

Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektroniky a informačních technologií

## Diplomová práce

Umělá zátěž pro testování napájecích zdrojů

Autor práce: Bc. Jakub Brichta  
Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Kubík, Ph.D.

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2023/2024

# ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jakub BRICHTA**  
Osobní číslo: **E22N0042P**  
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**  
Specializace: **Elektronika**  
Téma práce: **Umělá zátěž pro testování napájecích zdrojů**  
Zadávací katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

## Zásady pro vypracování

1. Prostudujte zapojení aktivních zátěží.
2. Navrhněte DC aktivní zátěž se ztrátovým výkonem 300 W, řízenou mikrokontrolérem a s volitelným režimem konstantního proudu a konstantního odporu.
3. Vytvořte software pro automatické měření zatěžovacích / vybíjecích charakteristik zdrojů a akumulátorů.
4. Na zhotovené zátěži proveďte měření parametrů (např. na vzorku napájecího zdroje).
5. Zhodnoťte naměřené parametry a diskutujte možná vylepšení návrhu.



Rozsah diplomové práce: **40-60**  
Rozsah grafických prací:  
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**


Seznam doporučené literatury:

1. Hammerbauer, J.: Elektronické napájecí zdroje a akumulátory. Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1996. ISBN 80-7082-411-5.
2. Brown, M.: Power supply cookbook, 2/E. Melbourne: Newnes, 2001. ISBN: 978-0750673297.
3. Další vhodnou literaturu si student vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Zdeněk Kubík, Ph.D.**  
Katedra elektroniky a informačních technologií

Datum zadání diplomové práce: **6. října 2023**  
Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2024**

  
 L.S.  
**Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
děkan

  
**Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.**  
vedoucí katedry

V Plzni dne 6. října 2023

## **Abstrakt**

Obsahem této diplomové práce je návrh a konstrukce digitálně řízené stejnosměrné umělé zátěže určené pro testování napájecích zdrojů a akumulátorů/baterií. Požadovanými parametry je maximální ztrátový výkon zátěže 300 W, maximální napětí 30 V a maximální proud 30 A. Zátěž bude moci pracovat v režimu konstantního proudu (CC) a režimu konstantního odporu (CR). Obsluha zátěže pak bude umožněna dvojím způsobem. První možností bude obsluha pomocí klávesnice a displeje přímo na čelním panelu zátěže, druhou možností pak bude obsluha pomocí aplikace určené pro PC, ke kterému bude zátěž připojena pomocí USB rozhraní. Aplikace pro PC bude umožňovat kromě manuálního ovládání proudu také automatické měření vybíjecích charakteristik akumulátorů/baterií a zatěžovacích charakteristik zdrojů s možností exportu dat. Součástí práce je teoretický rozbor, návrh hardwarové i softwarové části a výsledné měření s diskuzí výsledků naměřených na zhotoveném zařízení.

## **Klíčová slova**

elektronická umělá zátěž, aktivní zátěž, testování napájecích zdrojů, zatěžovací charakteristika, napájecí zdroj

## **Abstract**

The content of this master's thesis encompasses the design and construction of a digitally controlled direct current electronic load intended for testing power supplies and batteries. The required parameters include a maximum load dissipation power of 300 W, maximum voltage of 30 V and maximum current of 30 A. The load will be capable of operating in constant current (CC) and constant resistance (CR) modes. Operation of the load will be facilitated through two means: firstly, through a keypad and display interface located on the front panel of the load and secondly, through a PC application connected to the load via USB interface. The PC application will enable not only manual current control but also automatic measurement of battery discharge characteristics and load characteristics of power sources with data export capabilities. The thesis encompasses a theoretical analysis, hardware and software design and final measurements with a discussion of the results obtained from the constructed device.

## **Key Words**

electronic dummy load, active load, power supply testing, load characteristic, power supply

## **Prohlášení**

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

V Plzni dne 24. května 2024

Jakub Brichta

.....

Podpis

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu diplomové práce panu Ing. Zdeňkovi Kubíkovi Ph.D. za odborné rady, skvělé vedení práce a zapůjčení potřebné části vybavení pro měření.

Tato práce byla podpořena studentskou grantovou soutěží Západočeské univerzity v Plzni v rámci projektu SGS-2024-005: Moderní metody řešení, návrhu a aplikace elektronických a komunikačních systémů.

# Obsah

Úvod.....	1
1 Obecná problematika umělých zátěží.....	2
1.1 Pasivní umělé zátěže .....	2
1.2 Aktivní umělé zátěže.....	3
1.2.1 Aktivní zátěž v režimu konstantního proudu (CC).....	4
1.2.2 Aktivní zátěž v režimu konstantního odporu (CR).....	6
1.2.3 Aktivní zátěž v režimu konstantního výkonu (CP).....	7
1.2.4 Aktivní zátěž v režimu konstantního napětí (CV).....	9
1.3 Výkonový prvek aktivní umělé zátěže.....	10
1.3.1 Mezní parametry tranzistorů MOSFET .....	13
1.3.2 Teplotní stabilita MOSFET tranzistoru .....	14
1.4 Přehled komerčně dostupných aktivních zátěží .....	16
1.5 Charakteristiky napájecích zdrojů a akumulátorů.....	18
2 Návrh elektronické aktivní zátěže .....	21
2.1 Volba vhodného výkonového prvku .....	22
2.2 Návrh výkonové části a proudového regulátoru .....	23
2.2.1 Proudové rozsahy a jejich přepínání.....	30
2.2.2 DA převodník a způsob implementace režimu konstantního odporu.....	34
2.3 Obvod voltmetru .....	37
2.4 Analogově–digitální převodníky.....	38
2.5 Digitální řídicí jednotka .....	40
2.5.1 Převodník rozhraní UART na USB .....	45
2.5.2 Měření teploty chladiče a řízení aktivního chlazení .....	51
2.6 Uživatelské rozhraní zátěže.....	54
2.7 Napájecí zdroj .....	57
2.8 Interní osciloskop .....	58
2.9 Výsledky simulací navrhované proudové regulační smyčky.....	61
2.9.1 Simulace – převodní charakteristika.....	61
2.9.2 Simulace – odezva regulační smyčky na skokový požadavek .....	62



2.10	Návrh chladicího systému .....	64
3	Konstrukce zátěže.....	68
3.1	Modul zátěže .....	68
3.2	Modul řídicí jednotky.....	70
3.3	Modul teplotního senzoru.....	72
3.4	Modul displeje.....	73
3.5	Modul napájecího zdroje.....	73
3.6	Modul osciloskopu .....	74
3.7	Šasi zátěže .....	75
3.8	Popis ovládacích prvků a ovládání zátěže.....	77
4	Firmware a software zátěže .....	80
4.1	Firmware zátěže .....	80
4.1.1	Režim vzdáleného ovládání (RC).....	83
4.2	Ovládací software pro PC .....	85
5	Měření a testování .....	92
5.1	Převodní charakteristiky.....	92
5.2	Přesnosti měření a nastavení parametrů v jednotlivých provozních režimech .	92
5.3	Měření odezvy na skokový požadavek proudu .....	93
5.4	Výsledky testování automatických režimů měření .....	93
5.5	Výsledky měření pomocí interního osciloskopu.....	96
	Závěr .....	101
	Literatura.....	103
	Přílohy.....	107
	Příloha A Výsledky měření.....	107
	Příloha B Schéma zapojení jednotlivých modulů.....	112
	B.1 Schéma zapojení hlavního modulu zátěže .....	112
	B.2 Schéma zapojení řídicí jednotky zátěže .....	116
	B.3 Schéma zapojení modulu displeje.....	119
	B.4 Schéma zapojení modulu senzoru teploty.....	120
	B.5 Schéma zapojení modulu osciloskopu .....	121
	B.6 Schéma zapojení modulu pro spínání ventilátorů .....	122

B.7 Schéma zapojení modulu napájecího zdroje .....	123
Příloha C Osazovací výkresy .....	124
C.1 Osazovací výkres DPS hlavního modulu zátěže .....	124
C.2 Osazovací výkres DPS řídicí jednotky .....	125
C.3 Osazovací výkres DPS modulu displeje .....	127
C.4 Osazovací výkres DPS modulu senzoru teploty .....	129
C.5 Osazovací výkres DPS modulu osciloskopu .....	130
C.6 Osazovací výkres DPS modulu pro spínání ventilátorů .....	131
C.7 Osazovací výkres DPS modulu napájecího zdroje .....	132
Příloha D Předlohy DPS .....	133
D.1 Předloha DPS hlavního modulu zátěže .....	133
D.2 Předloha DPS řídicí jednotky .....	137
D.3 Předloha DPS modulu displeje .....	141
D.4 Předloha DPS modulu senzoru teploty .....	143
D.5 Předloha DPS modulu osciloskopu .....	144
D.6 Předloha DPS modulu pro spínání ventilátorů .....	145
D.7 Předloha DPS modulu napájecího zdroje .....	146
Příloha E Kusovník .....	147
Příloha F Fotodokumentace .....	159
Příloha G Výkres šasi .....	163

## Seznam symbolů a zkratek

Značka	Popisek	Jednotka
<i>AD</i>	Analogově – digitální převodník	–
<i>AC</i>	Označení pro střídavé veličiny	–
<i>BJT</i>	Bipolar junction transistor	–
<i>CC</i>	Constant Current - zkratka pro režim konstantního proudu	–
$C_{DS} (C_{oss})$	Parazitní kapacita mezi Drain a Source u MOSFET tranzistoru	F
$C_{GD} (C_{rss})$	Parazitní kapacita mezi Gate a Drain u MOSFET tranzistoru	F
$C_{GS} (C_{iss})$	Parazitní kapacita mezi Gate a Source u MOSFET tranzistoru	F
<i>CP</i>	Constant Power - zkratka pro režim konstantního výkonu	–
<i>CR</i>	Constant Resistance - zkratka pro režim konstantního odporu	–
<i>CS</i>	Chip Select	–
<i>CSV</i>	Comma-separated values	–
<i>CV</i>	Constant Voltage - zkratka pro režim konstantního napětí	–
<i>DA</i>	Digitálně - analogový převodník	–
<i>DC</i>	Označení pro stejnosměrné veličiny	–
<i>DPS</i>	Deska plošných spojů	–
<i>DNL</i>	Differential Nonlinearity - diferenciální nelinearita	LSB
<i>DMA</i>	Direct Memory Access	–
<i>DUT</i>	Device under test - zkratka pro testované zařízení	–
<i>FET</i>	Field-effect transistors - tranzistory řízené elektrickým polem	–
<i>FPU</i>	floating-point unit	–
$g_m$	Strmost unipolárních tranzistorů	S
<i>GPIB</i>	General Purpose Interface Bus	–
<i>GPIO</i>	General-purpose input/output	–
$h_{21}$	Proudový zesilovací činitel bipolárních tranzistorů	–
<i>I</i>	Elektrický proud	A
$I_B$	Proud protékající bází bipolárního tranzistoru	A
$I_C$	Proud protékající kolektorem bipolárního tranzistoru	A
$I_D$	Proud protékající elektrodou Drain u MOSFET tranzistoru	A
$I_{DMAX}$	Maximální proud tranzistoru MOSFET	A
$I_L$	Proud odebíraný zátěží	A
<i>INL</i>	Integral Nonlinearity - integrální nelinearita	LSB
<i>ISP</i>	In-System Programming	–
$I_V$	Vybíjecí proud	A
$I_Z$	Zatěžovací proud	A
$I^2C$	Inter-Integrated Circuit bus	–
<i>LAN</i>	Local Area Network	–
<i>LSB</i>	Least Significant Bit - nejméně významný bit	–
<i>MCU</i>	Mikrokontrolér	–
<i>MISO</i>	Master In, Slave Out	–
<i>MOSI</i>	Master Out, Slave In	–
<i>N</i>	Dělicí poměr děliče napětí	–
<i>n</i>	Počet bitů	bit
<i>NRZ</i>	Non Return to Zero	–
<i>P</i>	Elektrický výkon	W
<i>PC</i>	Personal computer	–
$P_{DMAX}$	Maximální ztrátový výkon tranzistoru MOSFET	W
<i>PHY</i>	Physical layer	–
<i>PLL</i>	Phase-Locked Loop	–
<i>PSRR</i>	Power Supply Ripple Rejection	dB

<i>PWM</i>	Pulzně-šifková modulace	–
<i>Q</i>	Kapacita akumulátoru	Ah
<i>RC</i>	Remote Control - režim vzdáleného ovládání	–
<i>RISC</i>	Reduced Instruction Set Computer	–
$R_{thch}$	Tepelný odpor přechodu mezi pouzdrem a chladičem	°C/W
$R_{thjc}$	Tepelný odpor přechodu mezi čipem a pouzdrem	°C/W
$R_{thhs}$	Tepelný odpor chladiče	°C/W
$R_V$	Vnitřní odpor zdroje napětí	$\Omega$
<i>SCPI</i>	Standard Commands for Programmable Instruments	–
<i>SCL</i>	Serial Clock - I <sup>2</sup> C	–
<i>SDA</i>	Serial Data - I <sup>2</sup> C	–
<i>SOA</i>	Safe Operating Area - oblast bezpečného provozu	–
<i>SPI</i>	Serial Peripheral Interface	–
$T_{amb}$	Teplota okolí	°C
$T_j$	Teplota čipu	°C
$t_K$	Konečná vybíjecí doba elektrochemického zdroje	h
<i>U</i>	Elektrické napětí	V
<i>UART</i>	Universal asynchronous receiver-transmitter	–
$U_{BRDS}$	Průrazné napětí tranzistoru MOSFET mezi elektrodami D a S	V
$U_D$	Diferenční napětí	V
$U_{DS}$	Napětí mezi Gate a Source u tranzistoru MOSFET	V
$U_{GS}$	Řídicí napětí mezi elektrodami Gate a Source u MOSFET	V
$U_K$	Konečné vybíjecí napětí	V
$U_{REF}$	Referenční napětí	V
<i>USB</i>	Universal Serial Bus - univerzální sériová sběrnice	–
$U_S$	Úbytek napětí na snímacím rezistoru	V
$U_T$	Prahové napětí MOSFET tranzistoru	V
$U_Z$	Napětí zdroje při odběru zatěžovacího proudu $I_Z$	V
$U_{ZD}$	Zenerovo napětí	V
$U_0$	Napětí zdroje naprázdno	V

## Seznam obrázků

<i>Obr. 1.1 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže s rozdílovým zesilovačem</i> .....	4
<i>Obr. 1.2 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže se součtovým zesilovačem</i> .....	5
<i>Obr. 1.3 Voltampérová charakteristika režimu CC</i> .....	6
<i>Obr. 1.4 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CR</i> .....	6
<i>Obr. 1.5 Voltampérová charakteristika režimu CR</i> .....	7
<i>Obr. 1.6 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CP</i> .....	7
<i>Obr. 1.7 Voltampérová charakteristika režimu CP</i> .....	8
<i>Obr. 1.8 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CV</i> .....	9
<i>Obr. 1.9 Voltampérová charakteristika režimu CV</i> .....	10
<i>Obr. 1.10 Výstupní charakteristika N–MOSFET tranzistoru</i> .....	11
<i>Obr. 1.11 Schématická značka bipolárního tranzistoru s vyznačenými obvodovými veličinami (a), schématická značka N–MOSFET tranzistoru s vyznačenými obvodovými veličinami (b) a parazitní kapacity N–MOSFET tranzistoru (c)</i> .....	12
<i>Obr. 1.12 Výstupní charakteristika MOSFET tranzistoru s vyznačenou SOA (idealizováno)</i> .....	13
<i>Obr. 1.13 SOA tranzistoru IRFP7718</i> .....	14
<i>Obr. 1.14 Převodní charakteristiky MOSFET tranzistoru pro různé teploty [13]</i> .....	15
<i>Obr. 1.15 Elektronická zátěž ITECH IT8513C+ [14]</i> .....	16
<i>Obr. 1.16 Elektronická zátěž BK8500B [16]</i> .....	17
<i>Obr. 1.17 Elektronická zátěž LD400 [16]</i> .....	17
<i>Obr. 1.18 Zatěžovací charakteristika ideálního napěťového zdroje (a), zatěžovací charakteristika reálného napěťového zdroje (b) a zatěžovací charakteristika napěťového zdroje s nadproudovou ochranou (c)</i> .....	19
<i>Obr. 1.19 Vybíjecí charakteristika elektrochemického zdroje</i> .....	20
<i>Obr. 2.1 Blokové schéma zátěže</i> .....	21
<i>Obr. 2.2 Pouzdro TO 247</i> .....	22
<i>Obr. 2.3 Obr. 2.2 SOA tranzistoru IXTA80N075L2 [20]</i> .....	23
<i>Obr. 2.4 Amplitudová frekvenční charakteristika regulační smyčky s rozdílovým zesilovačem (modrá) a regulační smyčky se součtovým zesilovačem (červená) (výsledek simulace)</i> .....	24

<i>Obr. 2.5 Odezva regulačních smyček na skokový požadavek (regulační smyčka s rozdílovým zesilovačem – modrá, regulační smyčka se součtovým zesilovačem– červená) (výsledek simulace) .....</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 2.6 Výkonová část .....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 2.7 Obvod proudové regulační smyčky .....</i>	<i>28</i>
<i>Obr. 2.8 Externí výstup pro měření časových průběhů proudu .....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 2.9 Obvod přepínače proudových rozsahů .....</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 2.10 Zjednodušené schéma zapojení proudové regulační smyčky (rozsah proudu 2 až 30 A) .....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 2.11 Zjednodušené schéma zapojení proudové regulační smyčky (rozsah proudu 0 až 2 A) .....</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 2.12 Převodní charakteristika proudové regulační smyčky pro rozsah 0–2 A (modře) a 2–30 A (červeně) .....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 2.13 Obvod DA převodníku .....</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 2.14 LDO stabilizátor sloužící k napájení převodníků .....</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 2.15 Datový paket DA převodníku MCP4921[27] .....</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 2.16 Vstupní obvod voltmetru .....</i>	<i>37</i>
<i>Obr. 2.17 Obvody AD převodníků .....</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 2.18 Časový diagram komunikace s AD převodníkem MCP3550–50 [32] .....</i>	<i>40</i>
<i>Obr. 2.19 Mikrokontrolér ATmega 328 .....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 2.20 Popis zapojení ISP konektoru pro připojení programátoru .....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 2.21 Obvod I/O expandérů s přidavnými pull–up rezistory .....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 2.22 Obvod akustické signalizace .....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 2.23 Zapojení výstupního konektoru řídicí jednotky .....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 2.24 I<sup>2</sup>C datový paket pro zápis na výstupy I/O expandéru PCF8574 [35] .....</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 2.25 Zjednodušené schéma propojení dvou zařízení pomocí USB (nízká přenosová rychlost) .....</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 2.26 Obvod USB–UART převodníku FT2232H .....</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 2.27 Obvod LDO stabilizátoru pro generování napájecí hladiny 3,3 V .....</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 2.28 Obvod paměti EEPROM .....</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 2.29 Obvody galvanického oddělení .....</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 2.30 Obvod modulu teplotního senzoru .....</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 2.31 Zjednodušené schéma zapojení I<sup>2</sup>C sběrnice s obvody P82B96TD .....</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 2.32 Obvod budiče I2C sběrnice na straně řídicí jednotky .....</i>	<i>53</i>

<i>Obr. 2.33 Obvod spínání ventilátorů</i> .....	54
<i>Obr. 2.34 Výkres klávesnice QW-01 [48]</i> .....	54
<i>Obr. 2.35 Výkres použitého displeje 34348-OP [50]</i> .....	55
<i>Obr. 2.36 Zapojení konektoru displeje 34348-OP</i> .....	56
<i>Obr. 2.37 Obvod třístavových budičů pro připojení displeje na sběrnici SPI</i> .....	56
<i>Obr. 2.38 Obvody napájecího zdroje</i> .....	57
<i>Obr. 2.39 Plán pinů platformy NUCLEO-F303RE s popisem využití pro aplikaci LEO</i> .....	59
<i>Obr. 2.40 Popis části ST-LINKu</i> .....	59
<i>Obr. 2.41 Vstupní obvod osciloskopu</i> .....	60
<i>Obr. 2.42 Výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 0 až 2 A</i> .....	61
<i>Obr. 2.43 Výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 2 až 30 A</i> .....	62
<i>Obr. 2.44 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah proudu 0 až 2 A</i> .....	63
<i>Obr. 2.45 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek s kompenzační kapacitou 16 nF</i> .....	63
<i>Obr. 2.46 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah proudu 2 až 30 A s kompenzační kapacitou 10 nF (modrá) a kompenzační kapacitou 16 nF (zelená)</i> .....	64
<i>Obr. 2.47 Náhradní schéma tepelného obvodu chladicího systému zátěže (jeden chladič se dvěma výkonovými prvky)</i> .....	65
<i>Obr. 2.48 Výkres chladiče LAM5K/150 [54]</i> .....	66
<i>Obr. 2.49 Závislost teploty čipu tranzistoru na teplotě chladiče při teplotě okolí 25 °C (červená) a 50 °C (modrá)</i> .....	67
<i>Obr. 3.1 Popis modulu zátěže</i> .....	69
<i>Obr. 3.2 Kompletní modul zátěže s řídicí jednotkou</i> .....	70
<i>Obr. 3.3 Zjednodušený náčrt diferenciálního páru</i> .....	70
<i>Obr. 3.4 Popis modulu řídicí jednotky zátěže</i> .....	73
<i>Obr. 3.5 Modul teplotního senzoru</i> .....	73
<i>Obr. 3.6 Přídavný modul displeje s budiči sběrnice</i> .....	74
<i>Obr. 3.7 Kompletní modul displeje</i> .....	74
<i>Obr. 3.8 Modul napájecího zdroje</i> .....	75
<i>Obr. 3.9 Kompletní modul osciloskopu</i> .....	75

<i>Obr. 3.10 Zjednodušený výkres čelního panelu (vlevo), boční stěny se vzduchovým sáním (uprostřed) a zadního panelu (vpravo)</i> .....	76
<i>Obr. 3.11 Popis čelního panelu</i> .....	77
<i>Obr. 3.12 Popis zadního panelu</i> .....	79
<i>Obr. 4.1 Zjednodušený vývojový diagram funkce main</i> .....	82
<i>Obr. 4.2 Zjednodušený vývojový diagram režimu vzdáleného ovládní (RC)</i> .....	84
<i>Obr. 4.3 Úvodní okno pro připojení zátěže</i> .....	85
<i>Obr. 4.4 Popis obslužného panelu režimu konstantního proudu</i> .....	86
<i>Obr. 4.5 Popis obslužného panelu režimu měření zatěžovacích charakteristik</i> .....	88
<i>Obr. 4.6 Popis obslužného panelu režimu měření vybíjecích charakteristik</i> .....	89
<i>Obr. 4.7 Popis hlavního okna aplikace pro obsluhu osciloskopu</i> .....	90
<i>Obr. 4.8 Popis obslužného panelu osciloskopu</i> .....	91
<i>Obr. 5.1 Zatěžovací charakteristika +5 V výstupu zdroje změřená ručně (červená) a zatěžovací charakteristika změřená pomocí automatického režimu zátěže (modrá)</i> .....	94
<i>Obr. 5.2 Zatěžovací charakteristika +12 V výstupu zdroje změřená ručně (červená) a zatěžovací charakteristika změřená pomocí automatického režimu zátěže (modrá)</i> .....	95
<i>Obr. 5.3 Vybíjecí charakteristika akumulátoru LC–R127R2PG naměřená pomocí profesionální zátěže (červená) a pomocí navržené zátěže (modrá)</i> .....	96
<i>Obr. 5.4 Časový průběh výstupního napětí zdroje naprázdno</i> .....	97
<i>Obr. 5.5 Časový průběh výstupního napětí zdroje při odběru proudu 0,5 A</i> .....	98
<i>Obr. 5.6 Časový průběh výstupního napětí zdroje naprázdno měřený pomocí profesionálního osciloskopu</i> .....	99
<i>Obr. 5.7 Časový průběh výstupního napětí zdroje při odběru proudu 0,5 A měřený pomocí profesionálního osciloskopu</i> .....	99



## **Seznam tabulek**

<i>Tab. 1.1 Souhrn parametrů vybraných elektronických zátěží .....</i>	<i>18</i>
<i>Tab. 4.1 Seznam a popis instrukcí zátěže .....</i>	<i>85</i>

## Úvod

Termín "elektrická zátěž" označuje všechna elektrická zařízení, která transformují elektrickou energii na jiný typ energie, jako je energie mechanická, světelná nebo tepelná. Umělá elektrická zátěž je pak označení pro užší skupinu elektrických zařízení sloužících k účelu měření a testování v různých odvětvích elektrotechniky, ať už se jedná o měření a testování napájecích zdrojů, elektrochemických zdrojů nebo měření ve vysokofrekvenční technice, kde se používají speciální typy umělých zátěží.

S nástupem elektromobilů a akumulátorových úložišť elektrické energie lze predikovat nárůst poptávky například po automatických diagnostických jednotkách pro testování akumulátorů. Umělé zátěže také naleznou uplatnění ve vývojových, servisních a dalších odděleních elektrotechnických podniků. Nelze opomenout ani využití umělých zátěží pro výuku v laboratořích středních a vysokých škol technického zaměření a zařízeních pro zájmové vzdělávání.

Na trhu lze nalézt celou řadu umělých zátěží od různých výrobců, jejichž ceny se pohybují v řádu stovek Kč až stovek tisíc Kč. Jednotlivé produkty se liší parametry, množstvím nabízených funkcí a komfortem ovládání.

Cílem této diplomové práce je návrh a konstrukce prototypu digitálně řízené umělé DC zátěže s maximálním výkonem 300 W kombinující základní funkce pro všeobecné použití a specifické funkce umožňující automatické měření zatěžovací charakteristiky zdrojů a vybíjecí charakteristiky akumulátorů. Vznikne tak univerzální přístroj pokrývající širokou oblast možného použití. Důraz bude kladen také na celkové provedení a mechanickou odolnost, aby zařízení vyhovovalo použití v laboratorním i dílenském prostředí, a dále co nejnižší náklady na výrobu. Zhotovený prototyp bude sloužit pro účely autora v jeho dílně.

Práce je rozdělena do několika kapitol. V první kapitole bude rozebrána všeobecná problematika umělých zátěží. Budou zde popsány jednotlivé možnosti realizace a také zde bude srovnání několika vybraných zátěží od různých výrobců dostupných na trhu. Druhá kapitola bude věnována návrhu obvodového řešení, volbě součástek, simulacím a problematice ohledně chlazení. Třetí kapitola bude zaměřena na mechanickou konstrukci. Ve čtvrté kapitole pak bude popsán firmware a software pro obsluhu zátěže z PC. V páté kapitole budou popsána měření jednotlivých parametrů zhotovené zátěže.

# 1 Obecná problematika umělých zátěží

Jak již bylo výše zmíněno, umělé zátěže slouží k disipaci elektrické energie pro účely měření a testování. Za ideální umělou zátěž lze považovat takovou zátěž, která bude odebírat proud stejného charakteru jako zařízení, jenž je v testovaném řetězci touto zátěží nahrazeno.

Podle provedení a principu funkce lze umělé zátěže rozdělit na:

- pasivní (odporové),
- aktivní (elektronické).

Podle charakteru protékajícího proudu je lze rozdělit na:

- stejnosměrné (DC),
- střídavé (AC),
- kombinované (AC/DC).

Podle charakteru zátěže je lze dělit na:

- statické (velikost odebíraného proudu se v čase nemění),
- dynamické (velikost odebíraného proudu se v čase mění).

Dále by zátěže bylo možné dělit například podle výkonu.

## 1.1 Pasivní umělé zátěže

Pasivní umělé zátěže byly z historického hlediska prvním typem zátěží. Jednalo se zpravidla o odporové dekády tvořené jednotlivými rezistory s pevnými hodnotami odporu, které tak umožňovaly pouze skokovou změnu odporu v závislosti na konstrukci dekády a množství skupin rezistorů. Odpor bylo možné nastavit v rozsahu desítek  $m\Omega$  až desítek  $M\Omega$ . Přepínání hodnoty odporu bylo prováděno pomocí kolíků nebo u novějších typů pomocí vícepolohových přepínačů [1].

Pokud byla vyžadována plynulá změna odporu, pak bylo nutné použít drátový odporník s odizolovanou odporovou dráhou, po které přejížděl kluzný kontakt. Tím byla zajištěna plynulá změna odporu. Takto provedené zátěže se označují jako reostaty [2].

Velikost proudu protékajícího těmito zátěžemi je v souladu s Ohmovým zákonem závislá na přiloženém napětí. Přes řadu nevýhod je tento typ zátěží používán dodnes díky relativně jednoduché konstrukci, možnosti použití pro AC i DC proudy a relativně nízké

ceně. Časté uplatnění najdou odporové umělé zátěže například při měření ve vysokofrekvenční technice, kde se používají speciální bezindukční zátěže s hodnotou odporu zpravidla  $50 \Omega$  jako "umělé antény" nebo terminátory.

## 1.2 Aktivní umělé zátěže

S rozvojem polovodičové elektroniky došlo i ke vzniku elektronických aktivních umělých zátěží, které mají v dnešní době majoritní zastoupení. Moderní elektronické umělé zátěže jsou komplexním systémem integrujícím funkcionalitu zátěže se systémem měření a zpracování naměřených dat. Oproti pasivním zátěžím, které umožňují nastavit pouze konstantní odpor, nabízejí elektronické zátěže řadu dalších provozních režimů, což je jejich zásadní výhoda (viz dále). Nevýhodou pak je komplikovanější řešení, pokud vyžadujeme i AC charakter protékajícího proudu.

Již z názvu je patrná schopnost těchto zátěží aktivně řídit velikost protékajícího proudu. Této schopnosti je docíleno využitím říditelného výkonového polovodičového prvku a obvodu, který bude zajišťovat jeho řízení na základě informace ze zpětné vazby. Výkonový prvek pak může být teoreticky řízen například impulzně pomocí pulzně-šířkové modulace PWM, ale nejčastěji se pro takovouto aplikaci využívá spojitě lineární řízení, jelikož v řadě případů chceme testované zařízení zatěžovat proudem spojitěho charakteru, což by při pulzním řízení vyžadovalo vstupní filtr pro vyhlazení proudu.

Přístupy k problematice lineárního řízení mohou být dva. Prvním přístupem je analogová regulační smyčka zpravidla založená na použití operačního zesilovače jako zesilovače regulační odchylky (podobně jako u lineárních stabilizátorů v napájecích zdrojích [3]). Vyšší úroveň řízení udávající požadavek na velikost proudu pak může být také analogová nebo digitální (zpravidla MCU s DA převodníkem). Toto řešení je obvodově složitější a tím i méně flexibilní, klade však menší požadavky na výpočetní výkon MCU a je levnější.

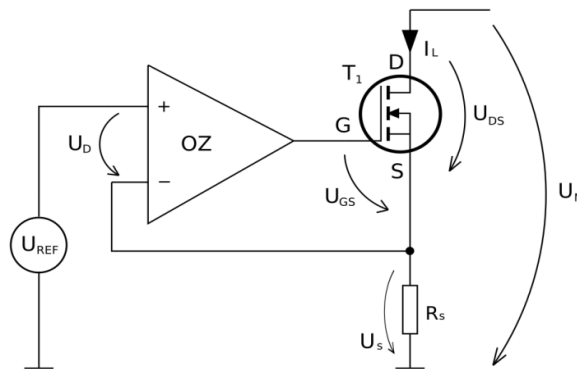
Druhou možností je realizace plně digitální regulační smyčky. Hodnoty proudu a napětí jsou hned na vstupu převáděny na digitální hodnoty pomocí rychlých AD převodníků, taktéž výkonový prvek je řízen výstupem z DA převodníku. Logika řízení pak je implementována v podobě algoritmu na výkonném MCU, jehož výpočetní výkon určuje rychlost celé regulační smyčky. Lze použít například digitální signálový procesor (DSP) nebo programovatelné hradlové pole (FPGA).

Toto řešení je flexibilnější, obvodově jednodušší, ale také dražší díky nutnosti výkonného MCU a rychlých DA a AD převodníků.

Následující podkapitoly jsou věnovány popisu jednotlivých provozních režimů DC aktivních zátěží s návazností na jejich možné obvodové realizace. Přiložená obvodová řešení nemusejí být vždy jedinou možností, jak daného provozního režimu dosáhnout, jsou však vhodná pro teoretický rozbor.

### 1.2.1 Aktivní zátěž v režimu konstantního proudu (CC)

Aktivní zátěž pracující v režimu konstantního proudu označovaném zkratkou CC (Constant Current) odebírá ze zatěžovaného zařízení (dále jen DUT) konstantní proud bez ohledu na velikosti výstupního napětí DUT.



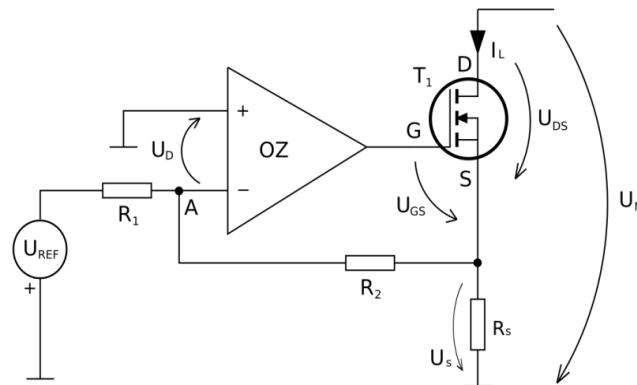
Obr. 1.1 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže s rozdílovým zesilovačem

Na Obr. 1.1 můžeme vidět zjednodušené zapojení aktivní zátěže s rozdílovým zesilovačem pracující v režimu konstantního proudu. Napětí  $U_N$  představuje výstupní napětí DUT a proud  $I_L$  zatěžovací proud odebíraný zátěží z DUT. Tranzistor  $T_1$  v roli výkonového prvku řídí velikost proudu  $I_L$ , který následně protéká i snímacím rezistorem  $R_s$ , na kterém tak vzniká úbytek napětí  $U_s$ , jenž slouží jako informace o velikosti protékajícího proudu. Napětí  $U_s$  je přivedeno na invertující vstup operačního zesilovače OZ, který funguje jako zesilovač regulační odchylky. Tento zesilovač nastavuje na svém výstupu takové napětí, aby udržel diferenční napětí  $U_D$  mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem co nejmenší, v ideálním případě rovno nule. Výstupním napětím operačního zesilovače je řízen výkonový tranzistor, který tak vhodně nastaví velikost proudu, tedy zajistí, že napětí  $U_s$  bude téměř rovné velikosti napětí  $U_{REF}$  referenčního zdroje připojeného na neinvertující vstup operačního zesilovače [4] [5]. Pro velikost proudu tak platí rovnice

$$I_L = \frac{U_{REF}}{R_s} \quad (\text{A}). \quad (1.01)$$

Stabilita odebíraného proudu je tak do značné míry závislá na stabilitě zdroje referenčního napětí jako to platí například u napěťových stabilizátorů [3].

Dynamické parametry obvodu z Obr. 1.1 jsou dány rychlostí přeběhu operačního zesilovače a jeho schopností dodat dostatečný proud pro rychlé přebití vstupních parazitních kapacit výkonového tranzistoru (viz dále). S dynamickými parametry souvisí také otázka kmitočtové stability obvodu. K zajištění kmitočtové stability je třeba provést vhodnou kmitočtovou kompenzaci, čímž dojde ke zhoršení dynamických parametrů. Je tedy nutné volit kompromis [5]. Lepší kmitočtové stability dosahuje zpětnovazebně řízená aktivní zátěž se součtovým zesilovačem, která je k vidění na Obr. 1.2.

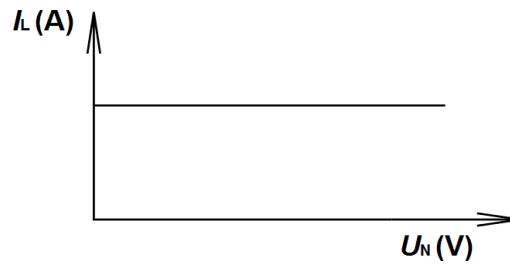


Obr. 1.2 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže se součtovým zesilovačem

Výsledná funkce obvodu na Obr. 1.2 je shodná s výše popisovaným obvodem aktivní zátěže s rozdílovým zesilovačem. Rozdíl zde nastává pouze ve způsobu zavedení zpětné vazby. Neinvertující vstup operačního zesilovače je v tomto případě připojen na společnou zem. Aby platilo, že se diferenční napětí  $U_D$  bude blížit nule, musí operační zesilovač udržovat v bodě součtu A taktéž téměř nulové napětí. Aby se součet referenčního napětí a snímaného úbytku na rezistoru  $R_S$  mohl blížit nule, musí jedno z těchto napětí mít opačnou polaritu, což je podmínkou pro udržení záporné zpětné vazby. [6] Pro velikost proudu  $I_L$  zde platí rovnice

$$I_L = -U_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_S} \quad (\text{A}), \quad (1.02)$$

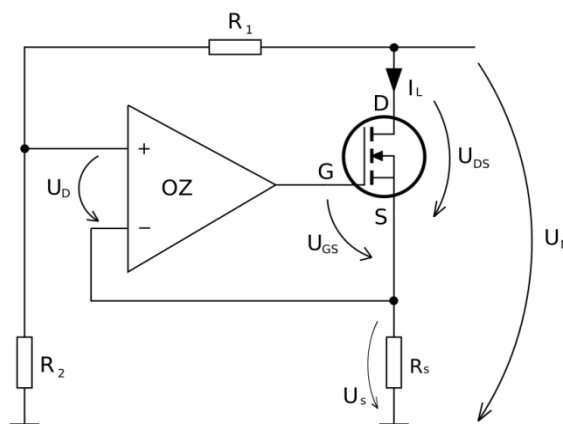
kde  $R_1$  a  $R_2$  jsou hodnoty odporu rezistorů tvořících operační síť, která upravuje zisk regulačního obvodu.



Obr. 1.3 Voltampérová charakteristika režimu CC

Z voltampérové charakteristiky režimu konstantního proudu (Obr. 1.3) je patrné, že odebíraný proud je nezávislý na napětí DUT, jak bylo uvedeno výše. Tento režim lze považovat za nejvyužívanější režim a nabízí jej zpravidla všechny typy elektronických umělých zátěží na trhu. Lze jej využít například pro měření vybíjecích charakteristik akumulátorů nebo testování napěťových napájecích zdrojů [3].

### 1.2.2 Aktivní zátěž v režimu konstantního odporu (CR)



Obr. 1.4 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CR

Vyjmeme-li ze zapojení na Obr. 1.1 zdroj referenčního napětí  $U_{REF}$  a zavedeme-li na místo něj vazbu na výstupní napětí DUT, jak je znázorněno na Obr. 1.4, bude zatěžovací proud  $I_L$  přímo úměrný tomuto napětí, a zátěž tak bude pracovat v režimu konstantního odporu označovaném zkratkou CR (Constant Resistance). Velikost proudu odebíraného zátěží  $I_L$  lze vyjádřit pomocí rovnice

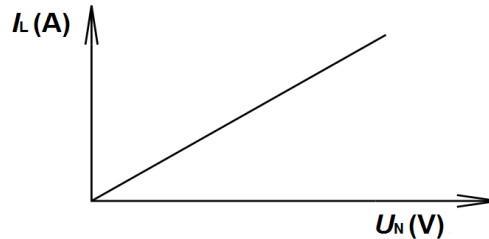
$$I_L = U_N \cdot \frac{R_2}{R_S \cdot (R_1 + R_2)} \quad (\text{A}), \quad (1.03)$$

kde  $R_1$  a  $R_2$  jsou hodnoty odporu rezistorů děliče napětí zavádějícího část výstupního napětí DUT  $U_N$  na neinvertující vstup operačního zesilovače.

Velikost odporu, kterou zátěž vykazuje na svých vstupních svorkách, lze stanovit jednoduchou úpravou vztahu 1.03 jako

$$R_L = R_S \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (\Omega). \quad (1.04)$$

Z voltampérové charakteristiky režimu konstantního odporu, která je uvedena na Obr. 1.5, je patrná podobnost s voltampérovou charakteristikou klasického rezistoru. Její sklon je dán velikostí odporu.

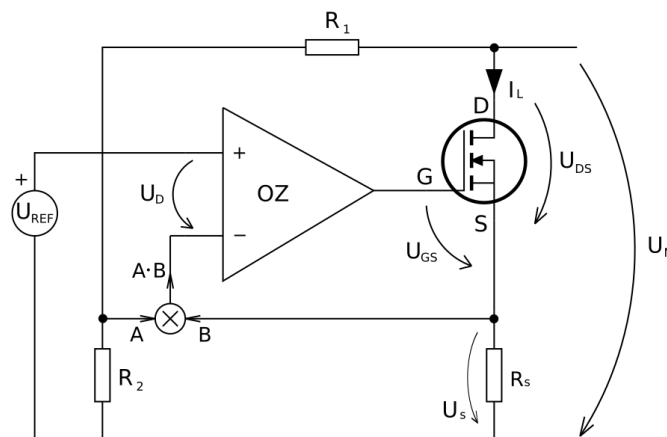


Obr. 1.5 Voltampérová charakteristika režimu CR

Aktivní zátěži v režimu konstantního odporu lze nahradit výše zmíněný reostat a hodí se opět například pro řízené vybíjení akumulátorů [3].

### 1.2.3 Aktivní zátěž v režimu konstantního výkonu (CP)

Dalším provozním režimem je režim konstantního výkonu označovaný zkratkou CP (Constant Power). Zátěž v tomto režimu udržuje takový proud  $I_L$ , aby z DUT byl odebíráán konstantní výkon. Na Obr. 1.6 je znázorněno zjednodušené zapojení aktivní zátěže pracující v tomto režimu.



Obr. 1.6 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CP

Od výše uvedených zapojení se zapojení na Obr. 1.6 liší nelineárním členem ve zpětné vazbě, kterým je součinnový člen. Na jednom vstupu je do tohoto členu zavedena část výstupního napětí DUT  $U_N$ , na druhém vstupu je pak zaveden úbytek napětí z proudového



snímacího odporu  $R_S$ . Výstupem ze součinného členu tak je napětí úměrné odebíranému výkonu ze zatěžovaného DUT. Protože se stále jedná o zápornou zpětnou vazbu, je diferenční napětí  $U_D$  stále přibližně nulové [3]. Na tomto tvrzení lze postavit odvození rovnice pro odebíraný proud ze zátěže a následně pro výkon, které bude následující:

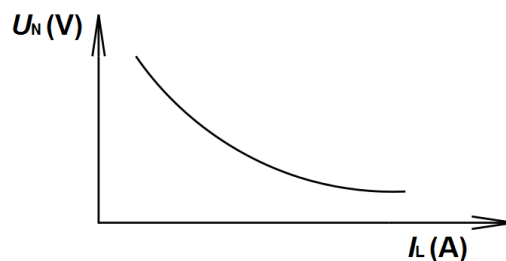
$$U_{\text{REF}} = U_N \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot R_S \cdot I_L \quad (\text{V}), \quad (1.05)$$

$$I_L = U_{\text{REF}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{U_N \cdot R_2 \cdot R_S} \quad (\text{A}), \quad (1.06)$$

$$P_Z = U_N \cdot I_L = U_{\text{REF}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R_S} \quad (\text{W}), \quad (1.07)$$

kde  $P_Z$  je výkon odebíraný z DUT a  $R_1$  a  $R_2$  jsou hodnoty odporu rezistorů napět'ového děliče zavádějícího část výstupního napětí DUT do zpětné vazby. Ze vztahu 1.07 je patrné, že velikost výkonu odebíraného z DUT lze nastavit pomocí velikosti referenčního napětí  $U_{\text{REF}}$  a jeho stabilita je dána převážně stabilitou tohoto napětí [3].

Voltampérová charakteristika režimu konstantního výkonu (Obr. 1.7) je popsána křivkou, jejíž body odpovídají konstantnímu součinu  $U_N$  a  $I_L$ .

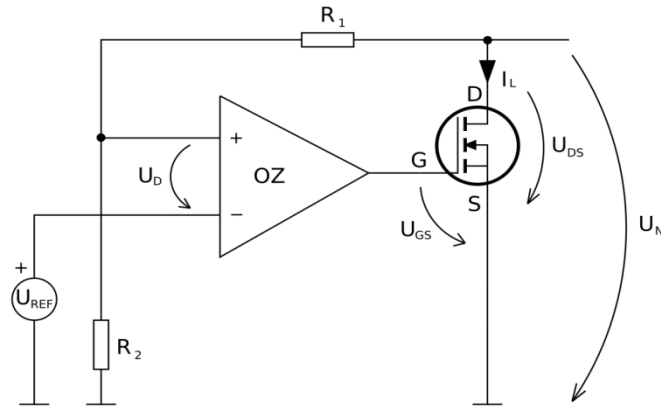


Obr. 1.7 Voltampérová charakteristika režimu CP

Režim konstantního výkonu lze využít například pro testování akumulátorů určených pro napájení koncového spotřebiče přes DC/DC měnič [4].

### 1.2.4 Aktivní zátěž v režimu konstantního napětí (CV)

Posledním režimem je režim konstantního napětí označovaný zkratkou CV (Constant Voltage). Aktivní zátěž v tomto režimu řídí odebíraný proud z DUT  $I_L$  tak, aby na vstupu zátěže bylo udrženo konstantní napětí  $U_N$  [4]. Zjednodušené schéma aktivní zátěže pracující v režimu konstantního napětí je uvedeno na Obr. 1.8.



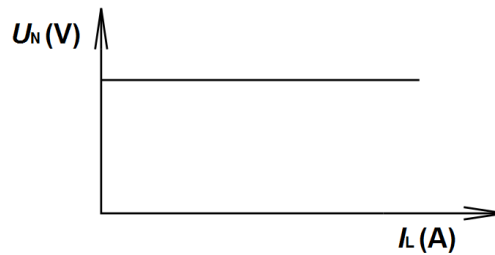
Obr. 1.8 Zjednodušené zapojení aktivní zátěže v módu CV

Princip činnosti tohoto zapojení je obdobný jako u funkcí paralelních stabilizátorů napětí v napájecích zdrojích [4]. V zapojení je patrná absence snímacího rezistoru  $R_S$ , informace o proudu zde není z hlediska funkce nijak podstatná. Místo informace o proudu je do zpětné vazby přivedena informace o napětí  $U_N$  ze vstupu zátěže. Zpětnou vazbu zde tvoří odporový dělič tvořený rezistory  $R_1$  a  $R_2$ . Cílem operačního zesilovače je opět udržet ideálně nulové diferenční napětí  $U_D$ , čehož je docíleno vhodným nastavením zatěžovacího proudu  $I_L$ . Důležitou roli zde hraje vnitřní odpor DUT, který ovlivňuje výstupní napětí  $U_N$  v závislosti na velikosti proudu  $I_L$  [4].

Velikost napětí  $U_N$  na vstupu zátěže lze stanovit podle vztahu

$$U_N = U_{REF} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (V). \quad (1.07)$$

Voltampérová charakteristika (Obr. 1.9) režimu konstantního napětí je totožná s charakteristikou zdroje konstantního napětí [4].



Obr. 1.9 Voltampérová charakteristika režimu CV

Režim konstantního napětí lze použít například pro testování zdrojů s charakterem proudového zdroje, jako jsou zdroje pro napájení LED osvětlení [4].

Výše popsané provozní režimy lze využít pro měření a testování statických i dynamických parametrů DUT. Charakter chování lze ovlivnit volbou zdroje referenčního napětí  $U_{REF}$ . Tento zdroj můžeme nahradit generátorem libovolného průběhu a testovat tak například odezvu DUT na skokové zatížení.

### 1.3 Výkonový prvek aktivní umělé zátěže

Výběr vhodného výkonového prvku je klíčovou záležitostí při návrhu aktivní zátěže. Jeho parametry určují maximální výkon zátěže, respektive maximální proud a napětí, do značné míry také mohou ovlivňovat dynamické vlastnosti zátěže. Nedílnou součástí pak je také návrh vhodného systému chlazení.

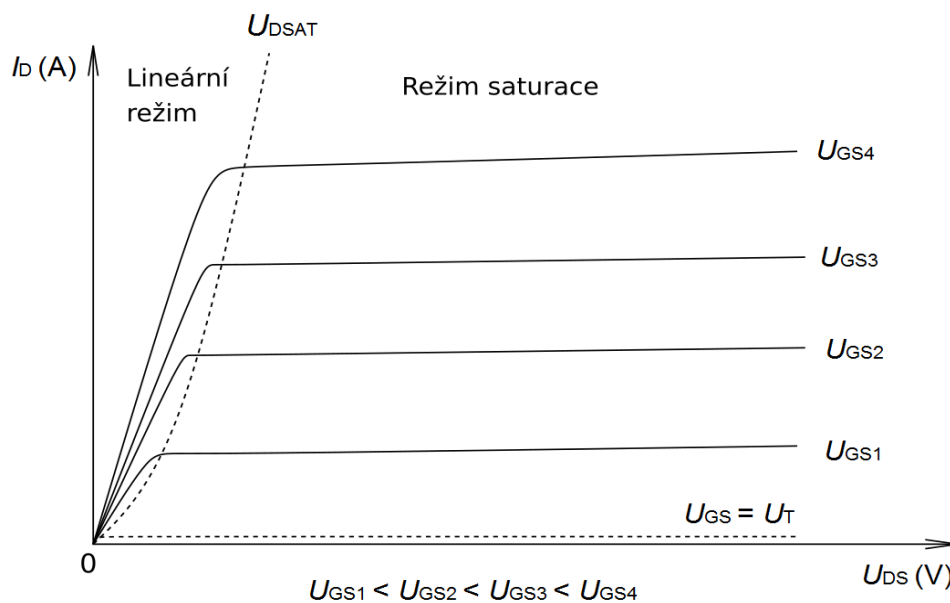
Funkci výkonového prvku může zastávat například výkonový bipolární tranzistor (BJT), ale z hlediska řízení je výhodnější použít unipolární, respektive MOSFET tranzistory (viz dále). Popis principů činnosti unipolárních tranzistorů je poměrně rozsáhlou záležitostí a je nad rámec této práce, proto zde budou vyzdvihnuty pouze vlastnosti související s problematikou aktivních zátěží. Více informací o unipolárních tranzistorech lze nalézt v odborné literatuře [7] a [8].

Pro potřeby aktivní zátěže je vhodné využít zejména tranzistory MOSFET s indukovaným kanálem. Vodivost kanálu mezi elektrodou Drain (D) a Source (S) je řízena elektrickým polem vznikajícím ve struktuře tranzistoru. Bez přítomnosti elektrického pole vodivý kanál neexistuje, a tak mezi elektrodami  $D$  a  $S$  neprotéká žádný proud  $I_D$ . Elektrické pole je buzeno napětím mezi izolovaným hradlem Gate (G) a elektrodou  $S$ , podle toho je toto napětí označováno jako  $U_{GS}$  [8]. Podle typu polovodiče kanálu lze rozdělit MOSFET tranzistory na dva typy. Prvním je P-MOSFET, jehož kanál je tvořen polovodičem typu P, a druhým je N-MOSFET, který má kanál tvořen polovodičem typu N. Rozdíl je pak v polaritě napětí mezi elektrodami  $D$  a  $S$  označovaném

jako  $U_{DS}$  a také v polaritě napětí  $U_{GS}$  [8]. S patřičnou úpravou řídicího obvodu je možné použít obě varianty, pro DC aktivní zátěže je však častější použití N-MOSFET, a proto další úvahy budou předpokládat právě tento typ.

N-MOSFET tranzistor je řízen kladným napětím  $U_{GS}$  a lze jej provozovat ve třech režimech. K indukování kanálu, tj. akumulaci dostatečného množství elektronů pod hradlem, dochází, pokud napětí  $U_{GS}$  dosáhne hodnoty prahového napětí označovaného jako  $U_T$  (přibližně 1 až 3 V). Do té doby je tranzistor v nevodivém režimu [7]. Pokud bude splněna podmínka, že  $U_{GS} > U_T$  a zároveň že  $0 \leq U_{DS} \leq U_{GS} - U_T$ , pak je prostorové rozložení kanálu pod hradlem rovnoměrné a závislost proudu  $I_D$  protékajícího tranzistorem na napětí  $U_{DS}$  je téměř lineární. Tranzistor se chová jako napětím řízený odpor a proto se tento režim označuje jako odporový (lineární) režim [8]. Tranzistory v lineárním režimu slouží pro aplikace, v nichž jsou použity jako spínač. Pokud budeme zvyšovat napětí  $U_{DS}$ , dojde k postupné deformaci tvaru kanálu (tento jev se také označuje jako zaškrcení kanálu), což má za následek deformaci výstupní charakteristiky tranzistoru. K tomuto jevu dojde za splnění podmínky, že  $U_{GS} > U_T$  a zároveň  $U_{DS} \geq U_{GS} - U_T$ . Tento režim se označuje jako režim saturace [7]. Tranzistor vykazuje charakter napětím řízeného zdroje konstantního proudu. V tomto režimu pracují tranzistory v lineárních aplikacích a právě takovou aplikací je i aktivní zátěž.

Na Obr. 1.10 je uvedena výstupní charakteristika N-MOSFET tranzistoru, kde jsou popsány jednotlivé provozní režimy.

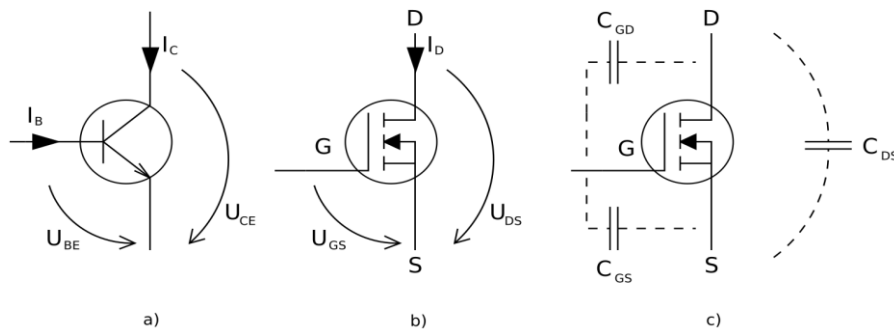


Obr. 1.10 Výstupní charakteristika N-MOSFET tranzistoru

Křivka  $U_{DSAT}$  na Obr. 1.10 představuje rozhraní mezi lineárním režimem a režimem saturace. Pro tuto křivku platí rovnice

$$U_{DS} = U_{GS} - U_T \quad (\text{V}) \quad [10]. \quad (1.08)$$

Porovnáme-li bipolární a unipolární tranzistor z hlediska jejich řízení, dojdeme k závěru, že unipolární tranzistor je pro aplikaci v aktivní zátěži výhodnější. U bipolárního tranzistoru řízeného proudem do báze  $I_B$  je dán následující vztah mezi tímto proudem a proudem protékajícím kolektorem tranzistoru  $I_C$  přes proudový zesilovací činitel:  $h_{21} = \Delta i_C / \Delta i_B$ . U výkonových bipolárních tranzistorů se tento činitel pohybuje přibližně v rozmezí 5 až 20, navíc jeho hodnota se mění v závislosti na proudu  $I_C$  a napětí mezi kolektorem a emitorem vlivem Earlyho jevu [9] [10]. Unipolární tranzistor má hradlo izolováno tenkou vrstvičkou oxidu křemíku, a proto je jeho vstupní odpor vysoký (řádově  $10^{14} \Omega$ ) [7]. Hradlem tedy teče proud zanedbatelné velikosti a je tudíž zřejmé, že MOSFET bude jen minimálně zatěžovat výstup řídicích obvodů, jako by tomu bylo v případě použití bipolárního tranzistoru. Navíc proud protékající zátěží nebude zatížen nelinearitou v podobě proměnného proudového zesilovacího činitele.



Obr 1.11 Schématická značka bipolárního tranzistoru NPN s vyznačenými obvodovými veličinami (a), schématická značka N-MOSFET tranzistoru s vyznačenými obvodovými veličinami (b) a parazitní kapacity N-MOSFET tranzistoru (c)

Z pohledu vstupu (hradla  $G$ ) vykazuje MOSFET tranzistor významný kapacitní charakter reprezentovaný parazitními kapacitami mezi hradlem  $G$  a elektrodami  $D$  a  $S$  (Obr. 1.11 c). Pro režim saturace má největší význam kapacita  $C_{GS}$ , jejíž hodnota se může pohybovat v řádu jednotek nF [7]. Tato kapacita pak spolu s výstupní impedancí řídicího obvodu tvoří RC člen, jenž má zásadní vliv na mezní kmitočet tranzistoru a tím i na strmost náběžných, respektive sestupných hran. Výkonový prvek bude sice v navrhované zátěži řízen spojitě, tato kapacita však bude ovlivňovat jeho chování při rychlých změnách proudu, například v pulzních režimech pro testování dynamických parametrů zdrojů. Při návrhu tedy bude třeba tuto situaci zohlednit a použít vhodný budič umožňující rychlé

čerpání náboje do této, respektive z této parazitní kapacity (viz dále). Vlivem parazitních indukčností a kapacit MOSFET tranzistoru může také dojít k nežádoucím oscilacím [7]. Je nutné vhodně ošetřit hradlo G vnějšími obvody, aby k tomuto jevu nedocházelo.

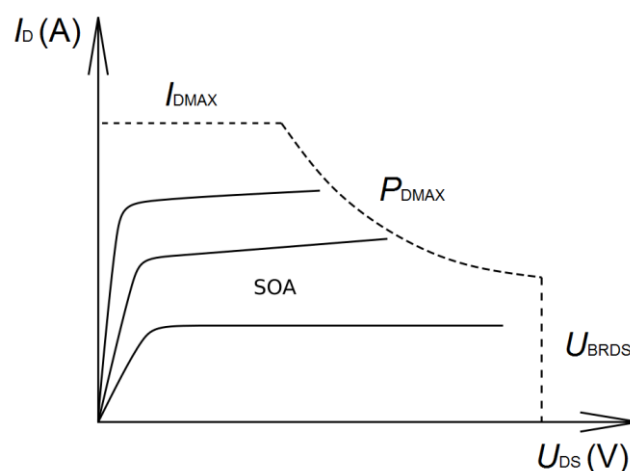
### 1.3.1 Mezní parametry tranzistorů MOSFET

Jako každý reálný elektronický komponent i MOSFET má své limitní hodnoty pro jednotlivé obvodové veličiny. Již v úvodu této kapitoly bylo zmíněno, že tyto limitní hodnoty určují výsledné parametry samotné aktivní zátěže. Pokud nebudou tyto limity dodrženy, dojde k nevratné destrukci výkonového prvku.

Prvním mezním parametrem je průrazné napětí mezi elektrodou  $D$  a  $S$  označované jako  $U_{BRDS}$ . Překročením tohoto napětí dochází k nárazové ionizaci a následnému lavinovému průrazu v oblasti přechodu Drain–substrát, který představuje závěrně orientovaný PN přechod [8].

Druhým mezním parametrem je maximální proud mezi elektrodou  $D$  a  $S$  označovaný jako  $I_{DMAX}$ . Překročením tohoto proudu dochází k přetížení a následné tepelné destrukci polovodičové struktury [8].

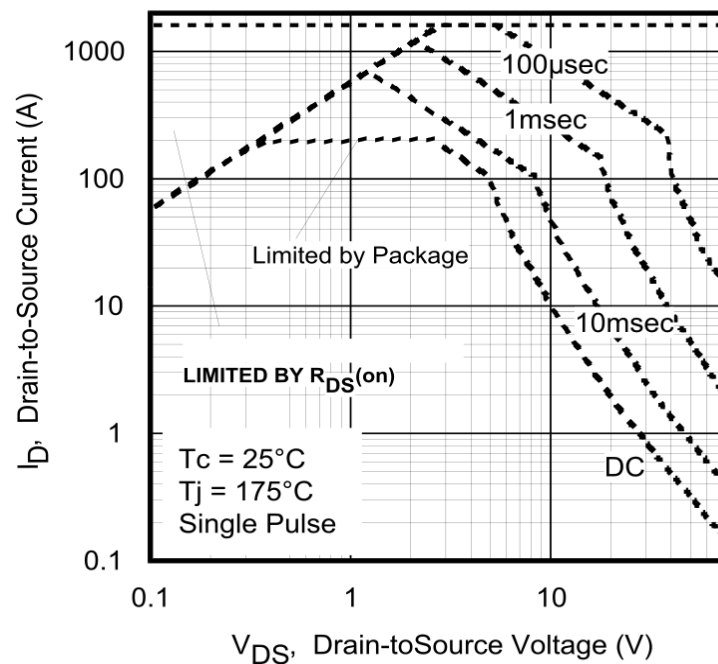
Posledním mezním parametrem je maximální ztrátový výkon tranzistoru označovaný jako  $P_{DMAX}$ . Překročení tohoto výkonu má obdobné účinky jako v případě překročení  $I_{DMAX}$ . Hranice tohoto výkonu pak tvoří hyperbolickou křivku, na které je konstantní hodnota ztrátového výkonu rovna právě  $P_{DMAX}$  [8]. Všechny tyto tři parametry dohromady tvoří ve výstupní charakteristice oblast bezpečného provozu v odborné literatuře a katalogových listech označovanou jako SOA (Safe Operating Area).



Obr. 1.12 Výstupní charakteristika MOSFET tranzistoru s vyznačenou SOA (idealizováno)

SOA je standardně uváděna v katalogových listech MOSFET tranzistorů. Zpravidla bývá rozčleněna podle doby zatížení tranzistoru v pulzních aplikacích, kde je tranzistor

použit jako spínač. V dnešní době je oblast výkonové elektroniky zaměřena z velké části na impulzní aplikace, a proto i větší část trhu je orientována spíše na polovodiče optimalizované pro potřeby impulzních aplikací. MOSFET tranzistory vhodné i pro stejnosměrné aplikace mají v SOA vyznačenou oblast DC. Menší část trhu je pak orientována na tranzistory optimalizované přímo pro aplikace s lineárním řízením a cena těchto tranzistorů je poměrně vysoká.



Obr. 1.13 SOA tranzistoru IRFP7718 [12]

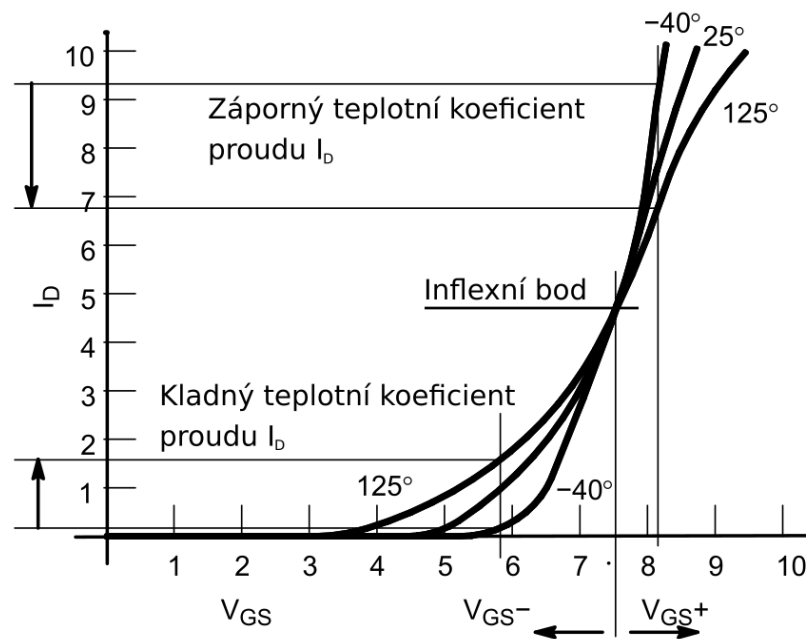
Na Obr. 1.13 je vyobrazená SOA reálného tranzistoru, konkrétně se jedná o typ IRFP7718. Dle katalogového listu je tento tranzistor určen pro aplikace s pulzním řízením, i přesto zde ale výrobce uvádí SOA křivku pro stejnosměrné zatížení [12]. Je však třeba zajistit dostatečně účinné chlazení, aby nedošlo k tepelné destrukci tranzistoru. Charakteristika na Obr. 1.13 je stanovena pro teplotu čipu  $T_j = 175^\circ\text{C}$  a teplotu pouzdra  $T_c = 25^\circ\text{C}$ .

### 1.3.2 Teplotní stabilita MOSFET tranzistoru

Obecně platí, že unipolární tranzistory jsou méně teplotně závislé než tranzistory bipolární. Je to dáno tím, že činnost unipolárních tranzistorů je založena na majoritních nosičích, jejichž koncentrace je dána množstvím příměsí, a za běžných podmínek na teplotě téměř nezávisí [7].

Neplatí však, že by parametry unipolárních tranzistorů byly úplně teplotně nezávislé. Se změnou teploty lze pozorovat změnu proudu  $I_D$  protékajícího tranzistorem

za předpokladu, že jsou napětí  $U_{DS}$  a  $U_{GS}$  konstantní. Změna proudu je způsobena teplotní závislostí prahového napětí  $U_T$  a strmosti převodní charakteristiky  $g_m$ , která udává vztah mezi napětím  $U_{GS}$  a proudem  $I_D$ . Z fyzikálního pohledu to lze odůvodnit změnou pohyblivosti nosičů náboje vlivem teploty [7]. Oba tyto parametry mají záporný teplotní koeficient, tedy s rostoucí teplotou klesají a s jejich poklesem dochází k deformaci převodní charakteristiky. Jestli bude výsledný teplotní koeficient proudu  $I_D$  kladný nebo záporný, však záleží na pracovním bodu tranzistoru, respektive velikost napětí  $U_{GS}$  [13].



Obr. 1.14 Převodní charakteristiky MOSFET tranzistoru pro různé teploty [13]

Na Obr. 1.14 jsou znázorněny převodní charakteristiky pro teploty  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Významný je zde průnik těchto charakteristik označený jako inflexní bod. V tomto bodě, respektive při tomto napětí  $U_{GS}$  vykazuje proud  $I_D$  nulový teplotní koeficient. Pro vyšší napětí  $U_{GS}$  je teplotní koeficient proudu  $I_D$  záporný, a proud tedy s rostoucí teplotou klesá [13]. Výhodou je zde možnost paralelního propojení více MOSFET tranzistorů, je totiž zajištěna teplotní stabilizace jednotlivých tranzistorů. Tento pracovní bod je však vhodný pro aplikace, kde jsou tranzistory použity pro spínací účely.

Pro nižší napětí  $U_{GS}$  pak proud vykazuje kladný teplotní koeficient, tedy s rostoucí teplotou též narůstá jeho hodnota [13]. Pro teplotní stabilizaci je proto nutné zajistit jiná opatření pomocí vnějších obvodů. Tento problém je třeba řešit v aplikacích, kde jsou tranzistory řízeny lineárně, tedy i v případě navrhované aktivní zátěže.



Dalším problémem v případě paralelního řazení MOSFET tranzistorů pro lineární aplikace je rozdílnost prahového napětí  $U_T$  u jednotlivých tranzistorů vlivem nedokonalosti výrobní technologie. Rozdíl způsobí, že paralelně řazenými tranzistory při stejném napětí  $U_{GS}$  potečou rozdílné proudy. V extrémním případě může dojít k destrukci některého z nich. Toto nehrozí při pulzním řízení, kde můžeme použít dostatečně vysoké napětí  $U_{GS}$  a drobné rozdíly prahového napětí jsou tak pokryty.

#### 1.4 Přehled komerčně dostupných aktivních zátěží

Pro posouzení konkurenceschopnosti navrhované zátěže je dobré udělat průzkum trhu a vyhledat několik zástupců komerčně prodávaných elektronických zátěží v podobné výkonové relaci. Této problematice je věnována tato podkapitola.

