

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Digitálně řízená stejnosměrná elektronická zátěž
s rozhraním USB**

Autor: Bc. Jan Rada

2013

Vedoucí: Ing. Ondřej Pajer

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan RADA**
Osobní číslo: **E11N0085P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Digitálně řízená stejnosměrná elektronická zátěž s rozhraním USB**
Zadávající 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 :


Cílem práce je vytvořit digitálně řízenou elektronickou zátěž o příkonu až 1 kW. Ovládání a monitorování bude zajištěno jak prvky na zátěži, tak i pomocí aplikace na PC přes USB rozhraní. Výsledkem práce by mělo být robustně provedené zařízení, které bude v několika exemplářích nasazeno v laboratořích napájecích zdrojů. Pro potřeby další údržby je vyžadována kompletní výrobní a servisní dokumentace.

1. Vyhledejte a prostudujte zapojení a konstrukce elektronických zátěží.
2. Navrhněte obvodové řešení včetně mechanické konstrukce a zařízení realizujte.
3. Ověřte funkčnost zařízení měřeními při různých provozních stavech.
4. Diskutujte dosažené výsledky a celou práci velmi podrobně popište.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

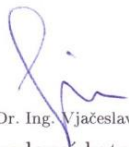
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Ondřej Pajer**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Konzultant diplomové práce: **Ing. Ondřej Pajer**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Datum zadání diplomové práce: **15. října 2012**
Termín odevzdání diplomové práce: **9. května 2013**


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



L.S.


Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí digitálně řízené stejnosměrné elektronické zátěže o příkonu až 1 kW. Nejprve je stručně definován pojem elektronická zátěž, poté následuje samotný návrh a následné simulace pro ověření dosažitelných parametrů. Další kapitola se věnuje vlastní realizaci včetně mechanické konstrukce. Následující část se zabývá stručným popisem firmwaru a možnostmi ovládání zátěže. Měřené parametry jsou uvedeny v šesté kapitole a jejich výsledky jsou diskutovány v závěru práce.

Klíčová slova

Elektronická zátěž, režim konstantního proudu, výkonový tranzistor, regulační smyčka, galvanické oddělení, senzor proudu,

Abstract

This thesis deals with design and construction of digitally controlled electronic DC load with input power to 1 kW. Firstly, the definition of electronic load is explained, secondly design is executed and its functions are checked by the simulations. The next chapter is focused on realization, including the mechanical construction. In addition to it, the simply description of firmware and the control possibilities are mentioned. Chapter six deals with performance measuring and the obtained results are discussed in conclusion.

Key words

Electronic load, constant current mode, power transistor, regulation feedback, galvanic isolation, current sensor,

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

V Plzni dne:

.....

podpis

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval svým rodičům za morální i finanční podporu, poskytovanou po celou dobu studia a dále svému vedoucímu, panu Ing. Ondřeji Pajerovi za skvělé vedení, věcné připomínky a rady při zpracovávání mé Diplomové práce.

Obsah

Seznam zkratk a symbolů.....	10
Úvod	13
1 Pojem elektronická zátěž.....	14
1.1 Typy elektronických zátěží	15
1.1.1 Analogové elektronické zátěže	15
1.1.2 Digitální elektronické zátěže	16
1.2 Komerční elektronické zátěže.....	17
2 Návrh elektronické zátěže	18
2.1 Požadované parametry	18
2.2 Blokové schéma zátěže	19
2.3 Výkonový modul	20
2.3.1 Volba výkonového tranzistoru.....	22
2.3.2 Tranzistor VS-FB180SA10P	24
2.3.3 Hlavní regulační větev + budič MOSFET	26
2.3.4 Měření napětí	27
2.3.5 Měření proudu.....	28
2.3.6 Vypínací obvod výkonových modulů.....	30
2.4 Řídicí modul	31
2.4.1 Volba mikrokontroleru	32
2.4.2 ATmega128 - 16AU	32
2.4.3 Generování referenčního signálu pro komparátor napětí	33
2.4.4 D/A převodník	34
2.4.5 Klávesnice.....	35
2.4.6 LCD displej.....	36
2.4.7 Komunikace s PC přes USB	37
2.5 Chlazení	37
2.5.1 Volba chladiče	38
2.5.2 Volba ventilátorů	39
2.6 Napájecí modul	40
3 Simulace.....	41
3.1 Režim konstantního proudu	41
3.2 Režim konstantního odporu	45
4 Realizace hardware.....	46
4.1 Návrh DPS	46
4.2 Osazení a oživení	46

4.3	Mechanická konstrukce	48
5	Firmware	50
5.1	Ovládání zátěže	50
5.2	Zjednodušený vývojový diagram.....	51
6	Měření.....	52
	Závěr	54
	Seznam literatury a informačních zdrojů	55
	Přílohy.....	1

Seznam zkratk a symbolů

D/A	Převodník digitálního signálu na analogový
A/D	Převodník analogového signálu na digitální
SOA	Oblast bezpečné práce tranzistoru
MOSFET	Unipolární polem řízený tranzistor
OZ	Operační zesilovač
MCU	Mikroprocesorová jednotka
RISC	Redukovaná instrukční sada
EEPROM	Elektricky vymazatelná a programovatelná paměť
SRAM	Statická paměť s náhodným přístupem
ISP	Programování přes sériové rozhraní SPI
SPI	Sériové rozhraní pro komunikaci procesoru s periferiemi
I ² C	Multimasterová počítačová sběrnice
I _D	Proud elektrodou Drain
U _{DS}	Napětí mezi elektrodami Drain - Source
U _{GS}	Napětí mezi elektrodami Gate - Source
VDC	Zdroj stejnosměrného napětí
VPWL	Zdroj pro generování náhodného signálu
LSB	Nejméně významný bit
SMD	Součástka pro povrchovou montáž

Seznam obrázků:

Obr. 1.1: Principiální schéma elektronické zátěže.....	14
Obr. 1.2: Schéma analogové elektronické zátěže [10].....	15
Obr. 1.3: Blokové schéma digitální elektronické zátěže [3].....	16
Obr. 1.4: Ukázka některých typů elektronických zátěží [12], [11]	17
Obr. 2.1: Blokové schéma zátěže	19
Obr. 2.2: Blokové schéma výkonového modulu.....	20
Obr. 2.3: Náhradní schéma MOSFET tranzistoru z hlediska mezelektrodo- vých kapacit.....	20
Obr. 2.4: Zapojení konektoru mezi řídicím a výkonovým modulem	21
Obr. 2.5: SOA křivky [2]	22
Obr. 2.6: Pouzdro SOT-227 (ISOTOP) [17]	23
Obr. 2.7: Zapojení tranzistoru VB180SA10P [4].....	24
Obr. 2.8: SOA křivky pro tranzistor VS - FB180SA10P [4]	25
Obr. 2.9: Výstupní charakteristiky tranzistoru FB180SA10P při 25 °C [4]	25
Obr. 2.10: Hlavní regulační větev s budičem MOSFET tranzistorů.....	26
Obr. 2.11: Měření napětí	27
Obr. 2.12: Obvod měření proudu.....	28
Obr. 2.13: Senzor proudu ACS758 [14].....	29
Obr. 2.14: Typické zapojení senzoru proudu [6].....	29
Obr. 2.15: Vypínací obvod výkonových modulů.....	30
Obr. 2.16: Blokové schéma řídicího modulu	31
Obr. 2.17: ATmega128-16AU v pouzdře TQFP-64 [7]	32
Obr. 2.18: Signál generovaný PWM modulací.....	33
Obr. 2.19: Filtr dolní propust pro generování referenčního napětí	33
Obr. 2.20: Zapojení D/A převodníku	34
Obr. 2.21: Maticová klávesnice [15]	35
Obr. 2.22: Zapojení maticové klávesnice	35
Obr. 2.23: LCD displej 2x16 znaků	36
Obr. 2.24: Zapojení LCD displeje	36
Obr. 2.25: Zapojení obvodu FTDI FT230XS	37
Obr. 2.26: Výpočet tepelného odporu chladiče	38
Obr. 2.27: Zvolený ventilátor SUNON 230V / 120x120 mm [16].....	39
Obr. 2.28: Zapojení napájecího zdroje	40
Obr. 3.1: Simulační schéma režimu konstantního proudu.....	42
Obr. 3.2: Simulace velikosti výstupního proudu	43
Obr. 3.3: Změna výstupního proudu v závislosti na požadavku	43

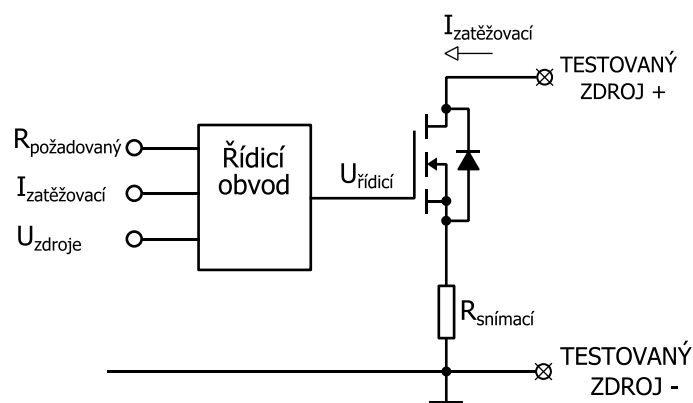
Obr. 3.4: Signál z VPWL generátoru pro testování dynamického režimu zátěže.....	44
Obr. 3.5: Odezva na dynamické změny vstupního signálu	44
Obr. 3.6: Průběh výstupního proudu po korekci frekvenční charakteristiky	45
Obr. 3.7: Velikost zatěžovacího proudu v závislosti na změně vstupního napětí.....	45
Obr. 4.1: Přepočítané hodnoty rezistorů pro měření proudu	47
Obr. 4.2: Rozmístění jednotlivých modulů v konstrukční krabici	48
Obr. 4.3: Přední panel přístroje	49
Obr. 4.4: Zadní panel přístroje	49
Obr. 5.1: Zjednodušený vývojový diagram.....	51
Obr. 6.1: Měření zátěže	52
Obr. 6.2: Závislost dosaženého příkonu zátěže na zatěžovacím proudu při napětí 25 V.....	53

Úvod

Předkládaná diplomová práce se zabývá návrhem a konstrukcí digitálně řízené elektronické zátěže s rozhraním USB. Elektronická zátěž je zařízení využívané při konstrukci a testování napájecích zdrojů. Nahrazuje dříve používané mechanické proměnné odpory, jako jsou reostaty, posuvné odpory, či odporové dekády. V dnešní době již elektronické zátěže zauímají na trhu významnou pozici a nabízejí celou řadu funkcí. Současná nabídka je stručně popsána v první kapitole, kde jsou zmíněny dosahované parametry. Druhá kapitola pojednává o samotném návrhu elektronické zátěže, od blokové koncepce, až po kompletní schéma zapojení. Je zde uveden popis klíčových prvků, jako je výkonový tranzistor, mikrokontroler, D/A převodník a dále je zde uveden princip regulačních smyček. Zátěž nabízí možnost komunikace s PC prostřednictvím USB rozhraní. V této části jsou dále také zmíněny a popsány použité vstupní a výstupní periferie, jako jsou LCD displej a maticová klávesnice. Třetí kapitola je věnována ověření funkčnosti navrženého systému pomocí simulačního softwaru PSPICE. Čtvrtá kapitola se zabývá následnou praktickou realizací, obsahující návrh desek plošných spojů včetně poznatků z oživovacího procesu. Dále je zde také zdokumentována mechanická konstrukce, tedy vestavění zátěže do konstrukční krabice a rozmístění prvků na čelním panelu přístroje. V páté kapitole je stručně popsána struktura řídicího firmwaru zátěže včetně popisu způsobu ovládání zátěže. Předposlední kapitola se zabývá měřením parametrů elektronické zátěže, jehož výsledky jsou podrobně diskutovány v závěru práce spolu s dosahovanými parametry.

1 Pojem elektronická zátěž

Elektronická zátěž je zařízení sloužící k testování zdrojů napětí nebo proudu a objevuje se v mnoha různých praktických realizacích. Zátěž vykazuje vzhledem k připojovanému zdroji určitý odpor, který je možné nastavovat v daném konečném rozmezí pomocí ovládacích prvků na zátěži. Předchůdcem těchto regulovaných zátěží jsou mechanické proměnné odpory, ať už se jedná o reostaty, či odporové dekády. Tato zařízení však nejsou příliš vhodná pro vyšší hodnoty výkonů, kdy by jejich rozměry, váha a cena neúměrně rostly. Proto se přešlo na zátěže využívající polovodičových prvků, konkrétně bipolárních, nebo unipolárních tranzistorů. Rozvoj polovodičové techniky umožňuje konstruovat tyto zátěže pro vysoké hodnoty napětí a proudu při souběžném požadavku na minimální rozměry výsledného zařízení. Značné omezení se zde nachází ve velikosti chladičového prvku, potřebného pro odvedení ztrátového výkonu, který se průchodem regulačního prvku mění na teplo.



Obr. 1.1: Principiální schéma elektronické zátěže

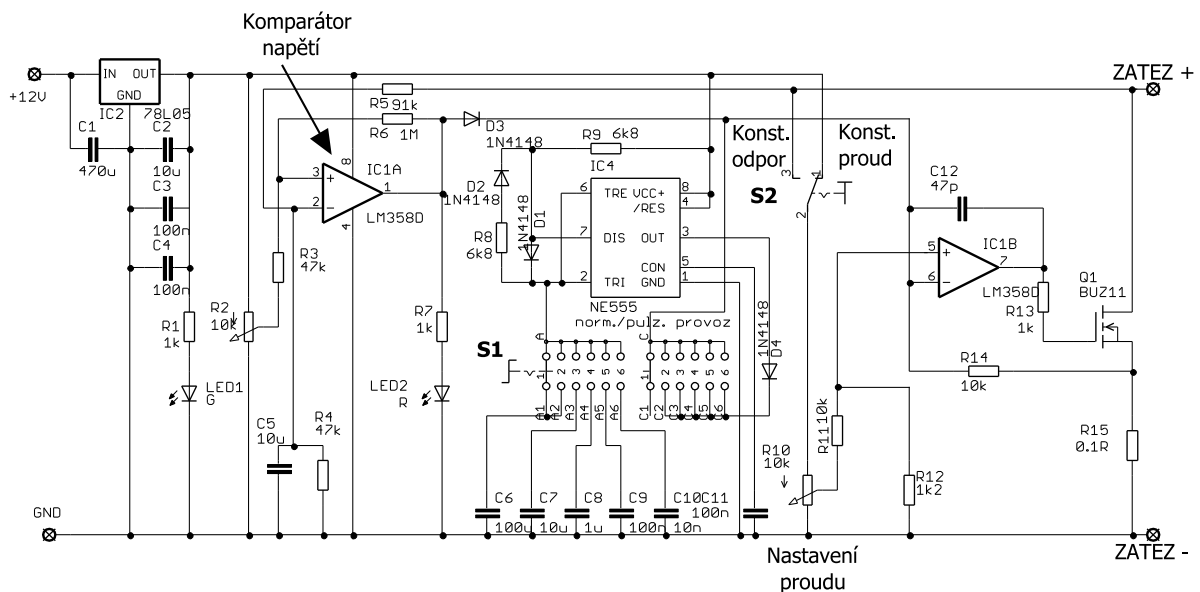
Na Obr. 1.1 se nachází zjednodušené principiální schéma elektronické zátěže, kdy řídicí obvod, který může být reprezentován například operačním zesilovačem (OZ) určuje stupeň otevření regulačního prvku, v tomto případě unipolárního tranzistoru. Tím se mění odpor kanálu R_{DS} a tranzistor je schopen propustit větší proud. Velikost proudu je omezena velikostí snímacího rezistoru. Vstupy řídicího obvodu mohou být: požadovaná hodnota odporu, požadovaná hodnota proudu a informace o skutečné hodnotě zatěžovacího proudu a napětí testovaného zdroje. Například v režimu konstantního odporu, obvod měří napětí zdroje a zatěžovací proud a udržuje jejich konstantní poměr. Pokud naopak zátěž pracuje v režimu konstantního proudu, řídicí obvod pouze snímá hodnotu zatěžovacího proudu a v případě její změny reguluje řídicí napětí tak, aby skutečný proud odpovídal požadavku.

1.1 Typy elektronických zátěží

Zátěže se konstruuji jak pro stejnosměrné, tak pro střídavé veličiny. Nejčastější oblast použití je při konstrukci a testování napájecích zdrojů, DC/DC měničů, autobaterií a ve výkonových aplikacích. Možnosti využití zátěže záleží na jejích parametrech a nabízených funkcích. Elektronické zátěže se dají rozdělit do dvou základních skupin - analogové elektronické zátěže a digitální elektronické zátěže.

1.1.1 Analogové elektronické zátěže

Možností a variant zapojení analogových elektronických zátěží je v dostupných pramenech velké množství. Základní nevýhodou těchto zapojení je, že jsou určeny převážně pro jeden účel a nabízejí často pouze režim konstantního proudu, nebo pouze režim konstantního odporu. Postupným vylepšováním těchto základních zapojení docházelo k zlepšování komfortu ovládání, přibyla možnost přepínání mezi režimy a další funkce. Jedno z těchto zapojení se nachází na Obr. 1.2. Toto zapojení bylo zveřejněno na internetových stránkách [10]. Jedná se o amatérský návrh, vycházející nejspíše z jiné verze konstrukce.



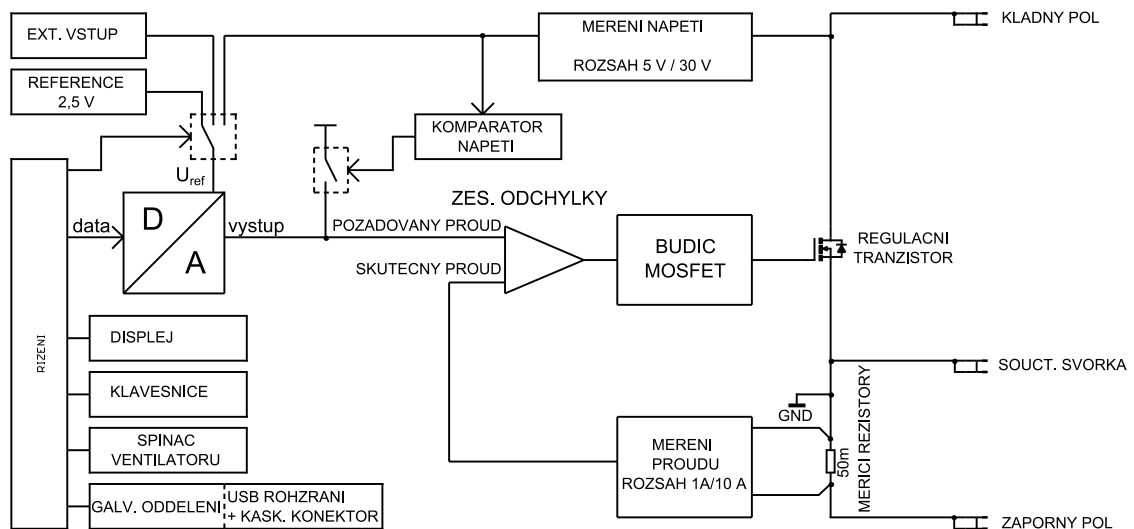
Obr. 1.2: Schéma analogové elektronické zátěže [10]

Tato zátěž může pracovat jak v režimu konstantního odporu, tak v režimu konstantního proudu, což zajišťuje přepínač *S2*. V režimu konstantního odporu je na potenciometr *R10* přivedeno napětí zdroje a zatěžovací proud je tak tomuto napětí přímo úměrný. Změnou hodnoty potenciometru nastavujeme velikost odporu. V režimu konstantního proudu je velikost zatěžovacího proudu nastavena potenciometrem *R10* a pohybuje se v rozsahu 0 až 10 A pro vstupní napětí od 1,2 do 50 V. Pro testování dynamického chování zdroje lze

zatěžovací proud přerušovat impulzy z generátoru, složeného z obvodu časovače *NE 555N* a kondenzátorové sítě. Kmitočet impulzů lze nastavit přepínáním kondenzátorů pomocí přepínače *S1*. Jako výkonový prvek je zde využit unipolární MOSFET tranzistor typu N, který je buzen operačním zesilovačem *IC1B*. Pro možnost vybíjení baterií je ve schématu zařazen komparátor napětí, který porovnává velikost napětí zdroje s hodnotou nastavenou potenciometrem *R2*. Tato zátěž nemá implementován žádný typ ochrany a může tedy snadno dojít ke zničení tranzistoru při překročení výkonu.

1.1.2 Digitální elektronické zátěže

Významným krokem vpřed byla implementace mikrokontroleru do zapojení zátěže, což výrazně rozšiřuje možnosti využití. Mikrokontroler za uživatele řeší nastavení a přepínání rozsahů, ochranu zařízení před přehřátím, či neuváženým požadavkem, dále doplňkové zobrazování měřených údajů na displej a možnost dopočtení dalších veličin, jako jsou výkon a kapacita autobaterií. Další výhodou je možnost implementovat například sériové či USB rozhraní a přes PC ovládat a zároveň monitorovat běh zátěže. Tím přibývá možnost logování hodnot a následné vykreslení grafů, či tabulek měření. Blokové schéma takto řízené zátěže ukazuje Obr. 1.3, jedná se o schéma uvedené v časopise *Praktická elektronika* č. 5/2008, který je dostupný i na internetových stránkách [3].



