

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

---

Fakulta elektrotechnická  
KATEDRA ELEKTRONIKY A INFORMAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

## BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Modulární proudový zdroj pro elektromagnetické aktuátory

Autor práce: **Pavel Novotný**  
Vedoucí práce: **Ing. Martin Vitek**

---

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2021/2022

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Pavel NOVOTNÝ**  
Osobní číslo: **E19B0102P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**  
Téma práce: **Modulární proudový zdroj pro elektromagnetické aktuátory**  
Zadávací katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

### Zásady pro vypracování

- Proveďte rešerši topologií DC/DC spínaných zdrojů.
- Zjistěte a definujte požadavky na proudové zdroje pro projekty elektromagnetických minirobotů a elektromagnetických ventilů.
- Navrhněte podle těchto požadavků proudový zdroj a vyrobte prototypy.
- Vytvořte software pro ovládání proudových zdrojů z počítače.
- Na prototypch odměřte jejich charakteristiky.



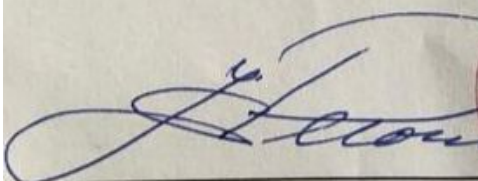
Rozsah bakalářské práce: **30 – 40**  
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**  
Forma zpracování bakalářské práce: **elektronická**


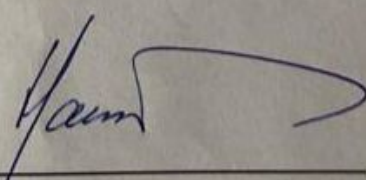
**Seznam doporučené literatury:**

- HAMMERBAUER, Jiří. Elektronické napájecí zdroje a akumulátory. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-708-2411-5.
- URBAN, Ondřej. Rozšíření Univerzální řídicí jednotky USG2 o CAN FD. Plzeň 2019. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Martin Vitek**  
Katedra elektrotechniky a počítačového modelování

Datum zadání bakalářské práce: **8. října 2021**  
Termín odevzdání bakalářské práce: **26. května 2022**

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

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

V Plzni dne 8. října 2021

# Abstrakt

Tato bakalářská práce řeší problematiku návrhu modulárního proudového zdroje. Cílem byl návrh jednokanálových modulů, které mohou pracovat samostatně, nebo z nich lze skládat vícekanálové celky. Zdroj bude sloužit pro ovládání elektromagnetických aktuátorů. Moduly by měly být nastavovány přes počítač, který bude připojen k modulům prostřednictvím brány.

V úvodní části práce je pojednáno o charakteru zátěží. Také je uveden přehled základních topologií spínaných zdrojů a popis topologie vybrané pro návrh zdroje. Dále je v ni zpracován stručný úvod ke sběrnici *CAN bus*, která slouží pro komunikaci mezi moduly zdroje. Následující návrhová část popisuje výběr konkrétních součástek, schematický návrh a návrh desky plošného spoje. Kapitola o firmwaru vysvětluje, jak bylo postupováno při programování mikrokontroléru. Následuje část práce, která popisuje funkci počítačové aplikace určené pro ovládání modulů zdroje a ukazuje rozhraní výsledné aplikace. Také se v ni popisuje formát zpráv, kterým zdroj komunikuje. Další kapitola je o měření na vyrobeném modulu proudového zdroje a o donastavování firmwaru na základě dat z měření. V závěru práce je popsán výsledný modul proudového zdroje a jsou zmíněny problémy, které nastaly při jeho výrobě a ožívání.

Výsledkem této práce jsou čtyři identické moduly proudového zdroje, které byly otestovány pro napájení cívek proudem do 5 A při napájení ze zdroje do 24 V. Moduly mohou pracovat samostatně nebo je lze složit do vícekanálového zdroje. Jejich ovládání je zařízeno prostřednictvím počítačové aplikace.

## Klíčová slova

proudový zdroj, MATLAB, CAN bus, elektromagnetický aktuátor, sběrnice, UART

# Abstract

This bachelor's thesis is about design of modular current source. The goal was to design a single channel current source module, which could work independently, or could be put together with other modules to make a multichannel current source. These modules are going to be used for controlling electromagnetic actuators. Their parameters should be adjustable from a computer, which will be connected to modules via a gateway.

In the introduction of this thesis is discussed the nature of electrical loads. There is also overview of basic topologies of switched mode power supplies and brief introduction to *CAN bus*, that is used for communication between modules. The following part is about component selection, schematic design and design of printed circuit board. The chapter about firmware explains the process of programming a microcontroller. The following chapter is describing the function of computer application that is intended for controlling the modules, and it also describes user interface together with data format used for communication with modules. Next part is about measurement of made current module and about firmware modifications, which are based on measured results.

The outcome of this work are four identical current source modules, which have been tested as current sources for inductors. They provided output current up to 5 A while they were connected to 24 V power supply. Modules are capable of working independently as single channel source, or they can be put together and work as multichannel current source. They are controlled via application on the computer.

## Keywords

current source, MATLAB, CAN bus, electromagnetic actuator, bus, UART

## Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Martinu Vítkovi za jeho přístup, metodické pokyny a cenné profesionální rady, které vedly k vypracování této práce.

# Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	vi
Seznam obrázků	x
Seznam tabulek	xii
Úvod	1
<b>1 Teoretický úvod</b>	<b>2</b>
1.1 Přechodový jev 1. řádu na indukčnosti . . . . .	2
1.1.1 Výpočet přechodového děje pro projekt Beak . . . . .	2
1.2 Topologie DC/DC spínaných zdrojů . . . . .	3
1.2.1 Snižující měnič napětí . . . . .	3
1.2.2 Zvyšující měnič napětí . . . . .	4
1.2.3 Invertor . . . . .	5
1.2.4 Jednočinný blokující měnič . . . . .	5
1.2.5 Jednočinný propustný měnič . . . . .	7
1.2.6 Dvočinný měnič typu poloviční můstek . . . . .	7
1.2.7 Dvočinný měnič typu plný můstek . . . . .	8
1.2.8 Použitá topologie . . . . .	9
1.3 CAN bus . . . . .	10
<b>2 Návrh proudového zdroje</b>	<b>13</b>
2.1 Požadavky na hardware . . . . .	13
2.2 Vstupní část zdroje . . . . .	14
2.2.1 Měření vstupního napětí . . . . .	14
2.3 Zdroje lokálního napětí . . . . .	15
2.3.1 Zdroj 3,3 V . . . . .	16
2.3.2 Zdroj 10 V . . . . .	16
2.4 Mikrokontrolér . . . . .	17
2.5 Výkonová část . . . . .	17
2.5.1 Budiče MOSFETů . . . . .	19
2.5.2 Výkonové tranzistory H mostu . . . . .	20
2.6 Měření proudu zátěží . . . . .	21
2.7 Měření teploty zdroje . . . . .	21
2.8 Budič sběrnice CAN . . . . .	22
2.9 Indikační LED, tlačítka a konektory . . . . .	22

---

2.10	Deska plošného spoje MoSeZ . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Firmware Aron</b>	<b>25</b>
3.1	Nastavení hodinových signálů . . . . .	26
3.2	PWM pro H můstek . . . . .	26
3.3	Řízení střídavy . . . . .	28
3.4	Měření proudu . . . . .	28
3.5	Měření teploty DPS a vstupního napětí . . . . .	29
3.6	Komunikace po UART . . . . .	30
3.7	Komunikace po CAN . . . . .	31
3.8	Obsluha tlačítek . . . . .	32
3.9	Indikační LED . . . . .	32
<b>4</b>	<b>Aplikace Staff</b>	<b>33</b>
4.1	Formát zpráv . . . . .	33
4.2	Rozhraní aplikace . . . . .	33
<b>5</b>	<b>Měření</b>	<b>35</b>
5.1	Měření na PWM . . . . .	35
5.2	Měření na proudovém senzoru . . . . .	36
5.3	Měření rychlosti regulátoru . . . . .	36
5.4	Nastavení PI regulátoru . . . . .	38
5.5	Měření oteplení DPS . . . . .	38
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>41</b>
6.1	Výsledné zdroje . . . . .	41
6.2	Chyby v návrhu . . . . .	41
6.3	Problémy při oživování . . . . .	42
6.4	Prostor pro vylepšení . . . . .	43
	<b>Seznam použité literatury</b>	<b>46</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>A</b>



# Seznam použitých symbolů a zkratek

Značka	Popis	Jednotka
<i>A/D</i> převodník	Převodník analogového signálu na digitální	-
<i>ADC</i>	Převodník analogového signálu na digitální	-
<i>ATX</i>	Označení počítačového napájecího zdroje	-
<i>ASCII</i>	Kódová tabulka	-
<i>BOT</i>	Spodní vrstva DPS	-
<i>BRS</i>	Bit u CAN, používá se pro rozlišení bit-rate zprávy	-
$C_{BST}$	Kapacita bootstrap kondenzátoru	F
$C$	Kondenzátor	F
$C_{iss}$	Vstupní kapacita hradla tranzistoru	F
<i>CANbus</i>	Controller Area Network bus	-
<i>CANH</i>	Jeden ze dvou signálů vysílaných po CAN bus	-
<i>CANL</i>	Jeden ze dvou signálů vysílaných po CAN bus	-
<i>CC</i>	Capture/Compare, porovnávací registr pro časovač TCC	-
<i>CCBUF</i>	Buffer hodnot, který se zapisuje do registru CC s každým taktem, bez nutnosti softwarové synchronizace	-
<i>Cortex M4F</i>	Typ procesoru postavený na architektuře ARM	-
<i>CRC</i>	Cyklický redundantní součet	-
<i>D</i>	Střída	-
<i>DFLL</i>	Fázový závěs	-
<i>DLC</i>	Bit u CAN, přenáší informaci o délce zprávy	-
<i>DPS</i>	Deska plošného spoje	-
$e(t)$	Regulační odchylka vstupující do regulátoru	-
$E_{sum}$	Integrační člen diskrétního PI regulátoru	-
<i>EMI</i>	Elektromagnetická interference	-
<i>Ethernet</i>	Souhrn technologií pro počítačové sítě	-
<i>EOF</i>	Bit u CAN, oznamuje konec rámce	-
$f_{ADC}$	Frekvence A/D převodníků	Hz
<i>FCTRL</i>	Ovládací registr TCC	-
<i>FDF</i>	Určuje zda je zpráva CAN, nebo CAN FD	-
<i>FET</i>	Tranzistor řízený polem	-
$f_{PWM}$	Frekvence na které pracuje PWM	Hz
<i>GCLK</i>	Generic Clock Controller v mikrokontroléru	-
<i>Gerber</i>	ASCII formát pro tisknutí grafiky, používaný při návrhu a výrobě DPS	-
<i>HALT</i>	Součást FCTRL, pozastavuje práci čítače TCC	-
<i>MoSeZ</i>	Název navržené desky plošného spoje	-

$I^2C$	Sériová sběrnice	-
$I_{Drain}$	Maximální proud elektrodou Drain u MOSFETu	A
$I_{Dmax}$	Maximální proud, který je tranzistorový budič schopen dodat	A
$i_L(t)$	Okamžitá hodnota proudu tekoucího indukčností	A
$I_L$	Efektivní hodnota proudu protékajícího indukčností	A
$IN$	Vnitřní vrstva DPS	-
$I_{MEASURED}$	Naměřený výstupní proud zdroje <i>MoSeZ</i>	A
$I_P$	Proudu protékající primárním vinutím transformátoru	A
$I_S$	Proudu protékající sekundárním vinutím transformátoru	A
$I_{WANTED}$	Požadovaný výstupní proud zdroje <i>MoSeZ</i>	A
$ID$	Identifikátor zdroje	-
$IDE$	Rozlišuje jaký formát CAN je použit	-
$IGBT$	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	-
$K_I$	Integrační konstanta regulátoru	-
$K_P$	Proporcionální konstanta regulátoru	-
$L$	Indukčnost	H
$LED$	Světlo emitující dioda	-
$N_P$	Počet závitů primárního vinutí	-
$N_S$	Počet závitů sekundárního vinutí	-
$P$	Činný výkon	W
$P_{BSTDiod}$	Ztrátový výkon na bootstrapové diodě	W
$P_{Cond}$	Joulový ztráty	W
$P_{Driver}$	Celkové ztráty na tranzistorovém budiči	W
$P_{Gate}$	Ztráty způsobené nabíjením/vybíjením hradla tranzistoru	W
$P_{MOSFET}$	Celkové ztráty na MOSFETu	W
$P_{Supply}$	Ztráty v napájecí větvi	W
$P_{Switch}$	Spínací ztráty	W
$PTC$	Pozistor, typ termistoru	-
$PWM$	Pulzně šířková modulace	-
$Q_{Total}$	Maximální náboj hradla MOSFETu	C
$R$	Elektrický odpor	$\Omega$
$R_{DS(ONavg)}$	Průměrný odpor mezi elektrodou Drain a Source	$\Omega$
$R_{RG}$	Rezistor zapojený do série s hradlem MOSFETu	$\Omega$
$R_{Gmin}$	Minimální odpor hradla MOSFETu	$\Omega$
$R_{thJA-DRIVER}$	Teplotní odpor pouzdra budiče	$^{\circ}C/W$
$R_{thJA-MOSFET}$	Teplotní odpor pouzdra MOSFETu	$^{\circ}C/W$
$RES$	Rozlišení A/D převodníku	bit
$RS - 422$	Standart sériové komunikace, spíše pro jednodušší aplikace než RS-485	-
$RS - 485$	Standart sériové komunikace, známy i jako EIA - 485	-
$Rx$	Pin co přijímá data	-
$LIN$	Sériová asynchronní sběrnice typu single-master	-

<i>MCU</i>	Mikrokontrolér	-
<i>MRE</i>	Magnetoreologické elastomery	-
<i>MOSFET</i>	Typ tranzistoru řízeného elektrickým polem	-
$n_{(AVG)}$	Počet vzorků ze kterých A/D průměruje výsledek	-
$n_{SAMP}$	Vzorkovací doba A/D převodníku	-
<i>S</i>	Polovodičový spínač	-
<i>Sht</i>	Pin co ovládá zapnutí/vypnutí	-
<i>SMD</i>	Součástka určená pro povrchovou montáž	-
<i>Std</i>	Pin co ovládá režim Stand by	-
<i>SJW</i>	Synchronization Jump Width, první segment v 1 bitu CAN	-
<i>SOF</i>	Start of frame	-
<i>SWAP</i>	Registr umožňující inverzi v matici výstupních pinů TCC	-
$t_1$	Teplota při které zasahuje tepelná ochrana desky <i>MoSeZ</i>	°C
$t_2$	Teplota při které dojde k odstavení tepelné ochrany desky <i>MoSeZ</i>	°C
<i>T</i>	Perioda	s
$T_{new}$	Nová hodnota střídy předávaná do CCBUF0 čítače TCC0	-
$T_{off}$	Doba po kterou je spínač vypnutý	s
$T_{on}$	Doba po kterou je spínač zapnutý	s
$t_{d(off)}$	Doba po které se tranzistor začne zavírat	s
$t_{d(on)}$	Doba po které se tranzistor začne otevírat	s
$t_{fall}$	Doba doběžné hrany	s
$t_{pd}$	Zpoždění obvodu	s
$t_{rise}$	Doba náběžné hrany	s
$T_{OkolMAX}$	Očekávaná maximální teplota okolního prostředí	°C
$T_{J-Driver}$	Očekávaná teplota budiče	°C
$T_{J-MOSFET}$	Očekávaná teplota MOSFETu	°C
<i>TCC</i>	Typ čítače/časovače na MCU	-
$tq$	časové kvantum, na které se dělí 1 bit CAN	s
<i>Tx</i>	Pin co přenáší data	-
$U_0$	Efektivní hodnota napětí zdroje	V
$U_{ADCV_{al}}$	Hodnota naměřená A/D převodníkem, uložená v registru ADCRESULT	-
$U_{DD}$	Napájecí napětí budiče tranzistorů	V
$U_{DIVIDER}$	Napětí na celém děliči	V
$U_{DS}$	Maximální napětí mezi elektrodou Drain a Source	V
$U_F$	Úbytek na bootstrapové diodě v propustném směru	V
$U_{GS}$	Napětí mezi hradlem a sourcem u FET	V
$U_{IN}$	Efektivní hodnota vstupního napětí	V
$u_L(t)$	Okamžitá hodnota napětí na indukčnosti	V
$U_{OUT}$	Efektivní hodnota napětí na výstupu	V

---

$U_{ZERO}$	Napětí na výstupu proudového senzoru při nulovém proudě senzorem	V
$UART$	Univerzální asynchronní přijímač-vysílač	-
$USB$	Univerzální sériová sběrnice	-
$X5R$	Keramický materiál pro kondenzátory	-
$X7R$	Keramický materiál pro kondenzátory	-
$y_R(t)$	Výstupní hodnota regulátoru	-
$\Delta I$	Rozdíl proudu $I_{WANTED}$ a proudu $I_{MEASURED}$	A
$\Delta U_{HBL}$	Minimální vypočítané nabíjecí napětí bootstrap kondenzátoru u tranzistorového budiče	V
$\tau$	Časová konstanta	s
$\nu$	účinnost	-

# Seznam obrázků

1	Úchopový systém <i>Beak</i> . . . . .	2
2	Očekávané průběhy veličin na indukčnosti po připojení ke zdroji . . . . .	3
3	Funkce snižujícího měniče napětí, vlevo [2], vpravo [3] . . . . .	4
4	Funkce zvyšujícího měniče napětí, vlevo [6], vpravo [7] . . . . .	5
5	Funkce invertoru, vlevo [9], vpravo [10] . . . . .	6
6	Schéma blokujícího měniče, převzato z [12] . . . . .	6
7	Schéma propustného měniče, převzato z [13] . . . . .	7
8	Schéma polovičního můstku, převzato z [16] . . . . .	8
9	Schéma plného můstku, převzato z [17] . . . . .	9
10	Rámec CAN 2.0A s průběhy napětí, převzato z [18] . . . . .	10
11	Rámec CAN-FD, převzato z [20] . . . . .	11
12	Schéma CAN sběrnice, převzato z [21] . . . . .	11
13	Blokové schéma aktuální komunikace . . . . .	13
14	Blokové schéma návrhu zdroje, jednotlivé bloky jsou popsány dále, počínaje kapitolou 2.2 . . . . .	14
15	Schéma vstupní části . . . . .	15
16	Graf účinnosti pro MP2344, převzato z [27] . . . . .	16
17	Schéma pro Step down na 10 V, od měniče na 3,3 V se liší pouze rezistory ve zpětné vazbě a výstupní indukčností L3 . . . . .	16
18	Pasivní součástky pro vnitřní měnič mikrokontroléru (vlevo); Blokovací kondenzátory pro piny VDDIO (uprostřed); Filtr dělicí digitální a analogovou napájecí větev (vpravo) . . . . .	17
19	Křivka ukazující závislost impedance na frekvenci pro různé kapacity, převzato z [29] . . . . .	18
20	Polovina můstku, druhá polovina je zapojena identicky . . . . .	19
21	Zapojení proudového senzoru . . . . .	21
22	Zapojení budiče pro CANbus . . . . .	22
23	3D model navržené DPS . . . . .	24
24	Vývojový diagram řídicí smyčky mikrokontroléru . . . . .	25
25	Aktuálně použitý rozvod taktovacích hodin . . . . .	26
26	Blokové schéma čítače TCC z datasheetu [28] . . . . .	27
27	Vývojový diagram příjmu z uart . . . . .	30
28	Rozdělení 1 bitu CANu, převzato z [40] . . . . .	31

---

29	Náhled na grafické rozhraní aplikace Staff . . . . .	34
30	PWM z TCC0 změřená na výstupu mikrokontroléru . . . . .	35
31	Dead time na změřeno na AH a AL . . . . .	36
32	Zvlnění výstupního proudu, proud je fialový, měřeno na časové základně 200 $\mu$ s . . . . .	37
33	Zvlnění výstupního proudu, proud je fialový, měřeno na časové základně 10 $\mu$ s . . . . .	37
34	Změřená celková doba zpoždění regulační smyčky . . . . .	38
35	Generování obdélníkového signálu, $T = 4$ ms, $I_{max} = 3$ A, $I_{min} = 0$ A . . . . .	39
36	Oteplení přední části desky . . . . .	39
37	Oteplení zadní části desky . . . . .	39
38	Oteplení zadní části desky . . . . .	41

# Seznam tabulek

1	Popis jednotlivých bitů v rámci <i>CAN 2.0A</i> , převzato z [19] . . . . .	11
2	Závislost maximální přenosové rychlosti na fyzické délce sběrnice, převzato z [22]	12
3	Příklady různých zpráv . . . . .	33

# Úvod

Práce je shrnutím návrhu modulárního proudového spínacího zdroje a nahlédnutím do problematiky s tím spojené. Zdroj bude primárně sloužit jako napájení pro projekt *Beak*, respektive *Serpent*. To jsou úchopové systémy založené na magnetoreologických elastomerech (MRE), ovládané magnetickým polem cívek. Síla úchopu je úměrná velikosti proudu protékajícího cívkou, takže pokud je požadavek řídit sílu úchopu, potřebujeme řídit velikost proudu. Směr proudu ovlivňuje zdali *Beak* své čelisti přitáhne, nebo roztáhne. Z toho vyplývá, že je potřeba navrhnout proudový zdroj, který je schopen měnit směr a velikost proudu.