Vzhledem k tomu, že cílem této práce je návrh stejnosměrné aktivní umělé zátěže, byl výběr zástupců na trhu zaměřen taktéž na stejnosměrné zátěže.



Obr. 1.15 Elektronická zátěž ITECH IT8513C+ [14]

Prvním zvoleným zástupcem je elektronická zátěž ITECH IT8513C+. Maximální ztrátový výkon této zátěže je 600 W, maximální proud je 120 A a maximální napětí je 120 V. Zátěž implementuje provozní režim *CC*, *CR*, *CV* a *CP*, dále pak implementuje pokročilejší funkce, jako je pulzní režim s programovatelnými parametry časového průběhu nebo měření parametrů akumulátorů a baterií [15]. Pro připojení k PC je zátěž vybavena sériovým portem RS232 a lze ji konfigurovat pomocí SCPI příkazů [15]. Více informací je k dispozici v uživatelském manuálu [15].



Obr. 1.16 Elektronická zátěž BK8500B [16]

Druhým zvoleným zástupcem je elektronická zátěž BK8500B. Jedná se o zátěž s maximálním ztrátovým výkonem 300 W, maximálním proudem 30 A a maximálním napětím 150 V. Ostatní vlastnosti má obdobné jako výše popisovaná zátěž ITECH IT851. Více informací je uvedeno v uživatelském manuálu [17].



Obr. 1.17 Elektronická zátěž LD400 [16]

Posledním zvoleným zástupcem je elektronická zátěž LD400 s maximálním ztrátovým výkonem 400 W, maximálním napětím 80 V a maximálním proudem 80 A. Tento přístroj taktéž disponuje všemi provozními režimy jako výše popisované zátěže. Její výhodou oproti nim však je implementace více možných komunikačních kanálů pro připojení PC. Je zde možnost připojení přes RS232, USB, GPIB a LAN, respektive LXI (LAN extension for Instrumentation). Více informací je opět dostupných z uživatelského manuálu [18].

Porovnání parametrů jednotlivých vybraných zátěží je uvedeno v Tab. 1.1. Obsahuje detailnější popis některých elektrických parametrů pro jednotlivé provozní režimy.

Cena jednotlivých zátěží se odvíjí od maximálního výkonu, což lze vysvětlit nutností použít dražší výkonnější komponenty a odpovídající systém chlazení. Vliv na cenu má i přesnost měření požadující kvalitnější AD převodníky s dostatečným rozlišením a

linearitou, které jsou samozřejmě dražší. A též návrh celého systému musí být optimalizován z pohledu minimalizace rušivých šumových napětí, které mají zásadní vliv na výslednou přesnost měření.

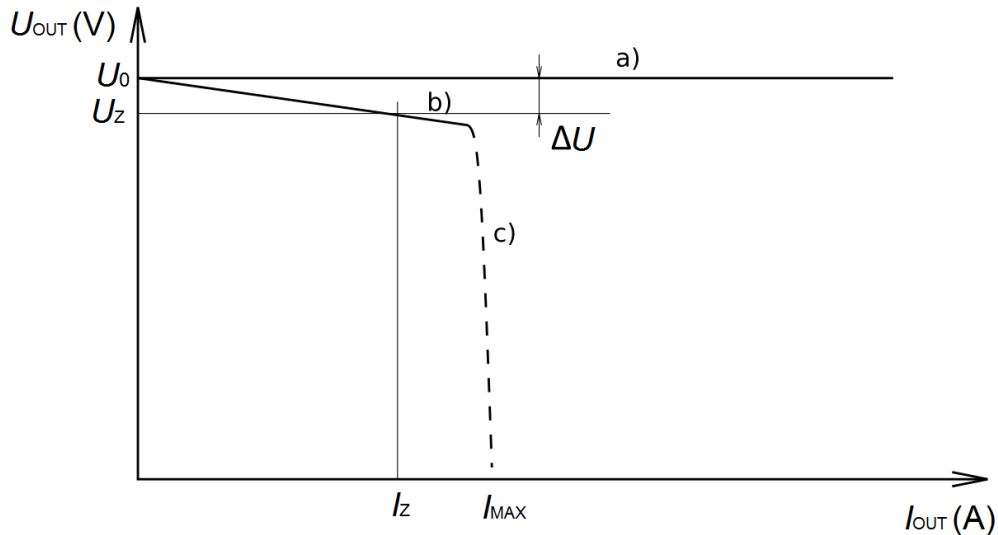
Tab. 1.1 Souhrn parametrů vybraných elektronických zátěží

Název	ITECH IT8513C+	BK8500B	Aim-TTi LD400
Typ	DC	DC	DC
P <sub>max</sub> (W)	600	300	400
Napěťový rozsah(V)	0 - 120	0 - 150	0 - 80
Proudový rozsah (A)	0 - 120	0 - 30	0 - 80
CC mód	Ano Rozsah: 0 - 12 A, 0 - 120 A Přesnost: ±(0,05 % + 0,05 % FS)	Ano Rozsah: 0 - 3 A, 0 - 30 A Přesnost: ±(0,05 % + 0,05 % FS)	Ano Rozsah: 0 - 8 A, 0 - 80 A Přesnost: ± 0,2 % ± 30 mA
CR mód	Ano Rozsah 1: 0,05 - 10 Ω Přesnost 1: 0,01 % + 0,08 S Rozsah 2 : 10 Ω - 7,5 kΩ Přesnost 2 : 0,01 % + 0,0008 S	Ano Rozsah 1: 0,05 - 10 Ω Přesnost 1: 0,01 % + 0,08 S Rozsah 2: 10 Ω - 7,5 kΩ Přesnost 2: 0,01 % + 0,0008 S	Ano Rozsah 1: 0,04 - 10 Ω Rozsah 2: 2 - 400 Ω Přesnost: ± 0,5 % ± 2 digits ± 30 mA
CV mód	Ano Rozsah 1: 0 - 18 V Přesnost 1: ±(0,05 % + 0,02 % FS) Rozsah 2: 0 - 120 V Přesnost 2: ±(0,05 % + 0,025 % FS)	Ano Rozsah 1: 0,1 - 18 V Přesnost 1: ±(0,05 % + 0,02 % FS) Rozsah 2: 0,1 - 150 V Přesnost 2: ±(0,05 % + 0,025 % FS)	Ano Rozsah 1: < 2 V - 8 V (80 A) Rozsah 2: < 2 V - 80 V (80 A) Přesnost: ± 0,2 % ± 2 digits
CP mód	Ano Rozsah: 600 W Přesnost: ±(0,2 % + 0,2 % FS)	Ano Rozsah: 300 W Přesnost: ±(0,1 % + 0,1 % FS)	Ano Rozsah: 0 - 400 W Přesnost: ± 0,5 % ± 2 W ± 30 mA
Konektivita	RS 232	RS 232	RS 232 LAN (LXI) USB GPIB
Cena (Kč)	49 610,-	39 216,-	39 436,-

## 1.5 Charakteristiky napájecích zdrojů a akumulátorů

V této podkapitole budou popsány základní charakteristiky napájecích zdrojů a akumulátorů/baterií, jejichž měření bude navrhovaná elektronická zátěž umožňovat.

Základní charakteristikou, kterou lze popsat chování nejenom napěťových zdrojů, je zatěžovací charakteristika. Jedná se o závislost výstupního napětí zdroje  $U_{OUT}$  na výstupním proudu  $I_{OUT}$ . Z této charakteristiky lze zjistit, jestli se jedná o zdroj napěťový nebo proudový, z její strmosti lze určit jeho vnitřní odpor [3]. Dále lze zjistit, jestli zdroj obsahuje nadproudovou ochranu a případně její charakter.



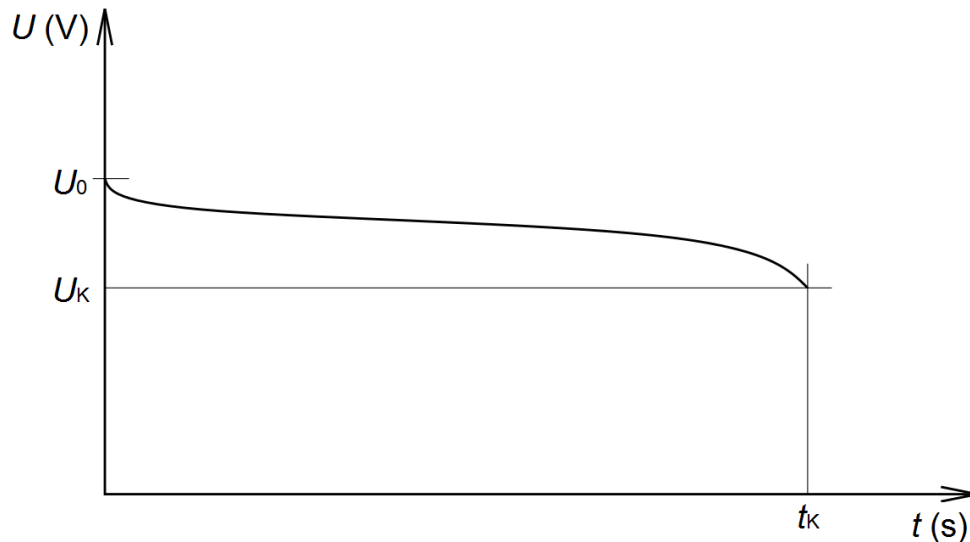
Obr. 1.18 Zatěžovací charakteristika ideálního napěťového zdroje (a), zatěžovací charakteristika reálného napěťového zdroje (b) a zatěžovací charakteristika napěťového zdroje s nadproudovou ochranou (c)

Na Obr. 1.18 je uvedeno několik zatěžovacích charakteristik. Křivka *a*) představuje charakteristiku ideálního napěťového zdroje, který se vyznačuje nulovým vnitřním odporem. Křivka *b*) znázorňuje zatěžovací charakteristiku reálného zdroje s nenulovým vnitřním odporem. Vlivem úbytku napětí na tomto odporu dochází k poklesu této charakteristiky z hodnoty napětí naprázdno  $U_0$  na hodnotu napětí  $U_Z$  při odběru hodnoty proudu  $I_Z$ . Vnitřní odpor zdroje se stanoví podle vztahu

$$R_V = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_0 - U_Z}{I_Z} \quad (\Omega), \quad [3] \quad (1.08)$$

kde  $R_V$  je vnitřní odpor zdroje. Podle hodnoty vnitřního odporu lze porovnávat "tvrdost" jednotlivých zdrojů a zpravidla požadujeme jeho hodnotu co nejmenší. Křivka *c*) znázorňuje zatěžovací charakteristiku zdroje s nadproudovou ochranou, která limituje výstupní proud v případě přetížení nebo zkratu výstupu zdroje [3].

Zatěžovací charakteristiku lze měřit i u elektrochemických zdrojů. Vnitřní odpor elektrochemických zdrojů zpravidla nebývá konstantní, ale mění se v průběhu cyklu vybíjení a nabíjení [3]. Z praktického hlediska má vyšší informační hodnotu vybíjecí charakteristika elektrochemických zdrojů. Měření vybíjecí charakteristiky nejčastěji probíhá zatěžováním akumulátoru nebo baterie konstantním proudem a sledováním změny svorkového napětí v čase [3].



Obr. 1.19 Vybíjecí charakteristika elektrochemického zdroje

Na Obr. 1.19 je uveden příklad, jak může vybíjecí charakteristika vypadat. Obdobnou vybíjecí charakteristiku mají například bezúdržbové olověné akumulátory.

Bez zatížení naměříme na svorkách elektrochemického zdroje hodnotu napětí označenou jako  $U_0$ . Během procesu vybíjení konstantním proudem je sledováno napětí elektrochemického zdroje. Pokud dojde k jeho poklesu pod hodnotu konečného vybíjecího napětí  $U_K$ , je proces vybíjení ukončen. Konečné vybíjecí napětí  $U_K$  se liší podle velikosti vybíjecího proudu. Při odběru většího proudu a tím i rychlejším vybíjení je dovoleno menší konečné vybíjecí napětí [3]. Tabulka vybíjecích proudů a konečných vybíjecích napětí bývá uvedena v katalogovém listu elektrochemického zdroje.

Ze známé konečné doby vybíjení  $t_K$  (h) a známého vybíjecího proudu  $I_V$  lze stanovit kapacitu akumulátoru  $Q$  podle vztahu

$$Q = I_V \cdot t_K \quad (\text{Ah}) \quad [3]. \quad (1.09)$$

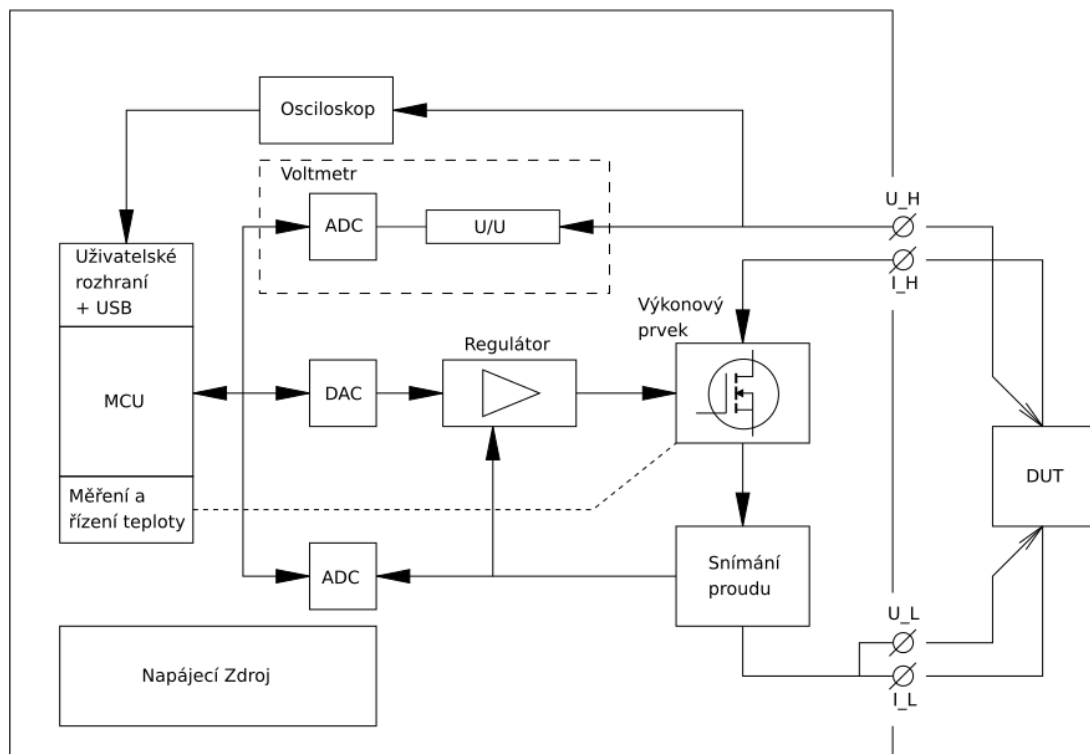
## 2 Návrh elektronické aktivní zátěže

Navrhovaná aktivní umělá zátěž se bude skládat z několika funkčních bloků. V této kapitole bude proveden podrobný popis návrhu jednotlivých bloků.

Z blokového schématu (Obr. 2.1) je patrná volba topologie zátěže. Byla zvolena topologie analogové regulační smyčky s nadřazeným digitálním řízením, které bude předávat požadavek na velikost proudu skrze DA převodník. Důvodem výběru této topologie je nižší nárok na výpočetní výkon procesoru než v případě plně digitální regulační smyčky.

Dále je patrný specifický způsob připojení DUT. Byla zvolena čtyřvodičová metoda připojení z důvodu minimalizace chyby měření napětí vlivem úbytku napětí na přívodních kabelech, přechodových odporech konektorů a hlavně na tavné pojistce jističí výkonový okruh zátěže.

Nad rámec původních záměrů bude do zařízení implementován i modul osciloskopu pro vizualizaci časových průběhů napětí DUT.



Obr. 2.1 Blokové schéma zátěže

## 2.1 Volba vhodného výkonového prvku

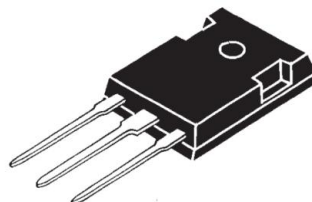
Nejvíce kritickou částí celé zátěže je výkonová část s přidruženou proudovou regulační smyčkou. Jak bylo zmíněno již v teoretickém úvodu, má tato část největší vliv na výsledné parametry zátěže. Požadavek na parametry je následující:

- maximální ztrátový výkon alespoň 300 W,
- maximální napětí zátěže 30 V,
- maximální proud zátěží 30 A.

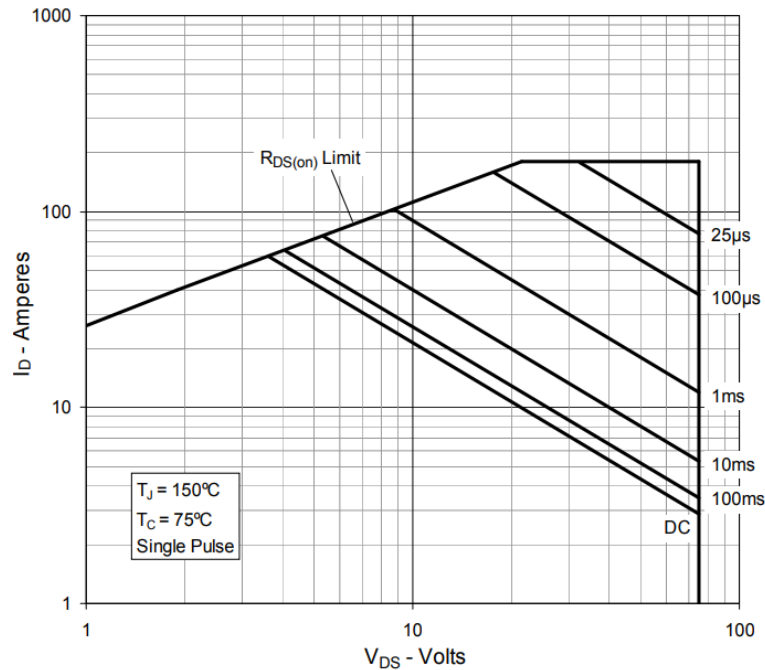
Pro splnění těchto parametrů bylo klíčové zvolit vhodný výkonový tranzistor a systém chlazení, který bude popsán dále. Pro svoje výhody zmíněné v teoretické části práce bude použit unipolární tranzistor typu MOSFET. Požadovaného výkonu by šlo dosáhnout i za použití jediného tranzistoru, ale kladlo by to extrémní nároky na chlazení. Možností by bylo použít například výkonový modul APT20M11JVR s technologií VMOS v pouzdře SOT-227. Výrobce u tohoto modulu uvádí maximální ztrátový výkon  $P_{ZMAX} = 700 \text{ W}$  ( $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ), maximální proud  $I_D = 700 \text{ A}$  a maximální napětí  $U_{DS} = 200 \text{ V}$  [19]. Pouzdro SOT-227 má velikou styčnou chladicí plochu a je tak optimálně navrženo pro dobrý odvod tepla. Cena tohoto modulu je však poměrně vysoká a je výhodnější použít více paralelně spojených MOSFET tranzistorů o nižším výkonu.

Nejvhodnějším řešením se jeví MOSFET tranzistor IXTA80N075L2. Maximální ztrátový výkon tohoto tranzistoru je  $P_{ZMAX} = 357 \text{ W}$  ( $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ), maximální proud  $I_D = 80 \text{ A}$  a maximální napětí  $U_{DS} = 75 \text{ V}$  [20]. Jak uvádí výrobce, tento tranzistor je konstrukčně optimalizován na použití v lineárních aplikacích.

Tranzistor je v pouzdře TO 247, které umožňuje montáž ke chladiči bez nutnosti použití izolační vložky pod hlavou šroubu. To je výhodné, protože díky tepelnému namáhání těchto vložek může časem dojít k povolení šroubu a tím k zhoršení přenosu tepla mezi pouzdem tranzistoru a chladičem.



Obr. 2.2 Pouzdro TO 247



Obr. 2.3 SOA tranzistoru IXTA80N075L2 [20]

Na Obr. 2.3 je uvedena oblast bezpečného provozu tranzistoru IXTA80N075L2. Výhodou je, že výrobce v katalogovém listu uvádí tuto oblast i pro vyšší teplotu pouzdra než  $T_C = 25\text{ °C}$ . Při teplotě pouzdra  $T_C = 75\text{ °C}$  je limitní výkon přibližně 200 W, což je stále dostačující.

Nevýhodou tohoto tranzistoru je vyšší cena, ale i přes nutnost použití paralelního zapojení více těchto tranzistorů je výsledná cena výhodnější než v případě výše zmíněného tranzistoru APT20M11JVR.

## 2.2 Návrh výkonové části a proudového regulátoru

Výkonová část bude sestávat z paralelně řazené skupiny více tranzistorů IXTA80N075L2. Pro dosažení požadovaných parametrů zátěže by teoreticky postačovala skupina dvou těchto tranzistorů. Při maximálním zatížení by tak na každém byla polovina celkového výkonu, respektive 150 W. Problém zde ovšem nastává s řízením. V ideálním případě by bylo vhodné použít pro řízení každého tranzistoru separátní regulační smyčku, která by udržovala jím protékající proud konstantní bez ohledu na rozdílná prahová napětí  $U_T$  a vliv teploty. Tranzistory totiž budou řízeny jen malým napětím  $U_{GS}$  v oblasti pod inflexním bodem (viz podkapitola 1.3.2). Toto řešení je ovšem obvodově poměrně náročné a také dražší. Aby mohla být použita pouze jedna regulační smyčka, bude počet tranzistorů

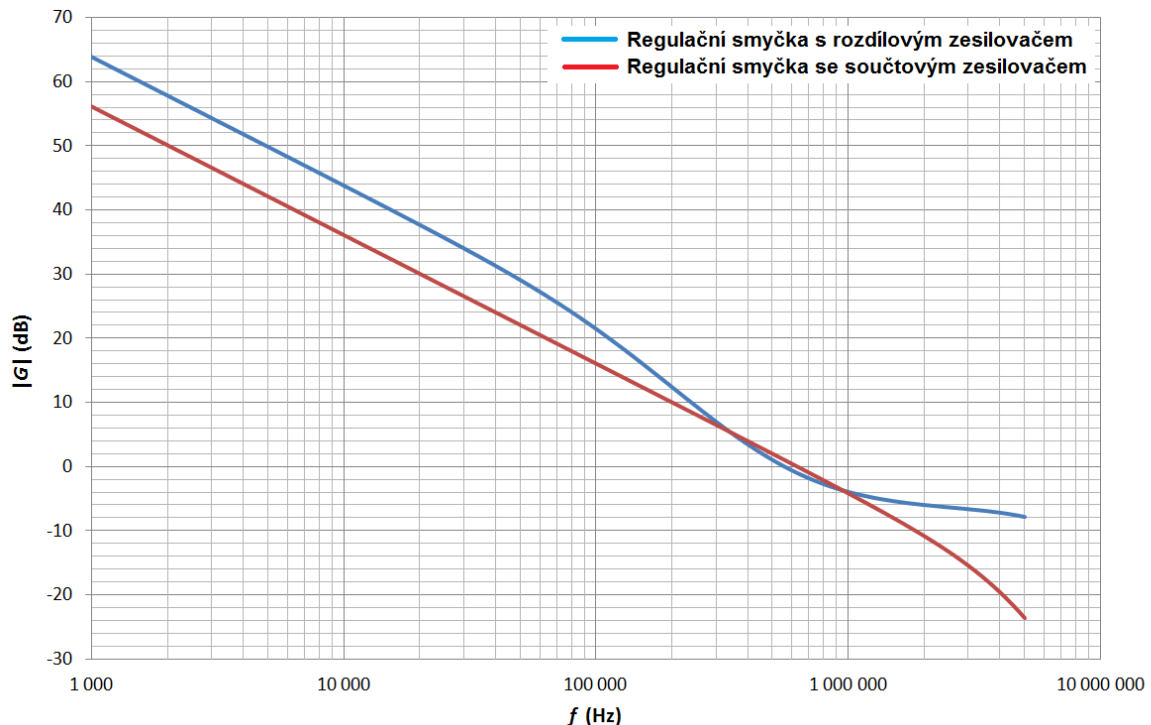


navýšen tak, aby každým tranzistorem protékal jen relativně malý proud  $I_D$ , a na tranzistoru tak vznikala co nejmenší výkonová ztráta, které půjde lépe chladit. Výkonová část tak bude značně naddimenzována.

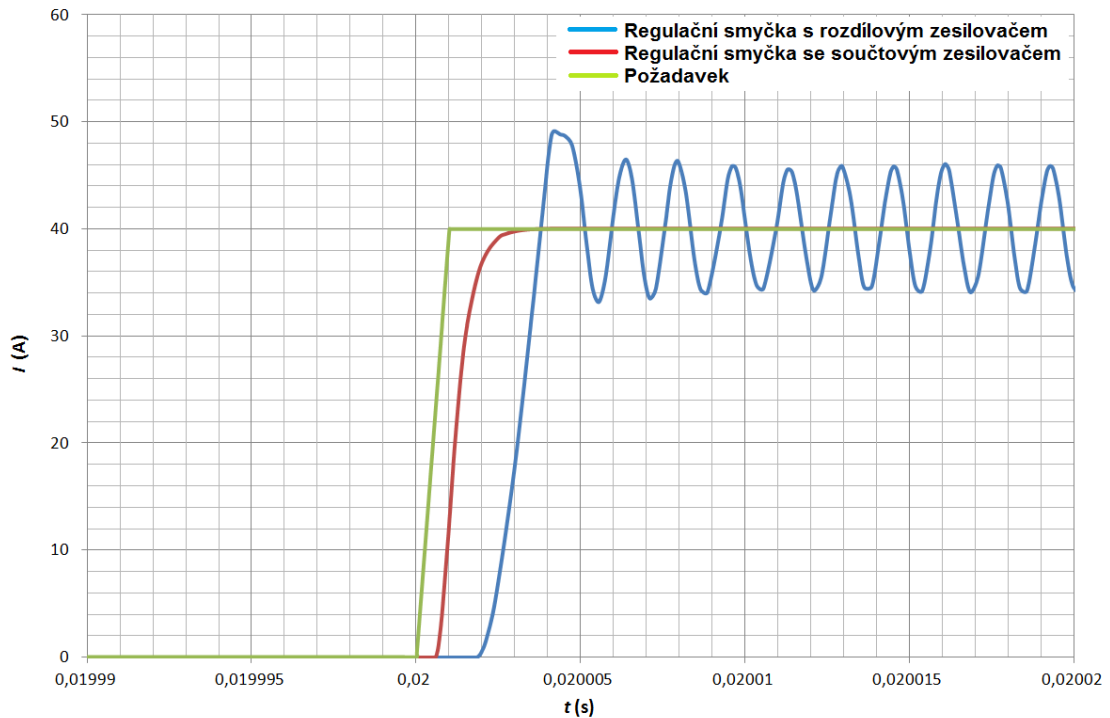
Určitou možností stabilizace pracovního bodu, která bude využita, je zapojení rezistoru sériově k elektrodě  $S$  každého tranzistoru. Zvýšením protékajícího proudu  $I_D$  vzroste i úbytek napětí na tomto rezistoru, tím dojde k poklesu napětí  $U_{GS}$ , tranzistor se přivře a proud  $I_D$  tak poklesne. Přítomnost těchto rezistorů má však dvojí význam, současně budou použity jako snímací rezistory proudu. Celkově je toto řešení spíše experimentální s cílem ověřit použitelnost. U zátěži vyšších výkonů je vhodnější implementovat samostatné regulační smyčky a každý výkonový prvek řídit nezávisle.

Pro navrhovanou zátěž budou použity čtyři tranzistory IXTA80N075L2, každý tak bude zatěžován pouze čtvrtinovým výkonem (maximálně 75 W).

Regulační smyčka bude implementována v topologii se součtovým zesilovačem (viz kapitola 1.2.1). Důvody jsou dva. Prvním důvodem je vyšší stabilita v porovnání s topologií využívající rozdílový zesilovač. Toto tvrzení bylo prokázáno i simulacemi v programu PSpice, kde regulační smyčka s rozdílovým zesilovačem za dodržení stejných parametrů vykazovala vyšší nestabilitu než regulační smyčka se součtovým zesilovačem.



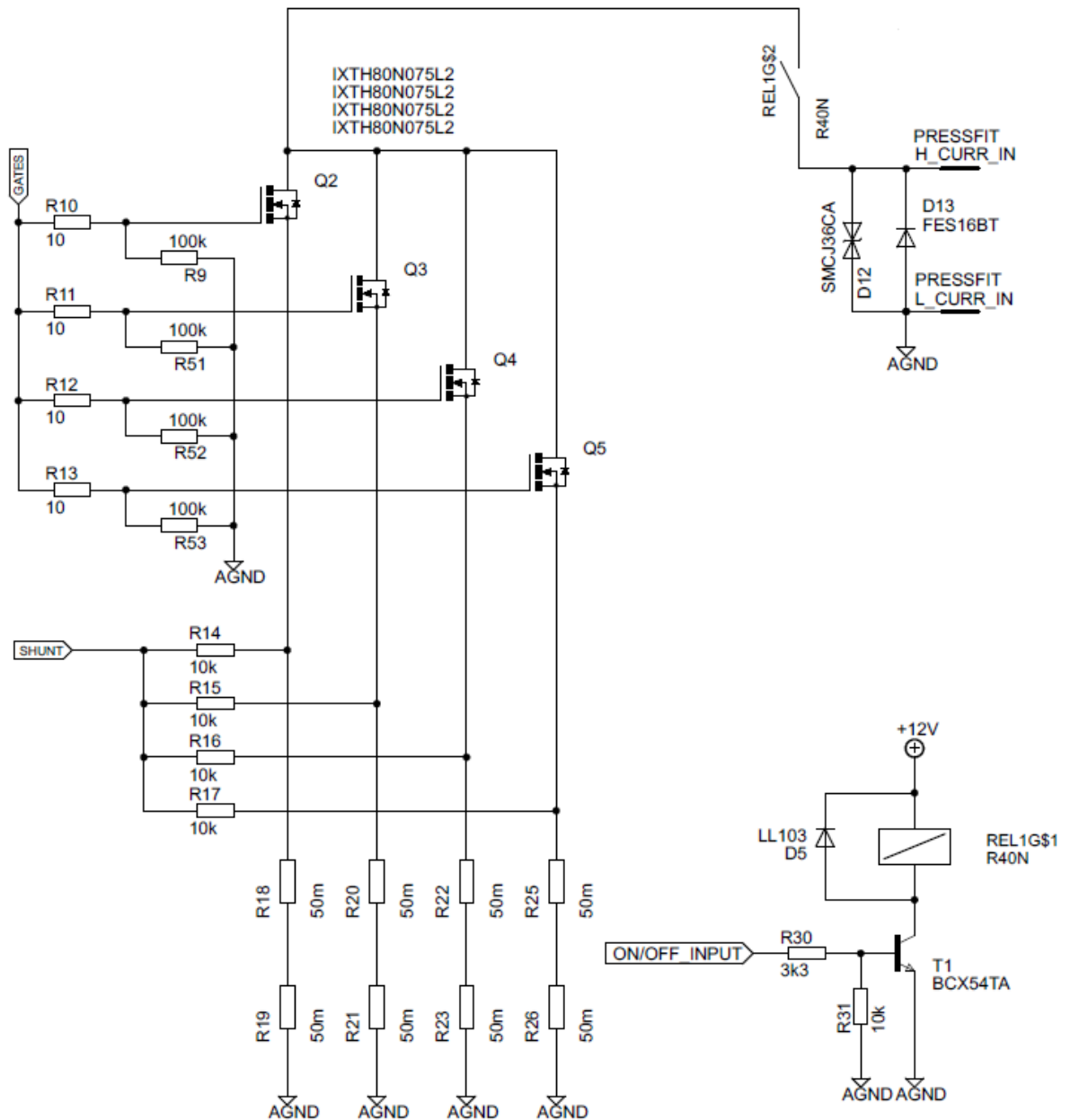
Obr. 2.4 Amplitudová frekvenční charakteristika regulační smyčky s rozdílovým zesilovačem (modrá) a regulační smyčky se součtovým zesilovačem (červená) (výsledek simulace)



Obr. 2.5 Odezva regulačních smyček na skokový požadavek (regulační smyčka s rozdílovým zesilovačem –modrá, regulační smyčka se součtovým zesilovačem–červená) (výsledek simulace)

Na Obr. 2.4 je vidět amplitudová frekvenční charakteristika obou uvedených regulačních smyček. U charakteristiky pro regulační smyčku s rozdílovým zesilovačem je patrné, že osu  $x$  protíná se sklonem vyšším než je 20 dB na dekádu. Podle Bodeho kritéria stability je tento systém v nejlepším případě na mezi stability. To potvrzuje i časový průběh odezvy na skokový požadavek (Obr. 2.5), kde jsou patrné zákmity u průběhu pro smyčku s rozdílovým zesilovačem.

Druhým důvodem je způsob řešení zpětné vazby, respektive obvodu pro měření proudu protékajícího zátěží. Jak bylo zmíněno výše, výkonová část bude rozdělena na čtyři paralelně spojené bloky a v každém bloku bude umístěn jeden snímací rezistor. Pro získání celkové informace o protékajícím proudu bude nutné úbytky napětí na jednotlivých rezistorech sečíst. Z toho důvodu bude do zpětné vazby zařazen součtový zesilovač. Tento zesilovač však invertuje, a proto bude na výstupu zpětné vazby záporné napětí. Jak bylo uvedeno v kapitole 1.2.1, u topologie se součtovým zesilovačem je potřeba pro zachování záporné zpětné vazby mít jednu z veličin vstupujících do regulační smyčky zápornou. Jelikož výstupní napětí ze zpětné vazby bude záporné, je výhodnější použít tuto topologii.



Obr. 2.6 Výkonová část

Na Obr. 2.6 je uvedeno schéma výkonové části zátěže. V pravé horní části je vstup proudového okruhu. Ihned na vstupu se nachází ochranná dioda D13, která spolu s tavnou pojistkou (ve schématu není uvedena, protože se nachází v pouzdře těsně hned za proudovými svorkami) tvoří ochranu proti přepólování. Byla zde použita rychlá usměrňovací dioda FES16BT s maximálním závěrným napětím  $U_R = 100 \text{ V}$  a maximálním špičkovým proudem  $I_F = 250 \text{ A}$  [21]. Za touto diodou se nachází ještě TVS dioda jako ESD ochrana. Zde byla zvolena obousměrná TVS dioda SMCJ36CA s průrazným napětím

$U_{BR} = 40 \text{ V}$  [22]. Proudový vstup zátěže je možné odpojit pomocí relé, to je důležité z hlediska ochrany. Relé je sepnuto pomocí výstupu z digitální řídicí jednotky pouze ve chvíli, kdy je zvolen některý z provozních režimů a je nastavena hodnota proudu, v ostatních případech je vstup zátěže odpojen. Za vhodné relé byl zvolen typ R40N-3011-85-1012, jenž dokáže přenést maximální proud 40 A [23].

Dále se ve schématu nachází čtveřice tranzistorů (Q2 až Q5) IXTA80N075L2 s rezistorovou sítí v obvodu hradla  $G$  tvořenou skupinou rezistorů R9, R10, R11, R12, R13, R51, R52 a R53. Tato síť zabraňuje možné nestabilitě tranzistorů vlivem vlastních parazitních zpětných vazeb způsobených parazitními kapacitami (viz kapitola 1.3).

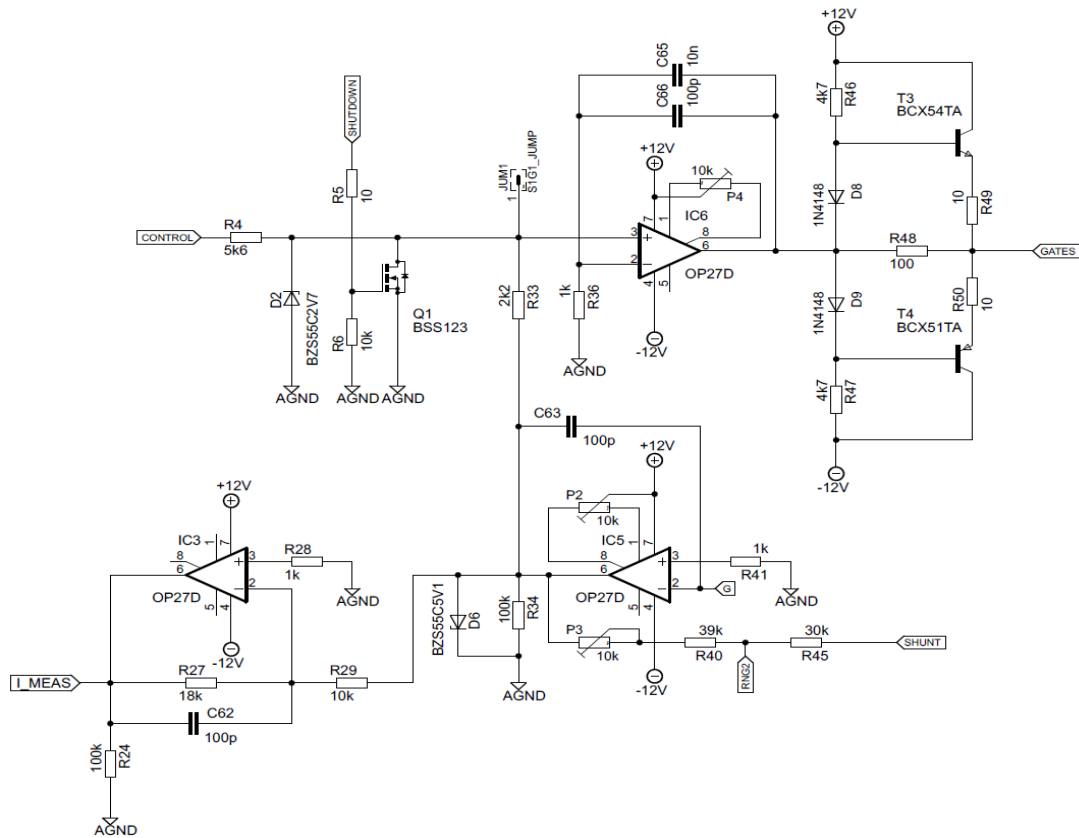
V obvodu elektrody  $S$  je zařazena odporová síť tvořená rezistory R18 až R26. Jak bylo výše uvedeno, tyto rezistory slouží jako bočníky pro snímání proudu a zároveň jako teplotní stabilizace pracovního bodu. Zde je třeba poznamenat, že z hlediska stabilizace by byla vhodnější vyšší hodnota odporu těchto rezistorů. S rostoucí velikostí odporu těchto rezistorů však roste i minimální vstupní napětí, při kterém se zátěž dostane do režimu konstantního proudu. Tento jev souvisí s podmínkou režimu saturace MOSFET tranzistoru (viz kapitola 1.3). Jednoduchou úpravou podmínky pro režim saturace lze odvodit vztah

$$U_{in} \geq U_{GS} - U_T + U_{Rs} \quad (V), \quad (2.01)$$

kde  $U_{in}$  je vstupní napětí zátěže a  $U_{Rs}$  je napěťový úbytek na snímacích rezistorech. Je tedy zřejmé, že vstupní napětí musí být vyšší, než je úbytek na snímacích rezistorech.

Kromě zvyšování minimálního napětí je zde také problém s rostoucím ztrátovým výkonem. Oteplením rezistoru dojde ke změně odporu, což je nežádoucí, a je potřeba tento vliv minimalizovat.

Jako vhodný kompromis mezi výše zmíněnými požadavky na velikost odporu snímacích rezistorů byla zvolena hodnota  $R = 100 \text{ m}\Omega$ . Kvůli rozložení výkonu byla zvolena dvojice sériově zapojených rezistorů OAR5R050FLF s hodnotou  $R = 50 \text{ m}\Omega$ . Jedná se o přesný měřicí rezistor s tolerancí 1 % a teplotním koeficientem odporu  $TCR = \pm 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , což je pro danou aplikaci dostačující. Maximální ztrátový výkon tohoto rezistoru  $P_Z = 5 \text{ W}$  [24]. Při odběru maximálního proudu (30 A) bude na každém snímacím rezistoru ztrátový výkon přibližně  $P = 2,8 \text{ W}$ . Je tedy zřejmé, že maximální ztrátový výkon 5 W je poměrně hraniční hodnota a vhodnější by byl rezistor s maximálním ztrátovým výkonem alespoň  $P_Z = 6 \text{ W}$ . Z důvodu dobré dostupnosti na trhu však byl nakonec použit právě popisovaný rezistor OAR5R050FLF.



Obr. 2.7 Obvod proudové regulační smyčky

Na Obr. 2.7 je znázorněno schéma proudové regulační smyčky. Jak bylo zmíněno výše, jedná se o proudovou regulační smyčku se součtovým zesilovačem. Tato regulační smyčka udržuje konstantní proud protékající tranzistory Q1 až Q5 (Obr. 2.6). Z hlediska hardwarové realizace tak zátěž bude umožňovat pouze provozní režim konstantního proudu (CC) a konstantního odporu (CR), jehož implementace bude vysvětlena dále. Provozní režim konstantního výkonu (CP) bude z důvodu složitější hardwarové realizace implementován v softwarové podobě a režim konstantního napětí (CV) nebude implementován vůbec.

Jádrem regulátoru je zesilovač regulační odchylky představovaný operačním zesilovačem IC6. Zde byl zvolen typ OP27, jehož rychlost přeběhu  $SR = 2,8 \text{ V}/\mu\text{s}$  (šířka pásma  $BW = 8 \text{ MHz}$ ), což je pro danou aplikaci dostačující, a celkově se jedná o dobrý kompromis mezi cenou a vyhovujícími parametry. Jeho podrobnější parametry jsou obsaženy v katalogovém listu [25].

Invertující vstup IC6 je připojen na zem přes rezistor R36, jenž slouží ke kompenzaci proudové nesymetrie. Kromě toho je zde i kompenzace napěťového offsetu pomocí odporového trimru P4. Mezi invertující vstup a výstup operačního zesilovače IC6 jsou připojeny kapacity C65 a C66 sloužící ke kmitočtové kompenzaci regulační smyčky.

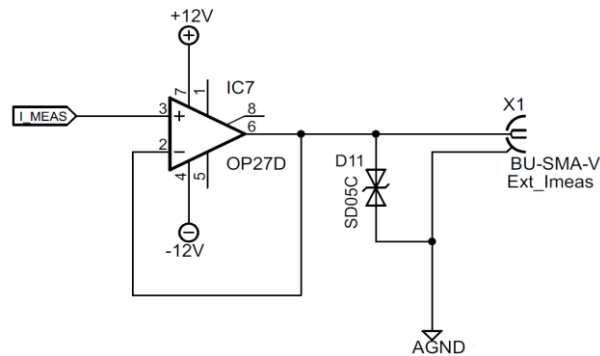
Na neinvertující vstup operačního zesilovače IC6 je připojen výstup ze zpětné vazby přes rezistor R33 a zároveň vstup řízení (CONTROL) přes rezistor R4. Je zde také obvod pro zablokování regulátoru tvořený tranzistorem Q1 a rezistory R5 a R6. Jak bylo uvedeno výše (Obr. 2.6), je zde relé pro odpojení vstupu, to je však relativně pomalé. V případě poruchy (přetížení) je tak spolu s odpojením vstupu zátěže pomocí relé nulován i požadavek na proud pomocí tranzistoru Q1. Zenerova dioda D2 slouží jako ochrana proti nadměrnému napětí, které by mohlo vzniknout v případě poruchy regulační smyčky. Použita byla Zenerova dioda BZS55C2V7 se Zenerovým napětím  $U_{ZD} = 2,7 \text{ V}$ .

Na výstupu operačního zesilovače se nachází budič hradel výkonových MOSFET tranzistorů. Jeho úkolem je dodávat dostatečný proud pro nabíjení, respektive vybíjení parazitních kapacit hradel tranzistorů Q2 až Q5 (Obr. 2.6). Je tvořen komplementární dvojicí tranzistorů T3 a T4. Ty jsou řízeny přes diody D8 a D9 výstupním napětím operačního zesilovače IC6 tak, že pokud je na výstupu kladné napětí, teče většina proudu přes rezistor R46 do báze tranzistoru T3, ten se otevře a na hradlech tranzistorů Q2 až Q5 je tak kladné napětí. V tomto stavu teče většina proudu v záporné větvi budiče přes diodu D9 a tranzistor T4 je uzavřen. V případě výskytu záporného napětí na výstupu IC6 mechanismus zůstává obdobný, ale dochází k otevření T4, uzavření T3 a na výstupu budiče tak je záporné napětí. Po většinu provozní doby je však na výstupu IC6 nejnižší napětí rovno přibližně prahovému napětí tranzistorů Q2 až Q5, takže záporná větev budiče má menší vliv na výslednou funkčnost.

Operační zesilovač IC5 je zapojen v podobě součtového zesilovače. Opět zde byl použit operační zesilovač OP27, jeho výhodou je nízká úroveň šumu. Celý součtový zesilovač se dále skládá ze vstupních rezistorů R14 až R17, rezistoru R45, který je v závislosti na rozsahu zpětnovazební nebo vstupní, a ze zpětnovazebního rezistoru R40 spolu s odporovým trimrem P3. Součástí je ještě rezistor R41 sloužící jako kompenzace proudové nesymetrie a kondenzátor C63 sloužící jako dodatečná kmitočtová kompenzace. Na výstupu IC5 se nachází ochranná Zenerova dioda D6, jejíž funkce je stejná jako u diody D2. Výstupní napětí IC5 slouží jako informace ze zpětné vazby. Toto napětí je zároveň dále upraveno a měřeno pomocí obvodů ampérmetru.

Obvod ampérmetru je na Obr. 2.7 tvořen operačním zesilovačem IC3, opět byl použit operační zesilovač OP27. Úkolem tohoto zesilovače je invertovat hodnotu napětí ze zpětné vazby, které je z výše uvedených důvodů záporné, a také jej zesílit na hodnotu vhodnou pro dostatečné vybuzení AD převodníku.

Kromě interního ampérmetru byl implementován i externí výstup pro měření proudu umožňující sledovat průběh proudu na externím osciloskopu.



Obr. 2.8 Externí výstup pro měření časových průběhů proudu

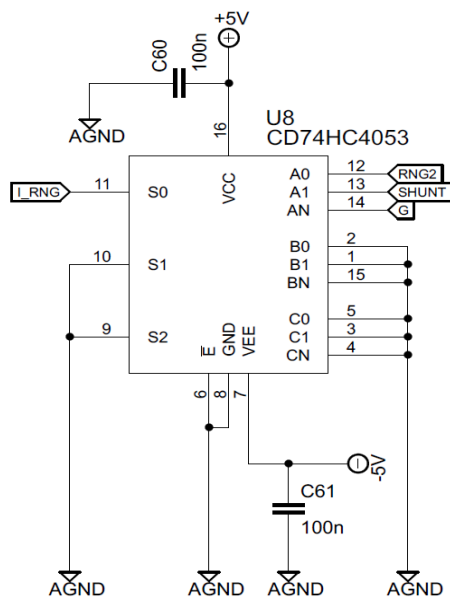
Na Obr. 2.8 je znázorněn způsob realizace externího výstupu pro měření časových průběhů proudu. Výše popisované obvody měření proudu jsou od externího výstupu odděleny pomocí sledovače signálu (IC7), který slouží jako vhodné impedanční přizpůsobení. Dále je přímo u SMA konektoru vřazena TVS dioda sloužící jako ESD ochrana. Byl použit typ SD05C, jehož průrazné napětí  $U_{BR} = 6 \text{ V}$  [26].

### 2.2.1 Proudové rozsahy a jejich přepínání

Strmost převodní charakteristiky proudové regulační smyčky lze ovlivnit volbou rezistorů R4 a R33, jak je zřejmé z rovnice 1.02 v podkapitole 1.2.1. Pokud je do zpětné vazby vřazen zesilovač, pak je strmost ovlivněna i jeho zesílením tak, že s rostoucím zesílením strmost klesá.

Změny strmosti pro různé rozsahy proudu lze využít ke zlepšení přesnosti měření a nastavení požadovaného proudu zátěží. Pokud by byl použit pouze jeden rozsah 0 až 30 A, pak by to při požadavku na nízký proud zátěží vedlo k hodnotám řídicího napětí a napětí na výstupu zpětné vazby v řádech jednotek milivoltů. Zpracování takto nízkých napětí je problematické kvůli šumu a nelinearitám převodníků. Je proto výhodné použít více strmostí převodní charakteristiky pro různé rozsahy proudu.

U navrhované zátěže jsou implementovány dva rozsahy proudu, první je od 0 do 2 A a druhý rozsah od 2 do 30 A. Přepínání mezi nimi bude realizováno automaticky po zadání požadovaného proudu uživatelem. Po stránce hardwaru je přepínání rozsahu zajištěno změnou zisku součtového zesilovače IC5 pomocí CMOS přepínače CD74HC4053.



Obr. 2.9 Obvod přepínače proudových rozsahů

Na Obr. 2.9 je znázorněn obvod přepínače proudových rozsahů. Obvod CD74HC4053 je řízen výstupem z digitální řídicí jednotky. Pokud je tento výstup v logické nule, je invertující vstup operačního zesilovače IC5 připojen do uzlu mezi rezistor R40 a R45 (Obr. 2.7). V této konfiguraci má součtový zesilovač nižší zesílení, což odpovídá rozsahu 2 až 30 A. Pokud bude splněna podmínka, že hodnoty odporu rezistorů R14 až R17 a R18 až R26 (Obr. 2.6) budou shodné, pak bude mít proudová regulační smyčka v rozsahu 2 až 30 A převodní funkci ve tvaru

$$I_L = \frac{(4 \cdot R_{45} + R_{14}) \cdot R_{33}}{R_4 \cdot (R_{18} + R_{19}) \cdot (R_{40} + R_{P3})} \cdot U_{\text{cnt}} \quad (\text{A}), \quad (2.02)$$

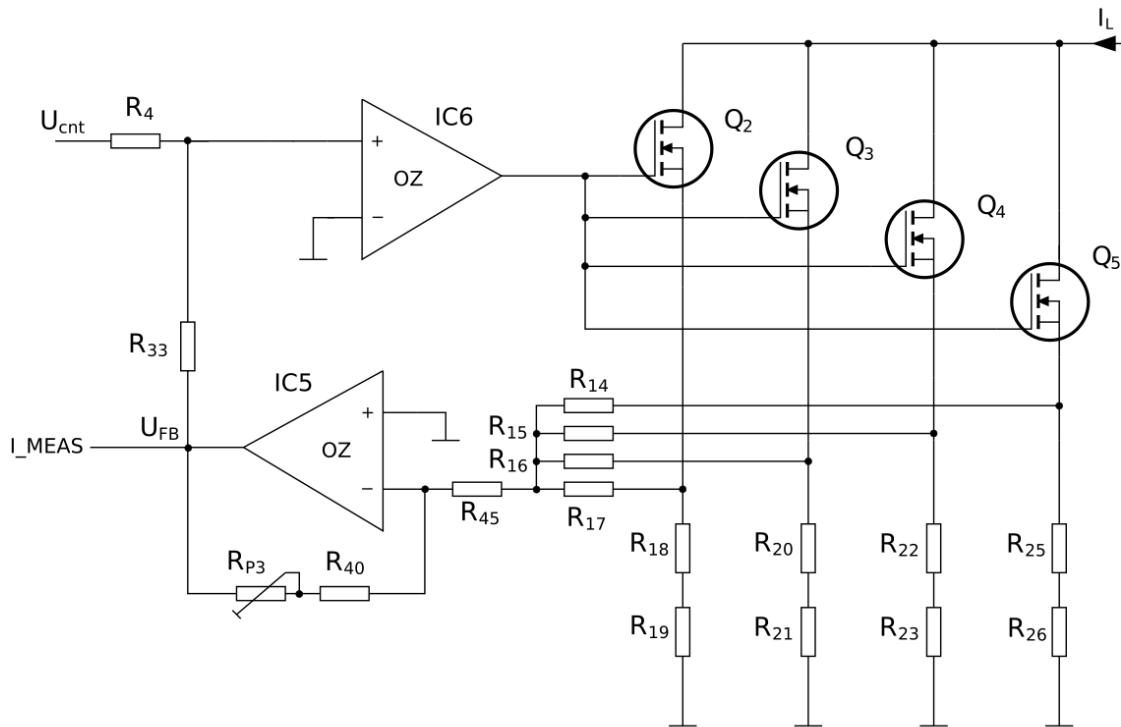
$$I_L = \frac{(4 \cdot 30000 + 10000) \cdot 2200}{5600 \cdot (0,05 + 0,05) \cdot (39000 + 5000)} \cdot U_{\text{cnt}} = 11,6 \cdot U_{\text{cnt}} \quad (\text{A}), \quad (2.03)$$

kde  $I_L$  je proud protékající zátěží a  $U_{\text{cnt}}$  je řídicí napětí (napětí na výstupu DA převodníku). Tato rovnice vznikla kombinací upraveného vztahu pro přenos součtového zesilovače

$$U_{\text{FB}} = -I_L \cdot \frac{(R_{18} + R_{19}) \cdot (R_{40} + R_{P3})}{4 \cdot R_{45} + R_{14}} \quad (\text{V}), \quad (2.04)$$

a rovnice 1.02 (podkapitola 1.2.1). Pro přehlednost je na Obr. 2.10 uvedeno zjednodušené schéma zapojení celé regulační smyčky s proudovým rozsahem 2 až 30 A.





Obr. 2.10 Zjednodušené schéma zapojení proudové regulační smyčky (rozsah proudu 2 až 30 A)

Jestliže bude výstup ovládající CMOS přepínač proudových rozsahů v logické jedničce, potom bude invertující vstup IC5 spojen rovnou se vstupními rezistory R14 až R17 (Obr. 2.7) a rezistor R45 se stane součástí zpětné vazby součtového zesilovače. Součtový zesilovač má tedy vyšší zesílení než v předchozím případě a to odpovídá nižšímu rozsahu 0 až 2 A. Pokud bude splněna podmínka, že hodnoty odporu rezistorů R14 až R17 a R18 až R26 (Obr. 2.6) budou shodné, pak bude mít proudová regulační smyčka v rozsahu 0 až 2 A převodní funkci ve tvaru

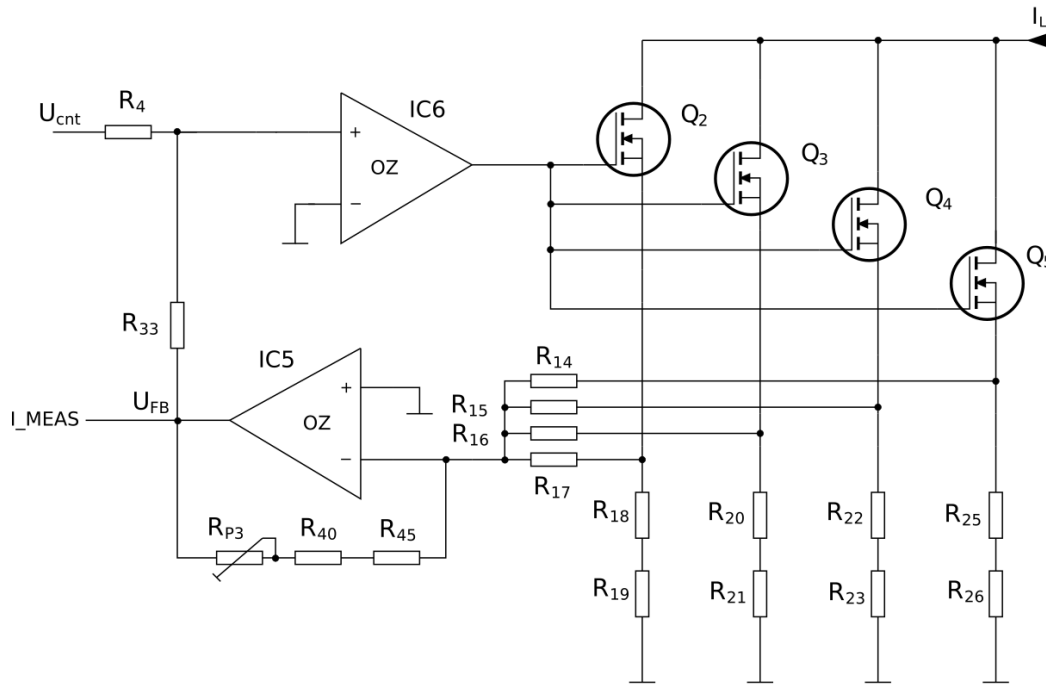
$$I_L = \frac{R_{14} \cdot R_{33}}{R_4 \cdot (R_{18} + R_{19}) \cdot (R_{45} + R_{40} + R_{P3})} \cdot U_{\text{cnt}} \quad (\text{A}), \quad (2.05)$$

$$I_L = \frac{10000 \cdot 2200}{5600 \cdot (0,05 + 0,05) \cdot (30000 + 39000 + 5000)} \cdot U_{\text{cnt}} = 0,53 \cdot U_{\text{cnt}} \quad (\text{A}). \quad (2.06)$$

Způsob odvození této rovnice je stejný jako v případě rovnice 2.02, pouze se změní vztah pro zesílení součtového zesilovače v dané konfiguraci. Zesílení součtového zesilovače v konfiguraci pro rozsah 0 až 2 A je dáno vztahem

$$U_{\text{FB}} = -I_L \cdot \frac{(R_{18} + R_{19}) \cdot (R_{45} + R_{40} + R_{P3})}{R_{14}} \quad (\text{V}). \quad (2.07)$$

Na Obr. 2.11 je pro přehlednost doplněno zjednodušené schéma zapojení celé regulační smyčky v proudovém rozsahu 0 až 2 A.

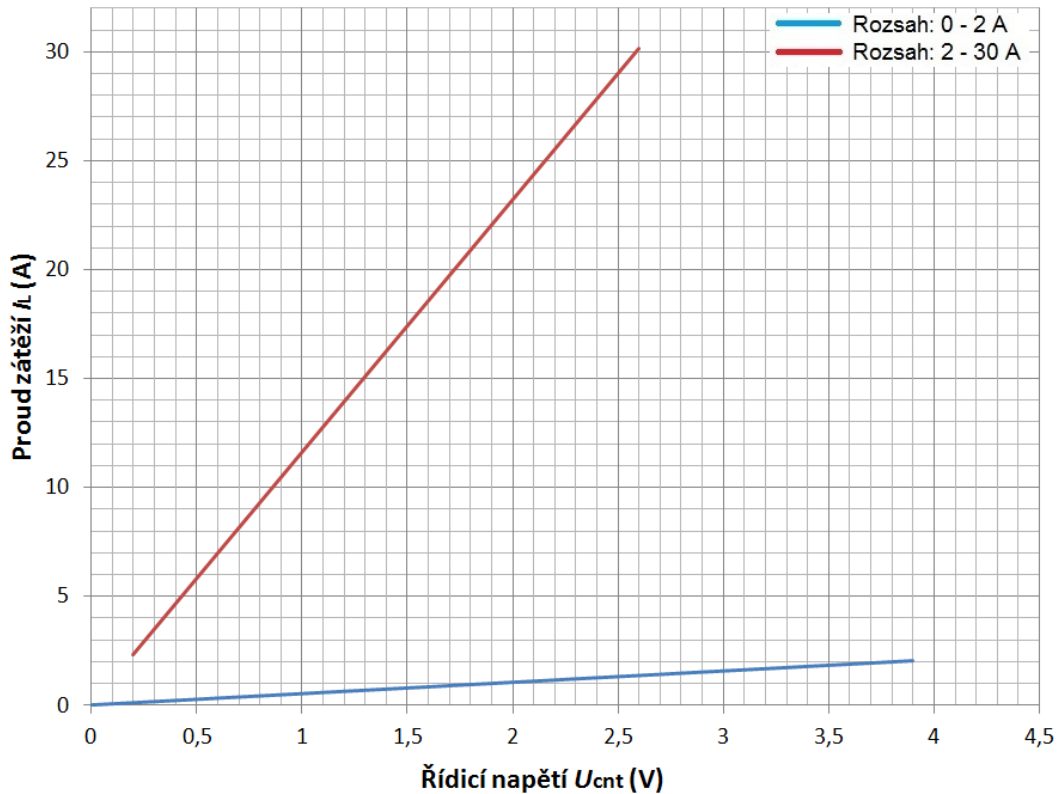


Obr. 2.11 Zjednodušené schéma zapojení proudové regulační smyčky (rozsah proudu 0 až 2 A)

Odpor kanálu CMOS přepínače CD74HC4053 lze téměř zanedbat, protože do invertujícího vstupu operačního zesilovače teče jen velice malý proud. Je ale třeba dbát na to, aby vstupní rezistory R14 až R17 byly shodné a co nejméně teplotně závislé, jedině tak bude zajištěno jednotné zesílení pro všechna snímaná napětí ze snímacích rezistorů R18 až R26. Vstupní rezistory mají ještě jeden zásadní úkol, kterým je definování vstupního odporu součtového zesilovače [5]. Hodnota jejich odporu musí být proto dostatečně velká, aby nedocházelo ke zkreslení výsledků měření proudu, které by se projevilo hlavně při měření nízkých hodnot proudu.

Pomocí odporového trimru  $R_{P3}$  lze provádět kalibraci zesílení součtového zesilovače a tím nastavovat i výslednou strmost převodních charakteristik proudové regulační smyčky. Ve vyčíslení rovnic 2.02 a 2.05 bylo předpokládáno nastavení polovičního rozsahu tohoto trimru.

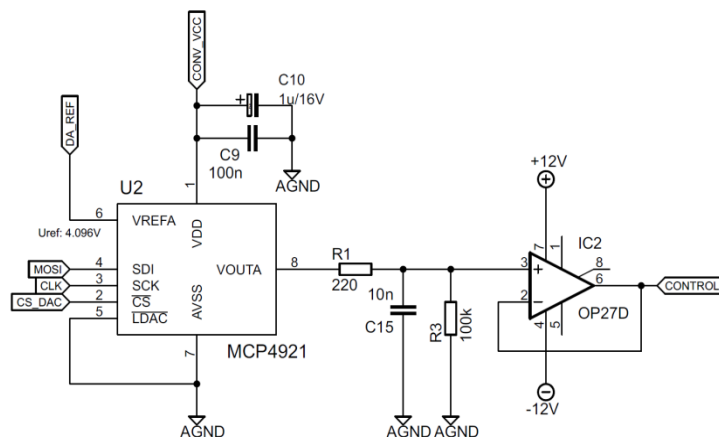
Výsledné převodní charakteristiky proudové regulační smyčky pro oba proudové rozsahy jsou uvedeny na Obr. 2.12.



Obr. 2.12 Převodní charakteristika proudové regulační smyčky pro rozsah 0–2 A (modře) a 2–30 A (červeně)

### 2.2.2 DA převodník a způsob implementace režimu konstantního odporu

Jak již bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, pro navázání analogové regulační smyčky na nadřazenou digitální řídicí jednotku je potřeba DA převodník. Výstupní napětí tohoto DA převodníku představuje požadavek pro regulační smyčku na nastavení vstupního proudu zátěže.

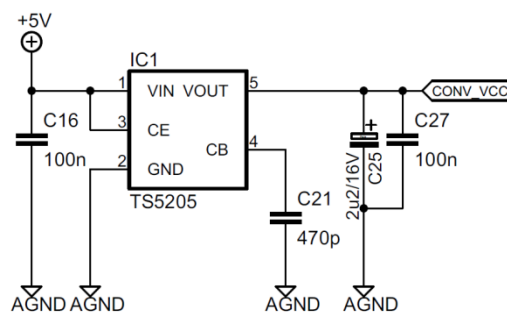


Obr. 2.13 Obvod DA převodníku

Na Obr. 2.13 je uvedeno schéma zapojení obvodu DA převodníku. Jako DA převodník byl použit typ MCP4921. Jedná se o jednokanálový převodník s rozlišením 12 bit a komunikační sběrnici SPI. Integrovaná nelinearita (INL) tohoto převodníku je 2 LSB a diferenciální chyba (DNL) tohoto převodníku je  $\pm 0.2$  LSB, což lze celkově považovat za vyhovující pro danou aplikaci. Doba nastavení výstupního napětí tohoto převodníku je  $4,5 \mu\text{s}$ , což je taktéž vyhovující [27].

Za DA převodníkem následuje operační zesilovač IC2 v podobě sledovače signálu zajišťujícího vysokou vstupní impedanci regulační smyčky, aby nedocházelo k nadměrnému zatížení výstupu DA převodníku.

Napájení převodníku je zajištěno z 5 V napájecí linky přes LDO stabilizátor TS5205 s činitelem potlačení zvlnění napájecího napětí  $PSRR = 75$  dB [28], který slouží jako sekundární filtr potlačující toto zvlnění a také rušení šířícího se po napájecí lince. Schéma zapojení tohoto stabilizátoru je uvedeno na Obr. 2.14.



Obr. 2.14 LDO stabilizátor sloužící k napájení převodníků

DA převodník je vybaven vstupem pro připojení externího zdroje referenčního napětí. Pokud je zátěž nastavena do provozního režimu konstantního proudu nebo výkonu, pak je na tento vstup připojen zdroj referenčního napětí  $U_{REF} = 4,096$  V. Jako vhodný zdroj referenčního napětí byl zvolen typ MCP1541. Tolerance výstupního napětí této reference je  $\pm 1$  %, což lze považovat za vyhovující [29]. Teplotní drift této reference je  $\pm 50$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ , což pro danou aplikaci taktéž lze považovat za vyhovující parametr [29]. Více informací k MCP1541 lze nalézt v katalogovém listu [29].

Výstupní napětí DA převodníku se vypočte podle vztahu

$$U_{OUT} = \frac{U_{REF}}{2^n} \cdot D \quad (\text{V}), \quad (2.08)$$

kde  $n$  je počet bitů DA převodníku a  $D$  je vstupní kódové slovo. V případě 12bit DA převodníku s referenčním napětím 4,096 se bude výstupní napětí pohybovat v rozsahu 0 až 4,096 V s krokem 1 mV. Ze znalosti převodních charakteristik proudové regulační smyčky (Obr. 2.12) a kroku výstupního napětí DA převodníku je možno odvodit, že

v proudovém rozsahu 0 až 2 A bude nejmenší proudový krok  $530 \mu\text{A}$  a v proudovém rozsahu 2 až 30 A bude nejmenší proudový krok 11,6 mA. Tyto hodnoty jsou však pouze teoretické, protože zde nebyly uváženy chyby reálného DA převodníku a dalších obvodů.

Pokud bude zátěž nastavena do pracovního režimu konstantního odporu, pak je na vstup referenčního napětí DA převodníku připojen výstup z obvodu voltmetru. Převodník tak slouží jako dělič napětí s proměnnou hodnotou dělicího poměru, která je nastavena pomocí vstupního kódového slova. Výstupní napětí DA převodníku je úměrné napětí na napěťových svorkách zátěže, respektive napětí na výstupu DUT. Z toho plyne, že i požadovaný proud protékající zátěží je úměrný vstupnímu napětí. Hodnota odporu je dána dělicím poměrem nastaveným pomocí kódového slova DA převodníku. Tento způsob realizace režimu konstantního odporu byl inspirován článkem [30].