Obr. 1.3: Blokové schéma digitální elektronické zátěže [3]

V tomto blokovém schématu je znázorněna celá koncepce navrženého zařízení. Jedná se vlastně o zdokonalení analogové zátěže. Kromě bloků zmíněných v kapitole 1.1.1 je tato koncepce doplněna o řídicí mikrokontroler, ke kterému jsou připojeny různé vstupní, či výstupní periférie, a to klávesnice, displej, komunikační rozhraní s USB, které je z důvodu

ochrany PC galvanicky odděleno, dále je doplněna funkce spínání ventilátoru v závislosti na měření teploty a možnost připojení externího generátoru pro režim externí modulace zatěžovacího proudu. O nastavování požadovaného proudu se zde stará D/A převodník s přepínatelným referenčním napětím. Pro režim konstantního proudu je využito reference 2,5 V, při režimu konstantního odporu je na referenční vstup D/A převodníku přiveden signál z bloku měření napětí, odpovídající velikosti napětí připojeného zdroje. Výstup z D/A převodníku jde do zesilovače odchylky, což je vlastně operační zesilovač, který budí výkonový tranzistor. Pro posílení budícího napětí je využit přídatný budič MOSFET tranzistoru.

1.2 Komerční elektronické zátěže

Digitální elektronické zátěže jsou dnes již velmi rozšířené a jejich návrhem a konstrukcí se zabývá už celá řada firem. Tyto zátěže obvykle nabízejí základní režimy práce, tedy konstantní proud a konstantní odpor, přičemž některé navíc nabízejí režim konstantního napětí či konstantního výkonu. Mezi nejznámější patří například firma Agilent Technologies nebo Gwinstek. Pro ilustraci jsou uvedené dva typy komerčních výrobků (Obr. 1.4). Jelikož vnitřní struktura zátěže je neznámá, budou zde zmíněny pouze dosahované parametry a funkce.



Obr. 1.4: Ukázka některých typů elektronických zátěží [12], [11]

Výrobci nabízejí jak zátěže komplexní, tak modulární. Dosahované parametry se samozřejmě s druhem použité koncepce liší. Hodnoty výkonů se pohybují v rozmezí několika set W až několik kW. Na Obr. 1.4 vpravo je elektronická zátěž od firmy GWINSTEK. Jedná se o modulární systém s maximálním výkonem až 1,4 kW. Jsou vyráběny 4 typy modulů pro dosažení různých hodnot výkonů. Zátěž nabízí možnost paralelního řazení a dále tzv. sekvencování, čímž lze spojit více zátěží do výkonnějšího systému o maximálním výkonu 7 kW. Dále nabízí základní typy ochran a to omezení proudu, napětí, teploty a výkonu. Komunikace se zátěží probíhá přes rozhraní USB a RS 232.

2 Návrh elektronické zátěže

Samotnému návrhu elektronické zátěže předcházelo seznámení se s různými typy zátěží, a to jak moderních, tak i již dostupných a praxí ověřených zapojení, převážně ze zdrojů uvedených v pramenech [1], [3], [13]. Nakonec bylo zvoleno zapojení, vycházející ze zdroje [3], který byl uveden v časopise Praktická elektronika č. 5/2008. Zmíněná zátěž využívá koncepcí na jednom plošném spoji, s jedním výkonovým tranzistorem a maximálním příkonem 300W (30 V, 10 A). Tato koncepce ale nebyla pro požadavky této práce vyhovující, jelikož požadavek na výkonovou zatížitelnost je až 1 kW. V realizované zátěži jsou tedy některé části z uvedených odkazů převzaty, některé přepracovány, či nově navrženy.

2.1 Požadované parametry

V zadání této diplomové práce byl z hlediska elektrických parametrů uveden pouze požadavek na maximální výkon zátěže až 1000 W. Dalším požadavkem je schopnost ovládat zařízení jak prvky na zátěži, tak i pomocí PC přes rozhraní USB. Jelikož má být zařízení využito pro školní potřeby, při výuce v laboratořích napájecích zdrojů, měla by být obsahem práce i kompletní výrobní a servisní dokumentace. Základní požadavky je tedy možné shrnout takto:

Vstupní parametry zátěže:

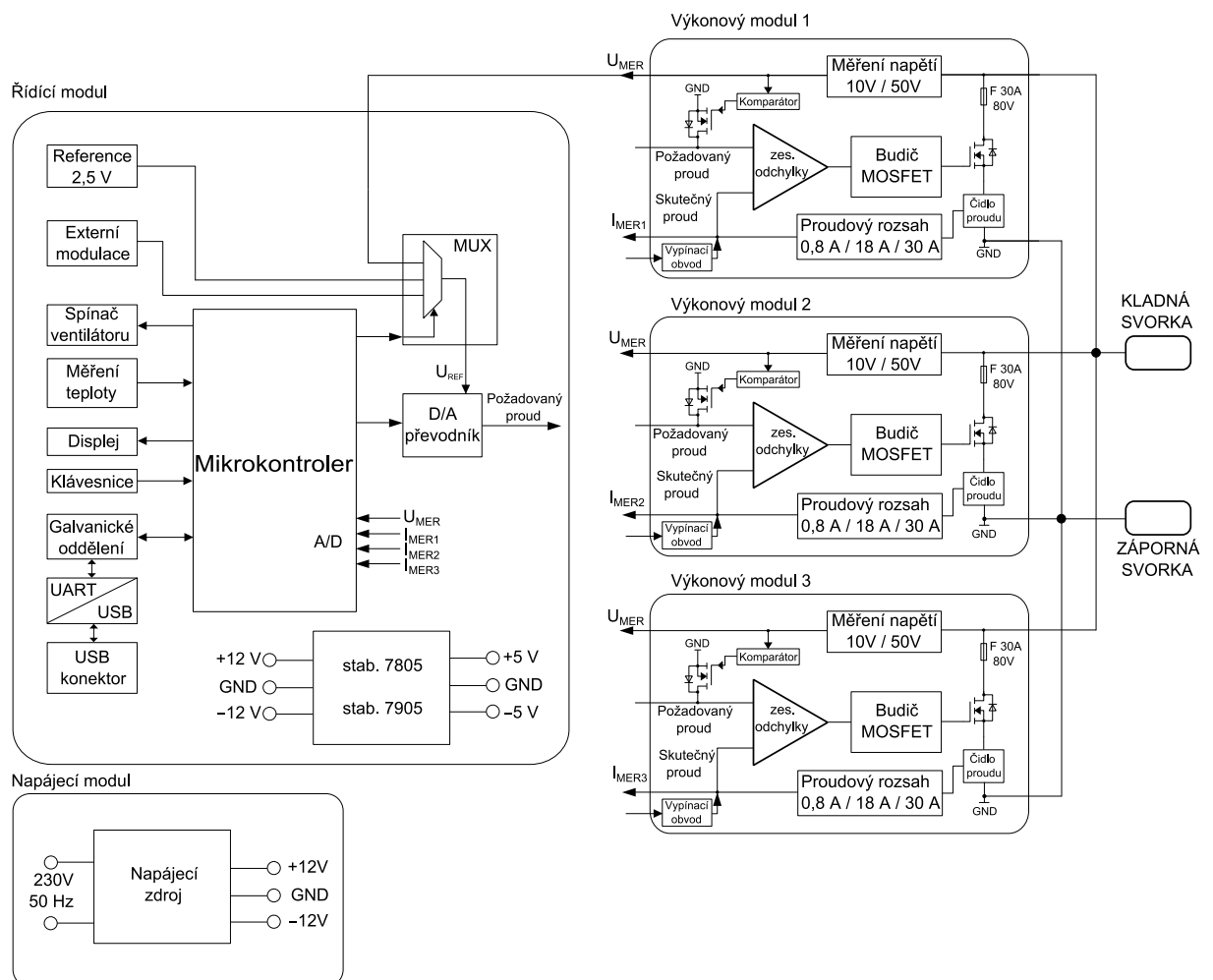
- Maximální vstupní napětí : až 50 V
- Maximální zatěžovací proud : až 90 A
- Maximální zatěžovací výkon: až 1000 W

Další parametry:

- Napájení: 230V / 50Hz
- Tepelná ochrana, aktivní chlazení
- Komunikace s PC: USB - galvanicky odděleno
- Ovládání pomocí klávesnice
- Zobrazování údajů na displej
- Signalizace chyb

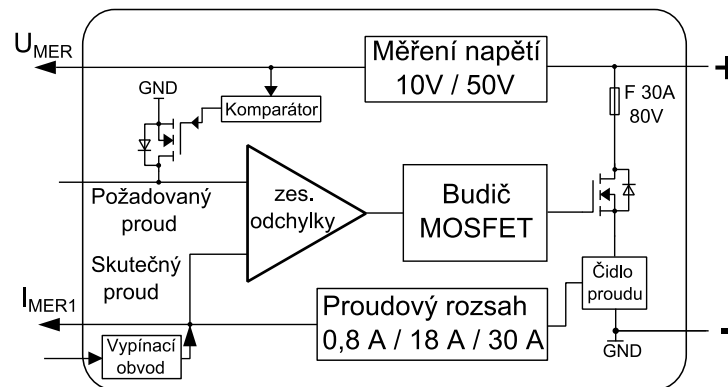
2.2 Blokové schéma zátěže

Na Obr. 2.1 se nachází blokové schéma celé elektronické zátěže, skládající se ze tří hlavních částí, kterými jsou: napájecí část, řídicí (digitální) část a výkonová (analogová část). Napájecí modul generuje ze vstupního střídavého napětí 230 V symetrické stejnosměrné napětí ± 12 V a zem GND, které jsou dále přivedeny na řídicí modul. Zde je toto napětí vedeno k jednotlivým konektorům pro výkonové moduly, ve kterých napájí operační zesilovače a budič MOSFET tranzistorů. Dále je v řídicím modulu toto napětí stabilizováno na ± 5 V, sloužící pro napájení mikrokontroleru a ostatních periférií. Záporné napětí -5 V je použito pouze pro napájení multiplexeru. Oproti koncepci s jedním výkonovým tranzistorem zvolené v [3], je v této diplomové práci využito tří výkonových modulů, viz kapitola 2.3.



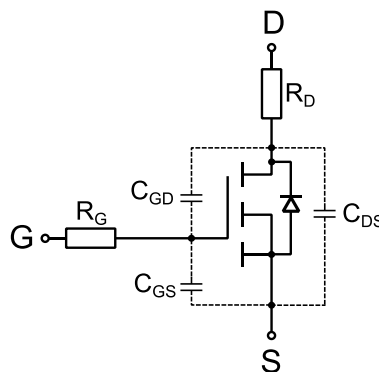
Obr. 2.1: Blokové schéma zátěže

2.3 Výkonový modul



Obr. 2.2: Blokové schéma výkonového modulu

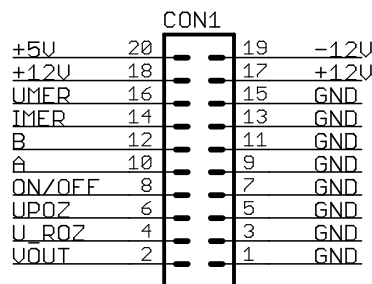
Jednou z možných metod realizace zátěže, která má být schopna zatížit zdroj až jedním kilowattem, by bylo použití koncepce zapojení z [3] s využitím pouhého paralelního spojení výkonových tranzistorů. Tato varianta ovšem způsobí nárůst parazitních mezielektrodoých kapacit výkonového tranzistoru (viz Obr. 2.3), což povede ke zhoršení dynamických vlastností celé zátěže, neboť se tyto kapacity pro úplné sepnutí/rozepnutí musejí nejdříve plně nabít/vybit. Největší vliv na dynamiku výkonového tranzistoru má kapacita C_{GS} , jelikož tranzistor je otvírán a zavírán právě napětím mezi elektrodami GATE a SOURCE (U_{GS}). Daleko větší problém by ale mohl nastat s rovnoměrným rozdělením proudu mezi moduly, to by vyžadovalo připojení vyrovnávacích rezistorů do obvodu SOURCE, které by ale zároveň musely snést zatěžovací výkon. Z tohoto důvodu bylo od této metody ustoupeno a byla zvolena koncepce jeden řídicí modul a několik výkonových modulů (v tomto případě 3). Zde jsou sice tranzistory vzhledem k výstupním svorkám také řazeny paralelně, ale každý tranzistor má svůj vlastní budič a ke sčítání kapacit C_{GS} zde tedy nedochází. Každý tranzistor má navíc svou vlastní regulační smyčku a tím se také zlepšují dynamické vlastnosti zátěže.



Obr. 2.3: Náhradní schéma MOSFET tranzistoru z hlediska mezielektrodoých kapacit

Z hlediska rovnoměrného rozložení výkonu a z důvodu omezení některými parametry výkonových tranzistorů je uvažována výkonová zatížitelnost přibližně 350 W na každý modul, což pro požadované hodnoty napětí a proudu znamená pro 50 V \rightarrow 7A, 10V \rightarrow 35A, respektive 30A, což je uvažovaný maximální proud na modul. Tyto hodnoty by pro speciální výkonové N-MOSFET tranzistory neměly být problém, jejich volba je však velmi důležitou částí návrhu a zabývá se jí kapitola 2.3.1.

Pro řízení výkonového modulu je využito těchto signálů (Obr. 2.4): VOUT, reprezentující výstupní napěťový signál z DA převodníku, a tedy požadavek na zatěžovací proud, dále U_ROZ, který přepíná rozsah měření napětí mezi 10 a 50 V, poté UPOZ, kterým pomocí PWM signálu z mikrokontroleru určujeme minimální napětí zatěžovaného zdroje, při kterém ještě zátěž odebírá požadovaný proud (viz 2.4.3), signál ON/OFF, kterým vypínáme jednotlivé moduly a jako poslední signály A a B, kterými přepínáme rozsah měření proudu. Jako zpětnovazební informace o zatěžovacím proudu a velikosti vstupního napětí pro řídicí modul slouží signály: UMER a IMERn. Každý výkonový modul posílá vlastní informaci o proudu, který jím protéká. Tyto hodnoty jsou poté zpracovány a vyhodnoceny vnitřním A/D převodníkem mikrokontroleru.

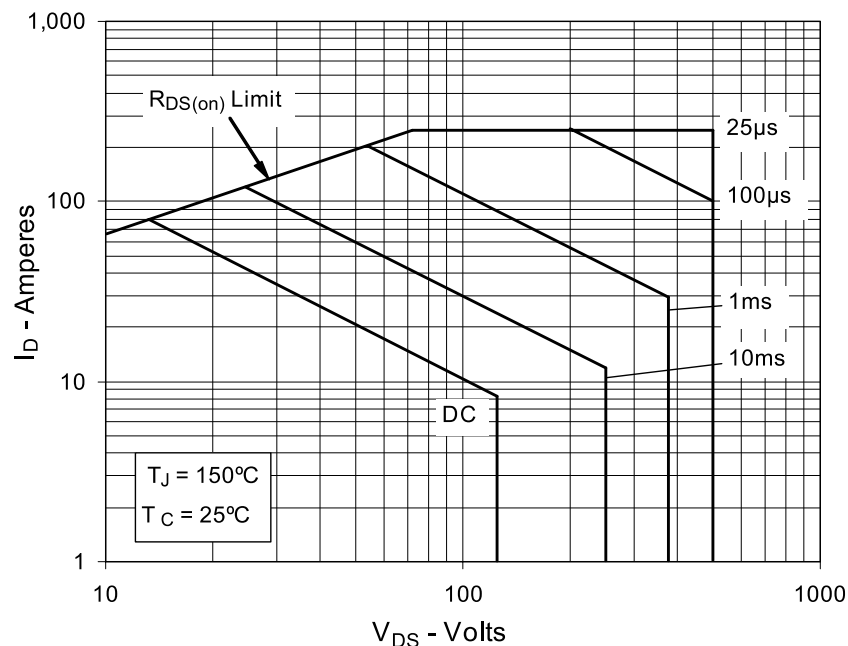


Obr. 2.4: Zapojení konektoru mezi řídicím a výkonovým modulem

Každý výkonový modul (analogová část) obsahuje zesilovač odchylky, budič regulačních tranzistorů MOSFET, senzor proudu, operační síť pro změnu proudového rozsahu, blok měření napětí, komparátor pro napěťovou regulaci, samostatný vypínací obvod a samozřejmě také samotný regulační tranzistor. Nyní budou jednotlivé bloky výkonového modulu podrobně popsány.

2.3.1 Volba výkonového tranzistoru

Jak bylo již zmíněno, požadavek na výkonovou zatížitelnost této zátěže je až 1 kW, což je limitující hodnota především pro výkonové MOSFET tranzistory, kde se u lepších typů povolená kolektorová ztráta pohybuje v rozmezí 350 - 700 W. Vybrat vhodný tranzistor, který by splňoval požadavky na napětí, proud, výkon, ale i odpor kanálu v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$, je tedy úkol velice náročný. I když totiž tranzistor podle těchto údajů vyhovuje požadavkům, nemusí být vhodným řešením. Jedním z nejdůležitějších parametrů je totiž SAFE OPERATING AREA (dále jen SOA křivka), která udává oblast, kdy je tranzistor schopen pracovat bez poškození (viz Obr. 2.5). Jedná se o VA charakteristiku, určující maximální velikost kolektorového proudu I_D vzhledem k velikosti napětí mezi DRAINEM (kolektorem) a SOURCEM (emitorem) U_{DS} .



Obr. 2.5: SOA křivky [2]

Jak ukazuje Obr. 2.5, SOA křivky bývají v grafu několik. Jsou udávány křivky pro užití tranzistoru ve spínacím režimu, kdy velikost proudu tekoucího tranzistorem je garantována jen na dané krátké časové úseky a výsledná kolektorová ztráta může být tedy vyšší, než pro práci v lineárním režimu, pro který je v grafu vynesena křivka DC. I zde nám to ale výrobci dost často ztěžují, když DC křivku neuvádějí. Není tedy garantováno, jaké hodnoty tranzistor při stálém zatížení vydrží. Nutno ovšem připomenout, že se vyrábějí jak tranzistory speciálně pro lineární aplikace, tak speciálně pro spínací aplikace, kde tvar DC křivky není rozhodující.

Pro tento typ aplikací se využívají tranzistory MOSFET s kanálem N. Jejich parametry se odvíjejí z požadavků uvedených výše. Byly prozkoumány webové stránky tuzemských i zahraničních prodejců elektronických součástek a bylo zvoleno několik typů tranzistorů. (viz Tab. 2.1).

Tab. 2.1: Vybrané typy výkonových tranzistorů

Typ Parametry	IXFN100N50P	IXFN230N10	STE250NS10	FB180SA10P
I_D [A]	100	230	125	180
U_{DS} [V]	500	100	100	100
$R_{DS(on)}$ [mΩ]	49	6	4,5	6,5
P_d [W]	1040	700	500	480
Cena / ks [Kč] *	713,99	952,96	854,25	776,00

* uvedené ceny jsou platné k 24.4.2013 z www.cz.farnell.com

Všechny tyto tranzistory jsou vyráběny v pouzdře SOT-227, známém též jako ISOTOP (Obr. 2.6), jehož hlavní výhodou je odizolování všech elektrod od chladicí plochy. Není tedy nutné používat izolační podložky, které degradují přenos tepla na chladič.



Obr. 2.6: Pouzdro SOT-227 (ISOTOP) [17]

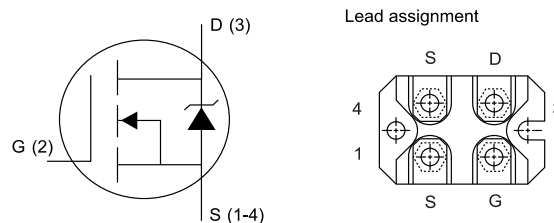
Jako nejvhodnější se z hlediska maximální kolektorové ztráty jevil tranzistor firmy IXYS SEMICONDUCTOR typ IXFN100N50P, který by udávaným výkonem pokryl požadavek celé zátěže. Jediný parametr, ve kterém tento tranzistor nevyhovuje požadavkům je vnitřní odpor přechodu DRAIN-SOURCE v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$, který je již dost vysoký a při vysokých proudech by mohl vést k nadměrnému zahřívání, neboť výkonová ztráta lze spočítat dle vzorce:

$$P = R \cdot I^2 \quad [W; \Omega, A^2] \quad (2.1)$$

Pro účely této práce bylo potřeba tři kusů a vzhledem k jejich nezanedbatelné ceně byl nakonec zvolen tranzistor FB180SA10P od firmy Vishay Semiconductors a to z důvodu dostupnosti v katedrálních zásobách. Byly tak sníženy náklady na prvotní výrobu zařízení.

2.3.2 Tranzistor VS-FB180SA10P

Tranzistor FB180SA10P od firmy Vishay Semiconductor je výkonový MOSFET s kanálem typu N, který je charakteristický především svým nízkým odporem přechodu DRAIN-SOURCE v sepnutém stavu $R_{DS(on)} = 6,5 \text{ m}\Omega$. Jeho ztrátový výkon je 480 W, avšak k dosažení této hodnoty je nutné dostačující chlazení. Také z tohoto důvodu je tranzistor umístěn v izolovaném pouzdře SOT-227 (viz Obr. 2.6) s nízkým tepelným odporem. Toto pouzdro je 4pinové a zapojení elektrod se nachází na Obr. 2.7. Tab. 2.2 udává maximální povolené hodnoty, které tranzistor snese bez poškození.



