímu napětí. Zvlnění výstupního napětí při zátěži 700 W a nastavení výstupního napětí na hodnotu 24 V bylo

rovné hodnotě 88 mV. Testování a měření měniče za plné zátěže bude provedeno až po oživení všech částí měniče.



Obrázek 48: Zatěžovací charakteristika dvoukvadrantového měniče při zvolených výstupních napětích

Charakteristika závislosti účinnosti dvoukvadrantového měniče na požadovaném výstupním výkonu je ukázána na obrázku 49. Očekávaná účinnost dvoukvadrantového měniče je 85 %, přičemž reálná účinnost v závislosti na výstupním napětí se pohybuje v rozsahu 82 % až 91 % při výstupním výkonu alespoň 150 W, jak ukazuje obrázek 49.



Obrázek 49: Charakteristika závislosti účinnosti dvoukvadrantového měniče na výstupním výkonu při určitém výstupním napětí

Závěr

Cílem této diplomové práce byl návrh a realizace funkčního prototypu napájecího zdroje kombinovaného s řízenou odporovou zátěží pro potřeby testování lithiových baterií a systémů bateriového managementu.

V úvodu provedená rešerše topologie umožnila konkrétní směřování vývoje zařízení a jeho principiální rozdělení do několika hardwarových modulů s jasně specifikovanými rozhraními a galvanickými bariérami. Zároveň tato kapitola přinesla základní soubor literatury, z níž bylo čerpáno v dalších částech.

Výstupem druhé části byl kompletní návrh hardwaru zařízení. Vedle stručného popisu funkce byl proveden výpočet akumulčních prvků, dimenzování spínacích prvků a dimenzování kapacitních baterií na obou meziobvodech. Na základě znalosti požadovaných parametrů součástek pak byly vybrány součástky dostupné u maloobchodních distributorů součástek. Zároveň byl na základě vypočtených ztrátových výkonů proveden návrh všech pasivních chladičích prvků. Společně s tím byl proveden také rozbor očekávané účinnosti celého zařízení. V rámci této kapitoly bylo navrženo kompletní obvodové zapojení ústící ve vlastní návrh hardwaru zařízení včetně trojrozměrných modelů součástek za účelem budoucího exportu rozměrů pro potřeby tvorby skřínky.

Ve třetí části byl prostor věnován návrhu řídicího firmwaru zařízení. Na základě znalosti požadavků na řídicí jednotku z předešlé kapitoly bylo vytvořené přehledové schéma zajišťující vazbu navrhovaného firmwaru a hardwaru. Výsledkem byla navržená firmwarová architektura, která logicky rozdělila řídicí firmware a usnadnila nejenom pozdější pochopení programu, ale i vlastní programování zařízení. V této části nebyla provedena implementace řízení na základě příkazů pocházejících ze sběrnice CAN, neboť zadávající firma neposkytla definici komunikačního protokolu. To je otázkou vrstvy *HAL*. V současné verzi je také odladěna a implementována vrstva *MCAL*. Co se týče aplikační vrstvy *APP*, současná verze obsahuje základní funkčnost ověřenou na oživených částech hardwaru.

Poslední část práce popisuje ožívování zařízení a měření jednotlivých modulů. Hardware byl do jisté míry navrhován modulárně, což se při ožívování pomocného zdroje ukázalo jako velmi vhodný krok. V rámci pomocného zdroje totiž je nutné provést ještě jednu prototypovou iteraci, na kterou již nezbyl čas. Zároveň se ukázalo, že ruční návrh transformátoru s velkým množstvím odboček přináší mnoho úskalí v parametrech navrhovaného transformátoru. Pomocný zdroj se úspěšně podařilo oživit i změřit. V další části došlo k úspěšnému oživení řídicí jednotky. Dalším hardwarovým modulem, který se podařilo oživit, byl dvoukvadrantový měnič, jehož ladění bylo snazší z důvodu procesorového řízení a snadné možnosti úpravy kódu regulátoru.

Realizovaný prototyp zařízení byl zastavěn do mechanické konstrukce za účelem snadného transportu a jisté robustnosti celého zařízení s ohledem na snadnou přístupnost při měření a ladění zařízení. Z časových důvodů se bohužel nepodařilo oživit modul s dvojitým měničem s plným tranzistorovým můstkem, tudíž nebylo možné odměřit parametry toho modulu. Ze stejného důvodu nebylo oživeno ani aktivní PFC. Nicméně oba zmíněné moduly jsou fyzicky realizované.

Budoucí činnosti v rámci vývoje toho zařízení spočívají v první řadě v oživení zbylých hardwarových modulů a odladění zařízení jako celku. Nezbytná bude již zmíněná druhá iterace pomocného zdroje, neboť současné řešení není vhodné pro ostrý provoz zařízení z důvodu dodatečně instalovaných součástek při ožívování. Až v tuto chvíli bude možné změřit parametry celého navrženého zařízení. Zároveň bude nezbytné provést úplnou implementaci řízení prostřednictvím sběrnice CAN, jakmile bude k dispozici definice komunikačního protokolu. Od volitelného posledního bodu zadání, tedy vývoje ovládací aplikace na platformě .NET, bylo vzhledem ke komplexnosti zařízení upuštěno, nicméně do budoucna se s jejím vývojem počítá.

Výsledkem diplomové práce je fyzicky realizovaný a částečně oživený napájecí zdroj kombinovaný s řízenou odporovou zátěží včetně veškeré potřebné dokumentace na příloženém CD. Další vývoj zařízení vedle výše zmíněných nezbytných kroků závisí také na vývoji konkrétního systému bateriového managementu, nicméně lze říci, že se počítá s využitím prototypu v praxi.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-708-2411-5.
- [2] RASHID, Muhammad H. *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook*. 3rd ed. Burlington, MA: Elsevier, c2011. ISBN 978-0-12-382036-5.
- [3] *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)* [online]. Chandler (Arizona): Microchip Technology, 2007 [cit. 2018-02-18]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [4] BILLINGS, Keith a Taylor MOREY. *Switchmode power supply handbook*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-007-1639-729.
- [5] Power Factor Correction (PFC) Handbook. *ON Semiconductor* [online]. Colorado (USA): ON Semiconductor, 2014 [cit. 2018-02-19]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [6] ABDEL-RAHMAN, Sam, Franz STÜCKLER a Ken SIU. PFC boost converter design guide: 1200 W design example. *Infineon* [online]. Munich, German: Infineon Technologies, 2016, 2016-02-22 [cit. 2018-04-09]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_PFCCMBBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05
- [7] BASU, Supratim, M.H.J. BOLLEN a Tore M. UNDELAND. PFC Strategies in Light of EN 61000-3-2. *NTNU* [online]. Trondheim, Norway: Department of Power Electronics Norwegian University of Science and Technology, 2004 [cit. 2018-04-16]. Dostupné z: <http://www.elkraft.ntnu.no/eno/Papers%202004/EPE04-Supratim-Bollen-Undeland.pdf>
- [8] Harmonic Current Emissions: Guidelines to the standard EN 61000-3-2. *EPSMA* [online]. Türkheim, Germany: EPSMA, 2010, 2010-11-8 [cit. 2018-04-16]. Dostupné z: http://www.epsma.org/PFC%20Guide_November%202010.pdf
- [9] *AN37-0013: Capacitor Selection for Switch Mode Power Supply Applications* [online]. Pennsylvania (USA): Electromagnetic Integrated Solutions, 2011 [cit. 2018-03-01]. Dostupné z: <http://eis.apitech.com/docs/Capacitor-Selection-Switch-Mode-Power-Supply-SMPS.pdf>
- [10] *Datasheet DTMSS-47/0.068/45V. Feryster* [online]. [cit. 2018-02-15]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/923730b86aa95e196b8b4c675160c53f/47.pdf>
- [11] *Datasheet UVR2A102MHD* [online]. *Nichicon* [cit. 2018-02-20]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/95f1702899caf3417754a5fd068c4081/e-vr.pdf>

- [12] *Datasheet R60EN4470AA30K* [online]. *Kemet* [cit. 2018-03-04]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/95f1702899caf3417754a5fd068c4081/e-vr.pdf>
- [13] *Datasheet IRFP90N20D* [online]. *International Rectifier* [cit. 2018-03-04]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/4d59d9ab39fe85625616ea0173fde18b/irfp90n20d.pdf>
- [14] KÖHLER, Tomáš. *Impulsní napájecí zdroj 100W*. Plzeň, 2011. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky a ekologie.
- [15] ŠVEJDA, Martin. *Síťový spínaný zdroj s regulovatelným výstupem 0-70V/15A*. Plzeň, 2013. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky a ekologie.
- [16] Datasheet SiHP22N60E. *Vishay* [online]. [cit. 2018-03-11]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/2049556.pdf?_ga=2.242894658.190147916.1520800178-896918154.1516816251
- [17] *Design of a 2.5kW DC/DC Fullbridge Converter* [online]. Göteborg, 2011 [cit. 2018-03-12]. Dostupné z: <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/173958/173958.pdf>. Diplomová práce. CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.
- [18] LUO, Fang Lin. a Hong YE. *Advanced DC/DC converters*. Boca Raton: CRC Press, c2004. ISBN 0-8493-1956-0.
- [19] *Datasheet HS50-50RJ* [online]. *ARCOL* [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/c285aad0d151871071d0cf452b1a9bc1/HS-10-05.45.pdf>
- [20] *Datasheet IRFP250MPBF* [online]. *INFINEON* [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/7b7dcaeb15f0010ff5e0c2c229be0ef9/irfp250mpbf.pdf>
- [21] *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)* [online]. Chandler (Arizona): Microchip Technology, 2009 [cit. 2018-02-18]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [22] *Datasheet IDH12G65C6XKSA1* [online]. *INFINEON* [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/2343077.pdf?_ga=2.117134790.173578590.1524399799-896918154.1516816251
- [23] *Datasheet IDH12G65C6* [online]. *INFINEON* [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/2343077.pdf?_ga=2.203047443.306157157.1521381627-896918154.1516816251
- [24] HAAF, Peter a Jon HARPER. *Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching*

- Losses. *FAIRCHILD Semiconductors* [online]. Sunnyvale (Kalifornie): Fairchild Semiconductor, 2006 [cit. 2018-04-01]. Dostupné z:
<https://www.fairchildsemi.co.jp/Assets/zSystem/documents/collateral/onlineSeminars/Understanding-Diode-Reverse-Recovery-and-its-Effect-on-Switching-Losses-PPT.pdf>
- [25] MAYER, Daniel. *Teorie elektromagnetického pole*. 3. vyd.-přepřac. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2001. ISBN 80-7082-826-9.
- [26] *Datasheet ETD49/25/16* [online]. *Ferroxcube* [cit. 2018-02-02]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/882e54fb8772e021c51c30b1d1879eab/etd49.pdf>
- [27] *Power Transformer Design* [online]. Dallas: Texas Instruments, 2001 [cit. 2018-04-08]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf>
- [28] Soft Ferrites and Accessories Data Handbook. *Ferroxcube* [online]. Taiwan: Ferroxcube, 2013, July 2013 [cit. 2018-04-02]. Dostupné z:
<https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>
- [29] *Datasheet LLS2C152MELB* [online]. *NICHICON* [cit. 2018-02-02]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/280e3fb6bfa2629e98808628203c848c/e-ls.pdf>
- [30] *Datasheet R60IR46805040K* [online]. *KEMET* [cit. 2018-02-02]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/56b70c835b6536a62ad42dd34504fea7/Datasheet-R60IR46805040K.pdf>
- [31] 1.4 kW digital power factor corrector based on the STM32F103ZE: UM0877. *STmicroelectronics* [online]. Geneve, Switzerland: STmicroelectronics, 2010, April 2010 [cit. 2018-04-09]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/f9/ee/3c/11/21/fb/4b/97/CD00258346.pdf/files/CD00258346.pdf/jcr:content/translations/en.CD00258346.pdf
- [32] Solution for designing a transition mode PFC preregulator with the L6562A: AN2761. *ST* [online]. Geneve, Switzerland: ST, 2009 [cit. 2017-04-09]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/72/e5/be/2c/74/20/45/bb/CD00195944.pdf/files/CD00195944.pdf/jcr:content/translations/en.CD00195944.pdf
- [33] Power Factor Correction (PFC) Parts Selection Guide. *Infineon* [online]. Munich, Germany: Infineon, 2013 [cit. 2017-04-09]. Dostupné z:
<https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Selection+Guide+-+PFC+-+Power+Factor+Correction+-+CoolMOS+-+SiC+Diodes+-+Controllers.pdf?folderId=db3a30433e5a5024013e6a288c8f6352&fileId=db3a30433e5a5024013e6a35cb806364>
- [34] BOURGEOIS, J.M. CIRCUITS FOR POWER FACTOR CORRECTION WITH

- REGARDS TO MAINS FILTERING. *ST* [online]. Italy: STMicroelectronics, 1999 [cit. 2018-04-16]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/fc/ba/b1/89/1f/52/49/7e/CD00003915.pdf/files/CD00003915.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003915.pdf
- [35] The ABCs of MOVs. In: *Littelfuse* [online]. USA: Littelfuse, 1999 [cit. 2017-10-28]. Dostupné z:
[z:http://www.littelfuse.com/~media/electronics_technical/application_notes/varistors/littelfuse_the_abcs_of_movs_application_note.pdf](http://www.littelfuse.com/~media/electronics_technical/application_notes/varistors/littelfuse_the_abcs_of_movs_application_note.pdf)
- [36] PATEL, Tim. Select the Right Varistors for Overvoltage Circuit Protection. In: *ElectronicDesign* [online]. USA: Penton, 2015 [cit. 2017-10-28]. Dostupné z:
<http://www.electronicdesign.com/power/select-right-varistors-overvoltage-circuit-protection>
- [37] Varistor Design Guide for DC & Automotive Applications. In: *Littelfuse* [online]. USA: Littelfuse, 2015 [cit. 2017-10-28]. Dostupné z:
http://www.littelfuse.com/~media/electronics/design_guides/varistors/littelfuse_varistor_dc_application_varistor_design_guide.pdf.pdf
- [38] *Datasheet TMOV14RP300* [online].*Littelfuse* [cit. 2018-10-28]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/56b70c835b6536a62ad42dd34504fea7/Datasheet-R60IR46805040K.pdf>
- [39] EMC/EMI Filter Design with RB Common-Mode Chokes. In: Schaffner [online]. Švýcarsko: Schaffner, 2013 [cit. 2017-10-28]. Dostupné z:
https://www.schaffner.com/fileadmin/media/downloads/application_note/Schaffner_AN_RB_common_chockes.pdf
- [40] *Datasheet X31CCU03H* [online].MIFLEX [cit. 2017-10-28]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/details/x31-2/odrusovaci-filtry-ostatni/miflex/x31ccu03h/>
- [41] *Datasheet DEHF-42/0.68/13DLA*. *Feryster* [online]. [cit. 2018-02-18]. Dostupné z:
https://www.tme.eu/cz/details/dehf-42_0.68_13dla/tlumivky-radialni/feryster/
- [42] *GBU25M. DC COMPONENTS* [online]. [cit. 2018-02-19]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/785d72ceee0353f13abd3cb1273b7d8e/GBU25x-DTE.pdf>
- [43] *Datasheet LGW2W331MELB45* [online].NICHICON [cit. 2018-02-28]. Dostupné z:
[z: https://www.tme.eu/cz/details/x31-2/odrusovaci-filtry-ostatni/miflex/x31ccu03h/](https://www.tme.eu/cz/details/x31-2/odrusovaci-filtry-ostatni/miflex/x31ccu03h/)
- [44] *Datasheet VIPer100A-E* [online].ST [cit. 2018-03-28]. Dostupné z:
<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/80/5c/89/88/4a/d7/49/b0/CD00070231.pdf/files/CD00070231.pdf/jcr:content/translations/en.CD00070231.pdf>
- [45] AN1344: VIPower: 108 W power supply using VIPer100A-E. *ST* [online]. Geneve,