Zadáním byl proudový zdroj schopný dodávat až 5 A, při vstupním napájecím napětí do 24 V. Nastavování zdroje by mělo probíhat primárně z počítačové aplikace. Modulárnost zdroje spočívá v připojení více zdrojů na společnou sběrnici, díky které nebudou muset být všechny zdroje připojeny fyzicky k počítači. Jediný zdroj připojený k počítači bude obsluhovat všechny zdroje na sběrnici na základě pokynů z aplikace.

Požadavek na reverzaci proudu vedl na využití topologie H-můstku, viz kapitola 1.2.8, proud je snímán senzorem založeným na Hallově jevu, zapojeným do série se zátěží. Pro potřeby řízení můstku byl použit mikrokontrolér s integrovaným řadičem pro *CAN bus*. Byla snaha navrhnout DPS o co možná nejmenší ploše, což vedlo na využití tranzistorů s velmi malým odporem kanálu a v pouzdře, které dokáže dobře odvádět teplo do DPS. Při návrhu se nepočítalo s výstupní tlumivkou a spoléhá se pouze na indukčnost zátěže a vyšší spínací frekvence. Proto bylo nutné využít robustnějších budičů, jež bezpečně zvládnou relativně velkou kapacitu hradel MOSFET tranzistorů nabíjet (a vybíjet), při zachování co možná nejmenších tepelných ztrát na sobě samých.

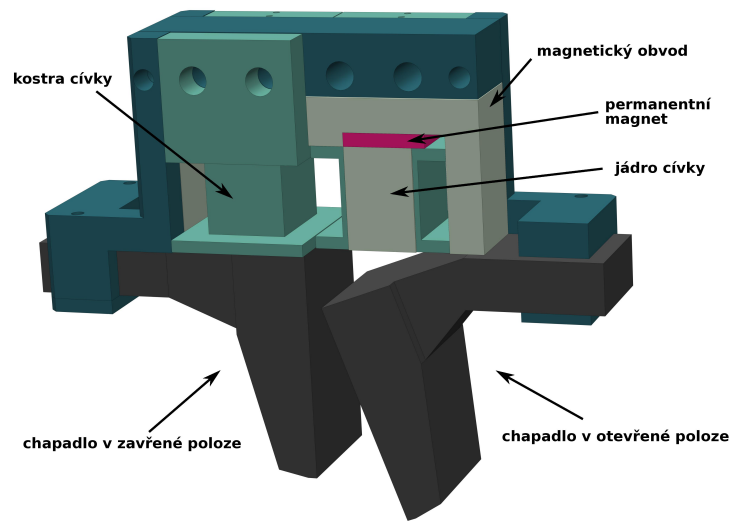
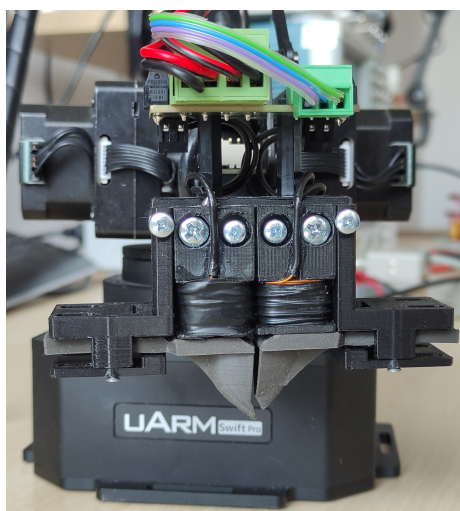
Propojování více zdrojů mezi sebou lze řešit buď stohováním zdrojů na sebe, nebo vzájemným propojováním pomocí kabelu. Zdroje mezi sebou komunikují po sběrnici *CAN bus*, která by měla zajistit spolehlivost přenosu i na větší vzdálenosti a v elektromagneticky zarušeném prostředí. Zdroj připojující se k počítači komunikuje přes *UART*.

Pro kreslení schématu a návrhu desky plošného spoje *MoSeZ* posloužil software *KiCad*, k programování firmwaru *Aron* v jazyce *C++* posloužilo vývojové prostředí *CLion* a aplikace *Staff* byla vytvořena pomocí *App Designer* v prostředí *MATLAB 2021*. Výběh konkrétních součástek byl ovlivněn dostupností, jejich vhodností a cenou.



# 1 Teoretický úvod

Začátek této kapitoly se věnuje řešení přechodového děje prvního řádu na RL obvodu. Následuje seznámení se základními topologiemi spínaných zdrojů a shrnutí důvodů, proč byla zvolena topologie H-můstku jako základ modulu proudového zdroje. Na závěr této kapitoly je stručně popsána sběrnice *CAN*.



Obrázek 1: Úchopový systém *Beak*

## 1.1 Přechodový jev 1. řádu na indukčnosti

Ze zadání je zřejmé, že proudový zdroj bude sloužit pro napájení cívky. Při zanedbání malých parazitních kapacit se dá tvrdit, že se zátěž bude chovat jako RL obvod, na kterém se projeví přechodový děj prvního řádu. Tento děj je základem většiny spínaných zdrojů.

### 1.1.1 Výpočet přechodového děje pro projekt *Beak*

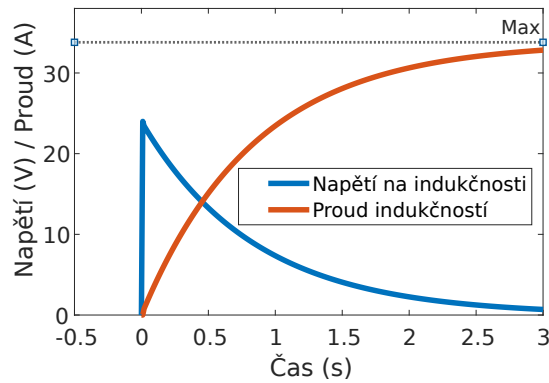
Byly mi poskytnuty parametry cívky *Beak*, kde odpor cívky je  $R_{Beak} = 0,7\ \Omega$  a indukčnost je  $L_{Beak} = 0,7\ \text{H}$ . Na obrázku 2 je vidět graf po připojení *Beak* na zdroj 24 V, dle rovnice 1 a 2,

$$u_L(t) = \frac{di}{dt} \cdot L \cdot i_L(t) + R \cdot i_L(t) \quad (1)$$

$$u_L(t) = U_0 \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2)$$

kde  $u_L(t)$  je napětí na indukčnosti,  $i_L(t)$  je proud indukčností,  $U_0$  je napětí zdroje,  $R = R_{Beak}$

a  $L = L_{Beak}$



Obrázek 2: Očekávané průběhy veličin na indukčnosti po připojení ke zdroji

## 1.2 Topologie DC/DC spínaných zdrojů

Vzhledem k návrhovým požadavkům, které vedou na využití spínaných zdrojů, nebyly lineární uvažovány vůbec. Pro obecný přehled, jsou uvedeny základní topologie DC/DC spínaných zdrojů, přičemž více rozeberu ty, které jsou využity v mé práci. Je možné topologie seřazovat a třídit podle různých vlastností, avšak obecně se zapojení nejčastěji dělí podle jejich schopnosti galvanicky izolovat a v textu začneme s těmi co tuto schopnost postrádají. Topologie izolující od sítě začínají podnadpisem 1.2.5. Všechny popisy principu obvodů jsou předpokládány v ustáleném stavu. Informace byly převzaty z [1], není-li řečeno jinak.

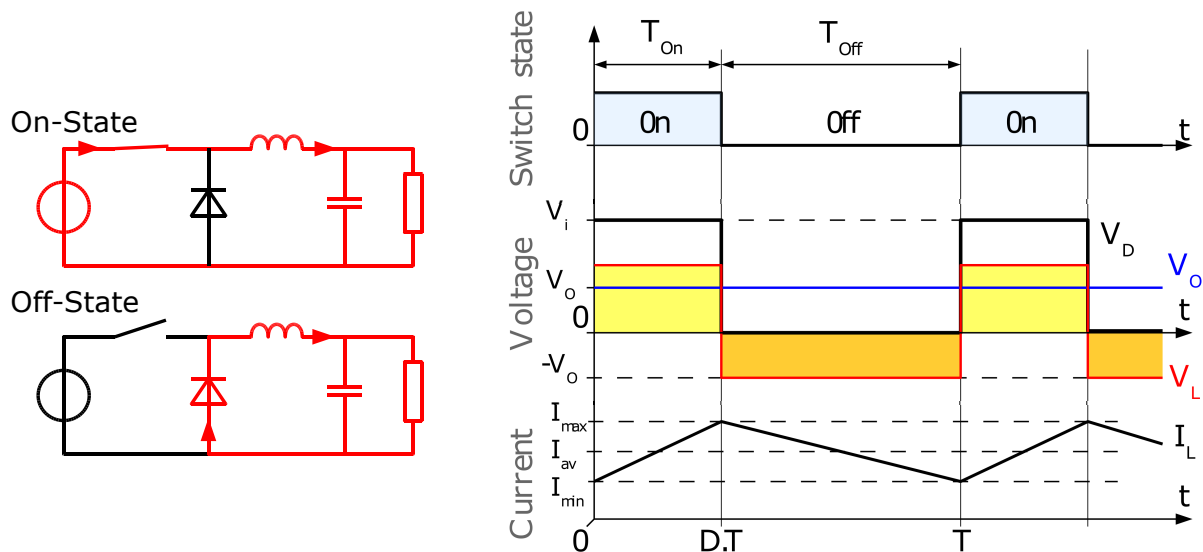
### 1.2.1 Snižující měnič napětí

Taktéž (nejen) v anglicky mluvících zemích nazývaný jako *step down*, či *buck*. Jeho název vychází z účelu a funkce, a sice snižování vstupního napětí. Dokáží poskytnout vyšší účinnost, než lineární regulátory napětí, a můžeme se s nimi setkat například v počítačích, kde z původních 12 V, snižují napětí pro napájení procesoru, či grafické karty a jiných komponent.

Po sepnutí spínače  $S$  začne růst proud  $I_L$  a do indukčnosti  $L$  se akumuluje energie. V moment rozepnutí  $S$  se obrátí polarita na cívce a začne se spotřebovávat energie uložená v cívce a proud klesá. Opětovným sepnutím spínače  $S$  se celý proces opakuje znovu. Okamžité napětí na  $R$  (zátěži) se dá spočítat jako  $U_{OUT} = U_{IN} - U_L$ , kde  $U_{OUT}$  je napětí na zátěži,  $U_{IN}$  je napětí zdroje a  $U_L$  napětí na indukčnosti. Z rovnice 3 vyplývá,

$$U_{OUT} = \frac{D \cdot U_{IN}}{\nu} \quad (3)$$

že pokud nebudeme udržovat spínač stále sepnutý, platí  $U_{OUT} < U_{IN}$ . O kolik je napětí na zátěži menší určuje střída  $D$ ,  $\nu$  je účinnost měniče v intervalu  $(0,1)$ .



Obrázek 3: Funkce snižujícího měniče napětí, vlevo [2], vpravo [3]

Pokud by dioda byla nahrazena tranzistorem, dostaneme takzvaný synchronní měnič *buck*. Pokud jej použijeme v situaci, kdy je vyzařovaný ztrátový výkon na tranzistoru nižší než na obyčejné diodě, bude synchronní snižující měnič napětí pracovat s vyšší účinností. Tento případ odpovídá situaci s vyšší zátěží (proudový odběr) a nižší střídou (ta je úměrná rozdílu  $U_{IN} - U_{OUT}$ ). Běžný *buck* může mít vyšší efektivitu při vyšších střídách a nižších zátěžích [4].

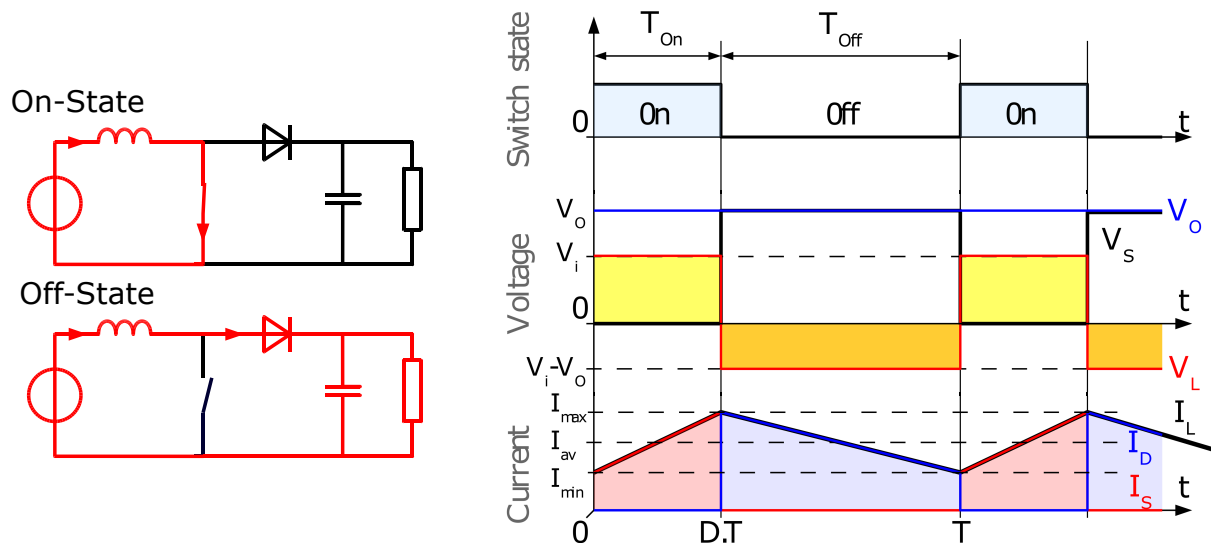
U synchronních *buck* měničů se při malém proudovém odběru vybíjí výstupní filtrační kondenzátor přes tranzistor a zejména to zapříčiňuje vyšší ztráty při malých zátěžích, neboť u diody asynchronního měniče to není možné. Bránit se tomu lze například zařazením cívky s větší indukčností  $L$ , čímž jsme schopni udržet více energie a tím zamezit proudu z kondenzátoru v obrácení polarity proudu a následném vybíjení přes tranzistor. Další možnost obrany spočívá ve vypnutí tranzistoru v moment, kdy se obrací směr proudu (vyčerpá se energie uložená v indukčnosti, která se do ni nahromadila při sepnutém spínači). Měniče *MP2344*, použité v této práci, právě toto umí, stejně tak jako většina moderních obvodů tohoto typu, i přes to se doporučuje zařazení větší indukčnosti pro nízké proudové odběry, viz [5].

### 1.2.2 Zvyšující měnič napětí

V základním schématu se skládá ze stejných součástek jako snižující měnič, pouze jinak uspořádaných. Často přezdívaný *step up*, či *boost*. Ke zvýšení napětí se využívá vlastnosti indukčnosti, která se snaží zachovat směr a velikost proudu při rozepnutí/sepnutí tranzistoru.

V základní rovnici 4 pro zvyšující měnič je  $U_{OUT}$  výstupní napětí,  $U_{IN}$  je napětí vstupní a  $D$  je střída.

$$U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{1 - D} \quad (4)$$



Obrázek 4: Funkce zvyšujícího měniče napětí, vlevo [6], vpravo [7]

Při sepnutí spínače roste proud  $I_L$ , který se uzavírá pouze přes spínač, což umožňuje akumulaci energie v indukčnosti. Mezitím dioda brání ve vybíjení kondenzátoru. V moment rozepnutí spínače se indukčnost bude snažit zachovat směr a velikost proudu, který se doteď uzavíral jen přes spínač. Aby to bylo možné, objeví se na indukčnosti napětí opačné polarity, vůči napětí které na ni bylo při sepnutém spínači a sečte se s napětím zdroje. Tím na zátěži vzniká vyšší napětí, nežli na vstupu. Z této činnosti vyplývá, že výstupní napětí je větší než vstupní  $U_{OUT} > U_{IN}$ , pokud není spínač stále sepnutý. Převzato z [8].

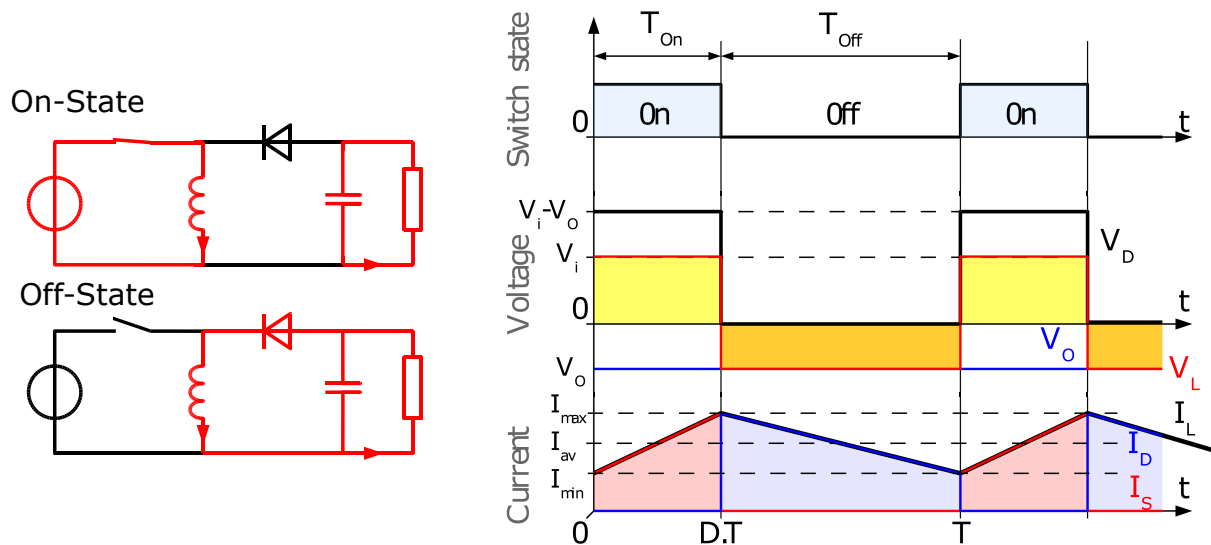
### 1.2.3 Invertor

Dokáže snižovat i zvyšovat vstupní napětí, přičemž výstupní napětí má opačnou polaritu nežli napětí vstupní, odtud vychází název invertor. V základním schématu je to vlastně jednočinný propustný měnič, ve kterém je namísto transformátoru použita tlumivka. V angličtině nazývaný též jako *buck-boost*.

Ve funkci opět spoléhá na základní vlastnosti indukčnosti. Ze schématu je patrné, že napětí na výstupu je rovno napětí na indukčnosti, které je závislé na časové změně proudu  $I_L$ , přičemž onu časovou změnu proudu vyvoláváme spínačem. V moment rozepnutí spínače se indukčnost začne chovat jako napěťový zdroj a aby zachovala směr a velikost proudu, vytvoří napětí opačné, vzhledem ke vstupnímu. Převzato z [11].

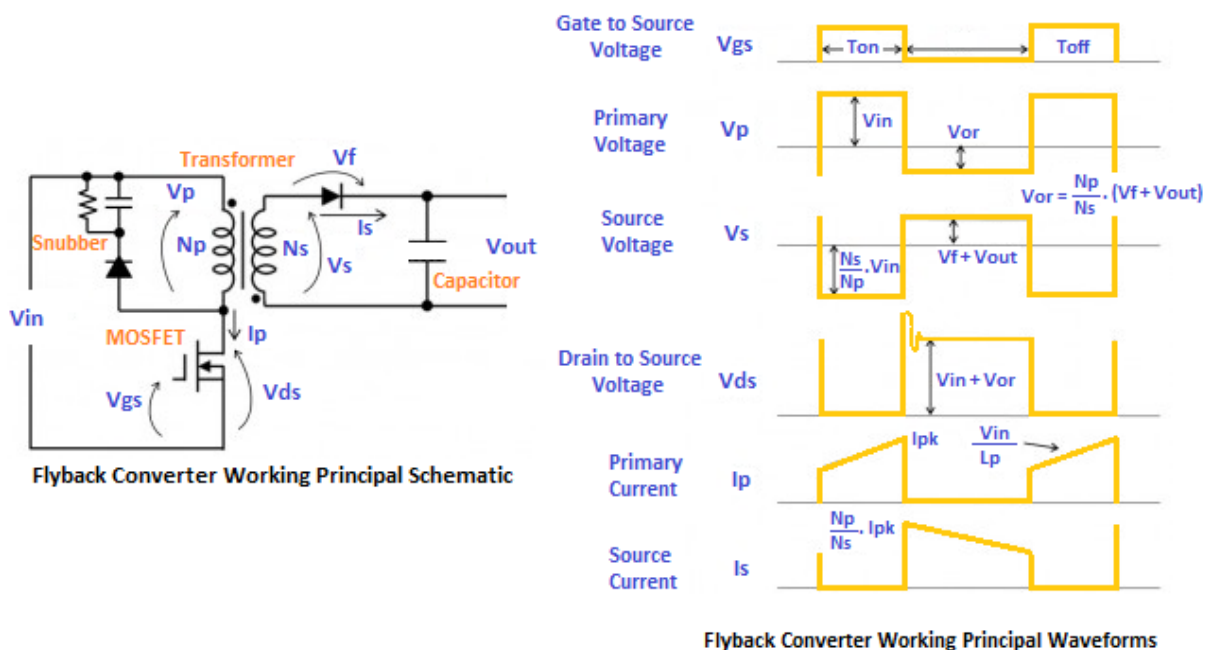
### 1.2.4 Jednočinný blokující měnič

Tento měnič, často přezdívaný jako *flyback*, dokáže dodávat výstupní napětí, které je větší, nebo menší než vstupní. V současné době se s ním setkáme nejčastěji v nabíječkách mobilních telefonů nebo notebooků. Obecně by se dalo říct tam, kde potřebujeme levný, galvanicky izolující měnič s výkonem cca do 100 W. Zapojení v úpravě bez diody  $D_1$ , a v kombinaci s kaskádní napě-



Obrázek 5: Funkce invertoru, vlevo [9], vpravo [10]

řovou násobičkou, se využívalo jako zdroj vysokého napětí v CRT televizích. Jejich oblíbenost je dána cenou a jednoduchostí, jelikož ze zdrojů oddělujících od sítě potřebuje nejméně součástek ke své funkci. Využívá transformátory s jádry se vzduchovou mezerou, či celistvá jádra vyrobená z materiálu, který je schopen akumulovat velké množství energie.