Přepínání vstupu pro referenční napětí je zde zajištěno pomocí CMOS přepínače CD74HC4053. Vnitřní odpor tohoto přepínače nemá zásadní vliv, protože použitý DA převodník má na vstupu pro referenci implementován sledovač signálu (v katalogovém listu označený jako buffer) zajišťující vysokou hodnotu vstupního odporu, a proto jsou obvody reference zatěžovány jen minimálním proudem.

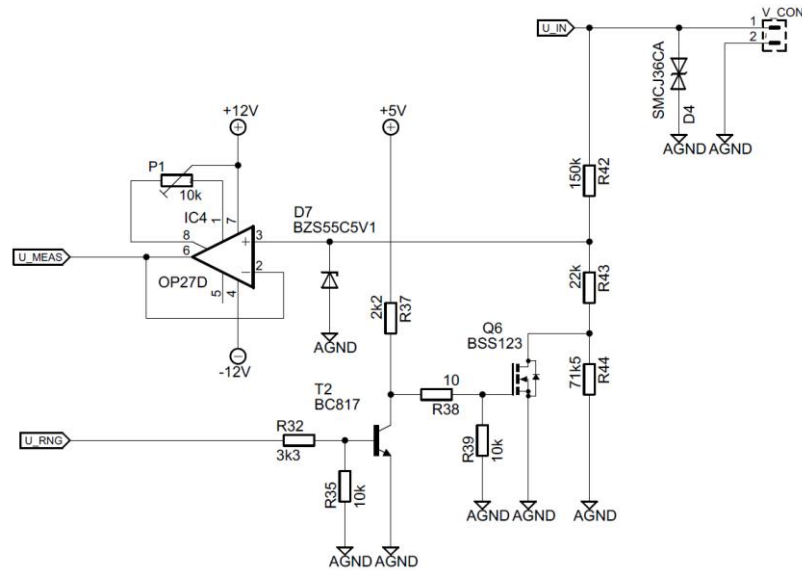
W-x	W-x	W-x	W-0	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x	W-x
0	BUF	GA	SHDN	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
bit 15								bit 0							

Obr. 2.15 Datový paket DA převodníku MCP4921 [27]

Na Obr. 2.14 je uveden datový paket převodníku MCP4921. Je odeslán jako dvě po sobě jdoucí osmibitové zprávy po SPI sběrnici. Vstupní kódové slovo je reprezentováno bity D0 až D11. Bit SHDN slouží k odpojení výstupu DA převodníku. Pokud je v log. 1, odpojí se výstupní zesilovač a na výstupní vývod je připojena interní zátěž  $500 \text{ k}\Omega$ . Bitem GA se přepíná zesílení výstupního zesilovače. Pokud je tento bit v log. 0, je výstupní napětí dvakrát zesíleno, pokud je v log. 1, pak je zesílení rovno jedné. Posledním bitem je BUF, jenž řídí buffer na vstupu referenčního napětí. Pokud je tento bit v log. 0, pak buffer není použit.

### 2.3 Obvod voltmetru

Hlavním úkolem vstupního obvodu voltmetru je přizpůsobení úrovně měřeného napětí pro následnou digitalizaci pomocí AD převodníku. Dále pak zajištění dostatečně vysokého vstupního odporu voltmetru. Jak bylo uvedeno již na začátku této kapitoly, napětí je měřeno na vyhrazených svorkách přístroje, které jsou mimo proudový okruh. Je tak zajištěno, že měření napětí nebude zatíženo chybou vlivem úbytku napětí na vedení mezi DUT a samotnou zátěží.



Obr. 2.16 Vstupní obvod voltmetru

Na Obr. 2.16 je uvedeno schéma zapojení vstupních obvodů voltmetru. Na vstupu hned za konektorem V\_CON je umístěna TVS dioda sloužící jako ESD ochrana. Byl zde použitý typ SMCJ36CA stejně jako v případě proudového okruhu. Za touto diodou následuje vstupní odporový dělič, který je složený z rezistorů R42, R43 a R44. Sepnutím nebo rozepnutím tranzistoru Q6 lze volit dva dělicí poměry, respektive dva napěťové rozsahy. Pokud tento tranzistor není sepnut, pak pro napětí na výstupu děliče platí rovnice

$$U_{\text{out}} = \frac{R_{43} + R_{44}}{R_{43} + R_{44} + R_{42}} \cdot U_{\text{in}} \quad (\text{V}), \quad (2.09)$$

$$U_{\text{out}} = \frac{22 + 71,5}{22 + 71,5 + 150} \cdot U_{\text{in}} = 0,384 \cdot U_{\text{in}} \quad (\text{V}), \quad (2.10)$$

kde  $U_{\text{out}}$  je napětí na výstupu děliče, respektive na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače IC4 a  $U_{\text{in}}$  je napětí na vstupu děliče, respektive měřené napětí na DUT. Tento dělicí poměr je určen pro rozsah 0 až 10 V.

Překročením hodnoty měřeného napětí 10 V je automaticky volen vyšší rozsah 10 až 30 V. To je provedeno sepnutím tranzistoru Q6, respektive překlenutím rezistoru R44. Pro tuto konfiguraci platí mezi vstupním napětím a výstupním napětím rovnice

$$U_{\text{out}} = \frac{R_{43}}{R_{43} + R_{42}} \cdot U_{\text{in}} \quad (\text{V}), \quad (2.11)$$

$$U_{\text{out}} = \frac{22}{22 + 150} \cdot U_{\text{in}} = 0,128 \cdot U_{\text{in}} \quad (\text{V}). \quad (2.12)$$

Dělicí poměry jsou navrženy tak, aby i při maximálním vstupním napětí pro daný dělicí poměr bylo na výstupu děliče napětí menší, než jaké by překročilo rozsah AD převodníku. Na rozsahu 0 až 10 V je toho využito pro přepnutí do vyššího rozsahu a na rozsahu 10 až 30 V je toho využito pro detekci, přepětí a vyhlášení chybového stavu.

Tranzistor T2 slouží jako budič hradla  $G$  tranzistoru Q6 a zároveň jako invertor zajišťující standard, že vyšší rozsahy jak napětí, tak proudu jsou vybrány v log. 0. To bude přispívat k přehlednosti při vývoji firmwaru.

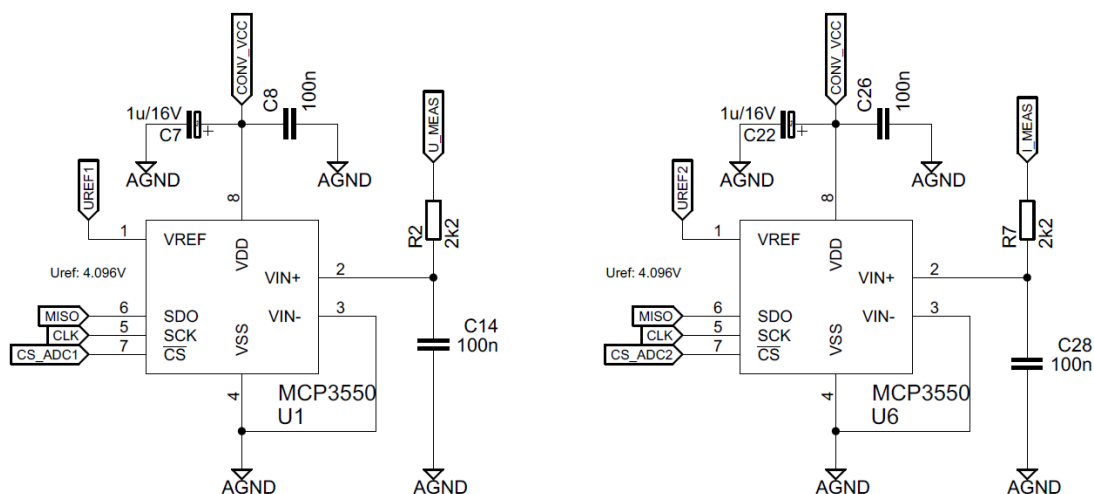
Za vstupním děličem se nachází Zenerova dioda D7 sloužící jako ochrana proti případnému přepětí na vstupu voltmetru. Byl zde opět použit typ BZS55C5V1 se Zenerovým napětím  $U_{\text{ZD}} = 5,1 \text{ V}$ . Za touto diodou se nachází sledovač signálu tvořený operačním zesilovačem IC4 zajišťující vhodné impedanční přizpůsobení mezi vstupním děličem a AD převodníkem.

Vstupní měřené napětí je kromě obvodu voltmetru ještě vyvedeno na externí výstup tvořený SMA konektorem označeným Ext\_Umeas. Tento výstup bude sloužit pro připojení interního osciloskopu.

## 2.4 Analogově–digitální převodníky

Hodnoty proudu a napětí naměřené a předzpracované obvody voltmetru a ampérmetru jsou následně převáděny do digitální podoby pomocí AD převodníků. Naměřená data v digitální podobě mohou být zpracována nadřazenou digitální řídicí jednotkou a zobrazena obsluze zátěže, případně ukládána nebo vynášena do grafů. Volba vhodné topologie AD převodníku má vliv na výslednou přesnost naměřených dat. Pro účely přesného měření relativně pomalu se měnících signálů je nejvhodnější topologie sigma–delta [31]. Obecně se tyto převodníky vyznačují vysokým rozlišením, výbornou diferenciální linearitou, odolností proti rušení v oblasti síťového kmitočtu  $f = 50 \text{ Hz}$  díky vnitřnímu číslicovému decimačnímu filtru a dobrým potlačením kvantizačního šumu. Jistou nevýhodou je relativně nízká rychlost převodu [31].

Pro navrhovanou zátěž byly vybrány převodníky MCP3550–50. Jedná se o 22 bit sigma – delta převodník určený přímo pro měřicí aplikace. Pro komunikaci s mikroprocesorem je tento převodník vybaven sběrnicí SPI. Dále obsahuje interní automatickou kalibraci offsetu a zisku. Rychlost převodu tohoto převodníku je pouze 12,5 sps (doba převodu je 80 ms) [32], což je poměrně nízká hodnota, ovšem pro danou aplikaci to není nijak kritické (pro sledování rychlých dějů bude sloužit integrovaný osciloskop). Dále se převodník MCP3550–50 vyznačuje poměrně nízkou integrální nelinearitou a malým offsetem. Další informace o použitém AD převodníku lze nalézt v katalogovém listu [32].



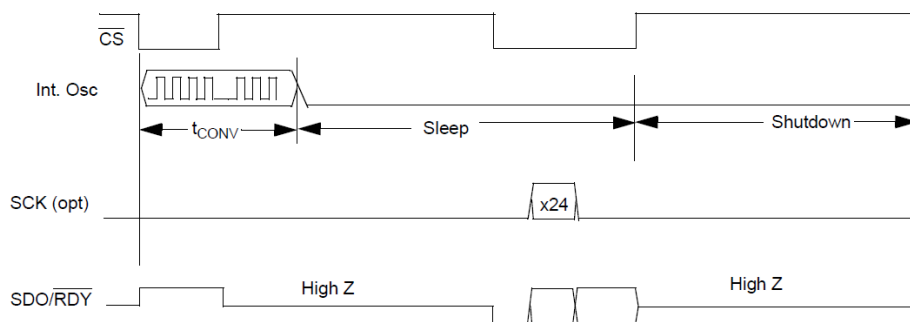
Obr. 2.17 Obvody AD převodníků

Na Obr. 2.17 je znázorněno zapojení DA převodníků. Převodník vlevo slouží pro převod úrovně měřeného napětí na vstupních svorkách zátěže a převodník vpravo slouží pro převod měřené úrovně proudu protékajícího zátěží, respektive napětí na výstupu obvodu ampérmetru, které je protékajícímu proudu úměrné. Převodníky jsou vybaveny diferenciálním vstupem, ale protože daná aplikace vyžaduje single-ended vstup, mají invertující větev spojenou se zemí. Před vstupem mají převodníky vřazeny RC filtry prvního řádu, které slouží jako antialiasingový filtr.

Převodníky jsou zde opět napájeny z 5 V napájecí linky přes LDO stabilizátor. Stejně jako u DA převodníku i zde slouží LDO stabilizátor jako sekundární filtr napájecího napětí. Pro generování referenčního napětí jsou použity taktéž zdroje referenčního napětí typu MCP1541 s výstupním napětím  $U_{REF} = 4,096$  V.

Jak bylo výše zmíněno, ke komunikaci využívají AD převodníky MCP3550–50 SPI sběrnicí. Ta je na fyzické vrstvě tvořena výběrovým vstupem CS, taktovacím vstupem SCK a datovým výstupem SDO (MISO).





Obr. 2.18 Časový diagram komunikace s AD převodníkem MCP3550–50 [32]

Na Obr. 2.18 je uveden časový diagram komunikace s AD převodníkem MCP3550–50. Převodníky zde pracují v Single Conversion režimu, což znamená, že za jeden cyklus provedou pouze jeden převod. Cyklus je zahájen přivedením vstupu CS do log. 0. V tom okamžiku je zahájen proces převodu vstupního napětí, který trvá minimálně 80 ms. Výstup SDO slouží jak pro přenos dat z převodníku do mikrokontroléru, tak pro signalizaci dokončení převodu. Pokud není převod dokončen a vstup CS je v log. 0, pak je výstup SDO v log. 1. Po dokončení převodu je naplněn výstupní registr převodníku a obvod je uveden do sleep režimu, ve kterém vyčkává na další příchod log. 0 na vstupu CS. Pokud je vstup CS opět přiveden do log. 0 a výstup SDO je též v log. 0 (což signalizuje dokončení převodu), může dojít k přenosu získaných dat z výstupního registru do mikrokontroléru [32]. Ze získaného kódového slova  $D$ , znalosti referenčního napětí  $U_{REF}$  a počtu bitů AD převodníku  $n$  pak lze vypočítat úroveň napětí podle vztahu

$$U_{in} = \frac{U_{REF}}{2^n} \cdot D \quad (V). \quad (2.13)$$

## 2.5 Digitální řídicí jednotka

Tato jednotka je jakýmsi rozhraním mezi obsluhou zátěže a vlastní proudovou regulační smyčkou. Obecně lze říci, že vstupem pro tuto jednotku je požadovaná hodnota proudu, respektive odporu nebo výkonu v závislosti na zvoleném provozním režimu. Řídicí jednotka následně provede potřebné přepočty, jejichž výsledkem je požadované napětí na výstupu DA převodníku.

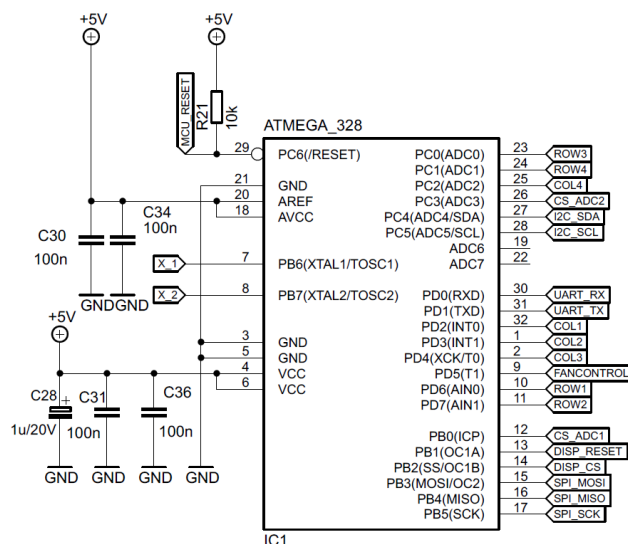
Dalším úkolem řídicí jednotky je zpracovávat data získaná z AD převodníků. Ty je nutné pomocí převodních vztahů přepočítat na výsledné hodnoty napětí a proudu, jenž jsou následně zobrazeny obsluze zátěže. S tím se pojí také volba vhodných měřicích rozsahů.

Neméně důležitým úkolem řídicí jednotky je také měření teploty chladičů výkonových prvků a její řízení pomocí aktivního chlazení. V případě překročení povolené maximální teploty řídicí jednotka zajistí vyhlášení chyby, nulování proudu a odpojení zatěžovaného zařízení. To se samozřejmě děje i v případě překročení maximálního napětí, proudu nebo výkonu na zátěži. V neposlední řadě bude řídicí jednotka zajišťovat komunikaci s nadřazeným ovládacím softwarem běžícím na PC.

Jádrém řídicí jednotky je mikrokontrolér, který má ve své programové paměti uložen řídicí firmware pro obsluhu jednotlivých periférií a potřebné výpočty. Mimo mikrokontroléru obsahuje ještě vstupně/výstupní bloky pro obsluhu všech řídicích signálů analogové části zátěže (přepínání rozsahů, spínání vstupu a další), porty pro připojení uživatelského rozhraní (display a klávesnice), obvod akustické signalizace, obvody pro připojení teploměru a komunikační modul pro připojení zátěže k PC.

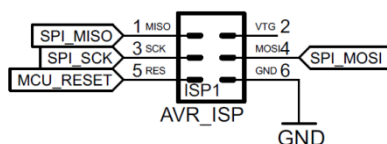
Vzhledem k tomu, že mikrokontrolér nebude provádět žádné náročné výpočetní operace a celkově není jeho výkon kritický, byl zvolen typ ATmega 328. Důvodem je hlavně nízká cena a jednoduchost programování. Na škodu může být, že tento procesor neobsahuje floating-point unit (FPU) pro práci s desetinnými čísly, ale i přesto svými parametry je pro danou aplikaci dostačující.

Jedná se o 8bit mikrokontrolér založený na architektuře AVR RISC s maximálním taktovacím kmitočtem 20 MHz. Výpočetní výkon tohoto mikrokontroléru je při použití maximálního taktovacího kmitočtu 20 MIPS (Million Instructions Per Second) [33]. To je přibližně stejný výpočetní výkon jako u mikrokontroléru STM32L010C6 s 32bit jádrem ARM Cortex M0+, který se nachází v podobné cenové relaci [34]. Mikrokontrolér ATmega 328 je vybaven programovou pamětí typu FLASH o velikosti 32 kbyte a datovou pamětí typu SRAM o velikosti 2 kbyte, což je pro danou aplikaci taktěž dostačující. Mikrokontrolér je dále vybaven standardními perifériemi jako je 8bit a 16bit čítač/časovač, sériové rozhraní UART, sběrnice I<sup>2</sup>C a SPI [33]. Výčet periférií není kompletní, zmíněné periférie jsou však podstatné pro danou aplikaci. Více informací o mikrokontroléru ATmega 328 lze nalézt v katalogovém listu [33].



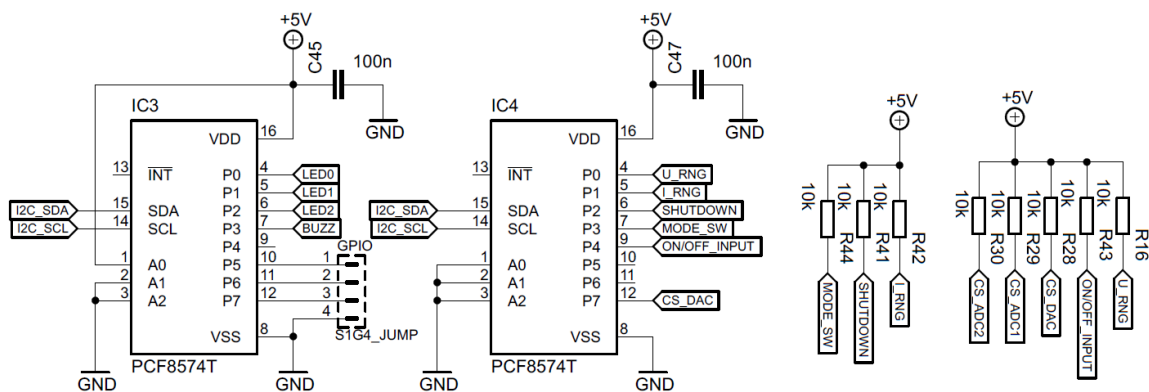
Obr. 2.19 Mikrokontrolér ATmega 328

Na Obr. 2.19 je uvedeno zapojení mikrokontroléru ATmega 328 s přidruženými blokovacími kondenzátory. Na vstupy  $X_1$  a  $X_2$  je připojen krystal taktovacího oscilátoru s  $f = 16$  MHz, mikrokontrolér je tedy taktován na tomto kmitočtu. Přestože napájecí zdroj zátěže má výstup 5 V, celá řídicí jednotka je napájena z 12 V výstupu z důvodu, který bude popsán dále. Řídicí jednotka pak obsahuje vlastní lineární 5 V stabilizátor, ze kterého jsou napájeny logické obvody včetně mikrokontroléru. Zapisování do programové paměti mikrokontroléru je prováděno pomocí ISP programátoru po sběrnici SPI. K tomuto účelu je vyhrazen speciální konektor pro připojení programátoru (Obr. 2.20).



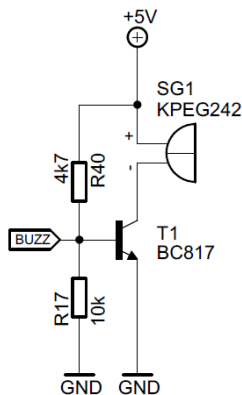
Obr. 2.20 Popis zapojení ISP konektoru pro připojení programátoru

Přímo na GPIO mikrokontroléru jsou připojeny řádky (ROW1 až 4) a sloupce (COL1 až 4) maticové klávesnice, výběrové vstupy AD převodníků (CS\_ADC1 a 2) a displeje (DISP\_CS), ovládání ventilátoru (FANCONTROL) a reset displeje (DISP\_RESET). Zbylé řídicí signály jsou připojeny přes I/O expandéry PCF8574, které s mikrokontrolérem komunikují po sběrnici I<sup>2</sup>C.



Obr. 2.21 Obvod I/O expandérů s přidavnými pull-up rezistory

Na Obr. 2.20 je uvedeno zapojení I/O expandérů. Adresy expandérů na sběrnici I<sup>2</sup>C jsou voleny pomocí vstupů A0 až A2. Expandér IC3 se nachází na adrese 0x39 (adresa zápisu) a jsou na něm připojeny prvky signalizace pro obsluhu. Červená signalizační kontrolka LED0, zelená signalizační kontrolka LED1, oranžová signalizační kontrolka LED2 a akustická signalizace. Význam jednotlivých signalizací bude popsán dále. Dále jsou na tomto I/O expandéru připojeny i tři vývody označené jako GPIO pro případná budoucí rozšíření hardwaru zátěže.



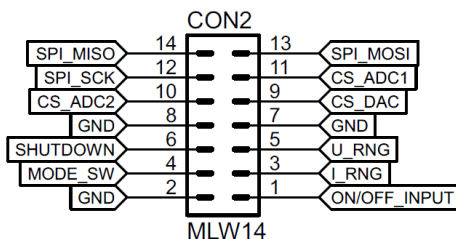
Obr. 2.22 Obvod akustické signalizace

Obr. 2.22 znázorňuje obvod akustické signalizace. Jako akustický zdroj byla použita piezosiréna s vlastním buzením KPEG242. Siréna je spínána pomocí tranzistoru T1 a celý obvod je aktivní v log. 1.

Na I/O expandéru IC4, jenž se nachází na adrese 0x38 (adresa zápisu), jsou připojeny řídicí signály pro ovládání analogových částí zátěže. Výstup U\_RNG slouží pro přepínání napěťového rozsahu voltmetru. Pokud je tento výstup v log. 0, pak je vybrán rozsah 10 až 30 V. Výstup I\_RNG slouží pro přepínání proudového rozsahu regulační smyčky a ampérmetru. Pokud je tento výstup v log. 0, pak je vybrán rozsah 2 až 30 A. Výstup

SHUTDOWN slouží k rychlému nulování požadavku na proud, je jím ovládán tranzistor Q1 (str. 28, Obr. 2.7). Nulování je aktivní v log. 1. Pomocí výstupu MODE\_SW je přepínáno mezi režimem konstantního proudu a režimem konstantního odporu. Volba je provedena přepínáním vstupu referenčního napětí DA převodníku mezi referenčním napětím 4,096 V (CC) a výstupem ze vstupního obvodu voltmetru (CR). V log.0 je vybrán režim konstantního proudu. Výstup ON/OFF\_INPUT slouží pro ovládání relé REL1 (str. 26, Obr. 2.6) pro připojování proudového vstupu zátěže. Pokud je tento výstup v log. 1, je proudový vstup sepnut. Posledním výstupem na tomto I/O expandéru je CS\_DAC, jenž slouží pro výběr DA převodníku na sběrnici SPI před zápisem hodnoty napětí do jeho vstupního registru.

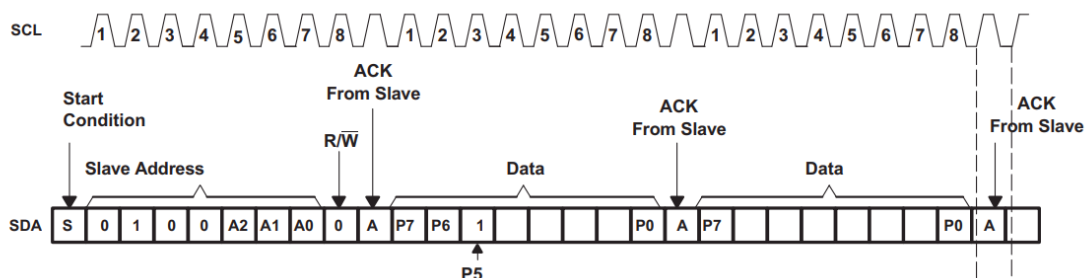
Všechny řídicí signály jsou vyvedeny na 14 pinový konektor, pomocí kterého bude řídicí jednotka spojena s vlastním modulem zátěže. Kromě výše popsaných signálů je na konektoru vyvedena i sběrnice SPI pro připojení DA a AD převodníků. Zapojení konektoru je uvedeno na Obr. 2.23.



Obr. 2.23 Zapojení výstupního konektoru řídicí jednotky

Ve stavu log. 1 lze z výstupu I/O expandéru PCF8574 odebírat maximální proud 300  $\mu$ A. V opačném logickém stavu pak může skrze výstup protékat proud až 25 mA, proto je vhodnější používat výstupy jako obvody s otevřeným kolektorem, aby nedošlo k jejich přetížení, a potřebný proud hradit skrze pull-up rezistor [35].

Jak již bylo několikrát zmíněno, I/O expandéry PCF8574 komunikují s mikrokontrolérem po sběrnici I<sup>2</sup>C. Ta je na fyzické vrstvě tvořena dvěma vodiči. První se označuje SCL a slouží pro přenos taktovacího signálu z MASTER zařízení do SLAVE zařízení, druhý vodič označený SDA slouží k přenosu dat mezi MASTER a SLAVE zařízení. Budiče sběrnice I<sup>2</sup>C jsou tvořeny obvody s otevřenými kolektory, proto je nutné na vodičích externě definovat požadované napěťové úrovně. Standardně se k tomuto úkolu používají pull-up rezistory v rozmezí hodnot 1 až 10 k $\Omega$  [36].



Obr. 2.24 I<sup>2</sup>C datový paket pro zápis na výstupy I/O expandéru PCF8574 [35]

Na Obr. 2.24 je uveden I<sup>2</sup>C datový paket pro zápis hodnoty na výstup I/O expandéru PCF8574. Přenos dat je zahájen START stavem (START condition). Start zahajuje MASTER zařízení (mikrokontrolér) postupným stažením SDA do log. 0 a následně SCL. V tuto chvíli jsou všechna SLAVE zařízení aktivována a sledují činnost na sběrnici. První odeslaný byte obsahuje 7bit adresu zařízení, se kterým bude následně vedena komunikace [36]. V případě PCF8574 tvoří první 4bit sekvenci 0100 [35]. Bity označené A0 až A2 mají hodnotu podle hardwarové konfigurace stejně označených vstupů. Osmý bit označený jako R/W rozhoduje, zda-li bude ze vstupně/výstupního registru PCF8574 čteno, nebo do něj bude zapisováno. V případě zápisu bude tento bit roven log. 0. Devátý bit označený jako ACK slouží k potvrzení, že obvod PCF8574 adresu přijal, a zároveň tak dává najevo svoji existenci na sběrnici. Po potvrzení následuje datový byte, jehož bity, respektive jejich hodnoty odpovídají jednotlivým požadovaným stavům na výstupech expandéru. Po odeslání dat opět obvod PCF8574 potvrzuje pomocí ACK, že data přijal. Za potvrzením může následovat další datový byte, nebo je komunikace ukončena STOP stavem, kdy dojde k přepnutí linky SCL do log. 0 a následně je do log. 0 přepnuta i linka SDA.

Způsob čtení dat je obdobný jen s rozdílem hodnoty bitu R/W a směru přenosu dat. Příjem dat je při čtení potvrzován MASTER zařízením, respektive mikrokontrolérem.

### 2.5.1 Převodník rozhraní UART na USB

Aby bylo možné navrhovanou zátěž připojit k PC, je nutné jí vybavit některým ze standardních rozhraní, kterými PC disponují. Teoreticky jsou tři možnosti. První možností je použít rozhraní RS 232, které je však poněkud zastaralé a běžně již není v PC implementováno. Druhou možností je využít Ethernet a komunikaci zprostředkovat pomocí TCP/IP nebo UDP síťového protokolu. Toto řešení by se nabízelo jako vhodné, ale jeho implementace je poměrně složitá a bohužel ne všechny PC mají v dnešní době integrovanou síťovou kartu s Ethernet rozhraním. Třetí možností je USB rozhraní, kterým disponují prozatím všechny PC na trhu.

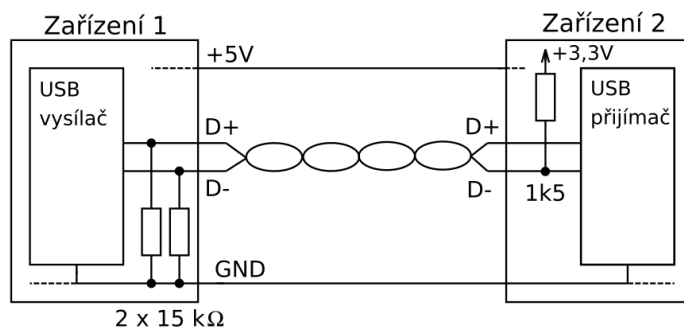
Rozhraní USB má několik generací s rozdílnými přenosovými rychlostmi. Nejstarší generací je USB 1, jehož přenosová rychlost je 1,5 Mbit/s [37]. Nejnovější generací je USB 4.0 s přenosovou rychlostí až 40 Gbit/s [37]. S přenosovou rychlostí se také zvyšují nároky na realizaci fyzické vrstvy. Maximální vzdálenost, na kterou je možné realizovat spojení pomocí USB, se taktéž liší podle přenosové rychlosti. Pro nižší přenosové rychlosti do 480 Mbit/s se uvádí možnost připojení až na vzdálenost 5 m [38].

Aby bylo možné do zařízení implementovat USB rozhraní a následně toto zařízení připojit k PC a provozovat jej pod některým z operačních systémů (standardně dnes USB rozhraní podporují všechny operační systémy), je nutné vlastnit autorizaci od organizace USB v podobě 16 bitového identifikátoru označovaného jako Vendor ID (VID) [38]. Řešením, jak získat tuto autorizaci, je použití některého z převodníků z USB na jiné rozhraní. Je důležité volit převodníky od autorizovaných výrobců, jejichž produkty mají přidělené Vendor ID a podporovaný ovladač pod požadovaným operačním systémem.

Jedním z těchto výrobců je i společnost FTDI, která nabízí celou řadu různých převodníků. Z hlediska připojení převodníku k mikroprocesoru je nejvhodnější typ převodníku z USB na sériové rozhraní UART.

Pro vlastní implementaci převodníku je nutné znát provedení fyzické vrstvy USB. Jedná se o sériovou sběrnici, která je v základu tvořena čtyřmi vodiči. Data jsou zde přenášena diferenčně kvůli minimalizaci rušení, dva vodiče v podobě krouceného páru tedy nesou vzájemně invertované datové signály [38]. Tyto vodiče jsou označeny jako D+ a D-. Použité napěťové úrovně se nacházejí v rozsahu 0 až 3,3 V a k přenosu dat je z důvodu synchronizace využito kódování NRZ (Non Return to Zero) [38]. Pro udržení synchronizace je po každých šesti po sobě jdoucích log. 1 vložena jedna log. 0. Tím je narušena monotónnost a přijímač se tak může synchronizovat. Nadbytečná log. 0 je následně odstraněna na straně přijímače. Této metodě se obecně říká bit stuffing a způsob synchronizace se označuje jako bitová synchronizace [38].

Další dva vodiče slouží pro účely napájení. U všech generací USB se používá napěťová hladina 5 V a jednotlivé generace se liší v maximálním možném přenášeném proudu. Do generace 2.0 byl proud omezen na maximální hodnotu 500 mA [38]. Novější generace umožňují přenést proud až 5 A.



Obr. 2.25 Zjednodušené schéma propojení dvou zařízení pomocí USB (nízká přenosová rychlost)

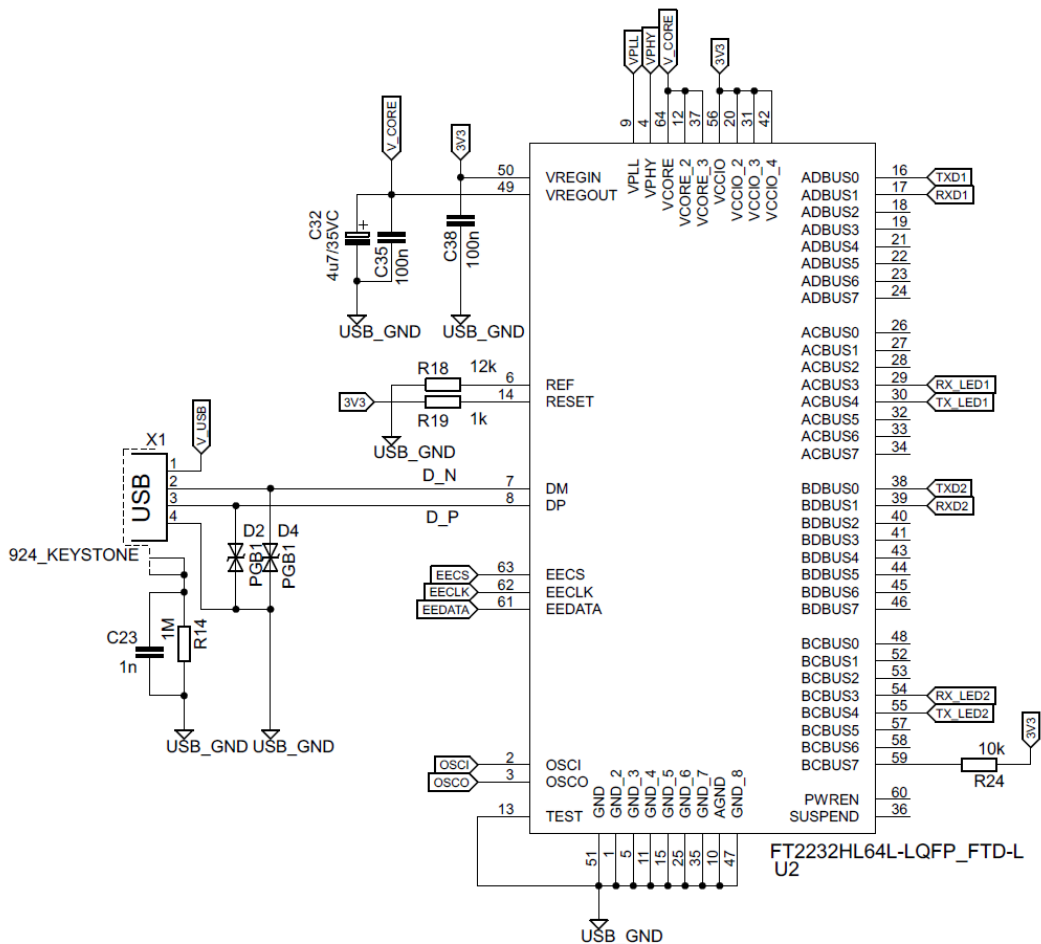
Na Obr. 2.25 je znázorněno zjednodušené schéma situace, kde jsou dvě zařízení propojena pomocí USB rozhraní. USB je z principu sběrnice typu MASTER–SLAVE, všechna aktivita je zde v režii PC. Detekce zařízení je na sběrnici zajištěna pomocí změny napěťové úrovně, která je bez připojeného zařízení rovna 0 V (to zajišťují pull–down rezistory 15 k $\Omega$  na straně vysílače). Této změny je docíleno pomocí pull–up rezistoru o velikosti 1,5 k $\Omega$  na straně přijímače. Pro přenos dat je také nutné definovat přenosovou rychlost, jakou může připojené zařízení komunikovat. Pokud je požadována nízká přenosová rychlost (low speed), pak je pull–up rezistor připojen na linku D–. Pokud je možné komunikovat vyšší přenosovou rychlostí (full speed), pak je pull–up rezistor připojen na linku D+. Nejvyšší přenosovou rychlost (high speed) lze nastavit softwarově [38]. Výše zmíněné pull–up rezistory již zpravidla bývají integrovány uvnitř samotného převodníku.

Z hlediska fyzické vrstvy je také důležité zajistit, aby celá přenosová trasa USB byla impedančně přizpůsobena. Pokud by tomu tak nebylo, docházelo by v místech s impedančním nepřizpůsobením k odrazu signálu. Odražený signál by se superponoval na postupný signál, tak by došlo k jeho zkreslení, což by celkově vedlo ke zvýšení chybovosti přenášených dat a v extrémním případě až k úplné ztrátě spojení [39]. V rámci implementace je tedy důležité vhodně navrhnout diferenciální pár vedoucí po desce plošného spoje od USB konektoru k samotnému převodníku tak, aby měl definovanou charakteristickou impedanci. Hodnota charakteristické impedance pro USB linku je 90  $\Omega$  [39].

Jako nejvhodnější z převodníků USB na UART byl vybrán typ FT2232H od společnosti FTDI. Jedná se o dvoukanálový převodník s konfigurovatelnými bránami a maximální přenosovou rychlostí na straně USB 480 Mbit/s, což odpovídá generaci USB 2.0 [40]. Tento převodník je podporován jak pod operačním systémem Windows, tak pod Linux a Mac OS–X [40]. Pro operační systém se jeví jako dva samostatné COM porty.



Důvod výběru dvoukanalového převodníku je ten, že na jednom UART kanálu bude připojen mikrokontrolér zátěže a druhý kanál bude sloužit pro připojení interního osciloskopu. Celé zařízení tak bude mít pouze jeden USB port, ale virtuálně se bude chovat jako dvě samostatná zařízení.

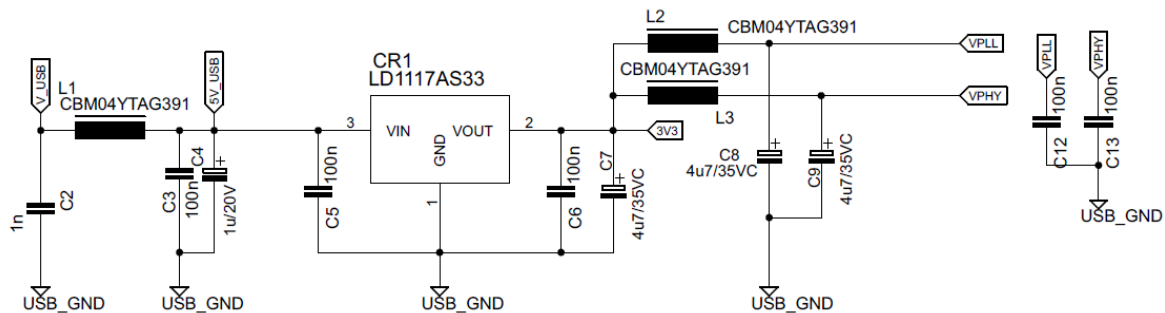


Obr. 2.26 Obvod USB–UART převodníku FT2232H

Na Obr. 2.26 je znázorněno schéma zapojení převodníku FT2232H. V levé části se nachází USB konektor. V průmyslu a u měřicích přístrojů se standardně na straně zařízení využívají USB konektory typu B, proto i zde byl použit tento typ. Stínění konektoru je spojeno se zemí přes impedanci tvořenou paralelní kombinací rezistoru R14 a kondenzátoru C23. Ta zajišťuje oddělení případného stejnosměrného potenciálu na stínění a je průchozí pro vysokofrekvenční rušivé signály.

Na diferenciální datové lince tvořené vodiči D\_N a D\_P jsou hned za konektorem umístěny dvě TVS diody typu PGB1010603MR (D2 a D4) sloužící jako ESD ochrana. Tento typ je přímo doporučen pro vysokorychlostní datové sběrnice [41].

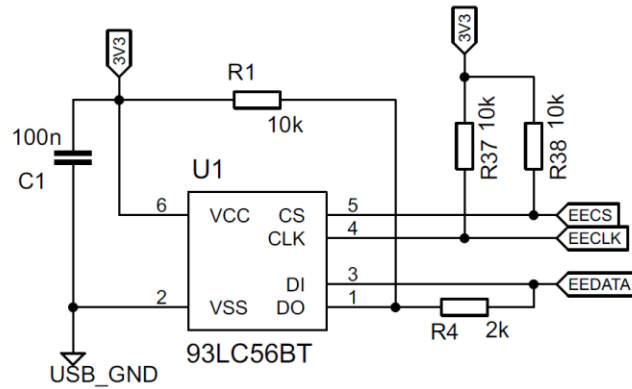
Protože je obvod převodníku galvanicky oddělen od zbytku zátěže (viz dále), je celý převodník napájen z USB portu. Napájení převodníku má několik hladin. Základní hladinou je napětí 3,3 V, kterým jsou napájeny vstupně/výstupní brány (VCCIO), PLL zajišťující bitovou synchronizaci dat na straně USB portu (VPLL) a obvody fyzické vrstvy USB (VPHY). [40] Obvody jádra převodníku jsou napájeny druhou napěťovou hladinou o napětí 1,8 V, která je generována pomocí interního LDO stabilizátoru. Jeho vstup (VREGIN) je opět připojen na napájecí hladinu 3,3 V a jeho výstup (VREGOUT) je připojen na napájecí vstupy jádra (VCORE) [40].



Obr. 2.27 Obvod LDO stabilizátoru pro generování napájecí hladiny 3,3 V

Na Obr. 2.27 je uvedeno zapojení LDO stabilizátoru, který generuje z 5 V USB napájecí hladinu 3,3 V. Na vstupu se nachází odrušovací filtr tvořený kondenzátory C2, C3, C4 a feritový korálek L1. Na výstup filtru je zařazen samotný LDO stabilizátor typu LD1117AS33. Jedná se o stabilizátor s pevným výstupním napětím 3,3 V o maximálním proudu 1 A [42]. Obvody PLL a PHY jsou následně napájeny ještě přes samostatné odrušovací feritové korálky L2 a L3.

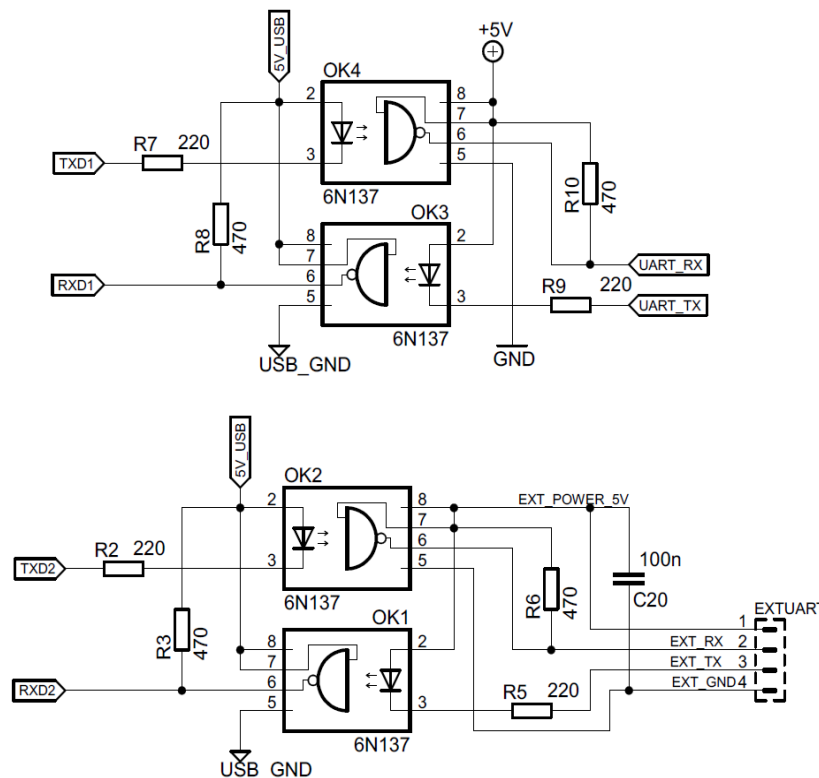
Převodník FT2232H je taktován pomocí externího krystalu na kmitočtu  $f = 12$  MHz. Tento krystal je připojen na vývody označené jako OSC1 a OSC0. Kromě externího krystalu je k převodníku připojena ještě paměť typu EEPROM. Tato paměť slouží k ukládání uživatelských konfiguračních dat a deskriptorů (VID, PID, sériového čísla a dalších). [40] Pro vlastní činnost převodníku není důležitá. Pokud nebude připojena nebo v ní nebudou nalezena žádná data, pak je využito základní konfigurace převodníku vložené výrobcem. [40] Zde však byla připojena pro případné budoucí rozšíření o vlastní konfiguraci USB rozhraní zátěže. EEPROM paměť je k převodníku připojena přes vývody EECS, EECLK a EEDATA. Vývod EECS slouží pro aktivaci obvodu na sběrnici před vlastním přenosem dat, EECLK je výstup taktovacího signálu a EEDATA slouží pro obousměrnou datovou komunikaci s pamětí [40].



Obr. 2.28 Obvod paměti EEPROM

Na Obr. 2.28 je uvedeno zapojení obvodu EEPROM paměti. Od výrobce převodníku je doporučen typ paměti 93LC56. Jedná se o paměť o velikosti  $128 \times 16$  bitů komunikující po sběrnici SPI [43].

Jak bylo výše zmíněno, celý obvod převodníku je galvanicky oddělen od zbytku zátěže z důvodu zamezení poškození USB portu počítače, případně zátěže vlivem rozdílných potenciálů zemních rovin na obou stranách [44].



Obr. 2.29 Obvody galvanického oddělení

Na Obr. 2.29 je uvedeno zapojení galvanických oddělovacích obvodů. Jak je patrné, jedná se o galvanické oddělení pomocí optočlenů typu 6N137. Jedná se o optočleny s izolačním napětím 5 kV umožňující přenos dat s maximální rychlostí 10 Mbit/s, což je pro danou aplikaci dostačující [45]. Výstup těchto optočlenů je realizován jako invertující obvod s otevřeným kolektorem. Z tohoto důvodu jsou na výstupy umístěny pull-up rezistory (R3, R6, R8 a R10). Vstupně/výstupní brány převodníku FT2232H jsou kompatibilní s TTL napěťovými úrovněmi, respektive s 5 V úrovní, což je značnou výhodou. Optočleny tak lze připojit přímo a napájet je napětím 5 V bez nutnosti použití konvertoru logických napěťových úrovní.

Dvojice optočlenů OK4 a OK3 slouží pro oddělení UART kanálu, jenž je připojen k mikrokontroléru zátěže. Druhá dvojice optočlenů (OK1 a OK2) slouží pro oddělení UART kanálu, na který bude připojen interní osciloskop. Tento výstup je ponechán bez napájení a disponuje oddělenou zemí z důvodu zamezení nechtěné zemní smyčky.

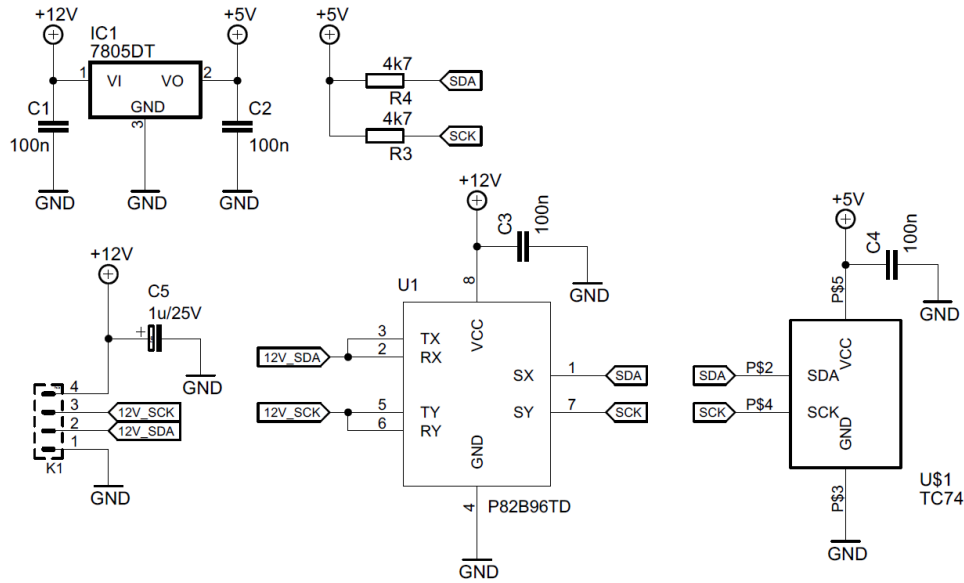
Vstupně/výstupní porty převodníku FT2232H disponují také konfigurovatelnými výstupy pro připojení RX a TX signalizačních kontrolky. Tyto kontrolky nemají zásadní význam pro funkci celého zařízení, ale mají význam při ladění a ožívování obvodu.

### 2.5.2 Měření teploty chladiče a řízení aktivního chlazení

V průběhu provozu zátěže bude vznikat na výkonových prvcích poměrně velké množství tepla, které je potřeba odvést do okolí. Z důvodu vyšší efektivity chlazení bude v zátěži implementován systém aktivního chlazení, jenž bude realizován nuceným prouděním vzduchu pomocí ventilátorů. Podrobnější návrh a způsob realizace chlazení bude popsán dále, zde bude popsán systém chlazení z hlediska elektroniky.

Aby systém chlazení mohl být efektivně řízen, bude třeba zavést zpětnou vazbu jednotce řízení o aktuální teplotě. Tato informace bude také zobrazena obsluze zátěže.

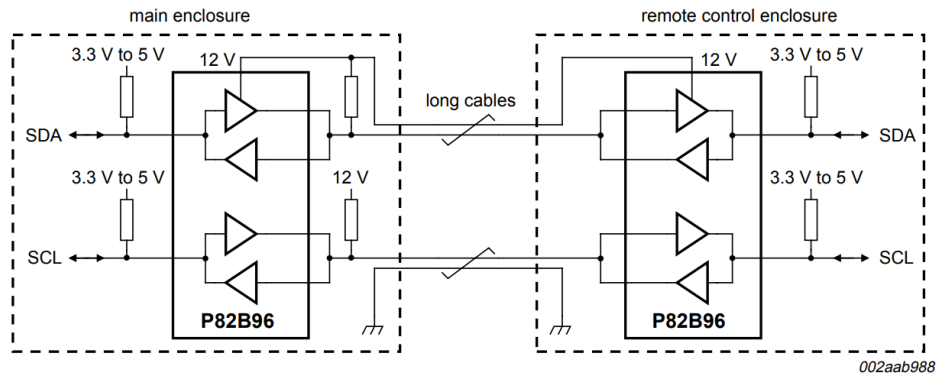
V ideálním případě by bylo vhodné mít samostatný teplotní senzor u každého výkonového prvku. Bylo by tak možné sledovat teplotu všech čtyř výkonových tranzistorů. To by však bylo poněkud komplikované a finančně náročnější. Právě z těchto důvodů bude teplota snímána pouze u jednoho výkonového prvku, a to za předpokladu, že se teploty jednotlivých výkonových prvků nebudou příliš lišit. Toto řešení samozřejmě není úplně ideální a dá se považovat spíše za experimentální.



Obr. 2.30 Obvod modulu teplotního senzoru

Na Obr. 2.30 je uvedeno schéma zapojení modulu teplotního senzoru. Jako vlastní senzor teploty byl vybrán typ TC74. Jedná se o digitální senzor teploty s teplotním rozsahem  $-40$  až  $125$  °C [46]. K přenosu naměřených dat má tento senzor implementovanou sběrnici I<sup>2</sup>C (adresa 0x48). Hlavním kritériem pro výběr zde bylo vlastní provedení senzoru. Ten je totiž v pouzdře TO–220, jenž umožňuje snadnou mechanickou montáž. Teplotním rozsahem také vyhovuje, vyšší teplota než  $125$  °C se v bodě měření neočekává.

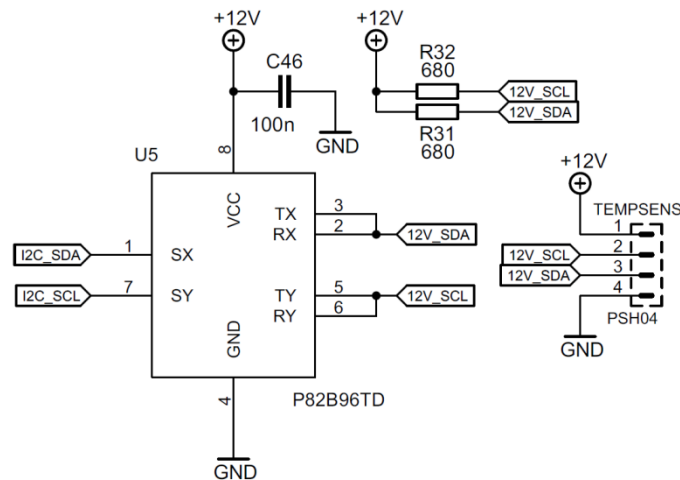
Protože vlastní modul senzoru bude umístěn od hlavní řídicí jednotky v určité vzdálenosti, je potřeba zajistit vyšší odolnost sběrnice I<sup>2</sup>C proti rušení. Standardně je tato sběrnice navržena pouze pro krátké vzdálenosti zpravidla v rámci jedné desky plošného spoje. Zde využitou možností pro zvýšení odolnosti sběrnice proti rušení je zvýšení napěťových úrovní z hladiny  $5$  V na hladinu  $12$  V. Úrovňový posun zajišťuje budič sběrnice P82B96TD (U1). Dle výrobce tento obvod při nízkých přenosových rychlostech umožňuje propojení dvou zařízení až na vzdálenost  $20$  m [47]. Každý kanál je tvořen dvěma antiparalelně zapojenými budiči, což umožňuje obousměrný přenos signálu. Vývody SX a SY představují stranu nižší úrovně a vývody TX a RX, respektive TY a RY představují stranu vyšší úrovně. Definování úrovní na obou stranách je provedeno pomocí externích pull-up rezistorů. Princip implementace je přehledně znázorněn na Obr. 2.31.



Obr. 2.31 Zjednodušené schéma zapojení I<sup>2</sup>C sběrnice s obvody P82B96TD

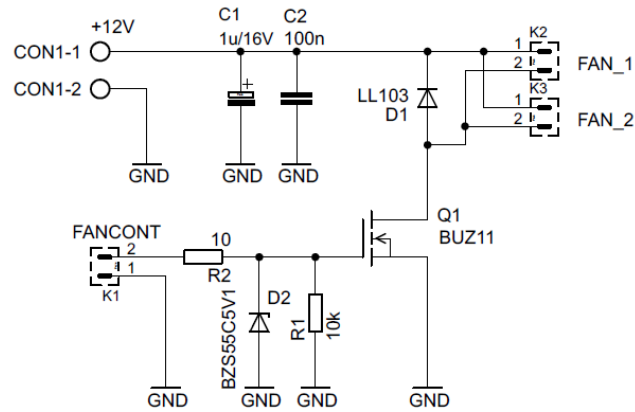
Součástí modulu teplotního senzoru je také lineární stabilizátor napětí 7805, jenž zajišťuje napájecí napětí pro samotný senzor TC74. Zbytek modulu je napájen napětím 12 V po propojovacím kabelu připojeném ke konektoru K1.

Na straně řídicí jednotky se také nachází obvod P82B96TD spolu s pull-up rezistory definujícími na lince úroveň 12 V. To je důvod, proč je celá řídicí jednotka napájena z napájecí linky 12 V. Obvod budiče na straně řídicí jednotky je uveden na Obr. 2.32.



Obr. 2.32 Obvod budiče I<sup>2</sup>C sběrnice na straně řídicí jednotky

Jak bylo výše zmíněno, informace o teplotě bude sloužit k řízení ventilátorů. Vzhledem k malým rozměrům použitých ventilátorů (viz kapitola 2.10) nemá z hlediska snížení hluku význam plynulé řízení otáček pomocí PWM. Ventilátory proto budou pouze jen sepnuty s maximálními otáčkami v okamžiku překročení určité mezní teploty. Obvod pro spínání ventilátorů je uveden na Obr. 2.33.



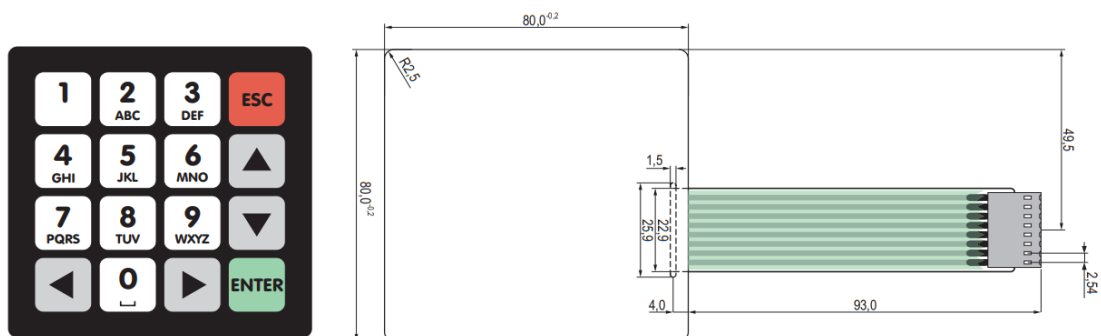
Obr. 2.33 Obvod spínání ventilátorů

Ventilátory jsou připojeny paralelně na konektory K2 a K3. Jelikož se jedná o indukční zátěž, je k nim paralelně připojena ochranná dioda D1. Spínání je prováděno pomocí MOSFET tranzistoru Q1, jenž je řízen signálem z řídicí jednotky připojené na konektor K1.

## 2.6 Uživatelské rozhraní zátěže

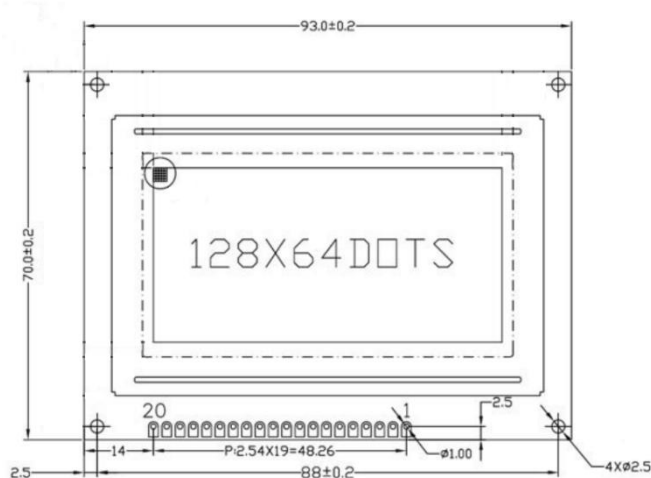
Pokud není zátěž připojena a řízena z PC, pak ji lze ovládat pomocí uživatelského rozhraní umístěného na čelním panelu zátěže. Toto uživatelské rozhraní se skládá z membránové klávesnice a displeje.

Jako vhodná membránová klávesnice pro účely ovládání zátěže byl vybrán typ QW-01. Jedná se o klávesnici se šestnácti klávesami, jimiž jsou klávesy číslic 0 až 9, klávesa ESC, ENTER a klávesy s šipkami pro posun kurzoru. Nevýhodou této klávesnice je absence klávesy pro zadávání desetinného oddělovače a klávesy DELETE. Tyto klávesy budou muset být doplněny jako vedlejší funkce jiných kláves. Klávesnice je opatřena samolepicí základnou pro upevnění na čelní panel přístroje.



Obr. 2.34 Výkres klávesnice QW-01 [48]

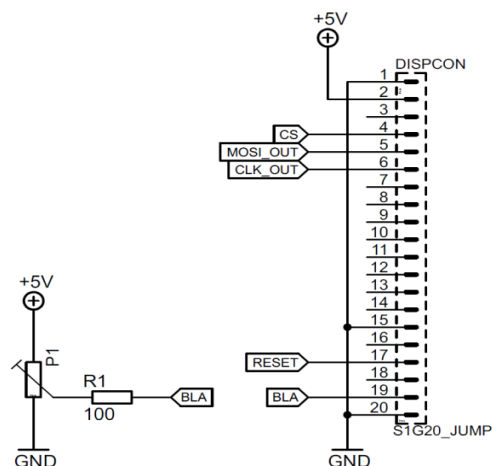
Pro uživatelský výstup byl vybrán grafický monochromatický LCD displej 34348–OP s rozlišením  $182 \times 64$  vybavený řadičem ST7920. Kromě grafického režimu umožňuje tento řadič také režim alfanumerický. Součástí řadiče je 16Kbit ROM paměť obsahující základní sadu znaků a číslic. Pro uložení dat v grafickém režimu obsahuje  $64 \times 256$  bit RAM paměť [49]. Komunikaci s řadičem ST7920 lze realizovat třemi způsoby. Prvním způsobem je využití 8bit paralelního portu, což je vhodné z hlediska přenosové rychlosti, ale nevýhodné z hlediska nároků na hardwarové požadavky. Alternativou může být druhá varianta využívající 4bit paralelní port, celé datové slovo je pak rozděleno na polovinu a každá polovina je odeslána zvlášť. Třetí varianta je nejvhodnější z hlediska nároků na hardwarové požadavky. Jedná se o využití sériové komunikační sběrnice SPI [49].



Obr. 2.35 Výkres použitého displeje 34348–OP [50]

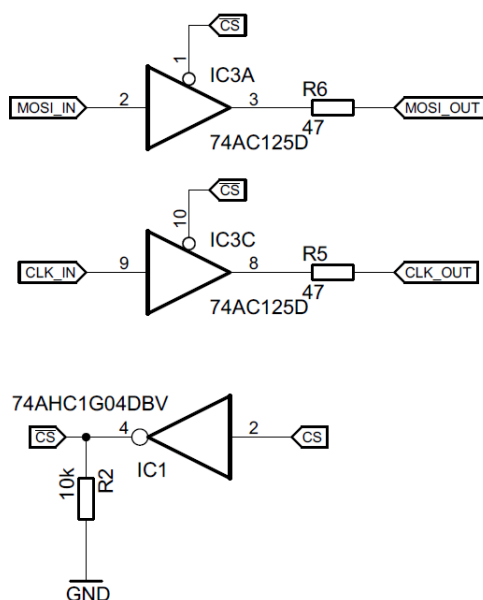
Celý displej je napájen z linky 5 V, která je připojena na vývodu č. 2 označeném jako VCC (Obr. 2.36). Zvlášť je třeba připojit napájení podsvětlení displeje, to je provedeno přes odporový trimr P1, který slouží k řízení jasu displeje. Jeho výstup je připojen na anodu diod podsvětlení označenou jako BLA – vývod č. 19 (Obr. 2.36). Pro výběr způsobu komunikace slouží vývod č. 15 označený jako PSB. Pro výběr způsobu sériové komunikace je nutné tento vývod připojit na zem. Pro vlastní komunikaci slouží vývod č. 5 označený jako R/W, jenž je určen pro přenos dat. Vývod č. 4 označený RS slouží jako výběrový vstup CS a vývod č. 6 označený jako E slouží pro přivedení taktovacího signálu [50]. Posledním použitým vývodem je vývod č. 17 označený jako RST, který slouží pro reset displeje. Zapojení konektoru displeje je uvedeno na Obr. 2.36.





Obr. 2.36 Zapojení konektoru displeje 34348–OP

Výše popisovaný řadič displeje má jednu nevýhodu. Během vývoje programové knihovny pro jeho obsluhu bylo zjištěno, že pokud je displej umístěn na SPI sběrnici s dalšími obvody, pak dochází k jeho ovlivňování komunikací s těmito obvody, aniž by byl aktivní jeho výběrový vstup (vstup RS). Tento problém byl odstraněn zařazením třístavových budičů sběrnice (IC3) před vstup pro data (R/W) a taktovací signál (E). Třístavové budiče jsou pak řízeny pomocí stejného signálu jako vstup RS. Jelikož je obvod displeje na sběrnici aktivní, pokud je vstup RS v log. 1, bylo nutné pro řízení třístavových budičů použít invertor signálu (IC1). Obvod třístavových budičů je k vidění na Obr. 2.37.



Obr. 2.37 Obvod třístavových budičů pro připojení displeje na sběrnici SPI

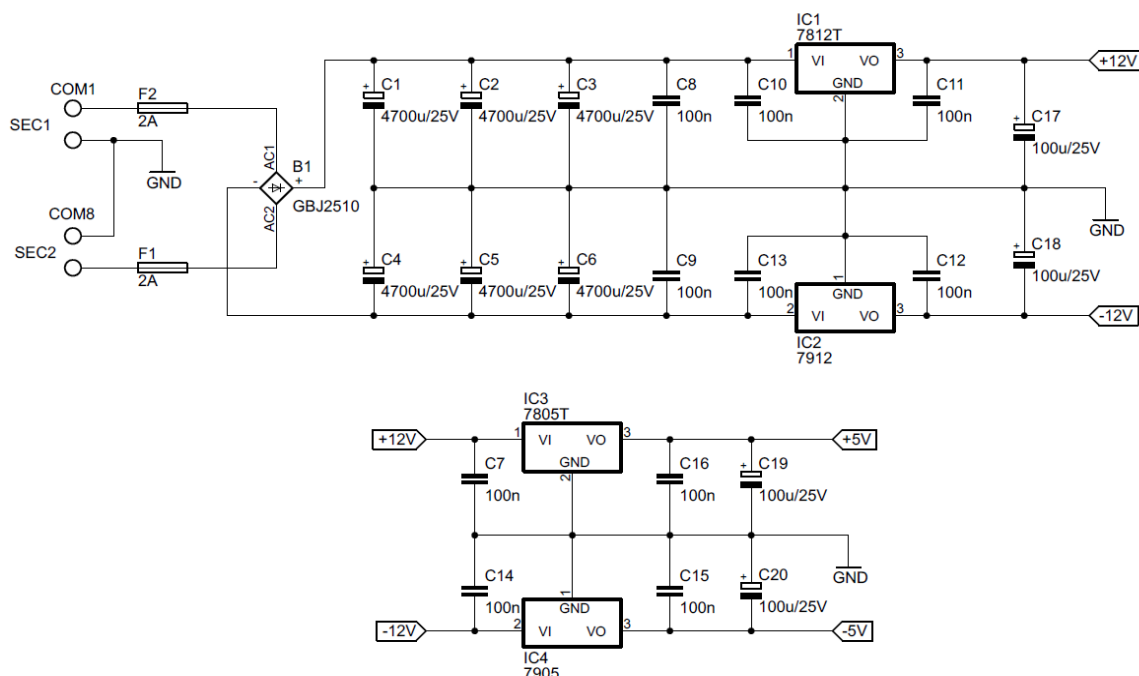
## 2.7 Napájecí zdroj

Zátěž je napájena z rozvodné sítě 230 V, 50 Hz/TN–S pomocí lineárního víceúrovňového napájecího zdroje. Připojení k rozvodné síti je umožněno pomocí síťového konektoru C–14 dle standardu IEC 60320–1. Součástí konektoru je také pouzdro pro tavnou pojistku s rozměry 5 × 20 mm, kde je umístěna tavná pojistka pro ochranu primární strany transformátoru s hodnotou vypínacího proudu 0,5 A.