- Switzerland: STmicroelectronics, 2007 [cit. 2018-04-26]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/22/9d/37/65/25/1e/4e/2b/CD00004215.pdf/files/CD00004215.pdf/jcr:content/translations/en.CD00004215.pdf
- [46] AN1521: VIPower: 48W Power supply using VIPer100A. *ST* [online]. Geneve, Switzerland: STmicroelectronics, 2002 [cit. 2018-04-26]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/58/b1/d6/99/e5/ed/45/07/CD00004331.pdf/files/CD00004331.pdf/jcr:content/translations/en.CD00004331.pdf
- [47] BACCHIN, G. - a C. SPINI. AN1487: 35W FLYBACK CONVERTERS FOR SET-TOP BOX APPLICATIONS USING THE VIPer100A. *ST* [online]. Geneve, Switzerland: STmicroelectronics, 2003 [cit. 2018-04-26]. Dostupné z:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/75/9b/82/aa/8d/8a/49/b3/CD00004315.pdf/files/CD00004315.pdf/jcr:content/translations/en.CD00004315.pdf
- [48] *Datasheet ETD34/17/11* [online]. *Ferroxcube* [cit. 2018-03-08]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/ffa23820bae03926d5e1625a2d5cf5be/etd34.pdf>
- [49] PINKER, Jiří a Václav KOUCKÝ. *Analogové elektronické systémy*. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [50] *Datasheet TLP7820* [online]. *TOSHIBA* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
<https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=29901&prodName=TLP7820>
- [51] *Datasheet AMIS-0505S-NZ* [online]. *Aimtec* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/28ed8fdac5fa447c84c25db2b7088843/AM1S-N-Z.pdf>
- [52] *Datasheet ACS714LLCTR-50A-T* [online]. *Allegro Microsystems* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/888f6b1760d9fb6ce70e546d2022a8d8/ACS714-Datasheet.pdf>
- [53] *Datasheet ACS712ELCTR-30A-T* [online]. *Allegro Microsystems* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/75af175f80c090e9b8f9078a0b0b2409/ACS712.PDF>
- [54] *Datasheet KTY81-1 series* [online]. *NXP* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/cz/Document/75af175f80c090e9b8f9078a0b0b2409/ACS712.PDF>
- [55] *Datasheet FT230X* [online]. *FTDI* [cit. 2018-03-15]. Dostupné z:
https://www.tme.eu/cz/Document/93b0911297f91fbab90e758d2cc33bdf/DS_FT23

- 0X.pdf
- [56] *Datasheet ISO1050 Isolated CAN Transceiver* [online]. Texas Instruments [cit. 2018-03-18]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/bd5663e67c53c8087ec4c8d399502014/ISO1050DUB.pdf>
- [57] *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 978-80-7300-266-4.
- [58] *Datasheet dsPIC33EPXXXMU810* [online]. Microchip [cit. 2018-03-08]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70616g.pdf>
- [59] *Datasheet TLP2768F* [online]. TOSHIBA [cit. 2018-03-08]. Dostupné z: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=11290&prodName=TLP2768F>
- [60] BALOGH, Laszlo. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits. *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas (USA): Texas Instruments, 2002 [cit. 2018-04-29]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ml/slua618/slua618.pdf>
- [61] *Datasheet LT1009CLP* [online]. Texas Instruments [cit. 2018-03-08]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1902835.pdf?_ga=2.141157815.42495599.1524992248-896918154.1516816251
- [62] HERNANDEZ-ROSALES, Crescencio, Ricardo FEMAT-FLORES a Griselda QUIROZ-COMPEN. Make a PI controller on an 8-bit micro. *Embedded* [online]. San Luis Potosi (Mexico): Institute of Research of San Luis Potosi, 2006 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: <https://www.embedded.com/design/mcus-processors-and-socs/4006505/Make-a-PI-controller-on-an-8-bit-micro>
- [63] BOWLING, Stephen. A Digital Constant Current Power LED Driver. *Microchip* [online]. Chandler (Arizona): Microchip Technology, 2007 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01138A.pdf>
- [64] VALASCHO, Robert a Sam ABDEL-RAHMAN. Digital PFC CCM boost converter. *Infineon* [online]. Munich (Germany): Infineon, 2016 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Digital+PFC+CCM+Boost+Converter+-+300W+Design+Example+Using+XMC+1400-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462584d1d4a015886d4dcaa5ea4
- [65] Synchronous buck converter with XMC™ Digital Power Explorer Kit. *Infineon* [online]. Munich (Germany): Infineon, 2016 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AP32319_Synchronous_Buck_converter_with_XMC_Digital_Power_Explorer_Kit-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462557e6e8901559b9168515ecc

- [66] Phase-Shifted Full Bridge DC/DC Power Converter Design Guide. *Texas Instruments* [online]. Texas (USA): Texas Instruments, 2014 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/tidu248/tidu248.pdf>

- [67] AUTOSAR Layered Software Architecture. *AUTOSAR* [online]. Munich (Germany): AUTOSAR, 2005 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: https://www.autosar.org/fileadmin/user_upload/standards/classic/4-3/AUTOSAR_EXP_LayeredSoftwareArchitecture.pdf

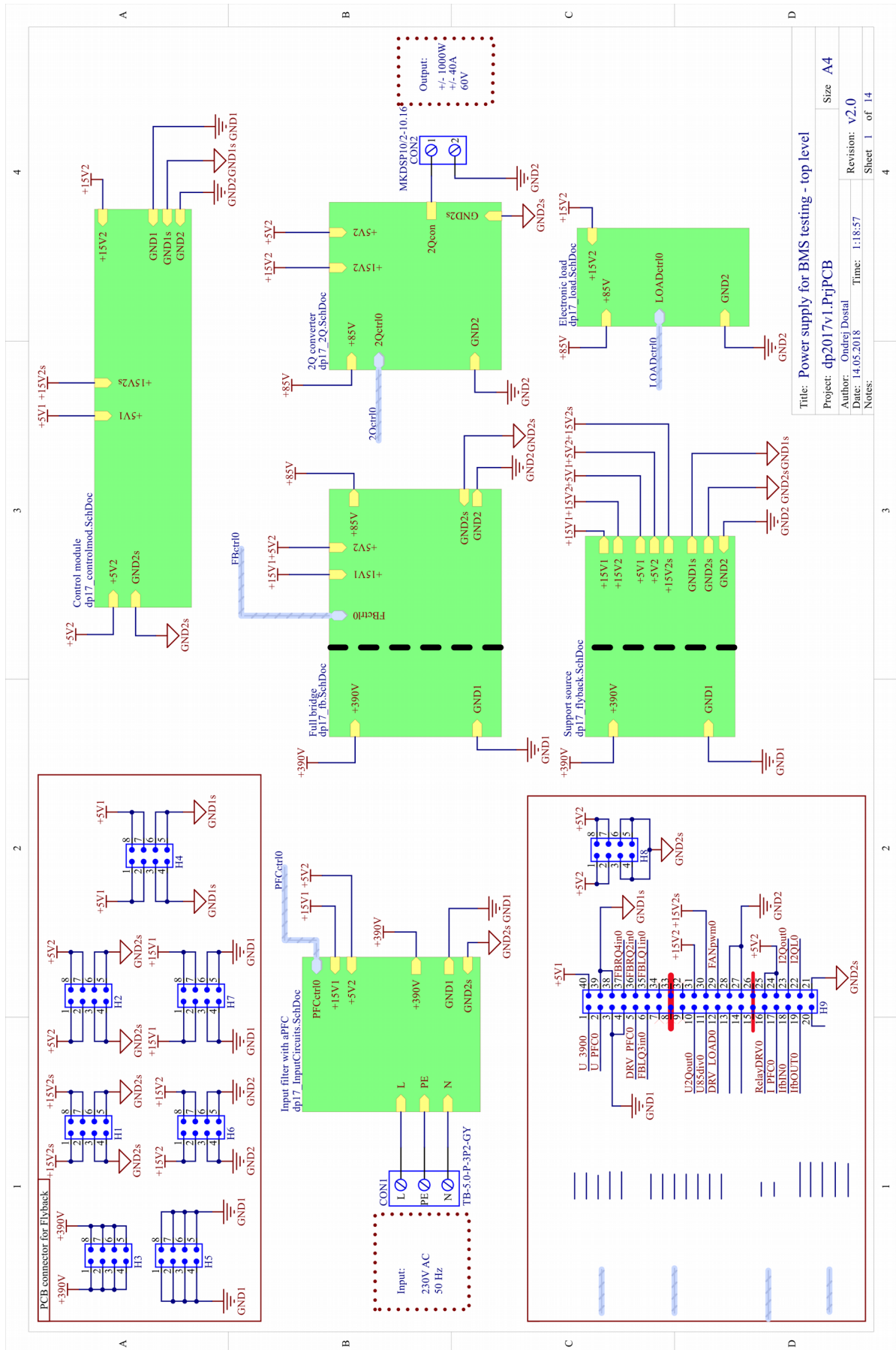
Přílohy

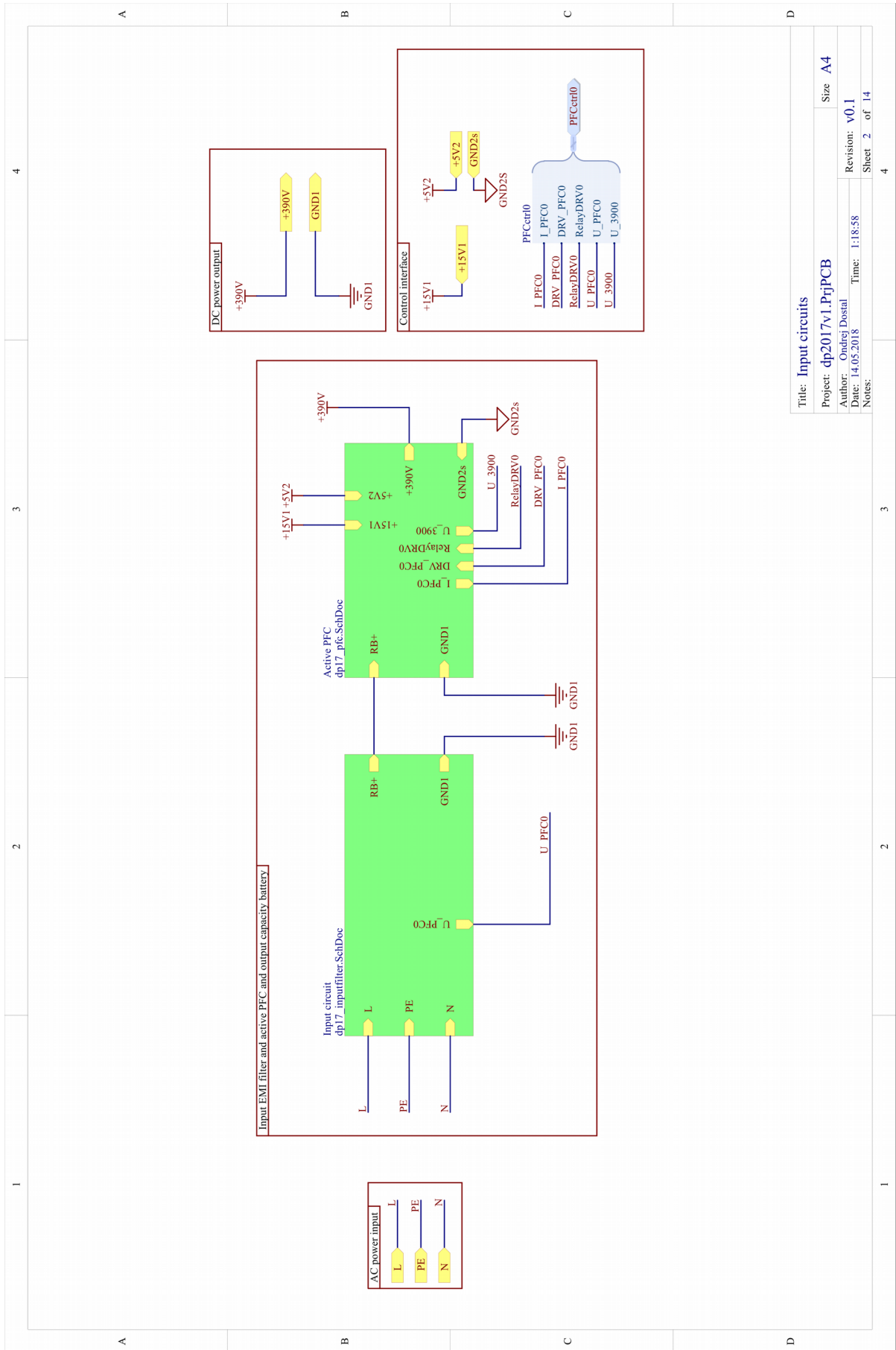
Příloha A – Tabulka přehledu požadavků na řídicí platformu

Tab. A: Kompletní přehled požadavků na řídicí platformu

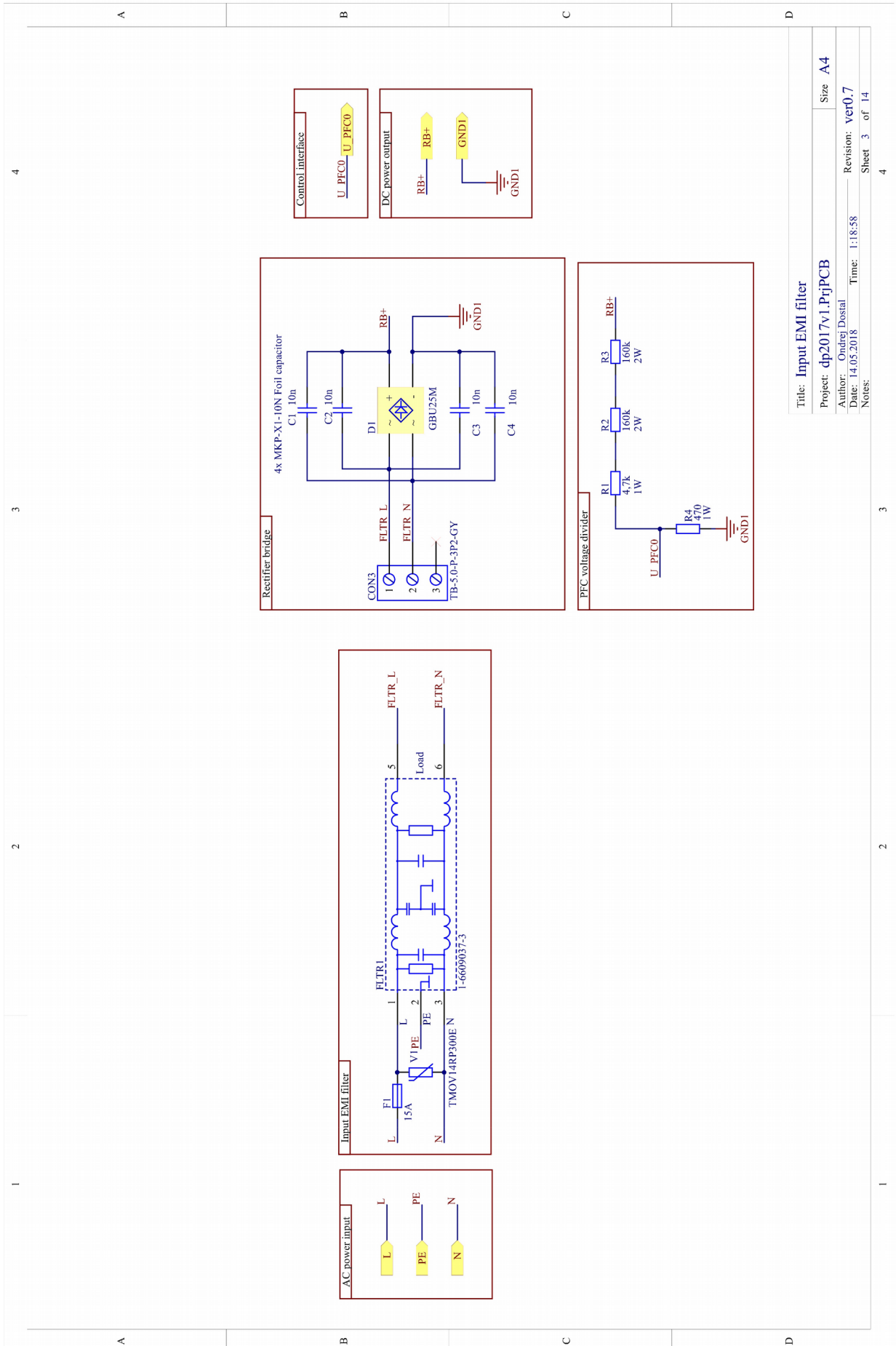
Požadavek:	Modul:	Funkce:	Počet I/O:	Poznámka:
Měření výstupního napětí	2Q	A/D převodník	1	nutná izolace
Měření výstupního proudu	2Q	A/D převodník	1	nutná izolace
Měření proudu induktorem	2Q	A/D převodník	1	nutná izolace
Budící signály tranzistorů	2Q	PWM generátor	2	nutná izolace, mrtvé časy, komplementární chod
Budící signál pro ventilátor	ROZ	PWM generátor	1	nutná izolace
Budící signál výkonového tranzistoru	ROZ	PWM generátor	1	nutná izolace
Budící signály levé větve tranzistorů	FB	PWM generátor	2	galvanické oddělení prim./sec., mrtvé časy, synchronizovaný chod
Budící signály pravé větve tranzistorů	FB	PWM generátor	2	galvanické oddělení prim./sec., mrtvé časy, synchronizovaný chod
Měření napětí meziobvodu 85 V	FB	A/D převodník	1	nutná izolace
Měření vstupního proudu	FB	A/D převodník	1	galvanické oddělení prim./sec.
Měření výstupního proudu	FB	A/D převodník	1	nutná izolace
Měření vstupního usměrněného napětí	PFC	A/D převodník	1	galvanické oddělení prim./sec.
Měření proudu induktorem zvyšujícího měniče	PFC	A/D převodník	1	galvanické oddělení prim./sec.
Měření napětí meziobvodu 390 V	PFC	A/D převodník	1	galvanické oddělení prim./sec.
Relé ovládání přemostění PFC	PFC	GPIO	1	-
ISP programování a debugování	ECU	-	2	Podpora programátoru PICkit 3
Podpora sběrnice CAN	COM	perif. CAN	2	-
Podpora sériové komunikace prostřednictvím USB	COM	perif. UART	2	přítomnost převodníku UART-USB
Vstup pro FAULT ochranu tranzistorů	COM	GPIO	1	-