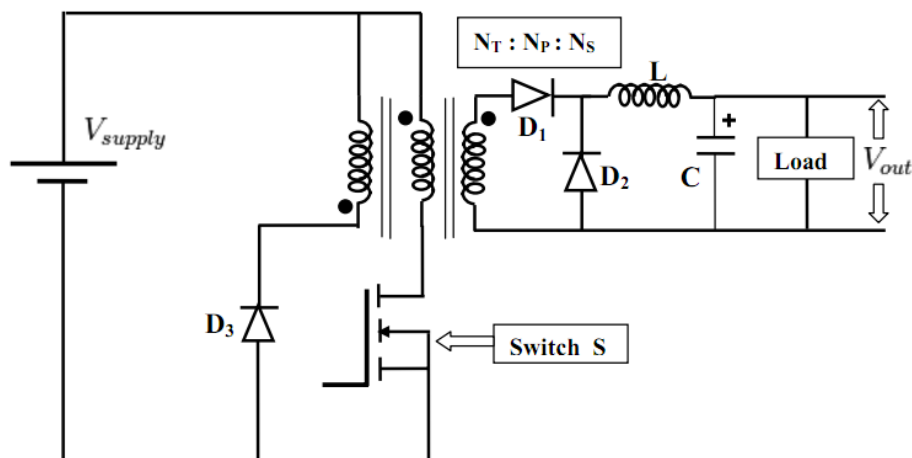
Obrázek 6: Schéma blokujícího měniče, převzato z [12]

Při sepnutém tranzistoru protéká primárním vinutím transformátoru proud  $I_p$  a dochází k akumulaci energie do transformátoru. Mezitím se na sekundárním vinutí objevuje záporné napětí (transformátor je zapojený tak, že je na sekundárním vinutí fázový posuv o  $180^\circ$  vůči primárnímu) a proud  $I_s$  protékat nemůže, protože mu v tom brání dioda, takže jako zdroj napětí slouží v této fázi kondenzátor. Po rozepnutí tranzistoru se primární vinutí snaží udržet směr a velikost

proudu  $I_p$ , jež se uzavře přes snubber. Tím vytvoří opačné napětí na sekundárním vinutí a výstupní kondenzátor se nabíjí. Snubber je známý také jako odlehčovací obvod a v obrázku 6 je tvořen diodou, připojenou do série s  $LC$  rezonančním obvodem.

### 1.2.5 Jednočinný propustný měnič

V porovnání s *flyback* měničem jsme schopni propustný měnič konstruovat pro vyšší výkon, a to nejčastěji od 100 W do 500 W, lze však najít i zapojení se dvěma spínači (známé též jako šikmý polo můstek), které zvládá větší výkony, dokonce je lze najít v nejlevnějších a málo výkonných svářecích invertorech. Teoreticky by měl mít vyšší energetickou účinnost, nežli blokující měnič. Důvod proč se používá u vyšších výkonů je ten, že transformátor pro blokující měnič těchto výkonů by byl větší, těžší a dražší než pro propustný měnič. Propustný měnič tak od určitého výkonu začíná vycházet levněji, i přes nutnost zařazení výstupní tlumivky a dalších součástek.



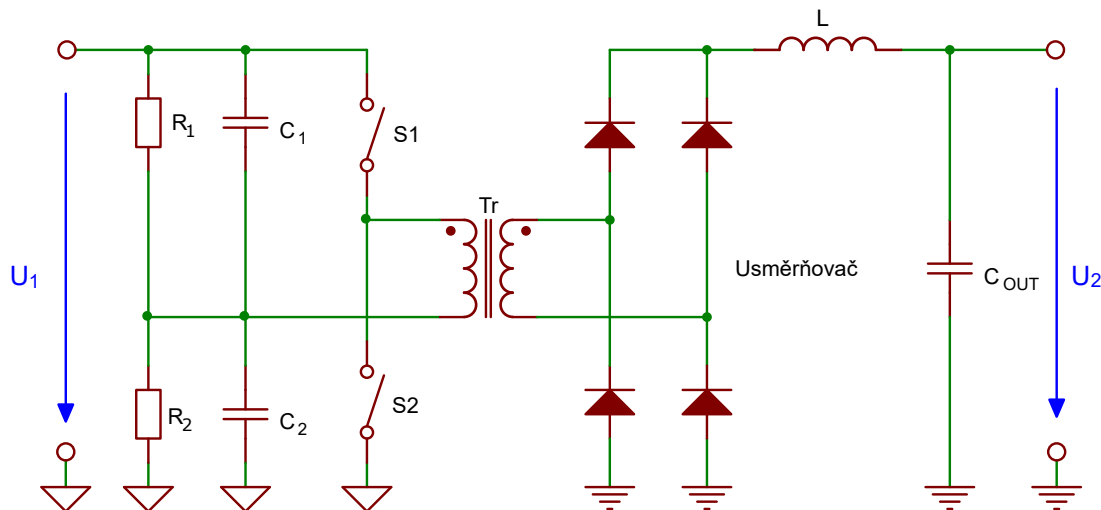
Obrázek 7: Schéma propustného měniče, převzato z [13]

Ve chvíli sepnutí spínače se díky proudu protékajícího primárním vinutím začne indukovat napětí na sekundárním vinutí a protéká proud diodou  $D_1$ . Transformátor zde neslouží k uchování energie, pouze provádí převod napětí, proto je tyto zdroje nutné doplnit tlumivkou. Při vypnutí tranzistoru, udržuje indukčnost proud, tekoucí do zátěže, jež se uzavírá přes  $D_2$ . Na primární straně se snaha transformátoru o udržení proudu přes primární vnutí projeví vytvořením kladného napětí na  $D_3$ , přes kterou se začne uzavírat proud, čímž se uchrání tranzistor před velkou napětíovou špičkou.

### 1.2.6 Dvojitý měnič typu poloviční můstek

Často používaný typ dvojitý měnič v počítačových ATX zdrojích. Vhodný pro výkony od 100 W výš. Horní hranice se určuje hůře, nejčastěji do 1 kW, ale konstruuji se i na větší výkony. V této technické zprávě [14] je možno vidět polo můstkový měnič na 2,5 kW, určený na nabíjení baterií elektromobilů. Je zde porovnáno a měřeno několik topologií. Ve zmiňované technické zprávě vyšel poloviční můstek dražší a méně energeticky efektivní, nežli plný můstek.

U těchto výkonů ztrácí poloviční můstek výhodu v nižší ceně, ale zároveň má nezanedbatelnou výhodu v jiném směru. Pokud bychom jej porovnali s plným můstkem z hlediska EMI (*Electromagnetic interference*, elektromagnetická interference), tak při stejné  $RL$  zátěži, má poloviční můstek nižší úroveň vyzářeného elektromagnetického rušení, jak je nasimulováno, experimentálně ověřeno a podrobně sepsáno v této práci [15].



**Obrázek 8:** Schéma polovičního můstku, převzato z [16]

Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  vytváří v místě se společnými svorkami polovinu  $U_1$ . V moment sepnutí tranzistoru  $S_1$  ( $S_2$  musí být vypnutý) se na transformátoru objeví napětí  $U_1$  a kondenzátor  $C_2$  se začne přes primární vinutí  $Tr$  nabíjet na napětí  $U_1$ . Na sekundárním vinutí  $Tr$  se naindukuje napětí a uzavře přes usměrňovač do tlumivky  $L$ , filtračního kondenzátoru  $C_{OUT}$ , potažmo zátěže. Při vypnutí  $S_1$  a sepnutí  $S_2$  se napětí  $U_1$  objeví na  $C_1$ , který se začne nabíjet. Proud, který nabíjí  $C_1$ , se uzavírá přes primární vinutí  $Tr$ , ovšem opačným směrem než v předchozím cyklu. Zákonitě se na sekundárním vinutí musí indukovat napětí opačné polarity, nežli v předchozím případě. Pro získání stejnosměrného napětí na výstupu je třeba použít usměrňovač.

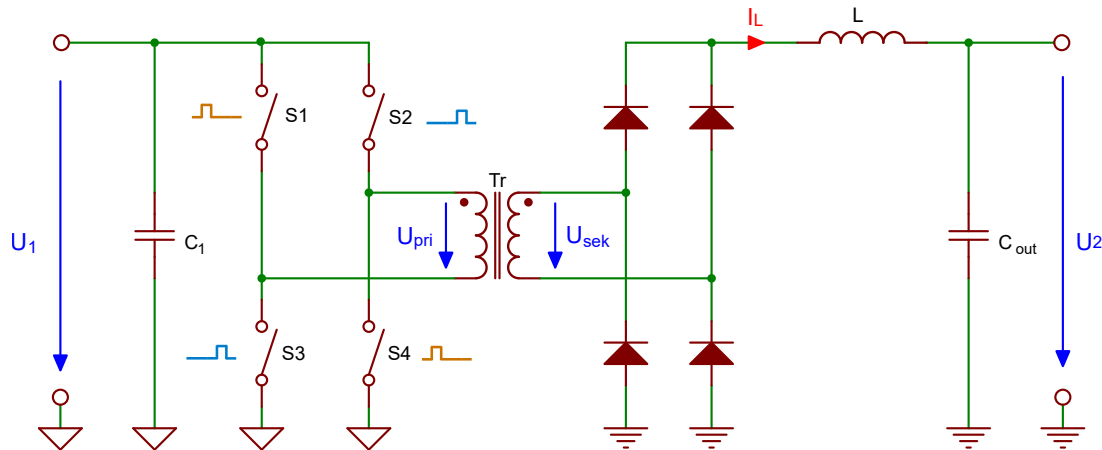
Často se využívá čtyř diodový můstkový usměrňovač, ale u aplikací, kde protéká do zátěže vysoký proud (typicky svářecí invertory apod.) se můžeme setkat s usměrňovačem tvořeným dvěma diodami a transformátorem s vyvedeným středem. Důvodem jsou velmi drahé usměrňovací diody pro vysoké proudy, kde může se může ušetření dvou diod vyšplhat na úsporu v tisících korun. Totéž platí i pro plný můstek, popsáný v kapitole 1.2.7.

### 1.2.7 Dvojitý měnič typu plný můstek

Vhodný pro ty největší výkony a velmi výhodný pro libovolné vysokonapěťové aplikace. Běžně se spínací prvky vybírají na zhruba 200 % vstupního napětí měniče, zejména pro jejich dimenzování na napěťové špičky od indukčností v obvodu. V tomto případě stačí tranzistor dimenzovat na vstupní napětí měniče. Jelikož se vstupní napětí dělí na poloviny mezi dva tranzistory nad sebou a jako celek jsou dimenzovány na dvojnásobek vstupního napětí.

Z toho plyne vhodnost pro vysoká napětí, protože je tento měnič méně náročný na velikost

blokovacího napětí spínacích prvků. Může být výhodný i v případě, kdy potřebujeme dosahovat vyšších spínacích frekvencí při běžném napětí, protože tranzistory na vyšší napětí, bývají většinou pomalejší (zejména *IGBT*), než jejich varianty na nižší napětí a to může omezovat při potřebě vyššího pracovního kmitočtu.



Obrázek 9: Schéma plného můstku, převzato z [17]

Při práci se tranzistory a jejich stav střídá po párech, přičemž nesmí dojít k sepnutí dvou nad sebou, neboť to znamená zkrat. Sepnutí dvojice  $S_2$   $S_3$  umožní průchodu proudu přes primární vinutí, po vypnutí tohoto páru a sepnutí  $S_1$  a  $S_4$  je umožněno průchodu proudu opačným směrem, nežli při sepnutí předchozího páru. Pokud bychom nechali sepnutý jeden pár příliš dlouho, přestane se na sekundárním vinutí indukovat napětí a primární bude představovat zkrat, protože nebude docházet k proudové změně. Přepínání těchto dvojic vyvolává proudovou změnu nutnou k funkci transformátoru (to samozřejmě platí i u 1.2.6).

### 1.2.8 Použitá topologie

Pro napájení mnou konstruovaného zdroje je předpokládáno využití už galvanicky odděleného napájení, proto není zapotřebí řešit galvanické oddělení od sítě. Zároveň potřebujeme mít možnost změnit polaritu proudu na výstupu.

Pokud by byl využit poloviční můstek, menší počet tranzistorů by byl sice výhodný, z hlediska ceny, složitosti návrhu a řízení. Ale ušetřené dva tranzistory by nahradily dva kondenzátory, jenž by ve výsledku mohly zabírat větší plochu. Plný můstek je výhodný z hlediska lepšího rozložení tepelných ztrát od spínacích prvků na desce, protože ztrátový výkon se při práci rozkládá do dvojnásobného počtu prvků, které mohou být fyzicky rozmístěny na větší plochu. Zejména pro obavy z vyzařovaného tepla byl plný můstek zvolen jako základ pro tuto práci.

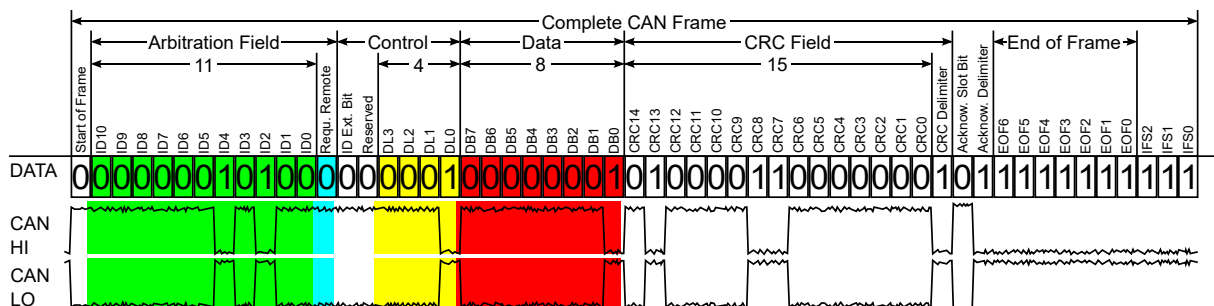
Můstek na svém výstupu nebude mít oddělovací transformátor a ani nebude obsahovat výstupní tlumivku, protože se předpokládá, že její funkci bude splňovat zátěž. Tím bylo docíleno určité úspory místa na DPS. Výsledné schéma je v principu plný můstek pro řízení motorů.



## 1.3 CAN bus

Sériová sběrnice poprvé uvedena firmou Bosch v roce 1986. Neposílá velké datové rámce z bodu A do bodu B za přítomnosti řízení sběrnice (jako např. USB, nebo Ethernet), ale využívá broadcast po celé sběrnici spíše malých datových celků. Pokud začnou na sběrnici vysílat dvě zařízení najednou, tak dojde k arbitráži na ID zprávy a přednost dostane zařízení s vyšší prioritou. Velmi populární je v automobilovém segmentu, ale využívána je napříč celým průmyslem. Aktuálně se používají následující standardy:

- *CAN 2.0A "Standart"* – Pro data vyhrazeno až 8 bajtů a pro identifikátor 11 bitů. Rychlost přenosu až 1 Mbit/s.
- *CAN 2.0B "Extended"* – Identifikátor prodloužen na 29 bitů, zbytek stejný jako u CAN 2.0A.
- *CAN-FD* – Pro data vymezeno až 64 bajtů rámce, podle délky identifikátoru rozlišujeme na FD base frame format (FBFF) a na FD extended frame format (FEFF). Rychlost přenosu dat navýšena až na 5 Mbit/s, respektive 8 Mbit/s, což je až osminásobné zlepšení datového přenosu oproti Standart.



Obrázek 10: Rámec CAN 2.0A s průběhy napětí, převzato z [18]

V tabulce (1) níže jsou popsány funkce jednotlivých bitů.

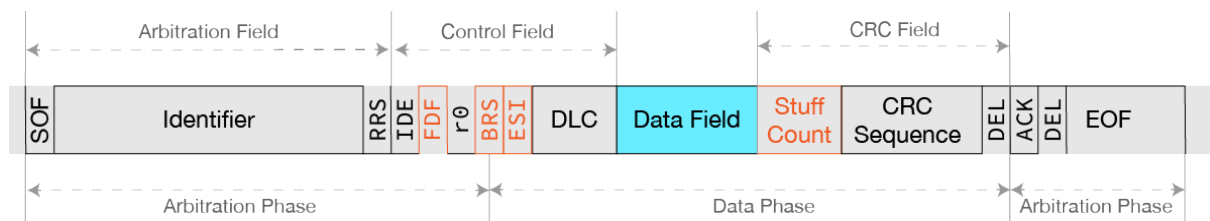
Sběrnice *CAN* je multi-master, takže každé zařízení připojené na sběrnici může zahájit samo komunikaci. Každá vyslaná zpráva má určitou prioritu. Pokud jsou vysílány dvě zprávy ze dvou různých zařízení, dochází ke kolizi. V tom případě zařízení, jež vysílá zprávu s nižší prioritou, pozastaví vysílání a čeká, dokud je na sběrnici vysílána zpráva s vyšší prioritou, až poté začne vysílat svoji zprávu. Přenos po sběrnici tedy není závislý na funkci zařízení na ni připojených, takže selhání libovolného zařízení nezpůsobí selhání celé sběrnice. Pokud je vyhodnoceno, že přijatá zpráva obsahuje chybu, zahodí se a znovu dojde k jejímu odeslání.

Pro rozeznání, zdali je vysílána zpráva ve formátu *CAN FD* slouží bit *FDF*, pokud je dominantní (1), je vysílána zpráva *CAN FD*. Bit *BRS* (Bit rate switch) určuje rychlost přenášené zprávy, pokud je recesivní, je zbytek zprávy vysílán vyšší rychlostí.

Fyzické propojení zařízení je realizováno dvou vodičovou sběrnici, nejčastěji tvořené kroucenou dvoulinkou s vlnovou impedancí 120 Ω. Maximální přenosová rychlost *CAN bus* je nepřímou

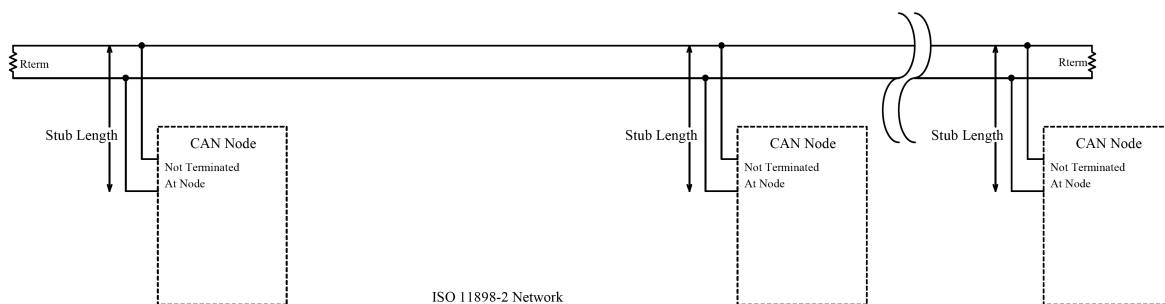
Název Rámce	Bitů	Funkce
Start of frame	1	Označuje začátek přenosu
Identifier (zelené)	11	Identifikátor, určuje prioritu zprávy
Stuff bit	1	Pomáhá udržet synchronizaci
Remote transmission request (modré)	1	0 pro zdroj, 1 vynucený příjem
Identifier extension bit	1	0 pro 11 bitový identifikátor
Reserved bit	1	Musí být 0 (dominantní)
Data length code (žluté)	4	Počet datových bajtů
Data field (červené)	0–64	Přenášená data (délka v Data field)
CRC	15	Cyklický redundantní součet
CRC delimiter	1	Musí být 1 (recesivní)
ACK slot	1	Zdro posílá 1 a příjemce 0
ACK delimiter	1	Musí být 1 (recesivní)
End of frame	7	Musí být 1 (recesivní)
Interame spacing	3	Musí být 1 (recesivní)

**Tabulka 1:** Popis jednotlivých bitů v rámci *CAN 2.0A*, převzato z [19]



**Obrázek 11:** Rámec CAN-FD, převzato z [20]

úměrná fyzické délce sběrnice, což shrnuje tabulka (2). Při využívání vysokých přenosových rychlostí se zároveň musí uvažovat délka přípojky ke sběrnici, například maximální doporučená délka neterminované přípojky ke sběrnici pro přenosovou rychlost 1 Mbit/s je 0,3 m. Informace pro tuto kapitolu jsou převzaty z [19], pokud není řečeno jinak.