Obr. 2.7: Zapojení tranzistoru VB180SA10P [4]

Tab. 2.2: Maximální povolené hodnoty pro tranzistor FB180SA10P [4]

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MAX.	UNITS
Continuous drain current at $V_{GS} = 10 \text{ V}$	I_D	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	180	A
		$T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	120	
Pulsed drain current	$I_{DM}^{(1)}$		720	
Power dissipation	P_D	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	480	W
Linear derating factor			2.7	W/°C
Gate to source voltage	V_{GS}		± 20	V
Single pulse avalanche energy	$E_{AS}^{(2)}$		700	mJ
Avalanche current	$I_{AR}^{(1)}$		180	A
Repetitive avalanche energy	$E_{AR}^{(1)}$		48	mJ
Peak diode recovery dV/dt	$dV/dt^{(3)}$		5.7	V/ns
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{Stg}		- 55 to + 150	°C
Insulation withstand voltage (AC-RMS)	V_{ISO}		2.5	kV
Mounting torque		M4 screw	1.3	Nm

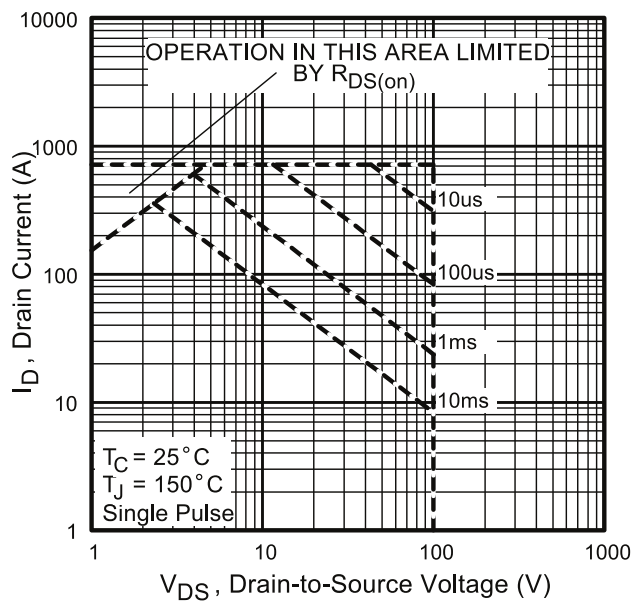
Notes

(1) Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 8)

(2) Starting $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $L = 43 \text{ }\mu\text{H}$, $R_g = 25 \text{ }\mu\Omega$, $I_{AS} = 180 \text{ A}$ (see fig. 12)

(3) $I_{SD} = 180 \text{ A}$, $dI/dt = 83 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} = V_{BRPSS}$, $T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$

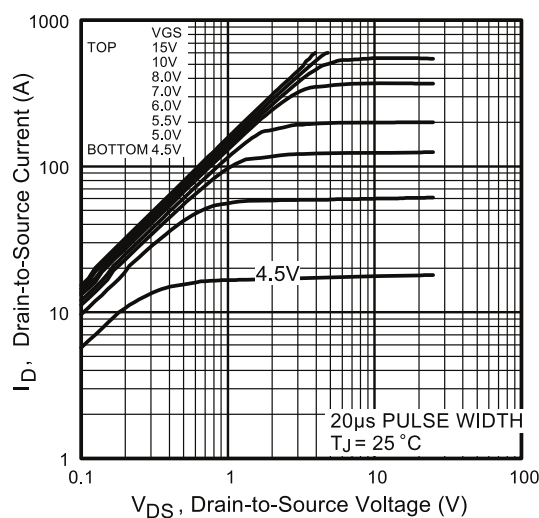
Z tabulky je možné vyčíst, že maximální povolený proud $I_D = 180 \text{ A}$, ale tento tranzistor je možné krátkodobě přetížít až hodnotou 720 A, jak je možné vidět ze SOA křivek (viz. Obr. 2.8).



Obr. 2.8: SOA křivky pro tranzistor VS - FB180SA10P [4]

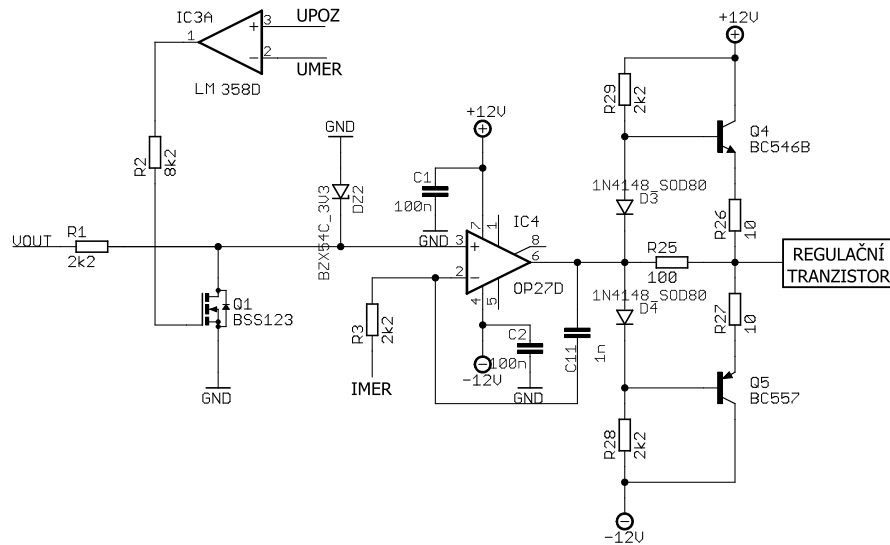
Výrobce tohoto tranzistoru, firma Vishay Semiconductors patří bohužel mezi jednu z těch, která v SOA neuvádí křivku DC, avšak z křivky zatížitelnosti spínacími pulzy o délce 10 ms lze odečíst, že hodnoty požadované pro každý tranzistor v této práci (50 V - 7 A, 10 V - 30 A) by tranzistor měl zvládnout. Dalším faktorem pro výběr bylo použití v [13], kde byl použit tranzistor jeden pro výkon 500W.

Pro ukázkou jsou zde dále uvedeny výstupní charakteristiky pro různá řídicí napětí U_{GS} při teplotě 25 °C. (Obr. 2.9)



Obr. 2.9: Výstupní charakteristiky tranzistoru FB180SA10P při 25 °C [4]

2.3.3 Hlavní regulační větev + budič MOSFET

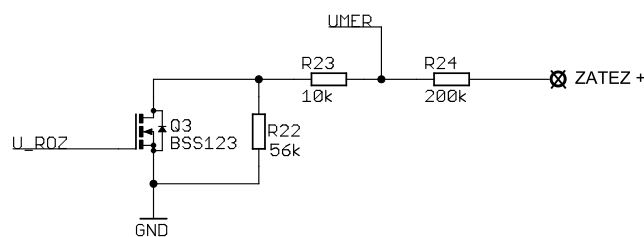


Obr. 2.10: Hlavní regulační větev s budičem MOSFET tranzistorů

Na Obr. 2.10 se nachází hlavní regulační větev výkonového modulu. Operační zesilovač (OZ) *IC4* zde pracuje jako zesilovač odchylky pro ovládání budiče výkonového tranzistoru MOSFET, kdy na neinvertující vstup je přiveden výstupní signál *VOUT* z DA převodníku, odpovídající požadovanému proudu a na invertující vstup je přivedena informace o skutečném proudu, tekoucím regulačním tranzistorem z bloku měření proudu (viz kapitola 2.3.5) Při požadavku na změnu proudu se se změnou *VOUT* mění i poměr napětí na vstupech OZ a z principu virtuální nuly se OZ snaží napětí dorovnat. Výstup OZ má tedy snahu přejít do kladné saturace a zvyšuje budící napětí, nebo naopak do záporné saturace a budící napětí snižuje. V důsledku toho se mění stupeň otevření regulačního tranzistoru a mění se hodnota proudu tekoucího tranzistorem. Zpětnou vazbou přes blok měření proudu je poté informace o velikosti proudu přivedena na invertující vstup, což zajistí vyrovnání diferenčního napětí mezi vstupy a ustálení nastavené hodnoty. Jako *IC4* je použit precizní nízkošumový OZ OP27 od výrobce Analog Devices. Tento OZ nabízí vysokou rychlost přeběhu, dále vysoký činitel potlačení souhlasného signálu, nízký teplotní drift a vysokou úroveň zisku. Výkonový modul obsahuje 2 zpětnovazební větve, a to proudovou a napěťovou. Proudovou zpětnou vazbu zajišťuje blok měření proudu (kapitola 2.3.5), napěťovou vazbu zajišťuje OZ *IC3A* LM 358, který slouží pro režim regulace napětí. Porovnává velikost napětí zatěžovaného zdroje s nastavenou referenční úrovní a podle toho reguluje vstupní napětí *VOUT*. Jako budič výkonového tranzistoru je použito známé zapojení s dvojicí NPN a PNP tranzistorů.

2.3.4 Měření napětí

Pro měření napětí slouží jednoduchý napěťový dělič s nastavitelným zesílením pomocí unipolárního tranzistoru, který připíná, nebo odpíná rezistor R_{22} . Zapojení je možné vidět na Obr. 2.11. Dále nám tento obvod zajišťuje zpětnou vazbu do řídicího modulu pomocí signálu $UMER$, sloužící pro měření napětí mikrokontrolerem a pro práci zátěže v režimu konstantního odporu, kdy je $UMER$ přivedeno jako referenční napětí D/A převodníku. Tento signál slouží také pro režim regulace napětí, kdy je komparátorem porovnávána velikost napětí přiloženého zdroje s nastaveným referenčním napětím (viz kapitola 2.4.3). a při poklesu napětí pod nastavenou mez reguluje stupeň otevření výkonového tranzistoru.



Obr. 2.11: Měření napětí

Pomocí tranzistoru $Q3$ nastavujeme přenos tohoto děliče pro rozsahy 10 V a 50 V. Pro rozsah 10 V je tranzistor rozepnutý a na výsledný přenos tak mají vliv všechny tři rezistory R_{24} , R_{22} a R_{23} . Pro rozsah 50 V je tranzistor sepnutý, čímž vyřadíme rezistor R_{22} . Vnitřní odpor kanálu tranzistoru $R_{DS(on)}$ činí dle datasheetu výrobce [5] přibližně 10 Ω a nemá tedy na přenos obvodu vzhledem k hodnotám odporu vliv. Přenos tohoto děliče se dá vypočítat:

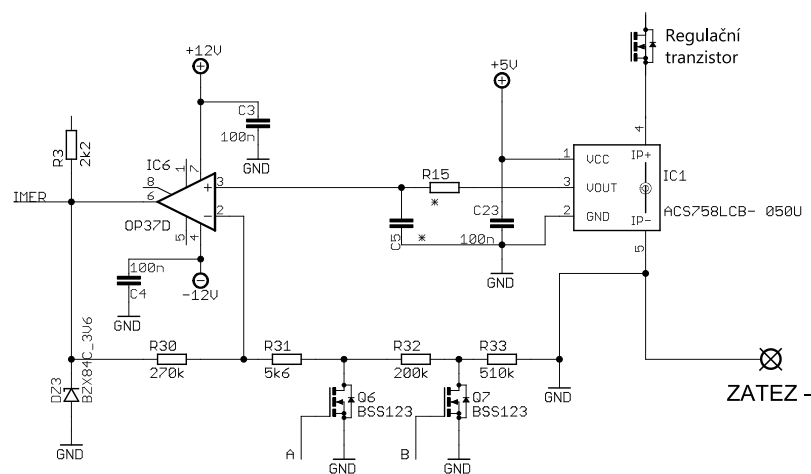
$$K_{50V} = \frac{UMER}{UZATEZ} = \frac{R_{23}}{R_{23} + R_{24}} \quad (2.2)$$

$$K_{10V} = \frac{UMER}{UZATEZ} = \frac{R_{23} + R_{22}}{R_{22} + R_{23} + R_{24}} \quad (2.3)$$

Přenos děliče je nastaven tak, aby výstupní napětí $UMER$ nepřekročilo 2,5 V z důvodu použití tohoto napětí jako reference pro D/A převodník. Výsledný napěťový přenos je důležitý jako úprava konstanty při měření napětí vnitřním A/D převodníkem mikrokontroleru a jeho hodnoty jsou: $K_{50V} = 47,6 \cdot 10^{-3}$ a $K_{10V} = 248,1 \cdot 10^{-3}$.

2.3.5 Měření proudu

Velmi důležitou částí návrhu je návrh zpětnovazební proudové regulační smyčky, která v závislosti na výstupním napětí z D/A převodníku, definující požadovaný proud, určuje rozsah a velikost zatěžovacího proudu. O změnu proudového rozsahu se stará dvojice tranzistorů MOSFET-N $Q6$ a $Q7$, připínající rezistory do operační sítě tak, aby na výstupu OZ $IC6$ byla vhodná napěťová úroveň odpovídající vstupnímu požadavku. Samozřejmostí je odpovídající regulace vstupního požadavku v závislosti na zvoleném proudovém rozsahu. Výstupní napětí OZ $IC6$ je dále také využito pro měření vnitřním A/D převodníkem mikrokontroleru, který vyhodnocuje a dále zobrazuje velikost proudu na displej. Schéma zapojení obvodu měření proudu se nachází na Obr. 2.12.



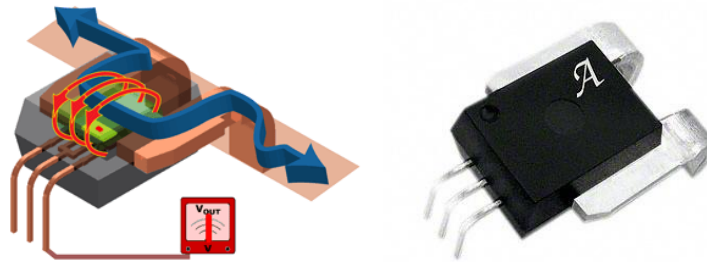
Obr. 2.12: Obvod měření proudu

Stejně jako v bloku měření napětí jsou i zde použity tranzistory BSS123, jejichž vnitřní odpor v sepnutém stavu činí přibližně 10Ω , což nemá na výsledný přenos operační sítě vzhledem k hodnotám použitých rezistorů vliv a je možné jej tedy zanedbat. Hodnoty rezistorů však musejí mít vyšší hodnoty, aby dostatečně oddělily vzdálenější zem a rezistor se skrz daný tranzistor skutečně přizemnil. Pro zesílení napěťového signálu je využito neinvertujícího zapojení OZ s přenosem:

$$K = 1 + \frac{R_{30}}{R_X} \quad (2.4)$$

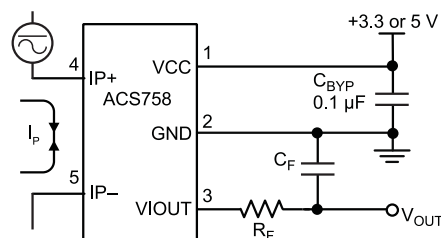
kdy pro rozsah $0,8A$ je $R_X = R_{31}$, pro rozsah $18A$ je $R_X = R_{31} + R_{32}$ a pro největší proudový rozsah $30 A$ je $R_X = R_{31} + R_{32} + R_{33}$. Hodnoty přenosů jsou tedy $K_{0,8} = 49,21$, $K_{18} = 2,31$ a $K_{30} = 1,37$, což zajistí dostatečné zesílení signálu pro větší rozlišovací schopnost i při nižších hodnotách proudu, kdy je výstupní signál ze senzoru proudu v řádech jednotek mV.

Jako IC6 je použit precizní nízkošumový OZ OP37 od výrobce Analog Devices, mezi jehož parametry patří: rychlost přeběhu $SR = 17 \text{ V}/\mu\text{s}$, činitel potlačení souhlasného signálu $CMRR = 126 \text{ dB}$ a nízký teplotní drift $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Pro samotné měření proudu byl zvolen senzor proudu od firmy Allegro MicroSystems s označením ACS758LCB-050U. Jedná se o unipolární senzor proudu, pracující na principu Hallova jevu.



Obr. 2.13: Senzor proudu ACS758 [14]

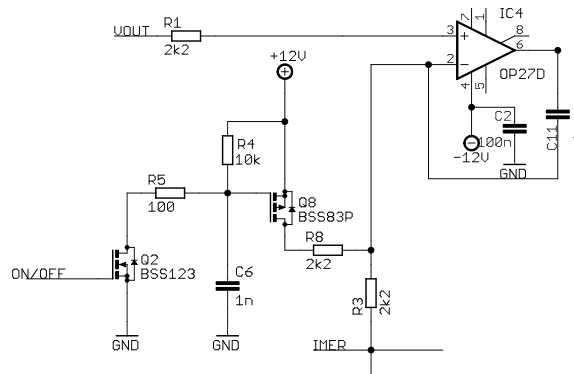
Tento senzor byl zvolen z důvodu nízkého vnitřního odporu proudové cesty ($100 \mu\Omega$), jenž zaručí, že se obvod nebude nadměrně zahřívat ani při větších proudech, dále z důvodu galvanického oddělení zatěžovacího proudu od ostatních obvodů a také z důvodu vnitřní úpravy zisku a offsetu od výrobce. Tento senzor proudu je možné napájet jak 5 V, tak 3,3 V. Výrobce dále udává šířku pásma 120 kHz, $3 \mu\text{s}$ odezvu na skokovou změnu proudu a izolační pevnost mezi proudovými a signálovými svorkami 3 kV. Na Obr. 2.14 lze vidět typické zapojení tohoto senzoru, uvedené v datasheetu [6]. Mezi napájecím a zemním pinem je umístěn kondenzátor o typické hodnotě 100 nF . Rezistor R_F a kondenzátor C_F se osazují pro optimalizaci šumových hodnot při nižších proudech. Jejich osazení ale omezuje šířku pásma, zavádí dodatečnou časovou konstantu a tím omezuje rychlost reakce senzoru.



Obr. 2.14: Typické zapojení senzoru proudu [6]

2.3.6 Vypínací obvod výkonových modulů

Z důvodu ochrany zátěže před zničením přehřátím, nadměrným proudem, ale také z důvodu přesnějšího měření proudu pro hodnoty pod 1 A je každý modul vybaven vypínacím obvodem. To zajistí větší výchylku z bloku měření proudu, neboť se proud nerozdělí na tři části, ale poteče jen jedním tranzistorem. Vzhledem k většímu počtu modulů nešlo použít vypínání zátěže uvedené v [3], kde byl pomocí tranzistoru řízeného mikrokontrolerem sveden vstupní signál *VOUT* na zem, což vedlo k výstupu operačního zesilovače (OZ) *IC4* do záporné saturace a tím zůstal regulační tranzistor zavřený. V tomto zapojení by však tato metoda vyřadila všechny moduly, protože signál *VOUT* je jeden společný pro všechny. Proto byl v této práci navrhnout nový vypínací obvod, kterým by se daly jednotlivé moduly odepínat zvlášť (viz Obr. 2.15).

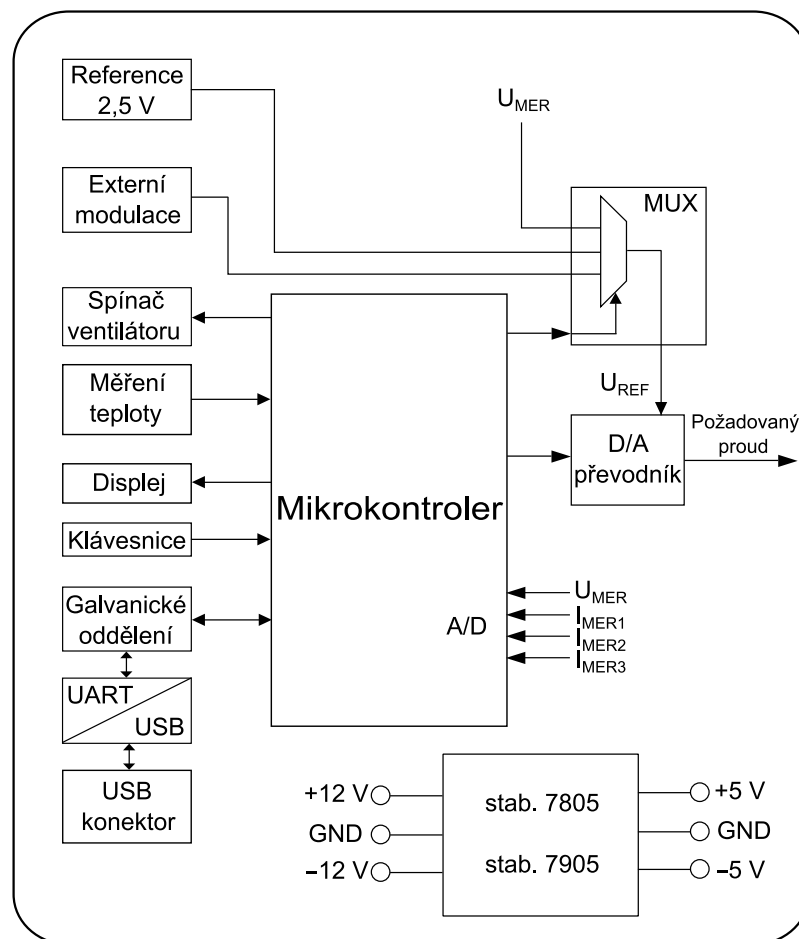


Obr. 2.15: Vypínací obvod výkonových modulů

Jedná se o zapojení dvojice tranzistorů *Q8* P-FET (BSS83P) a *Q2* N-FET (BSS123), kdy na GATE tranzistoru *Q2* je přiveden signálový vodič *ON/OFF* z mikrokontroleru. Při normálním režimu zátěže, je signál *ON/OFF* ve stavu logická nula (0 V), tím je tranzistor *Q2* rozepnut a na GATE tranzistoru *Q8* je potenciál + 12V, který také drží tranzistor zavřený. Při požadavku odpojit modul se na GATE tranzistoru *Q2* přivede úroveň logická 1 (5 V) dojde k sepnutí tranzistoru *Q2*, a svedení potenciálu +12 V na zem, čímž se na GATE tranzistoru *Q8* dostane logická 0 (0V) a ten se také sepne. Tím se na invertující vstup OZ *IC4* dostane potenciál +12 V a výstup OZ jde do záporné saturace a nedojde k vybuzení výkonového tranzistoru. Rezistor *R8* slouží pouze pro omezení velikosti proudu tekoucího do vstupu OZ, neboť přivedením +12 V na invertující vstup překročíme povolené diferenční napětí pro tento OZ, což vyžaduje omezení velikosti vstupního proudu. Toto je použito u všech výkonových modulů, přičemž každý je obsluhován zvláštním signálem z mikrokontroleru.