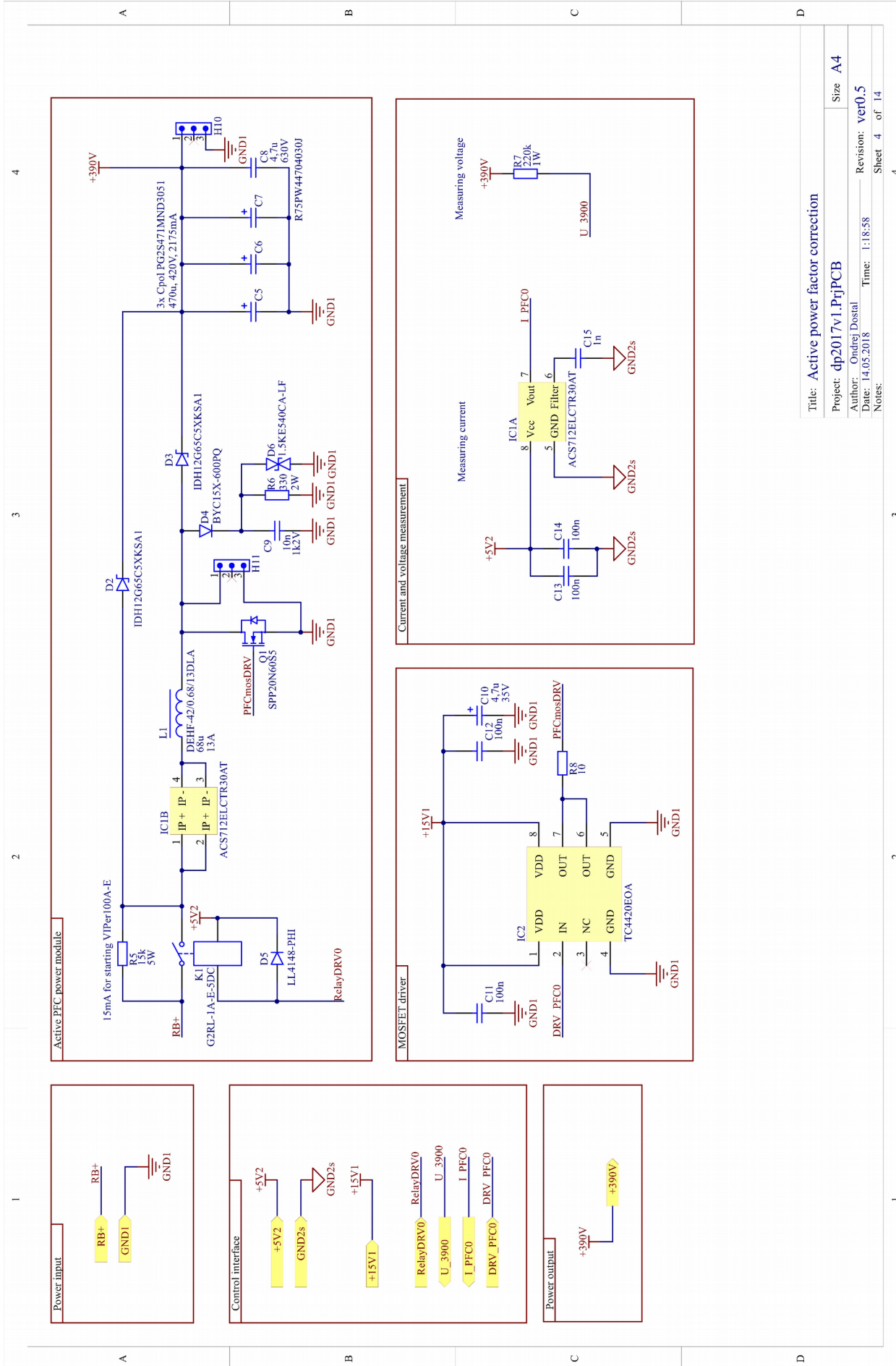
Příloha B – Kompletní schéma navrženého zařízení





Title: Input circuits		Size: A4
Project: dp2017v1.PrijPCB		Revision: v0.1
Author: Ondřej Dostál		Time: 1:18:58
Date: 14.05.2018		Sheet 2 of 14
Notes:		





Title: Active power factor correction

Project: dp2017v1_PfjPCB

Author: Ondřej Dostál

Date: 14.05.2018

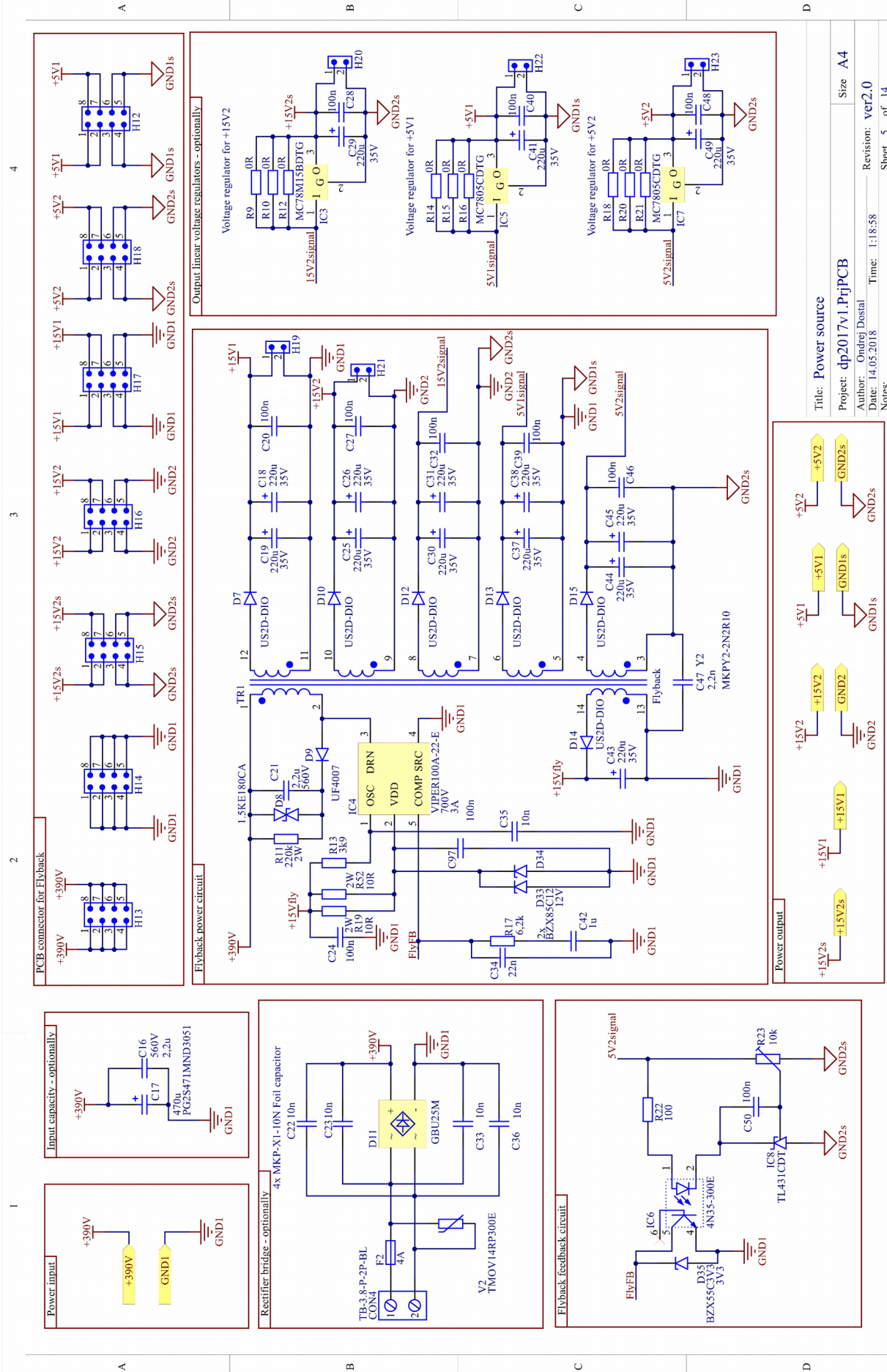
Time: 1:18:58

Revision: ver0.5

Sheet 4 of 14

Notes:

Size A4



4

3

2

1

D

C

B

A

Title: Power source

Project: dp2017v1_PrlPCB

Author: Ondřej Dostál

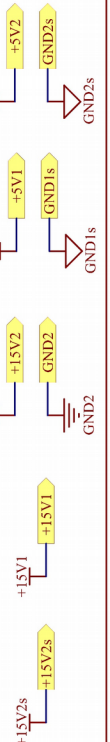
Date: 14.05.2018

Time: 1:18:58

Revision: ver2.0

Sheet 5 of 14

Notes:



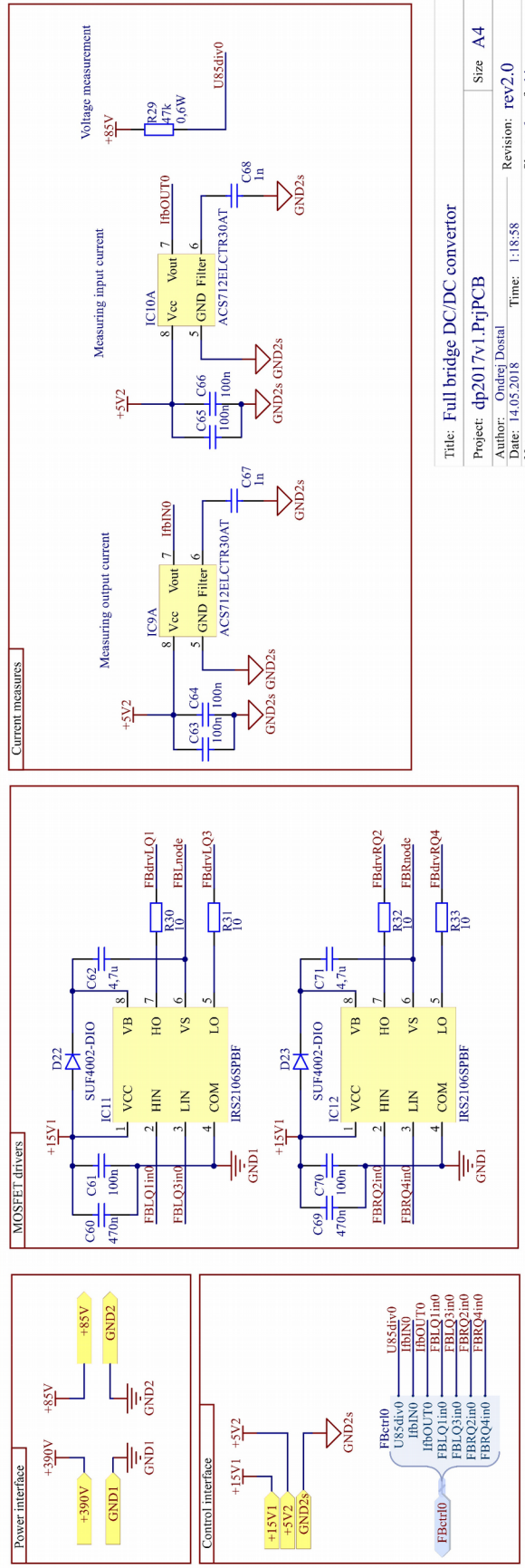
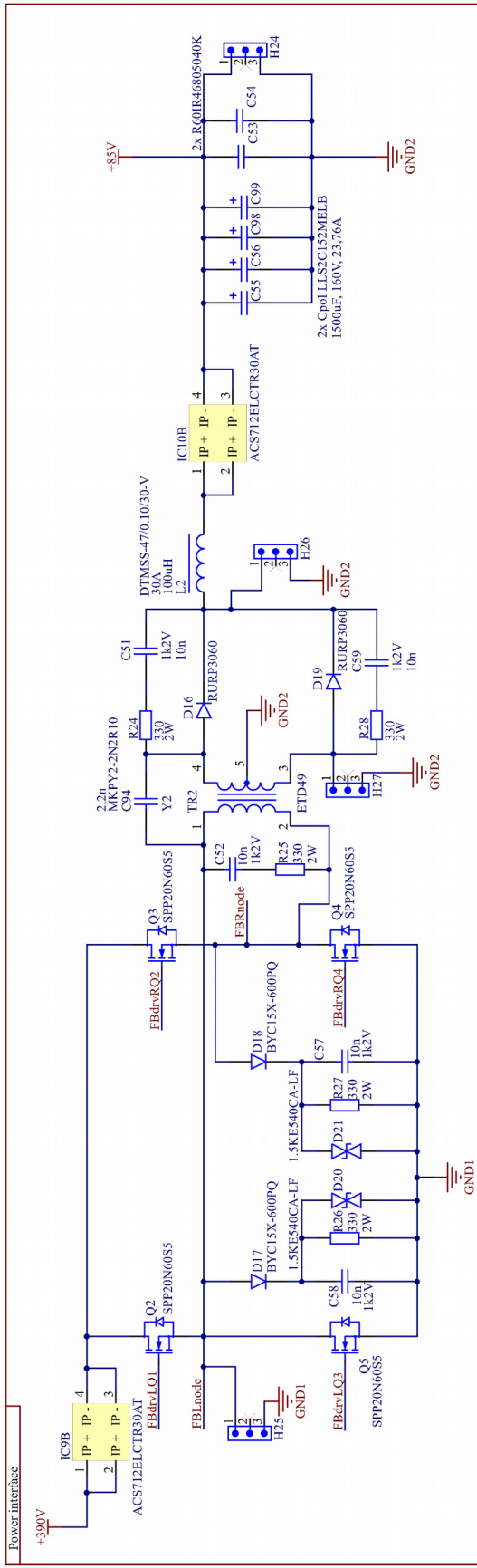
4