**Obrázek 12:** Schéma CAN sběrnice, převzato z [21]

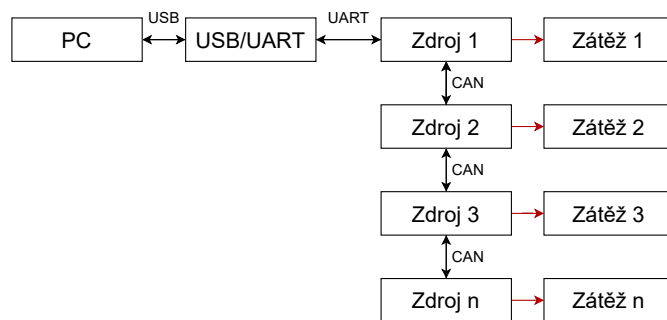
Maximální přenosová rychlost	Maximální délka
12 Mbit/s (CAN FD)	10 m
1 Mbit/s	40 m
500 kbit/s	110 m
250 kbit/s	240 m
125 kbit/s	500 m
50 kbit/s	1.3 km
20 kbit/s	3.3 km
10 kbit/s	6.6 km
5 kbit/s	130 km

**Tabulka 2:** Závislost maximální přenosové rychlosti na fyzické délce sběrnice, převzato z [22]

## 2 Návrh proudového zdroje

### 2.1 Požadavky na hardware

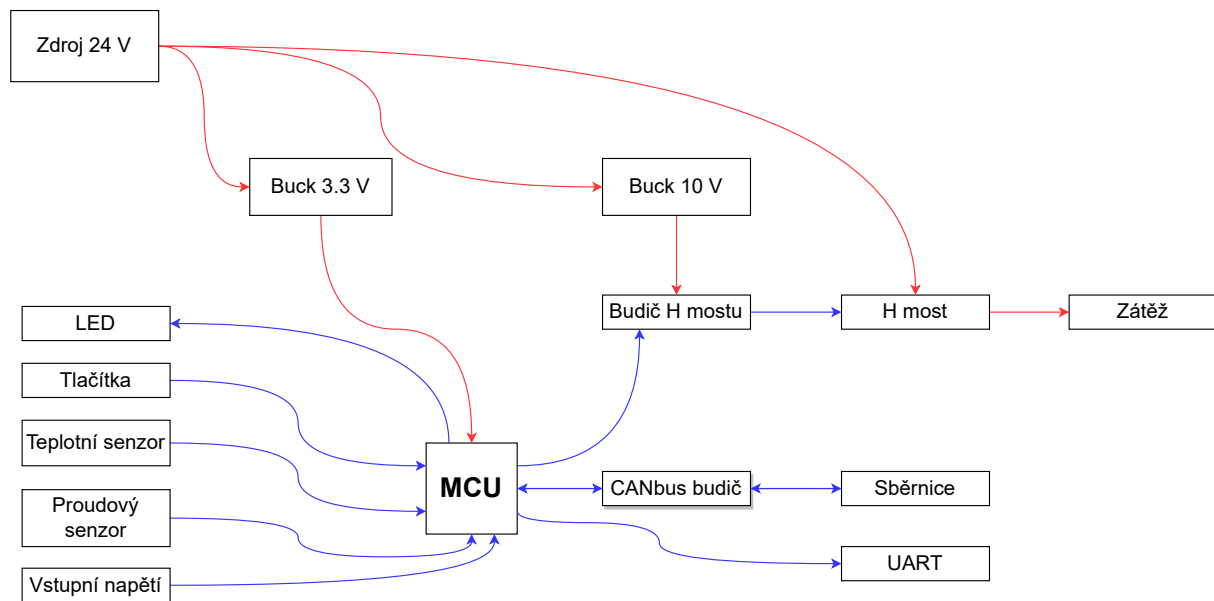
Bylo potřeba navrhnout proudový zdroj s maximálním výstupním proudem 5 A v obou směrech a zvlněním výstupního proudu maximálně 200 mA. Snímání proudu by mělo mít rozlišení alespoň 10 mA. Bude napájen stejnosměrným napětím o maximální velikosti 24 V. Měly by být přítomny základní ochrany, jako detekce přehřátí a zkratování výstupu. Dále by měly být přítomny indikační LED, signalizující aktuální stav zdroje, bzučák pro hlášení případných problémů a tlačítka pro vypnutí a zapnutí výstupu, či zvýšení a snížení proudu.



Obrázek 13: Blokové schéma aktuální komunikace

Pro danou aplikaci je možné si jednotlivé zdroje sestavit do jednoho modulu, kde každá deska bude představovat jeden výstupní kanál s nastavitelným proudovým výstupem. Zdroje, jenž jsou součástí jednoho modulu, spolu komunikují po společné sběrnici. V budoucnu je možné navrhnout další zdroje, které bude možné k této sběrnici připojit a vytvořit tak komplexnější celky modulů.

Proud by se měl primárně nastavovat aplikací v PC, přičemž pro nastavení většího počtu zdrojů stačí, aby byl k PC připojen pouze jeden z nich. Z širšího výběru možných sběrnic, jako *I<sup>2</sup>C*, *RS-485*, *RS-422*, *LIN*, *pass-through UART*, byla zvolena sběrnice *CAN bus* pro komunikaci mezi zdroji. Zejména proto, že sběrnice je typu multi-master (více v kapitole 1.3) a pro spolehlivost přenosu na případné větší vzdálenosti, a to i v elektromagneticky zarušeném prostředí. Pro připojení zdrojů k PC měla být použita brána, ale pro zjednodušení je aktuálně využít *UART* a externí převodník *USB/UART*.



**Obrázek 14:** Blokové schéma návrhu zdroje, jednotlivé bloky jsou popsány dále, počínaje kapitolou 2.2

## 2.2 Vstupní část zdroje

Návrh je prováděn na vstupní napětí o velikosti maximální velikosti 24 V. Zdroj je vybaven ochranou proti přepólování, kterou tvoří vratné PTC pojistky *Polyfuse PTC-2920* [23], a vhodně zapojenou diodou *S3B R6* [24]. Proudové pojistky s vyšším jmenovitým proudem nebylo možné sehnat, proto bylo zapojeno šest *Polyfuse PTC-2920* paralelně. Jmenovitý proud jednou vratnou pojistkou *Polyfuse PTC-2920* je 1,5 A. Dioda je zapojena antiparalelně k filtračním kondenzátorům a je stavěna na velké špičkové proudy a tudíž by měla být velmi vhodná pro tuto aplikaci.

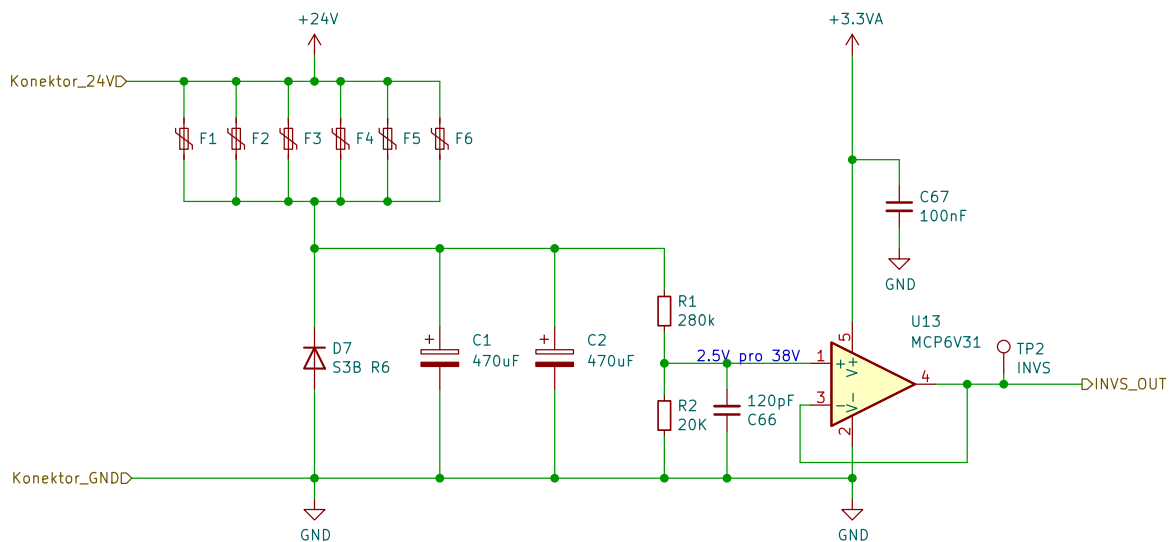
Jako filtrační kondenzátory jsou použity dva 470  $\mu\text{F}$  kondenzátory *Panasonic EEVFK1K471M* s maximálním provozním napětím 80 V, viz datasheet [25]. Napěťovým předdimenzováním vstupních kondenzátorů sleduji vysokou životnost. Kapacita kondenzátorů byla určena, jako součet filtračních kapacit všech následujících obvodů připojených na 24 V větev, jejichž hodnoty jsou známé z katalogů, dále zvětšená o odhad kapacity potřebné pro napájení tranzistorů plného můstku. K signalizaci přítomnosti napájecího napětí slouží modrá LED.

### 2.2.1 Měření vstupního napětí

Vstupní napětí je snímáno přes napěťový sledovač připojený k napěťovému děliči. Jako operační zesilovač je zvolen *MCP6V31*, což je řada tzv. "Zero-Drift" nízkopříkonových operačních zesilovačů, určených (nejen) pro úpravu signálů ze senzorů, viz datasheet [26]. Vstup do napěťového sledovače je filtrován RC filtrem s časovou konstantou  $\tau = 2,4 \mu\text{s}$ .

Dělič je vypočítán tak, aby při vstupním napětí 38 V, bylo na snímacím rezistoru napětí 2,5 V. Zdroj jako takový je navrhnout na vstupní napětí 24 V, ale bylo zde počítáno s určitou rezervou,

kteřou si bylo možno dovolit, protože snížení citlivosti převodníku moc nevádí, vzhledem k malým nárokům na přesnost měření vstupního napětí. Napětí 2,5 V odpovídá použitému referenčnímu napětí pro A/D převodníky použitého mikrokontroléru.



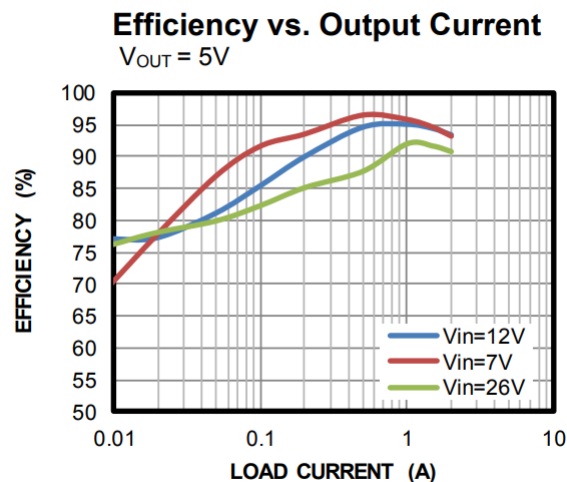
Obrázek 15: Schéma vstupní části

## 2.3 Zdroje lokálního napětí

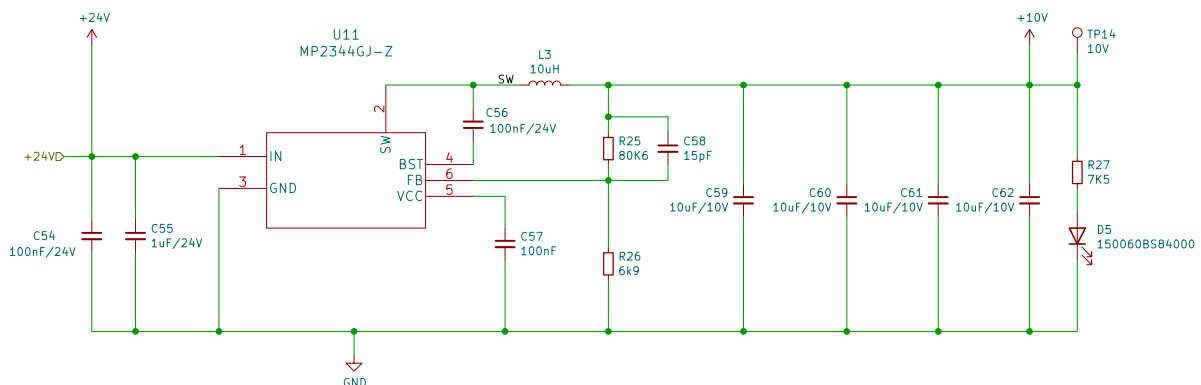
Pro napájení mikroprocesoru a budičů tranzistorů, bylo potřeba snížit vstupní napětí 24 V na požadované hodnoty. Byly zvoleny dva snižující měniče postavené na integrovaných obvodech *MP2344* s vnitřními výkonovými MOSFETy, viz datasheet [27]. Fungují jako synchronní měnič a ipřes to slibují vysokou efektivitu i při nízkém proudovém odběru, (viz obrázek 16). Dále se chlubí malou mírou elektromagnetického rušení, i přes pracovní frekvenci 600 kHz. Při návrhu na DPS bylo dbáno na co možná nejmenší smyčku napěťové zpětné vazby, proto nebylo dodrženo doporučené katalogové rozložení, ve kterém ona smyčka zabírala poměrně velkou plochu. Minimální doporučená kapacita filtračních kondenzátorů od výrobce, pro libovolně malý proudový odběr, je 22 µF.

Uvážíme-li materiál použitých kondenzátorů (*X5R*) a vlastnosti mající vliv na jeho kapacitu, jako jsou stárnutí a teplotní závislost (závislost na přiloženém napětí by se v tomto případě neměla příliš projevit, kondenzátory mají dostatečnou napěťovou rezervu). Bylo dosaženo jisté předimenzovanosti, za účelem zajištění dlouhodobé funkčnosti i při provozu za vyšších teplot. V ostatních částech návrhu těchto měničů bylo postupováno dle doporučení výrobce. Výstupní napětí na těchto měničích určuje rovnice (1), kde  $R_1$  je zvolený odpor v horní části děliče (v mých měničích platí  $R_1 = 80,6 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{OUT}$  je požadované napětí na výstupu měniče,  $R_2$  je nutná velikost odporu v dolní části děliče, určená pro zpětnou vazbu.

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{OUT}}{0,791} - 1} \quad (5)$$



Obrázek 16: Graf účinnosti pro MP2344, převzato z [27]



Obrázek 17: Schéma pro Step down na 10V, od měniče na 3,3V se liší pouze rezistory ve zpětné vazbě a výstupní indukčností L3

### 2.3.1 Zdroj 3,3V

Obstarává napájení mikroprocesoru a jeho výstup je připojen na 2. vrstvu (1. vnitřní *IN1*) *DPS*. Z tohoto měniče je očekávána efektivní velikost proudu do 100 mA, a proto byla na výstupu využita tlumivka s větší indukčností ( $L3 = 10 \mu\text{H}$ ) než by byla nutná při návrhu pro větší proudy. Měla by zajistit zvýšenou efektivitu daného integrovaného měniče při nízkých proudových odběrech. Základní informace o vlivu indukčnosti na efektivitu synchronního buck měniče jsou v kapitole 1.2.1.

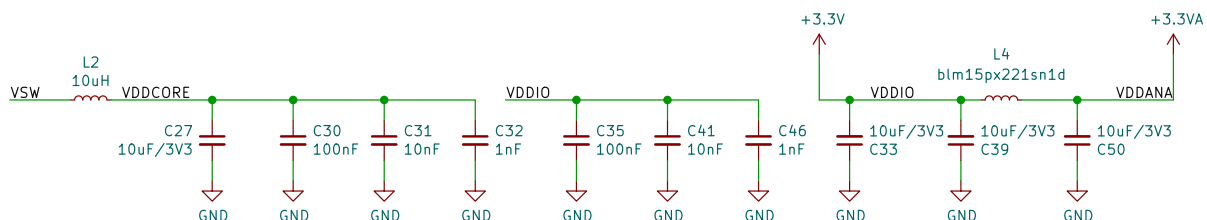
### 2.3.2 Zdroj 10V

Zajišťuje napájecí napětí pro budiče MOSFET, které spínají výkonové tranzistory H mostu. Napětí pro řízení tranzistorů bylo určeno jako 10 V (více v 2.5.2). Vstupní napětí budiče je v tomto případě (*MP1917*) rovné řídicímu napětí  $U_{DD} = 10 \text{ V} = U_{GS}$ . Z tohoto měniče je očekáván pulsní

odběr proudu, vznikající nabíjením kapacit hradel MOSFET tranzistorů. Střední hodnota tohoto proudu bude však malá, proto i zde bylo využito větší než běžné indukčnosti (dle doporučení v datasheetu).

## 2.4 Mikrokontrolér

Je využit *ATSAME51J18*, což je obecně velmi dobře vybavený a schopný mikrokontrolér [28]. Běží na jádře *Cortex M4F*, s frekvencí až 120 MHz. Flash paměť má velikost 256 kB a SRAM 128 kB. Disponuje dvěma 12 bit A/D převodníky, řadičem *CAN bus*, pokročilým čítačem pro výkonové aplikace a dalšími běžnými perifériemi. Pro taktování procesoru bylo počítáno s použitím externího krystalu *ABS007* s frekvencí 32 768 Hz.



**Obrázek 18:** Pasivní součástky pro vnitřní měnič mikrokontroléru (vlevo); Blokovací kondenzátory pro piny VDDIO (uprostřed); Filtr dělicí digitální a analogovou napájecí větev (vpravo)

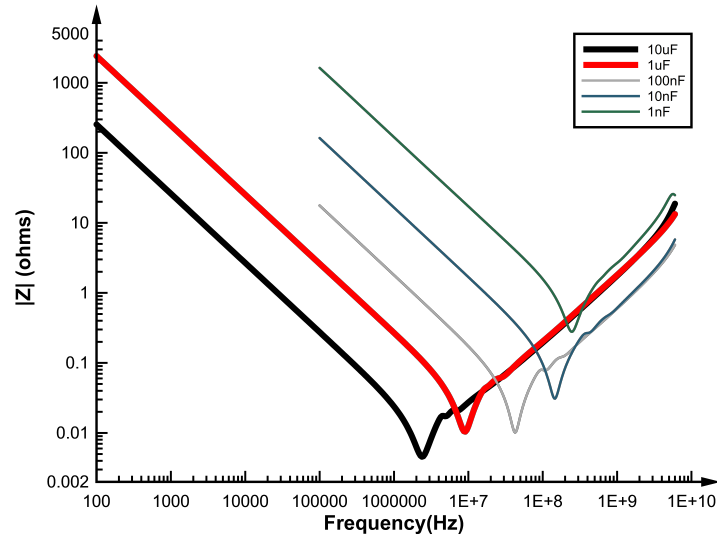
Měnič 3,3 V poskytuje napájecí napětí procesoru a každý napájecí pin je blokován kombinací kondenzátorů 100 nF + 10 nF + 1 nF (obrázek 18 uprostřed), pro zajištění blokování na frekvencích vyšších (viz obrázek 19), než by bylo možné pouze s (v datasheetu doporučeným) jedním 100 nF kondenzátorem. Mikrokontrolér disponuje vnitřním step down zdrojem interního napětí pro jádro *Vcore*, který pro svou funkci potřebuje externí pasivní součástky, ty jsou vidět v obrázku 18 vlevo. Pro snížení počtu druhů součástek je využita indukčnost stejná jako pro snižující měniče v kapitole 2.3.

V mikrokontroléru jsou periférie, které pro svou funkci potřebují také analogové napětí. To se generuje pomocí *LC* filtru (obrázek 18 vpravo) poblíž mikroprocesoru a analogové napětí z něj se využívá ve všech ostatních analogových obvodech na *DPS* přítomných. K analogovým součástkám se vede jen vyfiltrované napětí 3,3 V, přičemž zem sdílí analogové součástky s digitálními.

## 2.5 Výkonová část

Pro podpůrné výpočty při návrhu této části byl vytvořen skript v MATLABu v příloze A. Zahrnuje výpočet očekávaných ztrát na tranzistorech a budičích při frekvenci 100 kHz. Dále výpočet potřebných kondenzátorů pro bootstrap a velikost odporů zapojených do série s hradly tranzistorů (o čemž je více v 2.5.1). Rovnice použité pro výpočet byly převzaty z [30] a z [31]. Pro výpočet celkových ztrát na budičích byla použita rovnice 6,





**Obrázek 19:** Křivka ukazující závislost impedance na frekvenci pro různé kapacity, převzato z [29]

$$P_{Driver} = P_{Supply} + P_{Switch} + P_{BSTDiod} + P_{Cond} = 0,365 \text{ W} \quad (6)$$

kde  $P_{Driver}$  jsou celkové ztráty na budiči,  $P_{Supply}$  jsou ztráty v napájení budiče,  $P_{Switch}$  jsou ztráty způsobené spínáním výstupního tranzistoru uvnitř budiče při frekvenci 100 kHz,  $P_{BSTDiod}$  jsou ztráty na bootstrapové diodě integrované v budiči a  $P_{Cond}$  jsou Joulovy ztráty uvnitř budiče, určené na základě očekávaného proudu, který poteče budičem, z datasheetu [32].