Za tavnou pojistkou se nachází síťový vypínač a primární vinutí síťového transformátoru.

Analogová část zátěže vyžaduje symetrické napájení s napětovou úrovní  $\pm 12$  V pro napájení operačních zesilovačů a  $\pm 5$  V pro napájení CMOS přepínačů. Řídicí jednotka vyžaduje napájení +12 V, ze kterého budou zároveň napájeny i ventilátory. Interní osciloskop bude napájen napětím +5 V. Na kladné napájecí větvi byl odběr proudu odhadnut přibližně na hodnotu 1 A. U záporné větve bude odběr menší.

Těmto požadavkům vyhovuje síťový transformátor TALEMA 55110–P1S2. Jedná se o toroidní transformátor se dvěma sekundárními vinutími o jmenovitém výstupním napětí 12 V a s maximálním proudem 1,25 A. Proudová rezerva není příliš vysoká, nicméně zde bylo bráno v úvahu i kritérium nízké ceny a malých rozměrů transformátoru.



Obr. 2.38 Obvody napájecího zdroje

Zapojení obvodů usměrňovače, vyhlazovacího filtru a stabilizátorů napětí je uvedeno na Obr. 2.38. Sekundární vinutí síťového transformátoru jsou připojena na svorkovnice COM1 a COM8. Ihned po nich následují tavné pojistky sekundárního obvodu a můstkový usměrňovač typu GBJ2510. Za usměrňovačem se nachází vyhlazovací kapacitní filtr tvořený kondenzátory C1 až C6 o celkové kapacitě 14,1 mF na větev. Vyhlazovací filtr je značně předimenzovaný, je zde ale kladen poměrně velký požadavek na co nejnižší úroveň zvlnění napájecího napětí. Příliš vysoké zvlnění by mělo vliv na přesné měření a činnost regulační smyčky.

Po filtru již následuje kaskáda lineárních stabilizátorů napětí. První dvojice stabilizátorů IC1 a IC2 slouží pro generování hladiny  $\pm 12$  V. Je zde použit lineární monolitický stabilizátor 7812 pro kladnou napájecí větev a 7912 pro zápornou napájecí větev. Za nimi následuje druhá dvojice stabilizátorů IC3 a IC4 sloužící pro generování hladiny  $\pm 5$  V. Použity jsou opět monolitické stabilizátory typu 78xx a 79xx.

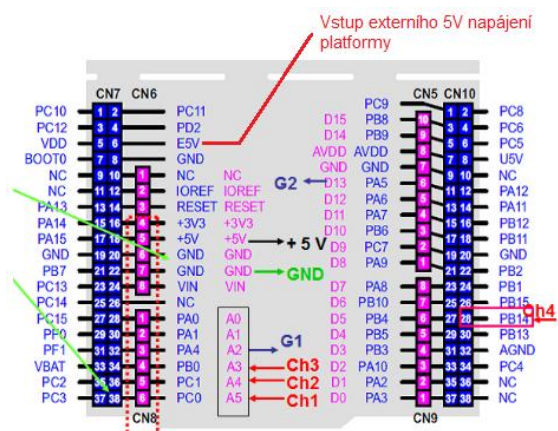
## 2.8 Interní osciloskop

Důležitou informací při testování zejména napájecích zdrojů je časový průběh výstupního napětí v závislosti na odběru proudu různého charakteru. Při zvyšování odběru proudu se zpravidla zvedne i úroveň zvlnění výstupního napětí a při skokových změnách odběru pak může docházet k zákmitům regulační smyčky testovaného zdroje. Tyto informace je možné sledovat na osciloskopu. Aby k navrhované zátěži nebylo třeba připojovat externí osciloskop, bude přímo do zátěže implementován interní modul osciloskopu.

Implementován bude v podobě softwarově definovaného zařízení LEO (Little Embedded Oscilloscope) na platformě NUCLEO-F303RE osazené mikrokontrolérem STM32F303RET6. Autorem platformy LEO je Katedra měření ČVUT v Praze, která jeho vývoj zahájila pro účely domácích cvičení v rámci kurzů měření a elektroniky v době pandemie COVID-19. Jedná se o freeware volně stažitelný ze stránek [51]. Kromě firmwaru je na těchto stránkách k dispozici i obslužný software pro PC.

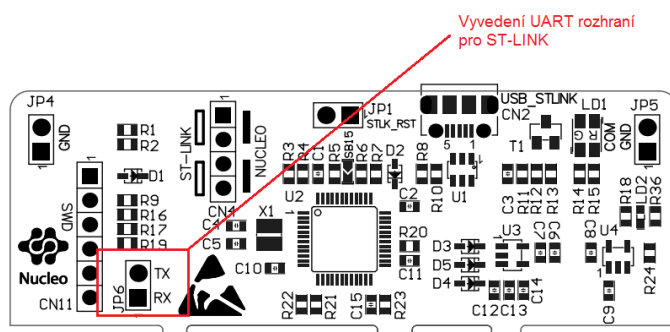
Mikrokontrolér STM32F303RET6 disponuje čtyřmi nezávislými 12bit převodníky umožňujícími rychlost vzorkování až 2 MS/s [52]. Pro ukládání vzorků je k dispozici interní paměť typu SRAM o velikosti 80 kB a pro rychlý přenos dat mezi perifériemi je zde k dispozici řadič přímého přístupu do paměti DMA až o šesti kanálech umožňující přenos dat rychlostí až 46 Mbyte/s [52]. Ke komunikaci s PC slouží rozhraní UART. Parametry tohoto osciloskopu jsou podstatně horší než u běžných osciloskopů, důraz zde

byl kladen hlavně na nízké pořizovací náklady samotného zařízení a také dobrou dostupnost potřebných komponent. Pro základní potřeby navrhované zátěže by měly být parametry tohoto osciloskopu dostačující.



Obr. 2.39 Plán pinů platformy NUCLEO–F303RE s popisem využití pro aplikaci LEO

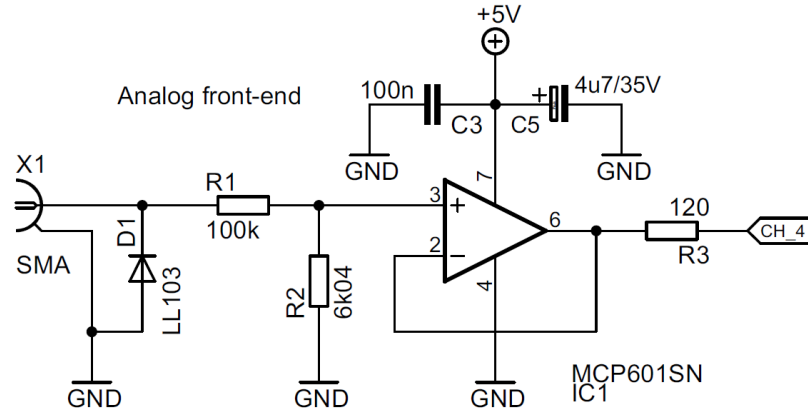
Na Obr. 2.39 je uveden rozpis jednotlivých vstupů a výstupů platformy NUCLEO – F303RE. Pro navrhovaný modul osciloskopu zátěže jsou důležité vstupy AD převodníků označené jako CH1 až CH4, vstup pro externí napájení napětím 5 V a společná zem.



Obr. 2.40 Popis části ST–LINKu

Na Obr. 2.40 je uveden výřez z dokumentace platformy NUCLEO–F303RE ukazující rozvržení části ST–LINKu. Ten slouží jako ISP programátor a převodník UART rozhraní na USB. Pomocí tohoto převodníku je umožněna komunikace mezi LEO a obslužnou aplikací na PC. UART pro připojení ST–LINKu je také vyveden na konektor označený jako JP6 (Obr. 2.40). Tento výstup bude sloužit k připojení modulu osciloskopu k výše popisovanému převodníku USB na UART, který je součástí řídicí jednotky zátěže. ST–LINK tak bude sloužit pouze pro zavedení firmwaru osciloskopu a jeho případným aktualizacím.

Maximální přípustné napětí na vstupech AD převodníků je +3,3 V. Proto je nutné modul osciloskopu doplnit o externí vstupní obvody zajišťující úpravu úrovně měřeného napětí a vhodnou vstupní impedanci osciloskopu. Zapojení vstupního obvodu osciloskopu je uvedeno na Obr. 2.41.



Obr. 2.41 Vstupní obvod osciloskopu

Vstup modulu je tvořen SMA konektorem X1. Za tímto vstupem se nachází ochranná dioda D2 proti přepólování vstupu a vstupní napěťový dělič tvořený rezistory R1 a R2, jehož dělicí poměr je

$$N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{6,04}{6,04 + 100} = 56,69 \cdot 10^{-3} \quad (-), \quad (2.14)$$

kde  $N$  je dělicí poměr,  $R_1$  je hodnota odporu rezistoru v podélné větvi R1 a  $R_2$  je hodnota odporu rezistoru v příčné větvi děliče R2. Dělicí poměr tohoto děliče je nastaven tak, aby maximální vstupní napětí osciloskopu bylo 58 V, tedy s dostatečnou rezervou nad maximálním napětím na vstupu zátěže. Za děličem se nachází sledovač signálu tvořený operačním zesilovačem MCP601SN sloužící jako impedanční přizpůsobení mezi vstupem osciloskopu a AD převodníkem.

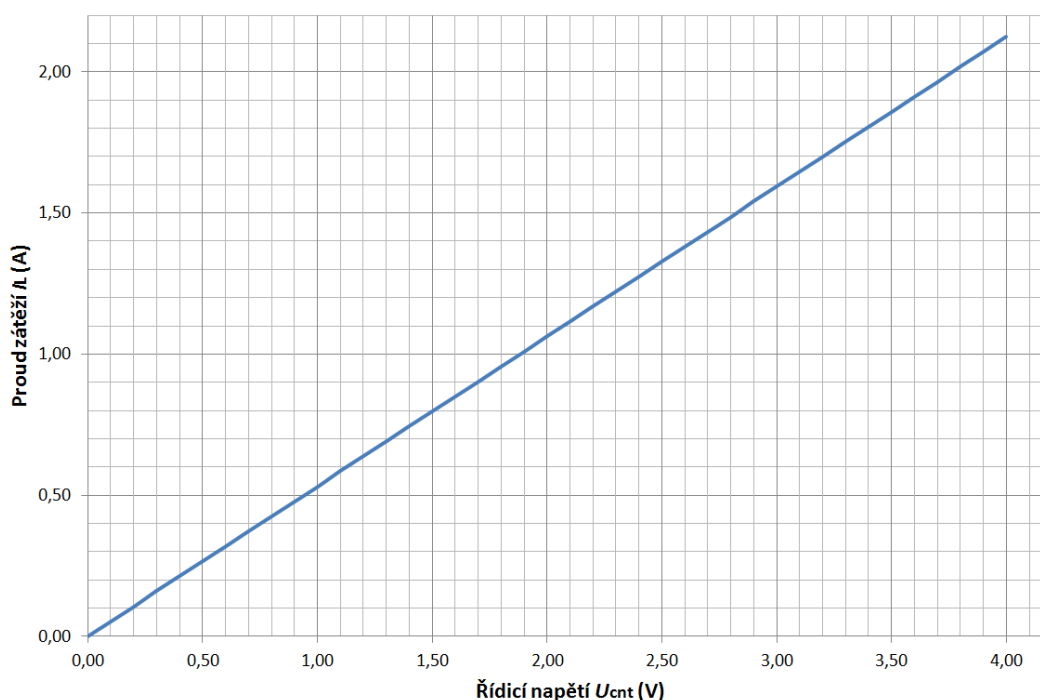
Celý modul osciloskopu bude tvořen vlastní platformou NUCLEO-F303RE a přídatnou deskou plošného spoje, na které bude umístěn vstupní obvod a obvody napájení.

## 2.9 Výsledky simulací navrhované proudové regulační smyčky

K ověření parametrů navržené proudové regulační smyčky zátěže byla provedena počítačová simulace v simulačním prostředí PSpice. Cílem simulace bylo ověřit, zda má navržená regulační smyčka požadované převodní charakteristiky pro oba proudové rozsahy a její odezvu na skokový požadavek proudu.

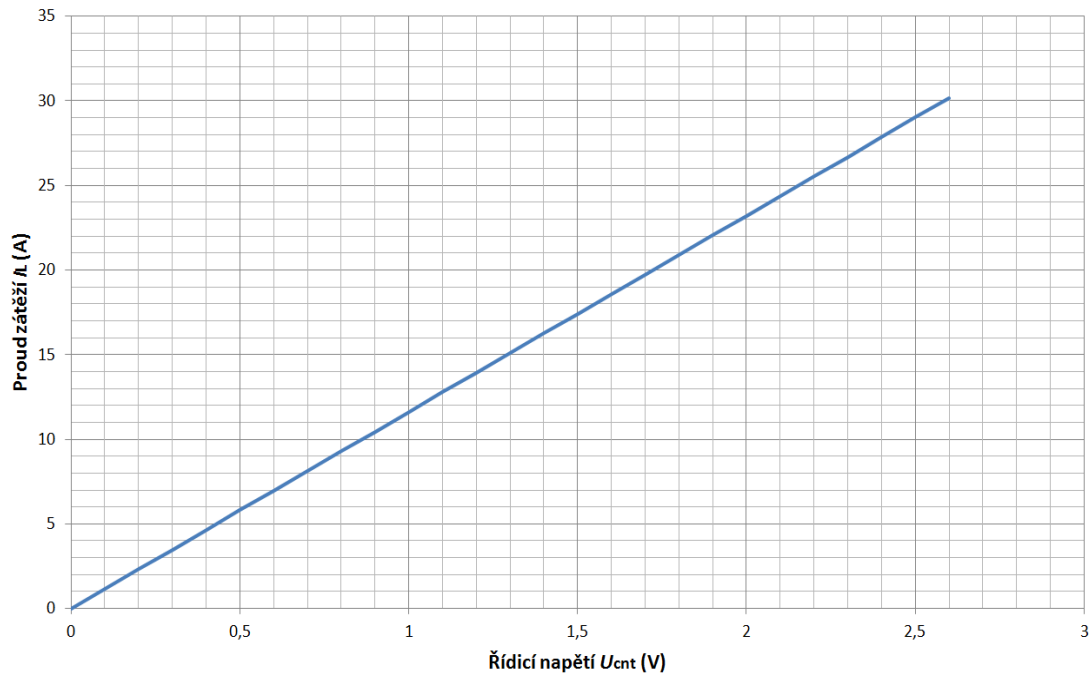
### 2.9.1 Simulace – převodní charakteristika

Simulací převodní charakteristiky obou proudových rozsahů byla ověřena správnost návrhu součtového zesilovače ve zpětné vazbě regulační smyčky. Důležité je, aby v rozsahu výstupního napětí DA převodníku, respektive řídicího napětí regulační smyčky bylo dosaženo požadovaných maximálních proudů pro oba proudové rozsahy. Dále je důležité, aby charakteristiky byly lineární z důvodu snadné aproximace, které bude využito pro výpočet požadovaného výstupního napětí DA převodníku.



Obr. 2.42 Výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 0 až 2 A

Na Obr. 2.42 je uveden výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 0 až 2 A. Při porovnání s teoreticky odvozenou převodní charakteristikou (str. 34, Obr. 2.12) je patrná shoda obou charakteristik. Požadovaného maximálního proudu 2 A je dosaženo při velikosti řídicího napětí přibližně 3,8 V, což spadá do rozsahu výstupního napětí DA převodníku. Návrh tedy lze považovat za správný.

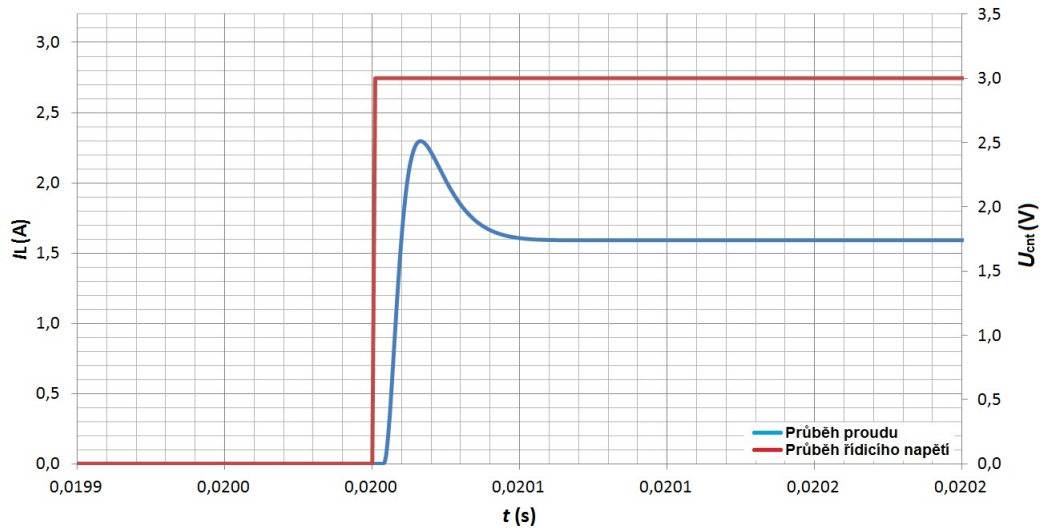


Obr. 2.43 Výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 2 až 30 A

Na Obr. 2.43 je uveden výsledek simulace převodní charakteristiky pro rozsah 2 až 30 A. Zde je opět patrná shoda s teoreticky odvozenou převodní charakteristikou (str. 34, Obr. 2.12). Maximálního proudu 30 A je dosaženo při hodnotě řídicího napětí 2,6 V, což je opět v rozsahu výstupního napětí DA převodníku. I zde tedy lze považovat návrh za správný.

### 2.9.2 Simulace – odezva regulační smyčky na skokový požadavek

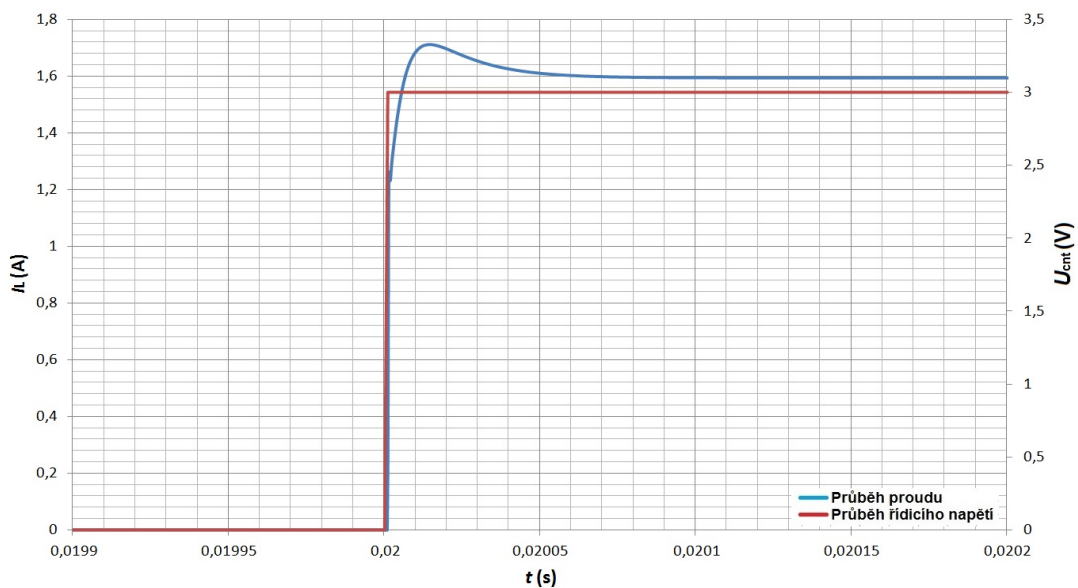
Simulací odezvy na skokový požadavek proudu byly ověřeny dynamické parametry proudové regulační smyčky. Nejdůležitější vlastností je stabilita regulační smyčky, jež je zajištěna vhodným návrhem kmitočtové kompenzace. Důležité je, aby průběh proudu byl aperiodický bez překmitu. Protichůdným požadavkem však je dostatečná rychlost odezvy, která touto simulací byla taktéž ověřena.



Obr. 2.44 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah proudu 0 až 2 A

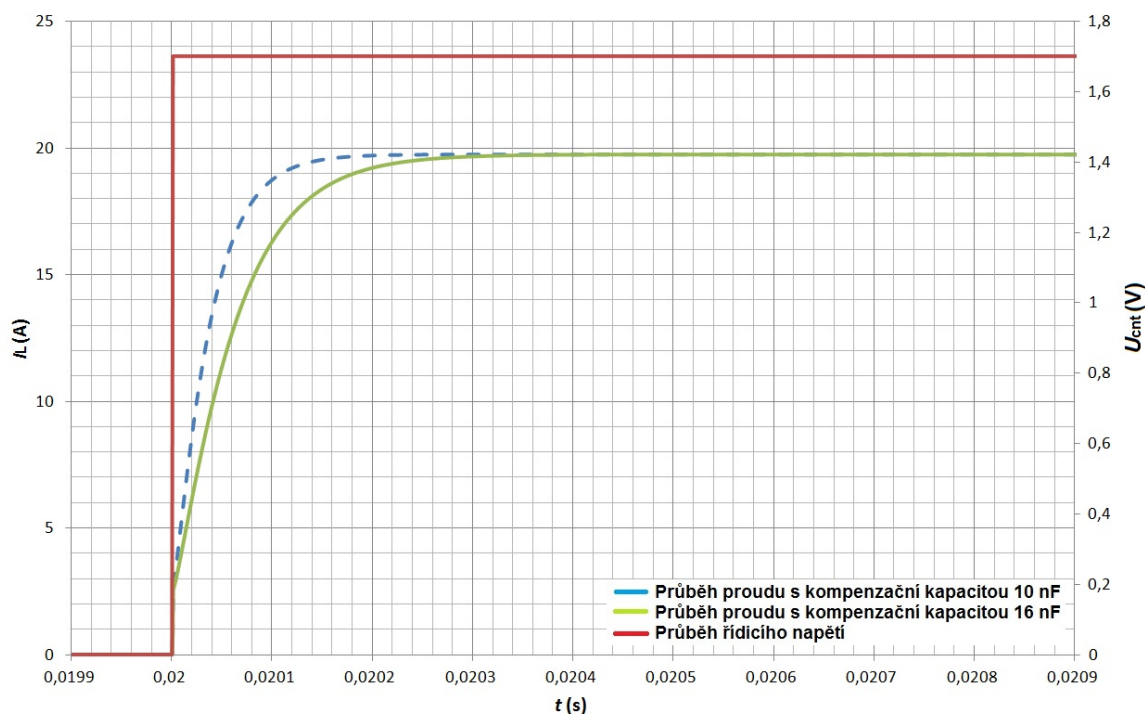
Na Obr. 2.44 je uveden výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah 0 až 2 A. Z průběhu je patrný značný překmit proudu dosahující hodnoty 2,3 A. Je tedy zřejmé, že hodnota kompenzační kapacity  $C_{65} = 10$  nF (Obr. 2.7) pro tento proudový rozsah není úplně dostačující. Doba ustálení proudu na požadovanou hodnotu 1,6 A je 56  $\mu$ s.

Lepšího výsledku bylo dosaženo s kompenzační kapacitou 16 nF. S tou dosahuje překmit maximální hodnoty pouze 1,7 A. Doba pro ustálení je v tomto případě 75  $\mu$ s. Průběh odezvy pro kompenzační kapacitu 16 nF je uveden na Obr. 2.45.



Obr. 2.45 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek s kompenzační kapacitou 16 nF





Obr. 2.46 Výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah proudu 2 až 30 A s kompenzační kapacitou 10 nF (modrá) a kompenzační kapacitou 16 nF (zelená)

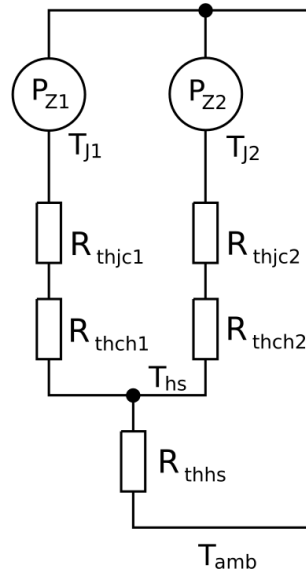
Na Obr. 2.46 je uveden výsledek simulace odezvy na skokový požadavek pro rozsah 2 až 30 A pro obě výše zmíněné kompenzační kapacity. Je patrné, že průběh je aperiodický a bez překmitu. Doba ustálení proudu je však v tomto případě podstatně delší než na rozsahu 0 až 2 A, což bylo očekávatelné. S kompenzační kapacitou 10 nF je doba ustálení proudu 200  $\mu\text{s}$  a v případě kompenzační kapacity 16 nF je doba ustálení 300  $\mu\text{s}$ . Pokud by se do budoucna ukázala tato doba ustálení příliš dlouhá, bude třeba najít jiný vhodný kompromis mezi kmitočtovou kompenzací a rychlostí regulační smyčky.

## 2.10 Návrh chladičového systému

Teplo vzniklé na výkonových prvcích zátěže vlivem ztrátového výkonu je potřeba efektivně chladit. Pokud by chlazení nebylo dostatečné, vlivem dlouhodobého tepelného namáhání výkonových prvků by docházelo k jejich degradaci a nakonec i k nevratné destrukci [53]. Systém chlazení tak spolu s parametry použitých výkonových prvků určuje mezní parametry celé zátěže z hlediska proudu a výkonu.

Z hlediska mechanické konstrukce se jeví jako nejvhodnější řešení rozdělení výkonových prvků na dvě skupiny. Každá skupina bude umístěna na samostatném chladiči. Tím také dojde k rozdělení maximálního výkonu 300 W na polovinu.

Pro návrh chladicího systému je možno využít analogické elektrické schéma tepelného obvodu [53]. Pro zjednodušení lze předpokládat ustálený stav, pak lze použít stejnosměrné náhradní schéma tvořené pouze odporovou sítí. Pro sestavení lineárních obvodových rovnic lze využít analogie Ohmova zákona a Kirchhoffových zákonů. Náhradní schéma chladiče se dvěma výkonovými prvky je uvedeno na Obr. 2.47.



Obr. 2.47 Náhradní schéma tepelného obvodu chladicího systému zátěže (jeden chladič se dvěma výkonovými prvky)

Výkonové tranzistory jsou ve schématu nahrazeny zdroji tepelného toku  $P_{Z1}$  a  $P_{Z2}$ . Rezistory  $R_{thjc1}$  a  $R_{thjc2}$  představují tepelný odpor přechodu mezi čipem tranzistorů a pouzdrem. Rezistory  $R_{thch1}$  a  $R_{thch2}$  představují tepelný odpor přechodu mezi pouzdrem tranzistorů a chladičem. Cílem návrhu je určit právě tepelný odpor chladiče označený ve schématu jako  $R_{thhs}$ . Dalším výchozím parametrem návrhu je maximální teplota čipu tranzistoru  $T_{jmax}$  a odhadovaná teplota okolí  $T_{amb}$ .

Odvozením obvodových rovnic a jejich úpravou lze získat rovnici pro tepelný odpor chladiče:

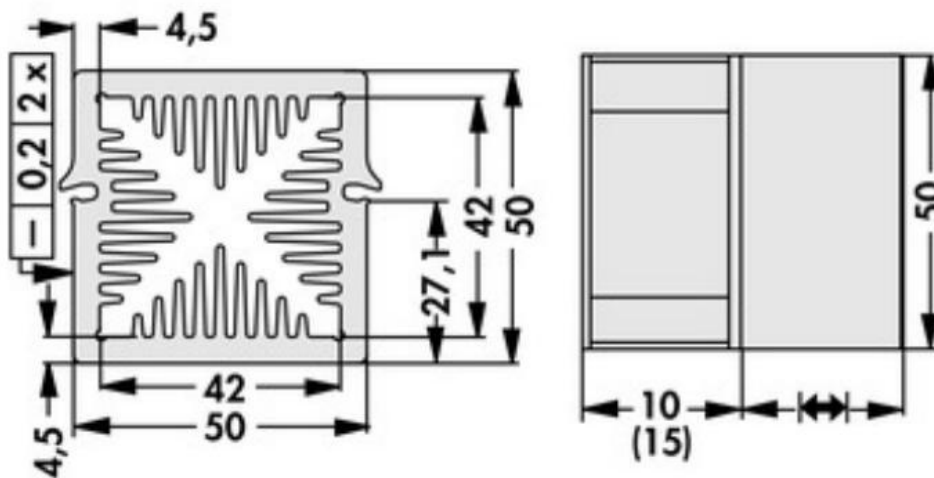
$$R_{thhs} = \frac{T_{jmax} - T_{amb} - P_{Z1} \cdot (R_{thjc1} + R_{thch1})}{P_{Z1} + P_{Z2}} \quad (^\circ\text{C}/\text{W}). \quad (2.15)$$

Maximální teplota čipu tranzistoru IXTA80N075L2 je podle katalogového listu  $150\text{ }^\circ\text{C}$  [20]. Pro vlastní výpočet bude použita teplota  $130\text{ }^\circ\text{C}$ , tedy s určitou rezervou. Odhadovaná teplota okolí bude  $50\text{ }^\circ\text{C}$ . Velikost tepelného odporu  $R_{thjc1}$  je podle katalogu tranzistoru  $0,35\text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ . Pro odizolování styčné kovové plochy tranzistoru od chladiče budou použity kaptonové izolační podložky KAP 220 G. Velikost tepelného odporu mezi

pouzdrém tranzistoru a chladičem  $R_{thch}$  je přibližně rovna velikosti tepelného odporu použité izolační podložky. Kaptonová podložka KAP 220 G má podle katalogového listu velikost tepelného odporu  $0,15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Na závěr je třeba stanovit velikosti ztrátových výkonů  $P_{Z1}$  a  $P_{Z2}$ . V případě navrhované zátěže jsou tyto výkony stejné a jsou rovny hodnotě  $75 \text{ W}$ . Velikost tepelného odporu chladiče se vypočte dosazením do rovnice (2.15):

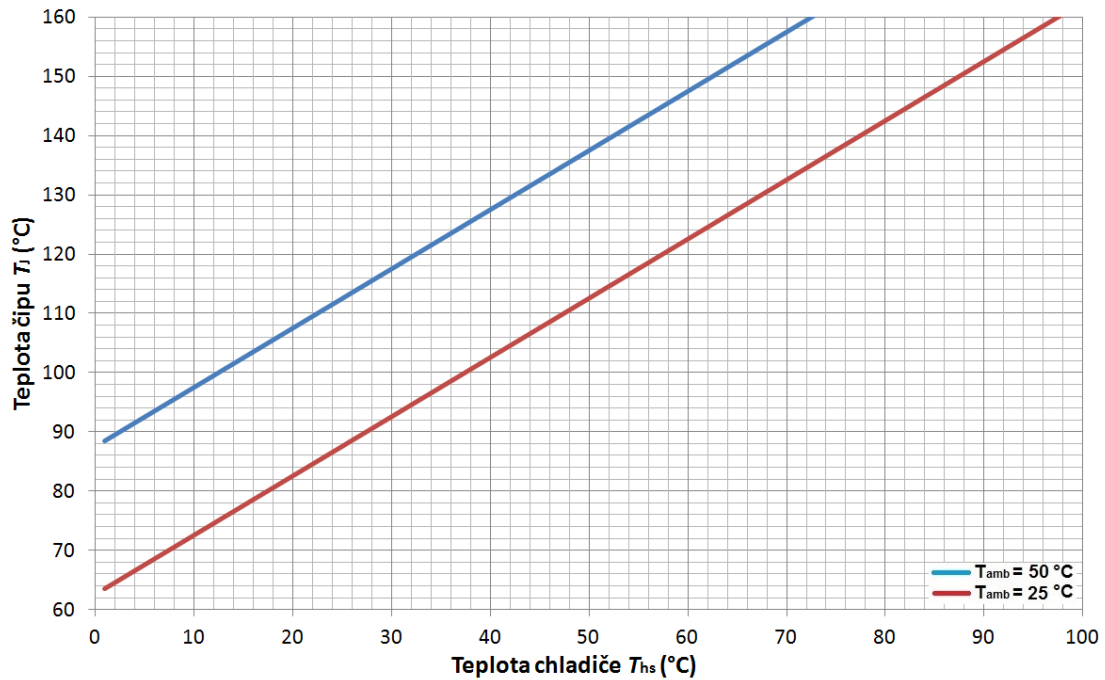
$$R_{thhs} = \frac{T_{jmax} - T_{amb} - P_{Z1} \cdot (R_{thjc1} + R_{thch1})}{P_{Z1} + P_{Z2}} = \frac{130 - 50 - 75 \cdot (0,35 + 0,15)}{75 + 75} = 0,28 \text{ }^\circ\text{C/W}. \quad (2.16)$$

Jako vhodný chladič s požadovaným tepelným odporem byl vybrán typ LAM5K/150 od společnosti Fischer elektronik. Jedná se o tunelový chladič o rozměrech  $50 \times 50 \times 150 \text{ mm}$  s udávaným rozsahem tepelného odporu  $1,38$  až  $0,27 \text{ }^\circ\text{C/W}$  [54]. Velikost tepelného odporu je závislá na průtoku vzduchu použitého ventilátoru. Nejnižší hodnoty tepelného odporu lze dosáhnout při průtoku  $20 \text{ m}^3/\text{h}$  a otáčkách  $5000 \text{ ot./min}$  [54]. Jako vhodný ventilátor byl vybrán typ MF50151VX-1000U-A99 s napájecím napětím  $12 \text{ V}$ , průtokem vzduchu  $31,43 \text{ m}^3/\text{h}$  a otáčkami  $7200 \text{ ot./min}$  [55]. Výkres chladiče je uveden na Obr. 2.48.



Obr. 2.48 Výkres chladiče LAM5K/150 [54]

Pro efektivní chlazení je třeba stanovit meze aktivace ventilátoru. Dále je také důležité stanovit mez maximální povolené teploty chladiče. Tyto meze se odvíjejí od teploty čipu tranzistorů. Pro jejich stanovení je nutné znát závislost teploty čipu  $T_j$  na teplotě chladiče  $T_{hs}$ , která je uvedena na Obr. 2.49.



Obr. 2.49 Závislost teploty čipu tranzistoru na teplotě chladiče při teplotě okolí 25 °C (červená) a 50 °C (modrá)

Z této závislosti byla stanovena maximální teplota chladiče  $T_{hsmax} = 62\text{ °C}$ . Mez pro aktivování ventilátoru  $T_{fanon} = 35\text{ °C}$  a mez pro jeho deaktivaci  $T_{fanoff} = 30\text{ °C}$ . Ve všech případech se počítá s maximální teplotou okolí  $T_{amb} = 50\text{ °C}$ . Zátěž je však vhodné provozovat za nižších teplot okolí, za tohoto předpokladu pak mají zvolené meze dostatečnou rezervu.

### 3 Konstrukce zátěže

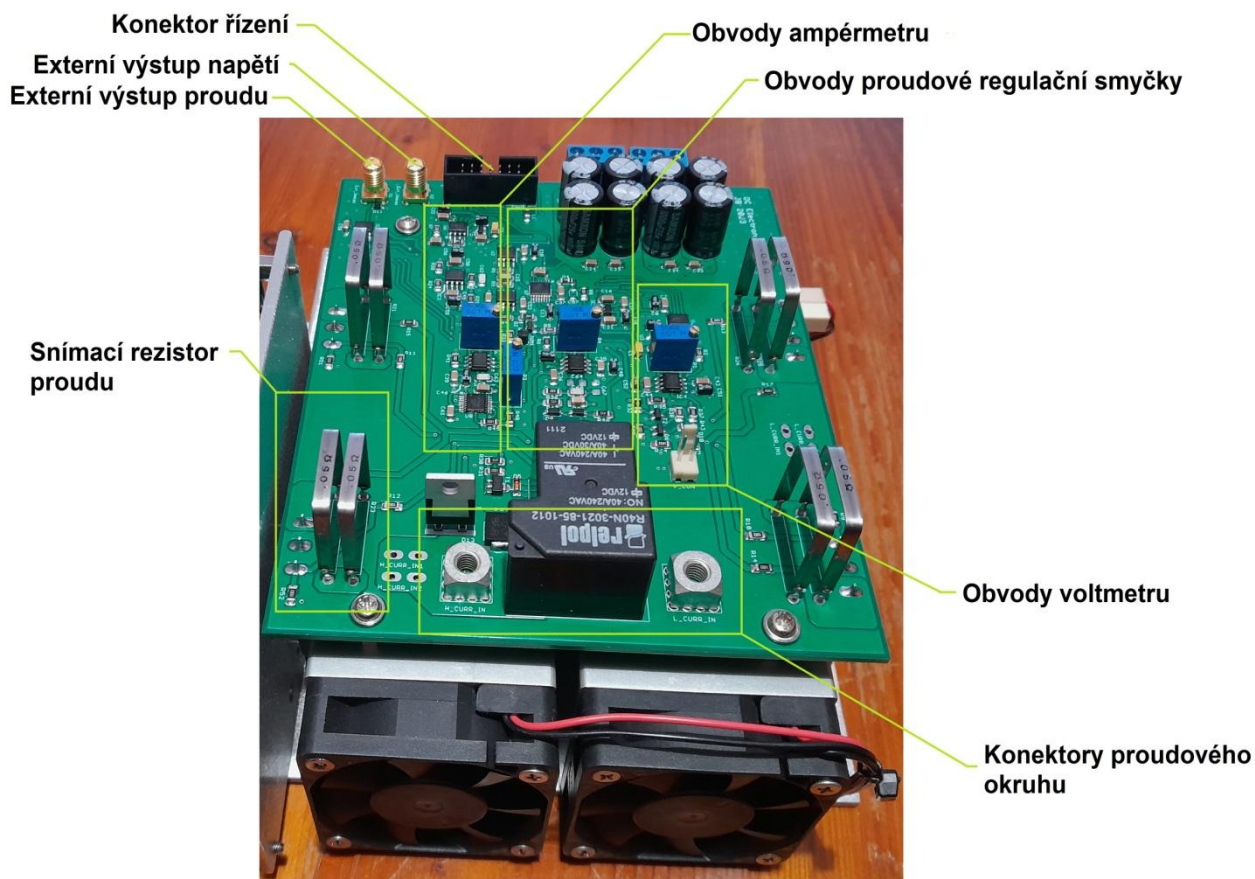
Tato kapitola je věnována vlastní konstrukci navrhované zátěže. Konstrukce vychází z návrhu jednotlivých částí, které jsou popsány v předchozí kapitole. Celé zařízení je rozděleno na více dílčích modulů, jež jsou umístěny ve společném šasi. Hlavní částí je modul zátěže integrující výkonové obvody, proudovou regulační smyčku, obvody voltmetru a ampérmetru spolu s AD převodníky a DA převodníkem. Druhým modulem je digitální řídicí jednotka s mikrokontrolérem a převodníkem rozhraní UART na USB. Dalšími moduly pak jsou teplotní senzor, displej, napájecí zdroj a osciloskop. Kompletní schémata zapojení spolu s výkresy desek plošných spojů (dále jen DPS) jsou uvedena v příloze této práce.

Většina použitých komponent je v provedení SMD, konektory a výkonové komponenty jsou pak v technologii THT. Osazování jednotlivých DPS bylo provedeno výhradně ručně.

Pro návrh DPS byl využit návrhový program EAGLE 7.2.0. Vícevrstvé DPS byly vyrobeny na zakázku u společnosti JLCPCB. Jednovrstvé DPS byly vyrobeny pomocí fotolitografického procesu autorem této práce.

#### 3.1 Modul zátěže

Modul zátěže je realizován na DPS o rozměrech  $140 \times 120$  mm. Rozměry desky vycházejí z rozměrů chladičů, nad kterými bude celý modul umístěn kvůli chlazení výkonových tranzistorů. S ohledem na tuto skutečnost byly rozmístěny i výkonové tranzistory, jež budou na chladičích upevněny. Vzhledem k rozsáhlosti obvodového zapojení byla zvolena čtyřvrstvá DPS. Na svrchní vrstvě (TOP) jsou umístěny všechny komponenty a jsou zde rozvedeny signálové spoje. Kvůli vysokému proudovému zatížení některých částí je tato vrstva plátována měděnou fólií o tloušťce  $70 \mu\text{m}$ . Na vnitřní vrstvě pod TOP vrstvou je rozvedena zem v podobě spojitě vrstvy mědi o tloušťce  $35 \mu\text{m}$ . Na další vnitřní vrstvě je rozvedeno napájení  $+5 \text{ V}$  opět v podobě spojitě vrstvy mědi o tloušťce  $35 \mu\text{m}$ . Na spodní vrstvě (BOTTOM) je rozvedeno napájení  $\pm 12 \text{ V}$  a  $-5 \text{ V}$  spolu s některými signálovými spoji, jež nebylo možné rozmístit na vrstvě TOP.



Obr. 3.1 Popis modulu zátěže

Na Obr. 3.1 je uveden popis jednotlivých částí DPS modulu zátěže. Kromě vlastního modulu zátěže je na obrázku k vidění i dvojice chladičů osazená ventilátory. Výkonové tranzistory jsou umístěny ihned u rezistorů pro snímání proudu, jsou orientovány směrem dolů a zde jsou připevněny k chladičům. Tento koncept je nejvýhodnější z pohledu konstrukce a možnosti připojení tranzistorů na co nejkratší vzdálenost k výstupu proudové regulační smyčky. To je důležité z hlediska minimalizace parazitních indukčností propojovacích vedení. Problémem tohoto uspořádání však je teplo sálající z chladičů směrem k DPS. Celé řešení je tedy jistým kompromisem.

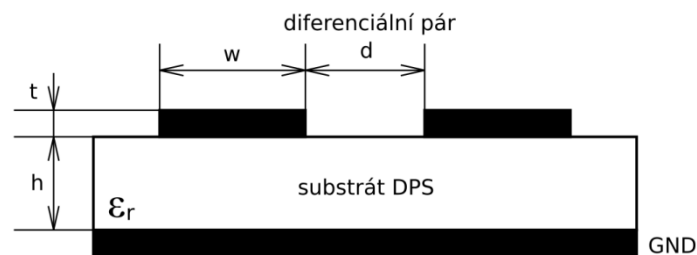
Chladiče zároveň slouží jako nosný element i pro jednotku řízení zátěže. Ta je umístěna z boku chladičů a oba moduly tak tvoří jeden kompaktní celek. Kompletní sestava je uvedena na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Kompletní modul zátěže s řídicí jednotkou

### 3.2 Modul řídicí jednotky

Modul řízení je realizován na DPS o rozměrech  $104 \times 83$  mm. Opět byla použita čtyřvrstvá DPS. Na vrstvě TOP se nachází jednotlivé komponenty a jsou zde rozvedeny signálové spoje. Kritickou částí návrhu je část převodníku rozhraní UART na USB, přesněji způsob připojení USB konektoru k vlastnímu převodníku FT2232H. Jak bylo uvedeno v podkapitole 2.5.1, toto spojení je třeba provést pomocí diferenciálního páru s definovanou charakteristickou impedancí  $90 \Omega$  [39].



Obr. 3.3 Zjednodušený náčrt diferenciálního páru

Na Obr. 3.3 je uveden zjednodušený náčrt diferenciálního páru v řezu. Důležitými parametry ovlivňujícími výslednou charakteristickou impedanci jsou tloušťka substrátu  $h$ , tloušťka vodivých cest  $t$ , šířka vodivých cest  $w$ , šířka izolační mezery  $d$  a relativní permitivita substrátu DPS  $\epsilon_r$ , jež se pohybuje v rozsahu 3,8 až 4,8 [56].

Tloušťka vodivých cest je zpravidla dána tloušťkou plátované měděné fólie, jež je v tomto případě 35  $\mu\text{m}$ . Tloušťka substrátu DPS, tedy parametr  $h$ , je dán technologií výroby a lze ho nalézt v katalogu výrobce. U čtyřvrstvé DPS je parametr  $h$  tloušťka prepregu mezi vrstvou, na které se diferenciální pár nachází (zpravidla se jedná o vrstvu TOP), a první nižší vrstvou, která představuje zemní rovinu. Pro zvolenou celkovou tloušťku DPS 1,6 mm a plátování 35  $\mu\text{m}$  výrobce uvádí, že tloušťka prepregu  $h = 0,2104$  mm [57].

Poslední dva parametry – šířka vodivých cest  $w$  a izolační mezery  $d$  – lze zvolit tak, aby byla zajištěna přesná hodnota charakteristické impedance diferenciálního páru. Nejnižší hodnota těchto parametrů je dána opět možnostmi technologie výroby a je opět uvedena v katalogu výrobce.

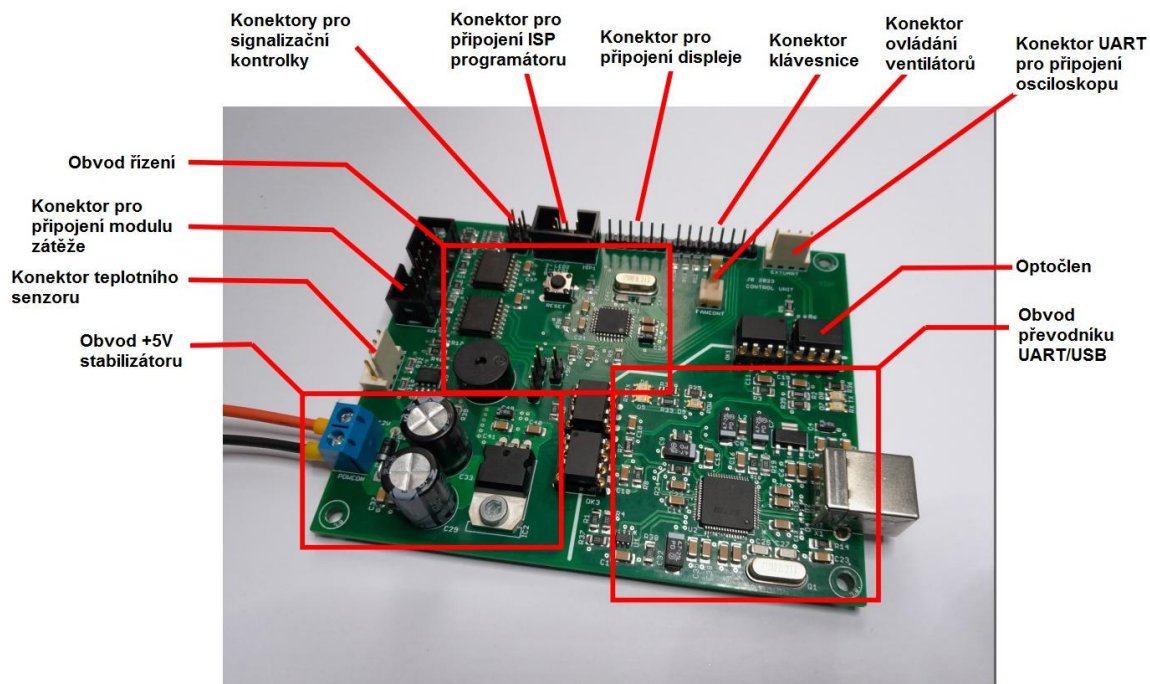
Návrh potřebné šířky vodivých cest  $w$  a izolační mezery  $d$  byl proveden pomocí výpočtového programu SATURN-PCB Toolkit V7.06. Pro dosažení potřebné impedance 90  $\Omega$  bude šířka vodivých cest  $w = 14$  mil (0,356 mm) a šířka izolační mezery  $d = 16$  mil (0,406 mm).

Na první vnitřní vrstvě DPS je zem v podobě spojitě měděné plochy. Tato vrstva představuje zemní rovinu pro diferenciální pár USB. Tloušťka měděné vrstvy je zde 17  $\mu\text{m}$ .

Druhá vnitřní vrstva slouží pro rozvedení napájecí hladiny +5 V pro napájení všech obvodů. Vrstva je opět tvořena spojitou vrstvou mědi o tloušťce 17  $\mu\text{m}$ . Spojitá plocha napájení je nejvýhodnější z hlediska minimalizace parazitní indukčnosti [56].

Vrstva BOTTOM opět slouží k rozvedení signálových spojů. Na této vrstvě je použita tloušťka mědi 35  $\mu\text{m}$ . Protože obvody převodníku rozhraní UART na USB jsou galvanicky odděleny, bylo nutné i jednotlivé vrstvy galvanicky oddělit. Galvanické oddělení v podobě oblasti bez měděných ploch ohraničuje oblast obvodů převodníku a je přemostěno pouze optočleny zajišťujícími přenos dat mezi převodníkem a zbytkem zařízení. Na Obr. 3.4 je uveden popis kompletní DPS modulu řízení.

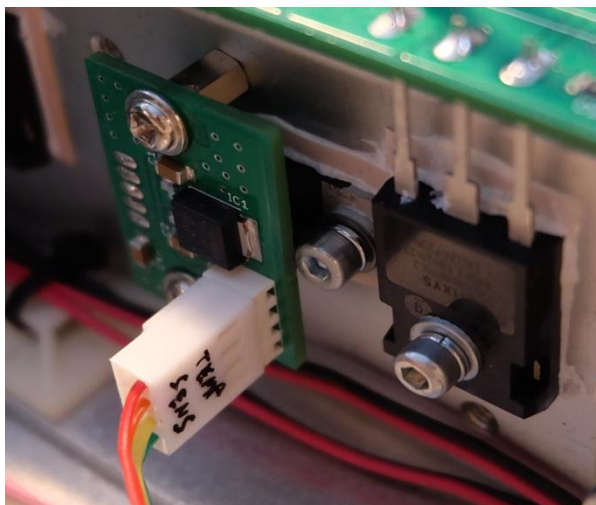




Obr. 3.4 Popis modulu řídicí jednotky zátěže

### 3.3 Modul teplotního senzoru

Modul teplotního senzoru je realizován na dvouvrstvé DPS s rozměry  $21 \times 31$  mm. Na vrstvě TOP se nachází budič I<sup>2</sup>C sběrnice P82B96 společně s pull-up rezistory sběrnice. Kromě signálových spojů je zde i zemní plocha. Měděná fólie, kterou je vrstva plátována, má tloušťku 35  $\mu$ m. Na vrstvě BOTTOM se nachází +5 V stabilizátor pro napájení obvodu teplotního senzoru TC74. Opět je zde i zemní rovina a celá vrstva je tvořena fólií o tloušťce 35  $\mu$ m.



Obr. 3.5 Modul teplotního senzoru

### 3.4 Modul displeje

Modul displeje se skládá ze samotného displeje, respektive DPS, na které se nachází vlastní zobrazovač s radičem, a DPS, na které se nachází obvody třístavových budičů SPI sběrnice a odporový trimr pro nastavení jasu displeje.

Tato DPS je upevněna přes distanční sloupky hned za displejem. Rozměry této DPS jsou  $93 \times 70$  mm. Jedná se o dvovrstvou DPS opět plátovanou měděnou fólií o tloušťce  $35 \mu\text{m}$ . Na vrstvě TOP se nachází komponenty obvodu spolu se signálovými a napájecími spoji. Na vrstvě BOTTOM se nachází spojitá zemní rovina.



Obr. 3.6 Přídavný modul displeje s budiči sběrnice

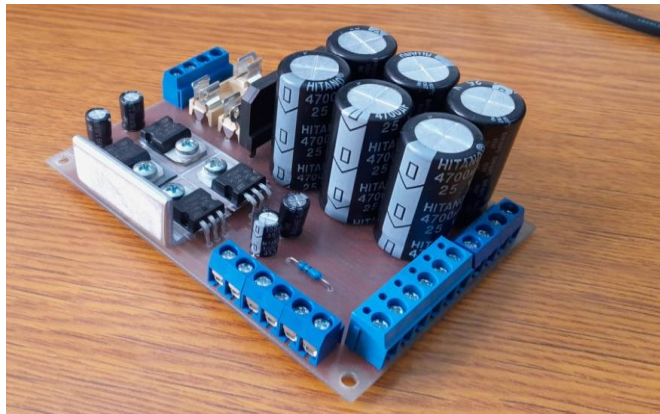


Obr. 3.7 Kompletní modul displeje

### 3.5 Modul napájecího zdroje

Modul napájecího zdroje je realizován na jednovrstvé DPS, jenž byla vyrobena za použití fotolitografické metody. Tloušťka mědi použité DPS je opět  $35 \mu\text{m}$ . Rozměry DPS zdroje jsou  $102 \times 74$  mm. Součástí modulu je také chlazení lineárních stabilizátorů

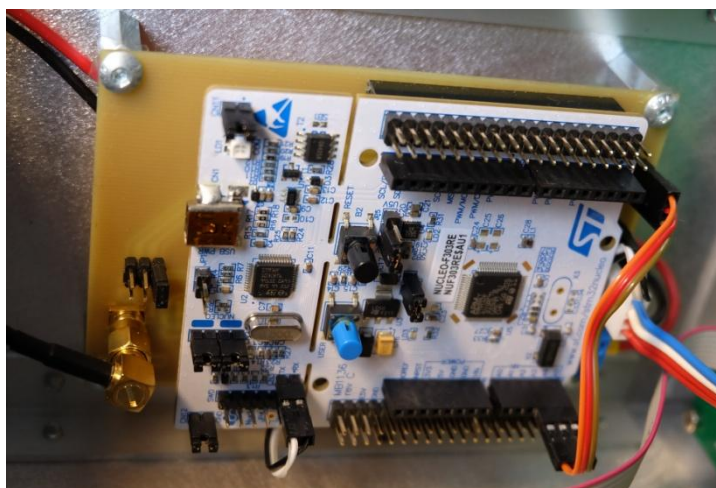
pomocí pasivního chladiče (patrné z Obr. 3.8). Tento chladič však v konečném provedení zátěže byl ještě doplněn o jeden chladicí segment, protože původní chladič nebyl dostatečně účinný. I tak by bylo vhodné provést lepší návrh účinnějšího chlazení, než jaké bylo použito. Výsledné řešení má výhodu v malých rozměrech zařízení.



Obr. 3.8 Modul napájecího zdroje

### 3.6 Modul osciloskopu

Modul osciloskopu se stejně jako modul displeje skládá ze dvou částí. První částí je samotná platforma NUCLEO-F303RE. Druhou částí pak je DPS, na které se nacházejí obvody napájení a vstupního děliče napětí. Tato DPS je opět jednovrstvá a k její výrobě byla použita fotolitografická metoda. Obě části jsou propojeny přes "hřebínkový" konektor, který kromě elektrického spojení zajišťuje mechanické uchycení platformy NUCLEO. Rozměry celého modulu jsou  $112 \times 71$  mm.



Obr. 3.9 Kompletní modul osciloskopu

### 3.7 Šasi zátěže

Hlavním kritériem při návrhu šasi zátěže byla mechanická odolnost a kompaktnost celého zařízení. Předpokládané provozní prostředí, do kterého je navrhovaná zátěž určena, je suché, chemicky neagresivní s přiměřenou úrovní prašnosti. Lze tedy využít běžné materiály, které se standardně využívají pro konstrukci šasi laboratorních měřicích přístrojů.

Z hlediska nenáročného zpracování, nízké hustoty, poměrně dobré chemické odolnosti, dobré dostupnosti na trhu a relativně nízké ceny je nejvýhodnějším materiálem hliníkový plech. Boční stěny šasi jsou vyrobeny z hliníkového plechu o tloušťce 5 mm. Čelní a zadní panel jsou vyrobeny z hliníkového plechu o tloušťce 3 mm. Celkové rozměry šasi jsou  $330 \times 120 \times 210$  mm. Hmotnost kompletního zařízení je 6,2 kg. Všechny části šasi jsou spojeny pomocí L profilů o tloušťce plechu 4 mm s vyříznutými závity M4.

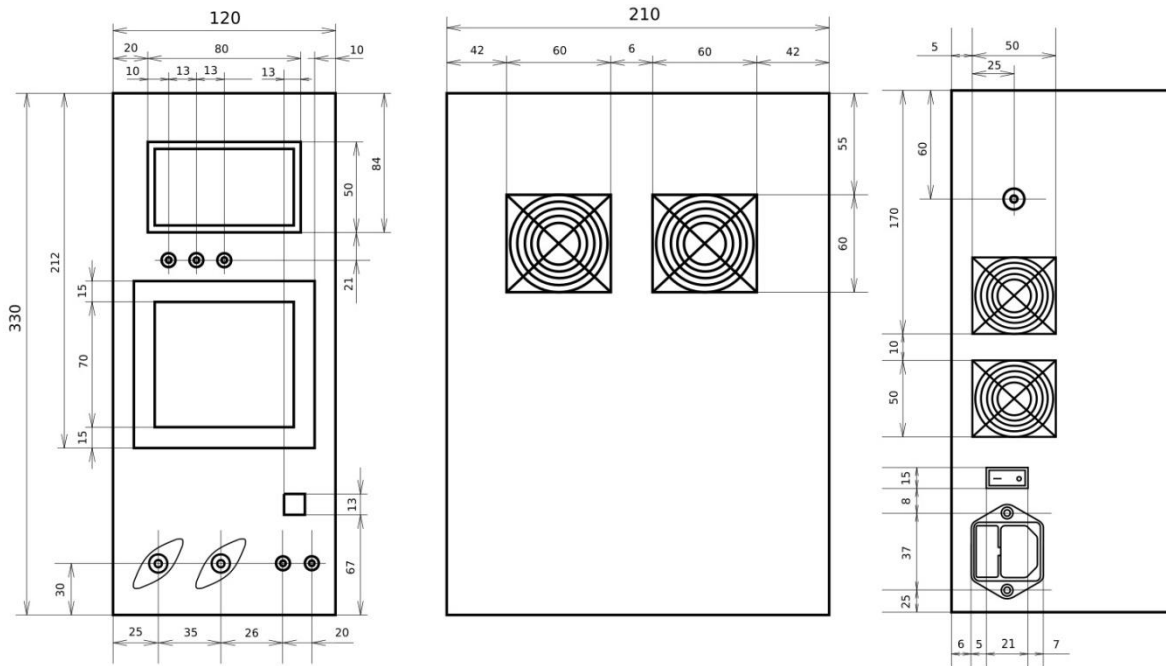
Povrch všech částí šasi je upraven broušením pomocí brusného papíru s různou zrnitostí.

Pro umožnění proudění vzduchu kvůli chlazení jsou na jedné boční stěně šasi dva průduchy opatřené plastovými mřížkami s porézním prachovým filtrem. Tyto průduchy slouží pro nasávání vzduchu. Výfuk vzduchu se nachází na zadním panelu a je realizován dvojicí otvorů opatřených kovovými mřížkami.

Celý modul zátěže tvořený chladiči, PCB samotné zátěže a PCB jednotky řízení je upevněn k jedné boční stěně přes chladiče pomocí šroubů M4. Výhodou je, že chladiče jsou v přímém kontaktu se stěnou šasi, takže dochází k přenosu tepla i do šasi, které následně také slouží jako dodatečný chladič.

Na čelním panelu je umístěna klávesnice s displejem, signalizační kontrolky, svorky proudového okruhu, svorky pro měření napětí a USB konektor. Klávesnice je mechanicky upevněna lepením. Z dlouhodobého hlediska lze předpokládat degradaci použitého lepidla, navíc je tento způsob montáže náchylný na mechanické poškození. Z těchto důvodů je klávesnice opatřena hliníkovým ochranným rámečkem o vnějších rozměrech  $100 \times 100$  mm.

Na zadním panelu se kromě průduchů nachází také síťový napájecí konektor s tavnou pojistkou primárního vinutí, síťový vypínač a konektor externího výstupu pro měření proudu. Na Obr. 3.10 je uveden zjednodušený výkres šasi.



Obr. 3.10 Zjednodušený výkres čelního panelu (vlevo), boční stěny se vzduchovým sáním (uprostřed) a zadního panelu (vpravo)

Součástí šasi jsou také gumové podstavce. Jejich mechanické upevnění je provedeno pomocí závitových osiček se závitem M4. Kromě nožek slouží tyto podstavce k tlumení případných nárazů.

Celé šasi je uzemněno připojením na ochranný vodič "PE". Pro účel připojení slouží mosazný šroub M6 na zadním panelu šasi vedle síťového napájecího konektoru.

### 3.8 Popis ovládacích prvků a ovládání zátěže



Obr. 3.11 Popis čelního panelu

Na Obr. 3.11 je uveden popis čelního panelu zátěže. V horní části se nachází displej, jenž slouží k zobrazování informací o volbě režimů a zadávaných parametrech. Dále slouží k zobrazování měřených veličin proudu, napětí, výkonu a teploty chladiče. Ihned po zapnutí napájení se uživateli zobrazí hlavní menu, které obsahuje volby režimů. Pokud je zařízení ponecháno v nečinnosti, dojde po pěti sekundách k přepnutí z hlavního menu na panel měření. Zpět do hlavního menu se lze dostat stisknutím klávesy ESC nebo ENTER. V hlavním menu se nachází volby pro režim CC, CR, CP a DISCHARGE. Mezi jednotlivými položkami se lze pohybovat pomocí šipek "nahoru" a "dolů". Pod každou položkou se nachází další úroveň menu zvoleného režimu, kde je možné provést nastavení parametrů (například pro režim konstantního proudu je tady možno nastavit velikost proudu). Nastavení se provádí pomocí číselné klávesnice. Pro zadání desetinného oddělovače slouží klávesa "doprava" a pro smazání zadaného čísla v případě zadání chybné veličiny se použije klávesa "doleva". Potvrzení správně zadané veličiny se provádí

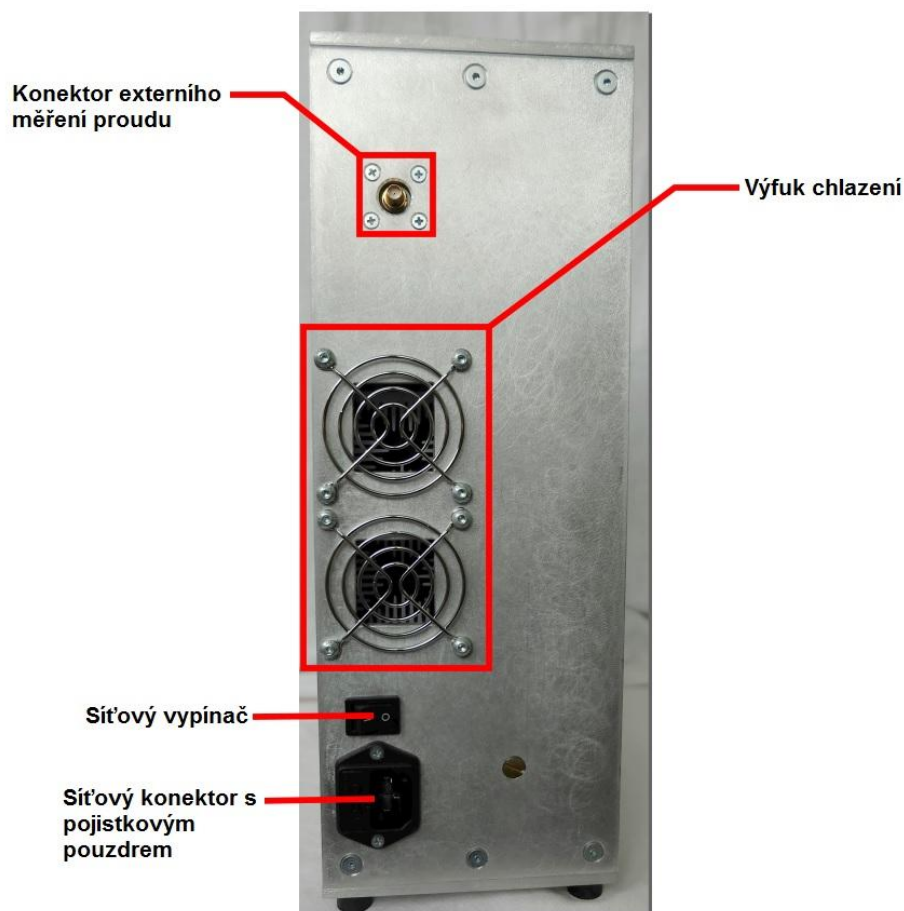
klávesou ENTER, v případě potřeby se režim pro zadávání parametrů opouští klávesou ESC. Pro zahájení akce slouží položka menu START. Po zahájení dojde k automatickému připojení vstupu a nastavení parametrů regulační smyčky. Zahájení všech akcí je signalizováno krátkým akustickým tónem a rozsvícením oranžové signalizační kontrolky. Tato kontrolka slouží obecně pro signalizaci zahájení jakékoliv činnosti zátěže.

V průběhu jakékoliv akce je uživateli zobrazován panel měření obsahující informace o proudu, napětí, výkonu a teplotě chladiče. Kromě režimu DISCHARGE (bude popsán dále) je ve všech režimech možné nastavovat jejich parametry za běhu akce. To se provádí klávesami "nahoru" a "dolů".

Ukončení akcí se provádí klávesou ESC. Pokud je akce ukončena, dojde nejprve k vynulování požadavku na proud, poté k automatickému odpojení vstupu a je zhasnuta i oranžová kontrolka. Připojování, respektive odpojování vstupu probíhá vždy v bezproudém stavu z důvodu zamezení opalování kontaktů relé. Akce jsou ukončovány i v případě chyby. Zátěž má implementováno několik chybových stavů, kterými jsou překročení: hranice napětí, hranice proudu, hranice výkonu a maximální teploty chladiče. Každý chybový stav vyvolá přerušovaný akustický signál, chybové hlášení, rozsvícení červené signalizační kontrolky, ukončení jakékoliv akce doprovázené automatickým nulováním požadavku na proud a odpojením vstupu. Pro ukončení chybového stavu je třeba zásah obsluhy v podobě vyhodnocení chyby, odstranění její příčiny a následné deaktivace chybového stavu klávesou ESC.

Režim DISCHARGE slouží pro řízené vybíjení a testování elektrochemických zdrojů konstantním proudem. V tomto režimu uživatel nastaví hodnotu konečného vybíjecího napětí ( $U_{thold}$ ) a vybíjecího proudu ( $I_{dischrg}$ ). Po startu akce zátěž provede nastavení proudu a průběžně měří hodnotu napětí zdroje. V průběhu této činnosti dochází také k měření času od zahájení vybíjení. Pokud napětí poklesne na hodnotu konečného vybíjecího napětí, dojde k automatickému ukončení akce. Na displeji se pak zobrazí časový údaj o délce vybíjení a změřená kapacita zdroje a Ah.

Na čelním panelu zátěže jsou dále umístěny proudové svorky umožňující připojit jak klasický 4mm banánek, tak i kabel zakončený očkem. Vedle proudových svorek se nacházejí svorky pro měření napětí.



Obr. 3.12 Popis zadního panelu

Na Obr. 3.12 je uveden popis zadního panelu zátěže. V horní části se nachází SMA konektor pro externí měření proudu protékajícího zátěží. Pod tímto konektorem se nacházejí dva výfukové otvory chlazení.

Ve spodní části je umístěn síťový vypínač pro zapnutí, respektive vypnutí celé zátěže a síťový napájecí konektor s vestavěným pouzdem pro tavnou pojistku.

Rozsáhlejší fotodokumentace zhotovené zátěže bude uvedena v příloze této práce.