2.4 Řídicí modul

Srdcem celého zařízení je řídicí modul, obsahující mikrokontroler, který řídí celou zátěž a obsluhuje všechny vstupní či výstupní periferie. Mezi tyto periferie patří LCD displej, maticová klávesnice, dále obvod FTDI, který převádí klasickou sériovou linku UART na USB pro komunikaci s PC, D/A převodník nastavující hodnotu požadovaného proudu a Multiplexer, kterým přepínáme referenční napětí pro D/A převodník, čímž dosahujeme různých režimů práce. Dále pomocí NTC termistorů mikrokontroler měří teplotu chladiče a při překročení nastavené hodnoty spustí ventilátory. Jako referenční napětí pro A/D i D/A převodník je použita nastavitelná napěťová reference TL431 v SMD pouzdře SOT23, která je nastavena na 2,5 V. Na Obr. 2.16 se nachází blokové schéma řídicího modulu.



Obr. 2.16: Blokové schéma řídicího modulu

Dále lze na řídicím modulu nalézt BNC konektor pro připojení externího generátoru, kterým lze různými testovacími signály ověřit funkčnost zátěže v dynamickém režimu. Nyní budou jednotlivé bloky řídicího modulu rozebrány a popsány.

2.4.1 Volba mikrokontroleru

Při volbě mikrokontroleru (MCU) bylo vybíráno mezi ARM a Atmel AVR. Oba tyto typy jsou založeny na architektuře s redukovanou instrukční sadou RISC. Hlavní rozdíl je v rychlosti, kdy procesory ARM jsou taktovány i 80 MHz, kdežto AVR nabízejí pouze 16 MHz a v bitové šířce slova, kdy AVR nabízí převážně 8 bitů, ARM 32 bitů. Další rozdíly jsou například ve stylu programování, přístupu k perifériím a ovládání vstupních/výstupních GPIO pinů. Programování ARM je obecně složitější a pro účely této práce není zapotřebí 32bitové šířky slova. Byl tedy zvolen MCU typu AVR s možností programování přes sériové rozhraní ISP. V [3] byl použit mikrokontroler ATMega16, který nabízí 8bitovou šířku slova, 16 kB vnitřní FLASH paměti a pouzdra typu DIL28 a TQFP-44. Velikost programové paměti 16 kB by ovšem nemusela pro kompletní firmware stačit a vzhledem k počtu výkonových modulů a potřebě většího množství pinů bylo od tohoto MCU upuštěno. Obdobnou variantou ATMega16 je ATMega32 nabízející 32 kB vnitřní paměti, ale opět jen maximálně 44 pinů.

2.4.2 ATMega128 - 16AU

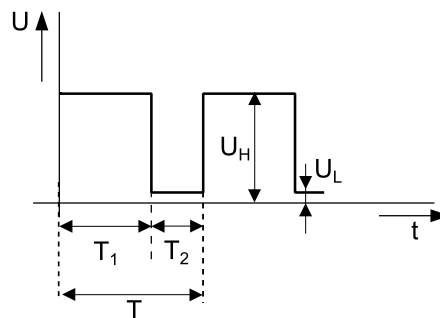
Z těchto důvodů byl nakonec zvolen mikrokontroler firmy Atmel ATMega128-16AU, který disponuje velkou pamětí (128 kB) a nabízí vyšší množství pinů (64), které je už pro tuto koncepci zátěže dostačující. Tento procesor je možné časovat externím oscilátorem o frekvenci až 16 MHz, dále také nabízí 4kB EEPROM a 4 kB interní SRAM paměti. Je možné ho programovat jak pomocí ISP rozhraní, pomocí signálů pro SPI rozhraní: *MISO*, *MOSI*, *SCK*, *RESET*, tak také pomocí rozhraní JTAG (IEEE 1149.1.). ATMega128 na rozdíl od ostatních MCU s SPI rozhraním využívá pro naprogramování přes ISP jiných pinů, než *MISO*, *MOSI*. Signál *MOSI* z programátoru je přiveden na PDI na pinu PE0, a signál *MISO* na PDO na pinu PE1. Dále tento MCU nabízí dva 8bitové čítače, časovače s nastavitelnou předděličkou a režimem PWM, dva 16bitové čítače s režimem PWM, 8kanálový 10bitový A/D převodník a I²C rozhraní. Napájecí napětí je 5 V.



Obr. 2.17: ATMega128-16AU v pouzdře TQFP-64 [7]

2.4.3 Generování referenčního signálu pro komparátor napětí

Pro režim regulace napětí slouží komparátor napětí ve výkonovém modulu, který porovnává napěťovou úroveň připojeného zdroje s referenční úrovní, která je nastavena uživatelem. Jako zdroj tohoto napětí je využit výstup procesoru, který obsahuje impulzně šířkový modulátor PWM, jehož výstup je dále filtrován dvojitým RC článkem. Tím vytvoříme referenční napětí pro komparátor. Signál z PWM je k tomuto účelu velmi vhodný, neboť výstupní úroveň se dá velmi snadno měnit poměrem $\frac{T_1}{T_2}$.



Obr. 2.18: Signál generovaný PWM modulací

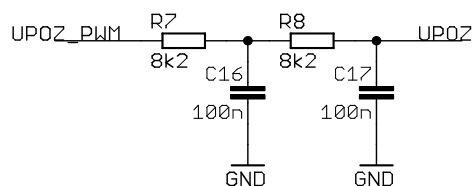
Střední hodnota napětí PWM signálu se dá spočítat dle vztahu:

$$U_{stř} = \frac{T_1}{T} \cdot (U_H - U_L) + U_L \quad (2.5)$$

kde, U_H je napětí ve stavu logické 1 (5 V) a U_L je napětí ve stavu logické 0 (0 V). Aby se dal napěťový signál z PWM generátoru použít jako referenční napětí, je třeba tento signál vyfiltrovat. K tomuto účelu slouží dvojitý integrační RC článek, jež můžete vidět na Obr. 2.19. Hodnoty rezistorů a kondenzátorů by měly být takové, aby časová konstanta τ RC článku byla alespoň 10x větší než je perioda PWM signálu. Frekvence vstupního PWM signálu musí být navíc dostatečně vysoká, aby docházelo k co nejmenšímu zvlnění. Kmitočet PWM signálu jsem zvolil 125 kHz, z čehož plyne, že perioda tohoto signálu je:

$$T_{PWM} = \frac{1}{125000} = 8\mu s \quad (2.6)$$

Časová konstanta RC filtru musí být tedy minimálně 80 μs . Já jsem zvolil hodnoty $R = 8,2 \text{ k}\Omega$ a $C = 100 \text{ nF}$, což odpovídá časové konstantě $\tau = 820 \mu s$ (viz Obr. 2.19).



Obr. 2.19: Filtr dolní propust pro generování referenčního napětí

2.4.4 D/A převodník

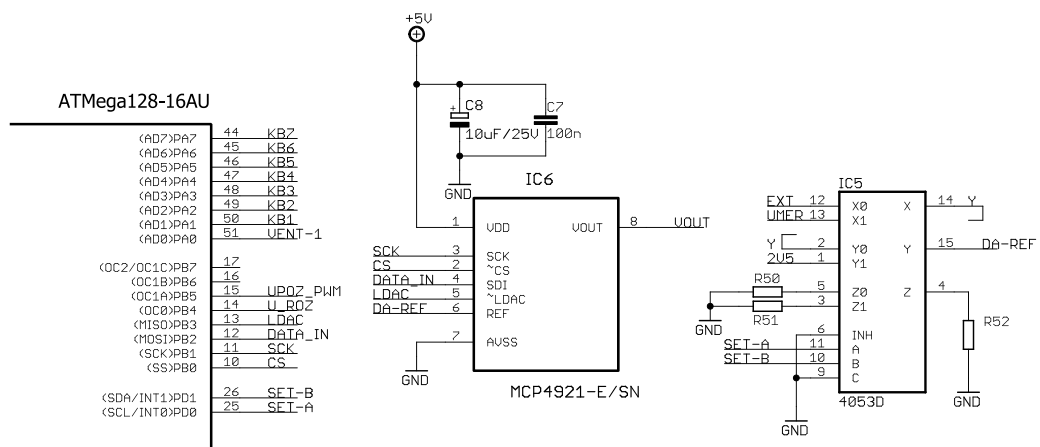
Pro převod požadavku na zatěžovací proud z mikrokontroleru do dalších obvodů je použit D/A převodník MCP4921. Jedná se o jednocanálový 12bitový převodník s rozhraním SPI a s volitelným zesílením. Je možné nastavit zesílení 1 (normální režim), nebo 2, čímž je vlastně zvýšeno rozlišení převodníku o 13.bit. S tím samozřejmě souvisí dvojnásobné výstupní napětí, což by znamenalo úpravu operační sítě pro měření proudu, a proto této funkce není využíváno. Tento převodník nabízí velmi rychlou reakci na vstupní signál, kdy udávaná doba převodu činí 4,5 μ s. Je napájen napětím +5 V a nabízí funkci Rail-to Rail. Je tedy schopen generovat výstupní napětí v rozmezí 0 až 5 V. V této práci ale tento rozsah využít není, jelikož používané referenční napětí nikdy nepřesahuje hodnotu 2,5 V a výstupní napětí převodníku se spočte dle vztahu:

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot G \cdot \frac{D}{2^{12}} \quad (2.7)$$

kde, V_{OUT} je hodnota výstupního analogového napětí, V_{REF} je velikost referenčního napětí, v našem případě $V_{REF} \leq 2,5$ V, G je velikost zisku, v našem případě $G = 1$, D reprezentuje digitální vstupní hodnotu a 2^{12} je celkový počet hodnot, které mohou být přivedeny. Dosazením za $D = 1$ získáme velikost jednoho LSB, což odpovídá hodnotě :

$$LSB = 2,5 \cdot 1 \cdot \frac{1}{4096} = 610 \mu V \quad (2.8)$$

Na Obr. 2.20 je zobrazeno zapojení D/A převodníku. Přepínání referenčního napětí je řešeno analogovým multiplexerem 74HC4053D. Pro komunikaci s D/A převodníkem slouží SPI signály. Signálem MOSI posílá mikrokontroler data do převodníku, signál SCK obsluhuje hodiny, CS slouží pro aktivaci D/A převodníku. Pin LDAC nemusí být zapojen v případě, že se uzemní. Tento signál je použit v případě, je-li vyžadována změna nastavení D/A převodníku ze sériové na výstupní hladinu. Signál byl přiveden z důvodu dostupnosti volných pinů.



Obr. 2.20: Zapojení D/A převodníku

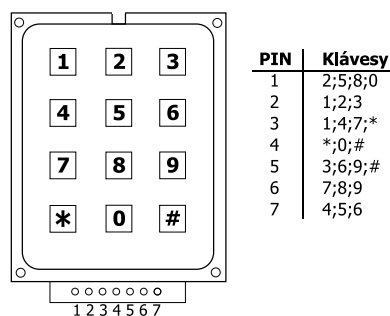
2.4.5 Klávesnice

Jako ovládací prvek celého zařízení bude použita tlačítková klávesnice s 12ti tlačítky, která je zobrazena na Obr. 2.21. Pomocí této klávesnice bude ovládán pohyb v MENU zařízení, budou zadávány požadované hodnoty a klávesám bude přiřazena i funkce šipek, pro inkrementaci zadané hodnoty proudu. Prodejce udává, že klávesnice je schopna práce v rozmezí teplot -20 až +60 °C, mechanická trvanlivost tlačítek je větší než 10^6 cyklů, maximální pracovní proud je 20 mA a maximální spínané napětí 24 V.



Obr. 2.21: Maticová klávesnice [15]

Klávesnice je zapojena do matice, což znamená, že je vyvedeno 7 pinů, 4 piny pro řádky a 3 pro sloupce. Čtení klávesnice může probíhat tak, že je střídavě na všechny řádky přiváděna logická 0. Sloupce jsou nastaveny v mikrokontroleru jako vstupní piny s aktivním interním pull-up rezistorem. Bez stisknutého tlačítka je na nich tedy logická 1. Stiskem tlačítka dojde k přivedení log. 0 na některý vstupní pin a podle shody log. 0 na pinu řádků a na pinu sloupce je detekována zmáčkнутá klávesy. Zapojení klávesnice a způsob připojení k MCU lze vidět na Obr. 2.22.



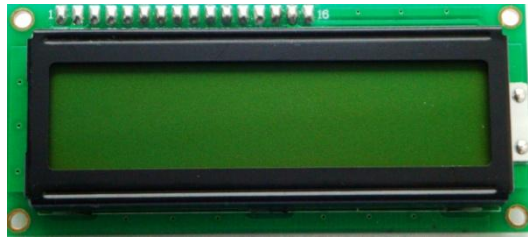
Připojení k MCU PORT A

PIN portu	4	5	6	7
1	#	3	6	9
2	0	2	5	8
3	*	1	4	7

Obr. 2.22: Zapojení maticové klávesnice

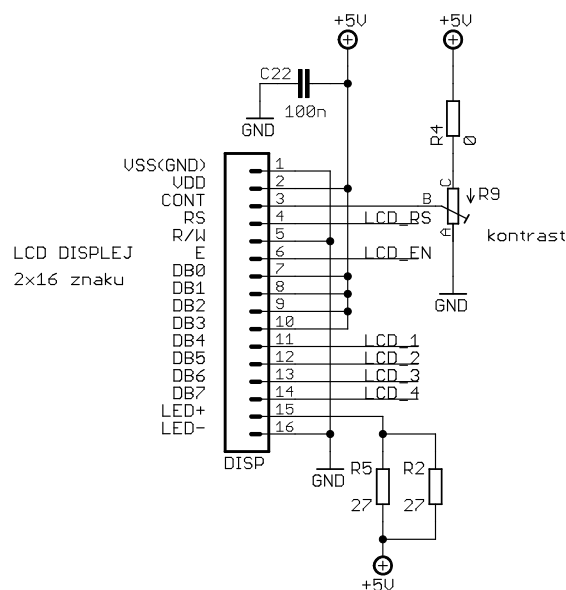
2.4.6 LCD displej

Jako zobrazovací prvek byl zvolen alfanumerický LCD displej o velikosti 2x16 znaků s LED podsvícením zelenožluté barvy s implementovaným řadičem Hitachi HD 44780, obsahující již znakovou sadu. Displej nese označení PQC1602D-SYL. Tento typ displeje byl zvolen právě kvůli integrovanému řadiči, pro který jsou na webu již běžně dostupné zpracované knihovny, což značně zjednoduší jeho používání.



Obr. 2.23: LCD displej 2x16 znaků

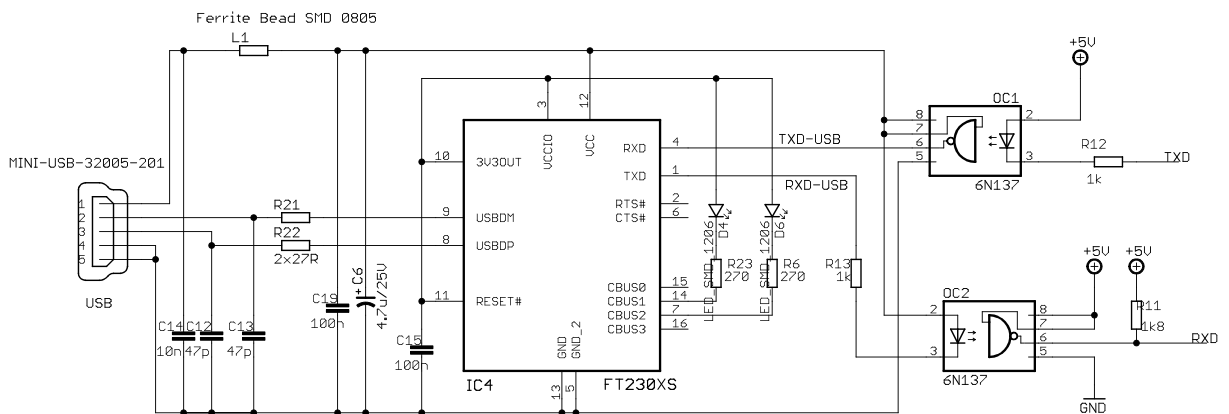
Na dalším obrázku (Obr. 2.24) lze vidět zapojení LCD displeje. Displej obsahuje celkem 8 signálových vodičů, ale v této práci je použita 4vodičová komunikace, přes piny DB4 - DB7. Je uvažován dále pouze zápis hodnot na displej, nikoliv jejich zpětné čtení, proto je možné signál *R/W* uzemnit. Pomocí pinu *LCD_RS* vybíráme registr displeje, do kterého chceme zapisovat a signálem *LCD_EN* povolujeme zápis. Pro regulaci podsvícení je použita paralelní kombinace rezistorů $2 \times 27 \Omega$, pro možnost nastavení kontrastu je osazen SMD trimr *R9* s hodnotou do 1 k Ω . LCD displej má sám o sobě velký odběr, proto je na napájení osazen blokovací kondenzátor 100 nF.



Obr. 2.24: Zapojení LCD displeje

2.4.7 Komunikace s PC přes USB

Jelikož mikrokontroler nemá implementováno USB rozhraní pro přímou komunikaci, je nutné použít převodník klasické sériové linky UART na USB. O to se stará obvod FT230XS od firmy FTDI. Z důvodu ochrany PC při případné poruše zátěže a z důvodu ochrany proti rušení je obvod FT230XS galvanicky oddělen od ostatních obvodů zátěže pomocí optočlenů 6N137. Ze strany PC je optočlen *OC2* napájen napětím z USB sběrnice, o napájení *OC1* se stará 5V napětí zátěže. Zapojení obvodu FT230XS vychází z datasheetu výrobce [9], navíc jsou doplněny dvě SMD LED diody LED_TX a LED_RX, signalizující průběh komunikace. Pro komunikaci UART jsou využity piny procesoru *TXD* a *RXD*, ovšem nutno upozornit, že signál *TXD* z procesoru je nutné připojit na pin *RXD* obvodu FT230XS a signál *RXD* na pin *TXD*.



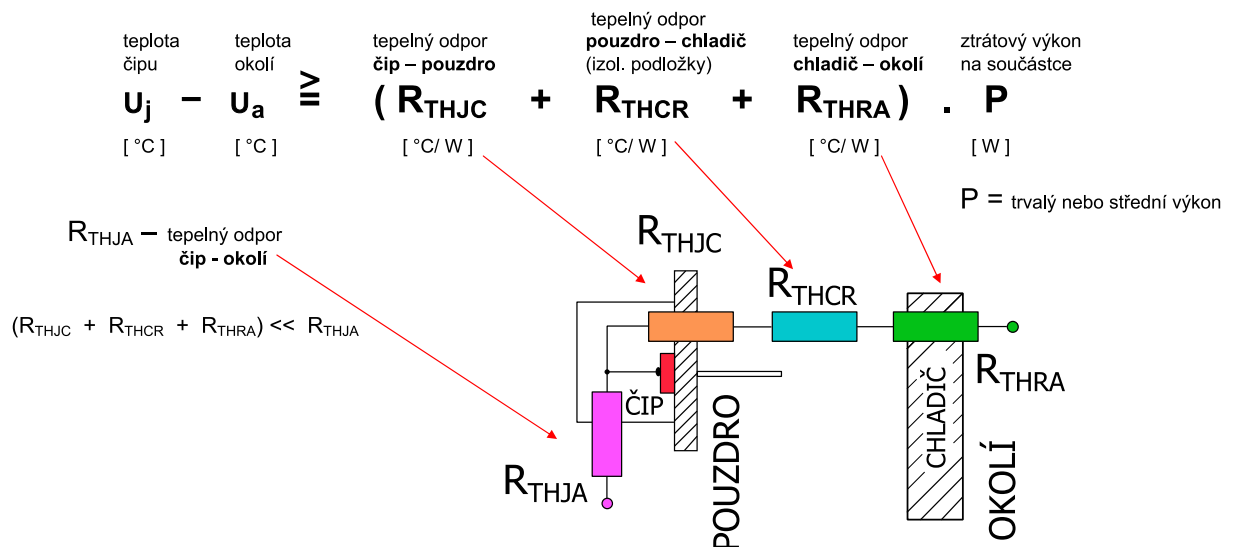
Obr. 2.25: Zapojení obvodu FTDI FT230XS

2.5 Chlazení

Volba chlazení je velmi důležitou částí návrhu a rozhodně se nesmí podcenit. Již ze zadaných požadavků je zřejmé, že pro příkon 1 kW bude potřeba velmi účinného chlazení, které bude schopné rychle a s dostatečnou efektivností odvádět teplo vzniklé průchodem proudu výkonovým tranzistorem. Samozřejmě se neuvažuje, že by zařízení bylo s touto úrovní zatížení provozováno neustále, či po závratně dlouhou dobu. To by vyžadovalo chlazení aktivní s velmi vysokou účinností, pro tyto hodnoty konkrétně pomocí proudění chladicího média chladičem. To by ovšem vedlo na značné zvýšení ceny, váhy a rozměru zařízení. Pro účely této práce bylo zvoleno aktivní chlazení, kdy jsou výkonové tranzistory uchyceny na žebrovém chladiči, na kterém jsou z vnějšku umístěny 2 ventilátory o velikosti 120 x 120 mm. Teplota chladiče je v okolí výkonových tranzistorů měřena NTC termistorem a při překročení povolené teploty dojde k sepnutí ventilátorů na dobu, dokud teplota neklesne na požadovanou mez.