Díky tomuto bylo možné v rovnici 7 určit očekávané oteplení budiče tranzistorů, způsobené jeho vlastní činností jako,

$$T_{J-Driver} = T_{OkolMAX} + (P_{Driver} * R_{thJA-DRIVER}) = 67,1545 \text{ °C} \quad (7)$$

kde  $T_{J-Driver}$  je očekávaná teplota budiče,  $T_{OkolMAX}$  je maximální očekávaná teplota okolního prostředí, ( $P_{Driver}$  jsou celkové ztráty na budiči z 6 a  $R_{thJA-DRIVER}$  je konstanta tepelného odporu pouzdra budiče tranzistorů, dostupná v datasheetu [32]).

Tepelné ztráty na jednom výkonovém výstupním tranzistoru jsou určeny v rovnici 8 jako,

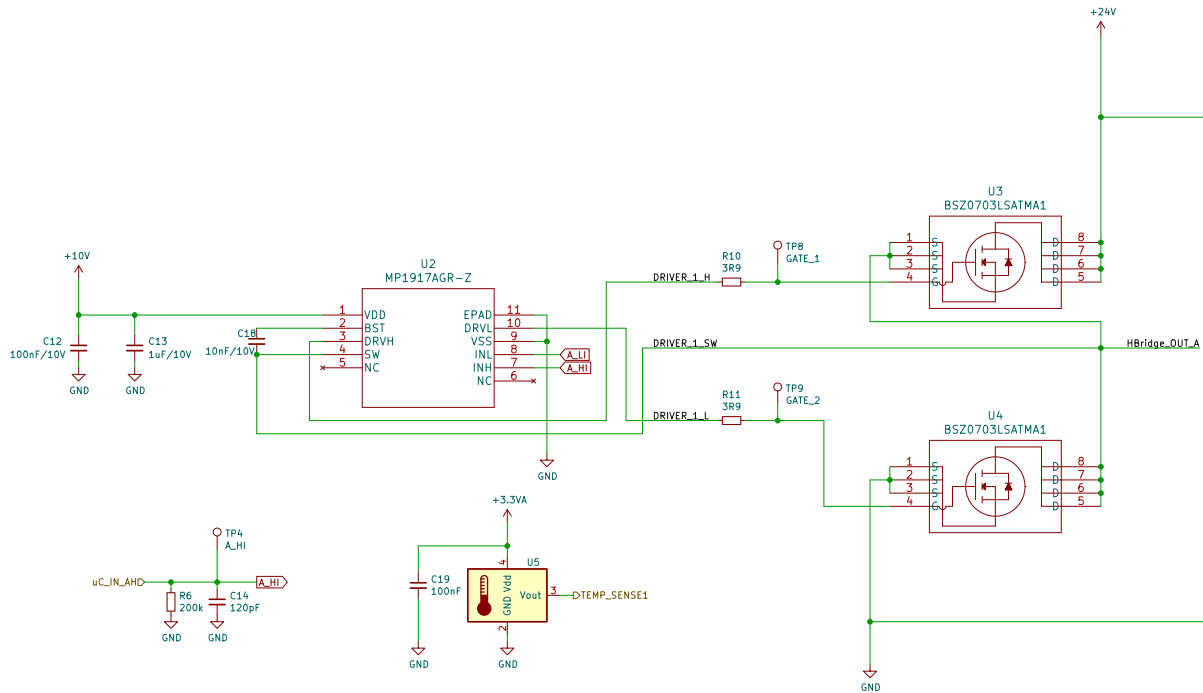
$$P_{MOSFET} = P_{Switch} + P_{Gate} + P_{Cond} = 0,3473 \text{ W} \quad (8)$$

kde  $P_{MOSFET}$  jsou celkové očekávané ztráty,  $P_{Switch}$  jsou spínací ztráty při frekvenci 100 kHz,  $P_{Cond}$  jsou Joulovy ztráty, spočítané pro proud 5 A a  $P_{Gate}$  jsou ztráty způsobené nabíjením/-vybíjením hradla tranzistoru.

Očekávané oteplení na jednom tranzistoru bylo určeno v rovnici 9 jako,

$$T_{J-MOSFET} = T_{OkolMAX} + (P_{MOSFET} * R_{thJA-MOSFET}) = 72,6294^{\circ}\text{C} \quad (9)$$

kde  $T_{J-MOSFET}$  je očekávané oteplení jednoho tranzistoru při  $P_{MOSFET}$  z rovnice 8,  $R_{thJA-MOSFET}$  je konstanta tepelného odporu z datasheetu [33].



Obrázek 20: Polovina můstku, druhá polovina je zapojena identicky

### 2.5.1 Budiče MOSFETů

Výběr se odvíjel od  $C_{iss}$  (vstupní kapacita hradla tranzistoru), jelikož budiče musejí být schopny tuto kapacitu rychle nabíjet a vybíjet. Integrované budiče pro plný můstek, dimenzované právě na tyto kapacity, se mi nedařilo vybrat. Buď budiče poskytovaly funkce, které by zůstaly nevyužité, anebo nebyly naskladněny. Jednoduchým řešením je vhodné zapojení dvou budičů určených pro poloviční můstek. Z dostupných obvodů jsem vybral *MPS MP1917* [32], jenž by bez problémů měli zvládat řídit vstupní kapacity hradel zvolených tranzistorů, při slušné vlastní  $t_{rise} \approx t_{fall} \approx 15$  ns, se zpožděním  $t_{pd} = 20$  ns.

Signálové vstupy jsou filtrovány dolní propustí, s časovou konstantou  $\tau = 2,4$   $\mu$ s, jež by neměla omezovat vlastní signál *PWM*. Důvodem jejich existence je potlačení vysokofrekvenčního rušení, které by se mohlo naindukovat do cest *PWM* signálů.

Rezistory  $R_{RG}$  připojené do série s hradly tranzistorů mají zamezit oscilacím na výstupech budiče tranzistorů. Oscilace by mohly nastat v momentu, kdy bychom po budičích chtěli větší nabíjecí proud hradla, než který jsou schopny dodat. Jejich velikost byla určena z 10 jako,

$$R_{RG} = \frac{U_{dd}}{I_{Dmax}} - R_{Gmin} = \frac{10}{2} - 1.2 = 3,8 \Omega \quad (10)$$

kde  $U_{dd}$  je napájecí napětí budičů,  $I_{Dmax}$  je maximální proud, co jsou budiče schopny dodat při zvoleném  $U_{dd}$  a  $R_{Gmin}$  je minimální odpor hradla tranzistoru dle datasheetu [33]).  $I_{Dmax}$  lze určit z grafu [32].

Kapacita pro bootstrap kondenzátory  $C_{BST}$  byla vypočítána pomocí vzorců dostupných v textu od *Texas Instruments* [34], který pojednává (nejen) o problematice těchto kondenzátorů, přičemž se v nich nachází i doporučení pro zvolení materiálu, či jak se mají dimenzovat kondenzátory napěťově. Výsledná kapacita pro  $C_{BST}$  byla vypočítána v rovnici jako,

$$C_{BST} = \frac{Q_{Total}}{\Delta U_{HBL}} = 8,6365 \text{ nF} \quad (11)$$

kde  $C_{BST}$  je potřebná kapacita,  $Q_{Total}$  je maximální náboj hradla MOSFETu, a  $\Delta U_{HBL}$  je minimální očekávané nabíjecí napětí  $C_{BST}$ , jeho výpočet je vidět v Příloze A.

Vypočítaná kapacita vyšla řádově menší, než doporučená v datasheetu pro obvod *MP1917*, zároveň v něm nebyl dostupný vzorec pro její výpočet [32]. Právě proto jsem se rozhodl respektovat výsledky výpočtů a doporučení z *Application Note* od *Texas Instruments* [34] a dle nich jsem vybíral kondenzátor. Kapacita zvoleného kondenzátoru přítomného na desce *MoSeZ* je  $C_{BST} = 10 \text{ nF}$ . Takže by kondenzátor s případnou nižší kapacitou způsobenou výrobní tolerancí neměl ohrozit funkci výkonové části. V případě kondenzátoru, který bude mít ze stejných důvodů vyšší kapacitu, by mělo dojít pouze k jistému omezení intervalu pracovní střídy.

Bootstrap rezistor, který je běžně připojovaný do série s bootstrap kondenzátorem a má za úkol omezovat proudové špičky při jeho nabíjení, je vynechán, protože výrobce obvodů *MP1917* jej v datasheetu [32] neuvádí jako nutný.

## 2.5.2 Výkonové tranzistory H mostu

Výběrem tranzistoru s malým odporem mezi elektrodou Drain a Source (v sepnutém stavu) by se minimalizovaly statické ztráty. Také se hledělo na co možná nejvyšší rychlost otevření/zavření tranzistoru, což by přispělo ke snížení dynamických ztrát. Pouzdro tranzistoru muselo mít dobrou schopnost odvádět teplo do okolí, respektive do desky plošného spoje. S klesajícím odporem  $R_{DS}$ , respektive zvyšujícím se proudem  $I_{Drain}$  tranzistoru, roste zároveň kapacita hradla  $C_{iss}$  (vodivý kanál má větší plochu). Jako horní mez pro tuto kapacitu bylo zvoleno  $1500 \text{ pF}$ .

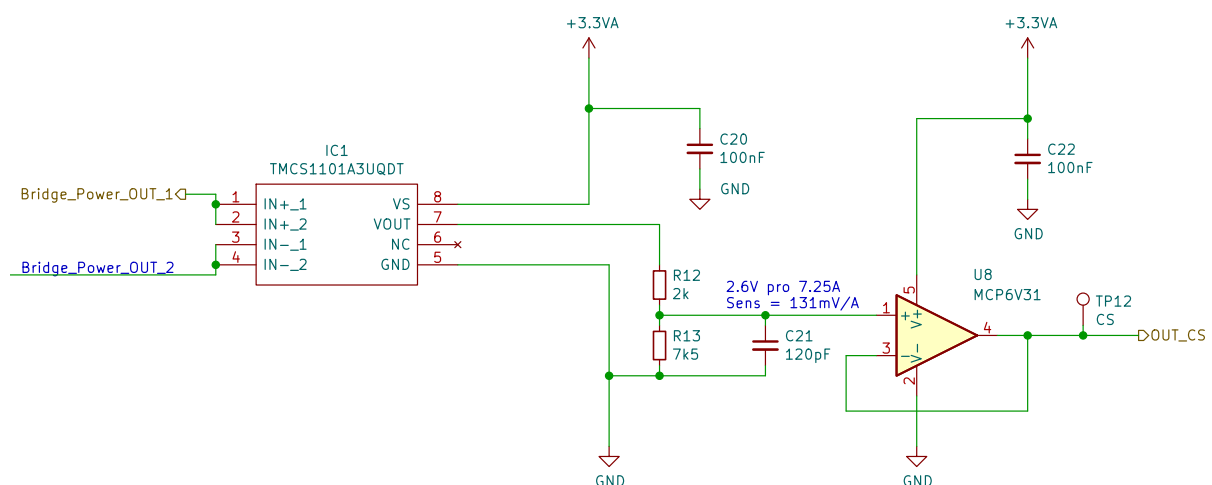
Všechny výše stanovené podmínky splňovaly MOSFETy *BSZ0703LS*, v pouzdře *TSDSON-8 FL*, viz datasheet [33]. Základní parametry tranzistoru jsou následující:  $U_{DS} = 60 \text{ V}$ ,  $I_{Drain} = 40 \text{ A}$  trvalých,  $R_{DS(ONavg)} = 5,4 \text{ m}\Omega$ ,  $U_{GS(min)} = 1,7 \text{ V}$ ,  $U_{GS(max)} = \pm 20 \text{ V}$ ,  $t_{rise} = 2,9 \text{ ns}$ ,  $t_{fall} = 2,6 \text{ ns}$ ,  $t_{d(on)} = 5 \text{ ns}$ ,  $t_{d(off)} = 14 \text{ ns}$  a kapacita mezi gatem a sourcem  $C_{iss} = 1400 \text{ pF}$ .

Voltampérové charakteristiky pro  $U_{GS} > 10\text{ V}$  nebyly v katalogu [33] uvedeny, proto bylo napětí  $10\text{ V}$  zvoleno, jako řídicí napětí budičů, potažmo  $U_{(GSmax)} = 10\text{ V}$ . Zajistila se tím i dodatečná ochrana proti případným překmitům budičů tranzistorů.

## 2.6 Měření proudu zátěží

Měření výstupní proudu obstarává čidlo založené na Hallově jevu *TMCS1101A3* s citlivostí  $200\text{ mV/A}$ , viz datasheet [35]. Chyba způsobená teplotním driftem je menší, jak  $1,5\%$  v celém rozsahu pracovních teplot. Odpor vodiče, kterým protéká proud skrze čidlo, činí  $1,8\text{ m}\Omega$ , což zaručuje malé Joulovy ztráty. Z principu funkce se jedná o lineární čidlo schopné snímat proud oběma směry. Při maximálním proudu (a napájecím napětí  $3,3\text{ V}$ ) má senzor na svém signálovém výstupu  $3,3\text{ V}$ , proto je výstup z čidla připojen k děliči. Jeho dělicí poměr je určen tak, aby na dolním odporu v děliči bylo maximální napětí  $2,5\text{ V}$ , což odpovídá maximálnímu referenčnímu napětí A/D převodníku v mikrokontroléru. K dolnímu rezistoru je připojen kondenzátor, který spolu s rezistorem v děliči, tvoří paralelní RC filtr s  $\tau = 2,4\text{ }\mu\text{s}$ . K tomuto filtru je připojen napěťový sledovač, ve kterém je opět využit operační zesilovač *MCP6V31*, o kterém se zmiňují výše v kapitole 2.2.1.

Pro měření proudu tekoucího do můstku se senzor dá zapojit mezi napájení a můstek (tzv. High side měření), nebo mezi můstek a zem (tzv. Low side měření) a nebo do série se zátěží, což je ze zmiňovaných metod jediná, která dokáže snímat polaritu proudu, ale vyžaduje obousměrný senzor. Senzor byl zvolen pro jednoduchost zpracování výstupních hodnot, velký proudový rozsah a očekávanou obstojnou přesnost.



Obrázek 21: Zapojení proudového senzoru

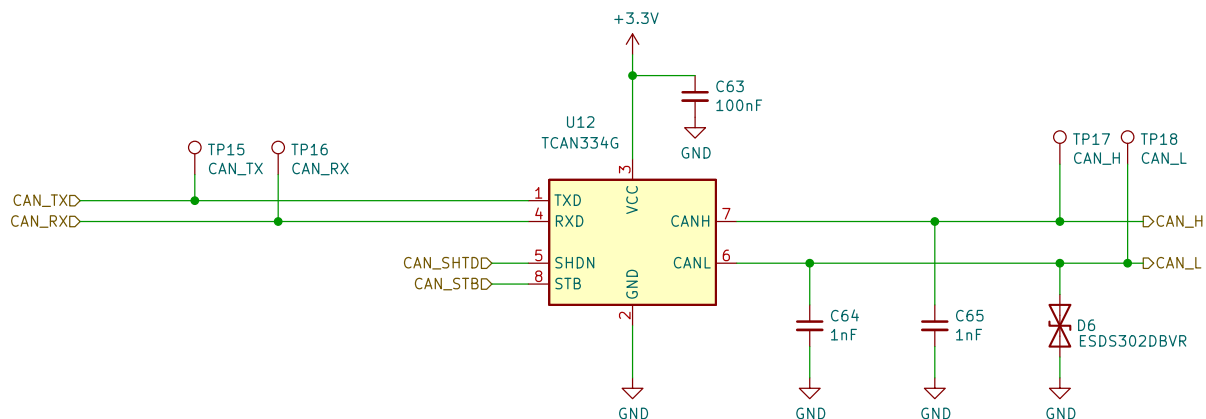
## 2.7 Měření teploty zdroje

Teplotní senzor je fyzicky umístěn zhruba uprostřed čtyřech výkonových MOSFETů. Díky svému umístění nedokáže dobře reagovat na okamžité změny teploty tranzistorů a slouží pro

tepelnou ochranu tranzistorů před dlouhodobým přetížením. Je využit nízkopříkonový ( $I_{DD} = 6 \mu\text{A}$ ) lineární aktivní termistor *MCP9700T-ELT*, viz datasheet [36]. Na obrázku 20 je teplotní senzor označený jako *U5*.

## 2.8 Budič sběrnice CAN

Pro přenos dat po sběrnici *CAN bus* je zapotřebí budiče, pro tento účel byl zvolen obvod *MAX3051*, viz datasheet [37]. Ten je připojen několika piny (*Tx*, *Rx*, *Sht*, *Std*) k mikrokontroléru. Zaručuje rychlost přenosu až 5 Mb/s, respektive podporu *CAN-FD* a disponuje úsporným režimem stand by. Napájecí napětí tohoto obvodu je 3,3 V. Obecně se dá říct, že je to běžný obvod tohoto určení až na napájecí napětí. Budiče tohoto typu častěji využívají napájecí napětí 5 V.



Obrázek 22: Zapojení budiče pro CANbus

## 2.9 Indikační LED, tlačítka a konektory

Indikační LED slouží pro základní indikaci stavu. O těch ovládaných mikrokontrolerem (zelená, červená, žlutá) je více v kapitole 3.9. Také jsou zde tři modré, připojené na napájecí větve, ty ohlašují přítomnost jednotlivých napájecích napětí. Jedná se o obyčejné SMD diody v pouzdrech 0603.

Celkově jsou přítomny tři tlačítka, jedno se plánuje pro zapnutí/vypnutí výstupu zdroje a další dvě budou sloužit k donastavování velikosti proudu přímo na zdroji.

Pro zajištění snadné manipulace je pro přívod napájení využito dvou dvoupinových rozpojitelných svorkovnic s roztečí pinů 3,5 mm, stavěných na jmenovitý proud 10 A, takže dostatečně dimenzovaných. Výkonový výstup ze zdroje je vyváděn také přes rozpojitelnou svorkovnici stejného typu.

Pro připojení na sběrnici *CAN* jsou využity dva tří pinové konektory, taktéž s roztečí 3,5 mm. Dále je *CAN bus* vyveden na stohovatelný 4 pinový konektor s roztečí 2,54 mm, kde je vyvedeno

napájení 3,3V a signály *CAN L* a *CAN H*. Stohovatelné piny slouží pro připojení sběrnice v případě skládání zdrojů do stohu a konektory pro propojení za pomoci kabelů při volném rozmístění zdrojů *MoSeZ*. Přičemž ke zdroji na konci a na začátku se musí připojit rezistor s odporem 120  $\Omega$ , který slouží jako terminátor sběrnice. Programování je realizováno přes 10 pinový konektor s roztečí 1,27 mm.

## 2.10 Deska plošného spoje MoSeZ

Celý schematický návrh je přiložen v Příloze B. Výsledek návrhu *DPS* je čtyřvrstvá deska, kde:

1. vrstva signální (*TOP*)
2. vrstva napájecí s napětím 3,3V (*IN1*)
3. vrstva zemnicí GND (*IN2*)
4. vrstva signální (*BOT*)

První vnitřní vrstva (*IN1*) je připojena na 3,3V. Bylo tak zvoleno pro zajištění dodatečné kapacity, respektive zajištění kondenzátoru s velmi vysokým rezonančním kmitočtem, což je výhodné pro napájení mikrokontroléru. Na druhou vnitřní vrstvu (*IN2*) je připojena zem. Grafický výstup *Gerber* je vidět v příloze C.