## 4 Firmware a software zátěže

V této kapitole bude stručně popsán firmware, jenž slouží pro obsluhu hardwaru samotné zátěže, a nadřazený software pro ovládání zátěže z PC. Součástí popisu bude také způsob komunikace mezi zátěží a PC, která probíhá pomocí textových příkazů.

Při vývoji firmwaru i softwaru byl kladen důraz na jednoduchost a intuitivnost vlastního ovládání zátěže.

### 4.1 Firmware zátěže

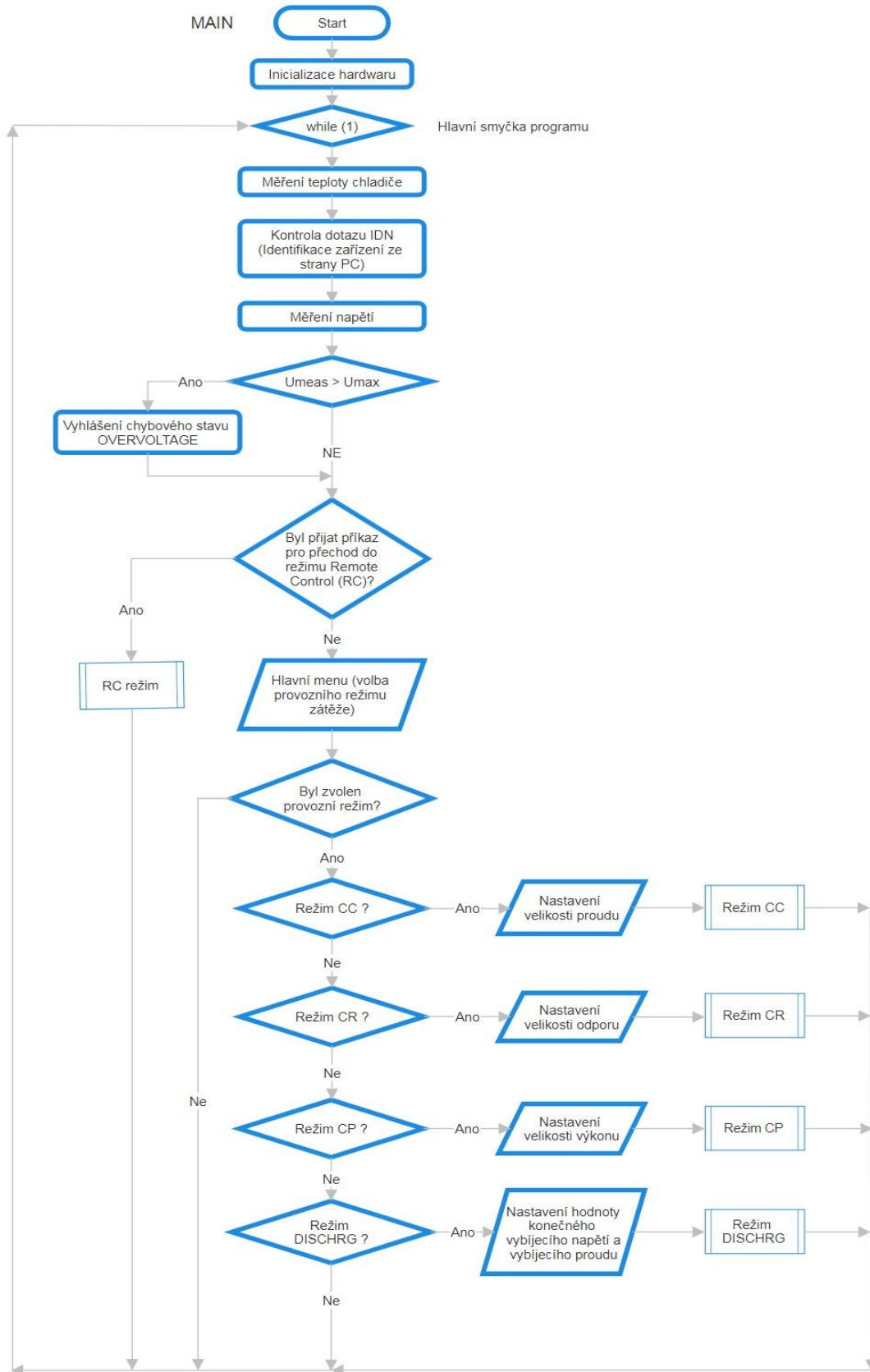
Pro vytvoření firmwaru zátěže bylo použito Microchip studio 7.0 (dříve Atmel studio) a byl napsán v programovacím jazyce C. Z důvodu vyšší přehlednosti je celý zdrojový kód rozdělen do několika dílčích knihoven podle vykonávané činnosti. Řada těchto knihoven obsahuje funkce pro konfiguraci a obsluhu periférií mikrokontroléru (UART, SPI, GPIO a I<sup>2</sup>C). Pak se zde nacházejí knihovny s funkcemi pro obsluhu klávesnice a displeje zátěže.

Po zapnutí napájení zátěže je zahájeno vykonávání funkce *main*, která se nachází ve stejnojmenném souboru a obsahuje hlavní programovou smyčku. Na počátku této funkce je provedena inicializace periférií mikrokontroléru a externích periférií zátěže. Poté program vstoupí do hlavní smyčky, jež probíhá, dokud není opět odpojeno napájení zátěže.

Na počátku této smyčky se vždy provádí měření teploty chladiče a řízení ventilátorů. Po obsluze chlazení je provedena kontrola, zda nebyl přijat dotaz pro identifikaci zátěže. Tímto způsobem je prováděna detekce, na kterém COM portu je zátěž připojena k PC.

Následně je provedena kontrola, zda nebyla překročena maximální hodnota napětí na vstupu zátěže. Kontrola proudu a výkonu se v tento okamžik neprovádí, protože v této fázi je vstup zátěže odpojen, a zátěží tak nemůže protékat proud, respektive nemůže na ní vznikat výkonová ztráta.

V dalším kroku je provedena kontrola, zda nebyl obdržen požadavek na přechod do režimu vzdáleného ovládání (RC). Přechod do tohoto režimu je umožněn pouze pomocí příkazu ze strany software pro ovládání zátěže z PC (viz dále). Pak již následuje volba provozního režimu z hlavního menu a přechod do zvoleného režimu. Jednotlivé kroky prováděné ve funkci *main* jsou patrné ze zjednodušeného vývojového diagramu, který je uveden na Obr. 4.1.



Obr. 4.1 Zjednodušený vývojový diagram funkce main

V režimu konstantního proudu je vstupním parametrem velikost požadovaného proudu. Pokud je tato hodnota menší než 2 A, pak je zvolen rozsah proudu 0 až 2 A. Požadovaná hodnota řídicího napětí, respektive napětí na výstupu DA převodníku je vypočtena z inverzní funkce lineární aproximace skutečné (změřené) převodní charakteristiky pro daný proudový rozsah, jež má tvar

$$U_{\text{DAC}} = \frac{I_L + 0,180}{0,556} \quad (\text{V}), \quad (4.01)$$

kde  $U_{\text{DAC}}$  je požadované výstupní napětí DA převodníku a  $I_L$  je zadaná hodnota proudu. Toto napětí je následně přepočteno na 12bit kódové slovo podle patřičně upraveného vztahu (2.08). Spolu s konfiguračními bity (viz podkapitola 2.2.2) tak celek tvoří 16bit paket, jenž je ve dvou částech zapsán do vstupního registru DA převodníku.

Obdobným způsobem je postupováno pro rozsah proudu 2 až 30 A, kde je výpočet požadovaného výstupního napětí DA převodníku opět prováděn pomocí inverzní funkce lineární aproximace skutečné převodní charakteristiky pro daný rozsah, jež má tvar

$$U_{\text{DAC}} = \frac{I_L + 0,416}{12,958} \quad (\text{V}). \quad (4.02)$$

Vlastní výpočet požadovaného napětí na výstupu DA převodníku je prováděn ve funkci `HW_setCurr`, která se nachází v knihovně `HW.h`. Tato knihovna obsahuje funkce pro obsluhu hardwaru zátěže. V této knihovně se také nachází funkce `DAC_set_out`, jež má na starosti potřebné výpočty a obsluhu DA převodníku.

U režimu konstantního odporu je vstupním parametrem velikost požadovaného odporu. Během testování zhotoveného hardwaru zátěže bylo zjištěno, že původní způsob implementace režimu konstantního odporu, tedy zavedení výstupu z voltmetru na vstup referenčního napětí DA převodníku (viz podkapitola 2.2.2), není příliš vyhovující. Toto řešení vykazovalo značnou nelinearitu převodní funkce, a tudíž by bylo obtížné najít vhodnou rovnici pro aproximaci. Z tohoto důvodu byl i režim konstantního odporu implementován v softwarové podobě. Toto řešení není z hlediska dynamických vlastností úplně ideální, ale lze jej jednoduše implementovat i na již hotovém hardwaru zátěže. Výpočet požadovaného proudu je prováděn pomocí Ohmova zákona na základě údaje o napětí z voltmetru zátěže. Tento výpočet je prováděn ve vlastní smyčce, která obsahuje jen nezbytné operace z důvodu urychlení výpočtu. Požadovaný proud je nastavován pomocí funkce `HW_setCurr`.

Obdobným způsobem je řešen i režim konstantního výkonu, kde je požadovaná hodnota proudu počítána ze vztahu pro stejnosměrný výkon.

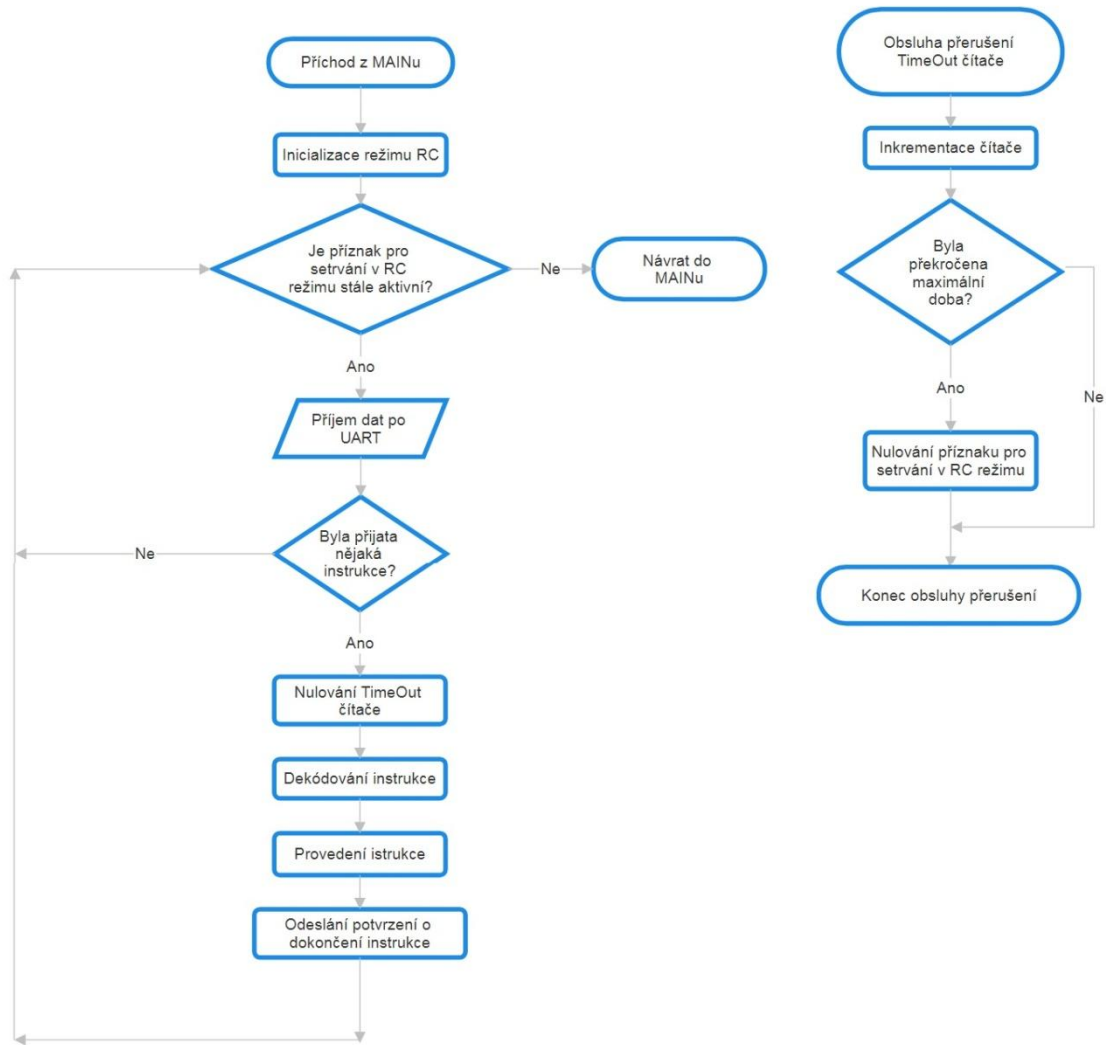
V režimu pro testování elektrochemických zdrojů (režim DISCHARGE) je vstupním parametrem hodnota konečného vybíjecího napětí a hodnota vybíjecího proudu. Pro nastavení vybíjecího proudu je opět použita funkce HW\_setCurr. Po nastavení vybíjecího proudu program přejde do smyčky, která je ukončena ve chvíli dosažení hranice konečného vybíjecího napětí. Po dobu, kdy je proces vybíjení aktivní, je měřen čas pomocí 8bit čítače/časovače, jenž je součástí mikrokontroléru. Tento časovač je nastaven tak, aby s periodou 1 ms vyvolával přerušení, v jehož obsluze je inkrementována proměnná o rozsahu 32 bit. Rozsah této proměnné je tak dostatečný i pro dlouhé časové intervaly.

Po ukončení vybíjení je na základě hodnoty vybíjecího proudu a doby trvání vybíjení vypočítána kapacita zdroje podle vztahu (1.09). Dále je zobrazena doba trvání vybíjení v časovém formátu *hh : mm : ss*.

#### 4.1.1 Režim vzdáleného ovládání (RC)

Do režimu vzdáleného ovládání přechází zátěž v okamžiku přijetí požadavku ze softwaru pro ovládání zátěže z PC. Ve chvíli přijetí tohoto požadavku dojde k přechodu z hlavní smyčky programu do smyčky pro zpracování instrukcí přijatých přes USB rozhraní, respektive UART rozhraní. Tato smyčka je ukončena v případě ukončovací instrukce nebo ve chvíli výpadku spojení, respektive vypršení časového limitu pro setrvání v RC režimu. Doba časového limitu je 7 s a je obnovována s příchodem každé instrukce. Zátěž je při vzdáleném ovládání v roli SLAVE zařízení, tedy pouze provádí zadané instrukce a potvrzuje jejich přijetí, respektive provedení. Ovládací software před provedením každé následující akce vyčkává na přijetí potvrzení o provedení předešlé akce. V případě, že potvrzení neobdrží, provádí opětovné zaslání instrukce. Pokud zátěž přestane komunikovat, dojde na straně softwaru k vyhlášení chyby spojení.

V případě vzniku jakékoliv chyby dochází k automatickému ukončení prováděných akcí, zátěž z důvodu bezpečnosti nastaví nulový proud a odpojí vstup. Zjednodušený vývojový diagram režimu vzdáleného ovládání je uveden na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Zjednodušený vývojový diagram režimu vzdáleného ovládní (RC)

Instrukce pro řízení zátěže jsou v podobě dvouznakových textových příkazů. Nastavení proudu nevyžaduje zvláštní textový příkaz, vyhodnocuje se pouze to zda mají přijatá data charakter čísla. Pro zakončení instrukcí se používá znak "\*".

Pokud není prováděna žádná akce, pak je každých 300 ms odeslán dotaz na naměřená data. Ta jsou pak zobrazena na panelu měření v rámci řídicího softwaru a zároveň tento mechanismus slouží k udržování komunikace, respektive k obnovování stavu čítače zajišťujícího detekci výpadku komunikace.

Jednotlivé instrukce v podobě textových příkazů jsou popsány v Tab. 4.1.

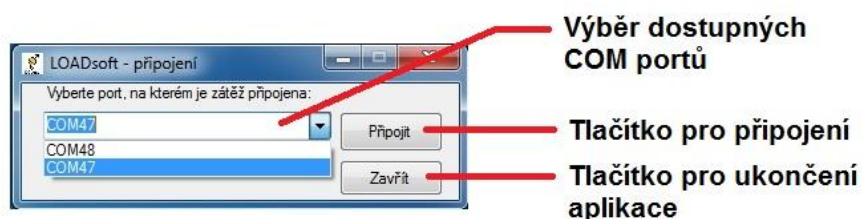
Tab. 4.1 Seznam a popis instrukcí zátěže

Instrukce	Popis významu
RC* ( <i>Remote Control</i> )	Požadavek na přechod do RC režimu.
OK*	Potvrzení provedení instrukce (odpověď zátěže na přijatou instrukci).
S* ( <i>eScape</i> )	Instrukce pro ukončení prováděné akce zátěže.
ED* ( <i>EnD</i> )	Instrukce pro ukončení režimu RC.
ME* ( <i>MEasurement</i> )	Instrukce pro odeslání naměřených dat.
ON* ( <i>Output On</i> )	Instrukce pro připojení výstupu zátěže.
OF* ( <i>Output Off</i> )	Instrukce pro odpojení výstupu zátěže.
CE* ( <i>Current set Enable</i> )	Instrukce pro povolení nastavování proudu.
CD* ( <i>Current set Disable</i> )	Instrukce pro zakázání nastavování proudu.
E* ( <i>Error</i> )	Příznak chyby (odesílá zátěž v případě chybového stavu).
OV* ( <i>OverVoltage</i> )	Příznak chybového stavu přepětí.
OC* ( <i>OverCurrent</i> )	Příznak chybového stavu nadproudu.
HT* ( <i>High Temperature</i> )	Příznak chybového stavu překročení maximální teploty chladiče.

## 4.2 Ovládací software pro PC

Software pro ovládání zátěže z PC byl napsán v programovacím jazyce C# s využitím .NET Framework 4.7.2. a pro vývoj bylo použito Visual Studio 2019. Software disponuje grafickým uživatelským rozhraním v podobě standardních Windows Forms. To zajišťuje přehlednost a uživateli to umožňuje snadné a intuitivní ovládání aplikace.

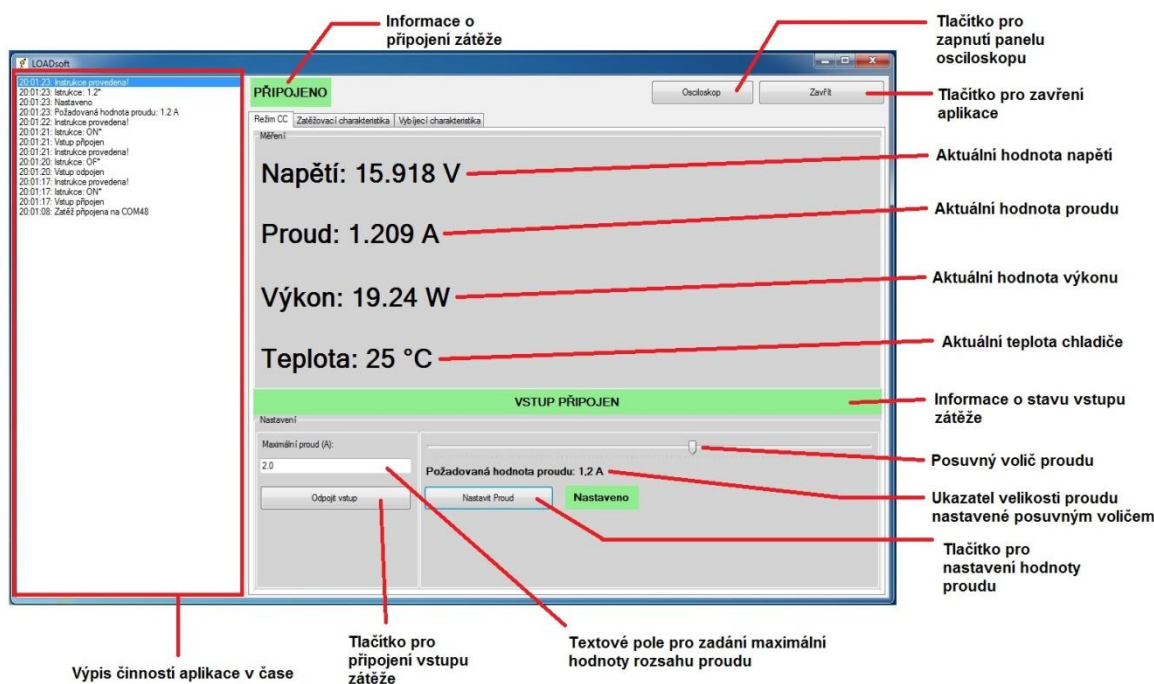
Po spuštění aplikace se uživateli zobrazí úvodní okno pro výběr COM portu. Pokud je zátěž připojena k PC, zobrazí se minimálně dva dostupné COM porty. Na jednom je připojena zátěž a na druhém interní osciloskop. Uživatel pak musí zvolit požadovaný COM port zátěže metodou pokus – omyl. Stisknutím tlačítka připojit dojde k odeslání identifikačního příkazu IDN\*. Pokud je volba správná, ze strany zátěže přijde odpověď identifikace a dojde k zobrazení hlavního okna aplikace. Zátěž je automaticky přepnuta do režimu vzdáleného ovládání. Pokud však nedojde k identifikaci zátěže, uživatel je o této skutečnosti informován prostřednictvím dialogového okna s oznámením, že připojení se nezdařilo. Pak je nutné vybrat jiný COM port. Na Obr. 4.3 je uveden popis úvodního okna pro připojení zátěže.



Obr. 4.3 Úvodní okno pro připojení zátěže

Jak bylo výše zmíněno, při úspěšném připojení dojde k zobrazení hlavního okna aplikace. V levé části tohoto okna se nachází výpis jednotlivých činností aplikace v čase. Pomocí tohoto výpisu je uživatel informován o stavu aplikace, nastavených parametrech, příkazech odesílaných zátěži a úspěšnosti jejich vykonání. V případě vzniku chyby lze pomocí těchto dat analyzovat, kdy a proč nastala. V pravém horním rohu okna se nachází tlačítka pro ukončení aplikace a zapnutí aplikace osciloskopu. Uprostřed hlavního okna se nachází panel se třemi záložkami pro obsluhu jednotlivých režimů.

Aplikace nabízí tři základní režimy. Prvním je režim umožňující nastavit konstantní proud (analogie provozního režimu CC pro zátěž i bez připojení PC). Na obslužném panelu tohoto režimu se ve spodní části nachází textové pole pro zadání maximální hodnoty proudu v nastavovaném rozsahu. Konkrétní hodnotu požadovaného proudu lze zvolit pomocí posuvného voliče (trackBar). Před vlastním nastavením požadovaného proudu je nutné provést připojení vstupu zátěže. To se provádí pomocí tlačítka Připojit vstup. Nastavení je dokončeno stisknutím tlačítka Nastavit proud. Vynulování proudu je možné provést nastavením nulové hodnoty pomocí posuvného voliče nebo odpojením vstupu zátěže. Kromě nastavení se na tomto panelu nacházejí také aktuálně měřené veličiny napětí, proudu, výkonu a teploty chladiče. Popis obslužného panelu tohoto režimu je uveden na Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Popis obslužného panelu režimu konstantního proudu

Druhým režimem je automatické měření zatěžovacích charakteristik zdrojů. Aplikace v tomto režimu provádí postupné zvyšování proudu dle nastavených parametrů. Pro každou hodnotu proudu dojde ke změření odpovídajícího výstupního napětí testovaného zdroje. Naměřená data jsou vykreslována do grafu s hodnotami proudu na ose  $x$  a hodnotami napětí na ose  $y$  (viz kapitola 1.5). Před zahájením vlastního měření je třeba provést jeho nastavení a nastavení parametrů grafu.

V nastavení měření musí uživatel zadat hodnotu počátečního proudu, od které bude měření zahájeno a jež představuje minimální hodnotu na ose  $x$ . Dále je nutné zadat koncovou hodnotu proudu, do které bude měření provedeno. Tato hodnota také představuje maximální hodnotu na ose  $x$ . K výpočtu inkrementu proudu je nutné ještě zadat počet bodů měření (počet bodů charakteristiky).

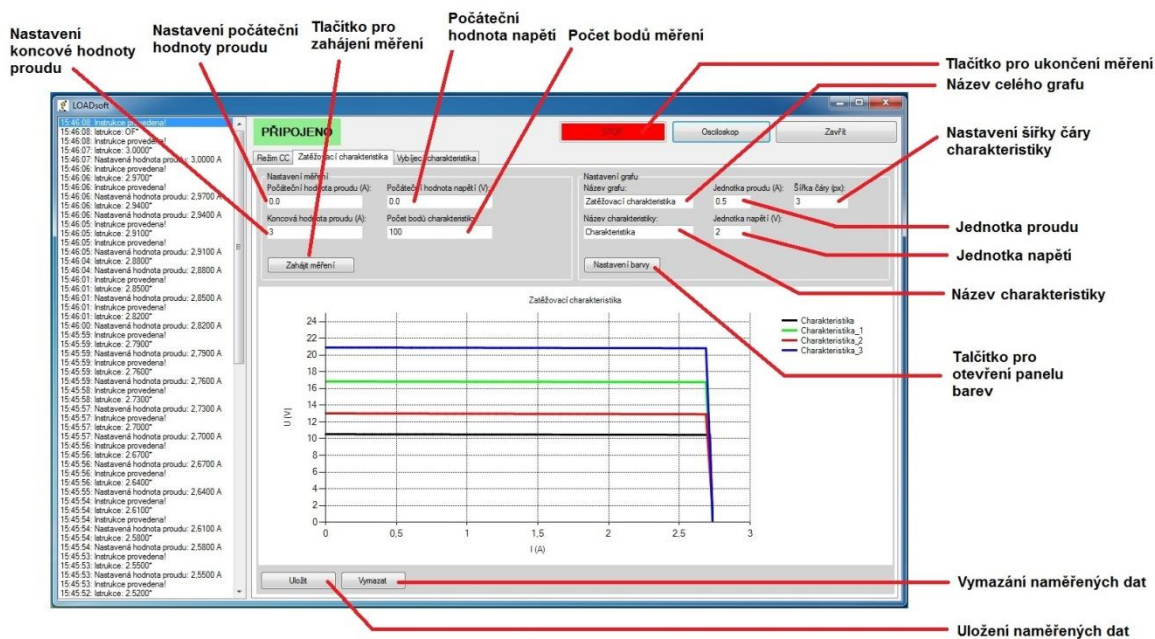
Na ose  $y$  lze provést nastavení počáteční hodnoty napětí. Maximální hodnota napětí bude nastavena automaticky podle velikosti výstupního napětí testovaného zdroje.

V nastavení grafu uživatel může zadat název celé oblasti grafu a názvy jednotlivých charakteristik (aplikace umožňuje naměřit více charakteristik do jednoho grafu). Dále je zde nastavení jednotky proudu a napětí, což představuje měřítko obou os. Umožněno je také nastavení barvy a šířky spojnice (čáry) grafu charakteristiky.

Činnost zátěže je zahájena stisknutím tlačítka Zahájení měření. Prvotním krokem měření je vygenerování oblasti grafu s nastavenými parametry. Následně dojde k automatickému proměření nastaveného rozsahu proudu a postupnému vykreslení zatěžovací charakteristiky. Měření je možné ukončit tlačítkem STOP v horní pravé části panelu.

Po dokončení lze naměřená data uložit v podobě CSV souboru pomocí tlačítka Uložit. Stisknutím tlačítka se otevře běžné Windows dialogové okno pro vybrání cílového adresáře, kam bude soubor uložen. Odstranění naměřených dat lze provést pomocí tlačítka Vymazat. Na Obr. 4.5 je uveden popis jednotlivých ovládacích prvků v obslužném okně tohoto režimu.



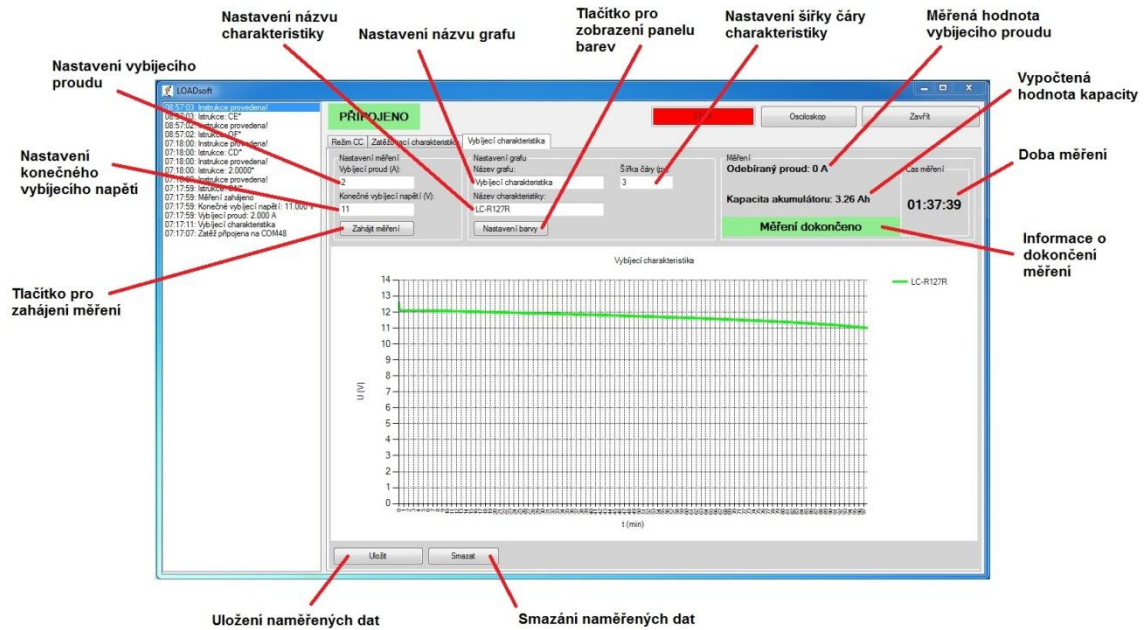


Obr. 4.5 Popis obslužného panelu režimu měření zatěžovacích charakteristik

Posledním režimem je měření vybíjecích charakteristik elektrochemických zdrojů. Tento režim je analogický s režimem DISCHARGE, jenž zátěž umožňuje bez připojení k PC. Výhodou je možnost grafického zobrazení průběhu napětí během řízeného vybíjení konstantním proudem a následné uložení dat do souboru ve formátu CSV.

Princip spočívá ve vybíjení testovaného elektrochemického zdroje konstantním proudem do doby, než dojde k poklesu jeho svorkového napětí na hodnotu konečného vybíjecího napětí. Poté je vybíjení ukončeno. V průběhu vybíjení jsou naměřené hodnoty napětí ukládány a vykreslovány do grafu v závislosti na čase. Z hodnoty vybíjecího proudu a doby vybíjení je následně vypočítána kapacita elektrochemického zdroje (viz kapitola 1.5).

Před měřením je nutné nastavit hodnotu vybíjecího proudu a konečného vybíjecího napětí. Lze také nastavit název grafu a jednotlivých charakteristik (aplikace opět umožňuje vykreslit více charakteristik do jednoho grafu), včetně barvy a šířky spojnice (čáry) grafu jednotlivých charakteristik. Popis obslužného panelu tohoto režimu je uveden na Obr. 4.6.

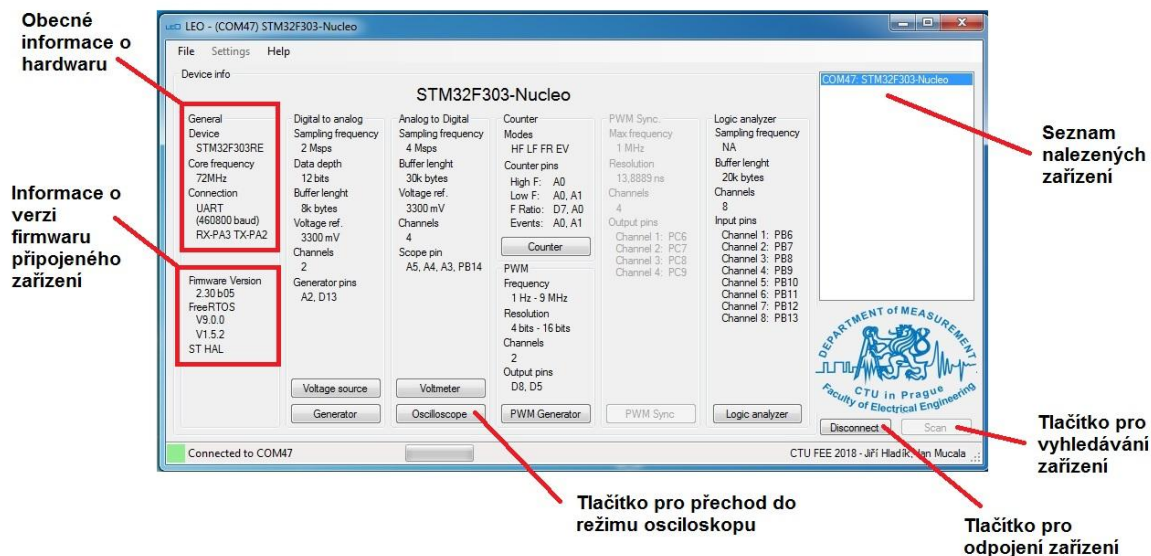


Obr. 4.6 Popis obslužného panelu režimu měření vybíjecích charakteristik

Jak bylo výše zmíněno, aplikace pro obsluhu osciloskopu se spouští tlačítkem Osciloskop v pravé horní části hlavního okna. Pro obsluhu osciloskopu je použita aplikace, jež je volně ke stažení ze stránek Katedry měření ČVUT v Praze [51] (viz kapitola 2.8).

Zobrazené hlavní okno aplikace slouží pro výběr a připojení osciloskopu, to se provádí tlačítkem Connect. V pravém horním rohu okna je seznam dostupných připojených zařízení. Zde se zobrazí druhý z COM portů zátěže, na němž je osciloskop připojen.

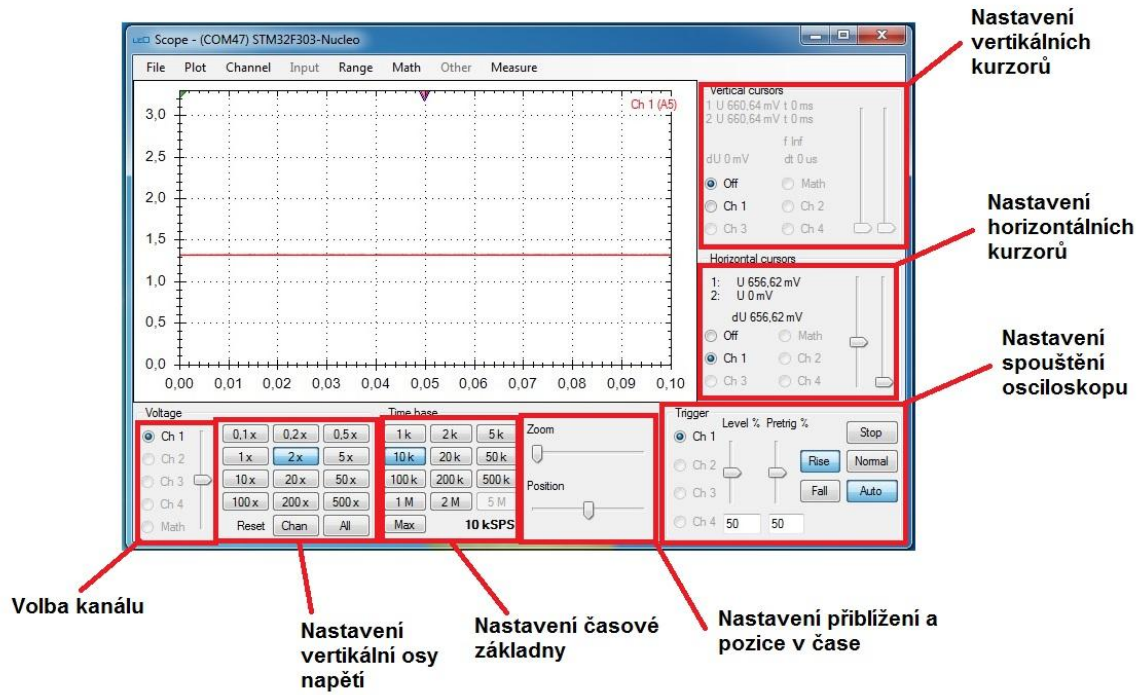
Kromě funkce osciloskopu nabízí aplikace řadu dalších funkcí, jako je čítač, funkční generátor a další. Tyto funkce však nejsou v zátěži nijak využity. Na Obr. 4.7 je uveden popis hlavního okna aplikace pro obsluhu osciloskopu.



Obr. 4.7 Popis hlavního okna aplikace pro obsluhu osciloskopu

Do režimu osciloskopu se přepíná tlačítkem Oscilloscope. Tím dojde k zobrazení obslužného panelu osciloskopu, kde se nastavují parametry měření, které nabízí každý běžný osciloskop. Nejdůležitější je nastavení časové základny a měřítka vertikální osy napětí. Dále je zde možné měření pomocí vertikálních a horizontálních kurzorů a nastavení spouštění osciloskopu. Je třeba uvést, že změřené hodnoty amplitudy napětí neodpovídají skutečnosti. Pro přesné určení amplitudy je nutné provést jejich korekci v podobě vynásobení převrácenou hodnotou dělicího poměru vstupního děliče (viz kapitola 2.8, rovnice 2.14).

Jak bylo již výše zmíněno, pomocí interního osciloskopu lze například zjistit, zda nedošlo k rozkmitání napěťové regulační smyčky, nebo jinému abnormálnímu chování zdroje během testování. Dále pak může sloužit pro měření zvlnění výstupního napětí zdroje při různém proudovém zatížení. Popis obslužného panelu osciloskopu je vyobrazen na Obr. 4.8.



Obr. 4.8 Popis obslužného panelu osciloskopu

## 5 Měření a testování

V této kapitole budou shrnuta jednotlivá měření na navržené a zkonstruované zátěži. Cílem bylo ověřit funkčnost a skutečné dosažené parametry navržené zátěže, jež bude možné v závěru práce porovnat s teoretickými parametry získanými během návrhu zařízení.

Pro měření proudu byl ve všech případech použit digitální multimetr VOLTCRAFT AT-200, napětí bylo měřeno digitálním multimetrem VOLTCRAFT VC155. Pro pořízení časových průběhů byl použit osciloskop SIGLENT SDS 1104X-E. Dále byl použit napájecí zdroj STATRON 3256.1 s nastavitelným výstupním napětím v rozsahu 0 až 36 V a proudem v rozsahu 0 až 40 A. Tento zdroj byl použit pro ověření celkového rozsahu napětí, proudu a výkonu navržené zátěže, měření převodních charakteristik a přesností nastavení a měření jednotlivých veličin.

### 5.1 Převodní charakteristiky

Pro ověření správnosti návrhu obvodu proudové regulační smyčky, voltmetru a ampérmetru byly změřeny jejich převodní charakteristiky pro oba rozsahy proudu, respektive napětí. Metoda měření převodní charakteristiky proudové regulační smyčky spočívala v postupném zvyšování výstupního napětí DA převodníku a odečítání hodnoty proudu protékajícího zátěží. Tento postup byl použit pro oba proudové rozsahy zátěže.

Měření převodních charakteristik voltmetru a ampérmetru spočívalo v postupném zvyšování proudu, respektive napětí a zaznamenávání hodnot napětí na vstupech AD převodníků. Měření bylo opět provedeno pro oba rozsahy proudu a napětí.

Cílem bylo ověřit, zda jsou charakteristiky lineární a nedošlo v některém případě k překročení rozsahů napětí AD, respektive DA převodníku.

Lineární aproximací těchto charakteristik byly získány převodní rovnice, jež jsou implementovány ve firmwaru zátěže a slouží pro výpočty jednotlivých parametrů.

Výsledky těchto měření budou uvedeny v přílohách této práce (Příloha A).

### 5.2 Přesnosti měření a nastavení parametrů v jednotlivých provozních režimech

Pro zhodnocení měřených veličin interním voltmetrem a ampérmetrem navržené zátěže byl změřen průběh relativní přesnosti jejich měření. Jako referenční měřicí přístroje byly použity výše zmíněné multimetry. Vzhledem ke skutečnosti, že použitý multimetr v roli ampérmetru disponuje proudovým rozsahem pouze do 10 A, nebylo možné provést měření

chyby ampérmetru v celém proudovém rozsahu. Získané průběhy chyb lze však považovat spíše za orientační, jelikož použité referenční měřicí přístroje nedisponují dostatečnou přesností měření a nemají provedenou kalibraci.

Kromě chyb měření proudu a napětí byla zjištěna také absolutní chyba nastavení proudu v režimu CC, odporu v režimu CR a výkonu v režimu CP. Absolutní chyby nastavení odporu a výkonu se pohybují v hodnotách o řád vyšších než chyba nastavení proudu. Je to dáno tím, že se jedná o veličiny získané výpočtem z naměřených hodnot napětí, na výslednou přesnost tak má vliv i chyba měření voltmetru. Dále se zde projeví i chyba zaokrouhlení.

Výsledky těchto měření budou opět uvedeny v přílohách této práce (Příloha A).

### 5.3 Měření odezvy na skokový požadavek proudu

Pro ověření správnosti návrhu kmitočtové kompenzace proudové regulační smyčky bylo provedeno měření odezvy na skokový požadavek proudu. Tímto měřením byla také ověřena stabilita regulační smyčky.

V rámci simulace byla stanovena optimální hodnota kompenzační kapacity o hodnotě 16 nF (viz podkapitola 2.9.2). V praktické realizaci zátěže byla použita kapacita 22 nF. Pro testování byly zvoleny stejné hodnoty požadovaného proudu jako v rámci simulace, respektive hodnoty 1,7 A a 20 A. Výsledky měření odezv na oba požadavky, které jsou opět uvedeny v příloze této práce, vykazují delší doby náběhu, než jaké byly stanoveny simulací. Tento jev však lze předpokládat vzhledem k vyšší hodnotě kompenzační kapacity.

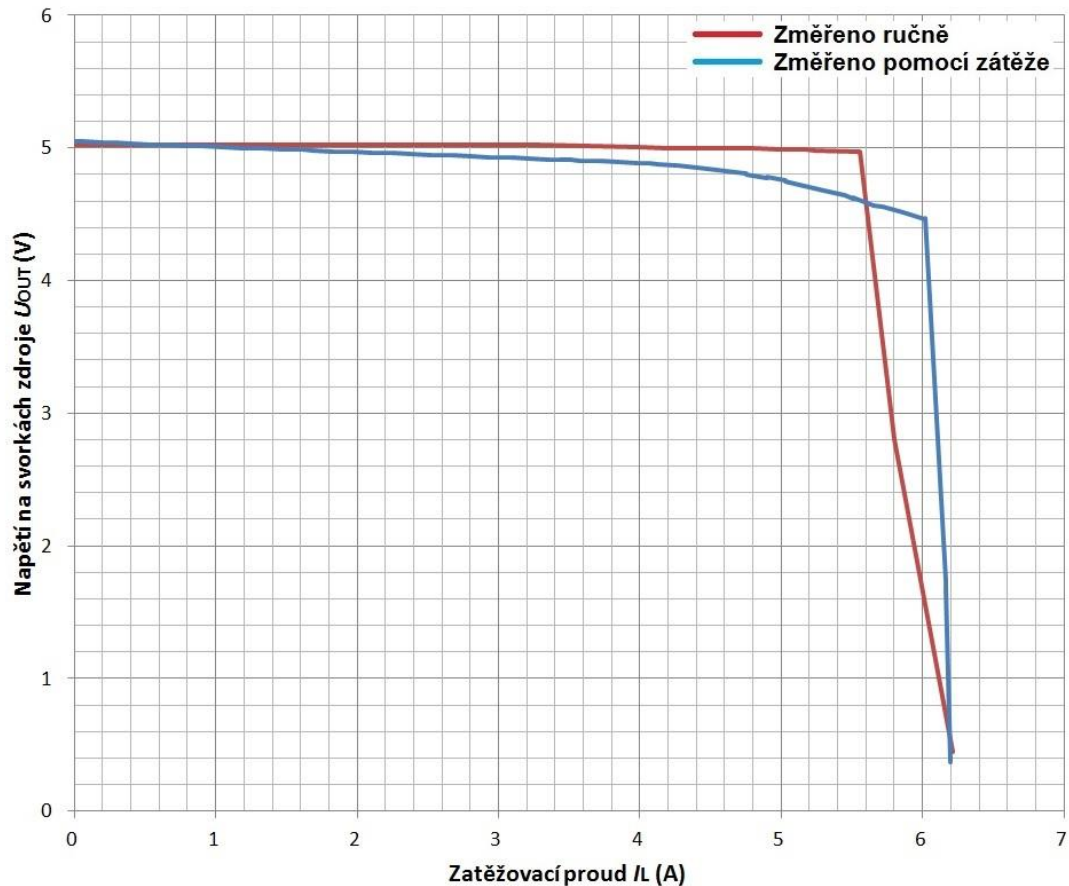
Pro hodnotu proudu 1,7 A je změřená doba náběhu 133  $\mu$ s, je tedy o 58  $\mu$ s delší oproti simulaci. Průběh proudu zde však nevykazuje překmit, jako tomu bylo v simulaci.

U hodnoty proudu 20 A je doba náběhu 386  $\mu$ s, rozdíl oproti simulaci činí 86  $\mu$ s.

### 5.4 Výsledky testování automatických režimů měření

Pro ověření funkčnosti automatického měření zatěžovacích charakteristik byl použit laboratorní zdroj s výstupy +5 V/5 A a  $\pm$ 12 V/2 A, jehož popis konstrukce a parametry včetně ručně změřených zatěžovacích charakteristik lze nalézt v bakalářské práci [58].

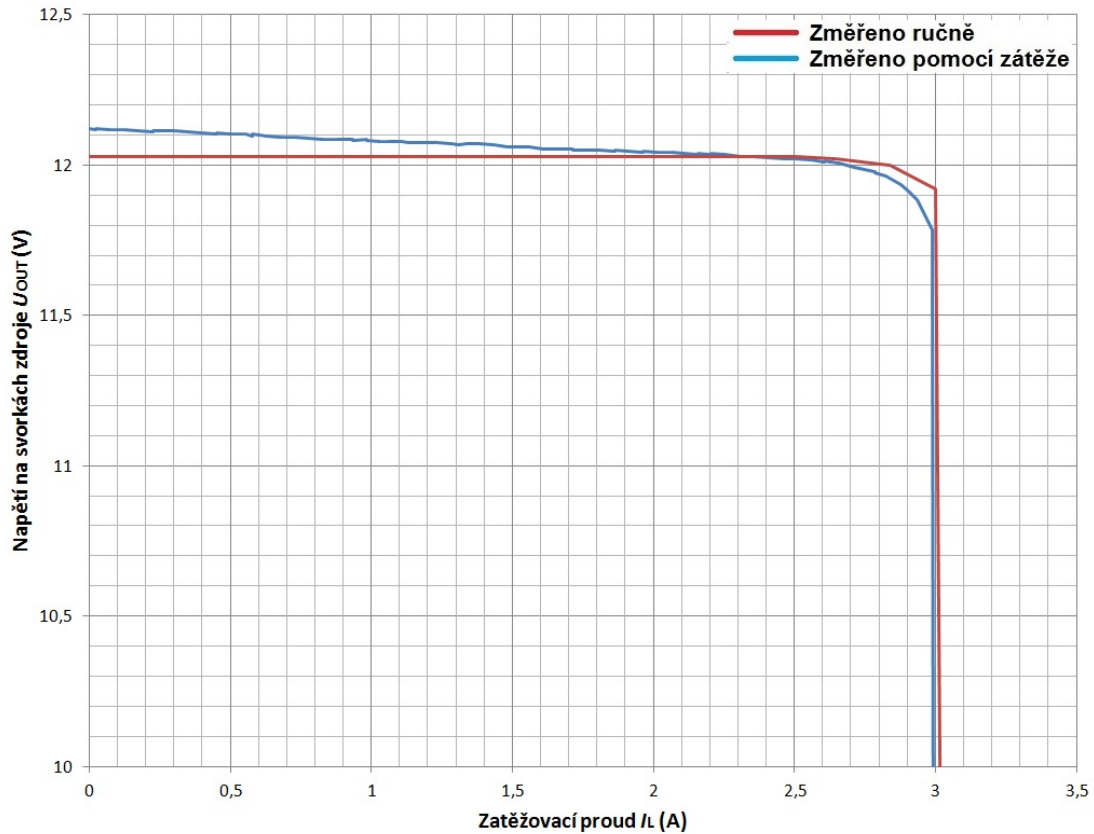
Cílem tohoto testu bylo ověření funkčnosti režimu automatického měření zatěžovací a vybíjecí charakteristiky. Kromě ověření funkčnosti tohoto režimu bylo také otestováno generování souborů s naměřenými daty ve formátu CSV.



Obr. 5.1 Zatěžovací charakteristika +5 V výstupu zdroje změřená ručně (červená) a zatěžovací charakteristika změřená pomocí automatického režimu zátěže (modrá)

Na Obr. 5.1 jsou uvedeny zatěžovací charakteristiky +5 V výstupu výše zmíněného zdroje popsaného v práci [58]. Charakteristika, jež je vynesena v červené barvě, je změřena ručně s pomocí zvlášť připojeného voltmetru, ampérmetru a ručně nastavitelné zátěže. Je sestavena z patnácti bodů naměřených hodnot. Hodnoty naměřených veličin této charakteristiky byly taktéž převzaty z práce [58].

Druhá charakteristika, jež je vynesena v modré barvě, je změřena pomocí navrhované zátěže v automatickém režimu měření. Je tvořena sto body naměřených hodnot. Lze si povšimnout jejího poklesu oproti první charakteristice. Rozdíl mezi charakteristikami je pravděpodobně způsoben chybou měření převzaté ručně měřené charakteristiky. Toto tvrzení je podloženo výsledky měření zatěžovací charakteristiky výstupu +12 V stejného zdroje. Naměřená data ručně změřené charakteristiky se v tomto případě téměř shodují s daty naměřenými pomocí navrhované zátěže, což vylučuje její chybu měření v prvním případě. Obě zatěžovací charakteristiky pro výstup +12 V jsou uvedeny na Obr. 5.2.

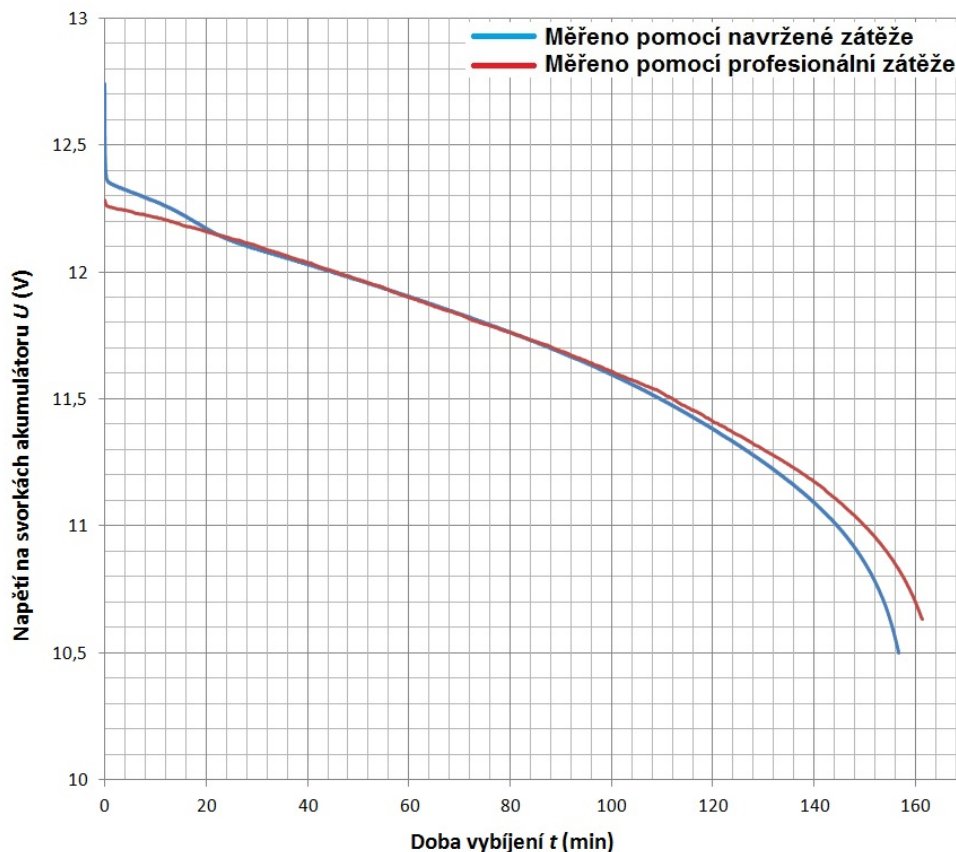


Obr. 5.2 Zatěžovací charakteristika +12 V výstupu zdroje změřená ručně (červená) a zatěžovací charakteristika změřená pomocí automatického režimu zátěže (modrá)

Režim automatického měření vybíjecích charakteristik byl testován na olověném akumulátoru LC-R127R2PG1 se jmenovitým napětím 12 V a kapacitou 7,2 Ah. Referenční měření parametrů tohoto akumulátoru bylo provedeno pomocí profesionální zátěže ITECH IT8512C. Akumulátor byl v obou případech vybíjen konstantním proudem 1,44 A na konečné vybíjecí napětí 10,5 V.

Výsledky měření obou zátěží se přibližně shodují. V případě referenčního měření pomocí profesionální zátěže byla naměřena kapacita 3,9 Ah, vybíjení bylo ukončeno po 2 hodinách a 43 minutách. V případě navržené zátěže byla naměřena kapacita 3,8 Ah, doba ukončení vybíjení činila 2 hodiny a 36 minut. Obě naměřené vybíjecí charakteristiky jsou uvedeny na Obr. 5.3.



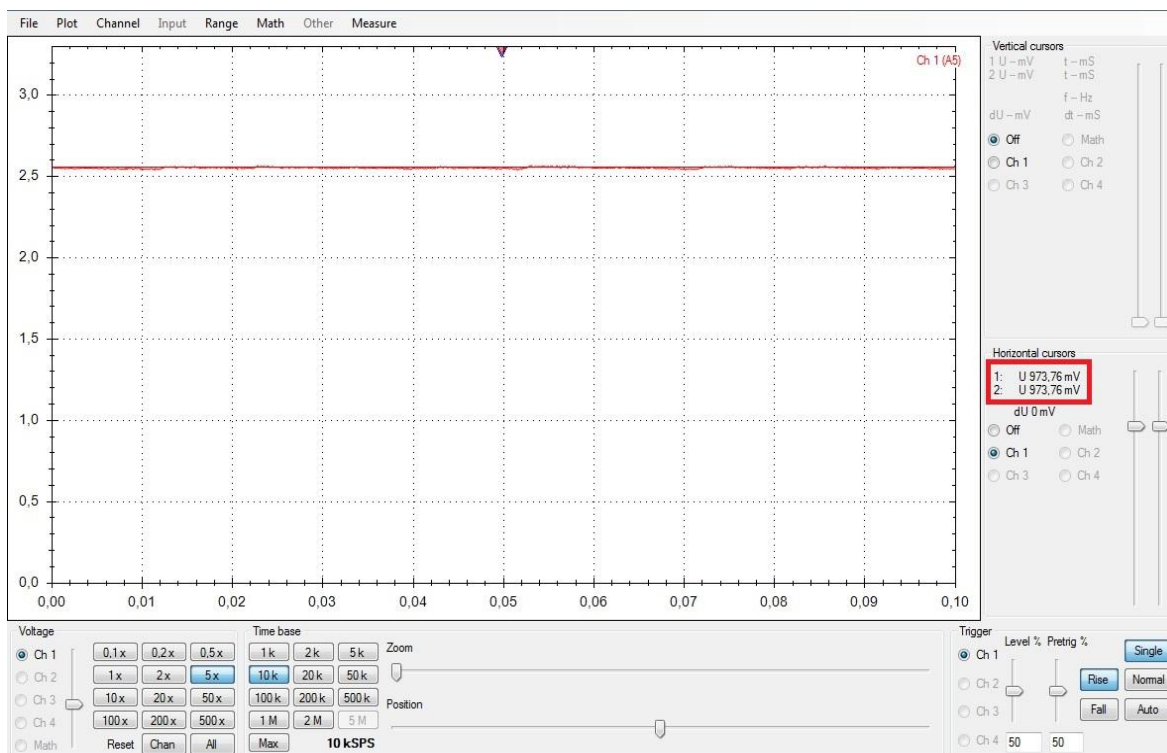


Obr. 5.3 Vybíjecí charakteristika akumulátoru LC-R127R2PG naměřená pomocí profesionální zátěže (červená) a pomocí navržené zátěže (modrá)

Odlišnost obou vybíjecích charakteristik v závěrečné fázi vybíjení byla pravděpodobně způsobena rozdílným stavem nabití testovaného akumulátoru. Celkový rozdíl mezi naměřenou hodnotou kapacity a jmenovitou hodnotou kapacity svědčí o špatném technickém stavu testovaného akumulátoru způsobeném jeho stářím.

## 5.5 Výsledky měření pomocí interního osciloskopu

Pro účely tohoto měření byl sestaven jednoduchý lineární napájecí zdroj, který se skládal pouze ze síťového transformátoru, usměrňovače a filtračního kondenzátoru, jehož kapacita  $C = 470 \mu\text{F}$ . Filtrační kondenzátor byl záměrně volen s nižší kapacitou, aby i při relativně malém proudovém zatížení bylo dobře patrné zvlnění výstupního napětí. Výstupní napětí tohoto zdroje naprázdno bylo  $U = 17,2 \text{ V}$ . Jeho časový průběh změřený pomocí interního osciloskopu je uveden na Obr. 5.4.



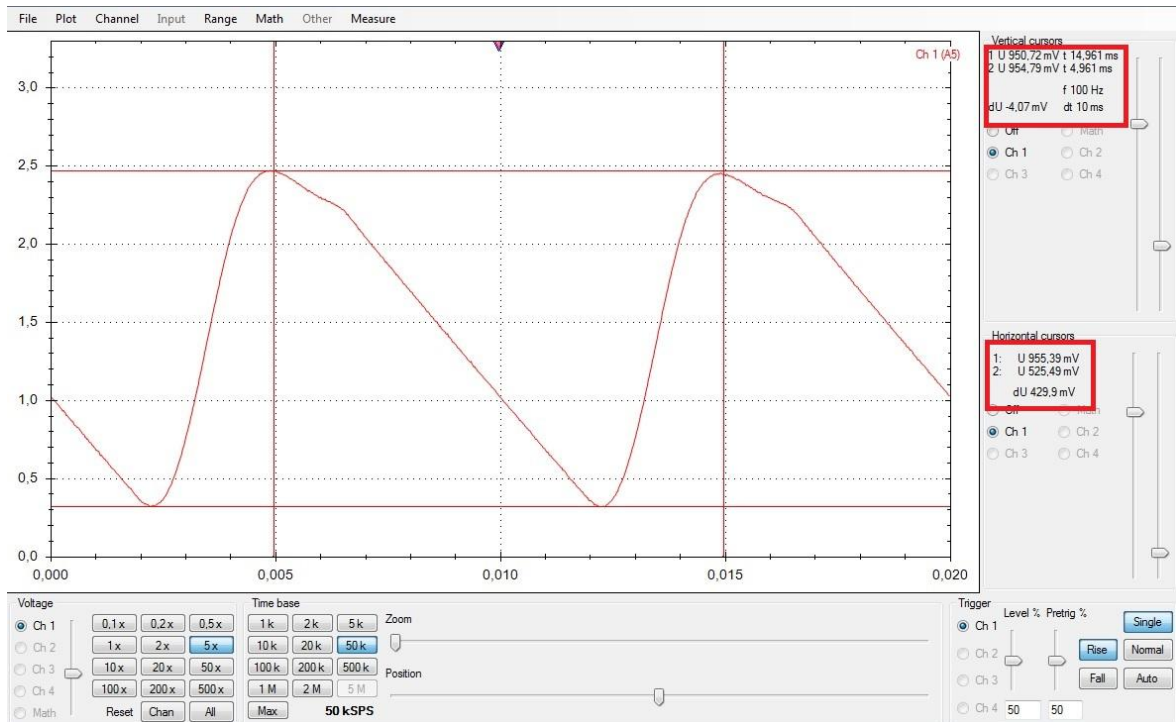
Obr. 5.4 Časový průběh výstupního napětí zdroje naprázdno

Jak bylo řečeno v podkapitole 4.2, pro získání skutečné hodnoty měřeného napětí pomocí interního osciloskopu je nutné vynásobit změřenou hodnotu napětí konstantou  $K = 17,56$ . Tato konstanta je převrácenou hodnotou dělicího poměru vstupního děliče osciloskopu (viz kapitola 2.8, rovnice 2.14). Skutečná hodnota změřeného napětí tedy je

$$U_S = K \cdot U_M = 17,56 \cdot 0,973 = 17,1 \text{ V}, \quad (5.01)$$

kde  $U_S$  je skutečná hodnota měřeného napětí a  $U_M$  je hodnota odečtená pomocí kurzoru (na Obr. 5.4 vyznačená červeným rámečkem).

Následně byl testovaný zdroj zatížen proudem  $I_z = 0,5 \text{ A}$ . Časový průběh výstupního napětí při zatížení měřený pomocí interního osciloskopu je uveden na Obr. 5.5.



Obr. 5.5 Časový průběh výstupního napětí zdroje při odběru proudu 0,5 A

Stejným způsobem jako v předchozím případě je i zde třeba provést přepočítání skutečné hodnoty změřených napětí. Skutečná maximální hodnota zvlnění napětí je

$$U_{S\_MAX} = K \cdot U_{M\_MAX} = 17,56 \cdot 0,955 = 16,77 \text{ V}, \quad (5.02)$$

kde  $U_{S\_MAX}$  je skutečná maximální hodnota zvlnění napětí a  $U_{M\_MAX}$  je hodnota odečtená pomocí kurzoru (kurzor 1).

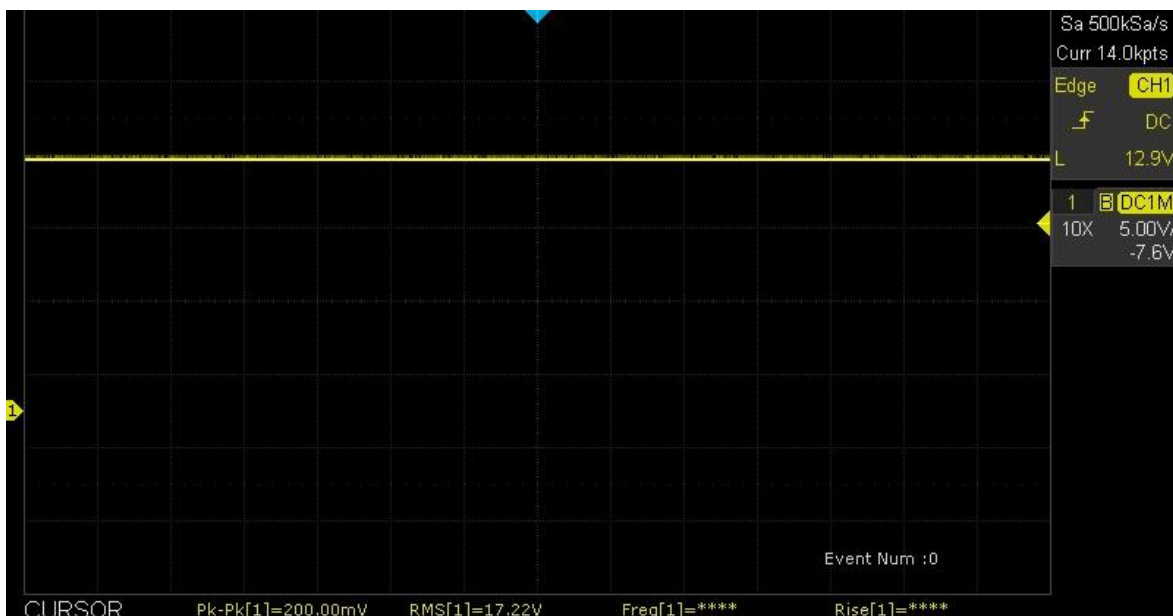
Skutečná hodnota minimálního napětí zvlnění je

$$U_{S\_MIN} = K \cdot U_{M\_MIN} = 17,56 \cdot 0,525 = 9,22 \text{ V}, \quad (5.03)$$

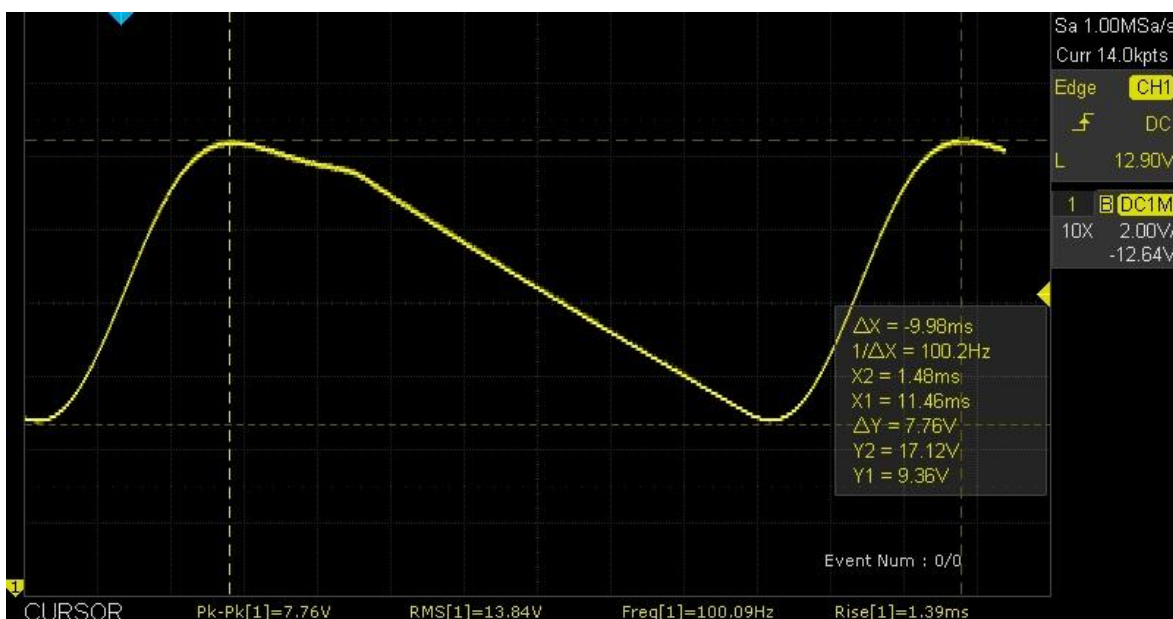
kde  $U_{S\_MIN}$  je skutečná minimální hodnota zvlnění napětí a  $U_{M\_MIN}$  je hodnota odečtená pomocí kurzoru (kurzor 2).

Rozdílové napětí zvlnění  $\Delta U = 7,55 \text{ V}$ . Kmitočet zvlnění je 100 Hz (viz Obr. 5.5, hodnoty měřené pomocí vertikálních kurzorů), což lze očekávat vzhledem k použití můstkového usměrňovače a kmitočtu sítě 50 Hz.