3

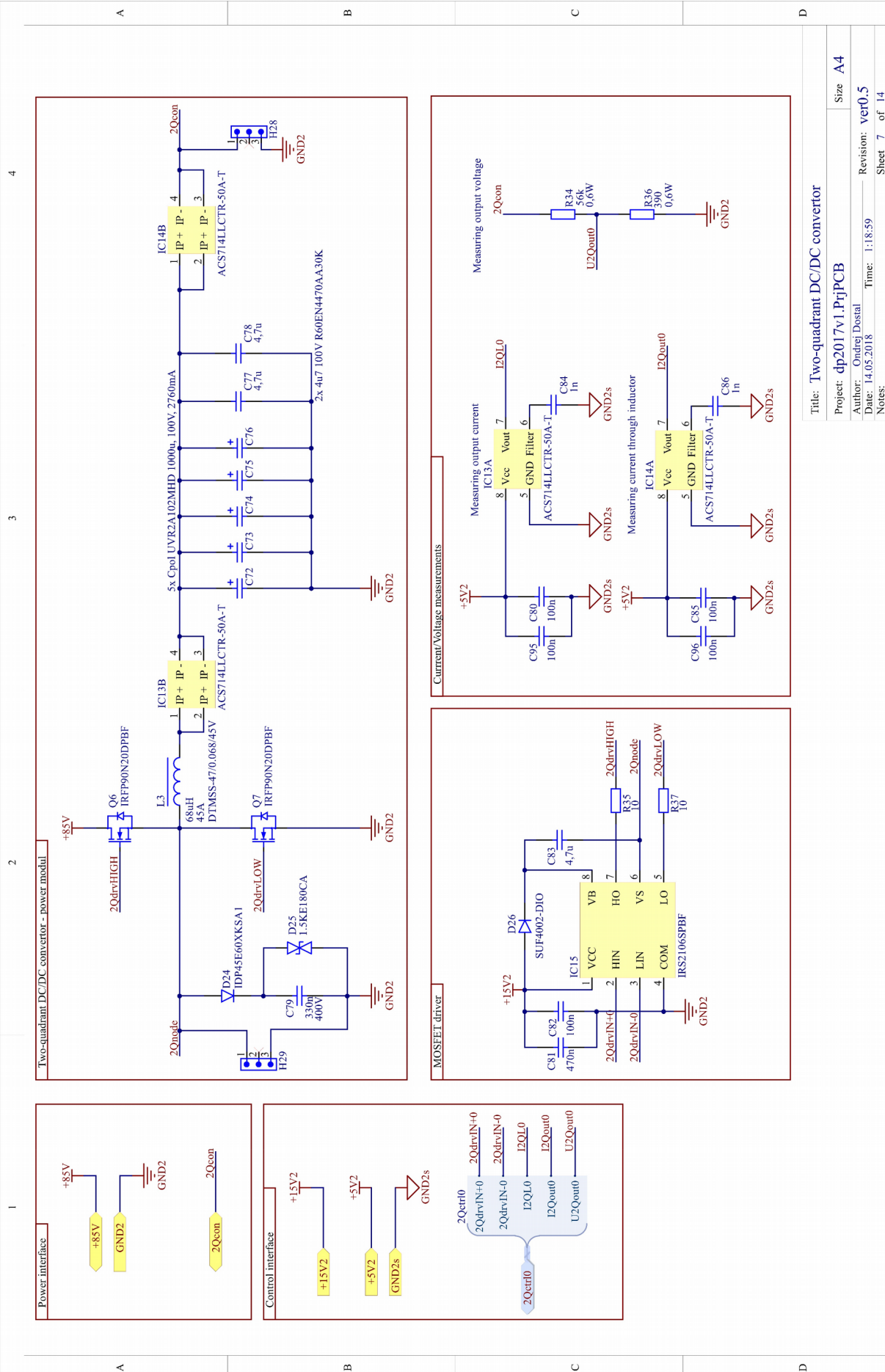
2

1

1 2 3 4



Title: Full bridge DC/DC convertor
Project: dp2017v1.PjPCB
Author: Ondřej Dostál
Date: 14.05.2018
Time: 1:18:58
Revision: rev2.0
Sheet 6 of 14
Size A4



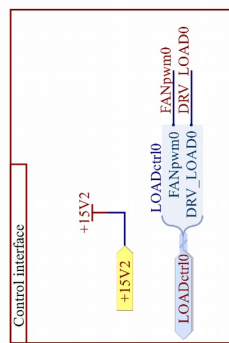
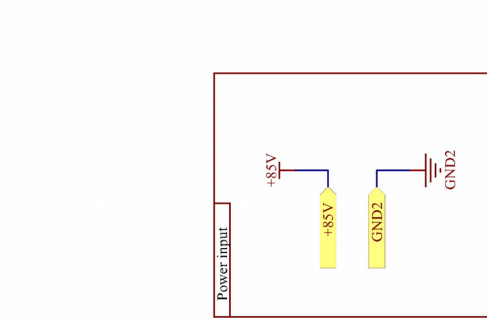
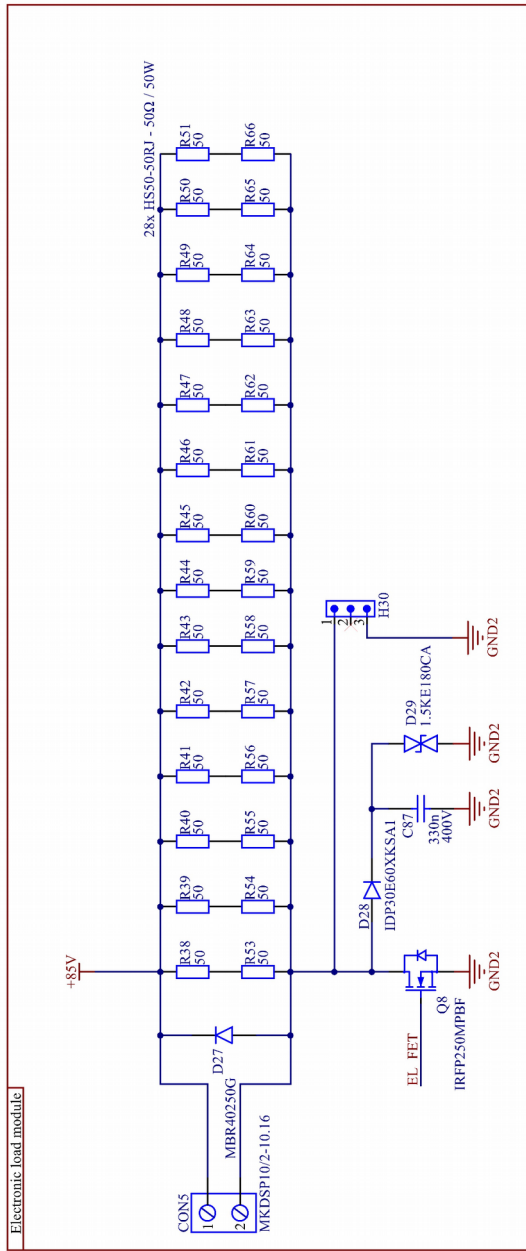
Title: Two-quadrant DC/DC converter	
Project: dp2017v1.PrjPCB	Size: A4
Author: Ondřej Dostál	Revision: ver0.5
Date: 14.05.2018	Time: 1:18:59
Notes:	Sheet 7 of 14

4

3

2

1

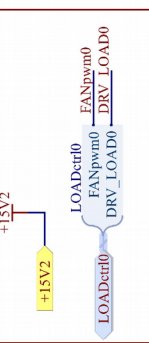
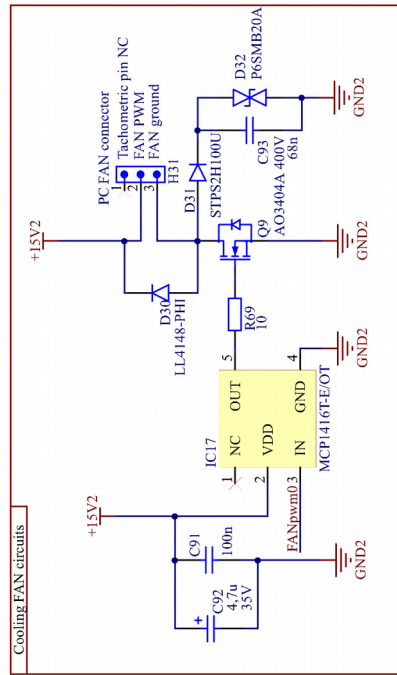
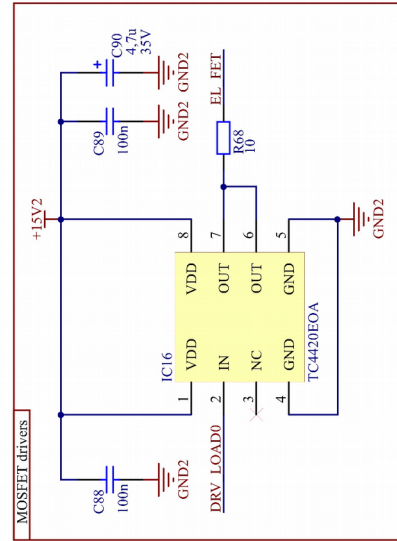


A

B

A

B



C

D

C

D

Title: Electronic load

Project: dp2017v1.PrijPCB Size A4

Author: Ondřej Dostál Revision: ver0.1

Date: 14.05.2018 Time: 1:18:59 Sheet 8 of 14

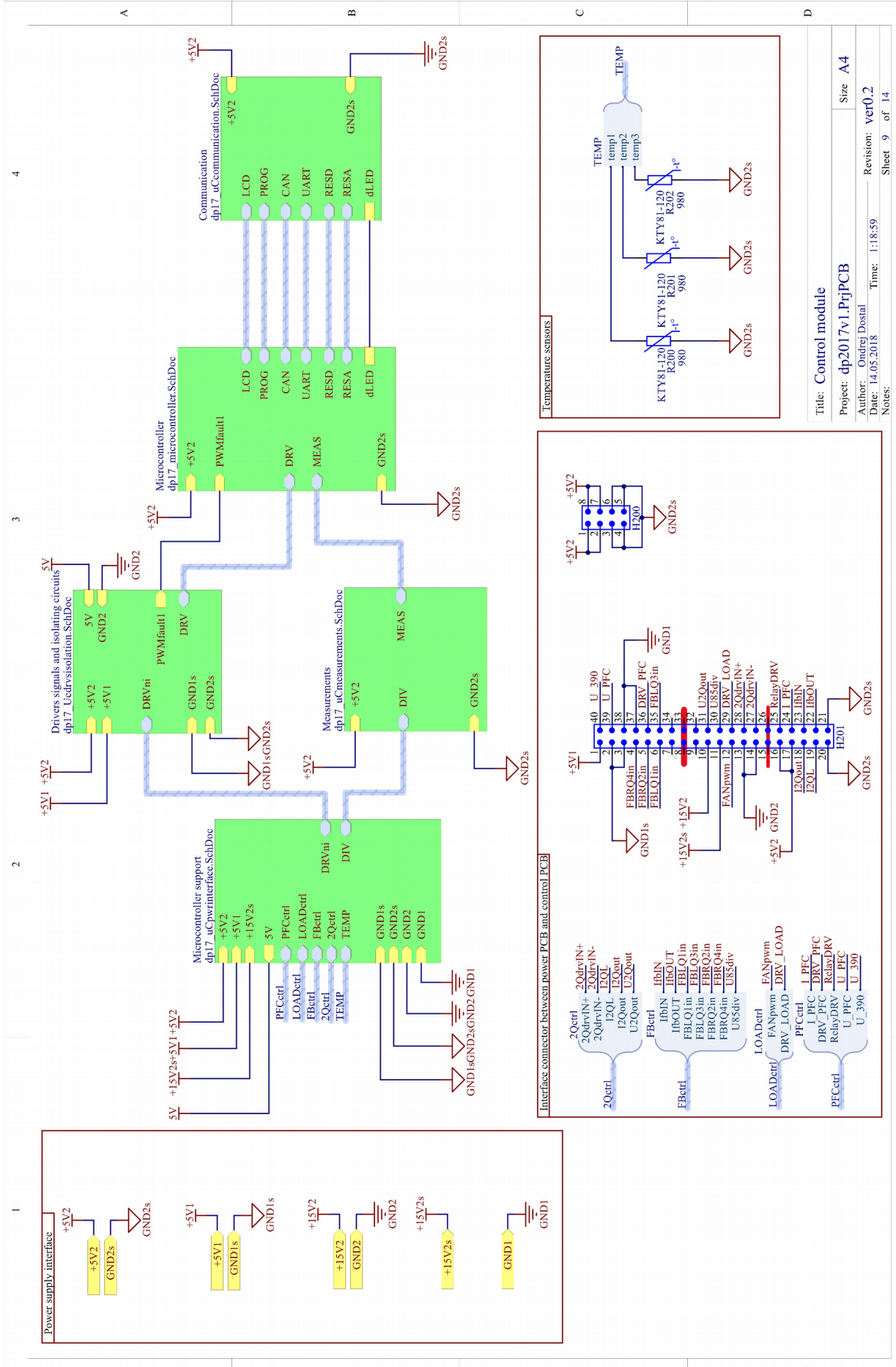
Notes:

4

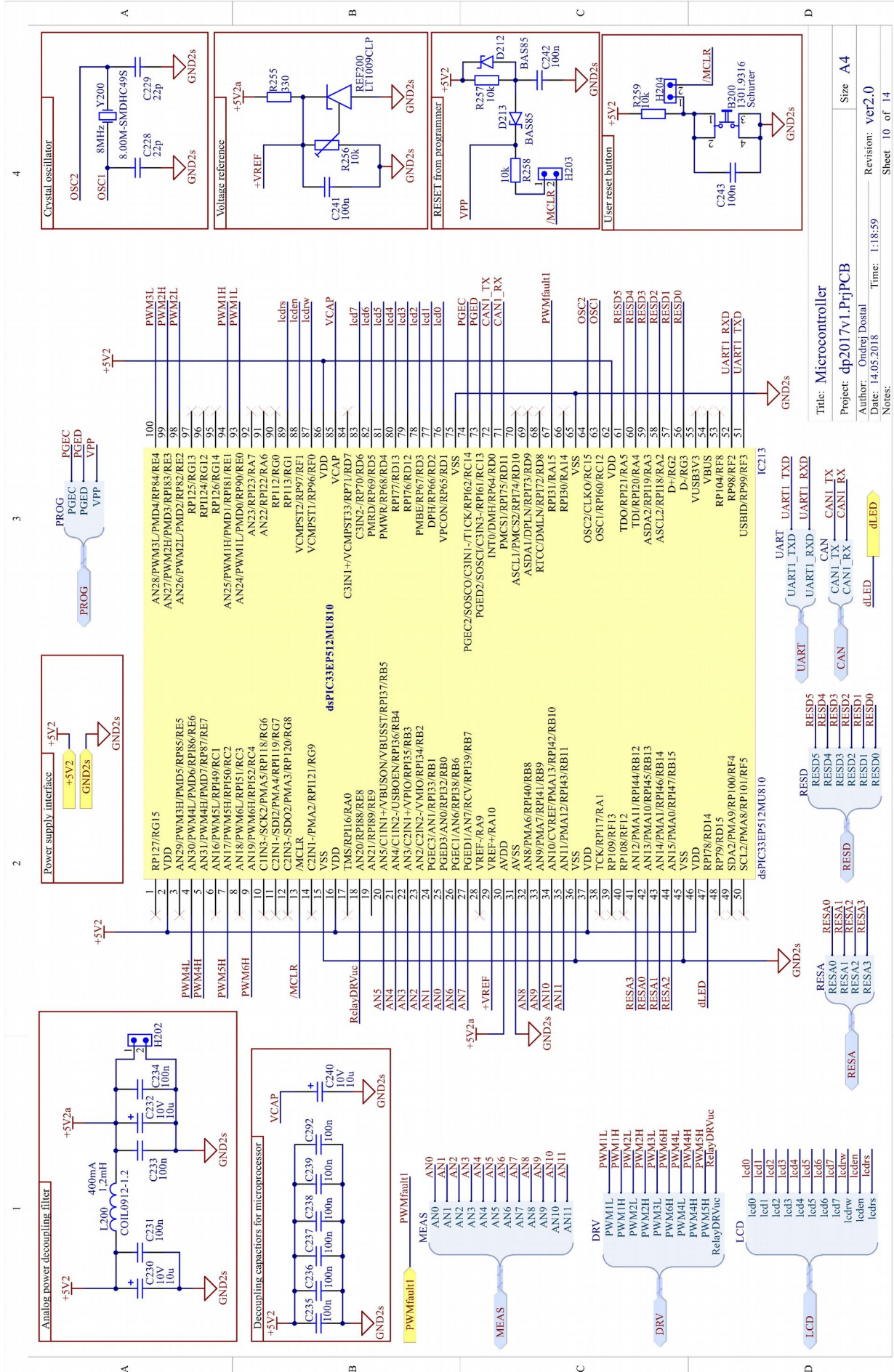
3

2

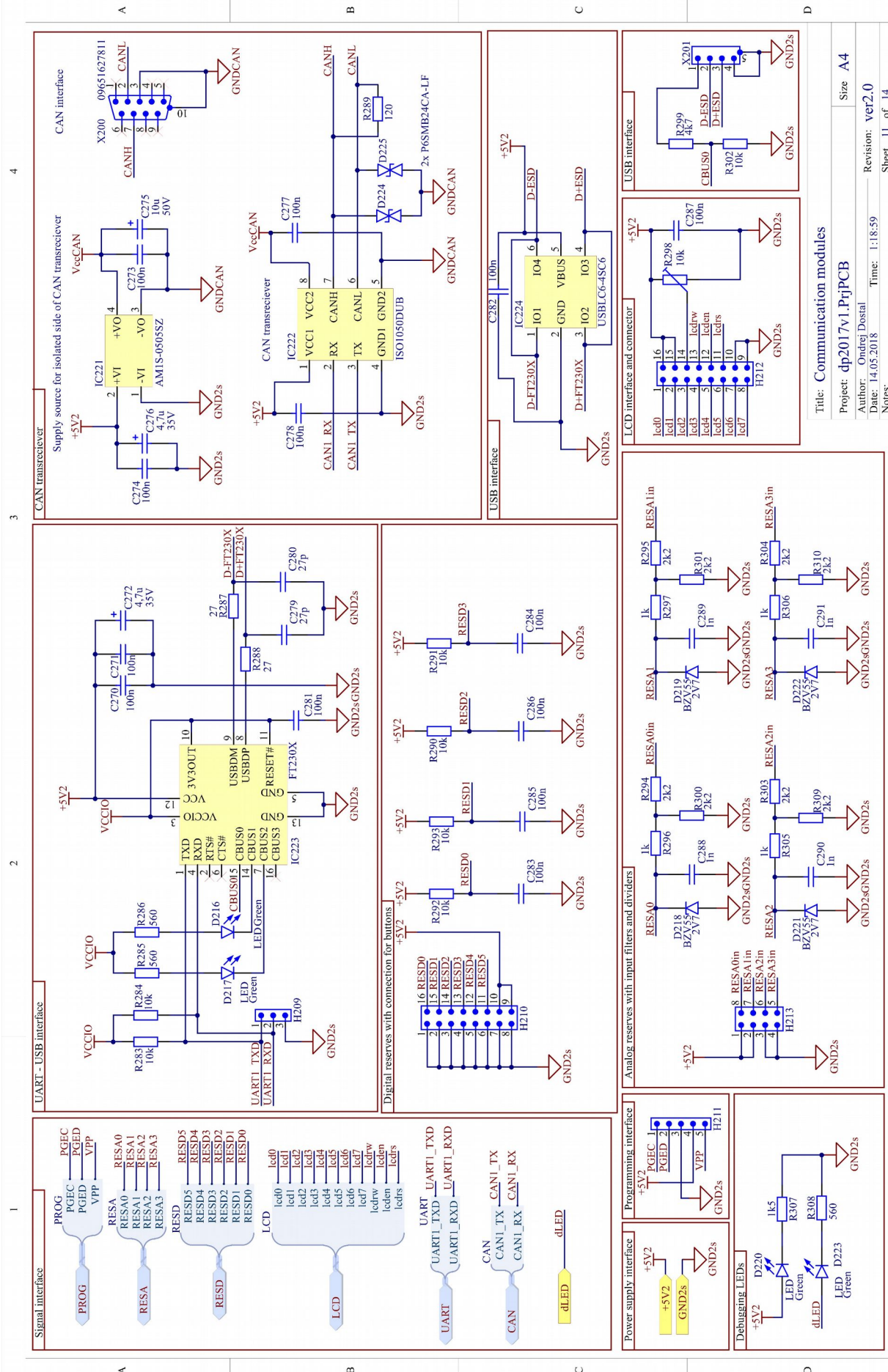
1

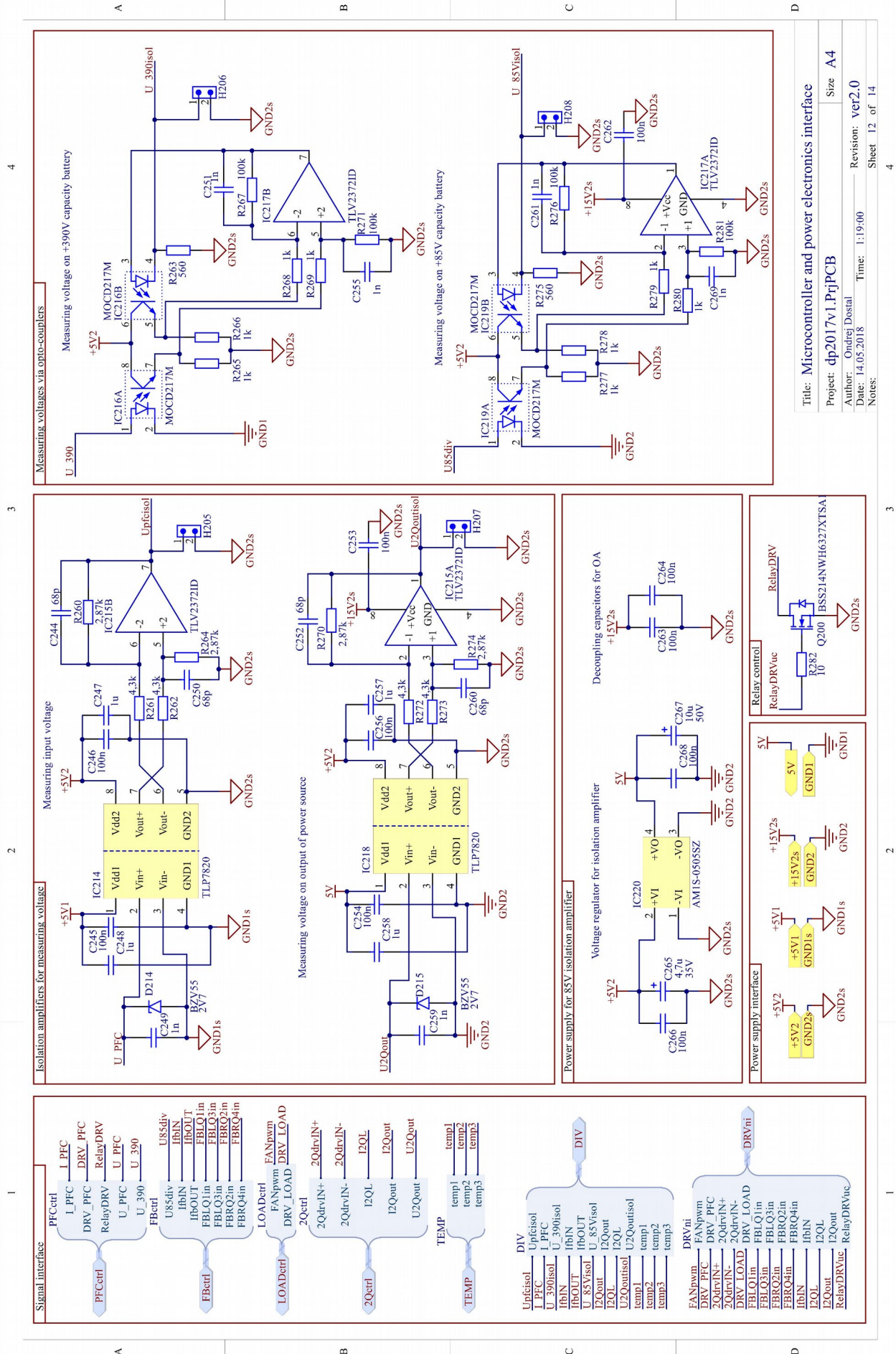


Title: Control module		Size: A4
Project: dp2017v1.PrjPCB		Revision: ver0.2
Author: Ondřej Dostál		Time: 1:18:59
Date: 14.05.2018		Sheet 9 of 14
Notes:		



Title: Microcontroller
 Project: dp2017v1.PrtjPCB
 Author: Ondřej Dostál
 Date: 14.05.2018
 Time: 1:18:59
 Revision: ver2.0
 Sheet 10 of 14



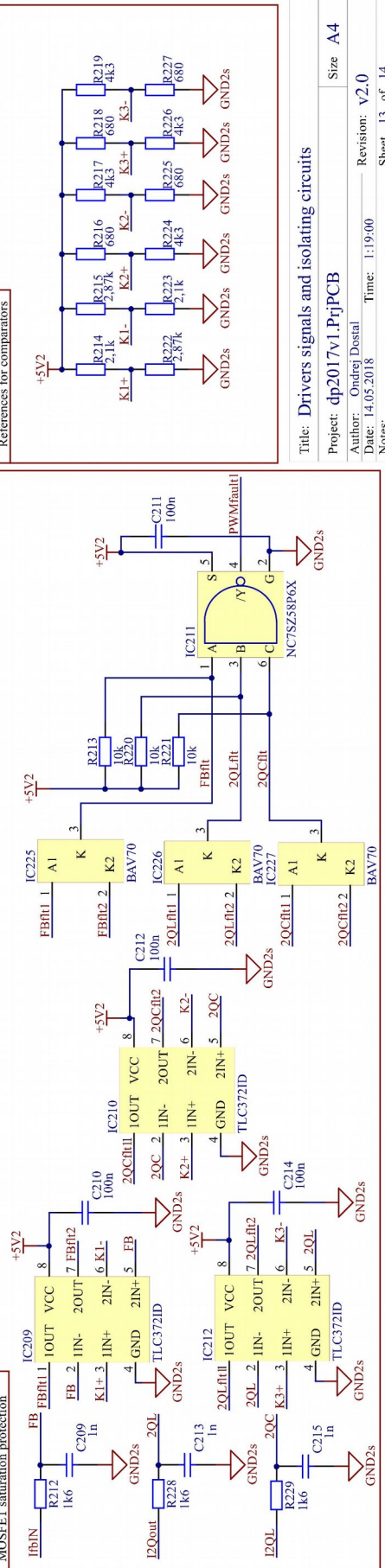
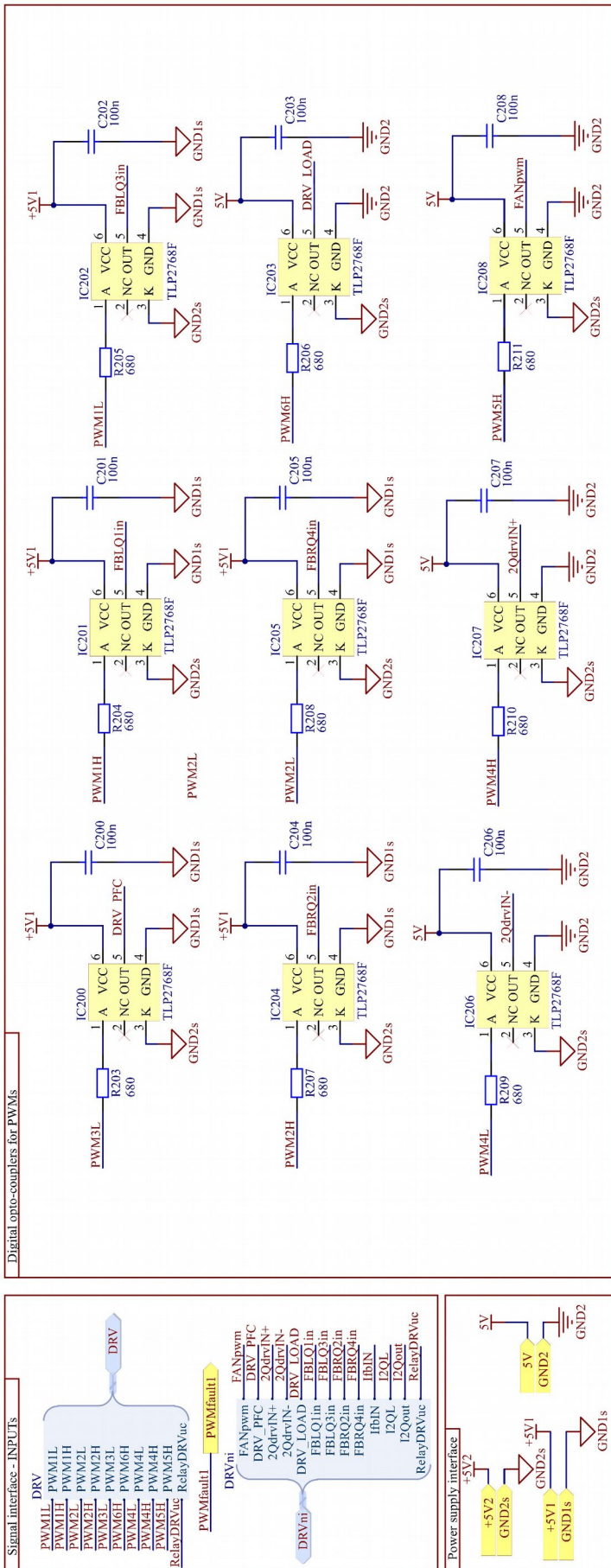


4

3

2

1



Title: Drivers signals and isolating circuits

Size A4

Author: Ondřej Dostál

Revision: V2.0

Date: 14.05.2018

Time: 1:19:00

Sheet 13 of 14

4

3

2

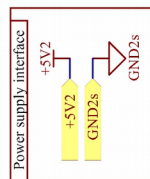
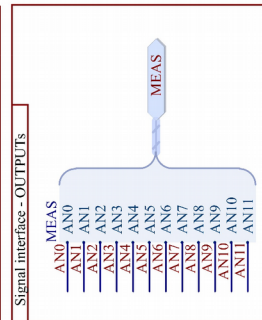
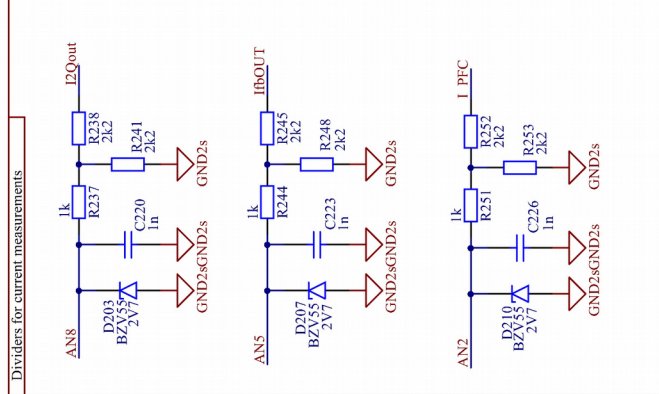
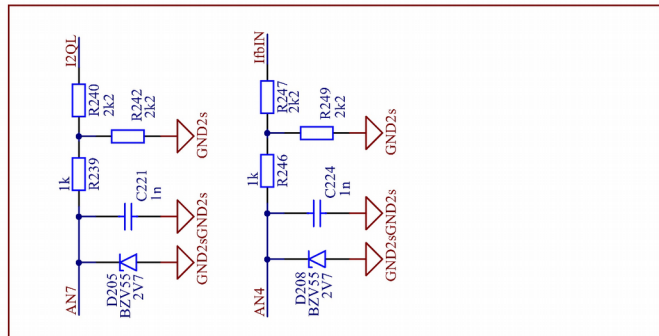
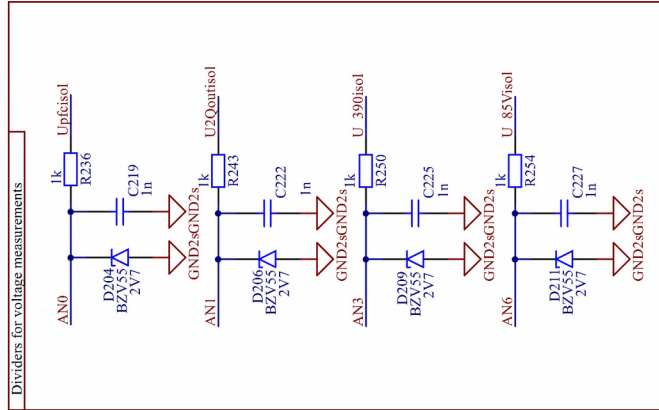
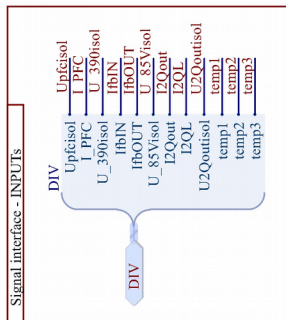
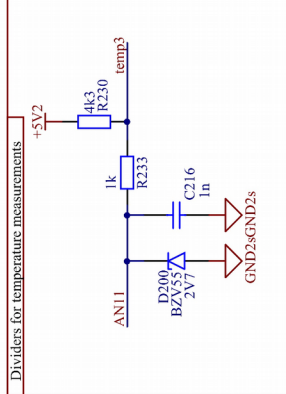
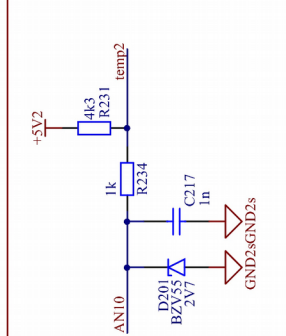
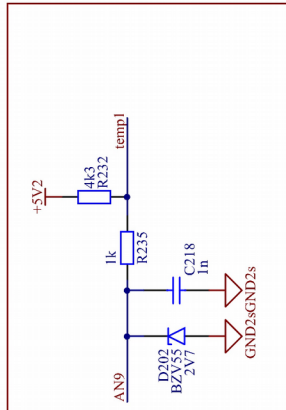
1