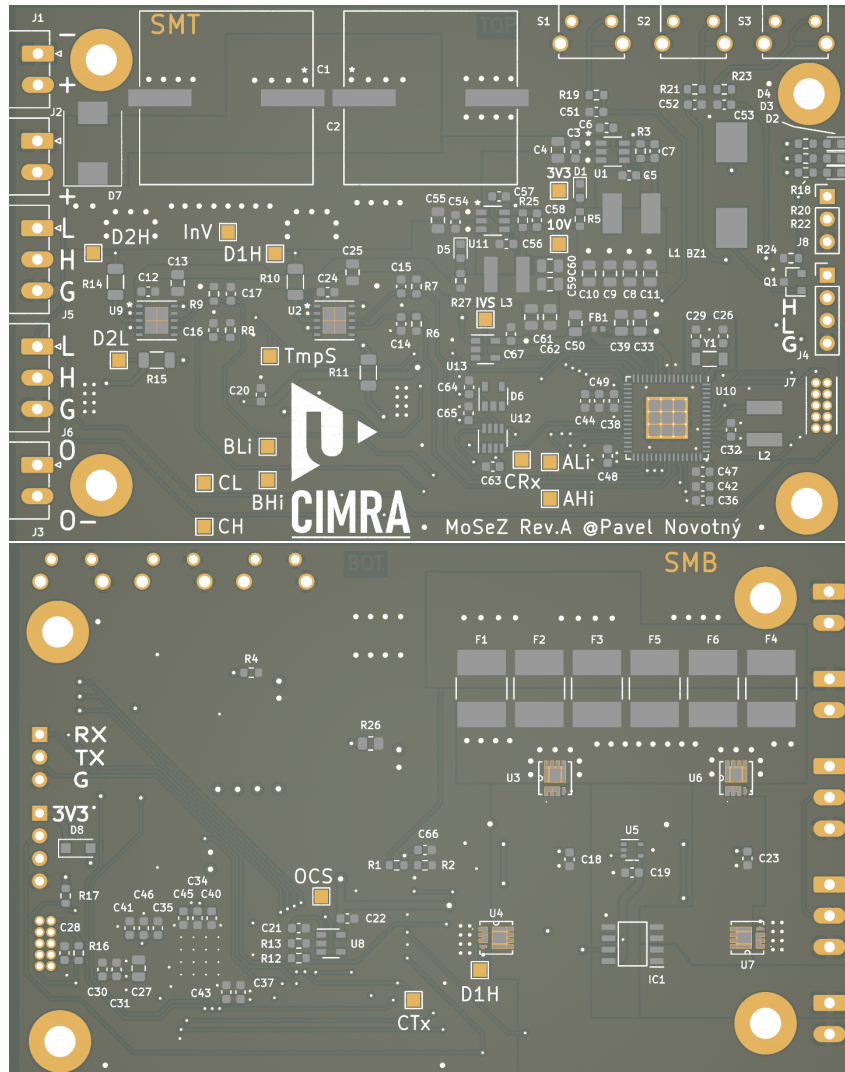
Vodivé cesty kolem mikrokontroléru jsou 0,21 mm široké, což je maximální šířka, kterou dovolilo pouzdro mikrokontroléru. Zbytek cest byla snaha rozšířit na více než 0,3 mm. Nejširší vodivá cesta (nikoliv rozlité měď) je napájení MOSFETových budičů, a sice 1,35 mm tlustá. V případě této cesty bylo ale důležité hledět i na její délku, budiče mají charakter spínané zátěže a proto bylo důležité zvolit co možná nejkratší cestu, aby došlo k omezení parazitní indukčnosti. Tento problém už nebylo u ostatních napájecích cest nutné řešit, protože buď byly cesty realizované přes prokov do první vnitřní vrstvy (3,3V), anebo se jednalo o analogové napájení, kde jsou vlivy parazitní indukčnosti (respektive vliv délky vodivé cesty) zanedbatelné a mnohem více se hledí na jejich elektrický odpor. Napájení analogových obvodů, je v tomto případě 0,75 mm široké v nejužším bodě.

Součástky byly na desku umístěny z části ručně a z části manuální osazovačkou. Zapájení proběhlo technologií přetavení (reflow), respektive double reflow, vzhledem k oboustrannému osazení desky. Celkem byly osazeny a zapájeny čtyři desky s označením *MoSeZ*. Při návrhu *DPS* se s touto metodou pájení počítalo a jako strana na které se provede první přetavení byla určena strana spodní (*BOT*). Byla tedy snaha na vrstvu *TOP* umístit součástky velké, respektive těžké, a součástky, které velmi špatně snášejí (dvojité) tepelné namáhání v peci. Například to jsou elektrolytické kondenzátory (vysychání elektrolytu), anebo LED (změna barvy).

Samozřejmě se nepovedlo vše zapájet na první pokus. Prvním problémem bylo, že některé součástky z objednávek scházely a bylo to zjištěno až při prvotním osazování. Ty se později

zapájely ručně horkovzdušnou pájecí stanicí. Dalším problémem byly některé špatně zapájené budiče MOSFETů, které se pájely ručně a bylo je třeba přepájet.

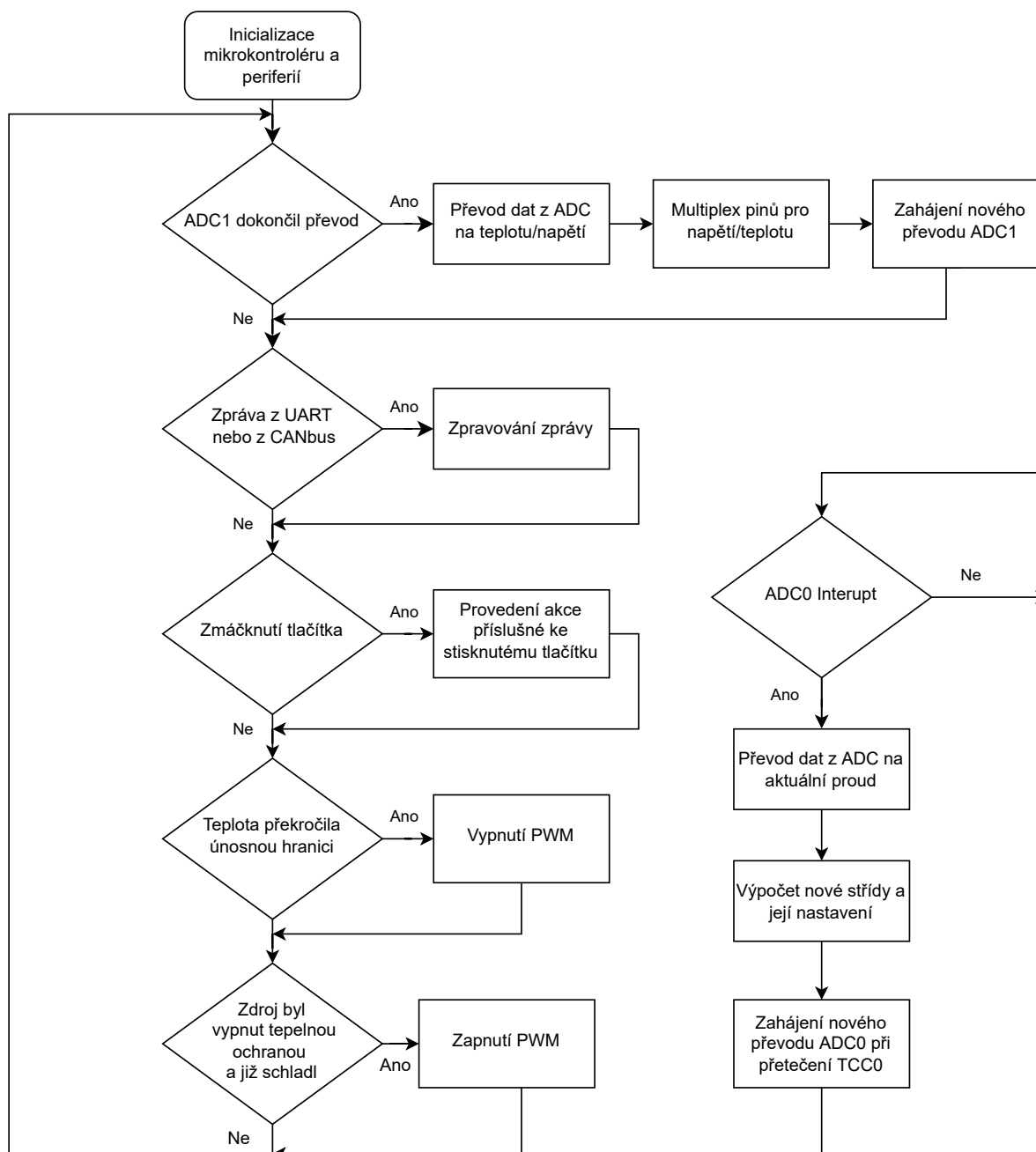
Během návrhu *DPS* došlo k mnoha chybám, z nichž se některé nepodařilo odchytnit zavčasu a bohužel se dostaly do výroby. Jejich popis, dopady a pokusy o nápravu jsou zmíněny nejvíce v kapitole 6.2.



Obrázek 23: 3D model navržené DPS

### 3 Firmware Aron

Tato kapitola popisuje základní softwarové vybavení mikrokontroléru pro řízení navrženého proudového zdroje. Při tvorbě této kapitoly bylo čerpáno především z datasheetu [28].



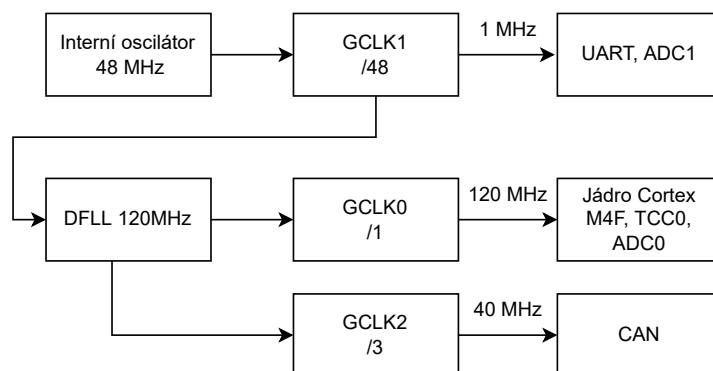
Obrázek 24: Vývojový diagram řídicí smyčky mikrokontroléru



### 3.1 Nastavení hodinových signálů

Původním záměrem bylo využití externího krystalu a vnitřního fázového závěsu. Krystal měl oscilovat na frekvenci 32 768 Hz a správným poměrem děličky ve zpětné vazbě fázového závěsu bych se dostal na kmitočet 120 MHz pro taktování procesoru. Krystalový oscilátor se ale nepodařilo nastavit tak, aby se rozkmital.

Tudíž je prozatím procesor taktován z vnitřního zdroje, kterým je fázový závěs *DFLL48*, jež nemá zavedenou zpětnou vazbu. Jeho výstupní kmitočet 48 MHz je dělen 48, tak byl získán kmitočet 1 MHz pro *GCLK1*. Ten je dále násoben *DFLL1* 120 krát a nastaven jako *GCLK0*, který slouží (nejen) jako taktovací kmitočet procesoru. Dělicí poměry jsou zvoleny pro snadné dosažení kmitočtu 120 MHz. Pro potřeby *CAN bus* byl využit *GCLK3* a nastaven na 40 MHz, pomocí třikrát vyděleného *GCLK0*. Frekvence 20 MHz a 40 MHz jsou standardní frekvence pro CAN FD a vychází s nimi dobře časování jednotlivých bitů, více v kapitole 3.7.



Obrázek 25: Aktuálně použitý rozvod taktovacích hodin

### 3.2 PWM pro H můstek

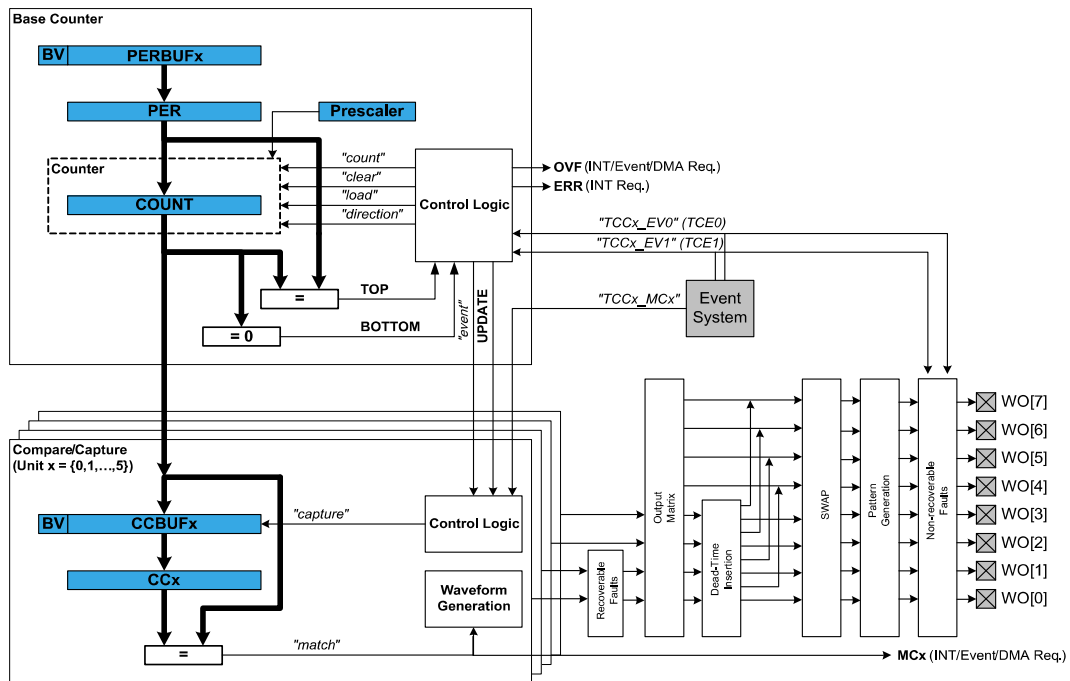
Byl využit čítač *TCC0*, což je čítač/časovač, který mimo jiné může mít až 8 *PWM* výstupů. Je určený (nejen) pro řízení H můstků a mimo spousty jiných užitečných funkcí, umožňuje nastavení dead-time (čas kdy se čeká na vypnutí tranzistorů aby tranzistory nad sebou nebyly sepnuté do zkratu). Čítače typu *TCC* jsou dohromady 4 dostupné, z nichž 2 se dají považovat za méně vybavené (v ohledu počtu nastavitelných funkcí). Kompletní přehled vybavení těchto čítačů je v datasheetu [28].

Časovač je nastavený jako 11 bit, což při vstupní frekvenci 120 MHz, vede na frekvenci  $f_{PWM} = 58\,593,75$  Hz, viz rovnice 13. Registry *CC* (Capture/Compare) určují porovnávací hladinu časovače, přičemž využito je nastavení, ve kterém je ovládáno 8 výstupů přes pouze jeden *CC0* registr (využity jsou 4 výstupy). Tento režim je určen pro ovládání H-můstku.

Při práci *TCC0* v režimu pro H-můstek, jsou piny 0,1,2,3 připojeny přes výstupní matici přímo k časovači *PWM* a 4,5,6,7 k jeho inverzi. Je ale možné udělat progození pinů přes registr *SWAP*. V mém případě bylo potřeba udělat inverzi na pinech 0 a 3, což vychází z připojení

## 49.3 Block Diagram

Figure 49-1. Timer/Counter for Control Applications - Block Diagram



Obrázek 26: Blokové schéma čítače TCC z datasheetu [28]

pinů na  $DPS$  a z potřeby spínat tranzistory H-můstku do kříže. Do registru byly nastaveny bity  $SWAP0$  a  $SWAP3$  do logické 1 (v základu jsou v logické 0). Logická 1 ve  $SWAP0$  prohodila výstupy pinů 0 a 4, Logická 1 ve  $textit{SWAP3}$  prohodila výstupy pinů 1 a 5. Prohazuje tedy piny  $x$  a  $x + 4$ , kde  $x$  je pin který chceme invertovat. Inverze dvou výstupů lze samozřejmě zařídit i jinak, ale tento způsob umožňuje konfiguraci dead time pro High side a Low side můstku.

Výsledkem je tedy křížové spínání výkonových tranzistorů na můstku, kde při střídě 50 % je  $I_{OUT_{avg}} = 0$  A. Jedná se tedy o nejjednodušší řízení H-můstku. Velikosti Dead-time byly zvoleny jako maximální možné, a sice  $0xFF$ , aby bylo snadno vidět, zdali vše funguje jak má. Tato hodnota znamená, že se čeká 256 taktů  $GCLK0$  (interně je to 8 bit čítač), než se zavedou řídicí signály do výstupní matice  $TCC0$ . Doba dead time se dá určit jako,

$$t_{DT} = \frac{2^{BIT}}{f_{GCLK0}} = \frac{2^8}{120 \cdot 10^6} = 2,133 \mu\text{s} \quad (12)$$

kde  $t_{DT}$  je výsledná doba dead time,  $f_{GCLK0}$  je taktovací frekvence časovače  $TCC0$  a BIT je počet bitů, který se nastavuje do registru dead time.

Později se nastavení dead time upravilo na základě experimentálního měření, více v kapitole 5.1.

$$f_{PWM} = \frac{f_{GCLK1}}{2^{BIT}} = \frac{120 \cdot 10^6}{2^{11}} = 58\,593,75 \text{ Hz} \quad (13)$$

### 3.3 Řízení střídý

K řízení střídý slouží data z proudového senzoru a k její úpravě by mělo dojít každou periodu *PWM*. Z toho vyplývá, že během jedné periody musí být data ze senzoru změřena A/D převodníkem, poté převedena na proud, pak porovnána s proudem chtěným a nakonec vypočítána nová střída, která se předá do *CCBUF*. Rovnice 14 pro ideální spojitý PI regulátor se uvádí v [38] jako,

$$y_R(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \int e(t)dt \quad (14)$$

kde  $y_R(t)$  je výstupní hodnota regulátoru,  $K_P$  je proporcionalní konstanta,  $K_I$  je integrační konstanta a  $e(t)$  je regulační odchylka.

Na základě této rovnice byl vytvořen diskretní regulátor pro firmware mikrokontroléru, popsaný v rovnici 15 jako,

$$T_{new} = K_P \cdot \Delta I + E_{sum+1} \quad (15)$$

kde  $\Delta I$  je rozdíl proudu chtěného  $I_{WANTED}$  a proudu  $I_{MEASURED}$  získaného z proudového senzoru, nová střída předaná do *CCBUF0* je  $T_{new}$  a  $E_{sum+1} = E_{sum} + K_I \cdot \Delta I$ .

Při ožiování byly konstanty zvoleny takto, konstanta  $K_P = 100$  a konstanta  $K_I = 1$ . S tímto nastavením reagoval výstup zdroje relativně pomalu na skokové změny, byly tedy upraveny, o čemž více v kapitole 5.3. Příslušné výpočty a předání  $T_{new}$  do bufferu je zahrnuto v jedné metodě, která je volána ihned po dokončení čtení AD převodníku, tedy po vyvolání přerušení, o kterém je více v kapitole 3.4.

### 3.4 Měření proudu

Pro čtení napětí na senzoru byl vyčleněn převodník *ADC0*. Je připojen na generátor hodin *GCLK0*, který se před vstupem do *ADC0* dělí předděličkou na polovinu *GCLK0*. Kmitočet je zvolen takto vysoký proto, aby převod probíhal co možná nejrychleji a procesor měl dostatek času na výpočty. Převodník používá interní band-gap referenci, která je nastavena na 2,5 V. Pro zajištění větší jistoty při měření je využíváno automatické průměrování hodnot ze čtyřech hned po sobě naměřených vzorků. K převedení dat z A/D převodníku je nejdříve nutné zjistit jaké napětí poskytuje proudový senzor na své výstupu, to je v rovnici 16 řešeno takto,

$$U_{DIVIDER} = \frac{U_{REF} \cdot U_{ADCVal}}{2^{BIT}} \cdot 1,26 \quad (16)$$

kde  $U_{DIVIDER}$  je dopočítané napětí na děliči, který je umístěn ihned za proudovým senzorem senzorem,  $U_{REF}$  je napěťová reference pro převodník,  $U_{ADCV_{al}}$  je obsah registru A/D převodníku. A/D převodník je nastaven jako 12 bitový a konstanta 1.26 je zpětný poměr onoho děliče.

Poté je možné se dopočítat k proudu, který naměřil proudový senzor jako,

$$I_{MEASURED} = \frac{U_{DIVIDER} - U_{ZERO}}{0,2} \quad (17)$$

kde  $I_{MEASURED}$  je naměřený proud,  $U_{ZERO}$  je napětí senzoru při nulovém proudu a 0,2 je citlivost senzoru proudu (200 mV/A).

Celkovou dobu převodu A/D převodníku lze určit z rovnice 18 následovně,

$$t_{pd} = \frac{(1 + RES + n_{SAMP}) \cdot n_{AVG}}{f_{ADC}} = \frac{(1 + 12 + 10) \cdot 4}{60 \cdot 10^6} = 1534 \text{ ns} \quad (18)$$

kde  $t_{pd}$  je doba převodu v ns,  $RES$  je rozlišení převodníku,  $n_{SAMP}$  je počet taktů pro vzorkování a  $n_{AVG}$  je počet zprůměrovaných vzorků (důvod proč  $n_{SAMP} = 10$  je v kapitole 5.3).

Převodník ihned po převodu vyvolá přerušení, ve kterém se vypočítá aktuální hodnota proudu a PI regulátor zde vypočítá novou střídu, která se nastaví do  $CCBUF$ . Po dokončení řízení je vyvolán nový převod. Převodník nepracuje v režimu freerun, ale k zahájení převodu dojde vždy po přetečení čítače  $TCC0$ . Důvodem je, aby byla jeho funkce synchronizovaná s  $PWM$  a aby byla nová hodnota střídy nastavena do  $CCBUF$  ještě před koncem periody ve které došlo k měření proudu.

### 3.5 Měření teploty DPS a vstupního napětí

Je využit druhý dostupný převodník ADC1, který je přepínaný mezi piny pro senzor teploty a senzor napětí. K přepnutí dochází vždy po dokončení převodu dané veličiny. Vzhledem k tomu, že tyto veličiny je zbytečné měřit příliš rychle, je do nich přiveden  $GCLK1$  s frekvencí 1 MHz. Předdělička je nastavena na 256 (což je její maximální hodnota pro A/D převodník) a opět je zde využito zprůměrování, tentokrát ze 128 po sobě jdoucích vzorků.