2.5.1 Volba chladiče

Na celkovou účinnost chlazení má vliv několik základních údajů a to údaje označované jako tepelné odpory. Na Obr. 2.26 lze vidět postup při výpočtu tepelného odporu chladiče. Obvyklá uvažovaná teplota okolí pro výpočet činí 45 °C. Maximální teplotu čipu (ϑ_j) uvádí výrobce v datasheetu a pro tranzistor, použitý v této práci (2.3.2) je udávána teplota 150 °C.



Obr. 2.26: Výpočet tepelného odporu chladiče

Nyní bude ověřeno, je-li chladič s tepelným odporem 0,3 °C/W dostačující pro uchazení výkonu 300 W, odpovídajících jednomu výkonovému modulu. $R_{THJC} = 0,26$ °C/W, $R_{THCR} = 0,05$ °C/W, $R_{THRA} = 0,3$ °C/W. Vzhledem k použití tranzistoru s izolovaným pouzdrům není potřeba připočítávat tepelný odpor izolačních podložek.

$$150 - 45 \geq (0,26 + 0,05 + 0,3) \cdot 300 \quad (2.7)$$

$$105 [^{\circ}\text{C}] \geq 183 [^{\circ}\text{C}] \quad (2.8)$$

Jak výpočet naznačuje, chladič s tepelným odporem 0,3 °C/W by byl pro uchazení ztrátového výkonu 300W nedostačující a bylo by tedy nutné použít chladič s nižším tepelným odporem, nebo jako v této práci použít aktivní chlazení pomocí ventilátorů.

2.5.2 Volba ventilátorů

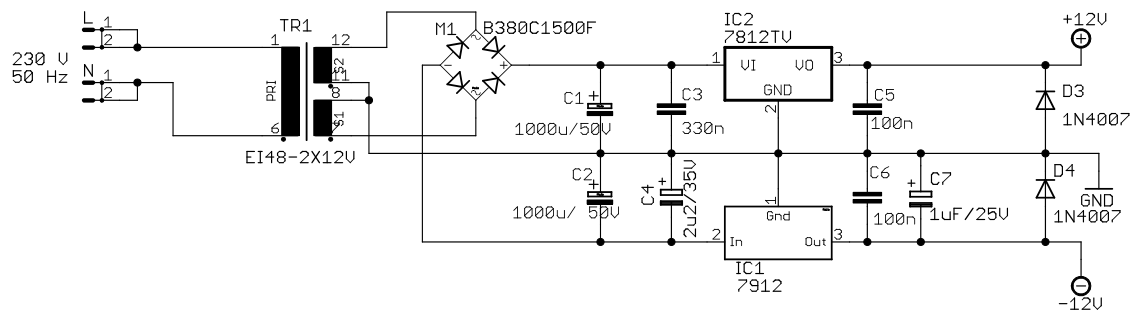
Volba ventilátorů se částečně odvíjí od výběru chladiče. Bude-li použit chladič s menším tepelným odporem, musejí být ventilátory výkonnější, aby odvedly přebytečné teplo. Dalším parametrem jsou rozměry. Ventilátor, který nebude mít dostatečnou velikost vzhledem k chladiči, odvede jen malé množství tepla a je proto vhodné použít ventilátor s průměrem rovným šířce chladiče, aby byla pokryta co největší plocha a odvádělo se co největší množství tepla. Při výběru ventilátorů je možné postupovat dvěma směry. První možností je volba ventilátoru na stejnosměrné napětí, v našem případě dostupných 12 V, kde je možné pomocí PWM regulovat rychlost otáčení, avšak tyto ventilátory mají nezanedbatelný odběr (i přes 1 A), což by při úvaze použití 2 kusů mohlo vést k přetížení stabilizátoru napětí 7812 a k následnému úbytku napětí, který by ovlivnil funkčnost celé zátěže. Proto byly zvoleny ventilátory na střídavé síťové napětí 230 V, které se zapojí na přívod napájení a nebudou do napět'ových úrovní zátěže zasahovat. Tím je sice odebrána možnost regulace otáček, ale tyto ventilátory jsou cenově dostupnější a mají i menší proudový odběr. Důležitým parametrem u ventilátorů je též průtok vzduchu udávaný v $[m^3/h]$ a nezanedbatelná je též hlučnost $[dBa]$. Pro účel této práce byl nakonec zvolen ventilátor od firmy SUNON, typ A2123-HBL (viz. Obr. 2.27). Tento ventilátor má tyto parametry: příkon 23 W, 2700 otáček/min, průtok vzduchu 164,8 m^3/h a hlučnost 45 dBa. Velmi slušná hodnota průtoku vzduchu spolu s počtem otáček se odráží na vyšší hlučnosti ventilátoru, ale to není na závadu.



Obr. 2.27: Zvolený ventilátor SUNON 230V / 120x120 mm [16]

2.6 Napájecí modul

Při volbě napájení elektronické zátěže bylo uvažováno mezi napájením pomocí střídavého síťového napětí 230V / 50 Hz, nebo pomocí adaptéru, který by již dodával do zátěže usměrněné a stabilizované napětí. Nakonec bylo zvoleno síťové napájecí napětí 230 V, připojené do zařízení klasickým euro konektorem. Jak již bylo v některých částech této práce zmíněno, je potřeba napájení ± 12 V a ± 5 V. Napájecí modul má na starosti pouze transformaci vstupního napětí 230 V na 12 V střídavých, usměrnění tohoto napětí a stabilizaci na napěťové úrovni ± 12 V. K transformaci je použit transformátor z EI plechů s výstupním napětím 2x12 V o maximálním výkonu 10 VA. Jako vyhlazovací kondenzátory za usměrňovacím můstkem jsou použity elektrolytické kondenzátory 1000 μ F / 50V. Schéma zapojení se nachází na Obr. 2.28



Obr. 2.28: Zapojení napájecího zdroje

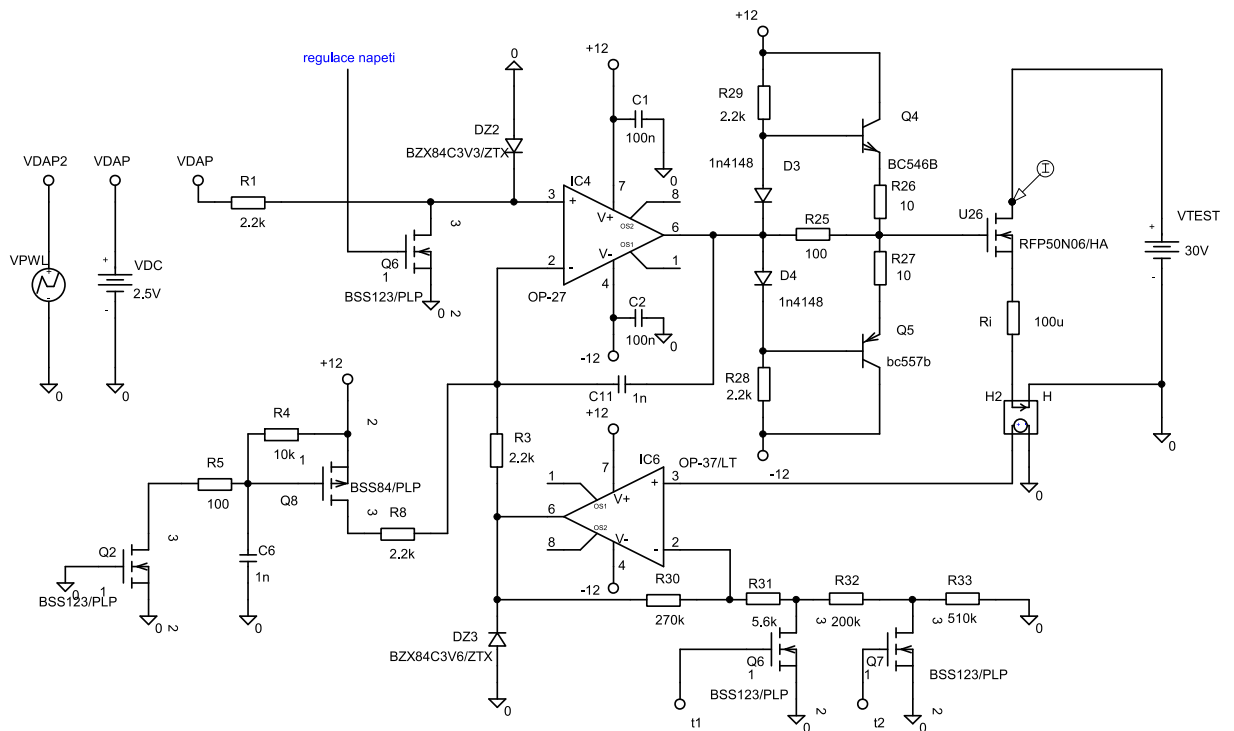
3 Simulace

Nedílnou součástí návrhu každého elektronického zařízení by měla být i simulace jeho chování za různých podmínek. Ať už se jedná o ověření průběhu výstupního či vstupního napětí například u tranzistoru, nebo proudu danou součástkou. Simulovat je možné buď v závislosti na čase, nebo v závislosti na napětí, proudu či na změně parametru, kterým může být například hodnota odporu, indukčnosti nebo kapacity. Je tedy možné simulovat různé typy charakteristik - vstupní, výstupní, převodní. Simulace v této práci se ale věnují hlavně průběhům zatěžovacího proudu výkonovým tranzistorem při konstantní velikosti signálu z výstupu DA převodníku, nebo při jeho rychlé změně. Velikost tohoto signálu určuje míru otevření výkonového tranzistoru a dalším bodem simulace je tedy ověření velikosti zatěžovacího proudu v závislosti na velikosti tohoto signálu. Dále se tímto také ověří funkčnost proudové zpětnovazební smyčky a schopnost udržení nastavené hodnoty zatěžovacího proudu. Všechny simulace byly provedeny v programu PSPICE firmy OrCAD a to v aplikaci Schematics. Tento program nám nabízí velké množství vestavěných knihoven se širokou škálou součástek, ať už jde o reálné operační zesilovače, tranzistory, či o různé speciální součástky, jako je například proudem řízený zdroj napětí, ale i A/D či D/A převodník. Čidlo proudu bylo v simulačním obvodu nahrazeno proudem řízeným zdrojem napětí se ziskem 0,06 V/A.

3.1 Režim konstantního proudu

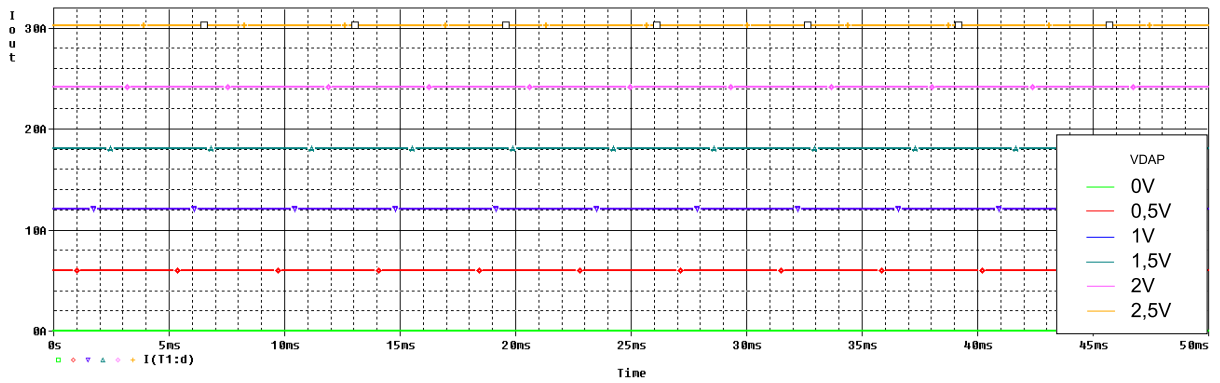
Jako první byla provedena simulace zátěže v režimu konstantního proudu, při zanedbání napěťové zpětnovazební smyčky. Není tedy zadán požadavek na minimální napětí, při kterém má zátěž ještě odebírat z testovaného zařízení požadovaný zatěžovací proud. To však průběh simulace nijak neovlivní. Jako zdroj vstupního signálu (požadavek na zatěžovací proud), který je v reálném zařízení reprezentován výstupem D/A převodníku, v simulaci posloužil zdroj VDC (dále VDAP), pro odladění správných výstupních hodnot a proudových rozsahů. Pro simulaci zátěže v dynamickém režimu, což odpovídá rychlým změnám vstupního signálu, byl použit zdroj typu VPWL. Na Obr. 3.1 se nachází schéma, které bylo použito pro simulaci režimu konstantního proudu. Na odpor R1 je připojen vstupní signál přes funkci BUBBLE, kde lze poté snadno pouhým přepsáním návěští měnit, který zdroj má být

připojen. Tranzistor Q1 je v zapojení využit pro režim regulace napětí, kdy OZ LM358, který na obrázku níže není vidět, hlídá minimální nastavené napětí a v případě, že výstupní napětí klesne pod danou mez, tak otvírá tranzistor Q1, který svede vstupní signál na zem a tím dochází k přivření výkonového tranzistoru. Jen připomenou, že pro režim konstantního proudu pracuje D/A převodník s pevným referenčním napětím 2,5 V, proto je ho možné v tomto režimu nahradit napěťovým zdrojem a v nastavení DC SWEEP simulace případně krokovat.



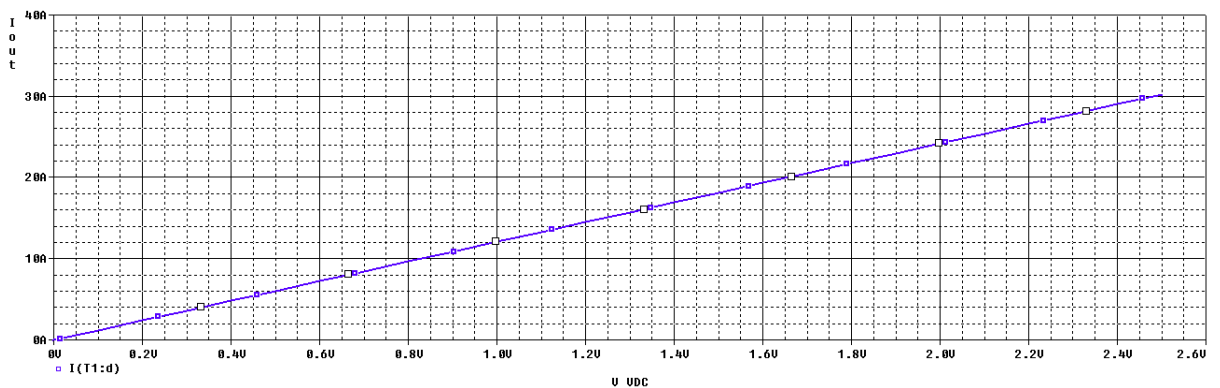
Obr. 3.1: Simulační schéma režimu konstantního proudu

Nejprve byla provedena simulace, kterou byla ověřena funkčnost proudové regulační smyčky. Jedná se o průběh zatěžovacího proudu v čase při různých velikostech vstupního napětí VDAP. K tomuto účelu byla využita transienční a parametrická analýza, kdy v parametrické byla nastavena změna velikosti vstupního napětí VDAP od 0 do 2,5 V s krokem 0,5 V. V simulaci bylo poté ověřeno, zda-li je správně nastavena zpětnovazební smyčka a odpovídá-li proud danému vstupnímu napětí VDAP (viz. Obr. 3.2). Všechny časové simulace byly prováděny v časech nepřekračujících 50 ms, aby bylo možné vidět případné záškuby při náběhu, či změnách proudu. Samozřejmě bylo také využíváno funkce přiblížení, kdy byly jednotlivé náběhy podrobněji zkoumány.



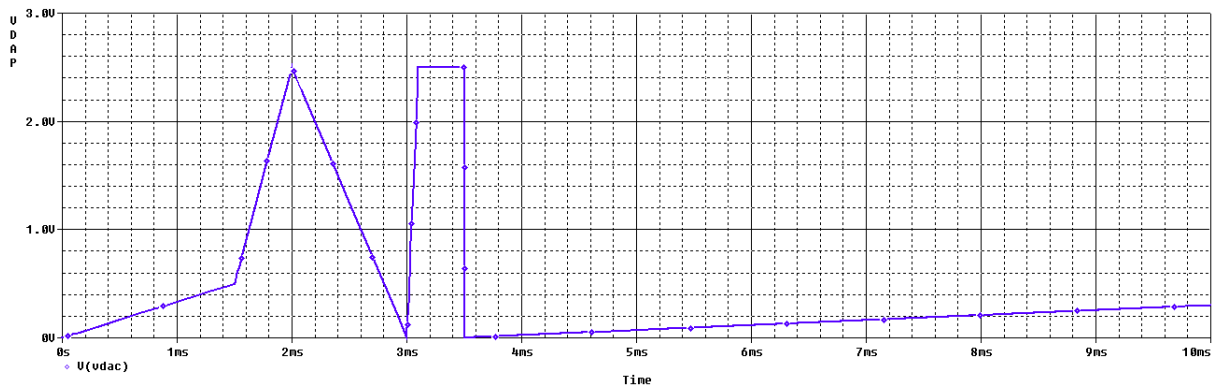
Obr. 3.2: Simulace velikosti výstupního proudu

Jako další bylo nutné odsimulovat průběh zatěžovacího proudu v závislosti na změně vstupního požadavku (viz Obr. 3.3). Zde bylo využito analýzy typu DC SWEEP. V nastavení této analýzy byla definována změna hodnoty zdroje VDAP v rozsahu 0 - 2,5 V s krokem 0,1 V.

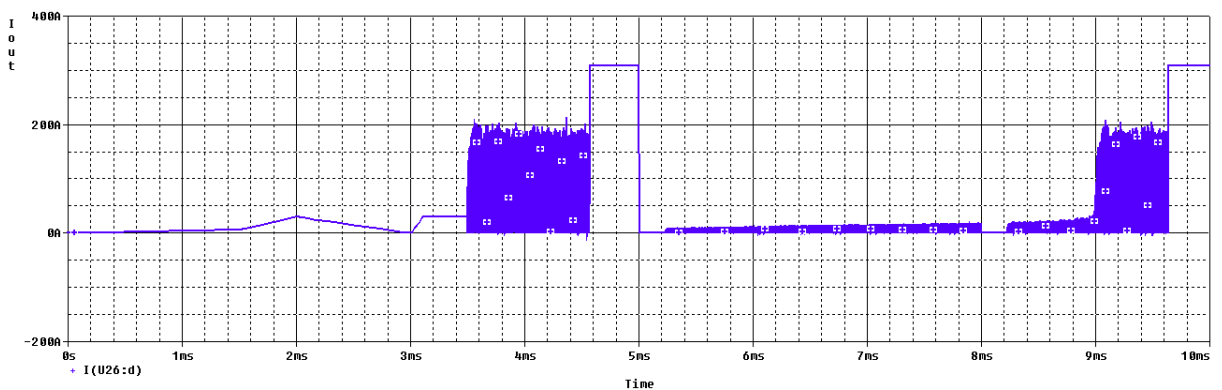


Obr. 3.3: Změna výstupního proudu v závislosti na požadavku

Tato analýza ale neprozradí chování obvodu pro dynamické změny zátěže. Pro otestování této funkce byl jako vstupní zdroj použit VPWL generátor, kde byla nastavena požadovaná rychlá změna vstupního napětí, na kterou musí poté obvod reagovat. Zdroj typu VPWL je univerzální nástroj pro generování signálu o námi zvolených parametrech. Dovoluje nastavit až 10 hodnot napětí v 10ti časových okamžicích. Není tedy problém nasimulovat skokové změny napětí nebo náběh, či pokles na určitou hodnotu za určitý čas. Na Obr. 3.4 lze vidět zvolený vstupní testovací signál a pod ním odezva ve formě výstupního proudu výkonovým tranzistorem.