4

3

2

1



1

A

B

C

D

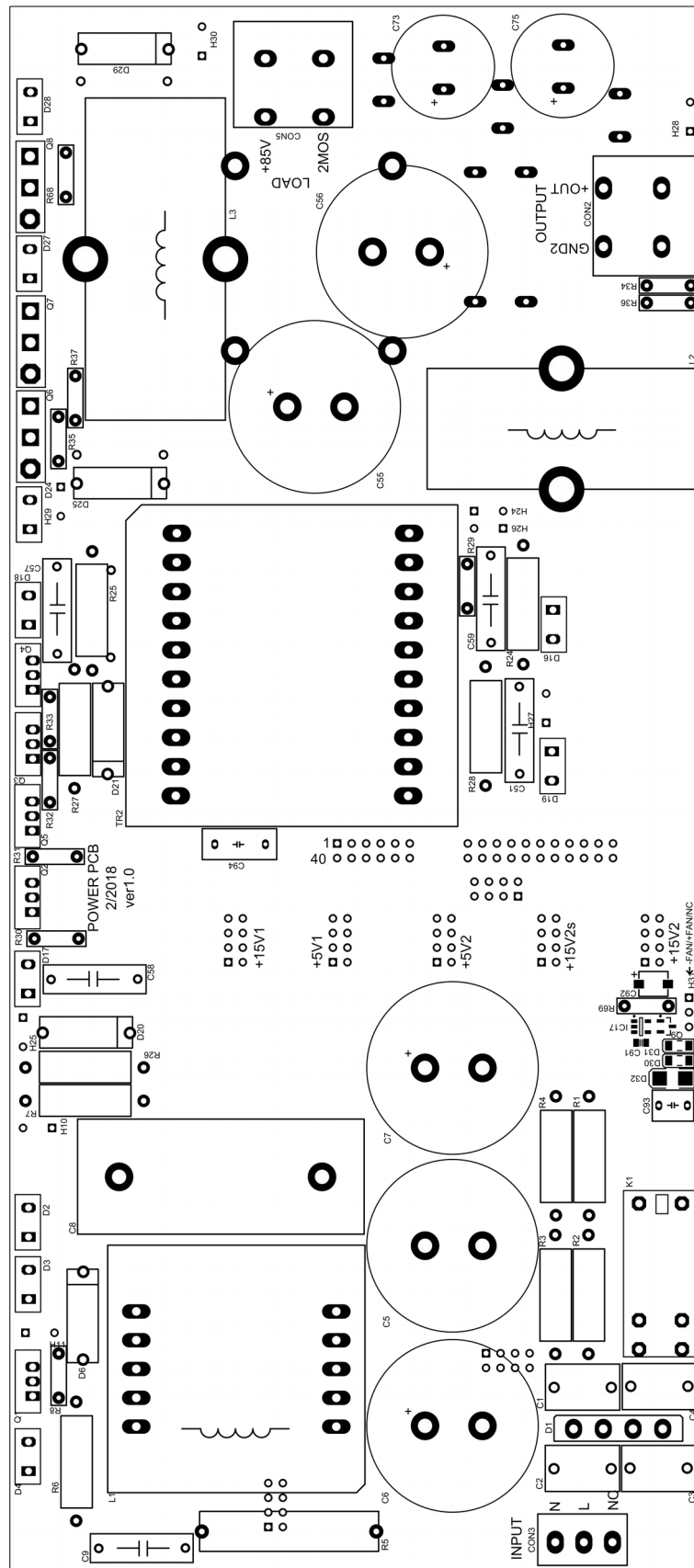
Title: Measurements	
Project: dp2017v1.PrjPCB	Size: A4
Author: Ondřej Dostál	Revision: v0.1
Date: 14.05.2018	Time: 1:19:00
Notes:	Sheet 14 of 14

3

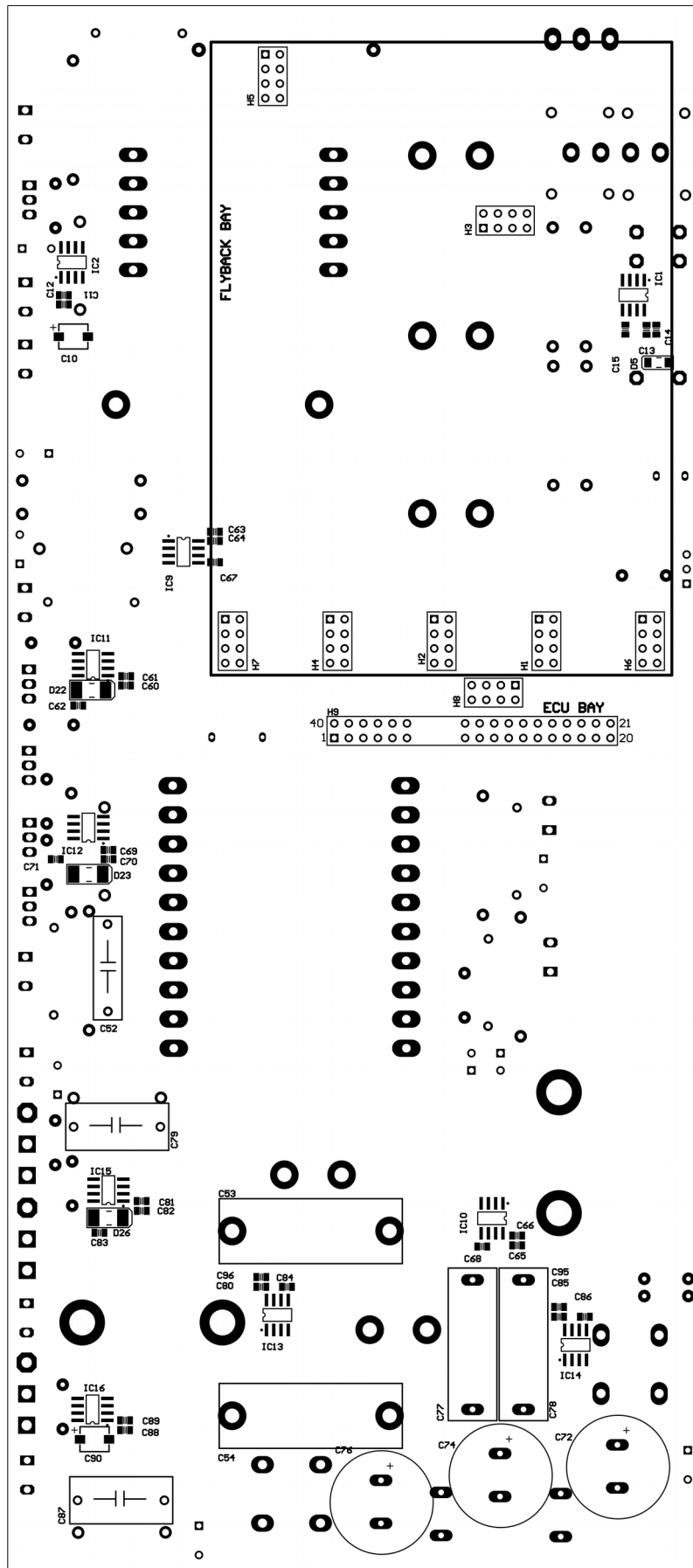
2

1

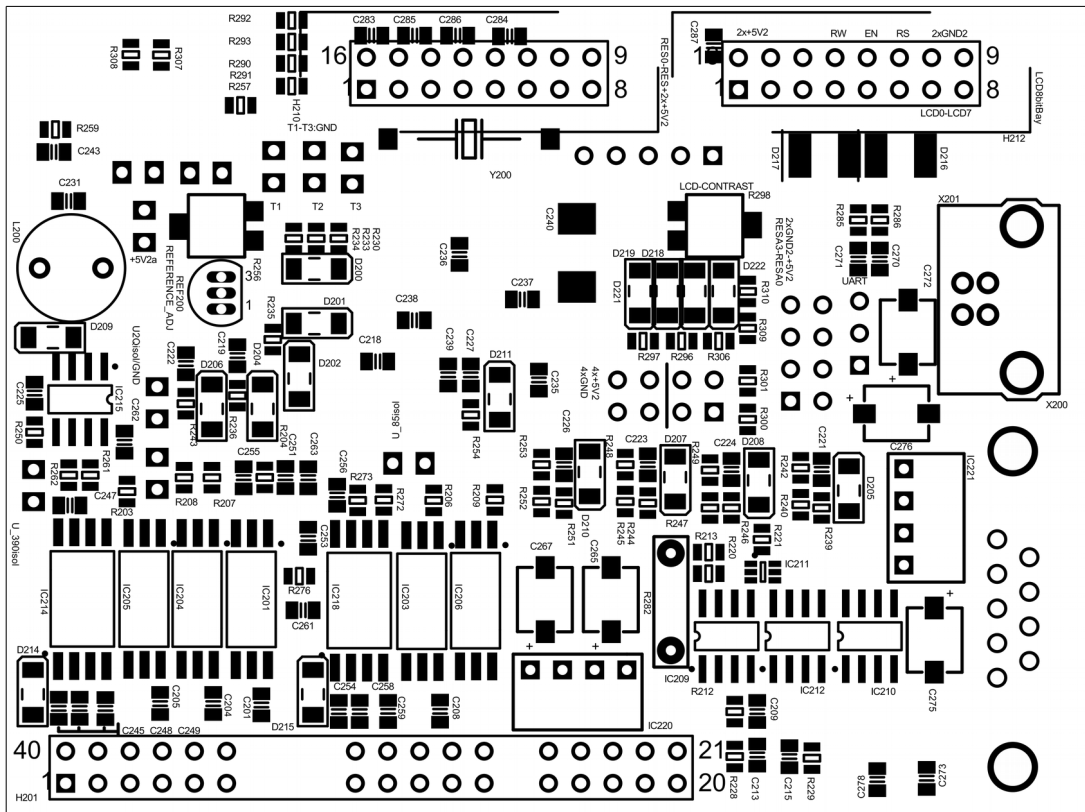
Příloha C – Osazovací plány jednotlivých DPS



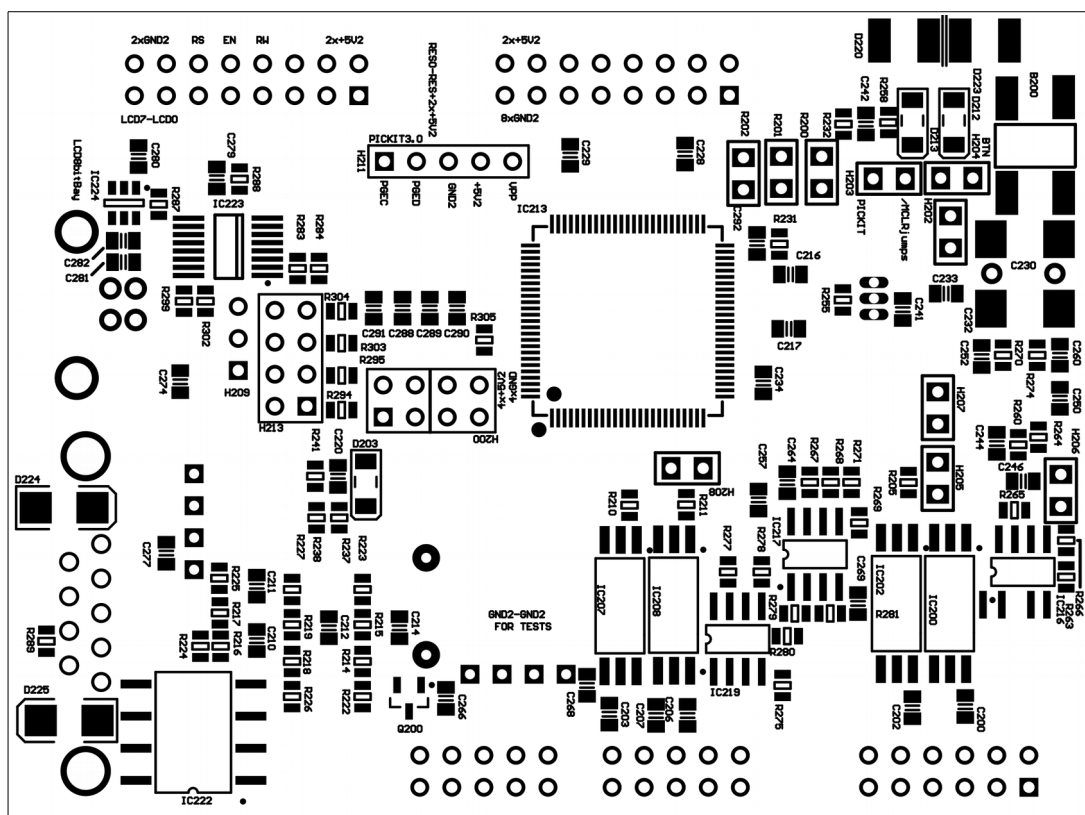
Obr. A: Osazovací plán horní vrstvy výkonové DPS (TOP)



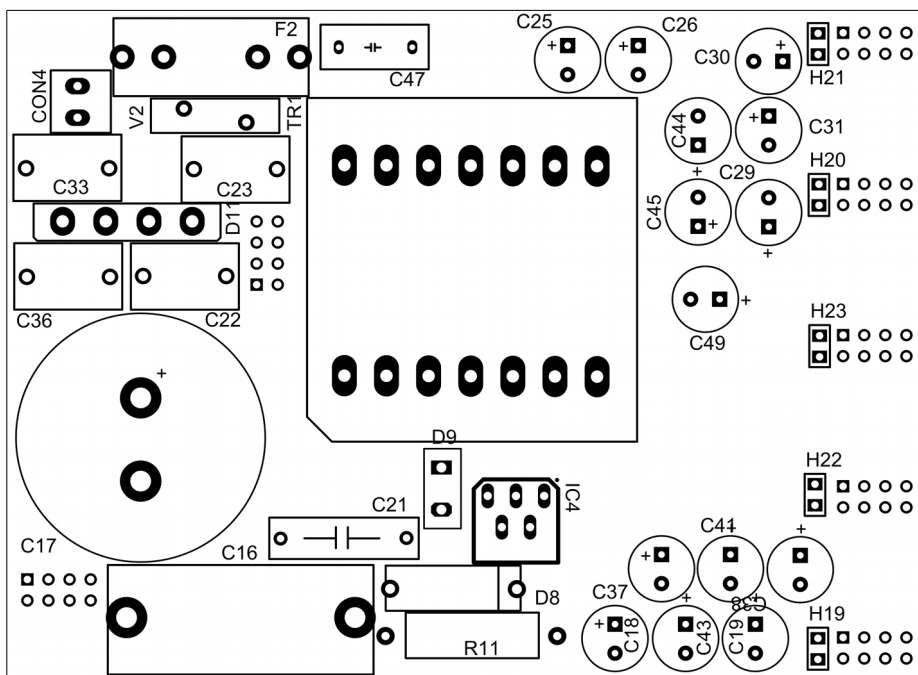
Obr. B: Osazovací plán spodní vrstvy výkonové DPS (BOT)



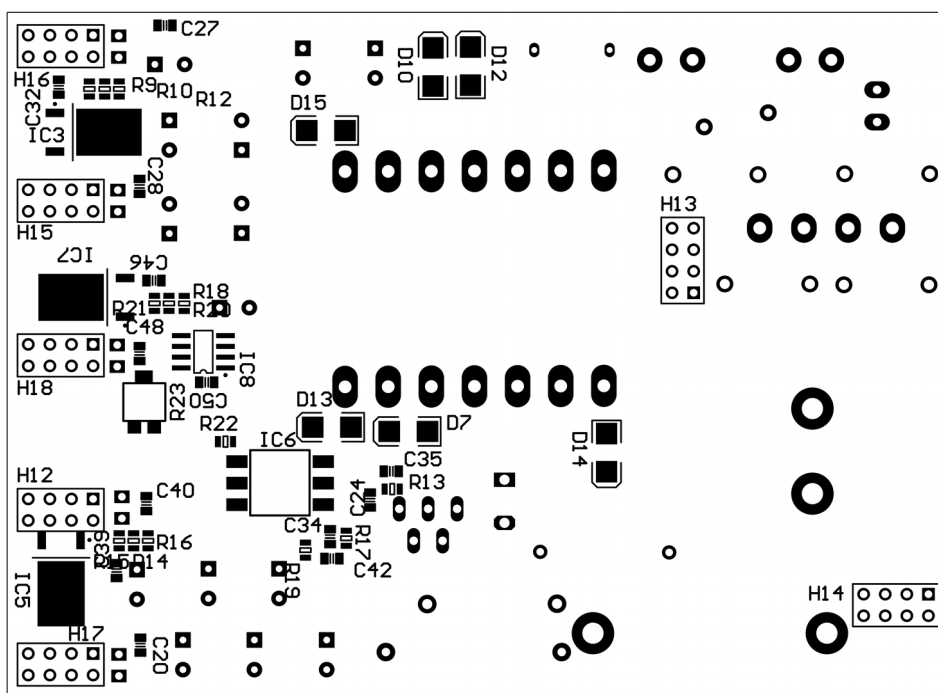
Obr. C: Osazovací plán řídicí DPS – horní vrstva (TOP)