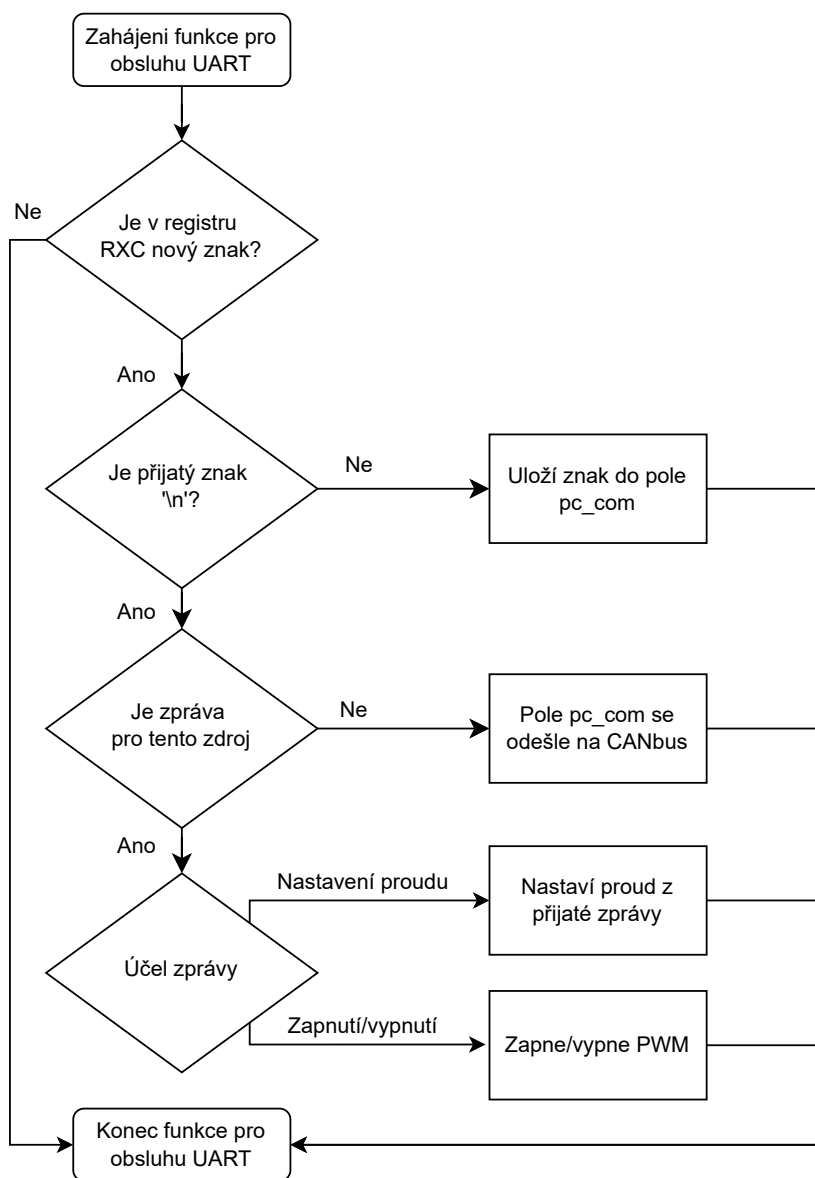
Výsledkem je asi jeden vzorek za 0,4 s, s ohledem na multiplex mezi dvěma senzory dostáváme aktualizaci výsledků každých 0,8 s. Využití dat z tohoto měření není kritické a proto byla zvolena taková doba převodu. Samotný senzor teploty měří teplotu desky mezi výkonovými tranzistory, takže sám o sobě nebude nikdy rychle reagovat na okamžitý nárůst teploty a vstupní napětí je měřeno jen pro orientační znalost jeho velikosti. Zároveň nebude obsluha tohoto převodníku zbytečně výpočetně zatěžovat mikrokontrolér.

Metoda pro řízení se volá v nekonečné smyčce `while()` na konci `main()`, v níž se provádí vše od kontroly přítomnosti nového výsledku, převodu, přepnutí pinů, až po vyvolání nového převodu. V

případě překročení teploty  $t_1$ , dochází k pozastavení čítače  $TCC0$ , pomocí bitu  $HALT$  v registru  $FCTRL$ . Tím se vypnou tranzistory a dokud se deska neochladí pod teplotu  $t_2$  (platí že  $t_1 > t_2$ ), nedojde k opětovnému rozběhnutí  $PWM$ .

### 3.6 Komunikace po UART

Je využita pro přímou komunikaci zdroje s počítačem přes USB převodník a zajišťuje příjem dat pro nastavení zdrojů. Zdroj hodin je  $GCLK1$  a komunikační rychlost je 56 200 Bd, což byla nejvyšší jednoduše dosažitelná hodnota při využití  $GCLK1$ . Obsluha je opět řešena jako metoda v nekonečné smyčce `while()` v `main()`, která se vyvolá v moment, kdy se objeví flag v registru  $RXC$  (Receive Complete - byl přijat nový znak). O formátu zpráv využívaných pro komunikaci je více v kapitole 4.1.



Obrázek 27: Vývojový diagram příjmu z uart

### 3.7 Komunikace po CAN

Knihovny pro inicializaci sběrnice, příjem a odeslání zpráv, mi byly poskytnuty vedoucím práce. Využit je standart *CAN FD*, který umožňuje přenos až 64 B dat v jedné zprávě a maximální rychlost přenosu až 5 Mb/s, viz kapitola 1.3. Knihovna byla připravená pro práci na stejném procesoru, ale při jiném kmitočtu, a sice 48 MHz. V knihovně byl tedy zaveden *GCLK2* (40 MHz) jako zdroj hodin. Použití jiného kmitočtu v knihovně znamenalo přepočítání parametrů, které určují rozložení segmentů v 1 bitu rámce *CAN*. Frekvence 40 MHz byla zvolena pro její snadnou dosažitelnost (dělení již existujícího kmitočtu) a zároveň pro ni vycházela příznivě pozice *Sample point*. Pro výpočet přidělených časových kvant jednotlivých segmentů, byla využita internetová kalkulačka [39], do které byly zadány následující hodnoty,

**Bit rate** — Nastaven na 500 kbit/s.

**Sample Point** — Moment vzorkování, nastaven jako 87,5 %. Podle jeho nastavení se přidělují časová kvanta. Například pokud je dostupných 80 tq, 70 tq musí uplynout od začátku bitu do bodu vzorkování a zbylých 10 tq je doba od bodu vzorkování do konce bitu.

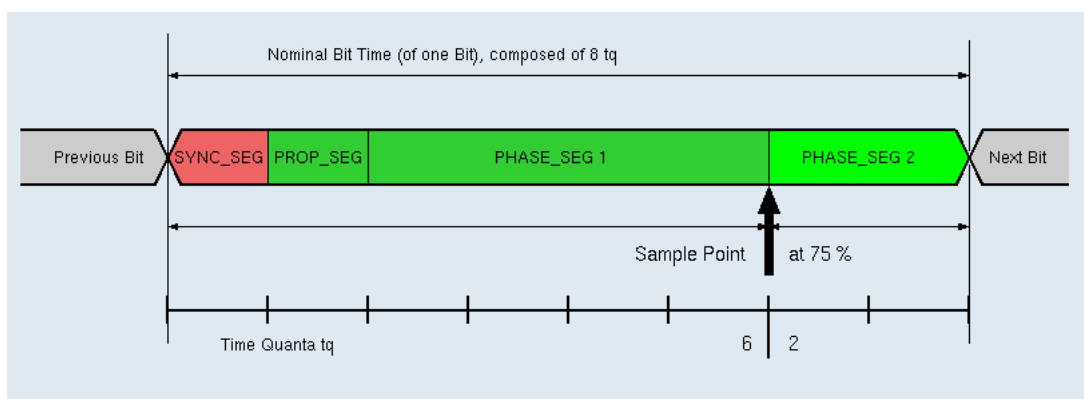
**Sync Seg**— Nastaven jako 1 tq, což je preferovaná hodnota pro *CANopen*

Výsledek výpočtů vypadal takto,

**Number of time quanta** — Celkový počet vypočítaných časových kvant je 80 tq. Tento počet se odvíjí od nastavené rychlosti *Bit rate*, kmitočtu *GCLK2* a nastaveného *Sample Point*.

**Prop Seg + Phase Seg1** — Vyšel 69 tq, *Prop Seg* je pro kompenzování časových zpoždění napříč sítí a *Phase Seg1* je pro kompenzaci fázových posuvů hran.

**Phase Seg2** — Vyšel 10 tq, je pro kompenzaci fázových posuvů hran.



**Obrázek 28:** Rozdělení 1 bitu CANu, převzato z [40]

Příjem zprávy je spjat s přerušením, které vyvolá metodu jež zkontroluje první znak ve zprávě. Tento znak má význam ID zdroje. Pokud je ID shodné s ID zdroje, tak přijatou zprávu zpracuje stejnou funkcí, která zpracovává příjem z UART, protože zpráva vypadá stejně jak na UART, tak na CAN. Budič sběrnice se aktivuje uzemněním pinů *Shutdown* a *Standby* při inicializaci

mikrokontroléru.

### 3.8 Obsluha tlačítek

Tlačítka jsou připojena na vnitřní pull-up mikrokontroléru. Při stisknutí se uzemní, tudíž se sepnutí tlačítka detekuje přítomností logické 0 na patřičném pinu. Detekce a příslušná akce je realizována metodou přítomnou v nekonečné `while()` smyčce na konci `main()`.

Tlačítko pro navýšení proudu by mělo přičíst ke stávajícímu proudu 100 mA, tlačítko pro snížení by mělo od stávajícího proudu odečíst stejnou konstantu. Tlačítko pro vypnutí by mělo pozastavit generování *PWM* přes *HALT* v registru *FCTRL*.

### 3.9 Indikační LED

Zelená dioda se spustí hned po inicializaci a pokud nedojde k vypnutí výstupu zdroje, či zásahu tepelné ochrany, zůstává zapnutá. Červená dioda se rozsvítí v případě vybavení tepelné ochrany, nebo vypnutí výstupu zdroje, přičemž zhasíná po vychladnutí, či zapnutí výstupu zdroje. Žlutá dioda svítí při příjmu, či vysílání libovolné zprávy. Zdroj samozřejmě přijme, či vyšle zprávu tak rychle, že to lidské oko nestihne spatřit, avšak na osciloskopu se dá pozorovat, jestli se zdroj vůbec dostal do metody pro příjem/vysílání. Před touto funkcí byla hojně využívána na debugování ostatních částí zdroje.

## 4 Aplikace Staff

Základním úkolem této aplikace je nastavování zdrojů *MoSeZ* připojených na společné sběrnici. V tomto případě je nejdůležitějším parametrem samozřejmě proud, respektive jeho velikost a směr. Bohužel je zatím možné nastavit proud pouze v jednom směru. Omylem byl nakoupen senzor, který umožňuje měřit jen jednu polaritu proudu a ke zjištění došlo až při oživování desky, viz 5.2. Obousměrná verze senzoru není v době psaní této části dostupná. Pouzdro je fyzicky identické a to včetně funkcí pinů, takže bylo alespoň možné zprovoznit desku pro jeden směr proudu. Každopádně dodatečná úprava aplikace pro oba směry bude jednoduchá, týkat se bude přepsání limitů ve nastavovacích prvcích.

### 4.1 Formát zpráv

Z aplikace v PC se vysílá textový řetězec po *UART* do jednoho připojeného zdroje. Každá zpráva musí být ukončena *ASCII* znakem nového řádku. Pokud příjemce zjistí, že je daná zpráva pro něj, zpracuje ji. Pokud zjistí, že je určena jinému zdroji, zprávu odešle na *CAN bus*. Všechny zdroje na sběrnici, které zprávu přijaly, se rozhodnou zdali je zpráva určena pro ně, či nikoliv.

Toto rozlišování funguje na základě přečtení prvního znaku ve zprávě, který značí ID zdroje. Na druhé pozici se nachází znak, který specifikuje jakou akci chceme vykonat a zbytek jsou případné hodnoty chtěného proudu v ampérech. ID zdroje je unikátní a napevno nastavené ve firmwaru *Aron*. Dostupné akce jsou pro nastavení proudu 'I' a pro zapnutí/vypnutí zdroje 'O'. Pokud požadují, aby zdroj s ID 2 nastavil proud na 3,12 A, odešlu zprávu "2I3.12". Pokud chci, aby zdroj s ID 4 zapnul výstup, odešlu zprávu "4O1". Příklady dalších zpráv jsou uvedeny v tabulce (3).

Zpráva	ID	Fce	Val 1	Val 2	Val 3	Val 4
1	1	O	1	~	~	~
4	4	O	!1	~	~	~
2	2	I	1	.	1	1
3	3	I	0	.	0	0

**Tabulka 3:** Příklady různých zpráv

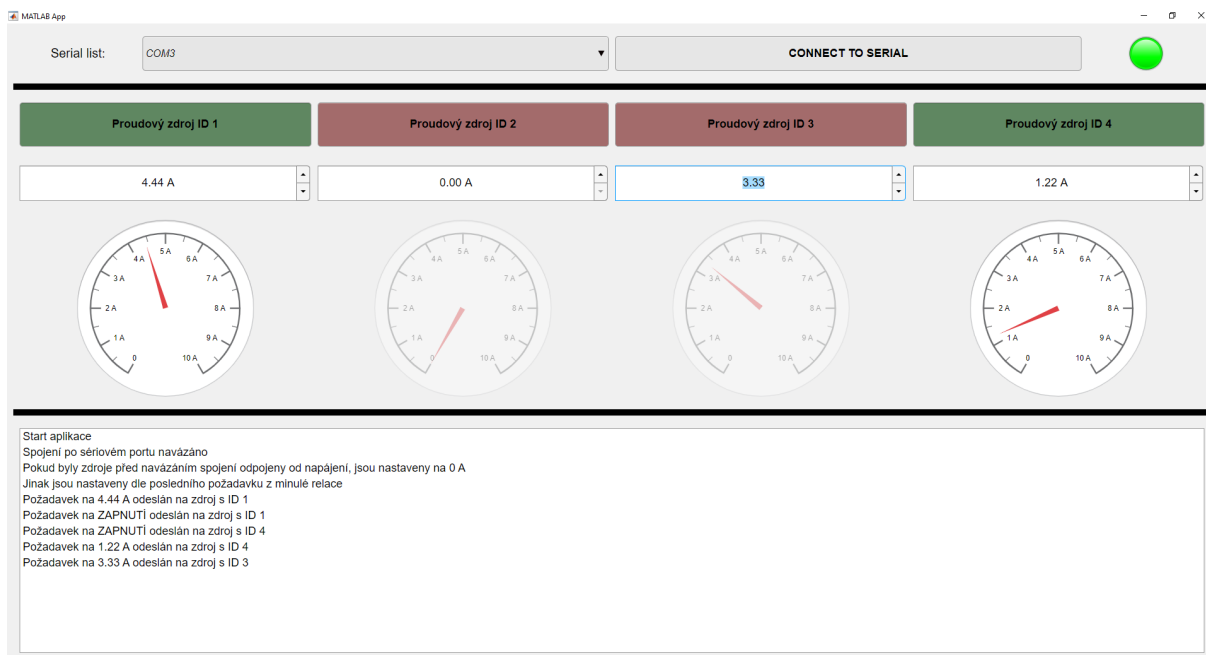
### 4.2 Rozhraní aplikace

Aplikace je vytvořená prostřednictvím *App Designer* v prostředí *MATLAB 2021*. Při startu aplikace se musí vybrat patřičný sériový port, na který je připojen zdroj. Dokud není navázáno spojení, není možné dělat cokoliv jiného. Po navázání spojení je možné nastavovat velikost proudu



pomocí vstupních polí a zapínat/vypínat zdroje přes tlačítka. Proud je možno nastavit i do vypnutého zdroje a aktivovat jej až posléze.

Ručičkové měřiče proudu (*Gauges*) ukazují aktuálně nastavenou hodnotu v aplikaci a jsou zde pro grafickou přehlednost. Log ve spodní části vypisuje základní informace o aktuálním dění. Po každé akci v aplikaci se vypíše zpráva o odeslání požadavku. Pokud zdroj požadavek úspěšně přijme a zpracuje, pošle do aplikace zprávu o úspěšném nastavení.



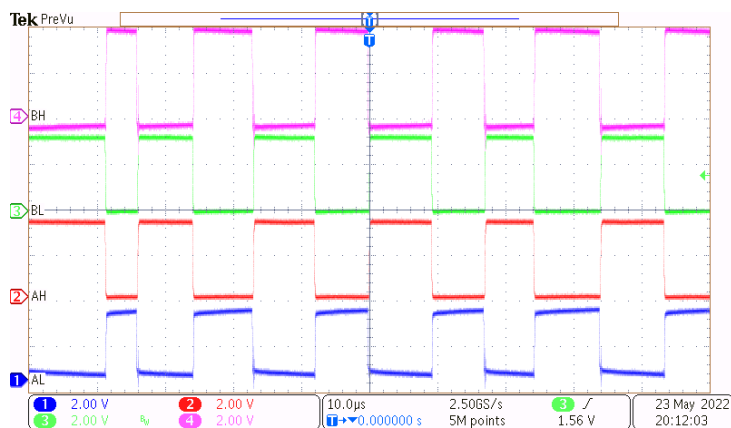
Obrázek 29: Náhled na grafické rozhraní aplikace Staff

## 5 Měření

V této kapitole byla experimentálně ověřena funkčnost zařízení a bylo vylepšeno nastavení některých parametrů ve firmwaru *Aron*.

### 5.1 Měření na PWM

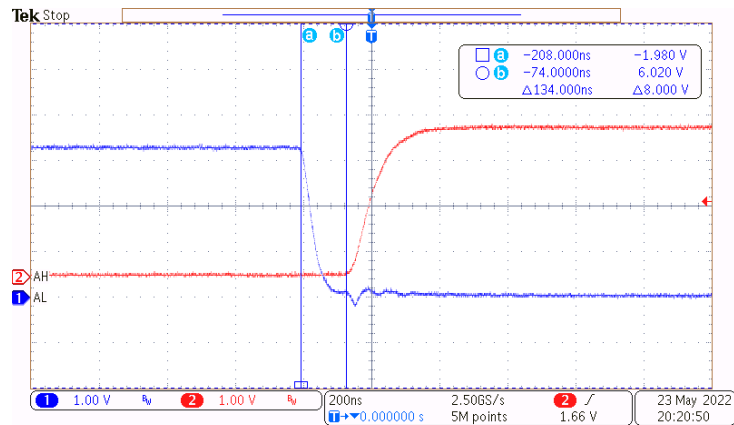
Při oživování desky byly limity střídy zvoleny na pragmatických  $D_{MAX} = 90\%$  a  $D_{MIN} = 10\%$ , což fungovalo bez problémů. Samozřejmě byla snaha tento interval rozšířit co možná nejvíce. To se dělo tak, že se nastavila hodnota střídy do  $CCBUF$  a sledovalo se, zdali budiče tranzistorů stíhají na PWM signál z procesoru reagovat. Pokud nestíhají, je to nejspíše způsobeno nedostatečným nabitím  $C_{BST}$ , který nemá dost energie, aby otevřel transistor v horní větvi. Experimentálně se došlo k hodnotě  $CCBUF = 30$ , respektive  $CCBUF = 2018$ , což při 11 bitovém časovači odpovídá střídě  $D_{MAX} = 98,535\%$  a  $D_{MIN} = 1,465\%$ . Široký interval střídy je tedy důkazem, že kapacita pro  $C_{BS}$  je spočítána při nejmenším dostatečně dobře. Obrázek 30 ukazuje *PWM* signál na výstupu mikrokontroléru s připojenou zátěží ke zdroji. Byl problém změřit všechny *PWM* signály na výstupu budičů tranzistorů, protože je problém s měřením high side tranzistorů. Nicméně při aktuálním nastavení by měly kopírovat PWM z mikrokontroléru.



Obrázek 30: PWM z TCC0 změřená na výstupu mikrokontroléru

Signály v obrázku 30 jsou označeny jako A a B pro levou a pravou stranu můstku, přičemž tranzistor v horní části větve je označený jako H (high) a v dolní L(low).

Na základě podobných experimentů byl zvolen dead time, kdy se sledoval průběh PWM na výstupu budičů, respektive hradlech tranzistorů. Od hodnoty v čítači dead time 0x5 (dekadicky 5) nastával stav, při kterém se tranzistor otevíral až ve chvíli, kdy byl tranzistor nad ním (pod ním) zavřen. Pro určitou bezpečnostní rezervu se registr nastavil na 0x10, jak pro high side, tak pro low side. Výsledek tohoto nastavení je vidět v obrázku 31.