Stejně měření bylo provedeno i pomocí osciloskopu SIGLENT SDS 1104X-E. Výsledky měření pomocí tohoto osciloskopu jsou uvedeny na Obr. 5.6 a Obr. 5.7.



Obr. 5.6 Časový průběh výstupního napětí zdroje naprázdno měřený pomocí profesionálního osciloskopu



Obr. 5.7 Časový průběh výstupního napětí zdroje při odběru proudu 0,5 A měřený pomocí profesionálního osciloskopu

Porovnáním časových průběhů napětí naměřených pomocí interního osciloskopu zátěže s průběhy získanými profesionálním osciloskopem bylo ověřeno, že interní osciloskop plní svůj zamýšlený účel a lze s ním provádět měření výstupního napětí testovaných zdrojů.

Hodnota výstupního napětí zdroje naprázdno změřená pomocí interního osciloskopu byla  $U = 17,1 \text{ V}$  (5.01). Pomocí profesionálního osciloskopu byla naměřena hodnota výstupního napětí zdroje naprázdno  $U = 17,22 \text{ V}$  (Obr. 5.6). Po zatížení zdroje proudem  $I_z = 0,5 \text{ A}$  byla pomocí interního osciloskopu naměřena maximální hodnota zvlnění

$U_{\text{MAX}} = 16,77 \text{ V}$  (5.02) a minimální hodnota zvlnění  $U_{\text{MIN}} = 9,22 \text{ V}$  (5.03). Pomocí profesionálního osciloskopu pak byly naměřeny hodnoty  $U_{\text{MAX}} = 17,12 \text{ V}$  a  $U_{\text{MIN}} = 9,36 \text{ V}$  (Obr. 5.7).

S přihlédnutím na možnou nepřesnost způsobenou rozdílným nastavením kurzorů lze konstatovat, že hodnoty napětí změřených pomocí obou osciloskopů jsou přibližně shodné.

## Závěr

Cílem této diplomové práce bylo prostudovat možné realizace aktivních umělých zátěží, provést návrh aktivní umělé zátěže pro maximální proud 30 A, maximální napětí 30 V a s maximálním výkonem 300 W umožňující provozní režimy konstantního proudu, odporu, automatického měření zatěžovacích a vybíjecích charakteristik. Podle návrhu následně provést praktickou realizaci zátěže a měření ověřit dosažené parametry. Požadavkem na konstrukci zátěže byla mechanická odolnost a kompaktnost zhotoveného zařízení s co nejnižšími pořizovacími náklady.

Všechny body zadání byly úspěšně splněny. Nad rámec zadání byla realizovaná zátěž rozšířena ještě o provozní režim konstantního výkonu a interní osciloskop pro měření časového průběhu napětí testovaného zařízení. Odhad výsledných nákladů na zhotovení zátěže činí 16 000 Kč. Odhad však nezahrnuje náklady na práci, jako je tomu u profesionálních zátěží dostupných na trhu. Proto je výsledná cena podstatně nižší.

Výsledky simulace provedené v rámci návrhu a výsledky měření se shodují. V praktické realizaci zátěže bylo dosaženo požadované převodní charakteristiky proudové regulační smyčky pro oba rozsahy proudu. Regulační smyčka nejeví známky nestability. Rychlost odezvy na skokovou změnu požadavku proudu by však mohla být vyšší.

Porovnání přesnosti měření a nastavení parametrů zhotovené zátěže s profesionálními zátěžemi nelze provést vzhledem k použitým měřicím přístrojům, jimiž byla přesnost stanovena, jak je uvedeno v podkapitole 5.2. Dosažené přesnosti jsou však vyhovující pro účely, k jakým bude zátěž používána.

Z hlediska výkonového dimenzování je možné zátěž provozovat až do požadovaného maximálního výkonu. Kvůli vysokým pořizovacím cenám chladičů bylo nutné zvolit kompromis mezi jejich cenou a požadovanými parametry. Chlazení tedy není dostatečně dimenzováno pro dlouhodobý provoz zátěže při maximálním výkonu. Během testování byla zátěž dlouhodoběji provozována na výkonu 180 W.

U další verze zátěže by tedy bylo vhodné lépe dimenzovat chlazení. Kromě chlazení by bylo žádoucí provést lepší implementaci režimu konstantního odporu a případně doplnit i režim konstantního napětí. Dále by bylo dobré více rozvinout funkce pro dynamické testování, jež v této verzi nebyly příliš řešeny. Z hlediska přesnosti měření a nastavení by bylo vhodné implementovat interní kalibrační zdroj a provádět ukládání korekčních dat do nevolatilní paměti (například interní EEPROM paměti procesoru). Realizací vlastnoručně navržené a vyrobené zátěže a díky jejímu otestování byla prakticky ověřena možnost

výroby funkčního zařízení v "neprofesionálních" podmínkách a při minimálních nákladech, včetně zjištění časové náročnosti. Tímto byl cíl diplomové práce naplněn. V dalších verzích by pak samozřejmě bylo možné se již zaměřit na odstranění zjištěných nedostatků, osvědčené postupy použít a při štedřejším finančním rozpočtu zařízení zdokonalit.

## Literatura

- [1] *Elektrotechnická měření*. Praha : BEN, 2002. ISBN 80-7300-022-9.
- [2] *Reostat 33 Ω, 3,1 A*. [Online] [Citace: 23. březen 2024.] Dostupné z: [https://www.conatex.cz/media/manuals/BACS/BACS\\_2004036.pdf](https://www.conatex.cz/media/manuals/BACS/BACS_2004036.pdf).
- [3] HAMMERBAUER, J. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Plzeň : Západočeská Univerzita, FEL, 1996. ISBN 80-7082-411-5.
- [4] KEYSIGHT. *Electronic Load Fundamentals*. [Online] 2022. [Citace: 21. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06481/white-papers/5992-3625.pdf>.
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. Praha : BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-901984-3-0.
- [6] WILLIAMS, J. *A close-loop wideband 100A active load*. [Online] 2011. [Citace: 23. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an133f.pdf>.
- [7] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 2.díl Polovodičové prvky a elektronky*. Praha : BEN - odborná literatura, 2007. ISBN 80-7300-161-2.
- [8] VOBECKÝ, J. a ZÁHLAVA, V. *Elektronika: součástky a obvody, principy a příklady*. 3., rozš. vyd. Praha: Grada, 2005. ISBN 80-247-1241-5.
- [9] STACH, Jan. *Výkonové tranzistory v nízkofrekvenčních obvodech*. Praha : SNTL, 1979.
- [10] VRBA, K. a MIŠUREC, J. *Technika analogových obvodů*. [Online] 2020. [Citace: 25. březen 2024.] Dostupné z: <https://dspace.vut.cz/server/api/core/bitstreams/6608e674-d804-4dea-9659-8d17a86b958b/content>.
- [11] BROWN, M. *Power Supply Cookbook*. [Online] 2001. [Citace: 24. březen 2024.] Dostupné z: <https://pwrelectronic.files.wordpress.com/2010/06/power-supply-cookbook.pdf>.
- [12] *Katalogový list IRFP7718*. [Online] 2015. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/c1c02ce88b96a39592a5f628631397d5/IRFP7718PBF.pdf>.
- [13] ONSEMI. *Thermal Stability of MOSFETs*. [Online] 2014. [Citace: 27. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8199-D.PDF>.
- [14] *Elektronická laboratorní zátěž ITECH IT8513C+*. [Online] [Citace: 28. březen 2024.] Dostupné z: [https://www.hotair.cz/detail/laboratorni-zdroje/zateze-elektronicke/elektronicka-laboratorni-zatez-itech-it8513c-dc-120v-120a-600w.html?gmc&gad\\_source=1&gclid=Cj0KCQjwqpSwBhClARIsADIZ\\_TmB66TM5tTnFE4wZwc7LxqXJqm1uncbQU30GwbvfGgqoUVyeteSRd8aAk\\_F](https://www.hotair.cz/detail/laboratorni-zdroje/zateze-elektronicke/elektronicka-laboratorni-zatez-itech-it8513c-dc-120v-120a-600w.html?gmc&gad_source=1&gclid=Cj0KCQjwqpSwBhClARIsADIZ_TmB66TM5tTnFE4wZwc7LxqXJqm1uncbQU30GwbvfGgqoUVyeteSRd8aAk_F).
- [15] *DC Programmable Electronic Loads IT8500plus Series User Manual*. [Online] 2018. [Citace: 28. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.itechate.com/uploadfiles/2019/06/201906211049264926.pdf>.
- [16] *BK8500B*. [Online] [Citace: 28. březen 2024.] Dostupné z: [https://www.tme.eu/cz/details/bk8500b/elektronicke-zateze/b-k-precision/?brutto=1&currency=CZK&gad\\_source=1&gclid=Cj0KCQjwqpSwBhClARIsADIZ\\_TksVKGyqqAicXZXEyAmVXe9j65H19NuO95VKX-HbGO5\\_5KJo272IycaAoufEALw\\_wcB](https://www.tme.eu/cz/details/bk8500b/elektronicke-zateze/b-k-precision/?brutto=1&currency=CZK&gad_source=1&gclid=Cj0KCQjwqpSwBhClARIsADIZ_TksVKGyqqAicXZXEyAmVXe9j65H19NuO95VKX-HbGO5_5KJo272IycaAoufEALw_wcB).



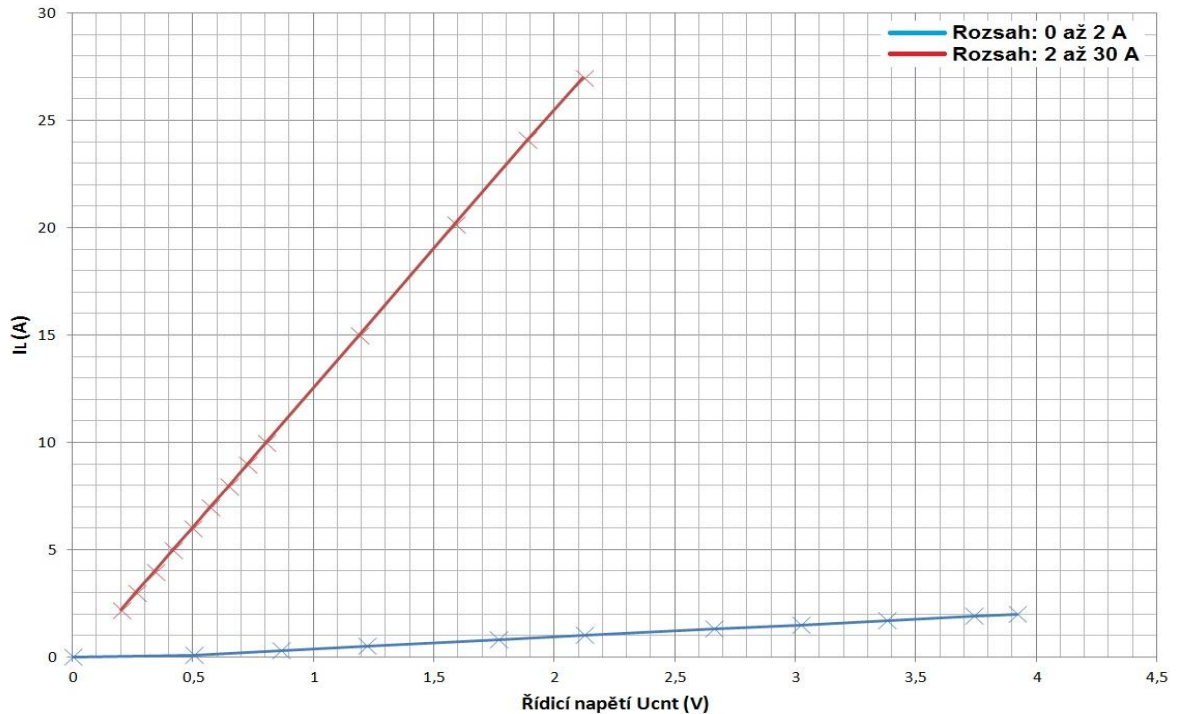
- [17] *DC Electronic Loads 8500B Series*. [Online] 2019. [Citace: 28. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/cacae91fe11aaa455b1f326b5c2d4860/BK8500B.pdf>.
- [18] LD Series Electronic DC Loads. [Online] [Citace: 28. březen 2024.] Dostupné z: <https://docs.rs-online.com/87f5/0900766b8135a52b.pdf>.
- [19] *Katalogový list APT20M11JVR*. [Online] [Citace: 30. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/1838e8ba692bb99b45e9237834b00020/APT20M11JVR.pdf>.
- [20] *Katalogový list IXTH80N075L2*. [Online] [Citace: 30. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/ixth80n075l2/tranzistory-s-kanalem-n-tht/ixys/>.
- [21] *Katalogový list FES16BT-E3/45*. [Online] [Citace: 31. březen 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/fes16bt/univerzalni-diody-tht/vishay/fes16bt-e3-45/>.
- [22] *Katalogový list SMCJ188CA*. [Online] [Citace: 31. březen 2024.] Dostupné z: [https://www.tme.eu/Document/2737a373844c20f87b425f70dd47569e/smcjA-CA\\_ser.pdf](https://www.tme.eu/Document/2737a373844c20f87b425f70dd47569e/smcjA-CA_ser.pdf).
- [23] *Katalogový list R40N-3011-85-1012*. [Online] [Citace: 1. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/r40n3011851012/vykonova-elektromagneticka-rele/relpol/r40n-3011-85-1012/>.
- [24] *Katalogový list OAR5R050FLF*. [Online] [Citace: 1. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/oar5r050flf/vykonne-rezistory/tt-electronics/>.
- [25] *Katalogový list OP27*. [Online] [Citace: 2. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/cb37c000803c84f576c78ef443341db9/op27epz.pdf>.
- [26] *Katalogový list SD05C*. [Online] [Citace: 2. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/sd05c.tct/transil-diody-obousmerne-smd/semtech/>.
- [27] *Katalogový list MCP4921/4922*. [Online] [Citace: 6. duben 2024.] Dostupné z: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21897B.pdf>.
- [28] *Katalogový list TS5205*. [Online] [Citace: 6. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.mouser.com/datasheet/2/395/TS5205\\_I15-1115465.pdf](https://www.mouser.com/datasheet/2/395/TS5205_I15-1115465.pdf).
- [29] *Katalogový list MCP1541*. [Online] [Citace: 8. duben 2024.] Dostupné z: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21653c.pdf>.
- [30] STRAŠIL, I. *Přesná elektronická zátěž*. [Online] 2008. [Citace: 7. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.yumpu.com/xx/document/view/16449377/presna-elektronicka-zatez-ivo-strasil>.
- [31] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 6.díl Kmitočtové filtry, generátory signálů a převodníky dat*. Praha : BEN - technická literatura, 2009. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [32] *Katalogový list MCP3550*. [Online] [Citace: 7. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.tme.eu/Document/61d1c868ed91cb1099a77805560de6ec/MCP3550-50E\\_SN.pdf](https://www.tme.eu/Document/61d1c868ed91cb1099a77805560de6ec/MCP3550-50E_SN.pdf).
- [33] *Katalogový list ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P\_Data sheet*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU08/ProductDocuments/DataSheets/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328-P-DS-DS40002061B.pdf>.
- [34] *Katalogový list STM32L010C6*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stm32l010c6-1760926.pdf>.
- [35] *Katalogový list PCF8574*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/PCF8574\\_PCF8574A.pdf](https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/PCF8574_PCF8574A.pdf).

- [36] Texas\_Instruments. *A Basic Guide to I2C*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa565/sbaa565.pdf?ts=1712635876943>.
- [37] I-TEC. *USB*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://i-tec.pro/usb/>.
- [38] MATOUŠEK, D. *USB PRAKTICKY s obvody FTDI*. Praha : BEN - technická literatura, 2003. ISBN 80-7300-103-9.
- [39] KABASI. *Proč Je Charakteristická Impedance USB 90 Ohms?* [Online] 2021. [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://cz.kbs-connector.com/news/why-is-the-characteristic-impedance-of-usb-42502150.html>.
- [40] *Katalogový list FT2232*. [Online] [Citace: 9. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/80a7b330537d6d3474d253e37f85f4f9/ft2232h.pdf>.
- [41] *Katalogový list PGB1010603MR*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/pgb1010603mr/smd-bleskojistky/littelfuse/>.
- [42] *Katalogový list LD1117A*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/ld1117as33/stabilizatory-napeti-neregulovane-ldo/stmicroelectronics/ld1117as33tr/>.
- [43] *Katalogový list 93LC56BT*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.tme.eu/cz/details/93lc56bt-i\\_ot/pameti-eeeprom-seriove/microchip-technology/](https://www.tme.eu/cz/details/93lc56bt-i_ot/pameti-eeeprom-seriove/microchip-technology/).
- [44] DOUG, P. *Galvanické oddělení napájení a dat USB*. [Online] 2021. [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/galvanicke-oddeleni-napajeni-a-dat-usb.html>.
- [45] *Katalogový list 6N137*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/586d799fcd15fd979ca88bad731aa32a/6N137SM-ISO.pdf>.
- [46] *Katalogový list TC74*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.tme.eu/Document/293fcd2c6f432e7bd258656c97d9b1b8/tc74\\_new.pdf](https://www.tme.eu/Document/293fcd2c6f432e7bd258656c97d9b1b8/tc74_new.pdf).
- [47] *Katalogový list P82B96*. [Online] [Citace: 10. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/71a9aa14de9dc59baffc455b8858ae1c/P82B96TD.pdf>.
- [48] *Katalogový list QW - 01*. [Online] [Citace: 11. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/qw-01/membranove-klavesnice/qwerty/>.
- [49] *Katalogový list ST7920*. [Online] [Citace: 11. duben 2024.] Dostupné z: [https://www.waveshare.com/datasheet/LCD\\_en\\_PDF/ST7920.pdf](https://www.waveshare.com/datasheet/LCD_en_PDF/ST7920.pdf).
- [50] *Katalogový list 34348-OP*. [Online] [Citace: 11. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.mpja.com/download/34348opdata.pdf>.
- [51] Katedra měření ČVUT. *LEO - Little Embedded Oscilloscope*. [Online] [Citace: 11. duben 2024.] Dostupné z: <https://embedded.fel.cvut.cz/platformy/leo>.
- [52] FISCHER, J. *LEO - Little Embedded Oscilloscope - prezentace a ukázka*. [Online] 2019. [Citace: 11. duben 2024.] Dostupné z: [https://embedded.fel.cvut.cz/sites/default/files/platformy/LEO\\_Soubory/Seminar\\_skoly\\_2016\\_11\\_25\\_LEO\\_13\\_reduk\\_\\_\\_ETC.pdf](https://embedded.fel.cvut.cz/sites/default/files/platformy/LEO_Soubory/Seminar_skoly_2016_11_25_LEO_13_reduk___ETC.pdf).
- [53] FUKÁTKO, T. a FUKÁTKO, J. *Teplo a chlazení v elektronice*. Praha : BEN - odborná literatura, 2006. ISBN 80-7300-199-3.

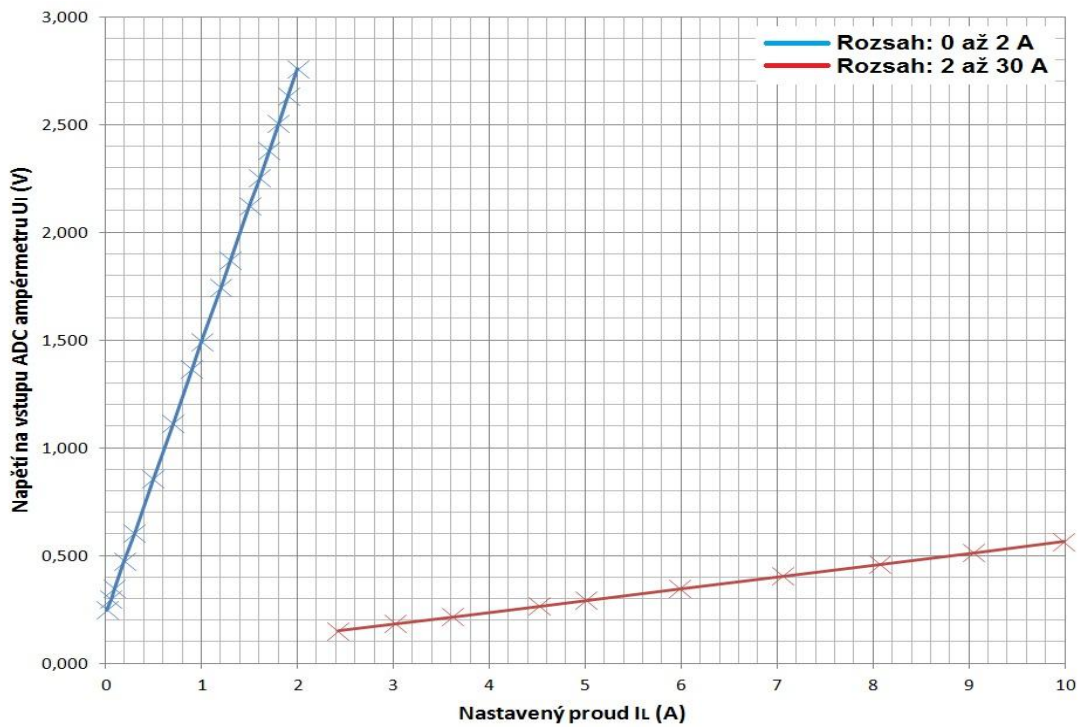
- [54] *Katalogový list LAM 5K 150 12*. [Online] [Citace: 13. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/e004df33b5aa3ef3f76bb6c99ac7cf68/LAM%205K%20150%2012V.PDF>.
- [55] *Katalogový list MF50151VX-1000U-A99*. [Online] [Citace: 13. duben 2024.] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/mf50151vx-a99-a/ventilatory-dc-12v/sunon/mf50151vx-1000u-a99/>.
- [56] ZÁHLAVA, V. *Návrh a konstrukce DPS*. Praha : BEN - odborná literatura, 2010. ISBN 978-80-7300-226-4.
- [57] JLCPCB. *Multilayer high precision PCB's with impedance control*. [Online] [Citace: 14. duben 2024.] Dostupné z: <https://jlcpcb.com/impedance>.
- [58] BRICHTA, J. *Víceúrovňový napájecí zdroj*. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce: Zdeněk Kubík.

## Přílohy

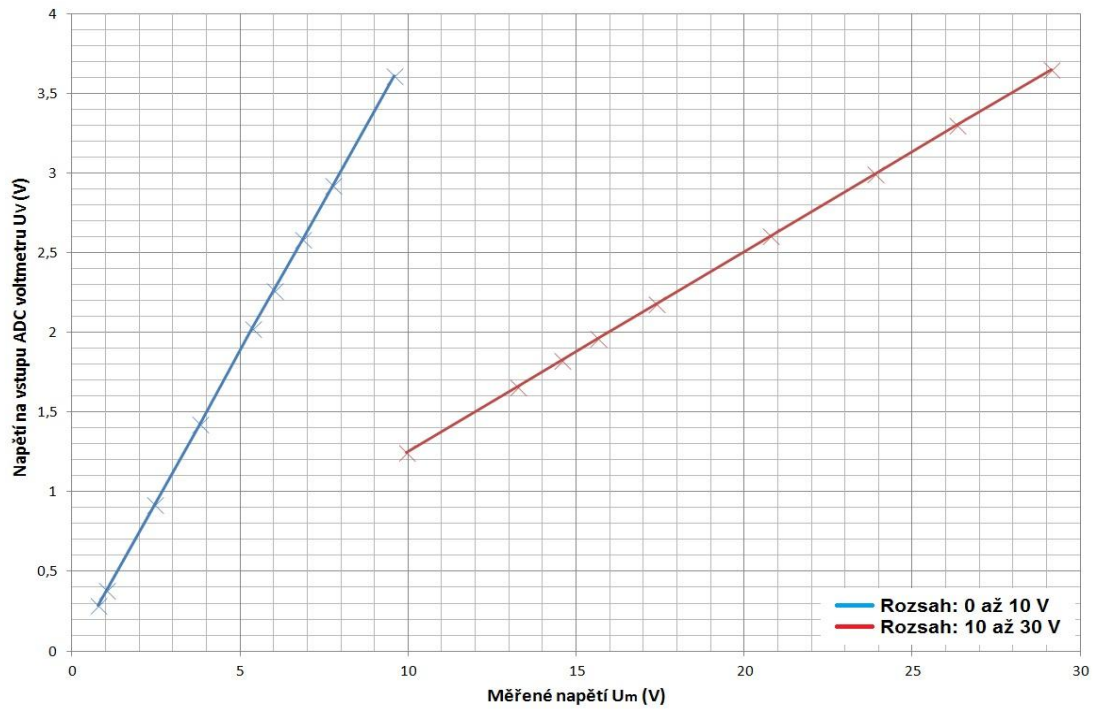
### Příloha A Výsledky měření



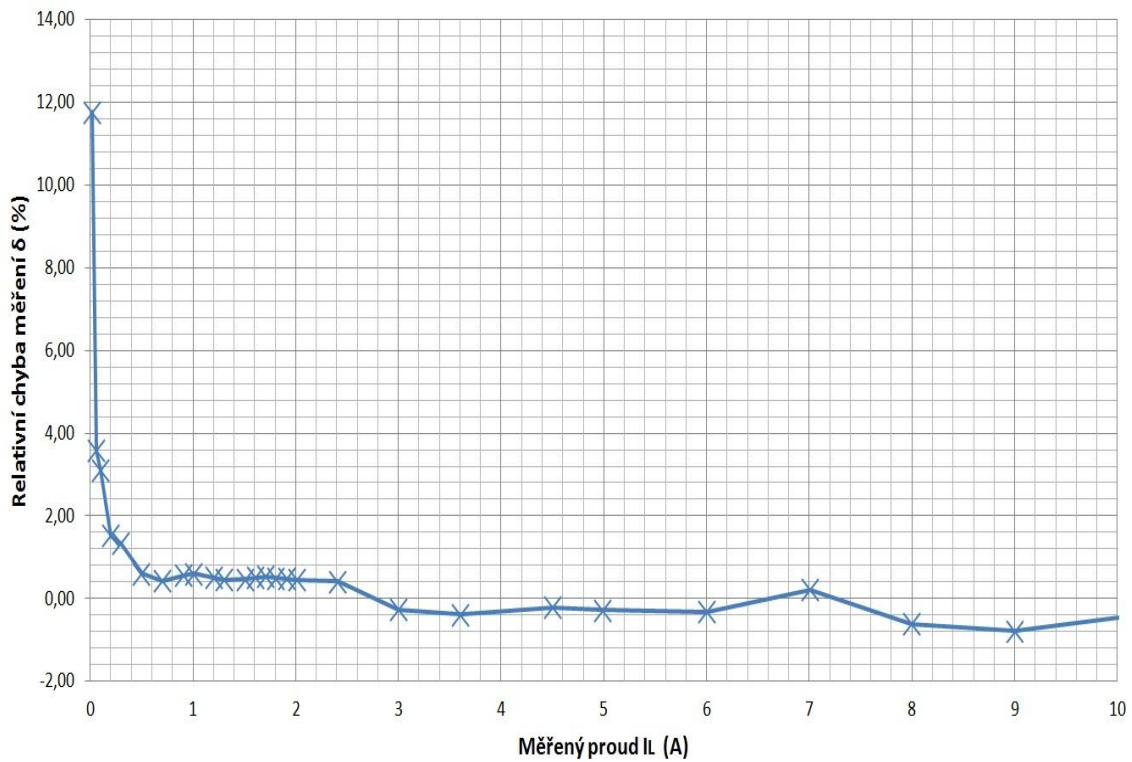
Převodní charakteristika proudové regulační smyčky pro rozsah proudu 0 až 2 A (modrá) a 2 až 30 A (červená)



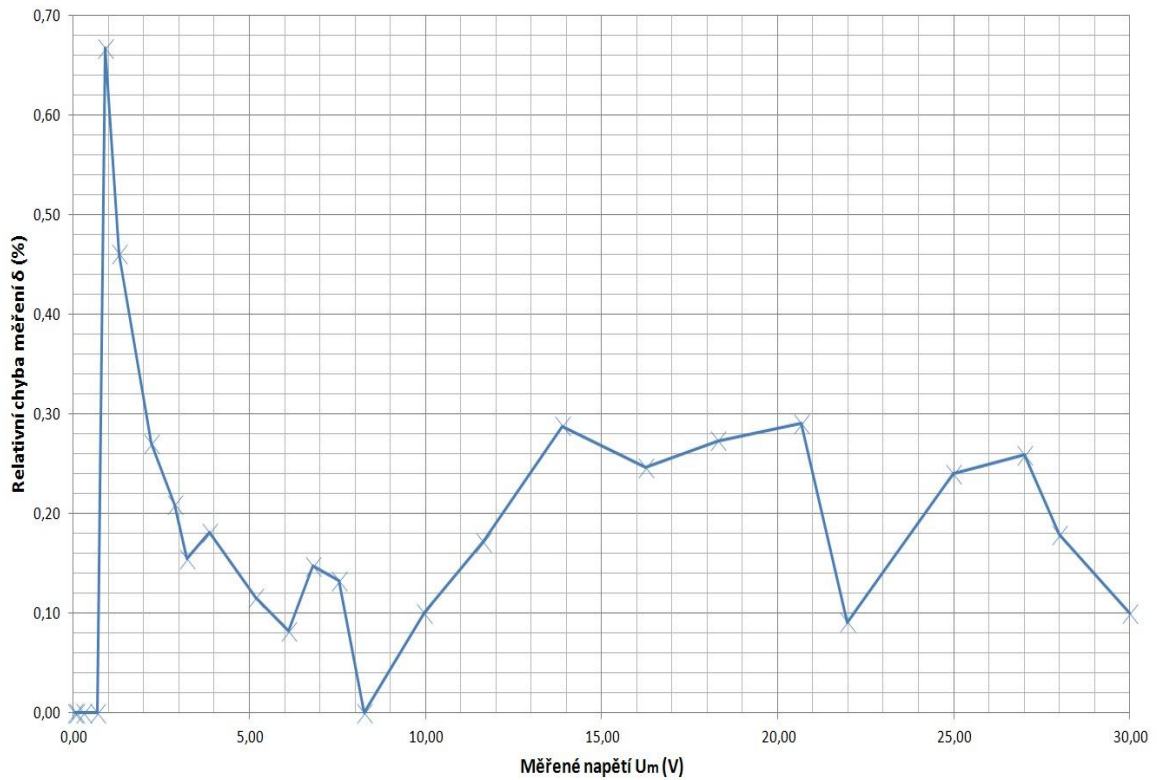
Převodní charakteristika obvodu ampérmetru pro rozsah proudu 0 až 2 A (modrá) a 2 až 30 A (červená)



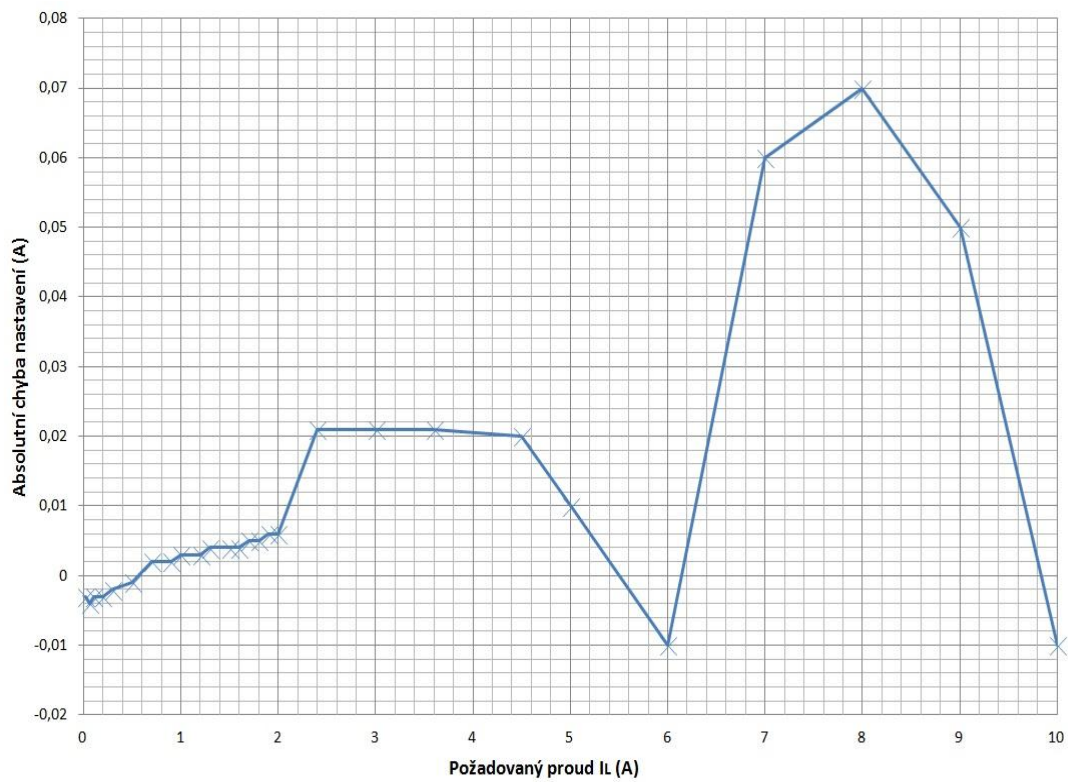
Převodní charakteristika obvodu voltmetru pro rozsah napětí 0 až 10 V (modrá) a 10 až 30 V (červená)



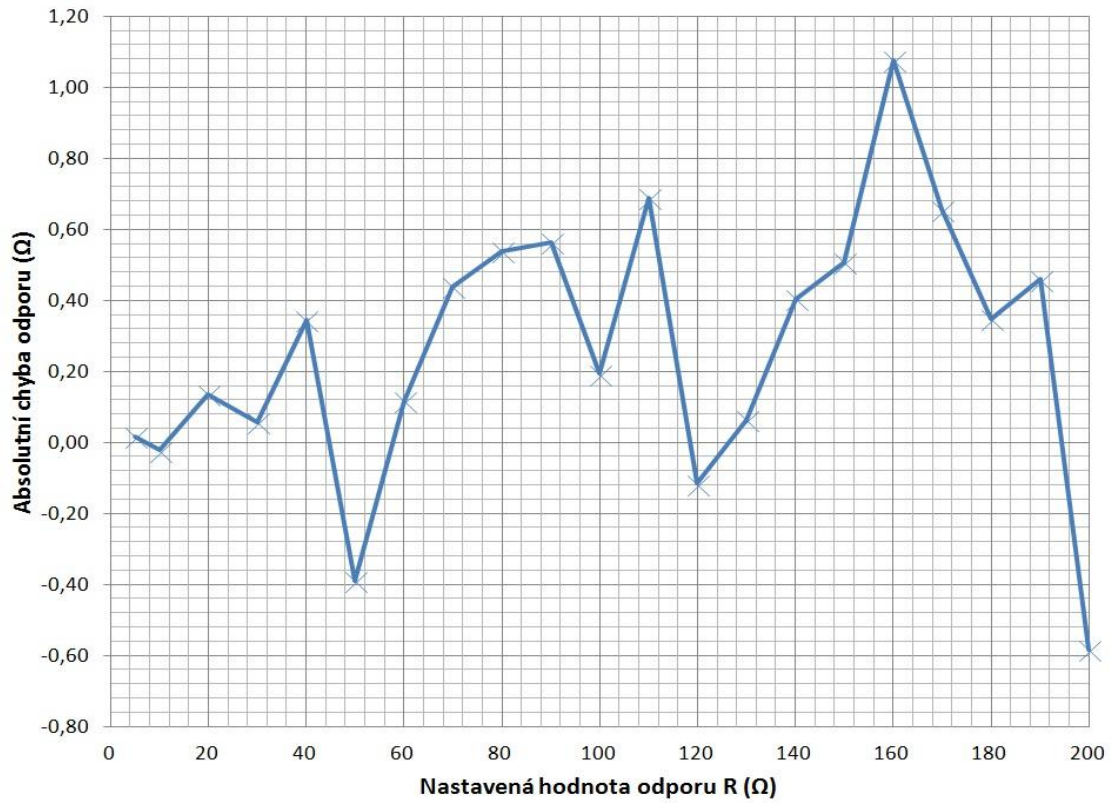
Průběh relativní chyby měření proudu



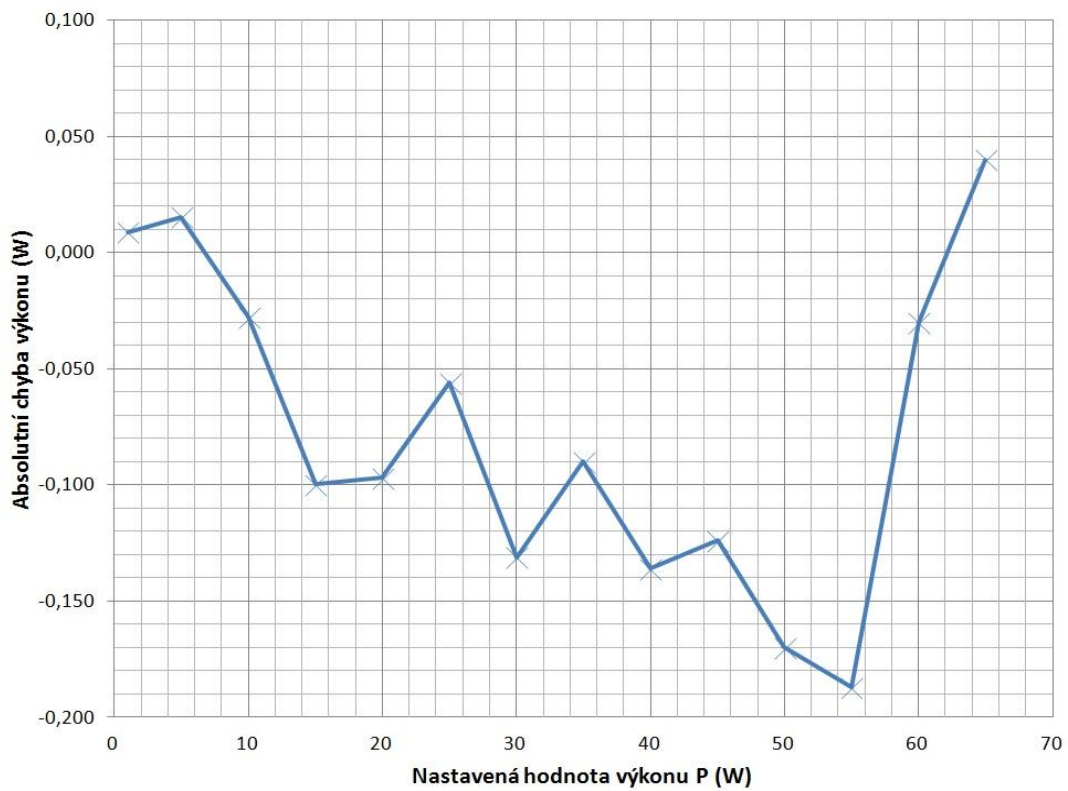
*Průběh relativní chyby měření napětí*



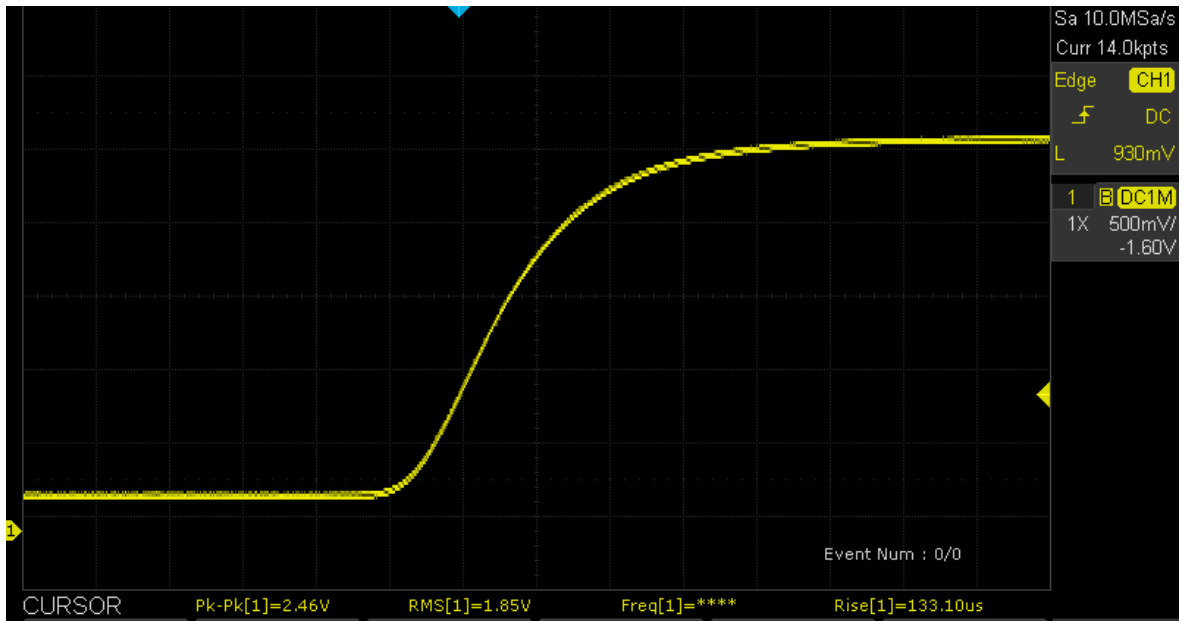
*Průběh absolutní chyby nastavení proudu v režimu CC*



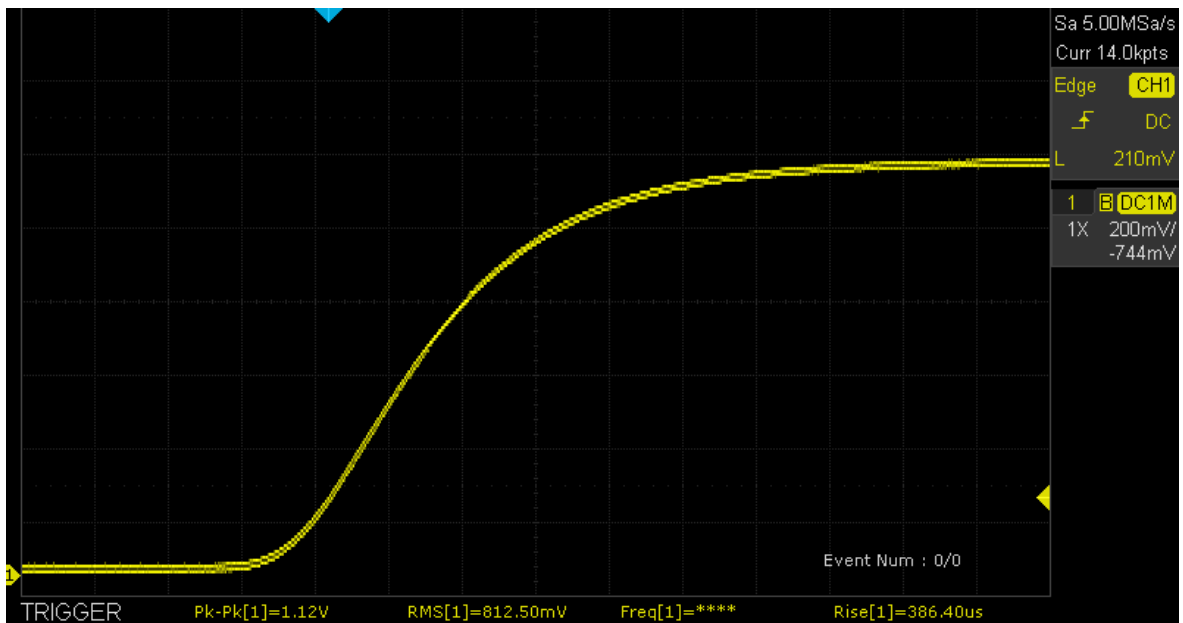
*Průběh absolutní chyby nastavení odporu v režimu CR*



*Průběh absolutní chyby nastavení výkonu v režimu CP*



Časový průběh odezvy na skokový požadavek proudu (požadovaný proud: 1,7 A)

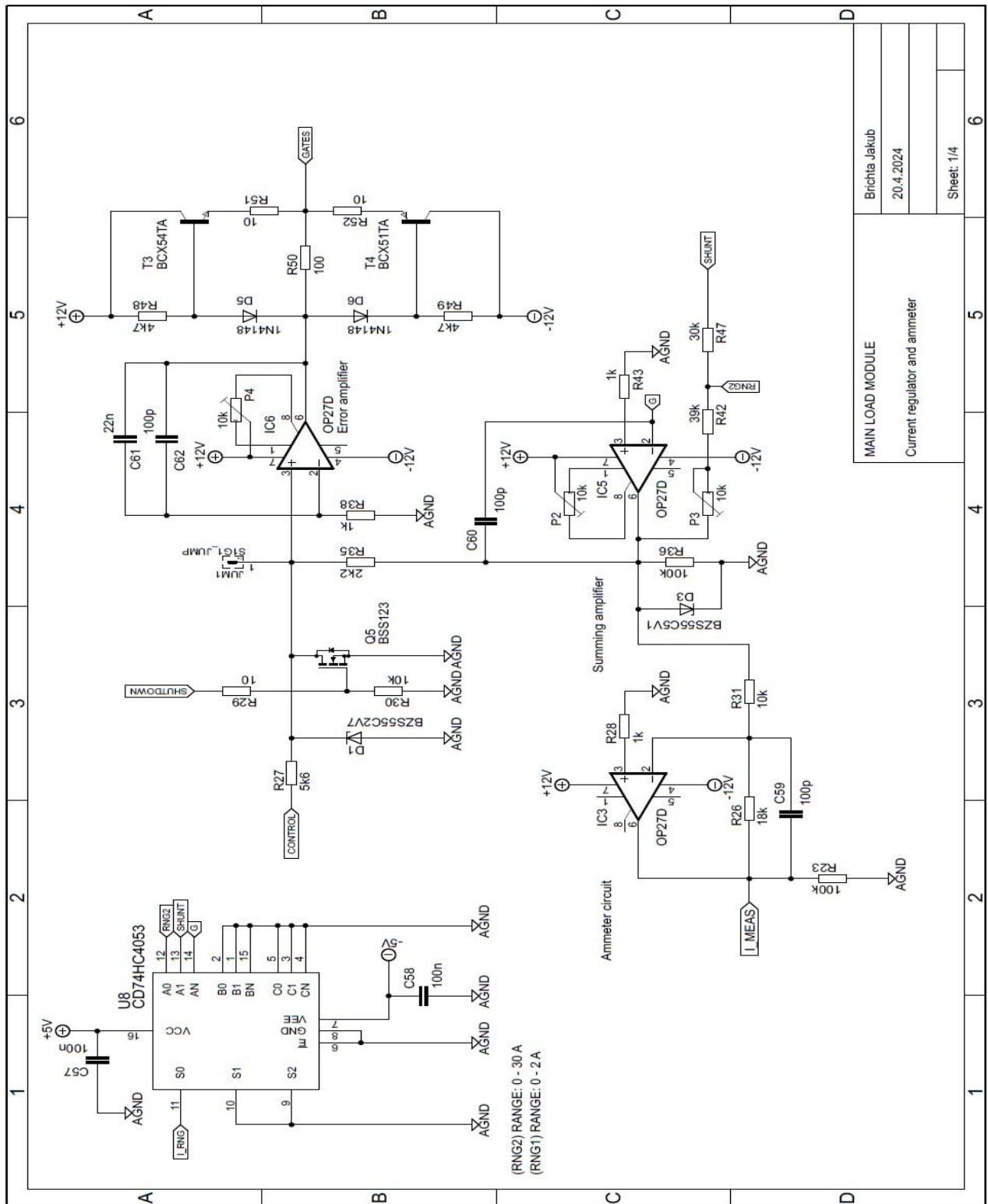


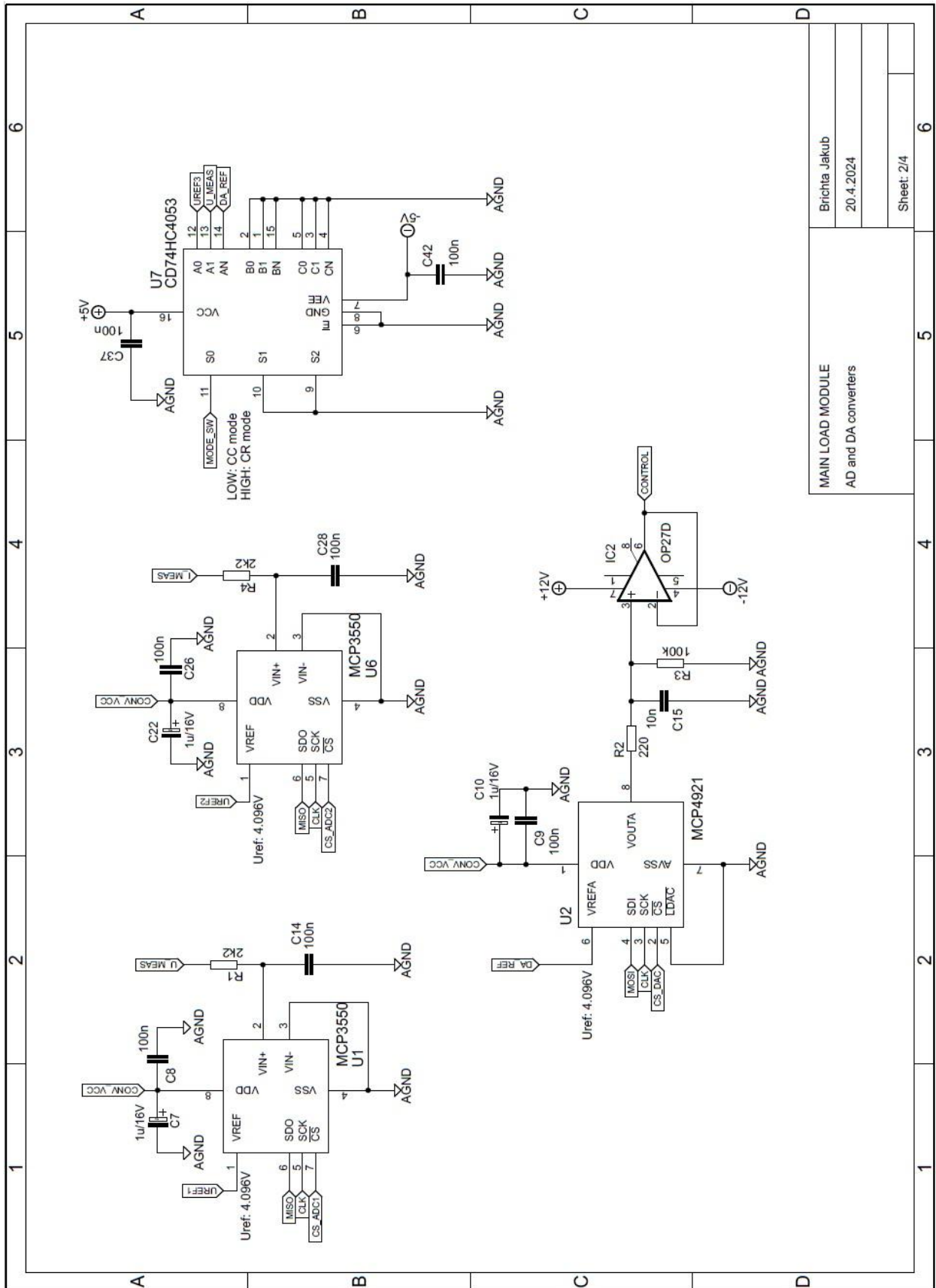
Časový průběh odezvy na skokový požadavek proudu (požadovaný proud: 20 A)



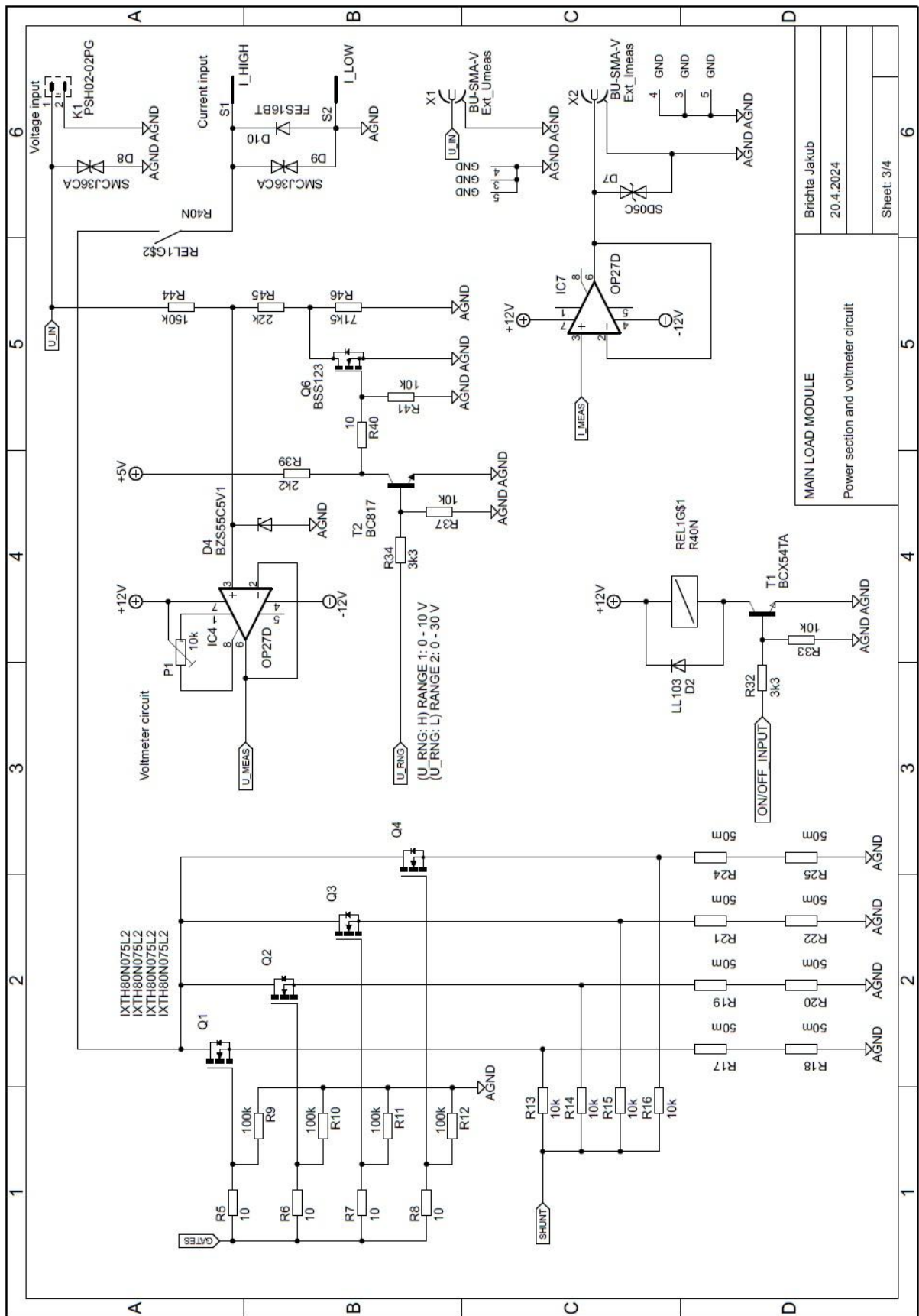
## Příloha B Schéma zapojení jednotlivých modulů

### B.1 Schéma zapojení hlavního modulu zátěže

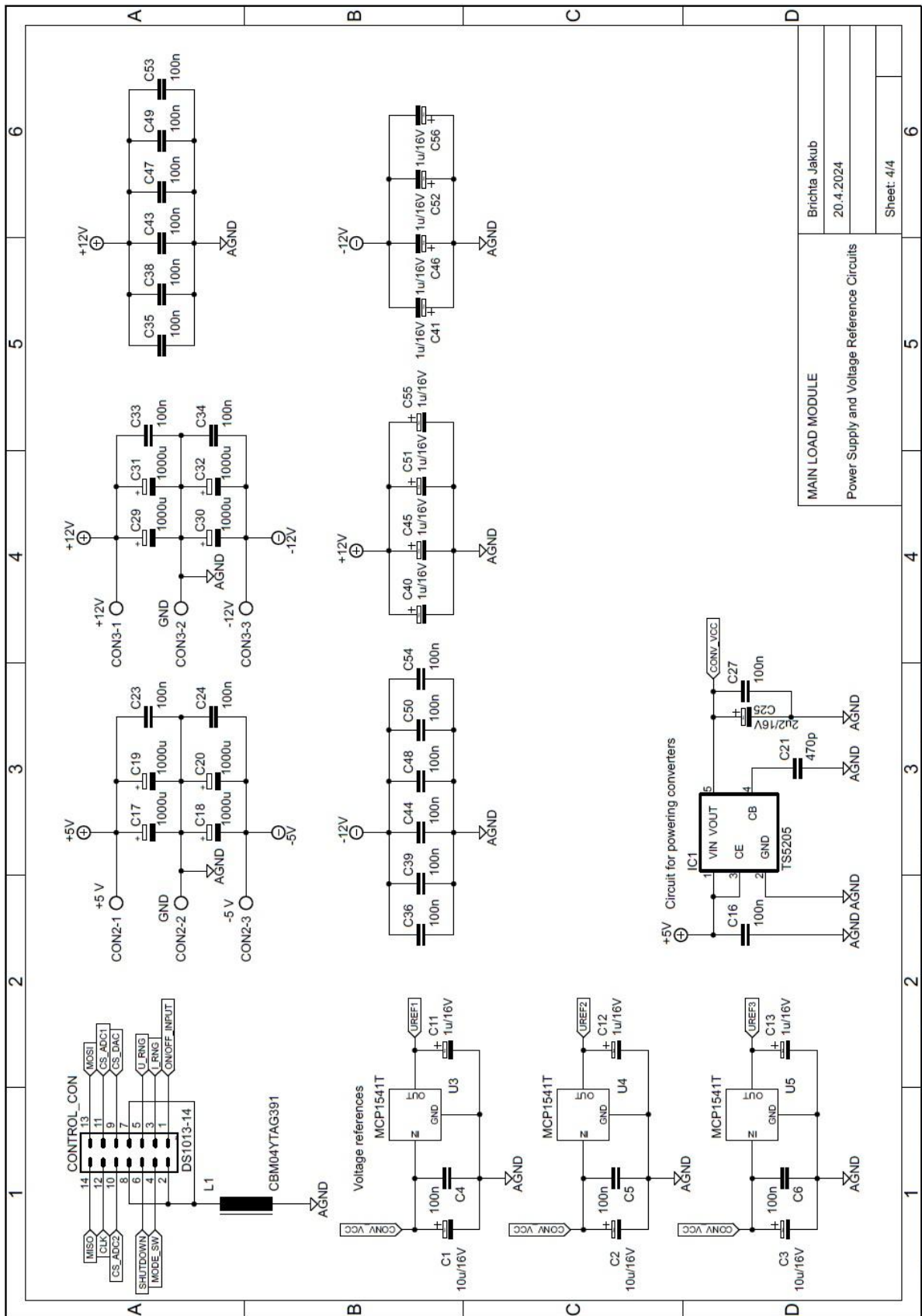




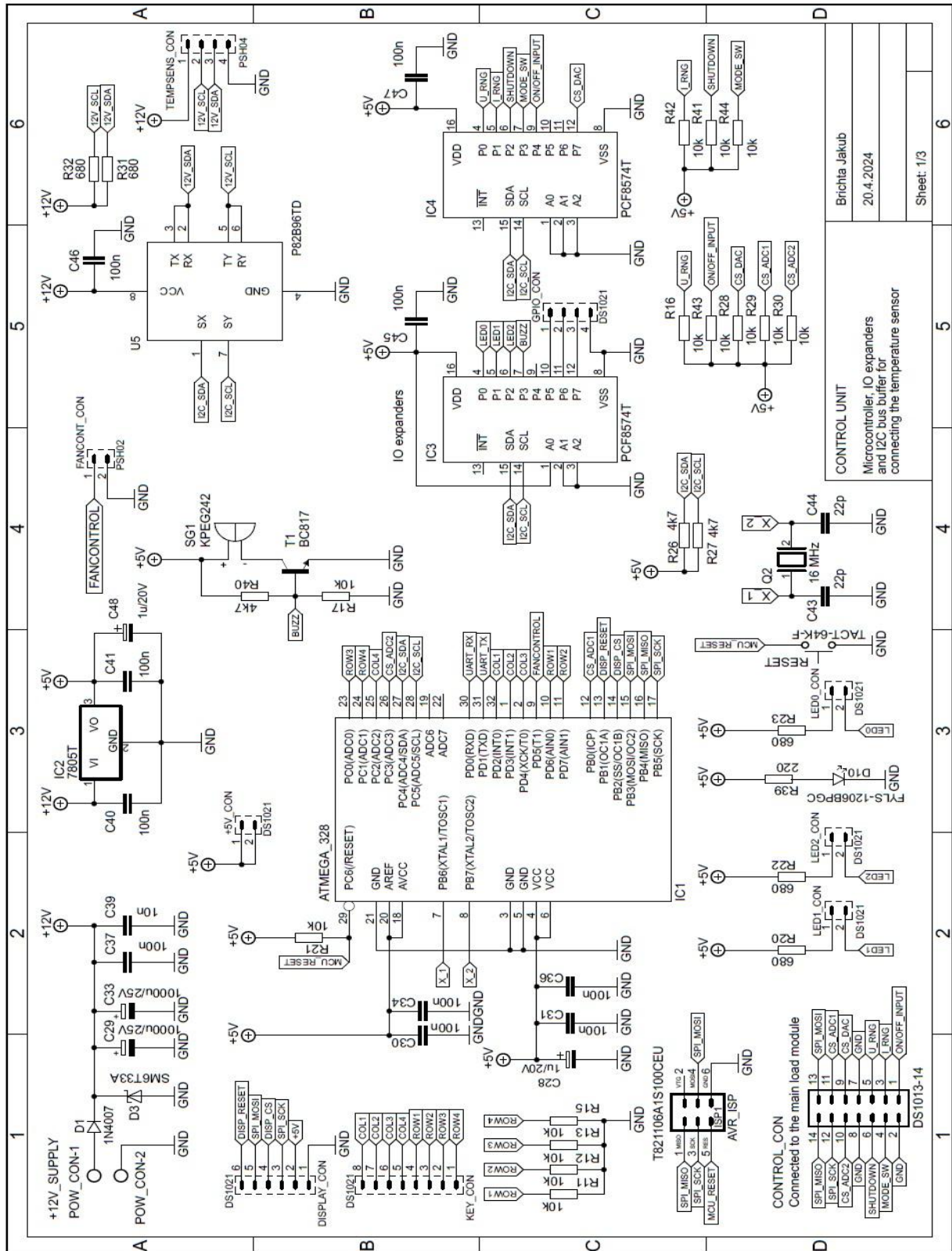
MAIN LOAD MODULE	
AD and DA converters	
Brichta Jakub	6
20.4.2024	6
Sheet: 2/4	6