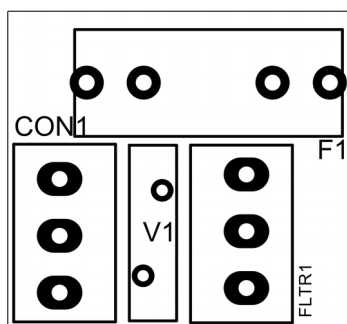
Obr. D: Osazovací plán řídicí DPS – spodní vrstva (BOT)



Obr. E: Osazovací plán DPS pomocného zdroje – horní vrstva (TOP)

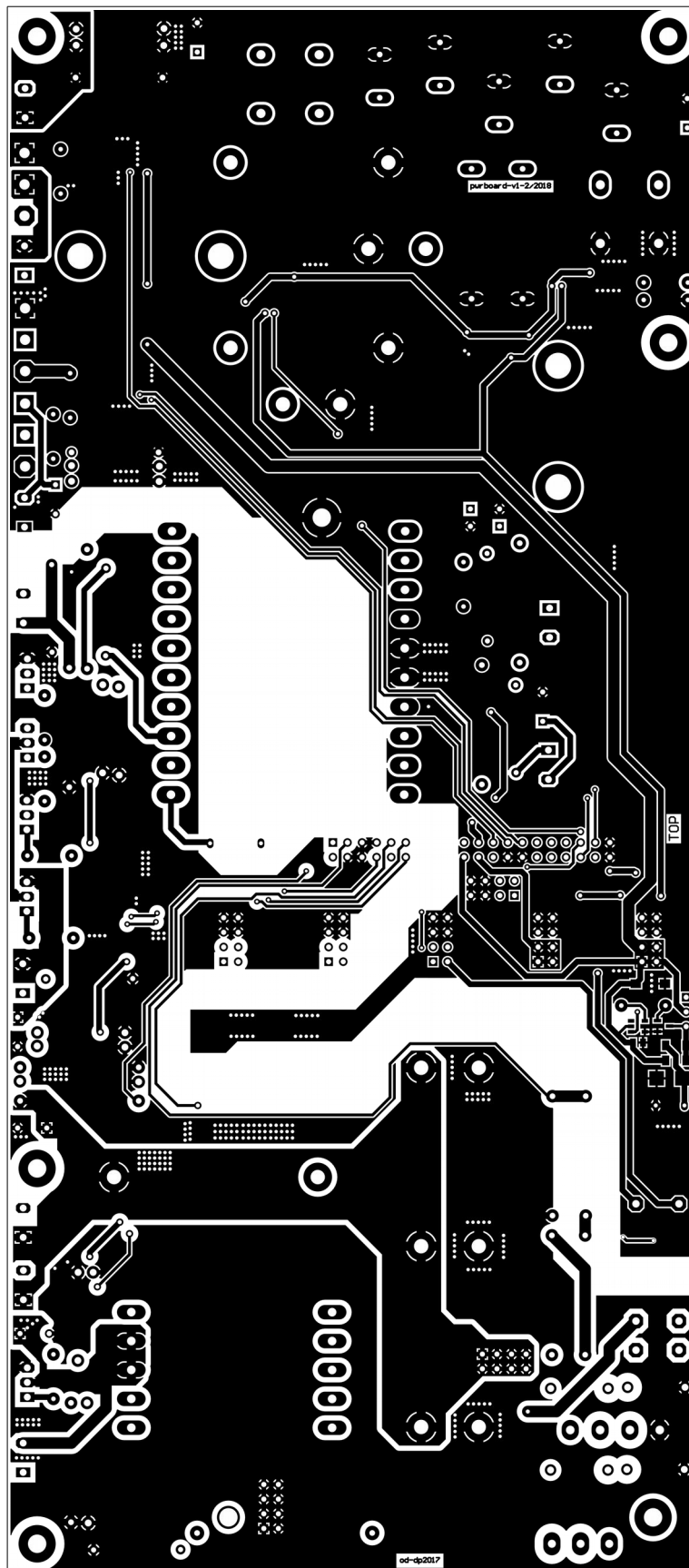


Obr. F: Osazovací plán DPS pomocného zdroje - spodní vrstva (BOT)

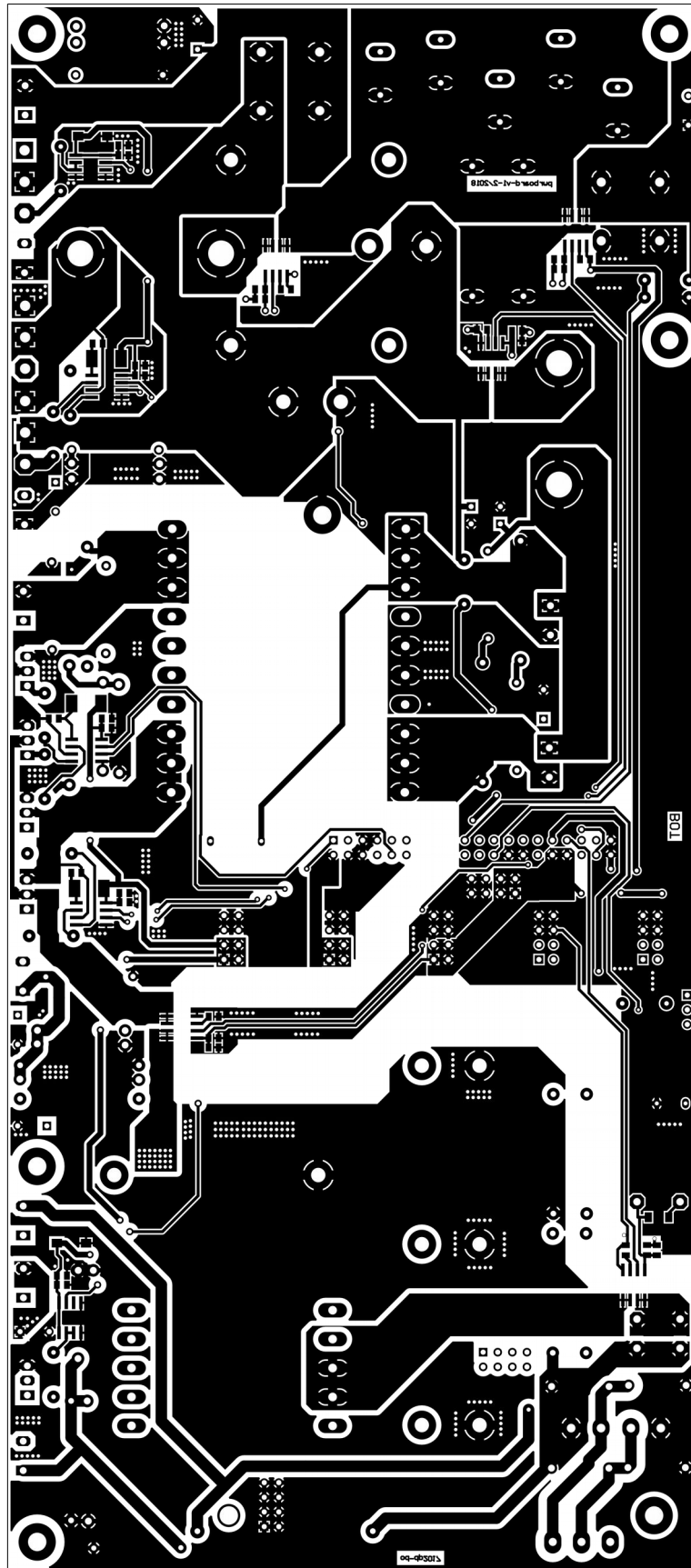


Obr. G: Osazovací plán vstupního modulu

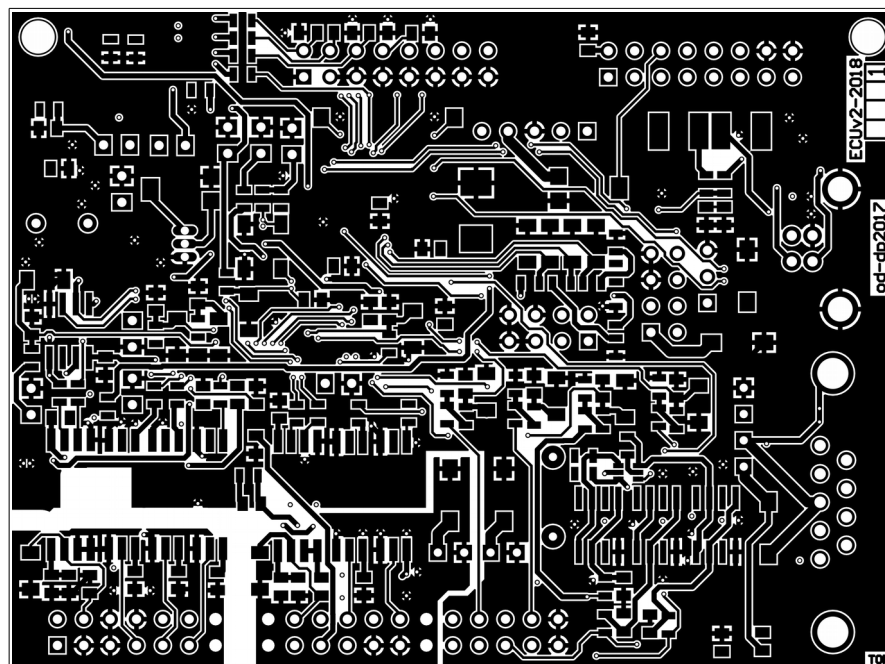
Příloha D – Motivy navržených DPS



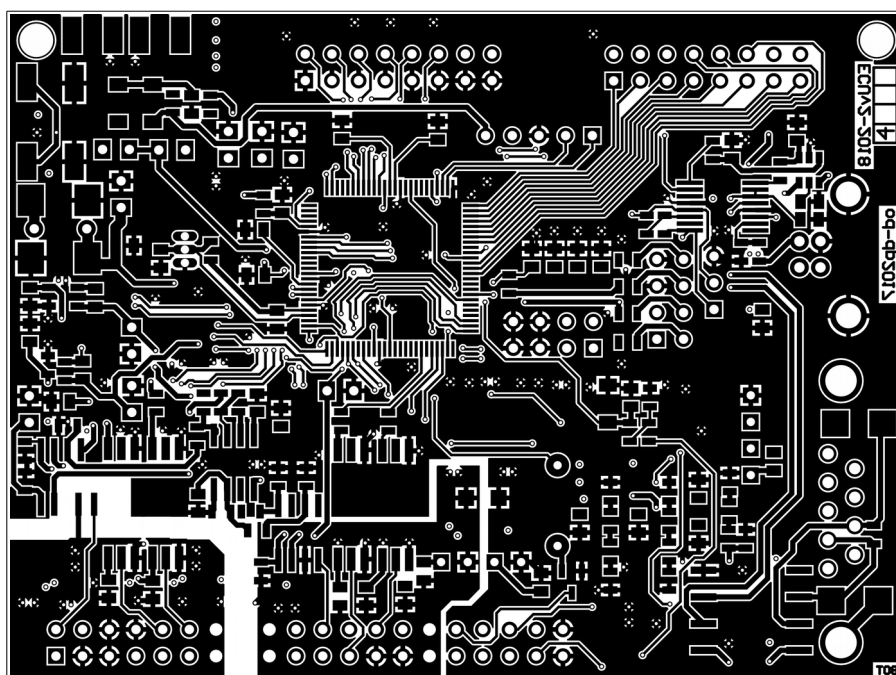
Obr. H: Motivy výkonové DPS - vrchní vrstva TOP



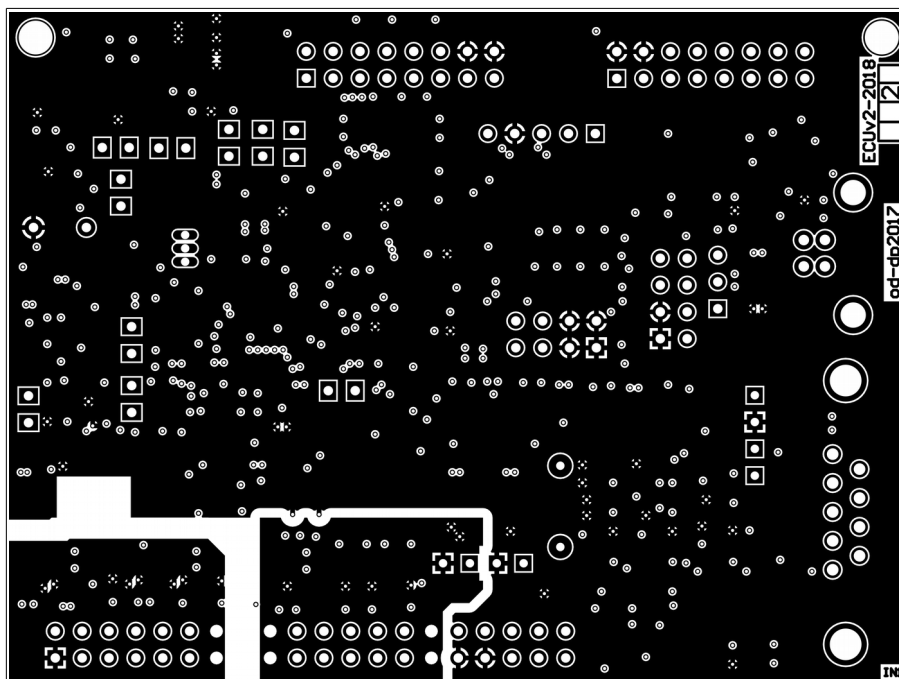
Obr. 1: Motiv spodní vrstvy výkonové DPS (BOT)



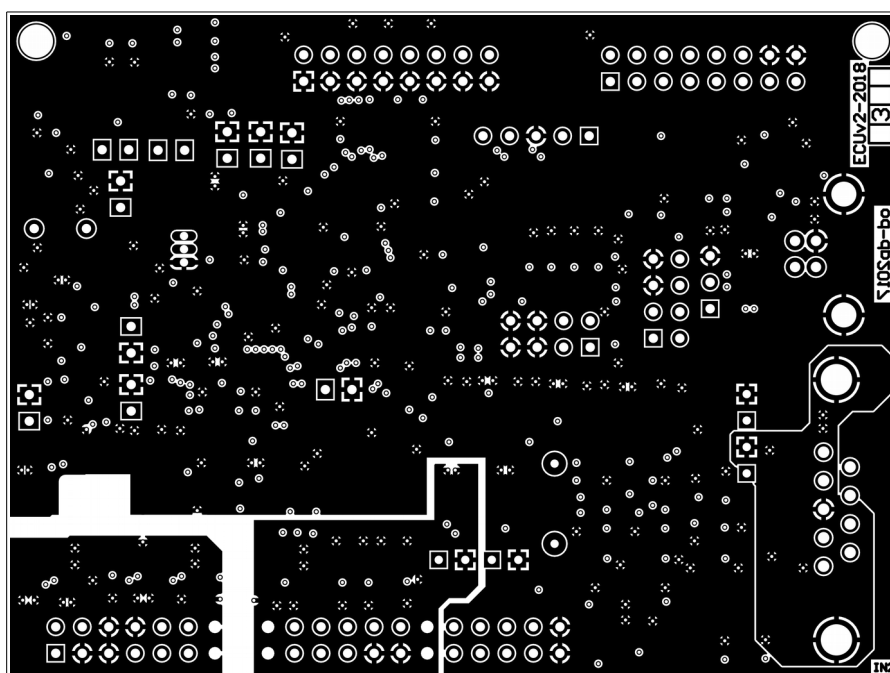
Obr. J: Motiv vrchní vrstvy řídicí DPS (TOP – vrstva 1)



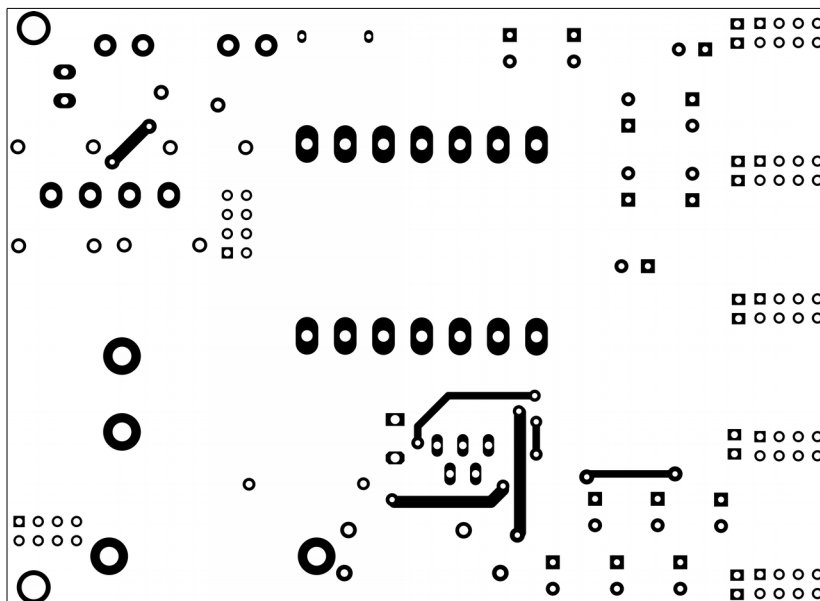
Obr. K: Motiv spodní vrstvy řídicí DPS (BOT – vrstva 4)