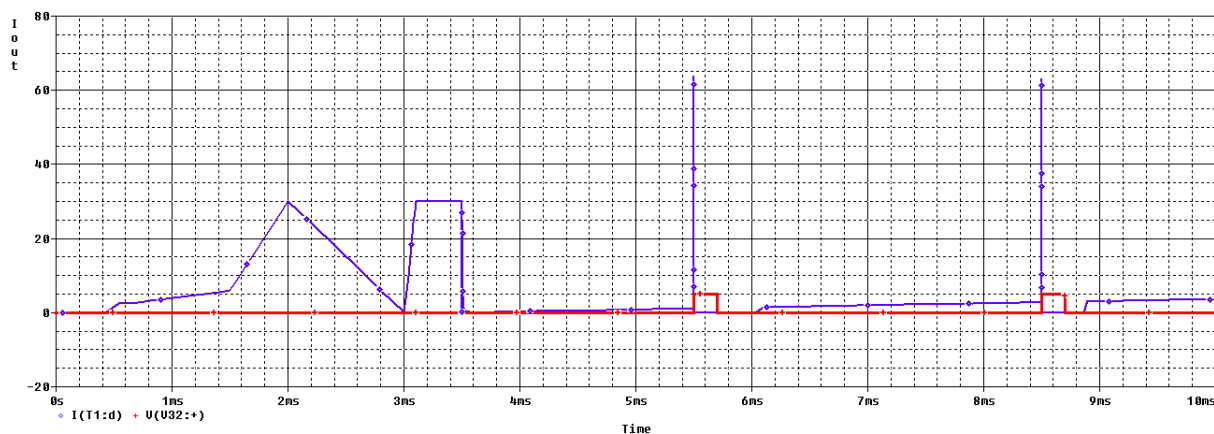
Obr. 3.4: Signál z VPWL generátoru pro testování dynamického režimu zátěže



Obr. 3.5: Odezva na dynamické změny vstupního signálu

Jak jde z obrázku odvodit nyní už průběh výstupního proudu tak optimistický není. Velmi zde záleží na korekci frekvenční charakteristiky operačního zesilovače IC4 pomocí keramického kondenzátoru C11. K určení správné hodnoty tohoto kondenzátoru bylo nutno přistoupit velmi experimentálně. Byly provedeny simulace pro různé hodnoty kapacity. Osazením kondenzátoru C11 se však zhoršuje dynamika operačního zesilovače a tedy obvodu regulace proudu. Hodnota tohoto kondenzátoru tedy nesmí být příliš velká, aby obvod stačil dostatečně včas regulovat výstupní proud a nedocházelo vlivem zpoždění k nebezpečnému nárůstu proudu. Hodnota C11 byla zvolena nejmenší taková, při které obvod minimálně kmital, v tomto případě, dle výsledků simulací: $C11 = 1 \text{ nF}$. Výsledná korekce bude ovšem záviset na ověření průběhu proudu digitálním osciloskopem. Nebezpečné zvyšování proudu ale nemusí způsobovat pouze tento ladící kondenzátor, nýbrž také vypínací obvod zátěže (viz Obr. 2.15), kterým na invertující vstup zesilovače odchytky IC4 připojujeme +12 V, čímž zajistíme zavření výkonového tranzistoru. V simulaci byl jako zdroj vypínacího signálu použit napěťový zdroj typu VPULSE s parametry $V1 = 0 \text{ V}$, $V2 = 5 \text{ V}$, $TR = 100 \text{ ns}$, $TF = 100 \text{ ns}$, $PW = 0,2 \text{ ms}$ a $PER = 3 \text{ ms}$. Pro lepší přehlednost v grafu je první puls v čase 5,5 ms. Tyto spínací pulzy mohou ovšem narušit regulační smyčku a ve

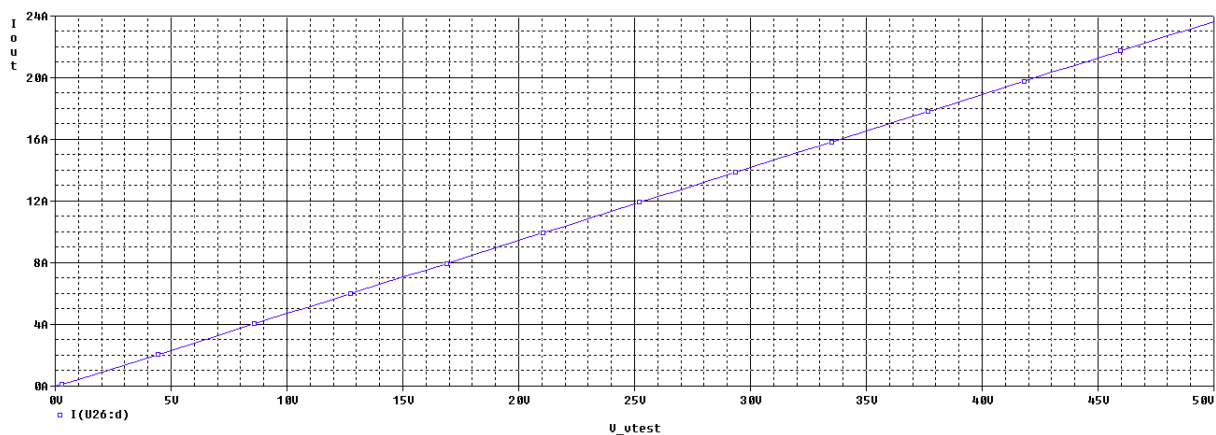
výsledném průběhu se mohou projevit proudovými špičkami při sepnutí vypínacího tranzistoru Q2. Na Obr. 3.6 lze vidět průběh zatěžovacího proudu s již korigovanou frekvenční charakteristikou IC4 pomocí kondenzátoru C11 = 1 nF, a ony zmíněné proudové špičky při vypínání zátěže (modrý průběh proudu, červený průběh vypínacího napětí).



Obr. 3.6: Průběh výstupního proudu po korekci frekvenční charakteristiky

3.2 Režim konstantního odporu

Jako další byl simulován režim konstantního odporu. Pro tento režim je potřeba na referenční pin D/A převodníku přivést napětí z vodiče UMER, což zajistí změnu výstupního napětí D/A převodníku úměrnou změně UMER. Pro realizování této funkcionality je zdroj vstupního signálu v simulacích nahrazen potenciometrem, který v závislosti na poloze jezdcy převádí v daném poměru velikost měřeného napětí na napětí odpovídající výstupu D/A převodníku. Na Obr. 3.7 lze vidět průběh zatěžovacího proudu v závislosti na změně vstupního napětí při konstantní hodnotě odporu.



Obr. 3.7: Velikost zatěžovacího proudu v závislosti na změně vstupního napětí

4 Realizace hardware

Po ověření parametrů simulacemi se přešlo k samotné realizaci zařízení. V této kapitole je proces realizace konkrétně popsán, od návrhu desek plošných spojů (dále DPS), přes jejich výrobu, oživování, až po mechanickou konstrukci.

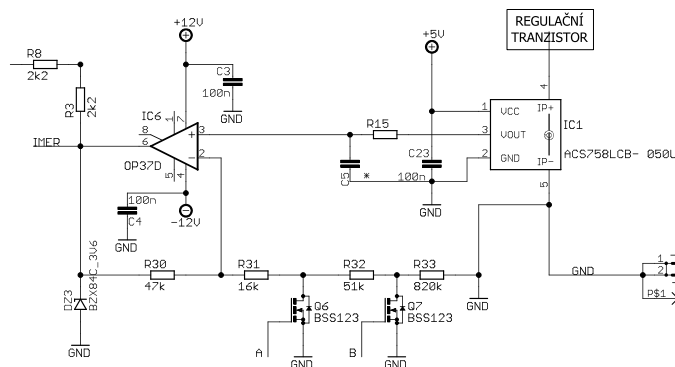
4.1 Návrh DPS

Tato elektronická zátěž je složena z celkem pěti DPS, kterými jsou jedna řídicí, jedna napájecí a tři výkonové. Návrh jednotlivých DPS byl proveden v návrhovém systému EAGLE 5.6.0, přičemž nejprve bylo nakresleno společné schéma v jednom schematickém souboru a poté bylo toto schéma rozděleno na 3 části do jednotlivých projektů. Toto opatření bylo zavedeno z důvodu názvosloví součástek, aby nedocházelo ke kolizi názvů. Jelikož ale docházelo postupem času k dalším úpravám schémat, bylo toto názvosloví porušeno a v některých případech nesou součástky z jednoho modulu stejné označení jak na modulu jiném. V příloze je proto seznam součástek rozdělen pro jednotlivé desky. Při kreslení schéma bylo využíváno některých vestavěných knihoven, některých externích knihoven a také některých mnou vytvořených knihoven. Jak již bylo řečeno, desek je celkem pět, propojeny jsou konektory se zámkem a plochými kabely. Řídicí a výkonové DPS jsou vyrobeny oboustranně, napájecí DPS je zhotovena jednostranně. Všechny plošné spoje jsou s prokovy, pocínovanými kontakty a nepájivou maskou. Součástí práce jsou i přílohy, vyobrazující navržené DPS a osazovací plány vygenerované z CAM procesoru programem Eagle. Výrobní soubory jsou přiloženy na CD, které je taktéž součástí této práce.

4.2 Osazení a oživení

Po obdržení vyrobených desek byly nejprve všechny DPS zkontrolovány kvůli případným vadám z výroby. Po ověření a proměření všech DPS se přešlo k samotnému osazování. Nejprve byla osazena napájecí DPS, kdy se začalo s SMD součástkami umístěnými na této desce na straně spojů, poté přišly na řadu zbylé THT součástky. Po zapájení všech prvků byla změřením výstupního napětí ověřena správnost návrhu a funkčnost zapojení. Na této desce nebyl zjištěn žádný problém a proto se přešlo k osazování řídicí DPS. Všechny součástky jsou zde situované na straně součástek. Při osazování bylo postupováno systematicky. Jako první byl osazen stabilizátor napětí na 7805 s potřebnými okolními součástkami a bylo ověřeno jeho výstupní napětí. Pokud by totiž zde nastala chyba a na DPS by už byl osazen například mikrokontroler, nebo jiné součástky, mohlo by vlivem přepětí

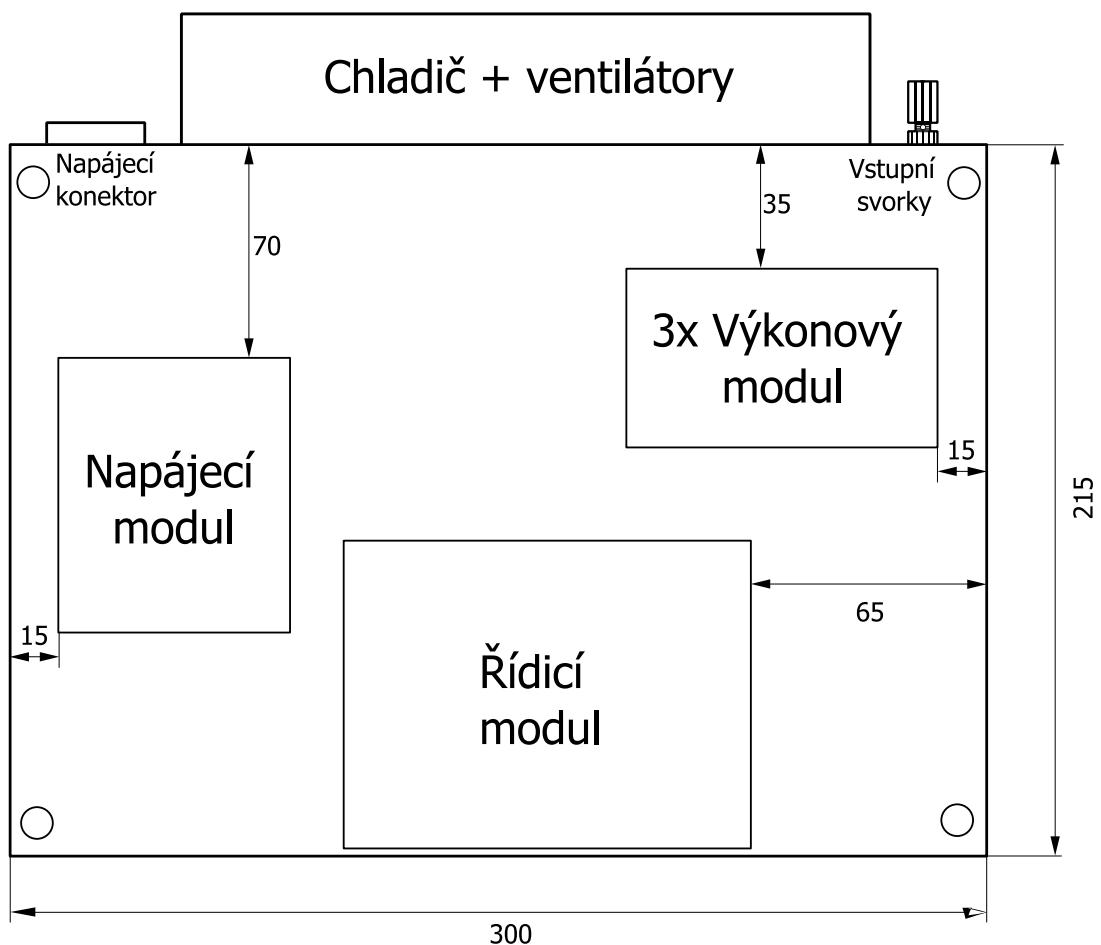
dojít k jejich zničení. Jako další byl osazen mikrokontroler, po jehož zapájení bylo ověřeno, není-li mezi některými piny zkrat, způsobený špatným přilnutím pájky k pinům. To by se mohlo stát velmi snadno, neboť rozteč kontaktů u pouzdra tohoto tranzistoru je 0,8 mm. V některých místech se skutečně zkrat prokázal, ale za použití odsávací licny a pájecí kapaliny se podařilo zapájení opravit. Po zapájení MCU přišel na řadu stabilizátor napětí 7905 a zde se objevila první chyba návrhu. Při tvorbě knihovny pro tuto součástku došlo ke špatnému propojení pinů s vývody součástky, což mělo za následek záměnu výstupního pinu se vstupním. To vedlo k průniku záporného napětí -12 V z napájecího modulu do této desky. Vzhledem k systematickému osazování ale byla tato závada odhalena včas a nedošlo k žádnému poškození. Jak je zmíněno v kapitole 2.2, záporné napětí -5 V je použito pouze k napájení multiplexeru a ten v této době ještě nebyl osazen. Problém byl tedy na DPS provizorně opraven a proces osazování mohl pokračovat. Na řídicím modulu již žádný další problém nenastal a byl osazen zbytek součástek. Poslední neosazenou DPS byl výkonový modul. Postupovalo se stejným způsobem jako v předchozích případech. Po osazení se přešlo k ověření činnosti a bylo zjištěno, že při návrhu a simulacích nebylo uvažováno klidové napětí čidla proudu, jehož hodnota je 0,6 V. To nepříznivě ovlivňuje výstupní signál měření proudu, neboť je tento signál trvale zesilován jako užitečný signál. Vzhledem k použitému referenčnímu napětí 2,5 V nesmí napětí na výstupu operační sítě tuto hodnotu překročit. To znamená, že maximální možné nastavitelné zesílení je 4, kdy na výstupu OZ IC6 je 2,4 V při nulovém proudu. Tím se velmi omezí možnosti nastavení požadovaného proudu pro nízký rozsah, neboť pro sepnutí výkonového tranzistoru musíme přivést napětí větší než 2,4 V z maximálních 2,5 V. Z důvodu menšího zesílení je také ovlivněna přesnost měření proudu, neboť nízká hodnota zesílení spolu s použitím pouze 10bitového převodníku vede na rozlišitelnost měření přibližně 40 mA. Bylo tedy nutné přepočítat hodnoty rezistorů a tím upravit hodnoty zesílení (Obr. 4.1). Na závěr byly všechny desky očištěny, aby se odstranily zbytky tavidla.



Obr. 4.1: Přepočítané hodnoty rezistorů pro měření proudu

4.3 Mechanická konstrukce

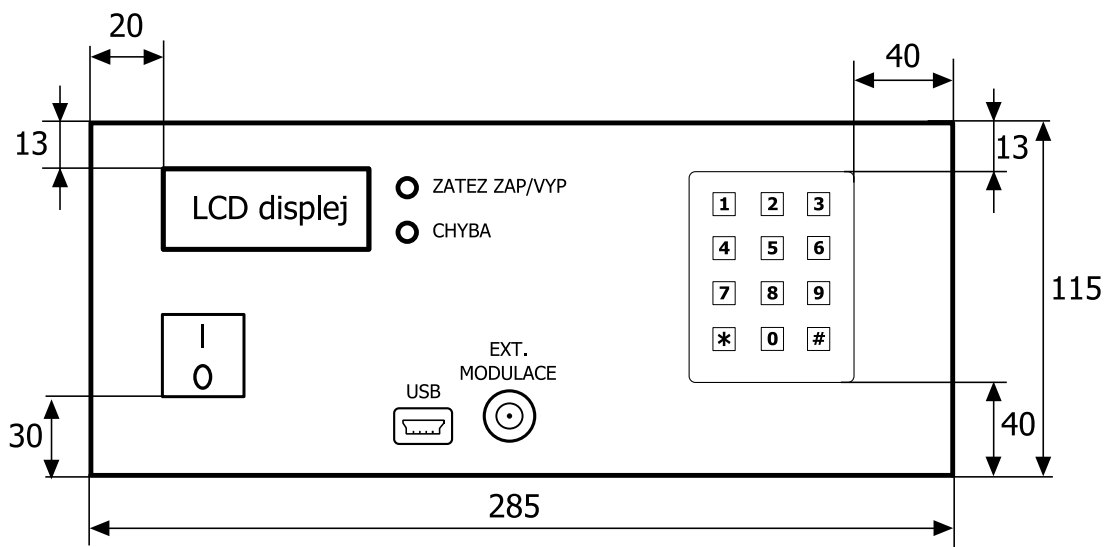
Zátěž je vestavěna ve čtyřdílné plastové konstrukční krabici KP 30 s vnějšími rozměry 295 x 215 x 120 mm. Na Obr. 4.2 se nachází výkres s rozložením DPS uvnitř krabice. Všechny uvedené hodnoty jsou v mm. Rozměry jednotlivých modulů jsou uvedeny v přílohách, kde jsou umístěny obrázky DPS a osazovací výkresy. Jednotlivé moduly jsou posazeny na distančních sloupcích, pomocí kterých jsou připevněny ke dnu boxu. Součástí krabice byly i gumové nožičky, které zajistí lepší proudění vzduchu větracími otvory ve spodní části boxu.



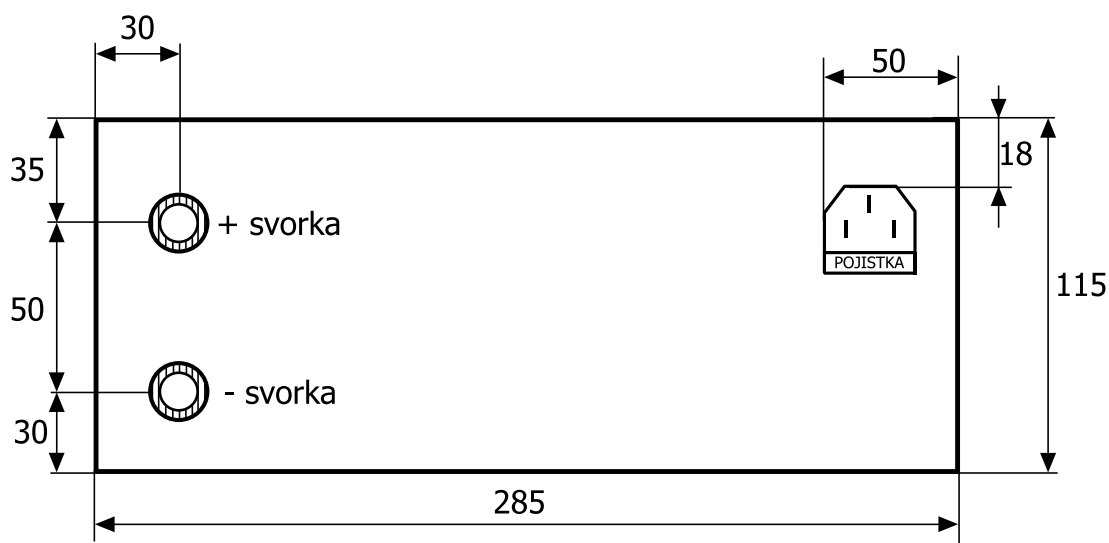
Obr. 4.2: Rozmístění jednotlivých modulů v konstrukční krabici

Rozmístění modulů není náhodné. Vzhledem k požadavku na co nejkratší délku proudové cesty z důvodu minimalizace indukčnosti vodičů jsou výkonové moduly umístěny v zadní části, co nejbližší chladiči. Ze stejného důvodu jsou v zadní části umístěny vstupní svorky. Deska s řídicím modulem je umístěna co nejbližší přednímu panelu, z důvodu osazení konektoru USB a BNC na DPS. Bylo důležité důkladně změřit rozměry pro přesné vyvrtání

otvorů. Zde se objevil malý problém s použitým mini-USB konektorem, který by měl být více povysunutý ven, ale správné funkci to nijak nebrání. Na obrázcích níže jsou zobrazeny ilustrace předního (Obr. 4.3) a zadního (Obr. 4.4) panelu přístroje. Všechny rozměry jsou uvedeny v [mm].