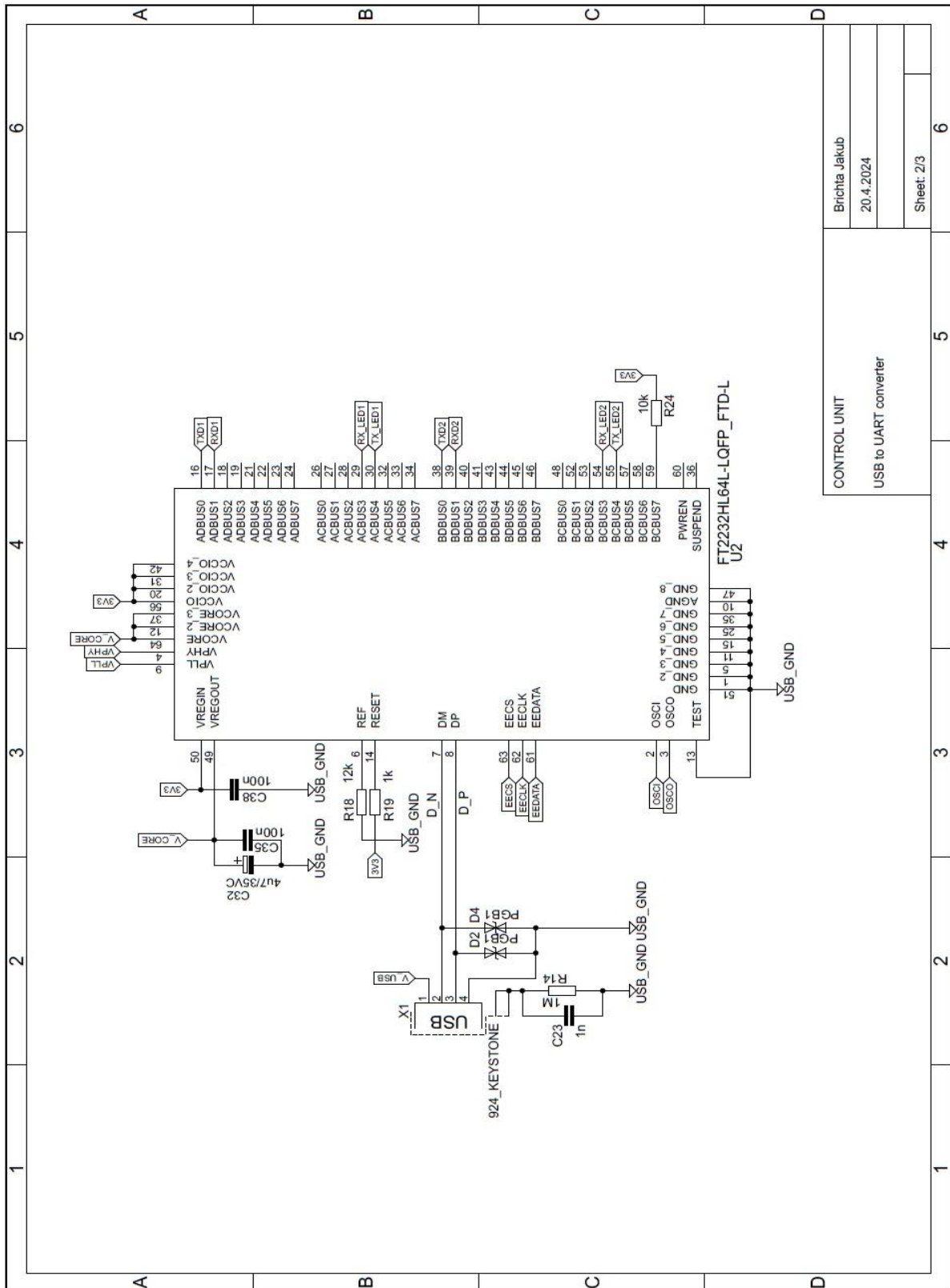
Brichta Jakub	
20.4.2024	
Sheet: 3/4	

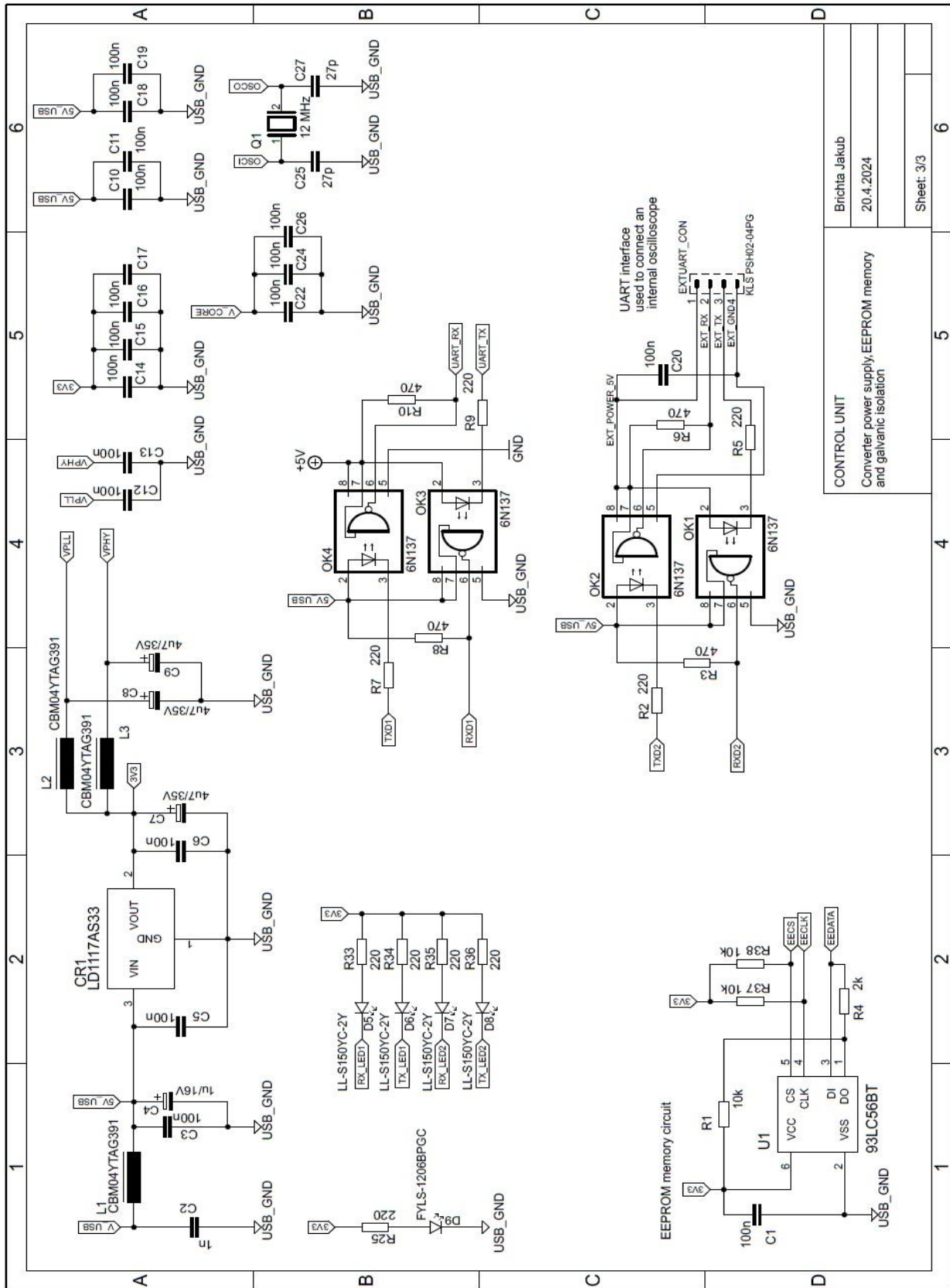


### B.2 Schéma zapojení řídicí jednotky zátěže



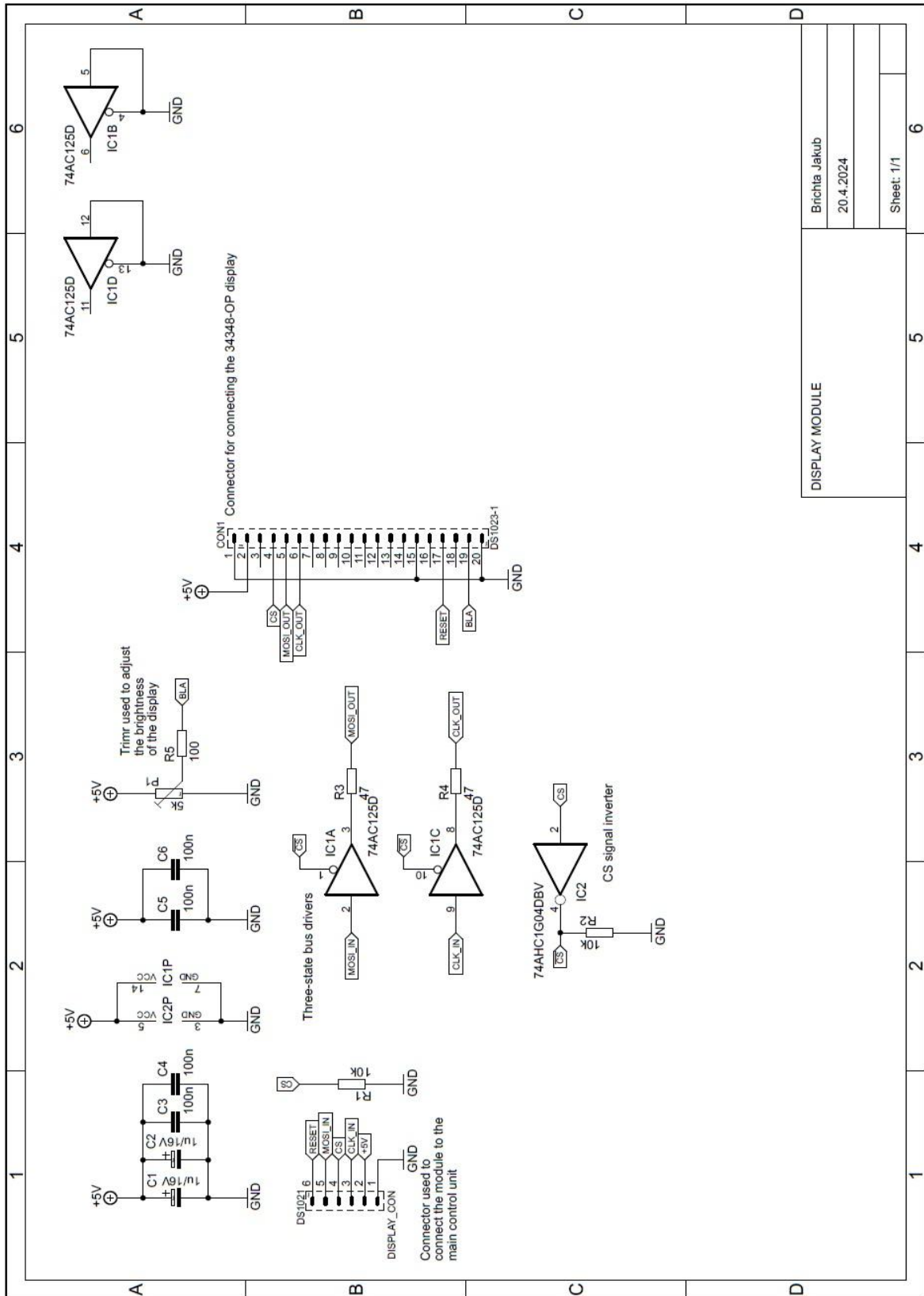
Brichta Jakub  
 20.4.2024  
 Sheet: 1/3





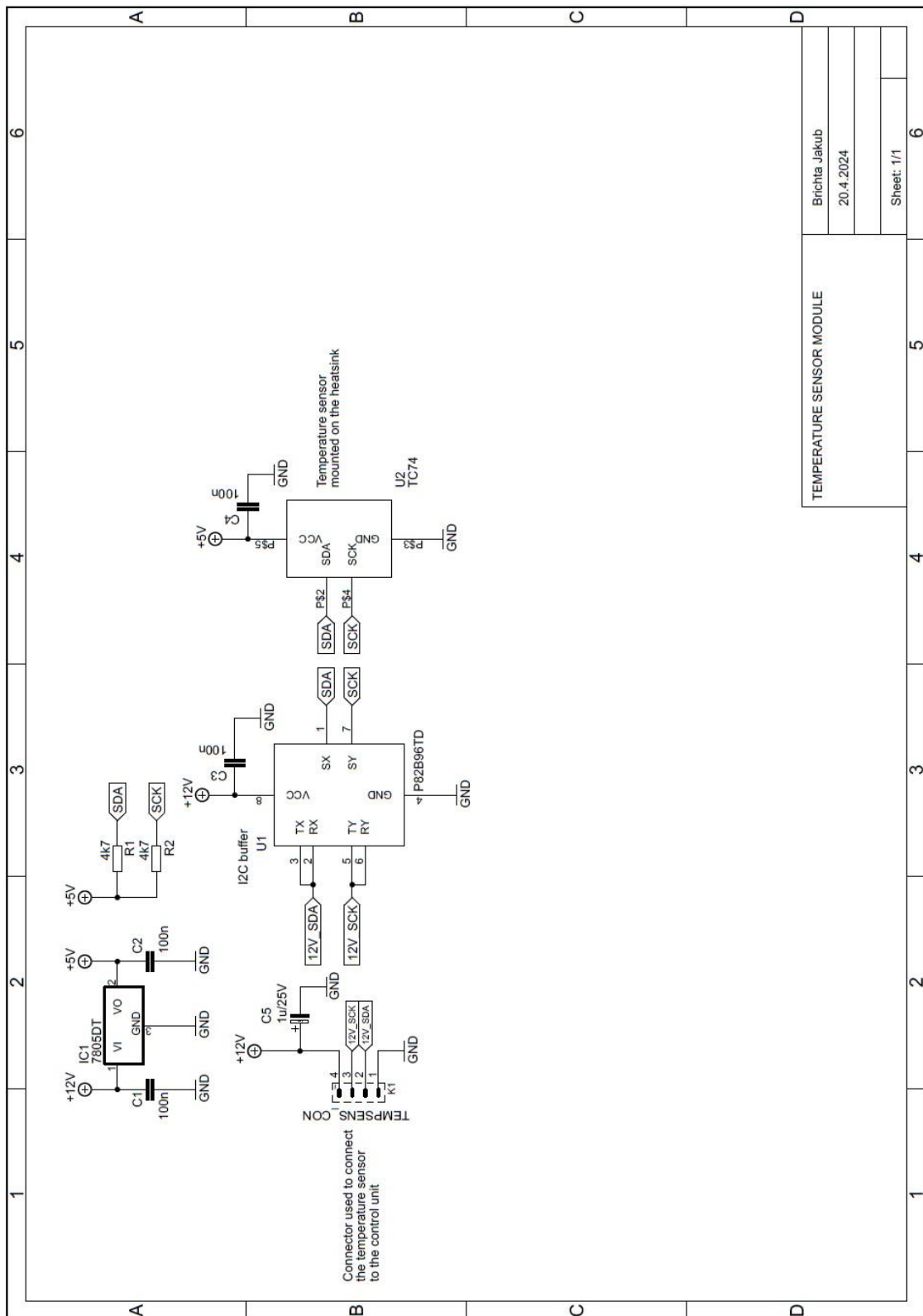
CONTROL UNIT	
Converter power supply,EEPROM memory and galvanic isolation	
Brichta Jakub	6
20.4.2024	5
Sheet: 3/3	4

### B.3 Schéma zapojení modulu displeje

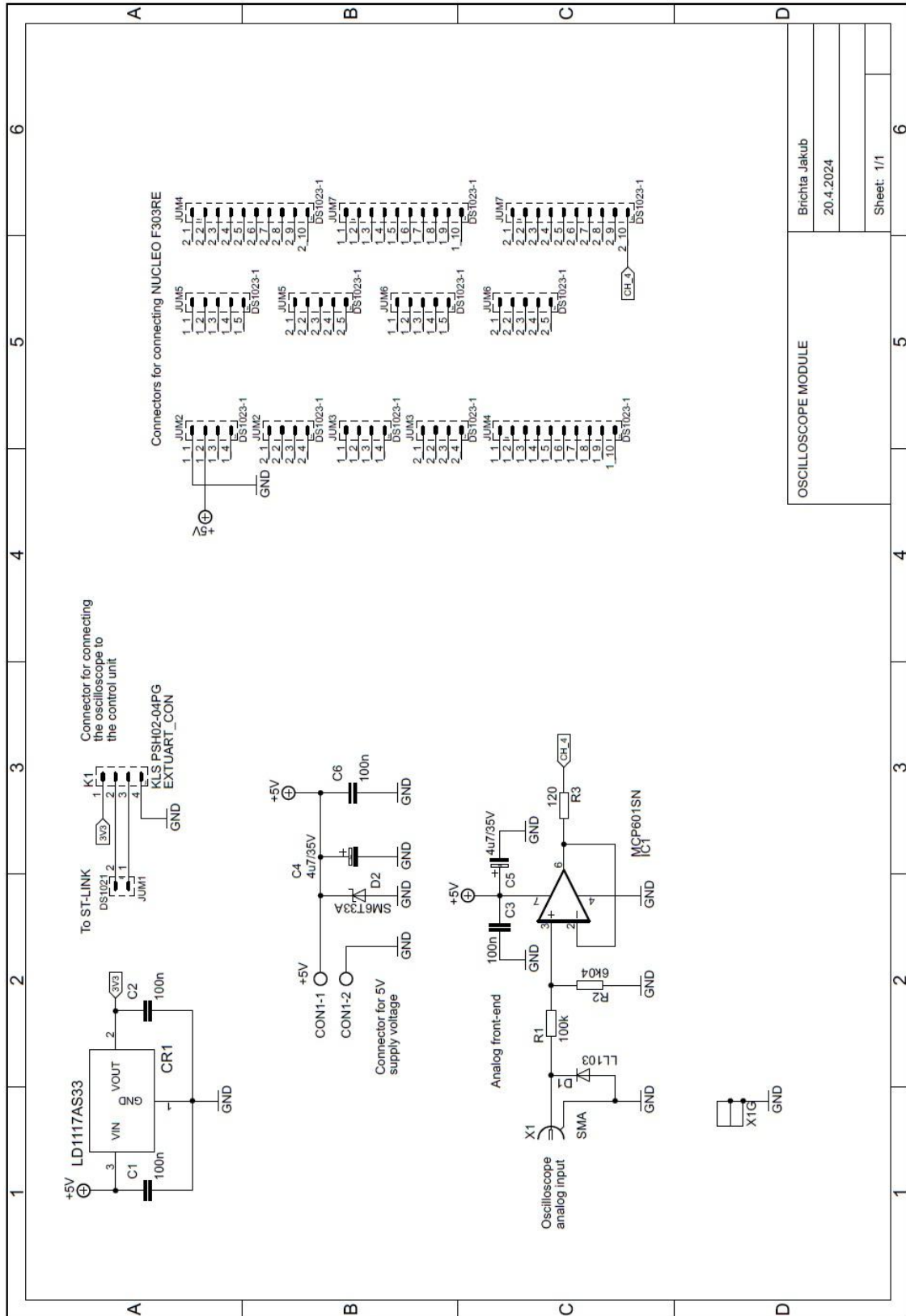




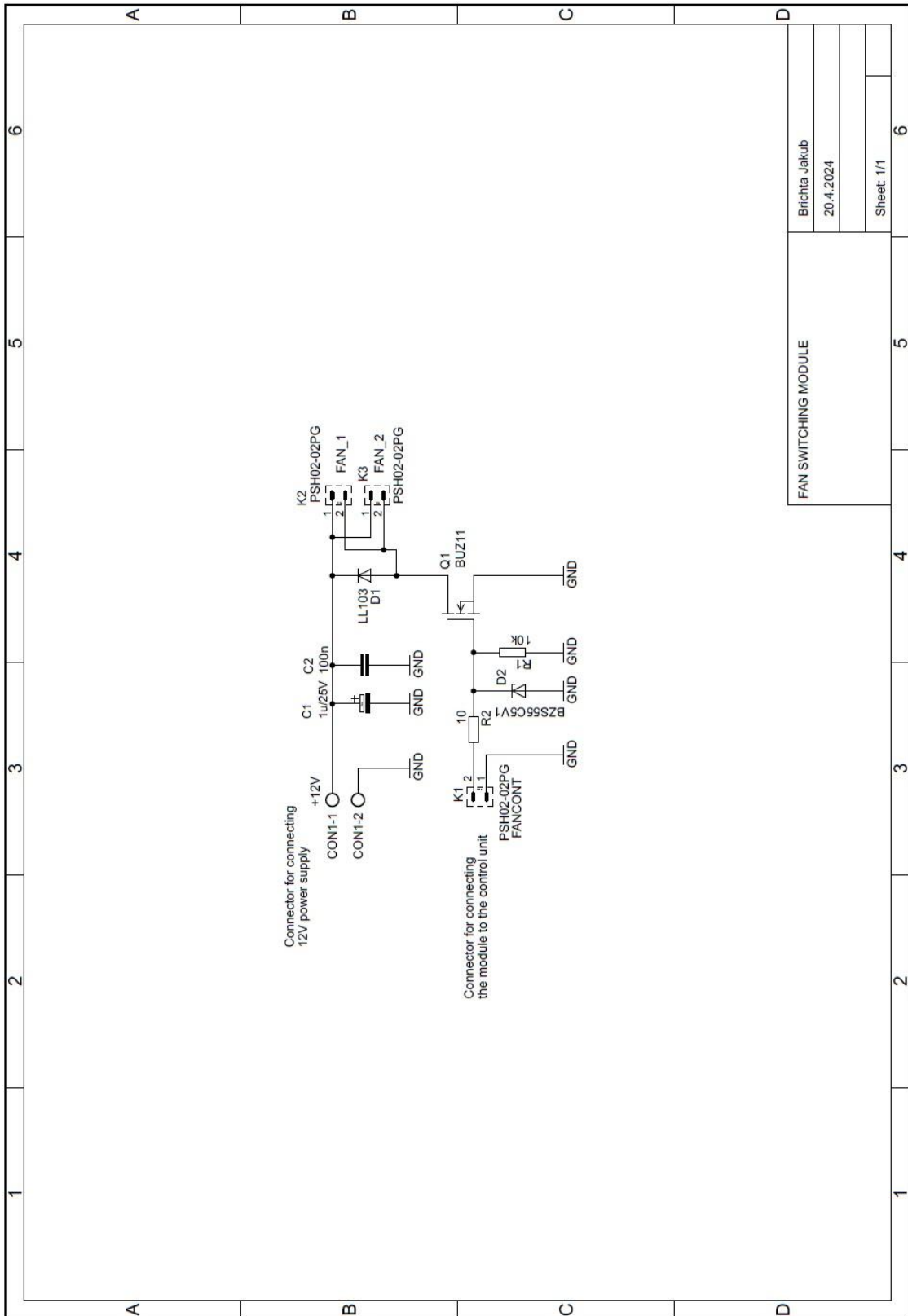
**B.4 Schéma zapojení modulu senzoru teploty**



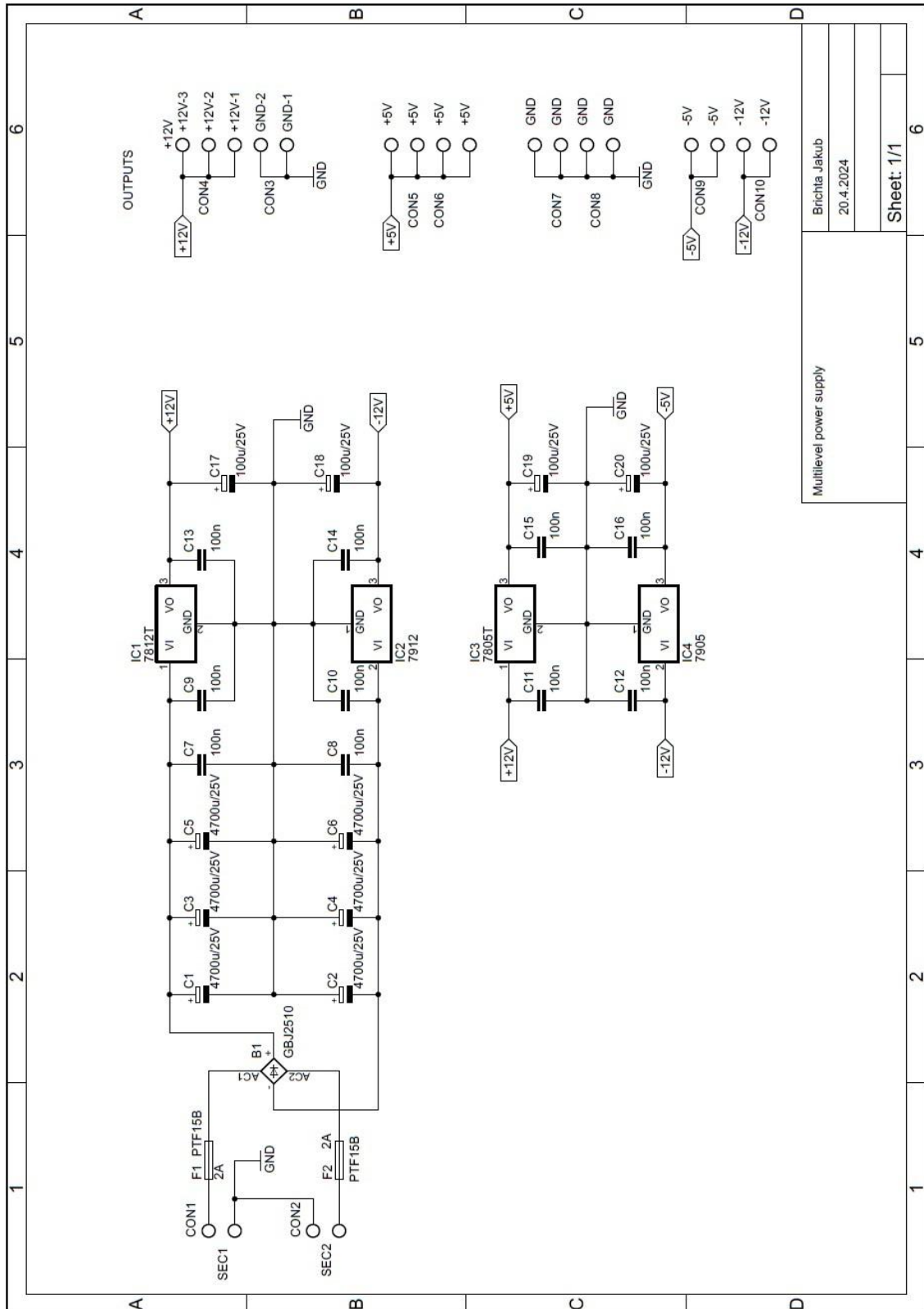
### B.5 Schéma zapojení modulu osciloskopu



### B.6 Schéma zapojení modulu pro spínání ventilátorů



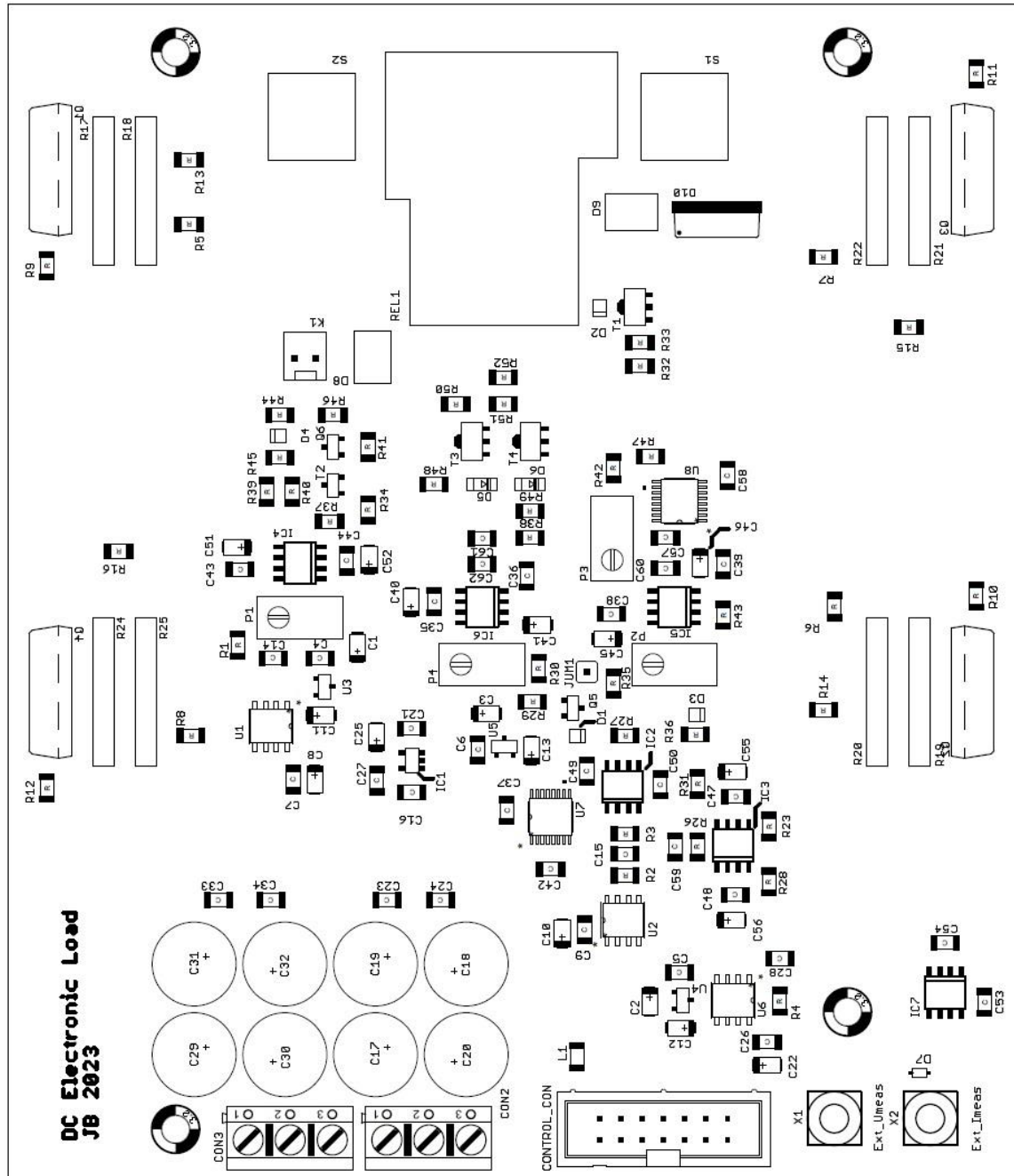
### B.7 Schéma zapojení modulu napájecího zdroje



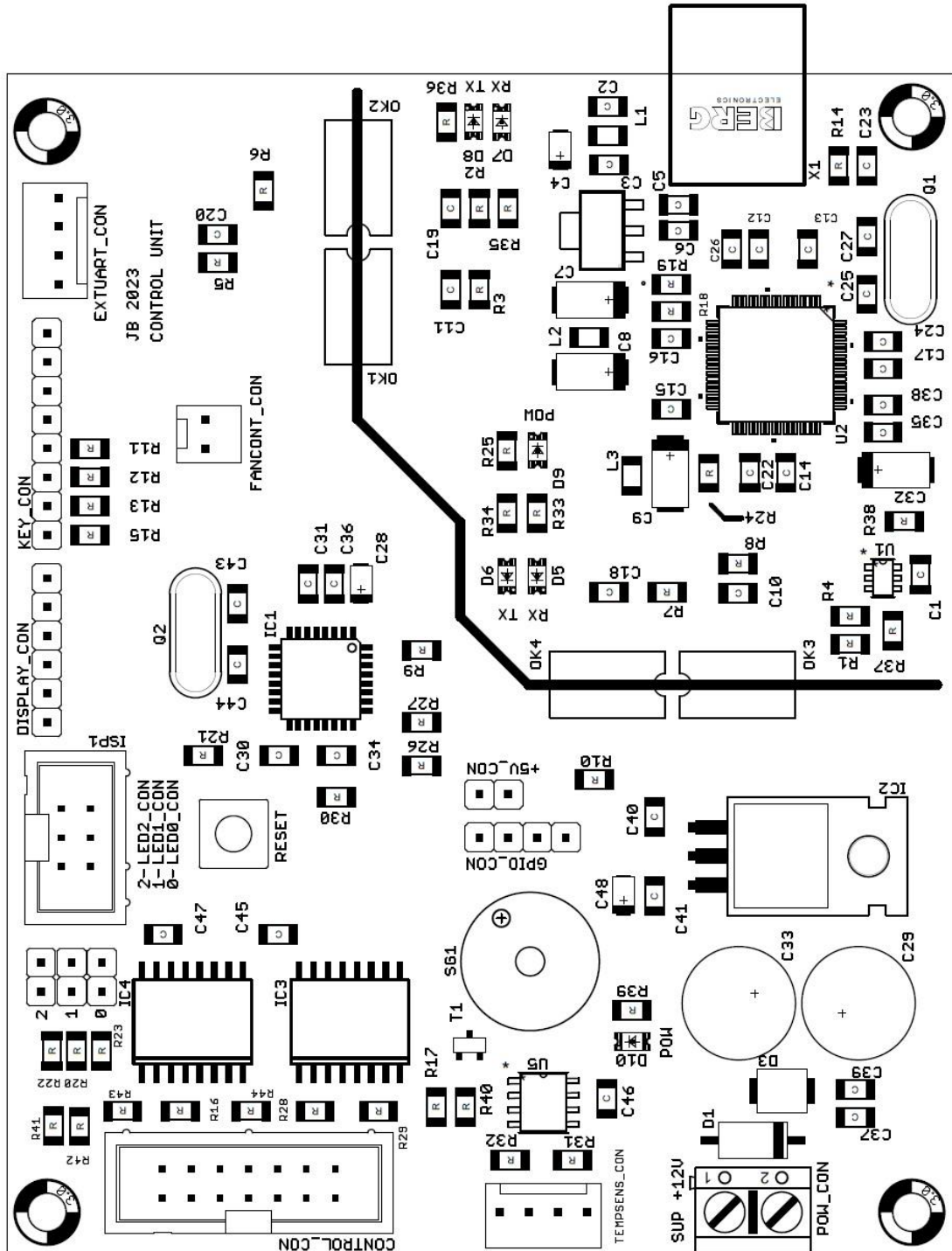
Multilevel power supply	
Brichta Jakub	
20.4.2024	
Sheet: 1/1	

## Příloha C Osazovací výkresy

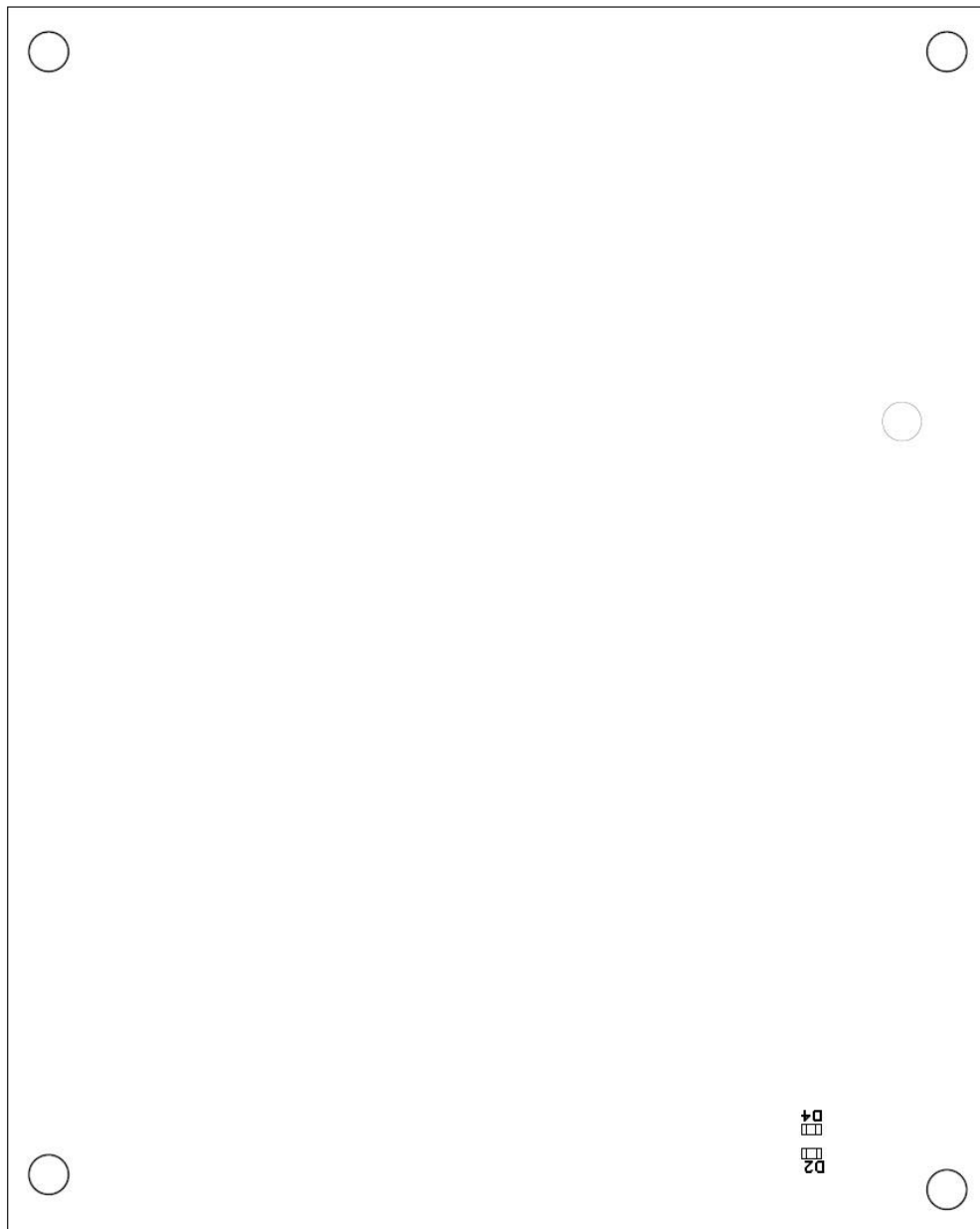
## C.1 Osazovací výkres DPS hlavního modulu zátěže



## C.2 Osazovací výkres DPS řídicí jednotky

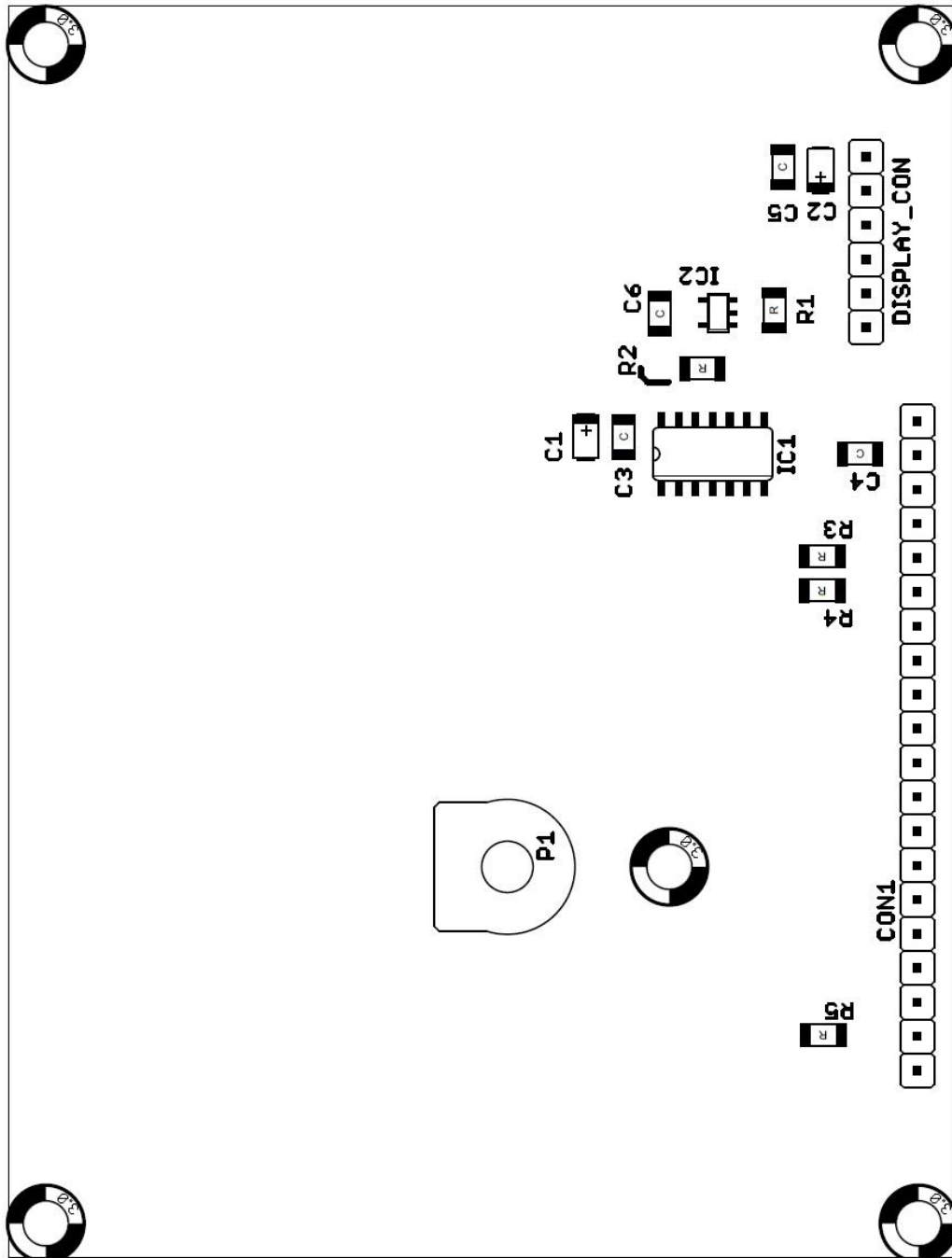


Strana TOP



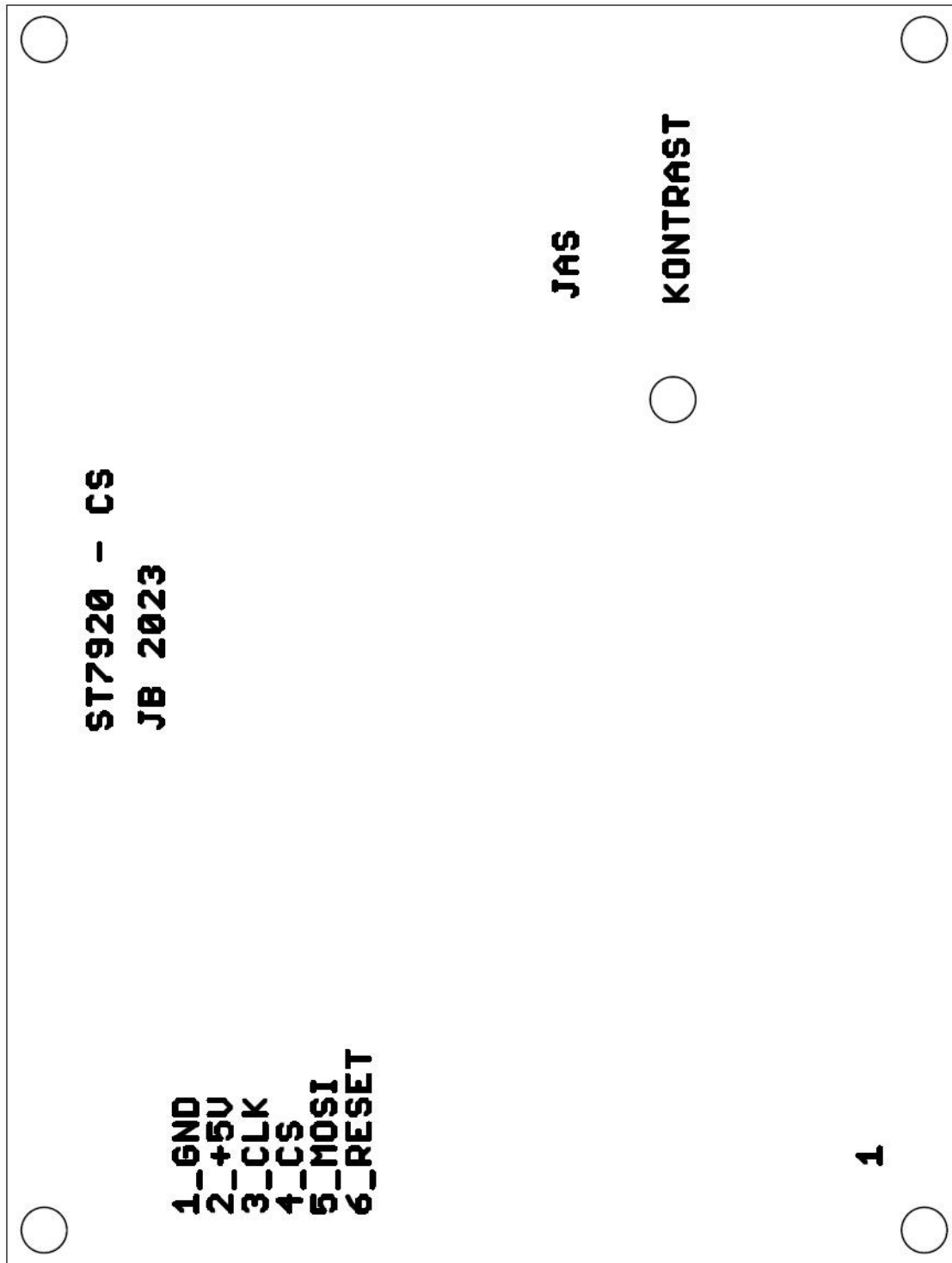
*Strana BOT*

## C.3 Osazovací výkres DPS modulu displeje

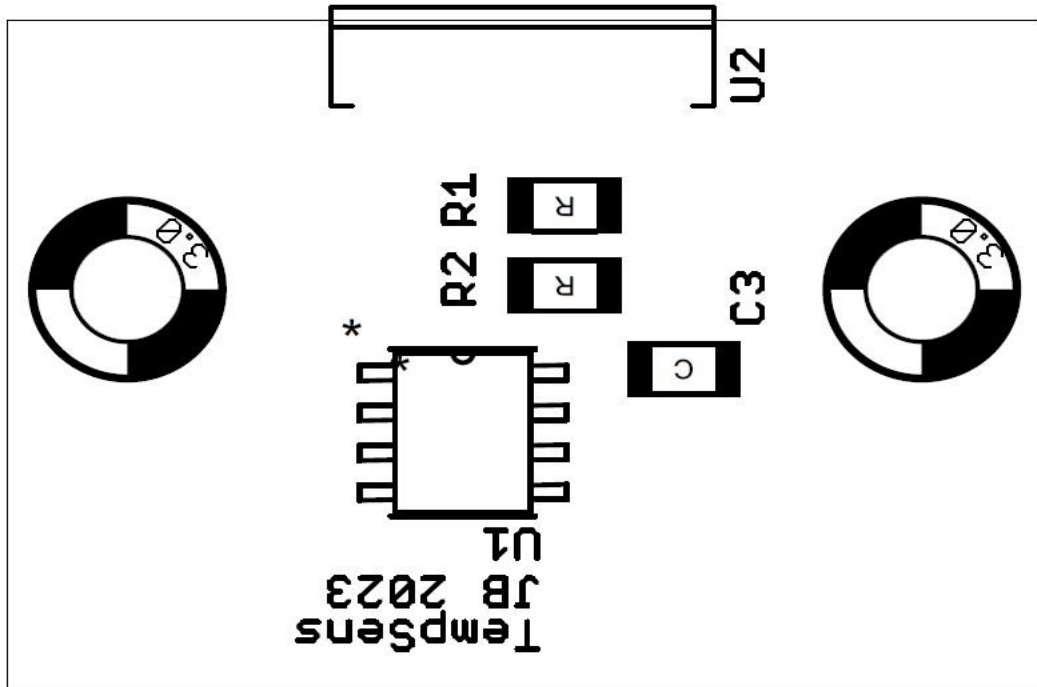
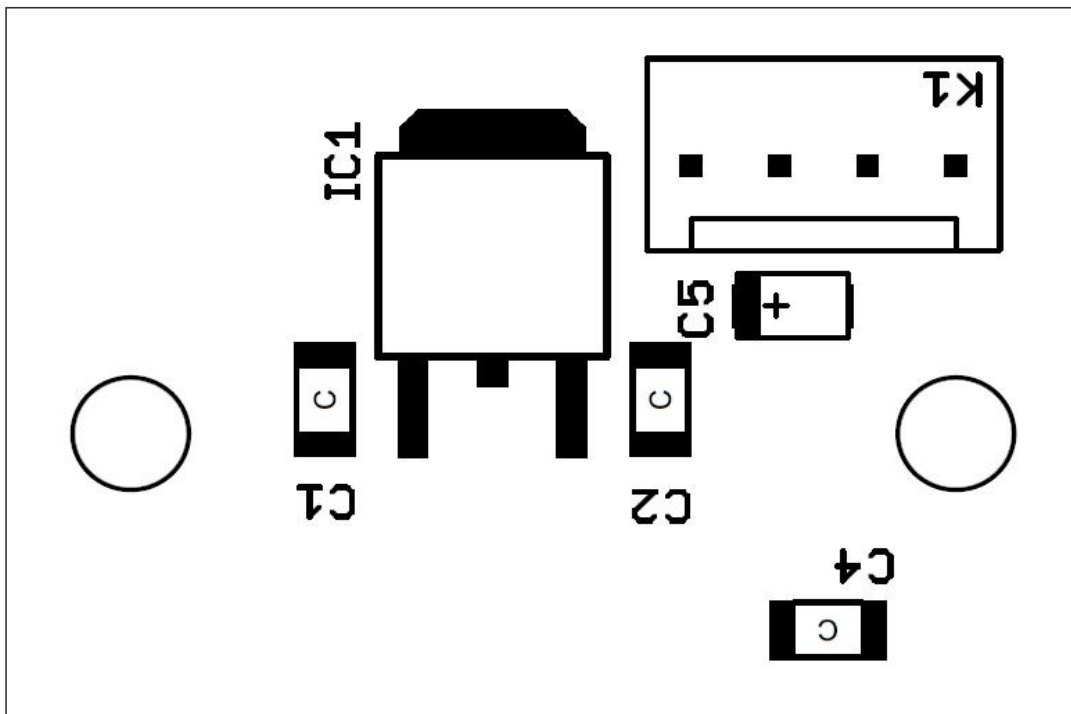


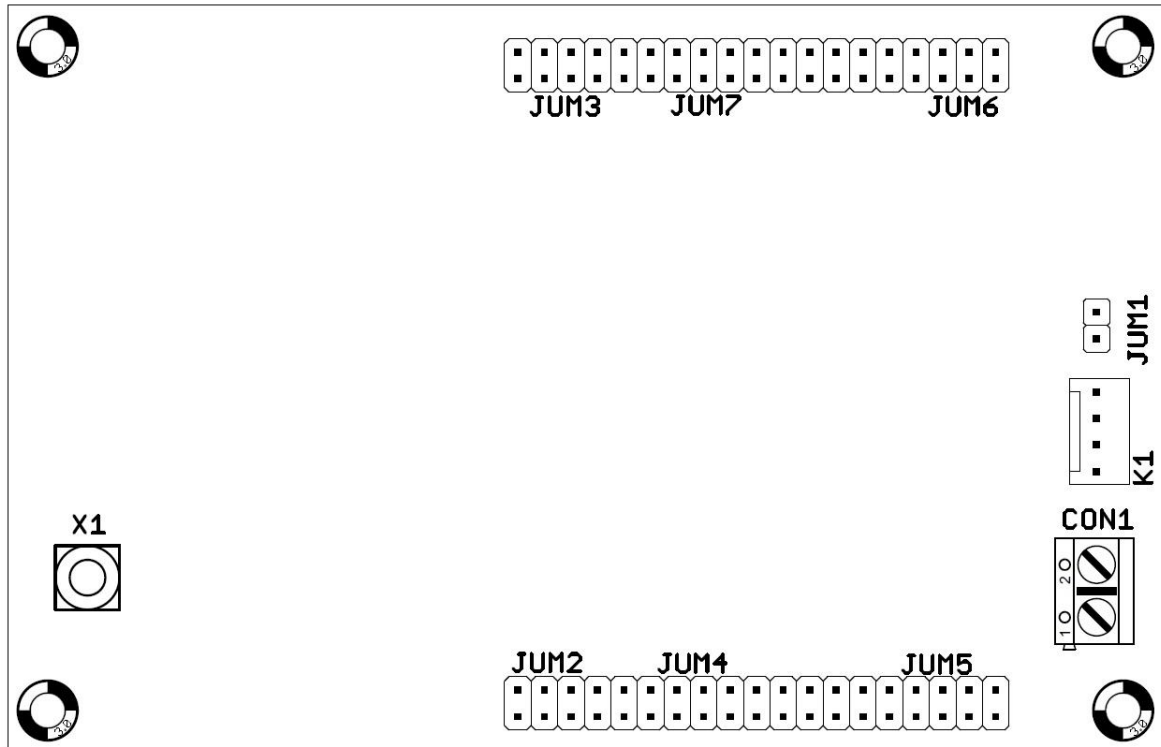
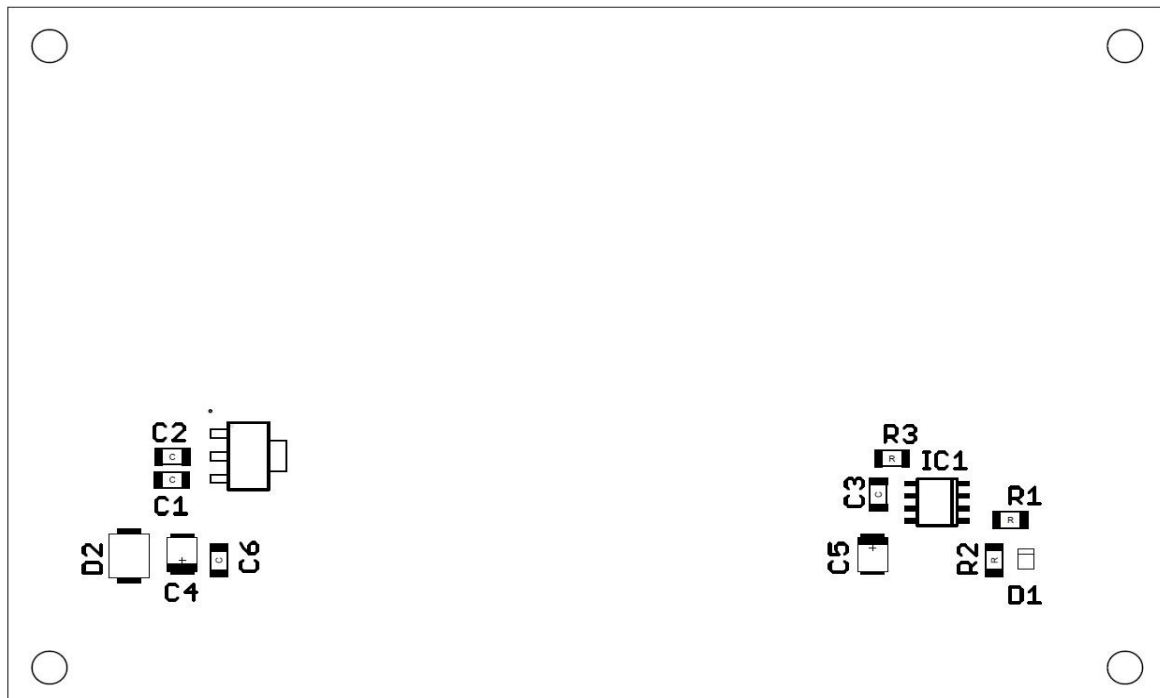
Strana TOP

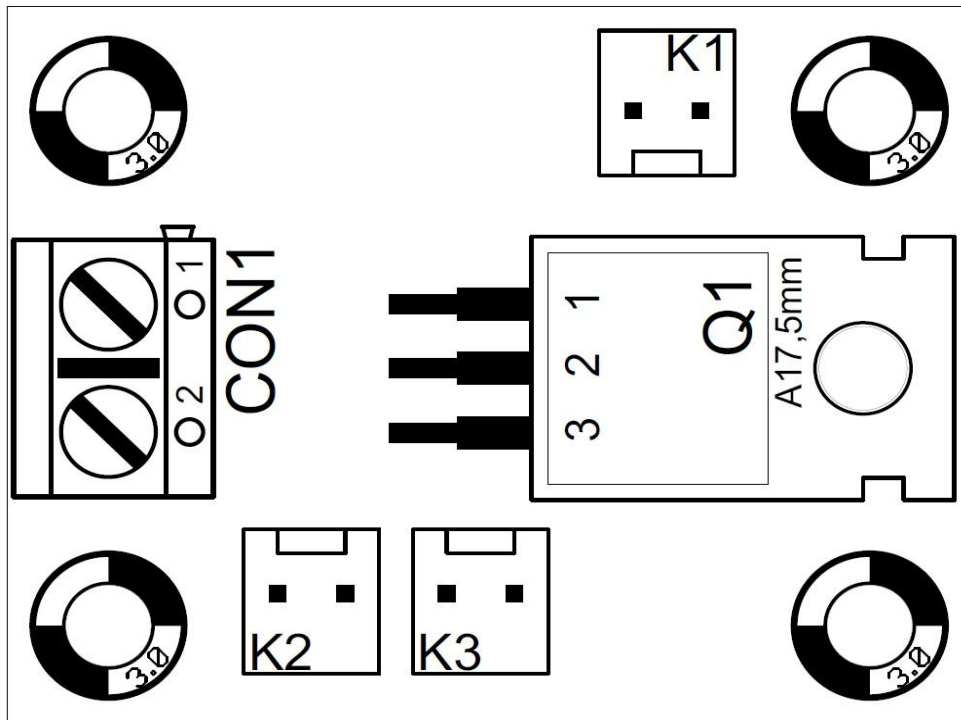
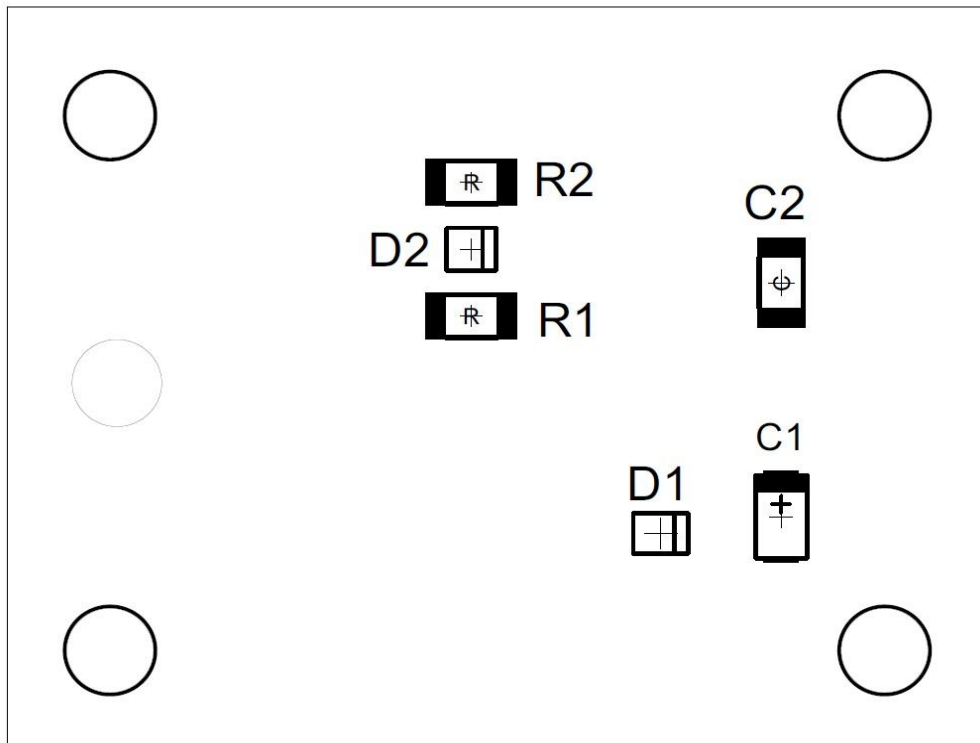




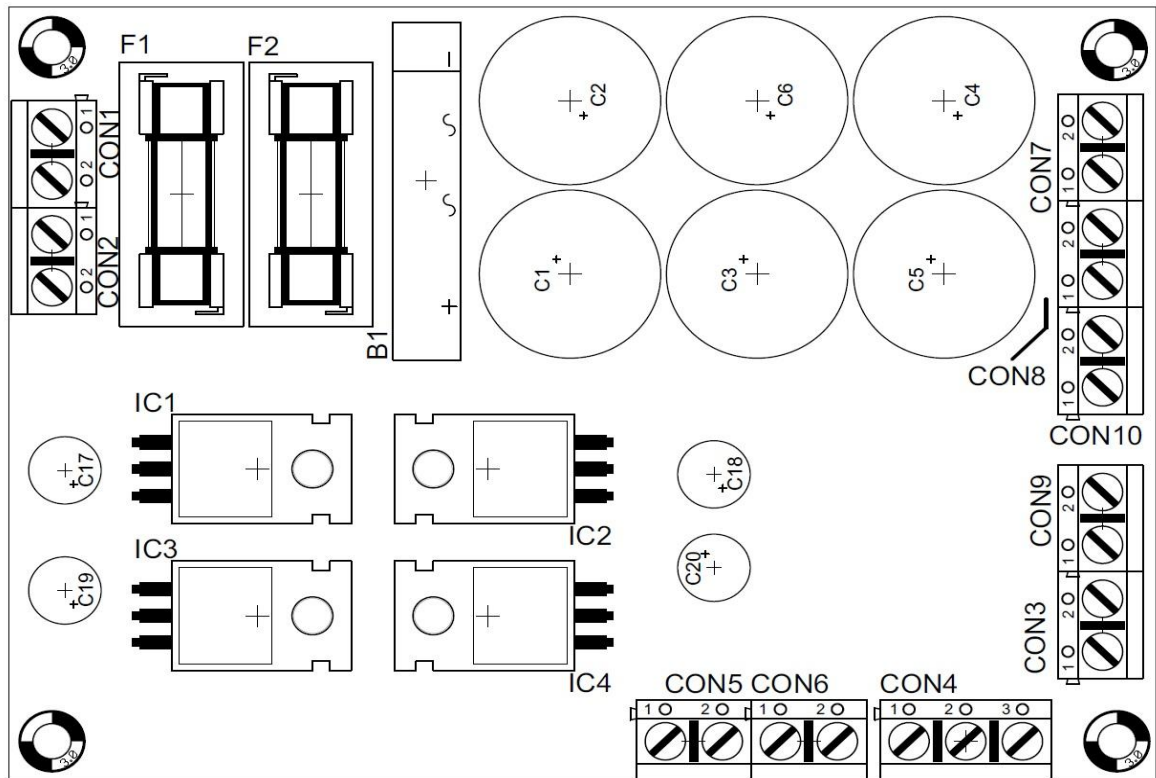
Strana BOT

**C.4 Osazovací výkres DPS modulu senzoru teploty***Strana TOP**Strana BOT*

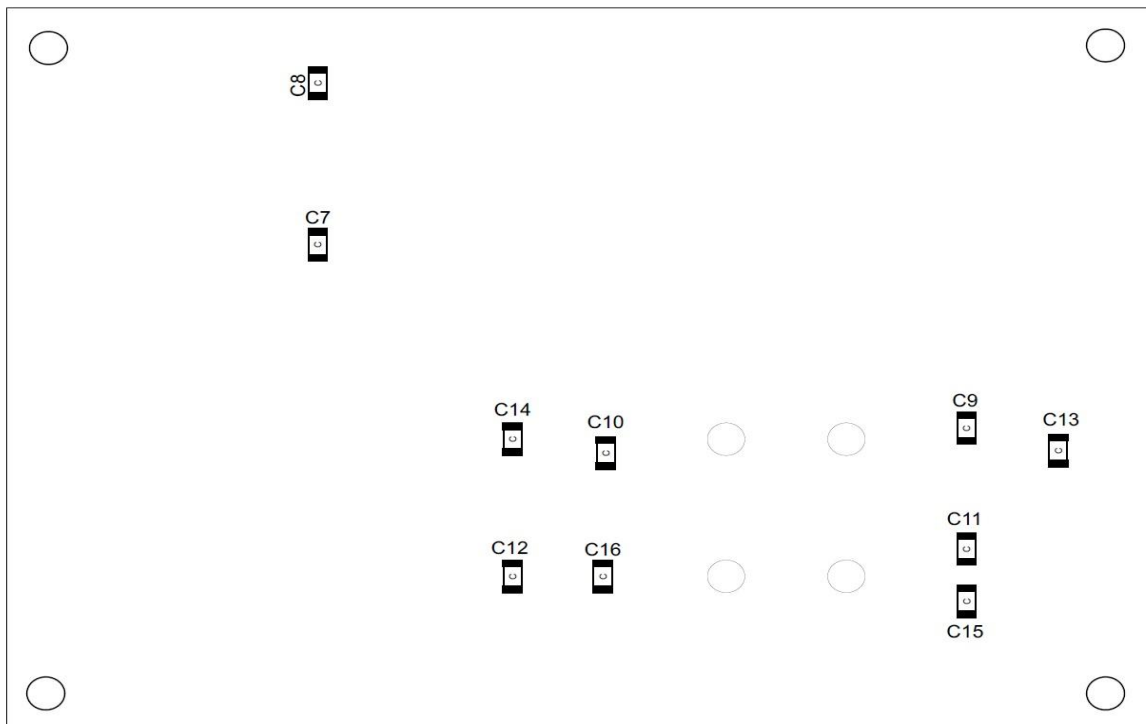
**C.5 Osazovací výkres DPS modulu osciloskopu***Strana TOP**Strana BOT*

**C.6 Osazovací výkres DPS modulu pro spínání ventilátorů***Strana TOP**Strana BOT*

**C.7 Osazovací výkres DPS modulu napájecího zdroje**



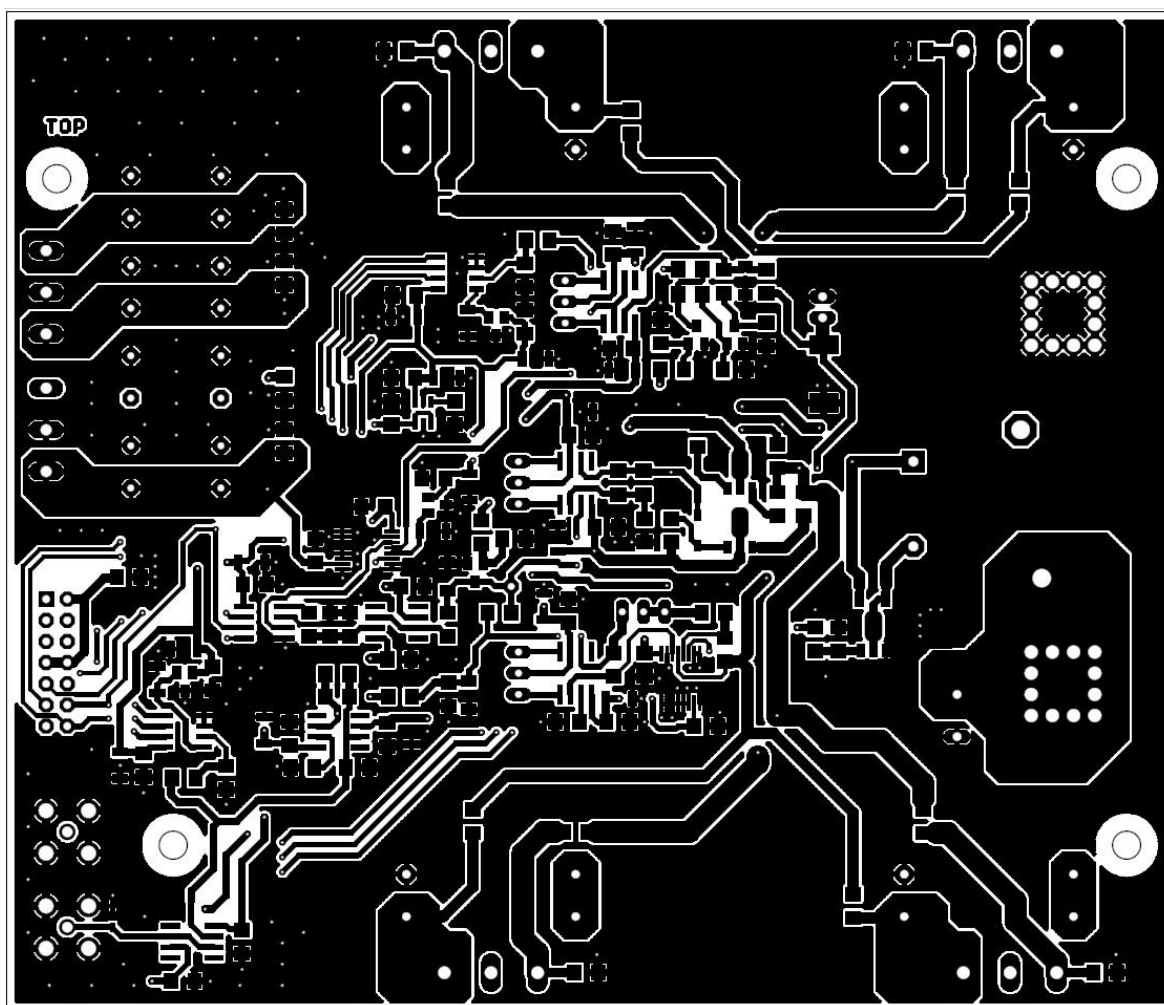
Strana TOP



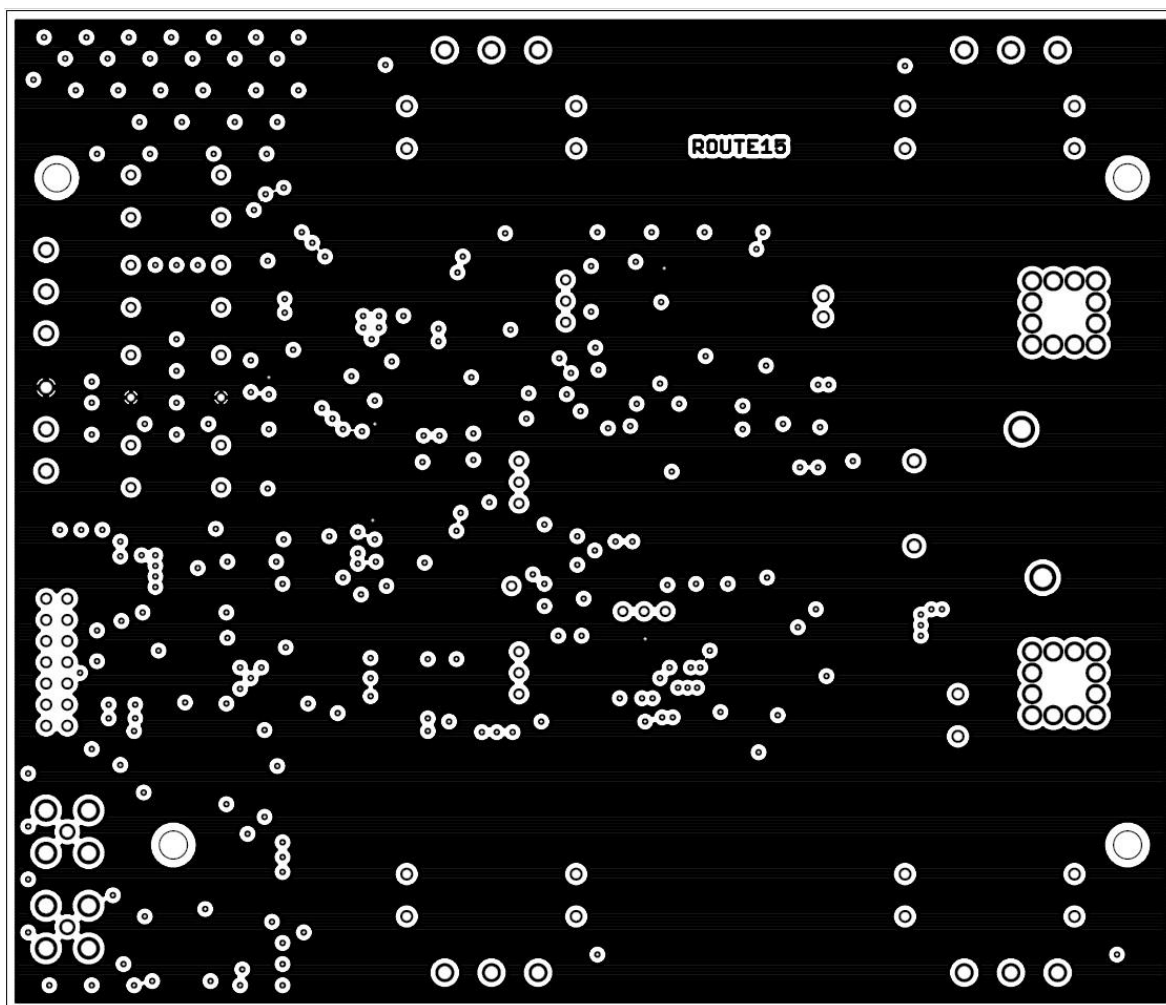
Strana BOT

## Příloha D Předlohy DPS

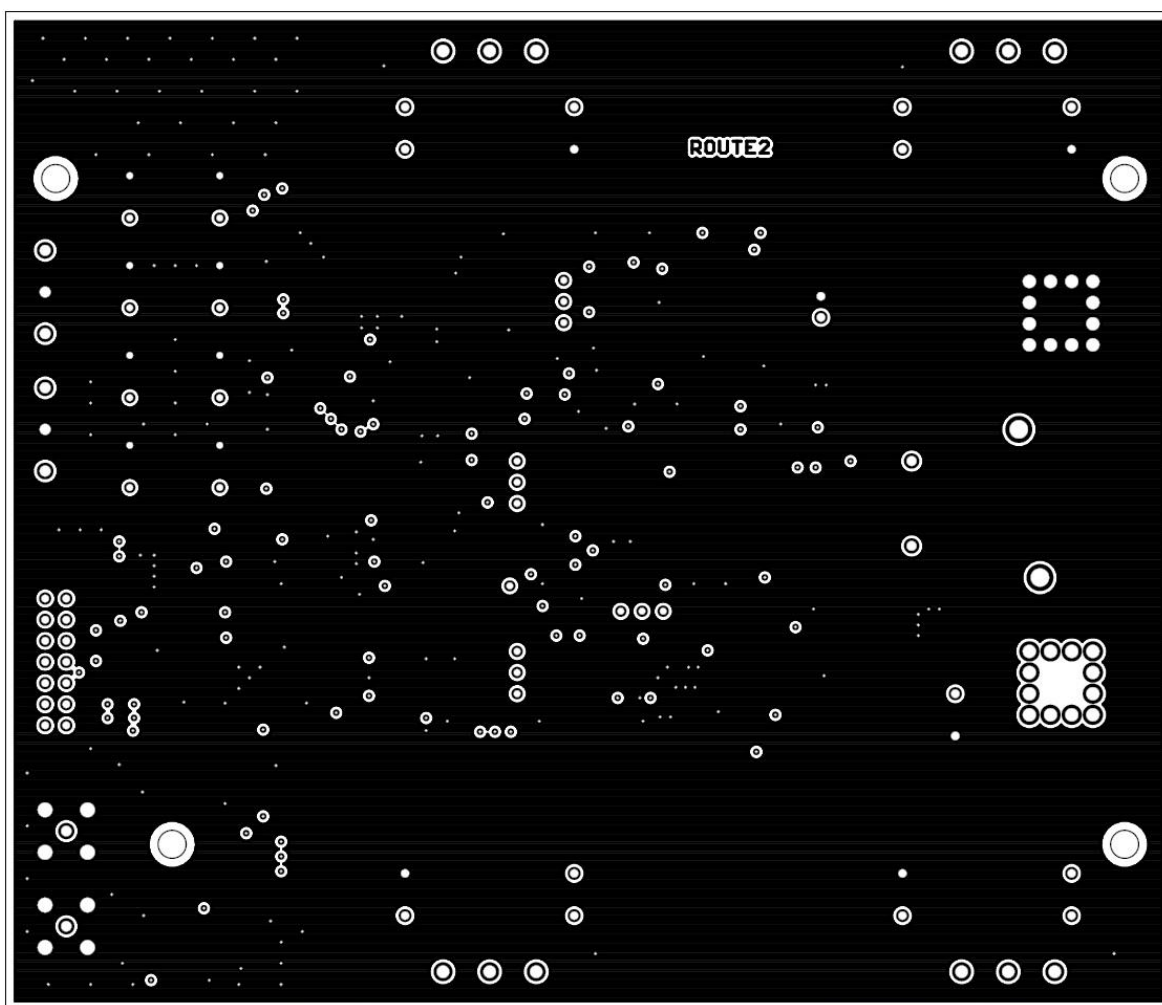
### D.1 Předloha DPS hlavního modulu zátěže