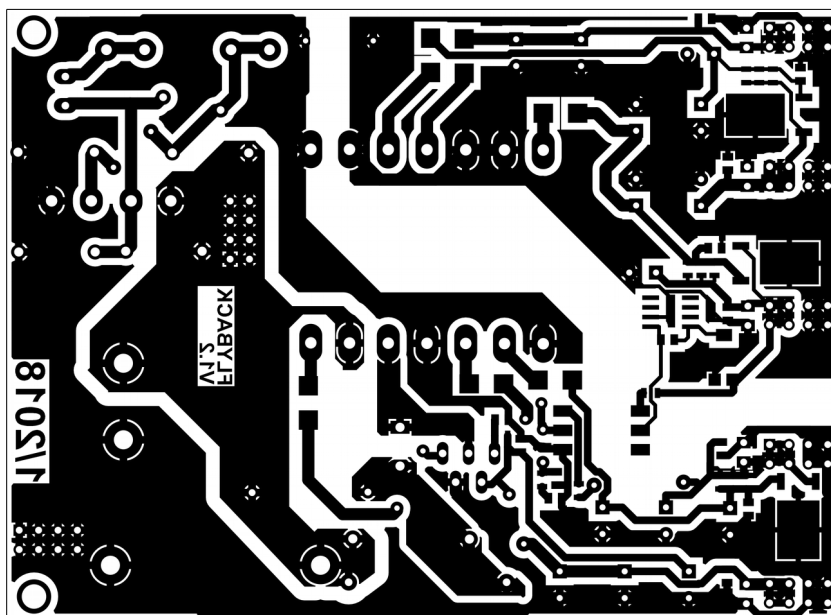
Obr. L: Motiv prostřední vrstvy s potenciálem 5V řídicí DPS (M1 – vrstva 2)



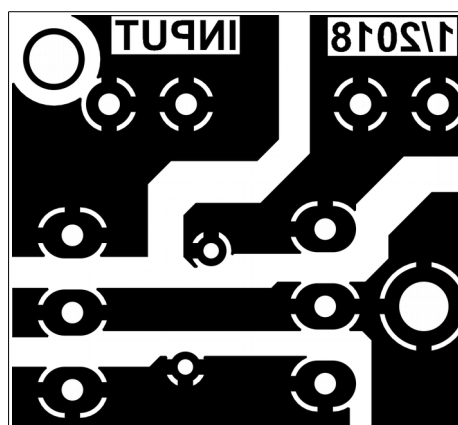
Obr. M: Motiv prostřední vrstvy s potenciálem GND řídicí DPS (M2 – vrstva 3)



Obr. N: Motiv vrchní vrstvy DPS pomocného zdroje (TOP)



Obr. O: Motiv spodní vrstvy DPS pomocného zdroje (BOT)



Obr. P: Motiv spodní vrstvy DPS vstupního modulu (BOT)

Příloha E – Kompletní seznam součástek

Součástka	Hodnota	Objednací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
B200		1301.9316	TME	1301.9316	1
C1, C2, C3, C4, C22, C23, C33, C36	10n	MKP-X1-10N	TME	10nX1	8
C5, C6, C7, C17	470u	PG2S471M ND3051	TME	470uF420V	4
C8	4,7u	R75PW4470 4030J	TME	4,7u630V	1
C9, C21, C51, C52, C57, C58, C59	10n	R75RI21004 030J, 1679323	TME	10n1k2V	7
C10, C90, C92, C265, C272, C276	4,7u	UCB1V4R7 MCL1GS	TME	4,7u35V	6
C11, C12, C13, C14, C20, C24, C27, C28, C32, C39, C40, C46, C48, C50, C61, C63, C64, C65, C66, C70, C80, C82, C85, C88, C89, C91, C95, C96, C97, C200, C201, C202, C203, C204, C205, C206, C207, C208, C210, C211, C212, C214, C231, C233, C234, C235, C236, C237, C238, C239, C241, C242, C243, C245, C246, C253, C254, C256, C262, C263, C264, C266, C268, C270, C271, C273, C274, C277, C278, C281, C282, C283, C284, C285, C286, C287, C292	100n	CL21B104J BCNNC	TME	100n	77
C15, C67, C68, C84, C86, C209, C213, C215, C216, C217, C218, C219, C220, C221, C222, C223, C224, C225, C226, C227, C249, C251, C255, C259, C261, C269, C288, C289, C290, C291	1n	CL21B102K BANNNC	TME	1n	30
C16	2,2u	R46KR4220 40M2M	TME	2,2u560V	1
C18, C19, C25, C26, C29, C30, C31, C37, C38, C41, C43, C44, C45, C49	220u	GT220/35	TME	220u35V	14
C34	22n	CL21B223K BANNNC	TME	22n	1
C35	10n	CL21B103K BANNNC	TME	10n	1

Součástka	Hodnota	Objednáací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
C42, C247, C248, C257, C258	1u	CL21B105K BFNNNG	TME	1u	5
C47, C94	2,2n	MKPY2- 2N2R10	TME	2,2nY2	2
C53, C54	6,8μ	R60IR46805 040K	TME	6,8u250V	2
C55, C56, C98, C99	1500uF	LLS2C152 MELB	TME	1500u160V	4
C60, C69, C81	470n	VJ0805Y47 4KXATW2 BC	TME	470n50V	3
C62, C71, C83	4,7u	GRM31CR7 1H475KA12 L	TME	4,7u50V	3
C72, C73, C74, C75, C76	1000u	UVR2A102 MHD	TME	1000u100V	5
C77, C78	4,7u	MC22-4U7	TME	4u7100V	2
C79, C87	330n	MKP4- 330N/400	TME	330n400V	2
C93	68n	R82MC2680 AA60J	TME	R82MC268 0AA60J	1
C228, C229	22p	CL21C220J BANNNC	TME	22p	2
C230, C232, C240	10u	TAJC106K0 10R	TME	10u10Vtanta 1	3
C244, C250, C252, C260	68p	CL21C680J BANNNC	TME	68p	4
C267, C275	10u	GES054138 04	TME	10u50V	2
C279, C280	27p	CL21C270J BANNNC	TME	27p	2
CON1, CON3		TB-5.0-P- 3P2-GY	TME	TB-5.0-P- 3P2-GY	2
CON2, CON5		MKDSP 10N/ 2- 10,16 1773976	TME	MKDSP10/ 2-10.16	2
CON4		TB-3.8-P- 2P-BL	TME	TB-3.8-P- 2P-BL	1
D1, D11		GBU25M	TME	GBU25M	2
D2, D3		2725744	Farnell	IDH12G65 C5XKSA1	2

Součástka	Hodnota	Objednáací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
D4, D17, D18		BYC15X-600PQ	TME	BYC15X-600PQ	3
D5, D30		LL4148-PHI	TME	LL4148-PHI	2
D6		1.5KE540C A-LF	TME	1.5KE540C A-LF	1
D7, D10, D12, D13, D14, D15		US2D-DIO	TME	US2D-DIO	6
D8		1.5KE180C A	TME	1.5KE180C A	1
D9		UF4007	TME	UF4007	1
D16, D19		1017800	Farnell	RURP3060	2
D20, D21		1.5KE540C A-LF	TME	1.5KE540C A	2
D22, D23, D26		SUF4002-DIO	TME	SUF4002-DIO	3
D24		IDP45E60X KSA1	TME	IDP45E60X KSA1	1
D25, D29		1.5KE180C A	TME	1.5KE150A	2
D27		MBR40250 G	TME	MBR40250 G	1
D28		IDP30E60X KSA1	TME	IDP30E60X KSA1	1
D31		STPS2H100 U	TME	STPS2H100 U	1
D32		P6SMB20A-LF	TME	P6SMB20A-LF	1
D33, D34		GES049001 02	TME	BZX85C12	2
D35		GES049000 51	TME	BZX55C3V 3	1
D200, D201, D202, D203, D204, D205, D206, D207, D208, D209, D210, D211, D214, D215, D218, D219, D221, D222		BZV55-C2V7.115	TME	BZV55-C2V7.115	18
D212, D213		LL103B-DIO	TME	BAS85.115	2
D216, D217, D220, D223		LG T67K-H2K1-24	TME	LG T67K-H2K1-24	4
D224		P6SMB24C A-LF	TME	P6SMB24C A-LF	1
D225		P6SMB24C A-LF	TME	1.5KE540A-E3/54	1

Součástka	Hodnota	Objednací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
F1		0217015.HX P	TME	0217015.H XP	1
F2		ZKT-4A	TME	ZKT-4A	1
FLTR1		X31-2	TME	1-6609037-3	1
H1, H2, H3, H4, H5, H6, H7		ZL202-8G	TME	Header 4x2	7
H8, H12, H13, H14, H15, H16, H17, H18, H200, H213		ZL202-8G	TME	Header 4x2	10
H9		ZL212- 40KG	TME	Header 20x2	1
H10, H11, H24, H25, H26, H27, H28, H29, H30		ZL303-05P	TME	Header 3x1	9
H19, H20, H21, H22, H23, H202, H203, H204, H205, H206, H207, H208		ZL303-05P	TME	Header 2x1	12
H31, H209		ZL303-05P	TME	Header 3x1	2
H201		ZL212- 40KG	TME	Header 20x2	1
H210, H212		ZL231- 16PG	TME	Header 8x2	2
H211		ZL303-05P	TME	Header 5x1	1
IC1, IC9, IC10		ACS712EL CTR30AT	TME	ACS712EL CTR30AT	3
IC2, IC16		TC4420EO A	TME	TC4420EO A	2
IC3		MC78M15B DTG	TME	MC78M15B DTG	1
IC4		VIPER100A -22-E	TME	VIPER100A -22-E	1
IC5, IC7		MC7805CD TG	TME	MC7805CD TG	2
IC6		4N35-300E	TME	4N35-300E	1
IC8		TL431CDT	TME	TL431CDT	1
IC11, IC12, IC15		IRS2106SP BF	TME	IRS2106SP BF	3
IC13, IC14		ACS714LL CTR-50A-T	TME	ACS714LL CTR-50A-T	2
IC17		MCP1416T- E/OT	TME	MCP1416T- E/OT	1

Součástka	Hodnota	Objednací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
IC200, IC201, IC202, IC203, IC204, IC205, IC206, IC207, IC208		TLP2768FD 4-TP.F	TME	TLP2768F	9
IC209, IC210, IC212		TLC372ID	TME	TLC372ID	3
IC211		NC7SZ58P6 X	TME	NC7SZ58P6 X	1
IC213		33EP512M U810-I/PF	TME	dsPIC33EP5 12MU810	1
IC214, IC218		2524354	Farnell	TLP7820	2
IC215, IC217		TLV2372ID	TME	TLV2372ID	2
IC216		MOCD217 M	TME	MOCD217 M	1
IC219		MOCD217 M	TME	MOCD217 M	1
IC220, IC221		AM1S- 0505SZ	TME	AM1S- 0505SZ	2
IC222		ISO1050DU B	TME	ISO1050DU B	1
IC223		FT230XS-R	TME	FT230X	1
IC224		USBLC6- 4SC6	TME	USBLC6- 4SC6	1
IC225, IC226, IC227		GES049003 13	GES	BAV70	3
K1		G2RL-1A- E-5DC	TME	G2RL-1A- E-5DC	1
L1	68u	DEHF- 42/0.68/13D LA	TME	DEHF- 42/0.68/13D LA	1
L2		DTMSS- 47/0.10/30- V	TME	DTMSS- 47/0.10/30- V	1
L3		DTMSS- 47/0.068/45 V	TME	DTMSS- 47/0.068/45 A	1
L200	1,2mH	COIL0912- 1.2	TME	COIL0912- 1.2	1
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5		1056552	Farnell	SPP20N60S 5	5
Q6, Q7		IRFP90N20 DPBF	TME	IRFP90N20 DPBF	2

Součástka	Hodnota	Objednací číslo		Poznámka	Množství
Q8		IRFP250MP BF	TME	IRFP250MP BF	1
Q9		AO3404A	TME	AO3404A	1
Q200		BSS214NW H6327XTS A1	TME	BSS214NW H6327XTS A1	1
R1	4,7k	MF01SFF47 01A10	TME	4k71W	1
R2, R3	160k	2W-160K- 1%	TME	160k2W	2
R4	470	1W-470R- 1%	TME	470R1W	1
R5	15k	CRL5W- 15K	TME	15k5W	1
R6, R11, R24, R25, R26, R27, R28	330	KNPA2W- 330R, 1565443	TME	330R2W	7
R7	220k	MOF1WS- 220K	TME	220k1W	1
R8, R30, R31, R32, R33, R35, R37, R68, R69, R282	10	M0.6W-10R	TME	10R0,6W	10
R9, R10, R12, R14, R15, R16, R18, R20, R21	0R	RC0805JR- 070R	TME	0R	9
R13	3k9	CRCW0805 3K90FKTA BC	TME	3k9	1
R17	6,2k	SMD0805- 6K2	TME	6,2k	1
R19, R52	10R	2W-10R	TME	5R	2
R22	100	CRCW0805 100KFKTA BC	TME	100R	1
R23, R256, R298	10k	3314G-1- 103E	TME	3314G-1- 103E	3
R29	47k	M0.6W-47K	TME	47k0,6W	1
R34	56k	M0.6W-56K	TME	56k0,6W	1
R36	390	M0.6W- 390R	TME	390R0,6W	1

Součástka	Hodnota	Objednáací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
R38, R39, R40, R41, R42, R43, R44, R45, R46, R47, R48, R49, R50, R51, R53, R54, R55, R56, R57, R58, R59, R60, R61, R62, R63, R64, R65, R66	50	HS50-50RJ	TME	HS50-50RJ	28
R200, R201, R202	980	KTY81-120	TME	KTY81-120	3
R203, R204, R205, R206, R207, R208, R209, R210, R211, R216, R218, R225, R227	680	SMD0805-680R-1%	TME	680R	13
R212, R228, R229	1k6	CRCW0805 1K60FKTA BC	TME	1k6	3
R213, R220, R221, R257, R258, R259, R260, R264, R270, R274, R283, R284, R290, R291, R292, R293, R302	10k	HP05- 10K1%, CRCW0805 2K87FKTA BC	TME	10k	17
R214, R223	2,1k	CRCW0805 2K10FKTA BC	TME	2k1	2
R215, R222	2,87k	CRCW0805 2K87FKTA BC	TME	2k87	2
R217, R219, R224, R226, R230, R231, R232	4k3	CRCW0805 4K30FKTA BC	TME	4k3	7
R233, R234, R235, R236, R237, R239, R243, R244, R246, R250, R251, R254, R265, R266, R268, R269, R277, R278, R279, R280, R296, R297, R305, R306	1k	CRCW0805 1K00FKTA BC	TME	1k	24
R238, R240, R241, R242, R245, R247, R248, R249, R252, R253, R294, R295, R300, R301, R303, R304, R309, R310	2k2	SMD0805- 2K2-1%	TME	2k2	18
R255	330	0805S8F330 0T5E	TME	330R	1
R261, R262, R272, R273	4,3k	CRCW0805 4K30FKTA BC	TME	5k1	4
R263, R275, R285, R286, R308	560	CRCW0805 560RFKTA BC	TME	560R	5
R267, R271, R276, R281	100k	SMD0805- 100K-1%	TME	100k	4

Součástka	Hodnota	Objednací číslo	Distributor	Poznámka	Množství
R287, R288	27	0805S8F270 JT5E	TME	27R	2
R289	120	SMD0805- 120R	TME	120R	1
R299	4k7	SMD0805- 4K7	TME	4k7	1
R307	1k5	SMD0805- 1K5	TME	1k5	1
REF200		9589724	Farnell	LT1009CLP G4	1
TR1		-	-	Flyback	1
TR2		-	-	ETD49	1
V1, V2		2786514	Farnell	TMOV14R P300E	2
X200		0965162781 1	TME	CANON9pi n	1
X201		2112373	Farnell	USB-B-S- RA	1
Y200		8.00M- SMDHC49S	TME	8.00M- SMDHC49S	1