Obr. 4.3: Přední panel přístroje



Obr. 4.4: Zadní panel přístroje

5 Firmware

Zkonstruovaná elektronická zátěž je vlastně analogová zátěž, doplněná o mikrokontroler. Vlastní regulace nastavených hodnot je řešena analogově, konkrétně hlavní regulační smyčkou (viz 2.3.3) ve spolupráci s obvodem měření proudu (2.3.5). Mikrokontroler tedy slouží pro zpracování vstupních požadavků, které mohou být přijaty z klávesnice, nebo přes USB rozhraní z osobního počítače, dále převádí požadované hodnoty proudu na konkrétní číslicovou hodnotu pro D/A převodník a měří hodnoty napětí a proudu, které pak zobrazuje na LCD displej.

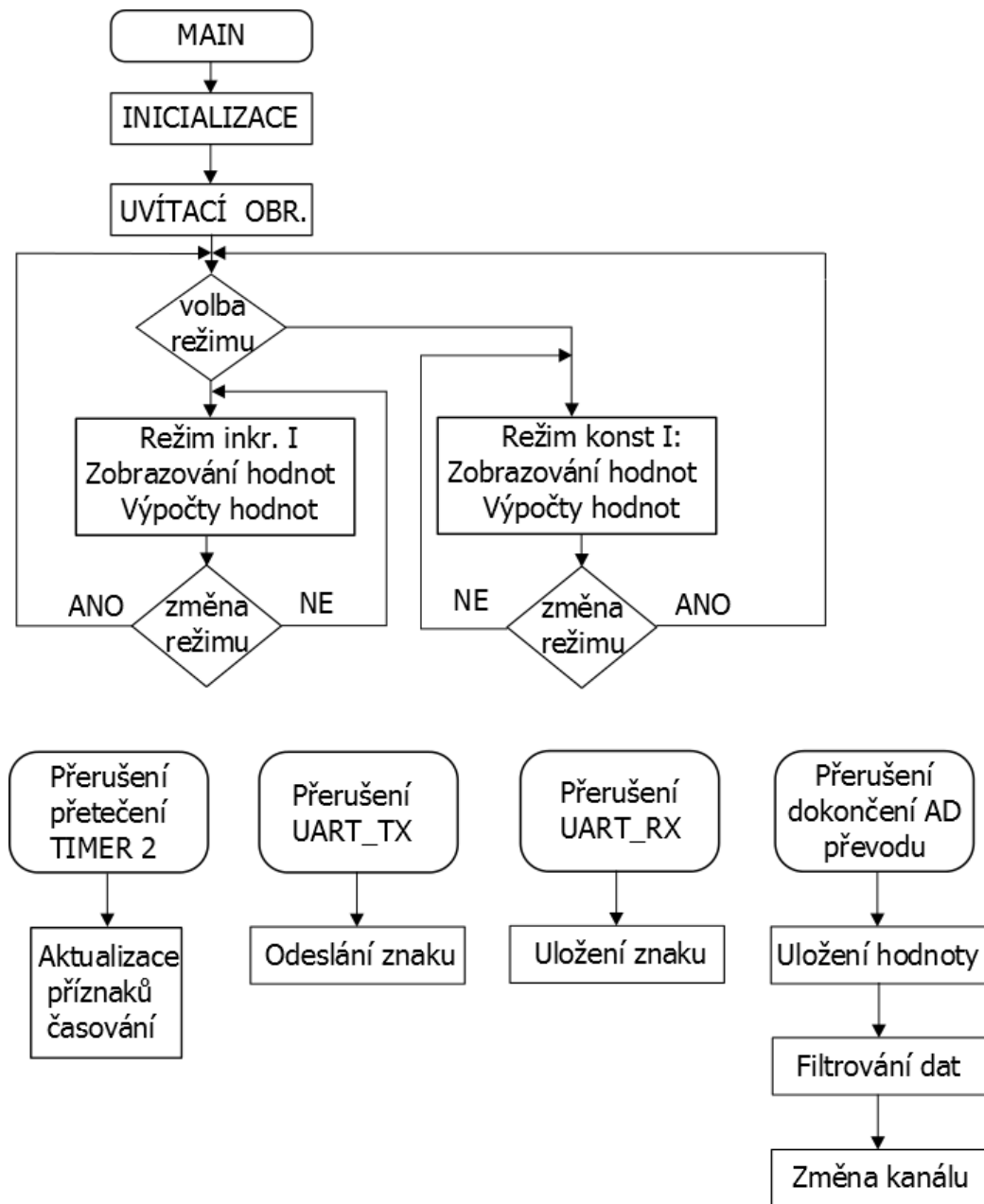
Pro vytváření firmwaru bylo použito vývojové prostředí Atmel Studio 6.1, umožňující programovat jak v assembleru, tak v jazyku C. Jazyk C se hodí pro projekty většího rozsahu, neboť je i snadno přenositelný na jiné typy procesoru. Program lze rozdělit do dvou základních bloků, kdy v prvním bloku probíhají algoritmy, nevyžadující nárok na rychlé vykonání a lze z nich tedy kdykoliv přejít na událost přerušení. V druhém bloku jsou obsluhována přerušení důležitá pro bezpečný provoz zátěže a pro sběr dat, mezi které patří přerušení při dokončení AD převodu (měření proudu a teploty) a přerušení vyvolané komunikací UART (příjem, odeslání).

Detailní popis firmwaru není vzhledem k rozsahu práce uveden, zdrojové soubory jsou k nahlédnutí na přiloženém CD. Názvy funkcí a proměnných jsou komentovány a voleny s ohledem na použití.

5.1 Ovládání zátěže

Pro ovládání zátěže slouží maticová klávesnice 4x3 umístěna na předním panelu přístroje. Pro jednotlivá menu jsou určena tlačítka, kterými se volí daný režim. Po zvolení například režimu konstantního proudu se zobrazí menu výběru mezi zadáním hodnoty proudu a inkrementálním režimem. V režimu zadání hodnoty proudu se nejdříve zobrazí na displeji základní struktura. Při zadávání hodnoty se stlačením příslušných kláves zvolí požadovaný proud. Stiskem klávesy # dojde k potvrzení zadané hodnoty a nastavení zátěže. Aktuální proud a napětí jsou zobrazeny v druhém řádku displeje. V inkrementálním režimu klávesou 1 zvyšujeme v řádech 1000 mA, klávesou 2 v řádech 100 mA a klávesou 3 v řádu 10 mA. Obdobně platí snižování hodnoty pro klávesy 7, 8, 9. Pomocí tlačítka '*' nulujeme požadavek a zajistíme, že regulační tranzistor nebude vybuzen. Pomocí klávesy '#' je zátěž aktivována na zadanou hodnotu proudu.

5.2 Zjednodušený vývojový diagram



Obr. 5.1: Zjednodušený vývojový diagram

Na Obr. 5.1 se nachází zjednodušený vývojový diagram celého programu zátěže. Po zapnutí přístroje se provede inicializace procesoru (nastavení registrů, bran, A/D převodníku, přerušení). V průběhu inicializace se asi na vteřinu otestují důležité periferie. Rozsvícení informačních LED diod, sepnutí ventilátoru chlazení, poté se zobrazí MENU výběru režimu, kde vybereme buď pomocí klávesnice, nebo zadáním příkazu v hyperterminálu či jiném obslužném programu pro virtuální COM Port.

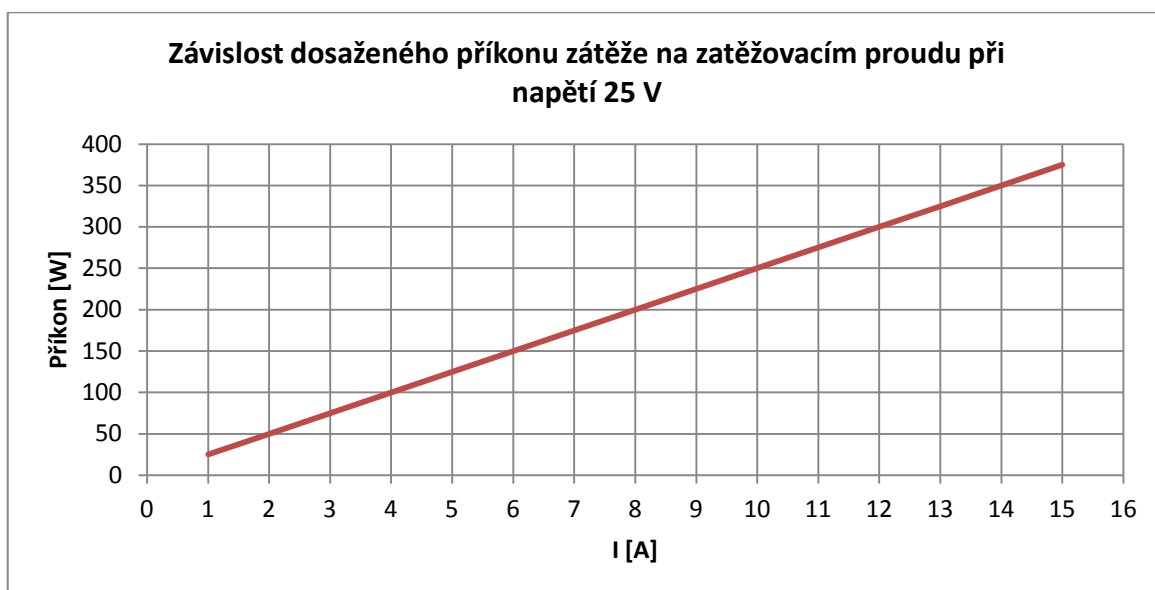
6 Měření

Měření zátěže bylo prováděno s jedním modulem a jedním výkonovým tranzistorem. Pro příkon do 100 W zátěž nevykazovala žádné anomálie, ovšem při překročení 100 W se začínalo objevovat kmitání, především při nižších vstupních napětích. To způsobila špatná korekce frekvenční charakteristiky hlavní regulační smyčky a bylo potřeba ji korigovat změnou kondenzátoru C11. Z původně uvažované hodnoty 1 nF byla hodnota změněna na 5,7 nF, při kterých již zátěž dle osciloskopu pracovala spolehlivě.



Obr. 6.1: Měření zátěže

Zátěž byla testována připojením ke zdroji STATRON 32V / 24A v konfiguraci s jedním výkonovým modulem. Nejvyšší zatížení bylo dosaženo při 15 A, 25 V, což odpovídá příkonu 375 W. Dle katalogových hodnot vykazuje použitý tranzistor výkonovou ztrátu až 480 W. Této hodnoty se nepodařilo dosáhnout, neboť byl tranzistor při odepínání příkonu 375 W proražen. Na vině mohlo být neuvážené zadání hodnoty zatěžovacího proudu, kdy v programu není řešen pomalý náběh a došlo tak ke skokové změně zatížení. Jednalo se vlastně o testování dynamické změny zatěžovacího proudu, přičemž došlo k přetížení tranzistoru. Do této hodnoty se požadované hodnoty proudu shodovaly se skutečným protékajícím proudem. I tak byl ovšem překročen uvažovaný příkon na jeden modul, kdy uvažovaná maximální hodnota byla 350 W. Aby se zabránilo opakování této události, bylo by vhodné doplnit řídicí program o řízení rychlosti náběhu proudu. Takové řešení by mělo zabránit skokové změně požadavku. Jako další opatření by měla být doplněna funkce kontroly maximálního zadaného výkonu, kdy program nepovolí překročit hranici 350 W na jeden modul.



Obr. 6.2: Závislost dosaženého příkonu zátěže na zatěžovacím proudu při napětí 25 V

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout a zkonstruovat digitální elektronickou zátěž s rozhraním USB. V úvodu byla prozkoumána dostupná zapojení elektronických zátěží a na základě těchto údajů byla navržena koncepce pro požadované hodnoty. Vzhledem k vysokému požadavku na příkon až 1 kW, byla navržena koncepce s jedním řídicím modulem ve spojení se třemi výkonovými moduly. Uvažovaná výkonová zatížitelnost na každý modul byla 350 W. Jako regulační prvek byl použit POWER MOSFET tranzistor FB180SA10P s maximální hodnotou ztrátového výkonu $P_d = 480$ W. Požadované hodnoty tak byly v povolených mezích. Po návrhu schéma následovalo ověření funkčnosti pomocí simulačního softwaru PSpice. Zde nejevilo navržené zapojení žádné známky problémů a přešlo se tedy na praktickou realizaci. Při ožívování jednotlivých modulů se vyskytly drobné chyby návrhu, které bylo však možné vyřešit opravou na DPS. Například při tvorbě pouzdra stabilizátoru 7905 došlo k prohození vstupního a výstupního pinu. Bylo tedy nutné přerušit některé cesty a přemostit je úzkým vodičem. Vzhledem k systematické metodě osazování se na tento problém přišlo v zárodku a nedošlo k poškození dalších součástek. Po osazení a zkontrolování všech DPS následovalo praktické měření. Nejprve bylo nutné provést korekci nastavených hodnot, poté zátěž odebírala z testovaných zdrojů požadovanou hodnotu proudu. Dále proběhlo měření zatížitelnosti jednoho modulu. Maximální změřená hodnota činila 25 V, 15 A, což odpovídá 375 W. Při odpojení zátěže a následném vyšším požadavku už byl proražen regulační tranzistor. To mohlo být způsobeno neuváženým požadavkem, kdy v programu mikrokontroleru nebyl řešen náběh proudu. Při skokové změně tedy nejspíše došlo k vybočení ze SOA křivek a tím pádem k proražení tranzistor, který poté vykazoval trvale svod mezi elektrodami DS a GS. Před poruchou tranzistor tedy snesl uvažované zatížení 350 W, které by bylo limitováno při zapojení všech tří modulů. Jako zlepšení do budoucna navrhuji úpravu firmwaru pro počítání maximálního výkonu na modul, aby se zabránilo zadání vyššího požadavku, než je maximální dovolená ztráta na jeden modul. Dále se prokázalo, že použitý interní 10bitový A/D převodník je pro měření proudu nepřesný a navrhuoval bych použití externího A/D s počtem alespoň 14 bitů. Výsledkem práce je tedy funkční zařízení, schopné zatěžovat testované zdroje do výkonů 350 W na jeden modul. Při plném osazení trojicí výkonových modulů a dostatečně účinném chlazení by celková výkonová zatížitelnost zařízení mohla dosáhnout požadovaných 1000 W.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Design a 100A active load to test power supplies. *EDN Network* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.edn.com/design/analog/4368416/Design-a-100A-active-load-to-test-power-supplies>
- [2] IXYS. IXFN100N50P [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/99497.pdf>
- [3] Elektronická zátěž. STRAŠIL, Ivo. *Strašil Elektronika* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.strasil.net/index.php?text=zatez>
- [4] VISHAY SEMICONDUCTORS. FB180SA10P [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/94541/fb180sa1.pdf>
- [5] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. BSS123 [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://i2c2p.twibright.com/datasheet/BSS123.pdf>
- [6] ALLEGRO MICROSYSTEMS, Integrated Circuit Current Sensor *Electronic* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS758-Datasheet.ashx>
- [7] ATmega128-16AU. *GM Electronic* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/mikroprocesory-atmel-avr-mega/atmega128-16au-p958-107/>
- [8] ATMEL CORPORATION, ATmega128. [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc2467.pdf>
- [9] FTDI Chip. Oficiální stránka firmy FTDI Chip. [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT230X.pdf
- [10] Elektronická zátěž. *Elektronikacz.borec.cz* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.elektronikacz.borec.cz/Data/Elektronicka%20zatez%202.htm>
- [11] Elektronická zátěž GW Instek. *TR Instruments spol. s.r.o.* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.trinstruments.cz/elektronicka-zatez-gw-instek-rada-pel2000>
- [12] Electronic load. *www.davilj.com* [online]. [cit. 2013-04_20]. Dostupné z: <http://www.davilj.com/ms/3720a-electronic-load.html>
- [13] CHRAMOSTA, Michal. *Stejnoseměrná programovatelná elektronická zátěž 500W*. Plzeň, 2008. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací.
- [14] ACS758 Current Sensor. In: [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.lampek.com/en/content/?75.html>
- [15] KB304 12KEY BLACK. *GM Electronic* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/tlacitkove-klavesnice/kb304-12key-black-p637-002/>
- [16] Ventilátor SUNON A2123HBL. *GME* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/ac-ventilatory-120x120-mm/ventilator-sunon-a2123hbl-p625-166/>
- [17] SOT-227 Package. *Datasheet Directory* [online]. [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: <http://www.datasheetdir.com/package-SOT-227>

Seznam příloh

Příloha A: CD

Příloha B: Kompletní schéma řídicího modulu

Příloha C: Kompletní schéma výkonového modulu

Příloha D: Kompletní schéma napájecího modulu

Příloha E: DPS řídicího modulu

Příloha F: DPS výkonového modulu

Příloha G: DPS napájecího modulu

Příloha H: Seznam součástek napájecího modulu

Příloha I: Seznam součástek řídicího modulu

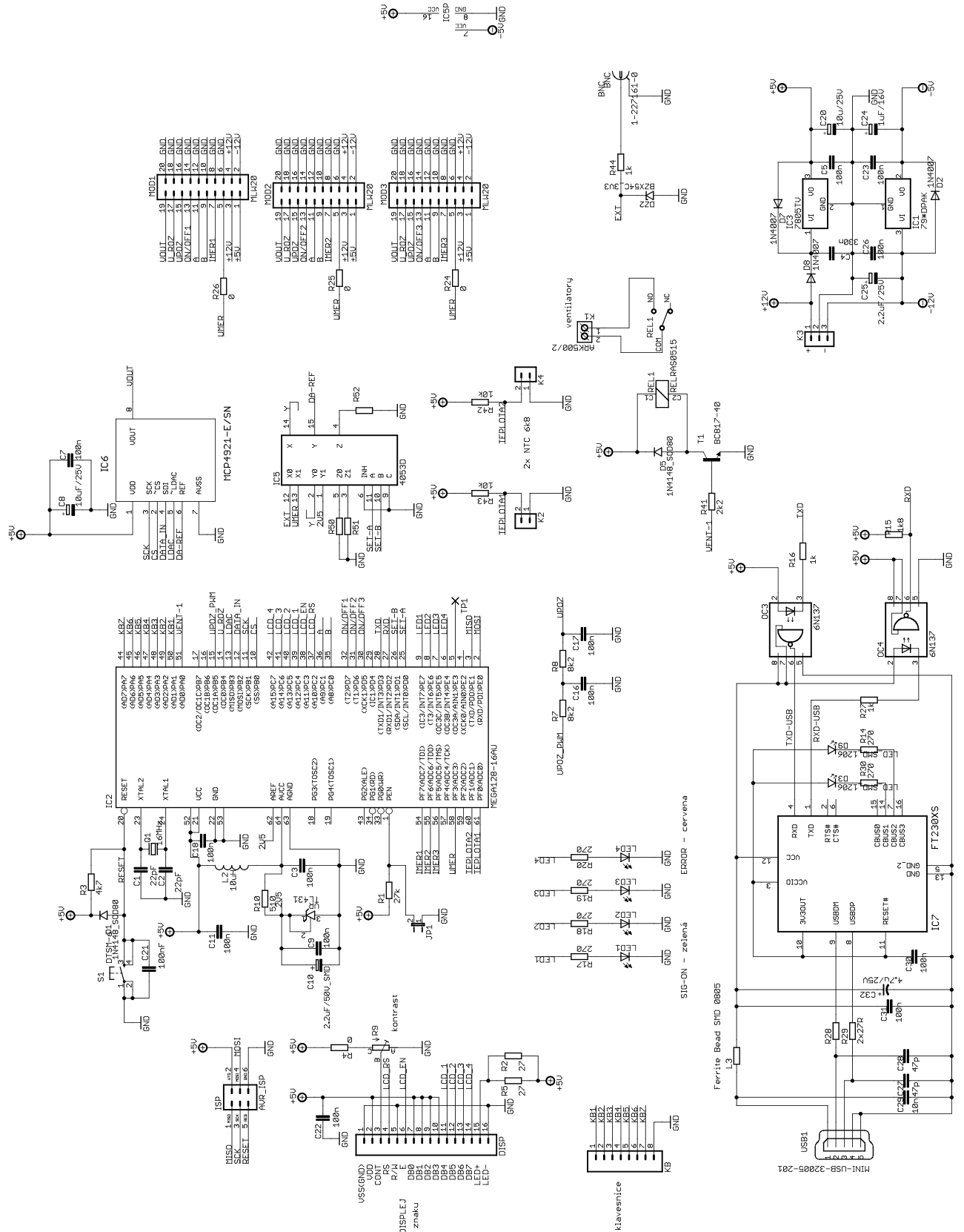
Příloha J: Seznam součástek výkonového modulu