*1. vrstva TOP*

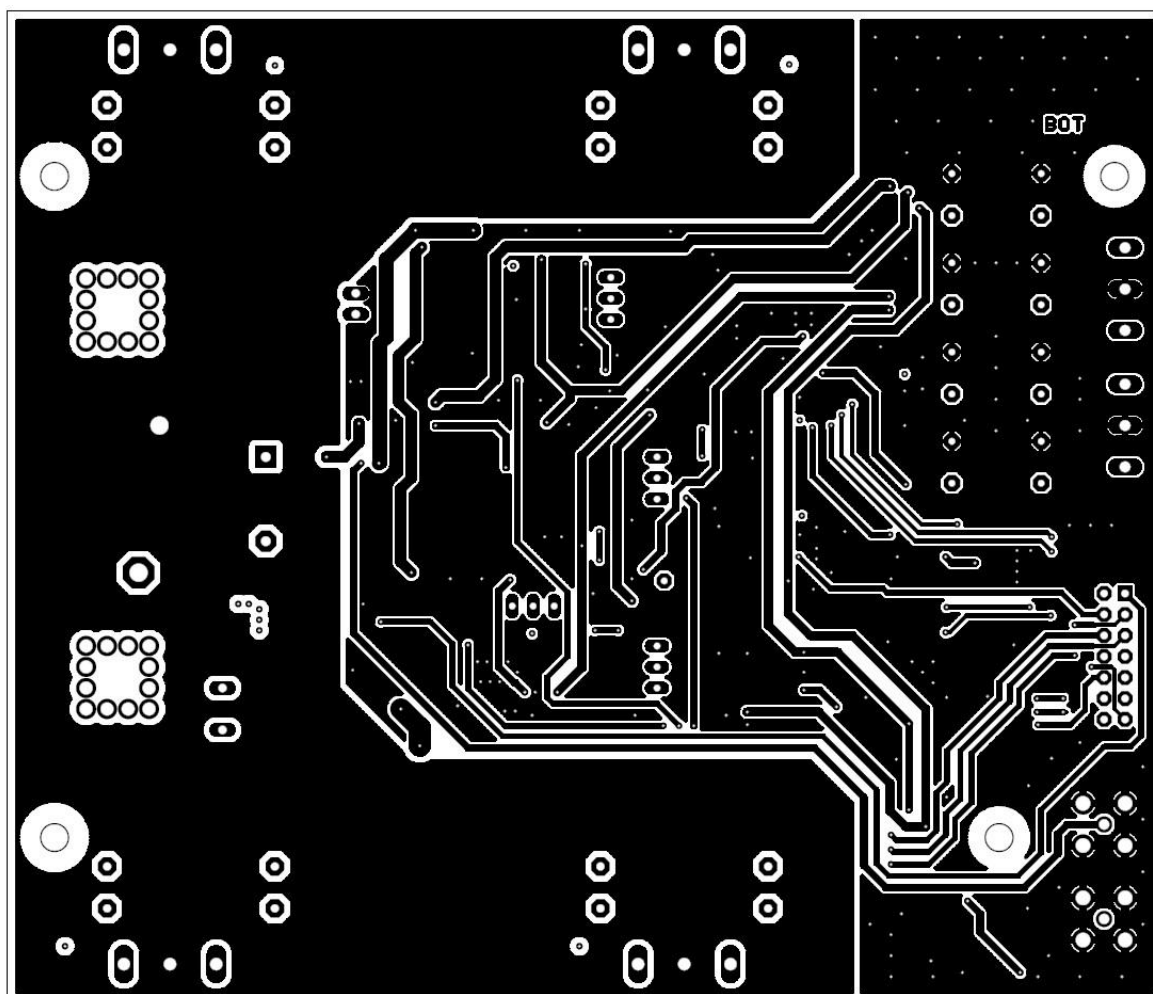


2. vrstva (+ 5 V)



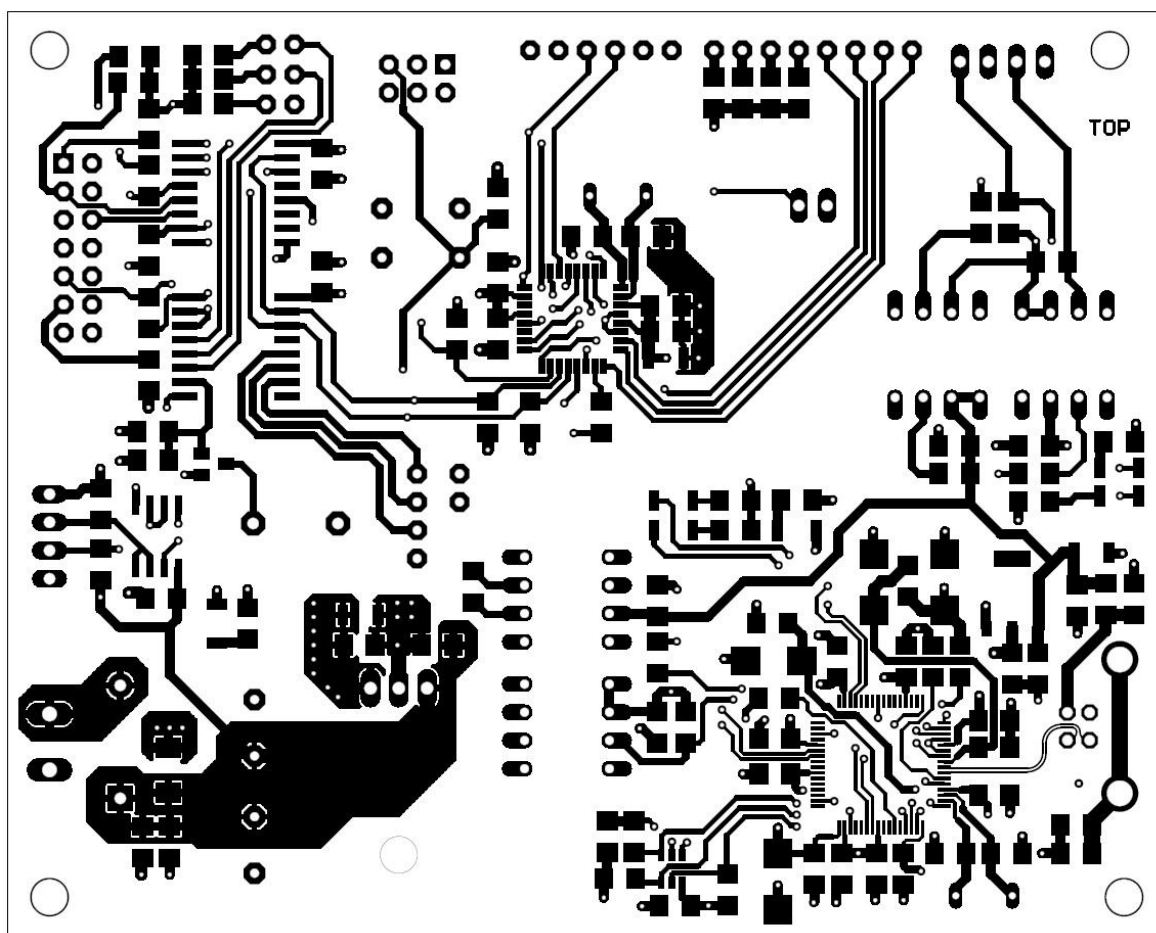
3. vrstva (GND)



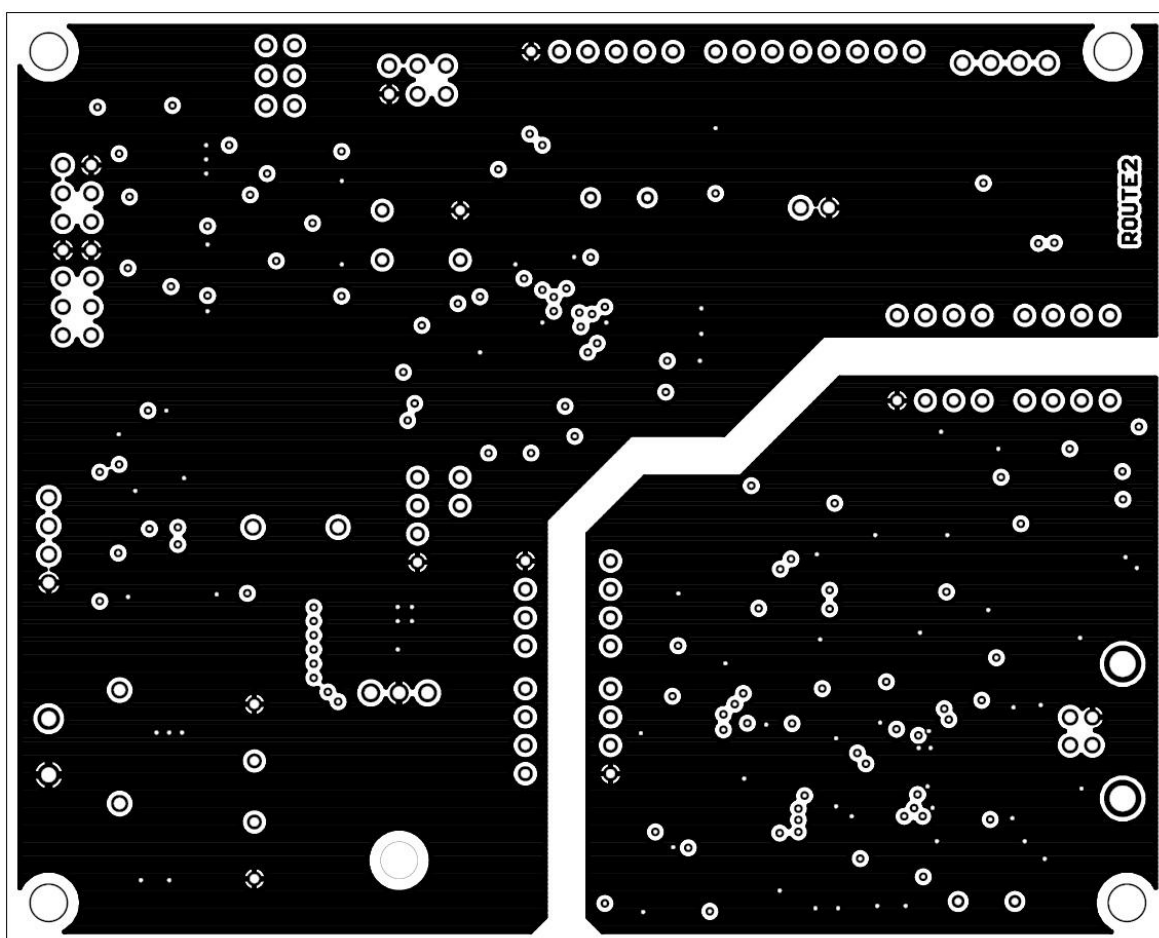


*Vrstva BOT*

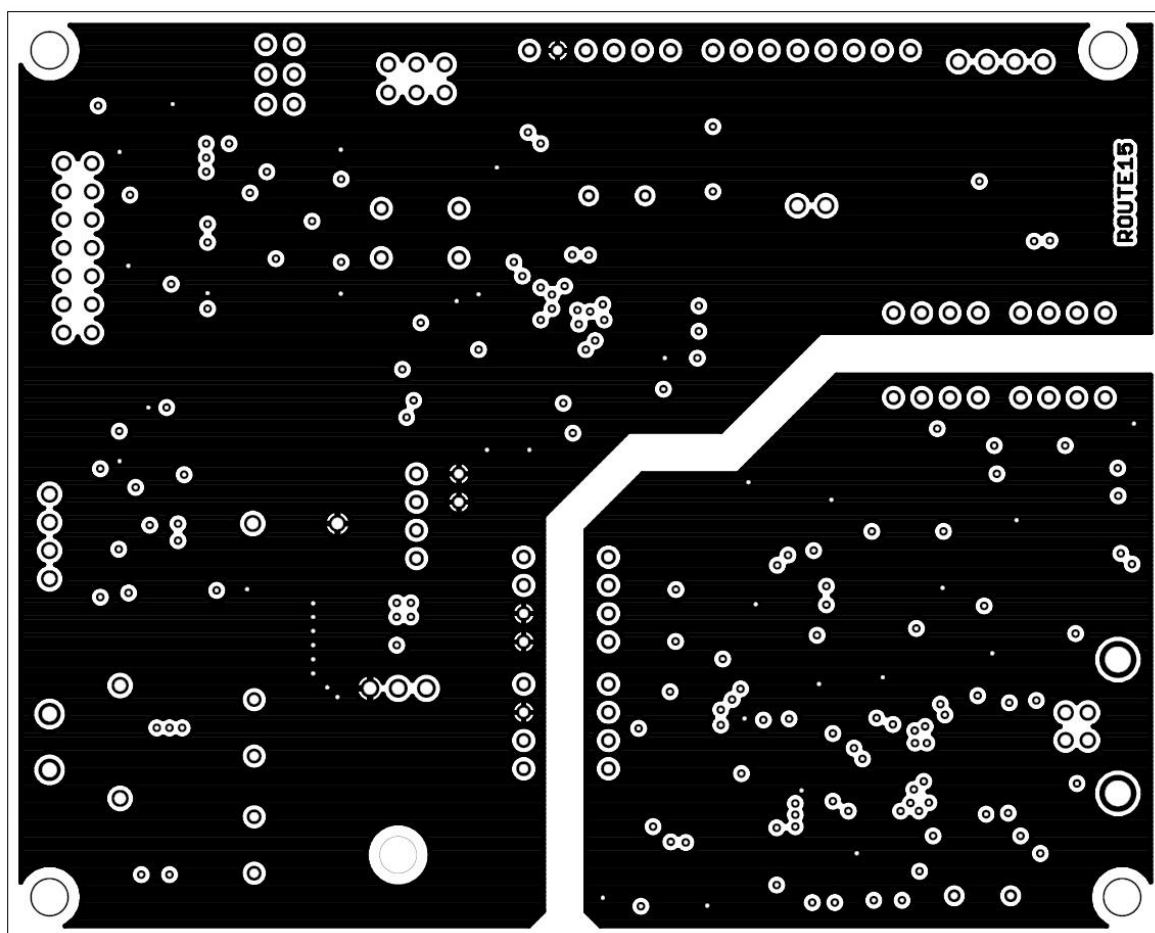
## D.2 Předloha DPS řídicí jednotky



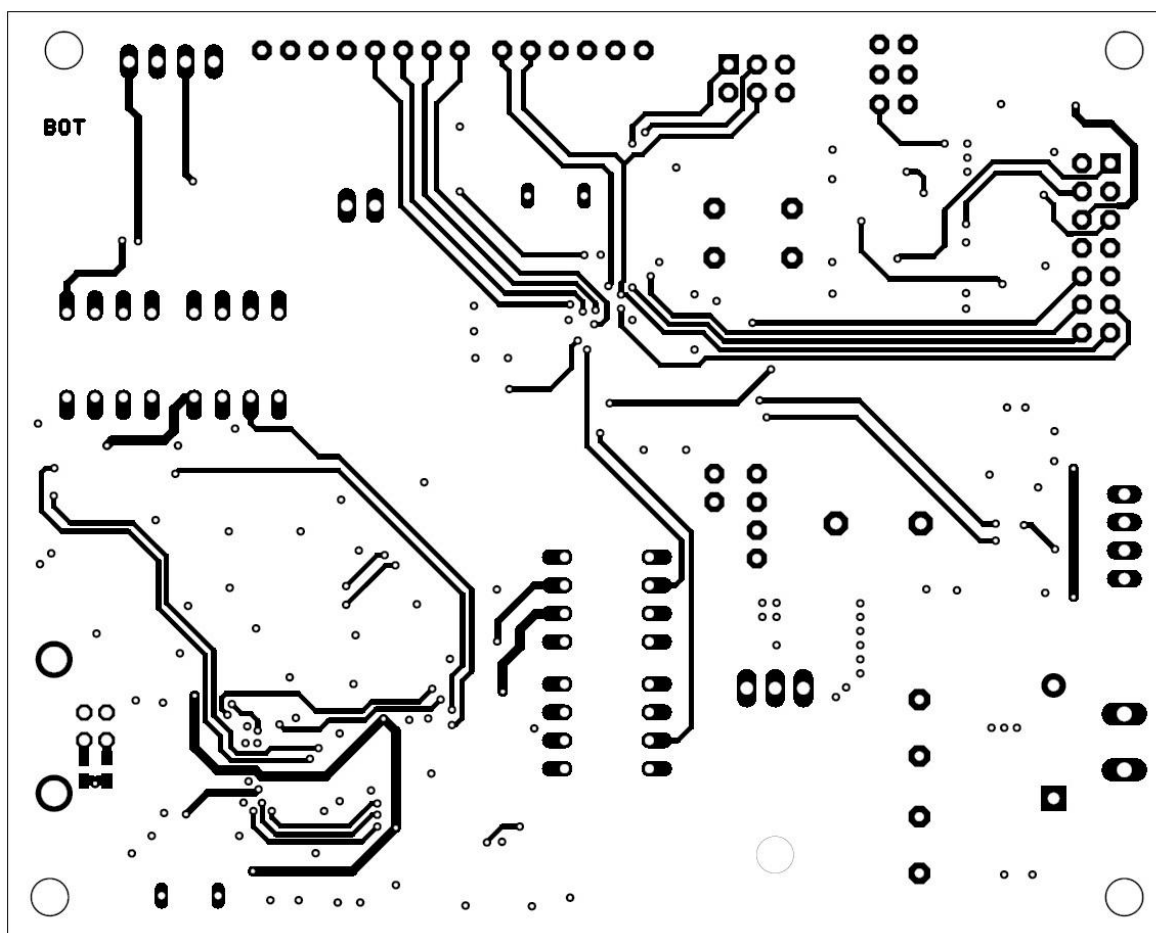
Vrstva TOP



2. vrstva (GND)

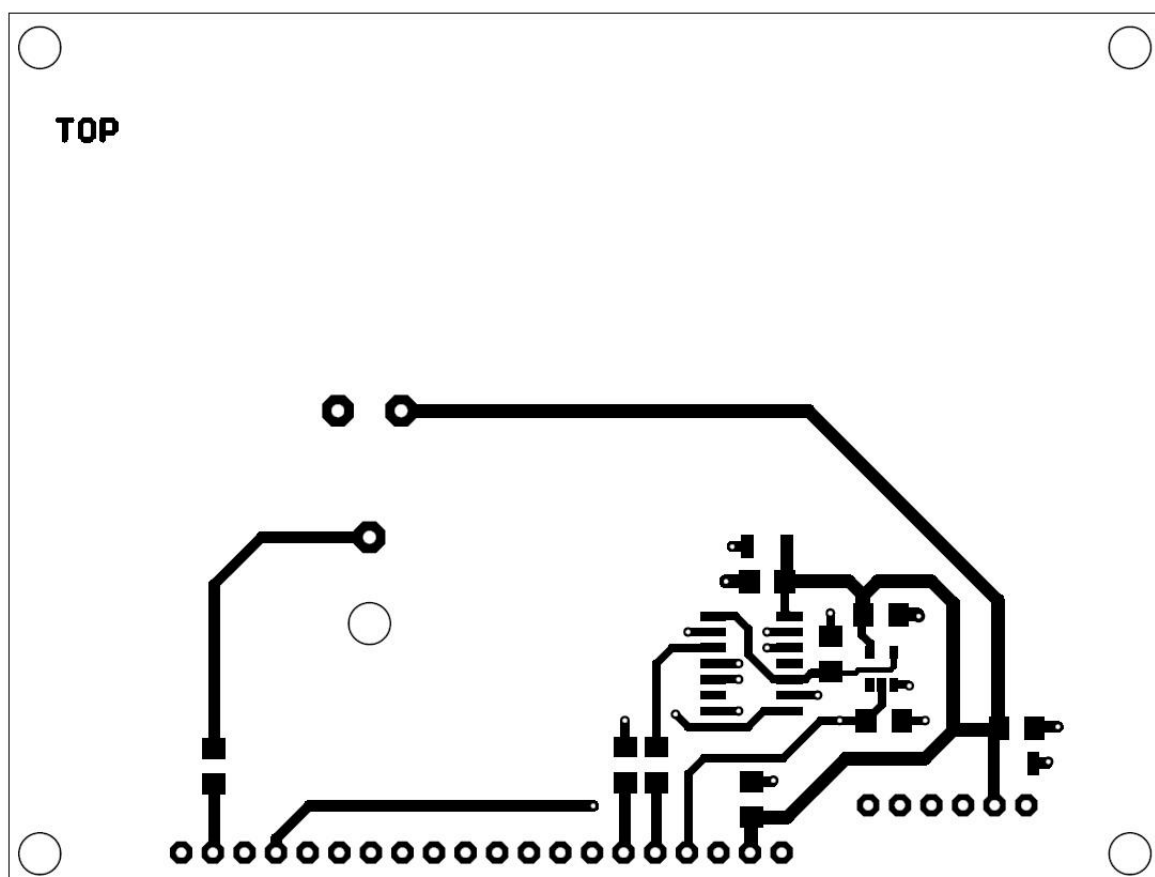


3. vrstva (+ 5 V)

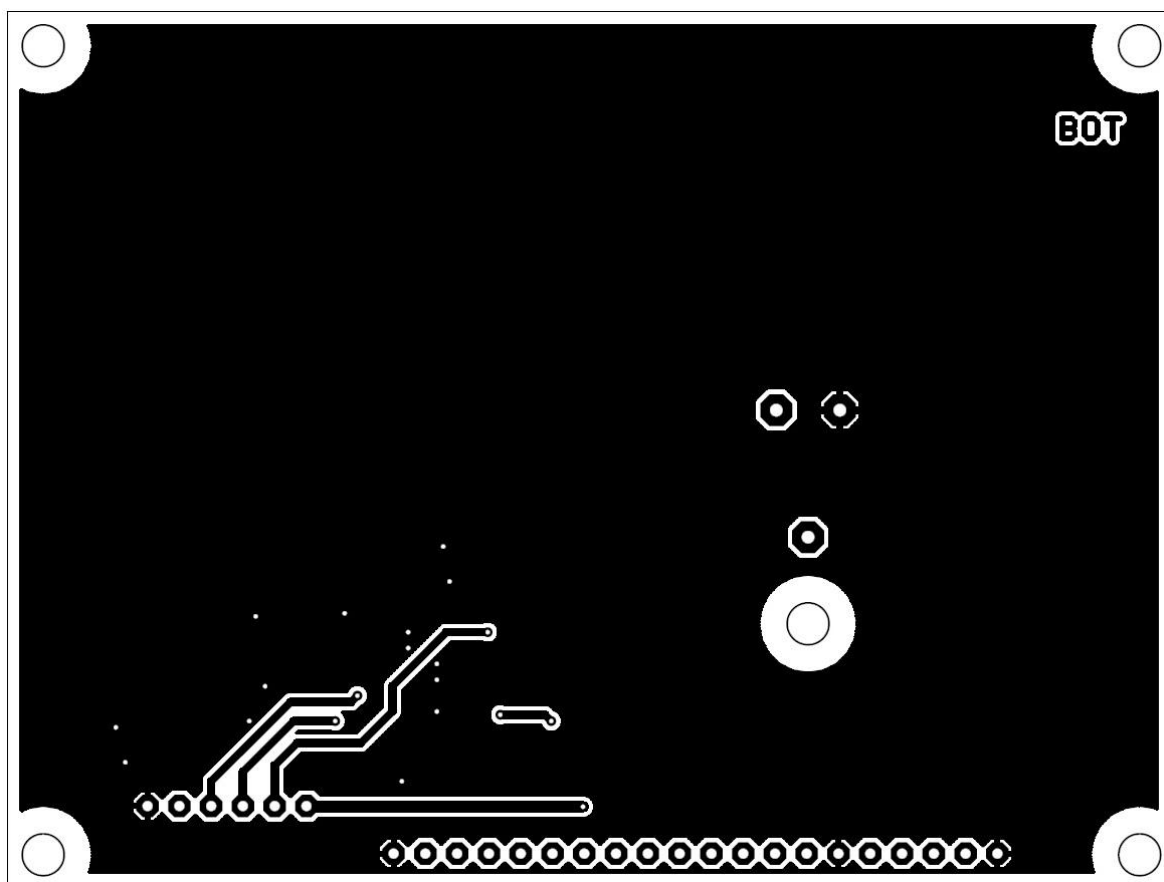


*Vrstva BOT*

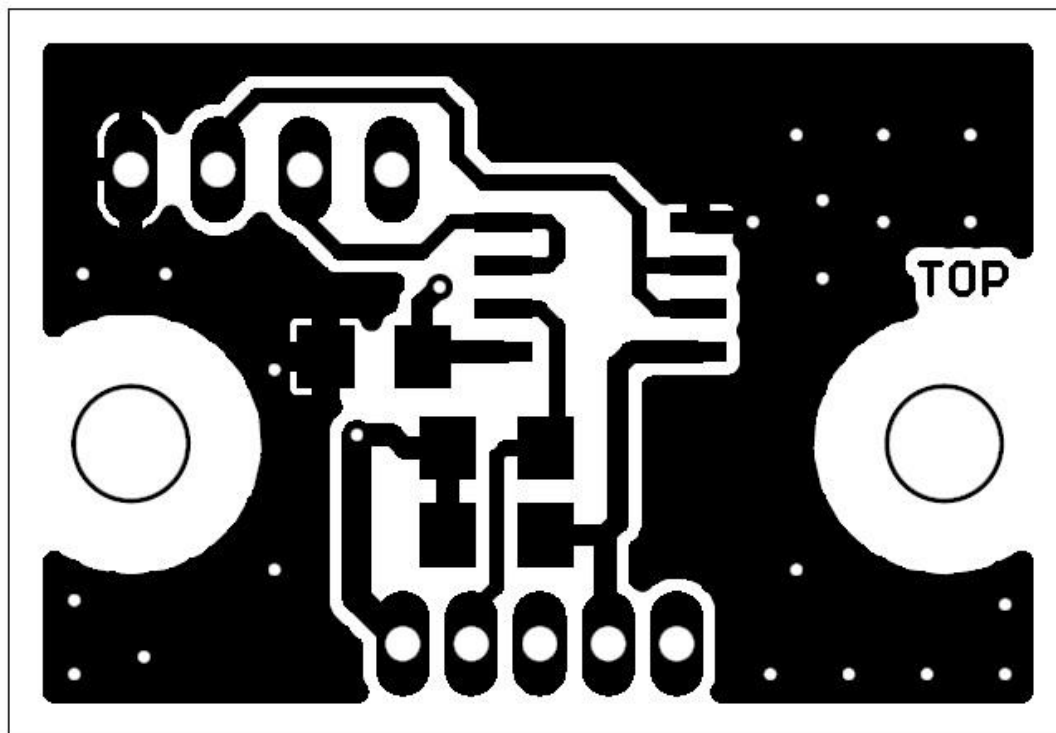
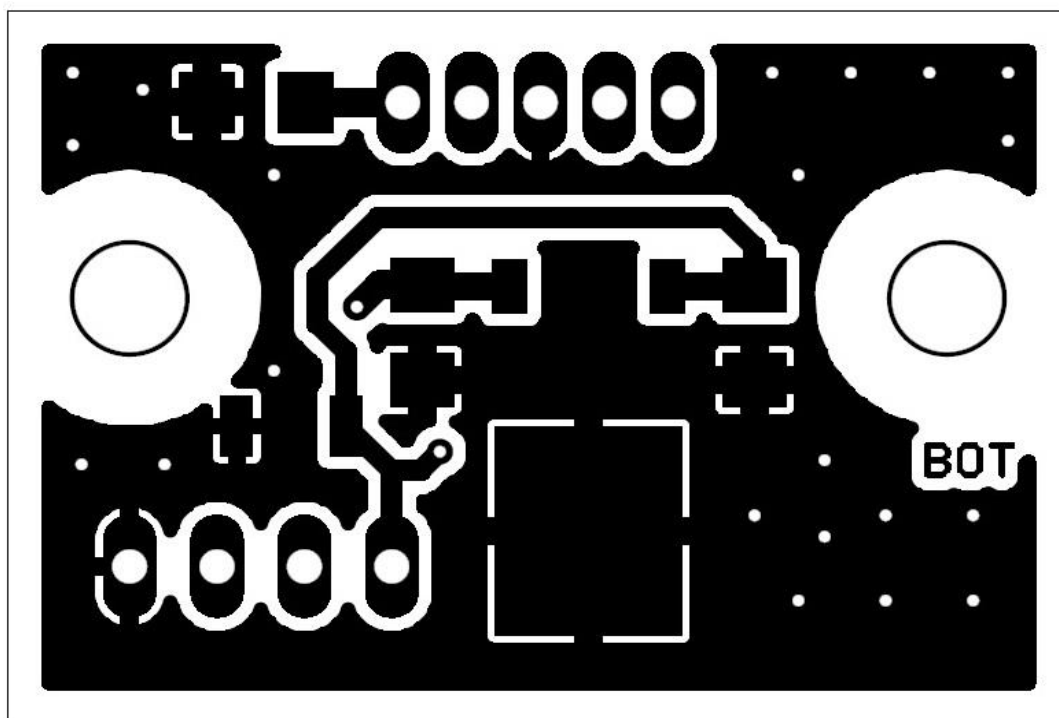
### D.3 Předloha DPS modulu displeje



*Vrstva TOP*

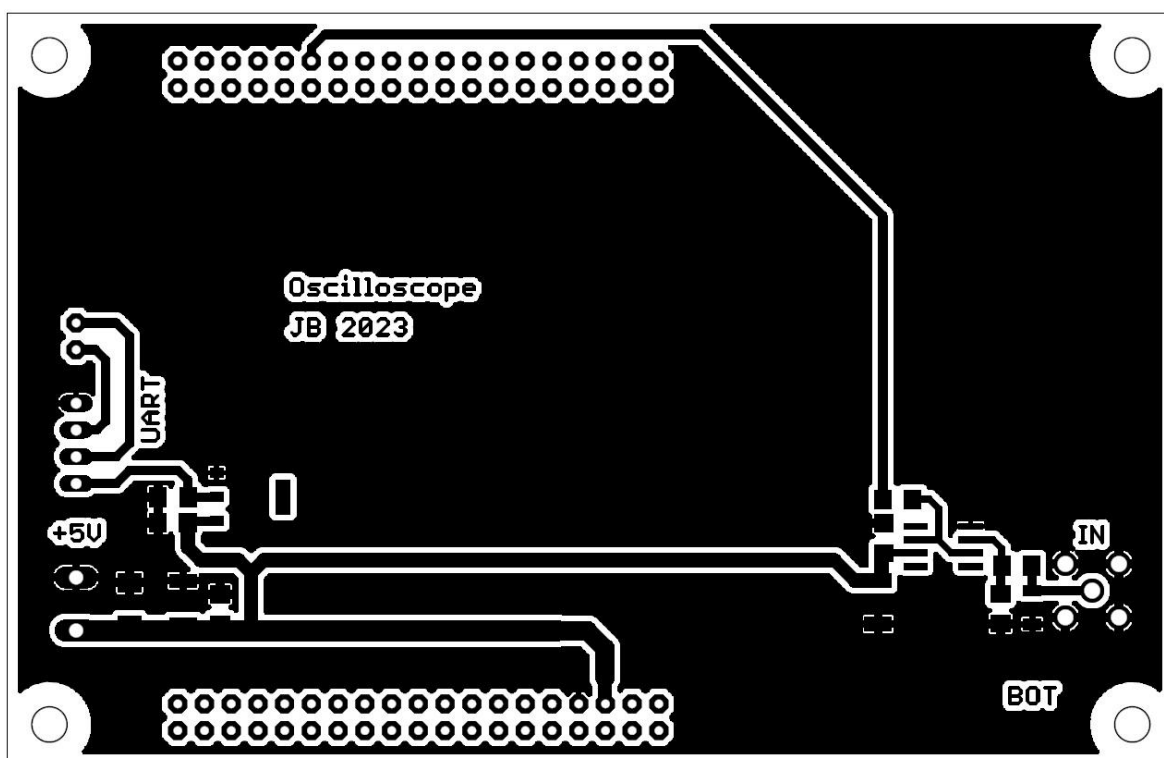


*Vrstva BOT*

**D.4 Předloha DPS modulu senzoru teploty***Vrstva TOP**Vrstva BOT*

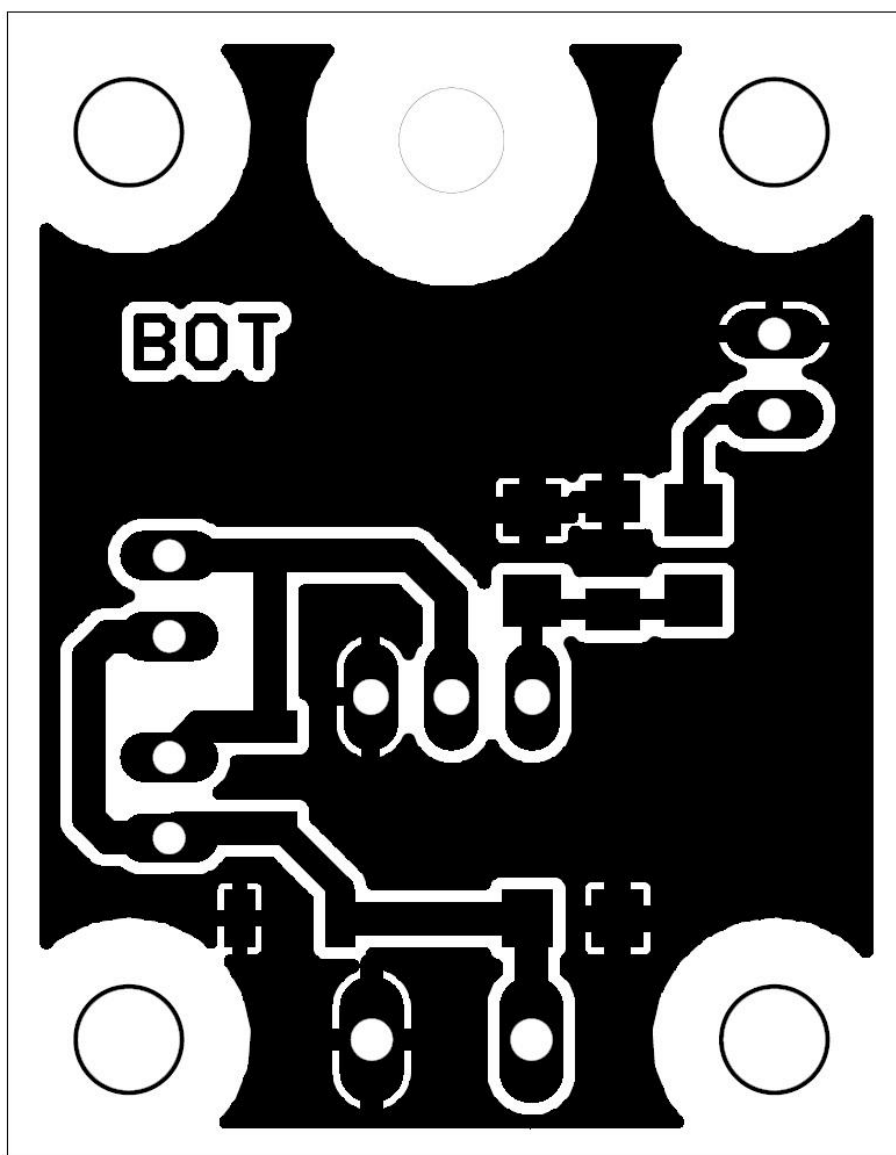


## D.5 Předloha DPS modulu osciloskopu



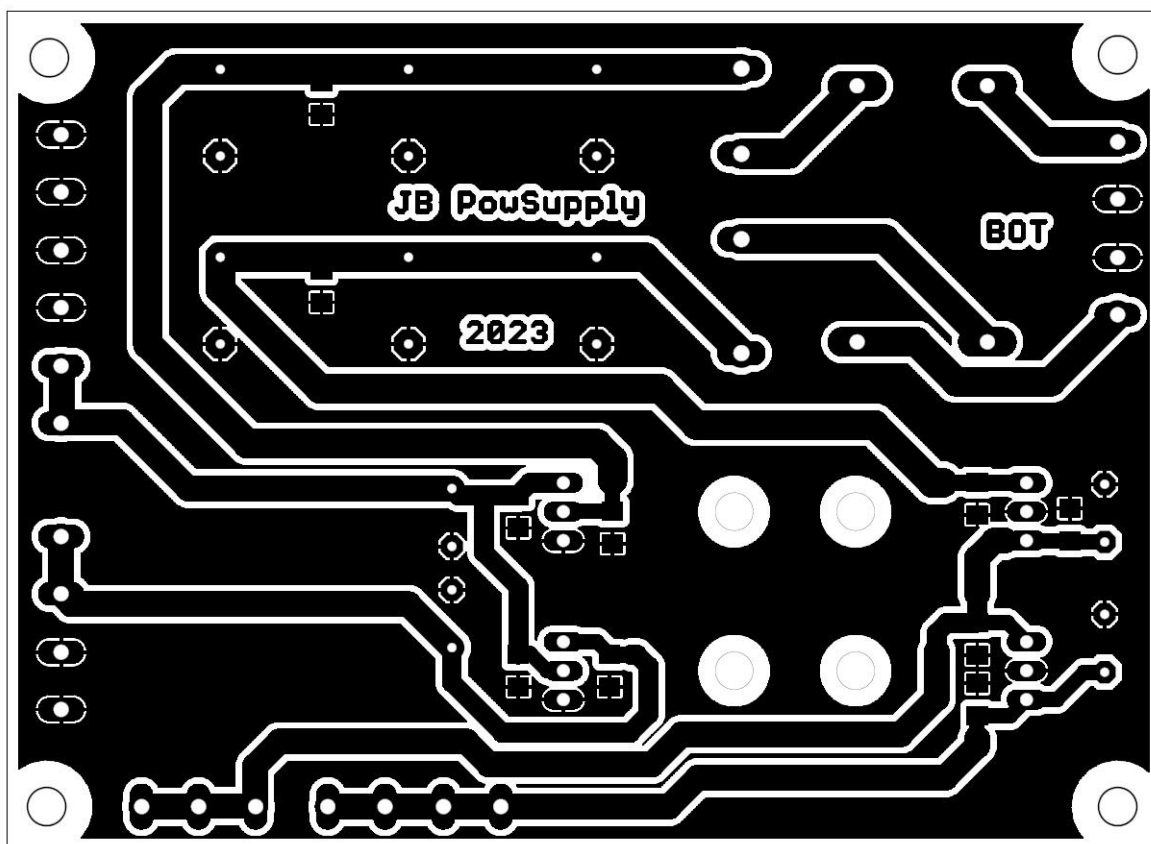
Vrstva BOT

## D.6 Předloha DPS modulu pro spínání ventilátorů



*Vrstva BOT*

## D.7 Předloha DPS modulu napájecího zdroje



*Vrstva BOT*

## Příloha E Kusovník

Hlavní modul zátěže – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	2k2	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R3	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R4	2k2	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R5	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R6	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R7	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R8	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R9	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R10	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R11	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R12	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R13	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	3,6
R14	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	3,6
R15	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	3,6
R16	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	3,6
R17	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R18	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R19	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R20	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R21	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R22	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R23	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R24	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R25	0,05R	drátový	Přesný měřicí rezistor 5W	40
R26	18k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	40
R27	5k6	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R28	1k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R29	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R30	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R31	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R32	3k3	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R33	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R34	3k3	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	0,58
R35	2k2	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R36	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R37	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R38	1k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R39	2k2	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1

R40	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R41	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R42	39k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R43	1k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R44	150k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R45	22k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R46	71k5	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R47	30k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 0,1 %	4,7
R48	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R49	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R50	100R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R51	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R52	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
P1	10k	3/8"	Víceotáčkový cermetový trimr THT, tol 10 %	87
P2	10k	3/8"	Víceotáčkový cermetový trimr THT, tol 10 %	87
P3	10k	3/8"	Víceotáčkový cermetový trimr THT, tol 10 %	87
P4	10k	3/8"	Víceotáčkový cermetový trimr THT, tol 10 %	87
C1	10μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	14,4
C2	10μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	14,4
C3	10μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	14,4
C4	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C5	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C6	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C7	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	4,2
C8	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C9	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C10	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	4,2
C11	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	5,2
C12	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C13	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	7,2
C14	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C15	10n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,2
C16	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C17	1000μ	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C18	1000μ	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C19	1000μ	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C20	1000μ	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C21	470p	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,25
C22	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C23	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C24	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C25	2μ2	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	3,7
C26	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C27	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C28	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7

C29	1000 $\mu$	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C30	1000 $\mu$	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	5
C31	1000 $\mu$	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	6
C32	1000 $\mu$	10×20 mm	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	7
C33	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C34	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C35	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C36	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C37	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C38	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C39	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C40	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C41	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C42	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C43	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C44	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C45	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C46	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C47	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C48	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C49	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C50	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C51	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C52	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C53	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C54	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C55	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C56	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	6,2
C57	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C58	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C59	100p	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,2
C60	100p	1206	Keramický SMD kondenzátor	2,2
C61	22n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,5
C62	100p	1206	Keramický SMD kondenzátor	2,2
L1	CBM04YTAG391	1206	Feritový korálek, 100 MHz, 390R	1,2
D1	BZS55C2V7	1206	Zenerova dioda 2,7 V	2,3
D2	LL 103	MiniMELF	Rychlá schottkyho spínací dioda 0,35 A	1
D3	BZS55C5V1	1206	Zenerova dioda 5,1 V	1,3
D4	BZS55C5V1	1207	Zenerova dioda 5,1 V	2,3
D5	1N4148	SOD123	Spínací dioda 150 mA	0,9
D6	1N4149	SOD124	Spínací dioda 150 mA	1,9
D7	SD05C	SOD323	TVS dioda 6 V , 30 A	6
D8	SMCJ36CA	SMC	TVS dioda 40 V , 25,8 A	8
D9	SMCJ36CA	SMC	TVS dioda 40 V , 25,8 A	9
D10	FES16BT	TO220AC	Rychlá usměrňovací dioda 100 V, 16 A	33

T1	BCX54TA	SOT89	Tranzistor NPN	4
T2	BC817	SOT23	Tranzistor NPN	1
T3	BCX54TA	SOT89	Tranzistor NPN	4
T4	BCX51TA	SOT89	Tranzistor PNP	6
Q1	IXTH80N075L2	TO247-3	Lineární N-MOSFET tranzistor	269
Q2	IXTH80N075L3	TO247-4	Lineární N-MOSFET tranzistor	269
Q3	IXTH80N075L4	TO247-5	Lineární N-MOSFET tranzistor	269
Q4	IXTH80N075L5	TO247-6	Lineární N-MOSFET tranzistor	269
Q5	BSS123	SOT23	N-MOSFET tranzistor	1,8
Q6	BSS123	SOT23	N-MOSFET tranzistor	1,8
U1	MCP3550	SO8	22 bit AD převodník	162
U2	MCP4921	SO8	12 bit DA převodník	113
U3	MCP1541T	SOT23	Napěťová reference 4,096 V	20,6
U4	MCP1541T	SOT23	Napěťová reference 4,096 V	20,6
U5	MCP1541T	SOT23	Napěťová reference 4,096 V	20,6
U6	MCP3550	SO8	22 bit AD převodník	162
U7	74HC4053	TSSOP-16	CMOS multiplexer	17
U8	74HC4053	TSSOP-16	CMOS multiplexer	17
IC1	TS5205	SOT25	LDO napěťový stabilizátor 5 V	17
IC2	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
IC3	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
IC4	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
IC5	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
IC6	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
IC7	OP27	SO8	Operační zesilovač	64,4
REL1	R40N		Relé, napětí cívky 12 V, max. proud 40 A	111,4
CONTROL_CON	DS1013-14	2,54 mm, THT	14 pinový THT konektro DS1013-14	4,8
CON2	KLS 300-5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS (3 pinová), 5 mm	8
CON3	KLS 300-5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS (3 pinová), 5 mm	8
K1	PSH02-02PG	2,54 mm, THT	2 pinový THT konektor typu PSH	2
X1	RF2-19A-T		SMA konektor do DPS (zásuvka)	46
X2	RF2-19A-T		SMA konektor do DPS (zásuvka)	46
S1	SM TER- LF064ATDE		Pressfit svorkovnice M5	25
S2	SM TER- LF064ATDE		Pressfit svorkovnice M5	25
			Čtyřvrstvá DPS 140 × 120 mm	1590,6
Celková částka za materiál				4977,11

Řídicí jednotka – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R3	470R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R4	2k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R5	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R6	470R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R7	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R8	470R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R9	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R10	470R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R11	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R12	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R13	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R14	1M	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R15	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R16	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R17	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R18	12k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R19	1k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R20	680R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R21	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R22	680R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R23	680R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R24	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R25	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R26	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R27	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R28	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R29	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R30	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R31	680R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R32	680R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R33	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R34	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R35	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R36	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R37	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R38	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R39	220R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R40	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R41	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1



R42	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R43	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R44	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
C1	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C2	1n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,1
C3	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C4	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	4,2
C5	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C6	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C7	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C8	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C9	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C10	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C11	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C12	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C13	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C14	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C15	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C16	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C17	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C18	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C19	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C20	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C21	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C22	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C23	1n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C24	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C25	27p	1206	Keramický SMD kondenzátor	2
C26	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C27	27p	1206	Keramický SMD kondenzátor	2
C28	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	4,2
C29	1000 $\mu$	10 $\times$ 20	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C30	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C31	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C32	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C33	1000 $\mu$	10 $\times$ 20	Elektrolytický THT kondenzátor, napětí 25 V	4
C34	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C35	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C36	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C37	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C38	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C39	10n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,2
C40	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C41	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C43	22p	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,2

C44	22p	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,2
C45	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C46	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C47	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
L1	CBM04YTAG391	1206	Feritový korálek, 100 MHz, 390R	1,2
L2	CBM04YTAG391	1206	Feritový korálek, 100 MHz, 390R	1,2
L3	CBM04YTAG391	1206	Feritový korálek, 100 MHz, 390R	1,2
D1	1N4007	DO41	Usměrňovací dioda 1A	1
D2	PGB1	0603	TVS dioda PulseGuard	19
D3	SM6T33A	SMB	TVS dioda 33V, 13,1 A	5,8
D4	PGB1	0603	TVS dioda PulseGuard	19
D5	LL-S150YC-2Y	1206	Žlutá SMD dioda	2,2
D6	LL-S150YC-2Y	1206	Žlutá SMD dioda	2,2
D7	LL-S150YC-2Y	1206	Žlutá SMD dioda	2,2
D8	LL-S150YC-2Y	1206	Žlutá SMD dioda	2,2
D9	FYLS-1206BPGC	1206	Zelená SMD dioda	2,4
D10	FYLS-1206BPGC	1206	Zelená SMD dioda	2,4
Q1	12.00M HC49-S		Krystalový rezonátor THT 12 MHz	12
Q2	16.00M-HC49-S		Krystalový rezonátor THT 16 MHz	21
T1	BC817	SOT23	Tranzistor NPN	1
U1	93LC56BT	SOT23-6	EEPROM paměť 2 kb	11
U2	FT2232HL	LQFP64	2×USB/UART převodník	125,7
U5	P82B96TD	SO8	Budič I2C sběrnice	121,6
IC1	ATmega328	TQFP32	Mikrokontrolér	66
IC2	7805	TO220	Lineární stabilizátor 5 V	19
IC3	PCF8574T	SO16-W	IO expandér I2C	64
IC4	PCF8574T	SO16-W	IO expandér I2C	64
CR1	LD1117AS33	SOT223	LDO lineární stabilizátor 3,3 V	20
OK1	6N137	DIP8	Optočlen	19
OK2	6N137	DIP8	Optočlen	19
OK3	6N137	DIP8	Optočlen	19
OK4	6N137	DIP8	Optočlen	19
SG1	KPEG242		Piezobzučák samobuzený	40
ISP1	T821106A	2,54mm	IDC konektor 6 pinový	7
POW_CON	KLS 301-5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
EXTUART_CON	KLS PSH02	2,54mm	Čtyřpinový PSH konektor se zámkem	6
CONTROL_CON	DS1013-14	2,54 mm	14 pinový THT konektor IDC DS1013-14	4,8
KEY_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 8 pinů	2,5
DISPLAY_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 6 pinů	1
LED0_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 2 piny	1
LED1_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 2 piny	1
LED2_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 2 piny	1
5V_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 2 piny	1
GPIO_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 4 piny	1
FANCONT_CON	PSH02	2,54 mm	2 pinový THT konektor typu PSH	2

TEMPSENS_CON	KLS PSH02	2,54mm	Čtyřpinový PSH konektor se zámkem	6
X1	924_KEystone		USB B zástrčka do DPS	45
RESET_BUTTON	TACT-64K-F		Mikrospínač TACT	2,4
			Čtyřvrstvá DPS 104 × 83 mm	712
Celková částka za materiál				1657,9

Displej s přídatným modulem – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R3	47R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R4	47R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R5	100R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
P1	5k	5×10 mm	Jednootáčkový odporový trimr THT	15
C1	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	7,2
C2	1μ	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 16 V	7,2
C3	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C4	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C5	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C6	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
IC1	74AC125D	SO14	Třístavový budič sběrnice neinvertující	17
IC2	74AHC1G04DBV	SOT23-5	NOT hradlo	10,7
CON1	DS1023-1	2,54 mm	20pinová pinová lišta (zásuvka)	12
DISPLAY_CON	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 6pinů	1
Displej	34348-OP		Displej 128×64 pixelů (řadič ST7920)	297
			Dvouvrstvá DPS 93 × 70mm	84
Celková částka za materiál				462,9

Modul teplotního senzoru – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	4k7	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
C1	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C2	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C3	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C4	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C5	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 25 V	4,2
IC1	7805DT	D2PAK	Lineární stabilizátor 5V SMD	22
U1	P82B96TD	SO8	Budič I2C sběrnice	121,6
U2	TC74A0	TO220-5	Digitální teplotní senzor, nap. 5V, I2C	54
K1	KLS PSH02-04PG	2,54mm	Čtyřpinový PSH konektor se zámkem	6
			Dvouvrstvá DPS 21 × 30 mm	131,35
Celková částka za materiál				347,95

Modul osciloskopu – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	100k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	8k2	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R3	120R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
C1	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C2	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C3	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C4	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C5	4 $\mu$ 7	C	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 35 V	8,1
C6	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
D1	LL 103	MiniMELF	Rychlá schottkyho spínací dioda 0,35 A	1
D2	SM6T33A	SMB	TVS dioda 33V, 13,1 A	5,8
IC1	MCP601SN	SO8	Operační zesilovač	24
CR1	LD1117AS33	SOT223	LDO lineární stabilizátor 3,3 V	20
X1	RF2-19A-T		SMA konektor do DPS (zásuvka)	46
K1	KLS PSH02-04PG	2,54mm	Čtyřpinový PSH konektor se zámkem	6
JUM1	DS1021	2,54 mm	Kolíková lišta, 2 piny	1
JUM2	DS1023-1	2,54 mm	8pinová kolíková lišta (zásuvka)	2,4
JUM3	DS1023-1	2,54 mm	8pinová kolíková lišta (zásuvka)	2,4
JUM4	DS1023-1	2,54 mm	20pinová kolíková lišta (zásuvka)	12
JUM5	DS1023-1	2,54 mm	10pinová kolíková lišta (zásuvka)	3,5

JUM6	DS1023-1	2,54 mm	10 pinová kolíková lišta (zásuvka)	3,5
JUM7	DS1023-1	2,54 mm	20 pinová kolíková lišta (zásuvka)	12
	NUCLEO F303RE		Vývojová platforma s STM32 F303RE	491
Celková částka za materiál				656,6

Modul řízení ventilátorů – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
R1	10k	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
R2	10R	1206	Metalizovaný SMD rezistor, tol. 1 %	1
C1	1 $\mu$	A	Tantalový SMD kondenzátor, napětí 25 V	4,2
C2	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
D1	LL 103	MiniMELF	Rychlá schottkyho spínací dioda 0,35 A	1
D2	BZS55C5V1	1207	Zenerova dioda 5,1 V	2,3
Q1	BUZ11	TO220	N-MOSFET tranzistor	39
CON1	KLS 301-5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
K1	PSH02-02PG	2,54 mm	2pinový THT konektor typu PSH	2
K2	PSH02-02PG	2,54 mm	2pinový THT konektor typu PSH	2
K3	PSH02-02PG	2,54 mm	2pinový THT konektor typu PSH	2
Celková částka za materiál				61,2

Modul napájecího zdroje – seznam součástek				
Označení	Hodnota	Pouzdro	Poznámka	Cena (Kč)
C1	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C2	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C3	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C4	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C5	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C6	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C7	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C8	4700 $\mu$	16×30mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	15,6
C9	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C10	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C11	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C12	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7

C13	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C14	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C15	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C16	100n	1206	Keramický SMD kondenzátor	1,7
C17	100μ	6,3×11mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	1,6
C18	100μ	6,3×11mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	1,6
C19	100μ	6,3×11mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	1,6
C20	100μ	6,3×11mm	Elektrolitický kondenzátor THT, nap. 25V	1,6
B1	GBJ2510		Diodový usměrňovací můstek 35A	177
F1	PTF15B	22,6 mm	Pojistkové pouzdro 5 × 20 mm	9
F2	PTF15B	22,6 mm	Pojistkové pouzdro 5 × 20 mm	9
CON1	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON2	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON3	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON4	KLS 300–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS (3 pinová), 5 mm	8
CON5	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON6	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON7	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON8	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON9	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
CON10	KLS 301–5.00	5 mm	Svorkovnice do DPS dvoupinová	5
IC1	7812	TO220	Lineární stabilizátor +12V	12
IC2	7912	TO220	Lineární stabilizátor -12V	20
IC3	7805	TO220	Lineární stabilizátor +5 V	19
IC4	7905	TO220	Lineární stabilizátor -5 V	15,3
Celková částka za materiál				459,1

Ostatní komponenty – seznam	
Označení	Cena (Kč)
Membránová klávesnice QW–01	646
Zásuvka pro banánek BU–31610–0 (černá)	89
Zásuvka pro banánek BU–31610–2 (červená)	89
Svorka s křídlovým hmatníkem POL 631 – RT (červená)	482
Svorka s křídlovým hmatníkem POL 631 – SW (černá)	482
Červená LED kontrolka s objímkou 19040003	28
Zelená LED kontrolka s objímkou 19040001	28
Žlutá LED kontrolka s objímkou 19040002	28
Chladič lisovaný LAM5K/150/12V (50 × 50 × 150 mm)	1 160
Chladič lisovaný LAM5K/150/12V (50 × 50 × 150 mm)	1 160
Ventilátor 12 V (50 × 50 mm)	80

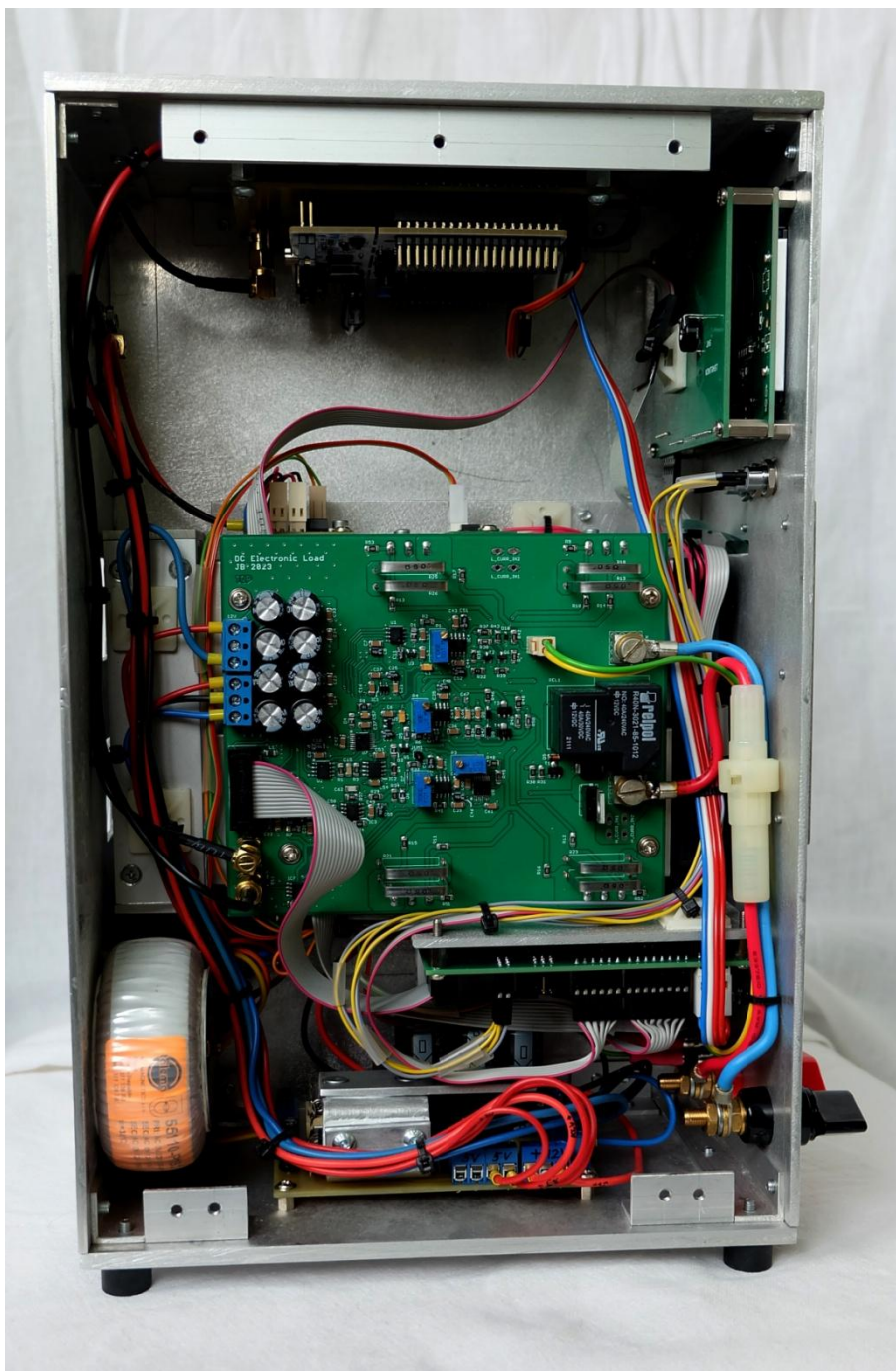
Ventilátor 12 V (50 × 50 mm)	80
Mřížka na ventilátor FG-05A (50 × 50 mm)	25
Mřížka na ventilátor s filtrem GRM60-30	91
Mřížka na ventilátor s filtrem GRM60-30	91
Síťový toroidní transformátor 55110-P1S2 (2 × 12 V / 30VA)	700
Síťový napájecí konektor typu C 14 PF0002/63 s pojistkovým pouzdrém	133
Síťový vypínač typu ROCKER RA812C1121	40
Koaxiální kabel SMA-vidlice/SMA-zásuvka, 0,3 m SMA-18-0.3	107
Koaxiální kabel SMA-vidlice/SMA-vidlice SMA-01-0.3	72
Izolační teplovodivá podložka kaptonová pod tranzistor (TO220) KAP 220 G	17
Izolační teplovodivá podložka kaptonová pod tranzistor (TO248) KAP 218	15
Izolační teplovodivá podložka kaptonová pod tranzistor (TO248) KAP 218	15
Izolační teplovodivá podložka kaptonová pod tranzistor (TO248) KAP 218	15
Izolační teplovodivá podložka kaptonová pod tranzistor (TO248) KAP 218	15
Celková částka za materiál	5 688

## Příloha F Fotodokumentace



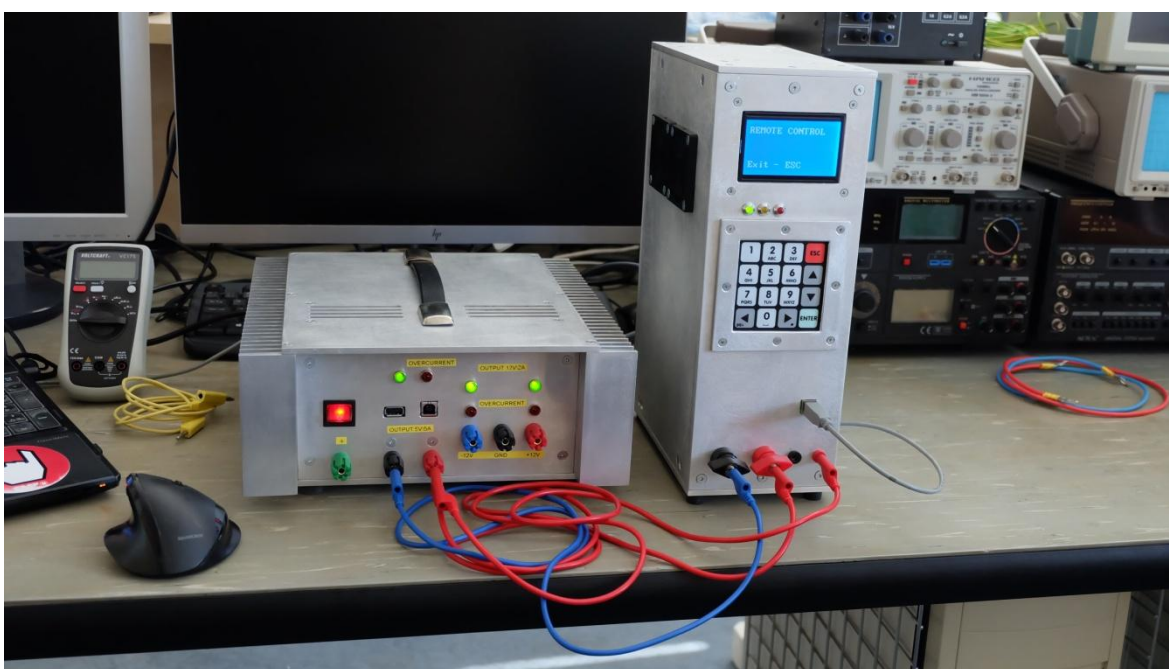








*Foto z měření převodních charakteristik*



*Foto z testování režimu automatického měření zatěžovacích charakteristik*

## Příloha G Výkres šasi