Příloha K: Fotografie

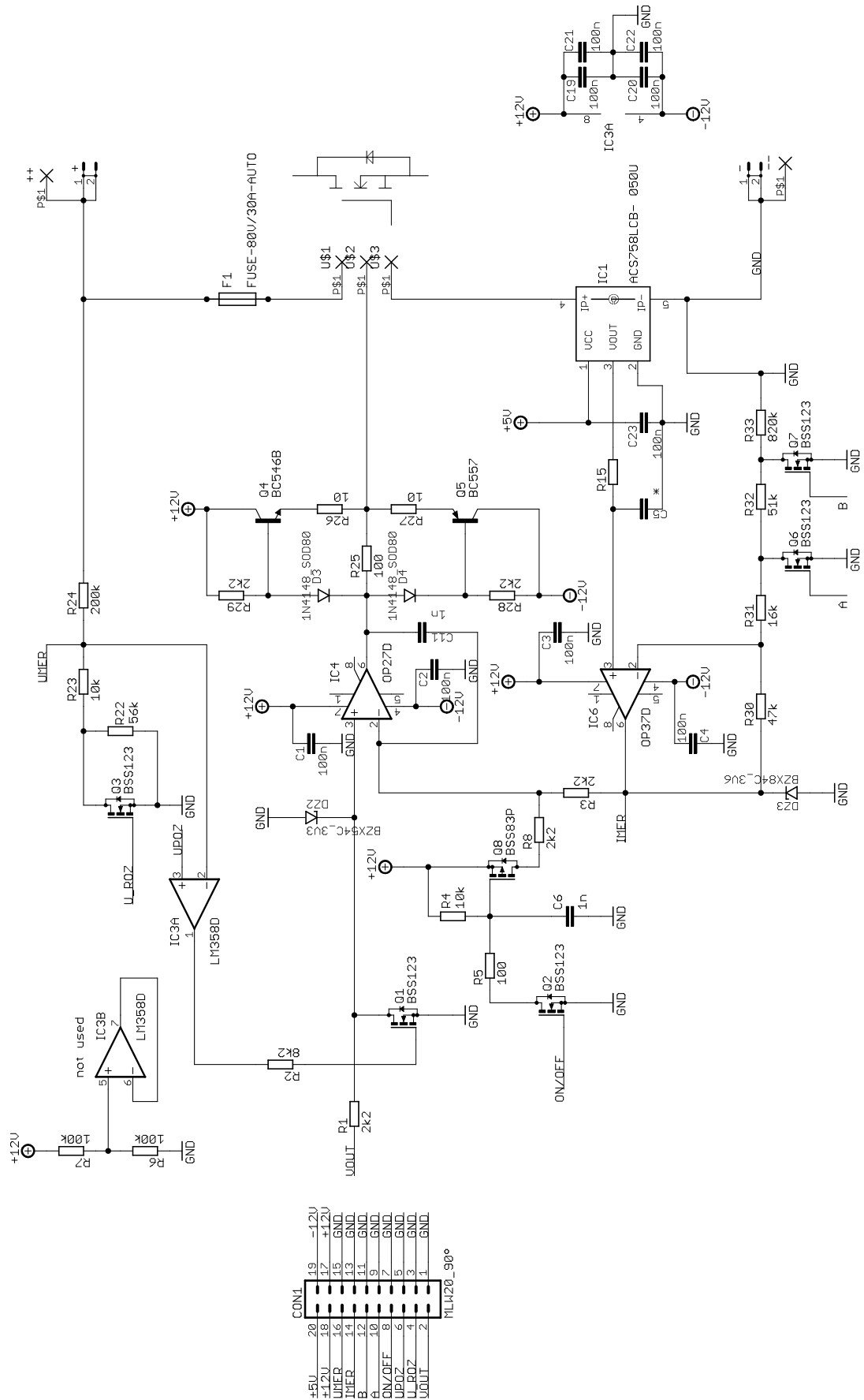
Přílohy

Příloha A: CD obsahující zdrojové kódy, podklady pro výrobu DPS, simulační soubory, katalogové listy k použitým součástkám a celý text práce.

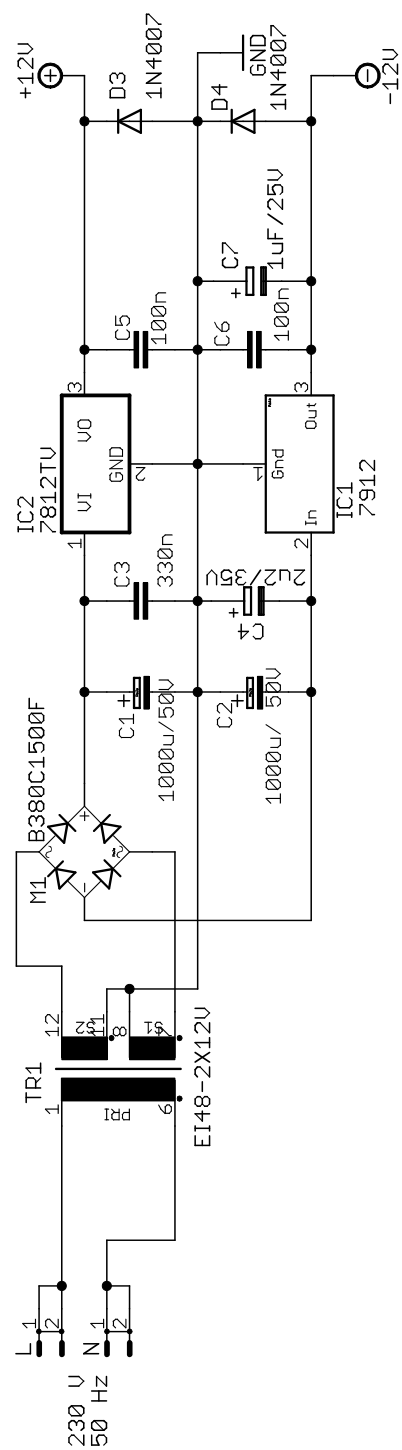
Příloha B: Kompletní schéma řídicího modulu



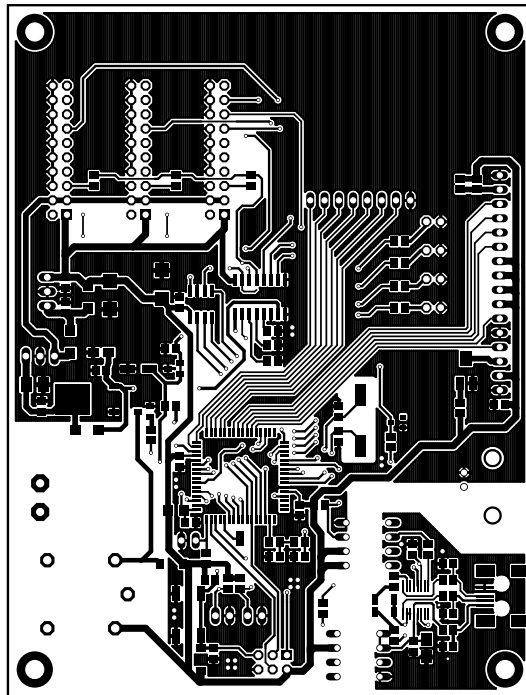
Příloha C: Kompletní schéma výkonového modulu



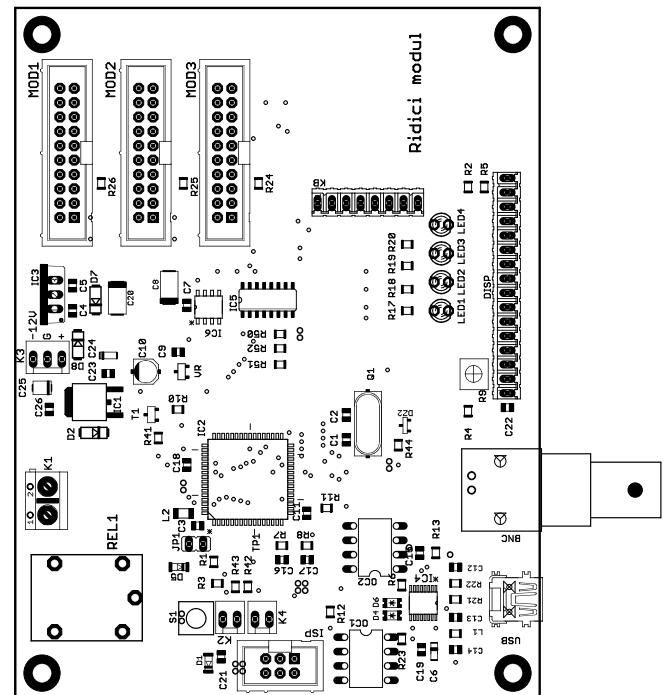
Příloha D: Kompletní schéma napájecího modulu



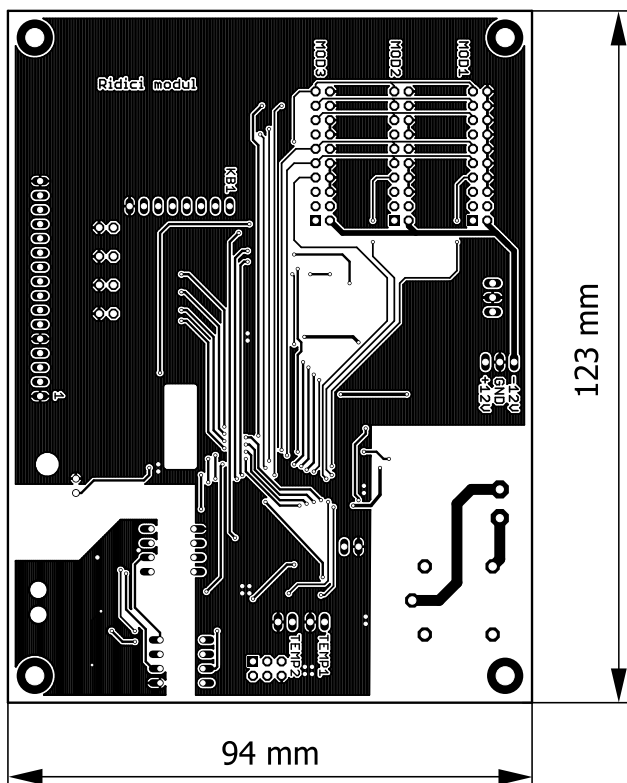
Příloha E: DPS řídicího modulu



pohled shora

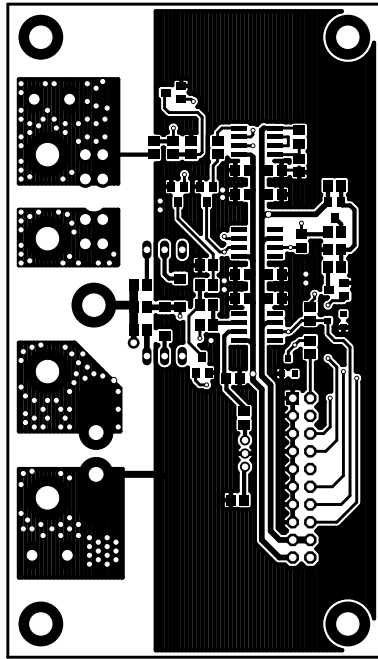


osazovací plán

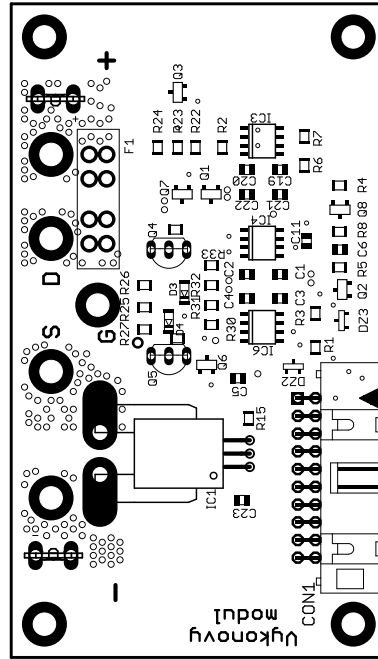


pohled zespoda

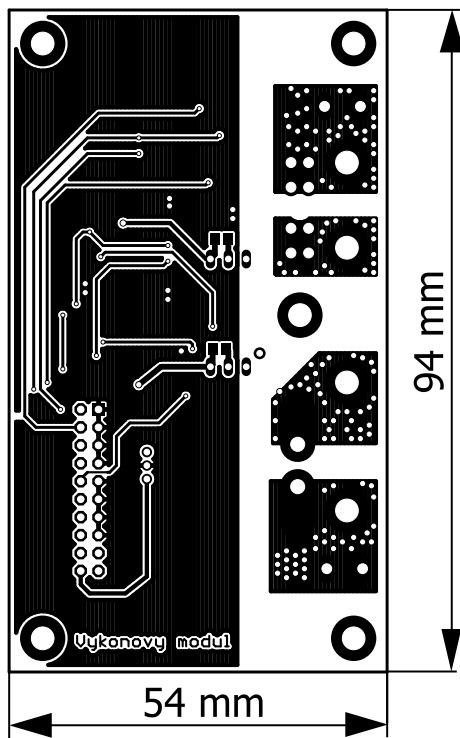
Příloha F: DPS výkonového modulu



pohled shora

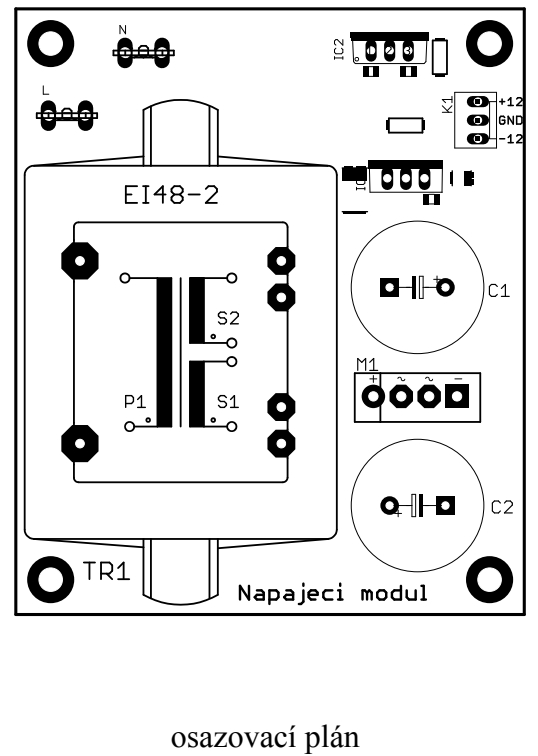
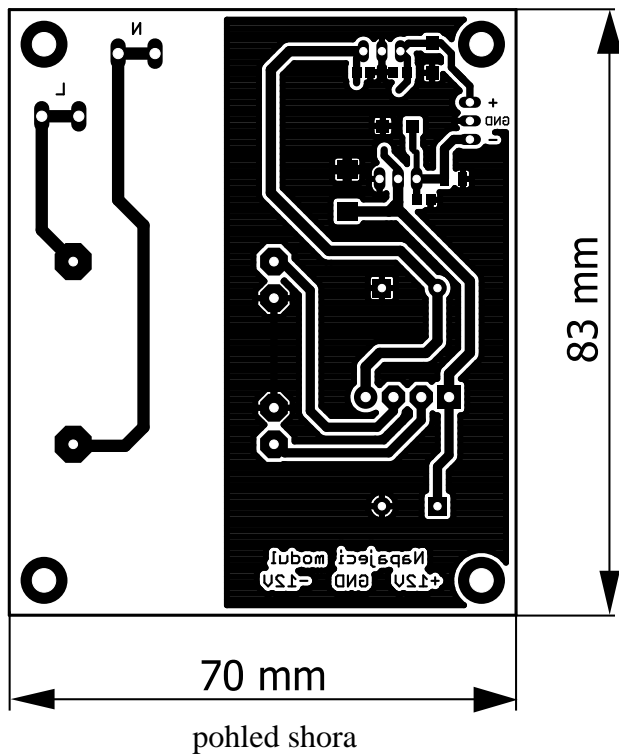


osazovací plán



pohled zespoda

Příloha G: DPS napájecího modulu



Příloha H: Seznam součástek napájecího modulu

Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	1000u/50V	C_EL7,5+
C2	1000u/ 50V	C_EL7,5+
C3	330n	C0805
C4	2u2/35V	TE-C-6032
C5	100n	C0805
C6	100n	C0805
C7	1uF/25V	TE-A-3216
D3	1N4007	DO214AC
D4	1N4007	DO214AC
IC1	7912	TO-220S
IC2	7812TV	TO220V
K1		PSH02-03P
L		ST4,8
M1	B380C1500F	DM_RS-2
N		ST4,8
TR1	EI48-2X12V	EI48-2B

Příloha I: Seznam součástek řídicího modulu

Součástka	Hodnota	Pouzdro
BNC	1-227161-0	AMP_227161
C1	22pF	C0805
C2	22pF	C0805
C3	100n	C0805
C4	330n	C0805
C5	100n	C0805
C6	4.7u/25V	3216-18W/T
C7	100n	C0805
C8	10uF/25V	SMC_C
C9	100n	C0805
C10	2.2uF/50V_SMD	C_EL-SMD_B
C11	100n	C0805
C12	47p	C0805
C13	47p	C0805
C14	10n	C0805
C15	100n	C0805
C16	100n	C0805
C17	100n	C0805
C18	100n	C0805
C19	100n	C0805
C20	10u/25V	SMC_C
C21	100nF	C0805
C22	100n	C0805
C23	100n	C0805
C24	1uF/16V	A/3216-18R
C25	2.2uF/25V	B/3528-21R
C26	100n	C0805
D1	1N4148_SOD80	SOD-80
D2	1N4007	DO214AC
D4	LED_SMD_1206	P1206
D5	1N4148_SOD80	SOD-80
D6	LED_SMD_1206	P1206
D7	1N4007	DO214AC
D8	1N4007	DO214AC
DISP		16P
DZ2	BZX54C_3V3	SOT-23
IC1	79*DPAK	TO252
IC2	MEGA128-16AU	TQFP-64- MEGA128
IC3	7805TV	TO220V
IC4	FT230XS	SOP63P600X175- 16N
IC5	4053D	SO16
IC6	MCP4921-E/SN	SOIC8-N_MC

Součástka	Hodnota	Pouzdro
ISP	AVR_ISP	MLW06G
JP1		JP1
K1	ARK500/2	ARK500/2
K2		PSH02-02P
K3		PSH02-03P
K4		PSH02-02P
KB		08P
L1		M0805
L2	10uH	L1206
1.01		LED3MM
1.02		LED3MM
1.03		LED3MM
1.04		LED3MM
MOD1	MLW20	MLW20G
MOD2	MLW20	MLW20G
MOD3	MLW20	MLW20G
OC1	6N137	DIL08
OC2	6N137	DIL08
Q1	16MHz	HC-49US
R1	27k	M0805
R2	27	M0805
R3	4k7	M0805
R4	0	M0805
R5	27	M0805
R6	270	M0805
R7	8k2	M0805
R8	8k2	M0805
R9		TS53YJ-10K
R10	510	M0805
R11	1k8	M0805
R12	1k	M0805
R13	1k	M0805
R17	270	M0805
R18	270	M0805
R19	270	M0805
R20	270	M0805
R21		M0805
R22	2x27R	M0805
R23	270	M0805
R24	0	M0805
R25	0	M0805
R26	0	M0805
R41	2k2	M0805
R42	10k	M0805
R43	10k	M0805

Součástka	Hodnota	Pouzdro
R44	1k	M0805
R50	100	M0805
R51	100	M0805
R52	100	M0805
REL1	RELRAS0515	RELE_RAS
S1	DTSM-6	DTSM-6
T1	BC817-40	SOT23-BEC
TP1		SMD1,27-2,54
USB	MINI-USB-32005-201	32005-201
VR	TL431	SOT23

Příloha J: Seznam součástek výkonového modulu

Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	100n	C0805
C2	100n	C0805
C3	100n	C0805
C4	100n	C0805
C5	*	C0805
C6	1n	C0805
C11	1n	C0805
C19	100n	C0805
C20	100n	C0805
C21	100n	C0805
C22	100n	C0805
C23	100n	C0805
CON1	MLW20_90°	MLW20A
D3	1N4148_SOD80	SOD-80
D4	1N4148_SOD80	SOD-80
DZ2	BZX54C_3V3	SOT-23
DZ3	BZX84C_3V6	SOT-23
F1	FUSE-80V/30A-AUTO	FUSE-AUTO-80V/XXA
IC1	ACS758LCB-050U	ACS75050
IC3	LM358D	SO08
IC4	OP27D	SO08
IC6	OP37D	SO08
Q1	BSS123	SOT23
Q2	BSS123	SOT23
Q3	BSS123	SOT23
Q4	BC546B	TO92-EBC
Q5	BC557	TO92-EBC
Q6	BSS123	SOT23
Q7	BSS123	SOT23
Q8	BSS83P	SOT23
R1	2k2	M0805
R2	8k2	M0805
R3	2k2	M0805
R4	10k	M0805
R5	100	M0805
R6	100k	M0805
R7	100k	M0805
R8	2k2	M0805
R15		M0805
R22	56k	M0805
R23	10k	M0805

Součástka	Hodnota	Pouzdro
R24	200k	M0805
R25	100	M0805
R26	10	M0805
R27	10	M0805
R28	2k2	M0805
R29	2k2	M0805
R30	47k	M0805
R31	16k	M0805
R32	51k	M0805
R33	820k	M0805
U\$1	PAD-3MM-SROUB	PAD-TR
U\$2	PAD-3MM-SROUB	PAD-TR
U\$3	PAD-3MM-SROUB	PAD-TR

Příloha K: Fotografie