Obrázek 31: Dead time na změřeno na AH a AL

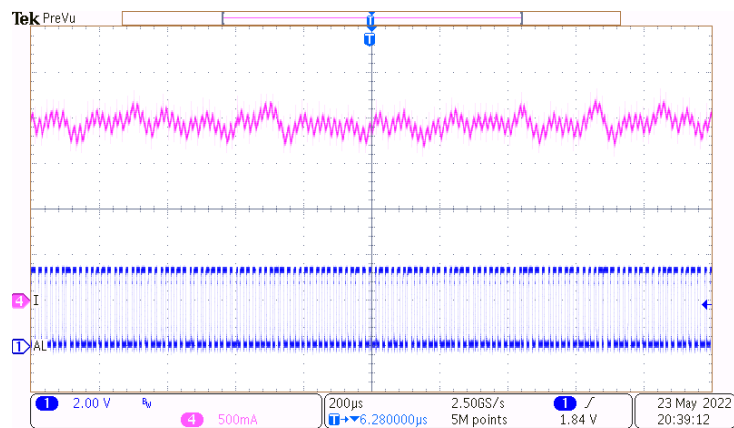
## 5.2 Měření na proudovém senzoru

Správnost nastavení a funkce A/D převodníku se testovala tak, že při každém vyvolaném přerušení byl vypsán výsledek přes UART do počítače. Ať byl A/D převodník nastaven jakkoliv, vždy přicházely špatné, respektive neočekávané hodnoty. Právě v této fázi bylo zjištěno, že osazený proudový senzor je jiného typu. Namísto senzoru popsaném v kapitole 2.6, byl objednan a osazen jeho příbuzný, který je principiálně stejný, jen se liší v nastavení vnitřní reference. Jednoduše není schopen měřit proud v obou směrech, pouze v jednom se stejnou citlivostí. Toto je kritická chyba v návrhu, neboť v současném stavu není možné desku zprovoznit pro oba směry proudu. Chybné výsledky měření byly v tomto případě zapříčiněny špatnou polaritou proudu protékajícího skrze senzor.

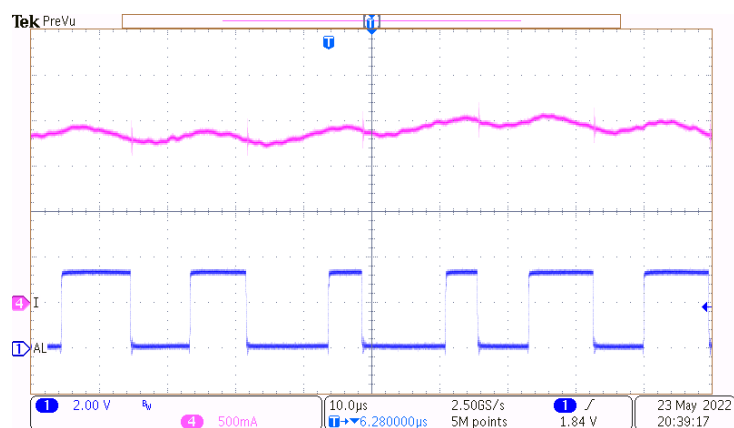
Přesto po zajištění průtoku proudu správným směrem a při konstantní střídě a zátěži, vykazoval veliké rozdíly v naměřených vzorcích. Byl změřen průběh na analogovém výstupu ze senzoru a ukázalo se, že průběh proudu je jen velmi hrubě podobný skutečnosti a velmi zvláště zarušen. To vedlo k tomu, že při konstantním  $I_{OUT} = 1\text{ A}$ , byly výsledky převodu v intervalu (0,5, 1,5) A, což je značná a neočekávaná nepřesnost měření, jak vidět v obrázku 32. O možných důvodech je více v kapitole 6. Na obrázku 33, je vidět změna střídý na tranzistoru AL v reakci na aktuální hodnotu proudu.

## 5.3 Měření rychlosti regulátoru

Pro účely zjištění, jak dlouho trvá doba převodu a ve který moment začne převodník převádět, se do obsluhy přerušení zavedlo rozsvícení červené LED, před začátkem čtení z registru výsledků A/D převodníku a zhasnutí červené LED po ukončení nastavení střídý. Při snímání průběhu napětí na červené LED bylo pak dobře patrné, jak dlouho vše trvá. Ke zdroji byla připojena zátěž a ve firmwaru Aron se povolila zpětná vazba v podobě PI regulátoru. Následně byl porovnán průběh napětí na LED a průběh na proudové sondě. Bylo zjištěno, že převod začíná, když je  $I_{OUT}$  minimální. Proto bylo do převodníku zavedeno dodatečné zpoždění začátku převodu, a sice o 10



**Obrázek 32:** Zvlnění výstupního proudu, proud je fialový, měřeno na časové základně 200  $\mu$ s



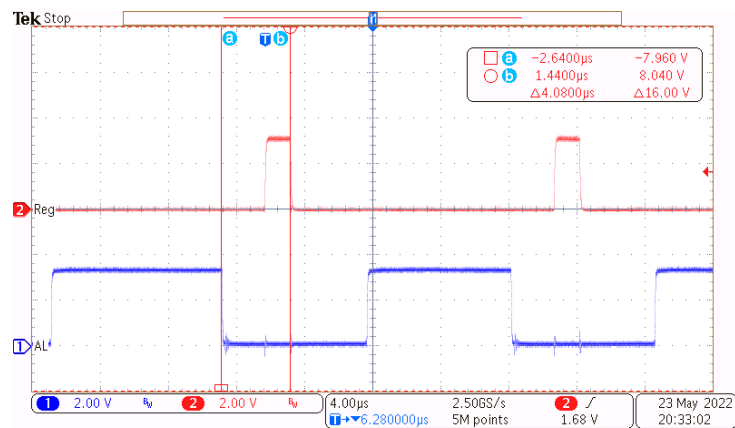
**Obrázek 33:** Zvlnění výstupního proudu, proud je fialový, měřeno na časové základně 10  $\mu$ s

taktů, které pomohlo dát výsledek bližší skutečné střední hodnotě výstupního proudu. Nicméně dokonalého nastavení se dosáhnout nepodařilo. Při navyšování počtu vzorků byly změny buď bez zaznamenanatelného dopadu na střední hodnotu výstupního proudu, nebo procesor přestával stíhat provést nastavení nové střídavy během jedné periody s začal oscilovat. Totéž se dělo i při prodlužování zpoždění snímání.

Na obrázku 34 je kursor nastaven pro měření celkové doby zpoždění regulace, tedy od začátku převodu A/D převodníku (přetečení čítače  $TCC0$ , tedy sestupná hrana  $AL$ ) až po nastavení nové střídavy do  $CCBUF$ , tedy sestupná hrana  $Reg$ . Zpoždění na A/D převodníku, je vidět od doby přetečení čítače  $TCC0$  do doby sepnutí LED (vzestupná hrana  $Reg$ ).

Doba kterou naměření a vypočítání trvá, byla stanovena na  $t_{pd(Celk)} = 4 \mu$ s. Celková doba výpočtů není samozřejmě změřena zcela přesně, neboť rozsvěcování LED, které se provádí na začátku obsluhy interruptu, vnáší nějaké zpoždění. Doba za kterou změří A/D převodník data byla naměřena jako  $t_{(pdAD)} = 2,5 \mu$ s. Stanovená  $t_{(pdAD)}$  z rovnice 18 je o cca 1  $\mu$ s rychlejší, nejspíš se projevuje i výpočet průměru vzorků, který v rovnici nebyl uvážen. Maximální kmitočet PWM, při kterém bude procesor ještě stíhat aktualizovat střídavu během jedné periody vychází na:

$$f_{PWMmax} = \frac{1}{t_{pd(Celk)} = \frac{1}{(4000)} \cdot 10^{-9}} = 250\,000 \text{ Hz} \quad (19)$$



Obrázek 34: Změřená celková doba zpoždění regulační smyčky

Tato hodnota ale nepočítá s obsluhou ostatních periférií a reálně bude menší. Ovšem výpočet dokazuje, že rychlost procesoru není limitní faktor pro maximální kmitočet PWM. Předpoklad, že jsou výpočty v Příloze A správně říká, že budiče i tranzistory by s kmitočtem do 200 kHz neměly mít zásadní problémy. Ovšem proudový senzor *TMCS1011* vykazuje při kmitočtech nad 80 kHz rostoucí útlum a je tedy nejslabším článkem řetězu z hlediska maximálního kmitočtu PWM.

## 5.4 Nastavení PI regulátoru

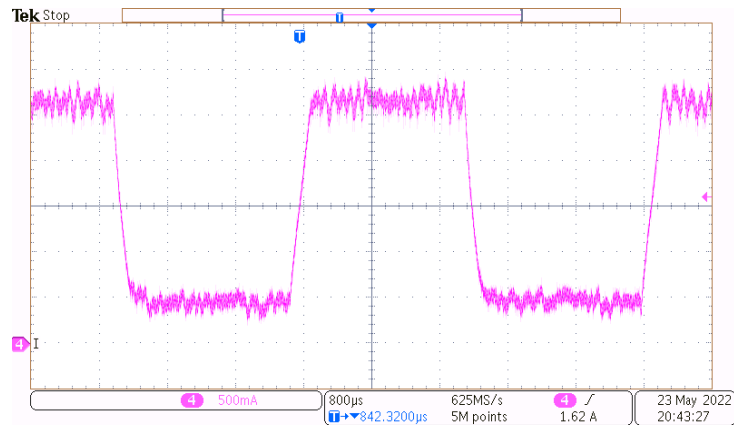
Počáteční nastavení se ukázalo jako funkční, ale velice pomalé při skokových změnách požadovaného proudu. Zvolily se tedy řádově větší konstanty, než ty co byly nastaveny při oživení desky. Dále se ve firmwaru vytvořila řídicí smyčka, která měnila požadavek na výstupní proud mezi  $I_{OUT} = 0\text{ A}$  a  $I_{OUT} = 3\text{ A}$ . Výsledkem byl generovaný obdélníkový průběh s periodou  $T = 5\text{ ms}$ . Jako zátěž byla použita cívka, jejíž maximální proud  $I_{MAX} = 3\text{ A}$ , s indukčností  $L = 470\text{ μH}$ , viz [41]. Nastavení PI regulátoru bylo na tomto průběhu a zátěži upraveno takto, proporcionalní konstanta  $K_P = 1500$  a integrační konstanta  $K_I = 5,555$ . Toto nastavení nebude stejně dobře fungovat pro všechny typy zátěží, ale mělo by fungovat dobře na systému *Beak*.

Na obrázku 35 je vidět ukázka obdélníkového průběhu, ze kterého plyne, že strmost vzestupných/sestupných hran je asi  $\frac{3\text{ A}}{300\text{ μs}}$ , což můžeme přepočít jako  $10\text{ A/ms}$ .

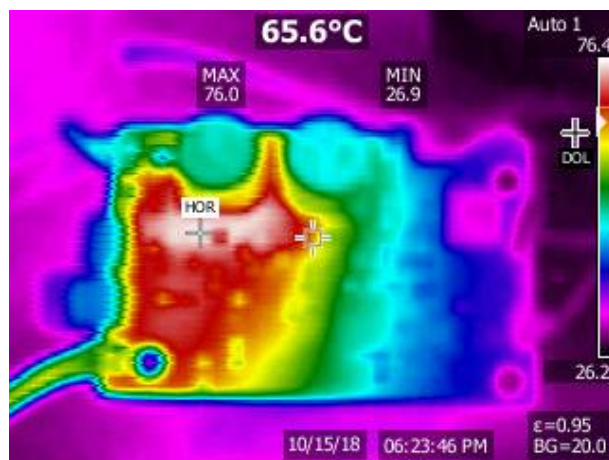
## 5.5 Měření oteplení DPS

Proběhlo za vypnuté tepelné ochrany ve firmwaru *Aron*. Zátěž byla složena ze čtyř indukčností, z nichž každá je stavěná na maximální proud  $I_{MAX} = 3\text{ A}$ , viz [41]. Výstupní proud zdroje byl nastaven na  $I_{OUT} = 10\text{ A}$  a sledovalo se oteplení *DPS* pomocí termokamery. Po asi 2 min byly vyfoceny snímky 36 a 37.

Největší teplota naměřena na přední části desky (obrázek 36) byla  $76\text{ °C}$ , a sice kolem budičů

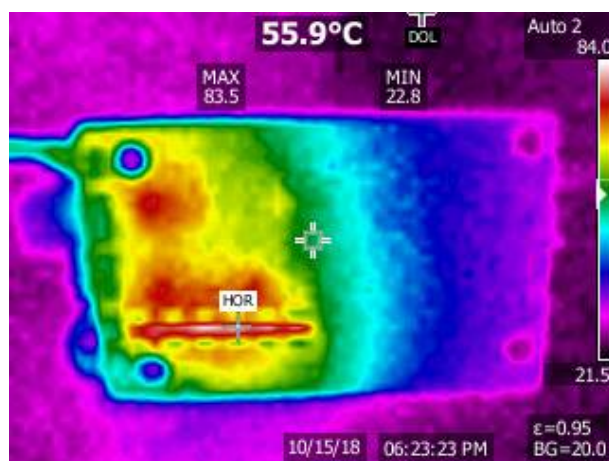


Obrázek 35: Generování obdélníkového signálu,  $T = 4 \text{ ms}$ ,  $I_{max} = 3 \text{ A}$ ,  $I_{min} = 0 \text{ A}$



Obrázek 36: Oteplení přední části desky

tranzistorů. Celkově se však deska oteplila více, nežli na zadní části. V místech ohřátí desky nejsou součástky (vyjma budičů tranzistorů), které by takové teplo mohly generovat.



Obrázek 37: Oteplení zadní části desky

Naproti tomu na zadní části desky (obrázek 37) byla nejvyšší naměřená teplota v okolí tepelných pojistek, respektive prokůvů umístěných u nich. Ta dosahovala až  $83,5^\circ\text{C}$  a byla to tak nejvyšší naměřená teplota. Tranzistory zůstaly relativně chladné a zadní část se celkově neohřála

do stejné míry jako část přední.

Samotné prokovy byly navrženy pro odvod tepla od tranzistorů a také přivádějí napájecí napětí k tranzistorům. Jen jeden z prokovů dokáže přenést 2,5 A bez většího oteplení a je jich zde přítomných 28, takže výrazné oteplení v jejich místech není způsobeno ohřátím samotných prokovů. Budiče tranzistorů by měly (dle teoretického předpokladu získaného z výpočtů z přílohy A) zvládat vše bez problémů.

Desku nebylo možno zatěžovat a měřit delší dobu, neboť chvíli po vyfocení snímků přestala deska dodávat stabilní výstupní proud do zátěže a samotná velikost proudu velmi poklesla. Předpokládám, že s největší pravděpodobností je ohřátí způsobeno tepelnými pojistkami, které jsou konstruovány na jmenovitý proud  $6 \cdot 1,5 \text{ A} = 9 \text{ A}$ . Výsledkem tohoto ohřátí bylo omezení proudu. To je podpořeno i faktem, že po ochlazení desky vše pracovalo normálně a při menších proudech tento jev nenastával. Aby deska nebyla příliš namáhána, bylo teplotní měření ukončeno.

## 6 Závěr

Závěr této práce shrnuje parametry a zprovozněné funkce navržených zdrojů, včetně popisu vzniklých problémů a jejich řešení. Také poukazuje na možná vylepšení stávající desky *MoSeZ*, firmwaru *Aron* a aplikace *Staff*.

### 6.1 Výsledné zdroje

Byly vyrobeny čtyři identické moduly *MoSez*, které dokáží dodávat výstupní proud, jehož střední hodnota odpovídá nastavenému proudu. Maximální výstupní proud, na který byly testovány, byl 10 A krátkodobě, více v 5.5. Dlouhodobě udržitelná hodnota proudu byla určena jako 5 A.

Také se povedlo zprovoznit komunikaci jak mezi zdrojem a počítačem, tak i mezi zdroji samotnými. Všechny zdroje připojené na společné sběrnici *CAN bus* je možné nastavovat z počítačové aplikace *Staff*, přitom je potřeba aby jen jeden z nich byl připojen k počítači přes *UART*.

Na obrázku 38 jsou vidět dva moduly spojené pomocí stohovatelných pinů. Při tomto skládání modulů je sběrnice *CAN* vyvedena právě přes stohovatelné piny a je potřeba propojit jen napájení. To je realizované pomocí krátkého propojovacího kabelu mezi zdroji. Od zdroje napájení bylo tedy potřeba vést napájení jen k jednomu zdroji. V této konfiguraci jsou dostupné dva proudové výstupy.



Obrázek 38: Oteplení zadní části desky

### 6.2 Chyby v návrhu

Když desky přišly z výroby, tak byly zkratovány vnitřní vrstvy *3V3* a *GND*. Po kontrole souborů odeslaných do výroby bylo zjištěno, že čtyři prokovy kolem pravého vstupního 470  $\mu\text{F}$



kondenzátoru postrádají ve vnitřních vrstvách izolaci a zkratují tyto vrstvy. Chyba vznikla při posledních úpravách desky, když bylo upravováno umístění prokovů a bylo opomenuto udělat nové vykreslení vrstev rozlité mědi. Naštěstí se tato chyba stala jen u úprav oněch čtyřech prokovů z osmi celkových (u padu tohoto kondenzátoru) a bylo možné ty vadné odvrtnat. Prokovy jsou na této desce obecně předimenzované co do počtu i průměru a zbylé čtyři funkční u jednoho ze vstupních kondenzátorů by měly vše zvládat. Jejich průměr je 0,6 mm, čili jen jeden prokov by měl mít schopnost přenést 2,5 A bez většího oteplení.

Další závažnou chybou při návrhu bylo prohození pinů Tx a Rx pro sběrnici *CAN bus* na mikrokontroléru. Ten bohužel nemá multiplex, který by umožňoval prohození oněch pinů. Při nápravě jsem musel přerušit aktuální vodivé cest a překřížit je připájeným lakovaným vodičem. Tato oprava se povedla u všech čtyřech vyrobených exemplářů.

Už ne tak závažným problémem bylo použití footprintu pro trochu jiná tlačítka, než byla objednána. Použitý footprint se neliší ve fyzických rozměrech, ale pouze rozdílným zapojením signálových a *GND* pinů. Tento problém se dá napravit odštípnutím kovové plošky na levé straně tlačítka (pohled zepředu). Úprava těchto tlačítek se bohužel nestihla. Nicméně zdroj má být ovládán hlavně prostřednictvím aplikace *Staff* a proto byly veškeré snahy vloženy do zprovoznění tohoto ovládání.

### 6.3 Problémy při oživování

Samotný proudový senzor *TMCS1101A3* by měl poskytovat mnohem lepší přesnost měření, než která byla zjištěna v kapitole 5.2, proto musí být problém způsoben samotným návrhem. Při hledání možných chyb jsem začal od schematického návrhu v KiCad. Analogový výstup senzoru je připojený na odporový dělič, za kterým je připojen RC filtr a dále napěťový sledovač. Při schematickém návrhu bylo dbáno, aby dělič s filtrem nezatěžoval výstup senzoru. Po kontrole velikosti impedance, která zatěžuje signálový výstup senzoru, jsem usoudil, že zde chyba nebude, viz datasheet [35]. Operační zesilovač použitý v napěťovém sledovači by taktéž neměl způsobovat problémy.

S uvážením, že tento senzor je založený na detekci magnetického pole, je taktéž velmi možné, že je umístěn příliš blízko výkonovým spínacím prvkům a přesnost senzoru je degradována vlastní činností desky. Jako další možný zdroj problémů bych viděl rozložení cest na DPS. Datasheet [35] doporučuje vedení výkonových cest kolmo k senzoru, což v mém případě není dodrženo u jeho měřících pinů, kde je cesta zahnutá těsně za senzorem, viz Příloha C. Při návrhu jsem dbal na dostatečnou chladicí plochu pro tranzistory a nepočítal s možnými dopady na tento senzor. Dále se výrobce zmiňuje o izolační mezeře mezi výkonovými a signálními pady, nicméně jen ve věcech izolace, takže bych rozlitou plochu *GND* pod senzorem neviděl jako chybu.

Sice nebyl využit původně plánovaný obousměrný senzor, ale vzhledem k tomu, že se liší pouze ve vnitřní referenci, je velmi pravděpodobné, že záměna by neměla dopad na přesnost měření výstupního proudu. Tím bych shrnul možné a nepravděpodobné zdroje rušení, které znehodnotily

přesnost senzoru a jako přímý důsledek způsobily větší zvlnění výstupního proudu zdroje.

Z této analýzy vyplývá, že pokud by mělo dojít k nápravě, bylo by potřeba posunout senzor dále od možných zdrojů rušení a zároveň dodržet doporučení kolmých cest k měřícím pinům. S velkou pravděpodobností by to obnášelo zvětšení desky při pouhé úpravě stávajícího layoutu *DPS*. Další cestou by bylo využití senzoru, který pracuje na jiném principu, například úbytku napětí na bočniku. Pokud by odpor bočniku  $R_{SENSE} < 20 \text{ m}\Omega$ , nebyly by Joulovy ztráty na tomto bočniku větší než při použití *TMCS1101* a úprava aktuálního layoutu *DPS* by byla relativně snadná.

V průběhu ožívování odešly dva mikrokontroléry (na dvou různých deskách) do křemíkového nebe, způsobem, že z ničeho nic přestaly fungovat a začal do nich téct velký proud. Při měření těchto poškozených desek byl zjištěn zkrat mezi jejich napájením 3,3 V a zemí, který zmizel po odpájení procesoru. Příčina je očekávána v napájecí větvi, nicméně na osciloskopu nevykazují průběhy výstupních napětí měničů 3,3 V žádné napěťové špičky a mají relativně (na spínané měniče) malé zvlnění.

Nicméně se párkrát stalo, že 10 V měnič měl na výstupu stabilní napětí kolem 15 V. To sice tranzistory ani budiče nemohlo ohrozit, ale trvalé zvýšení výstupního napětí na 3,3 V měniči o 50 % by již mohlo mikrokontrolér zničit. Při zjištěné anomálii bylo napětí opravdu stabilních 15 V a při odpojení od napájení a opětovném připojení byl výstup měniče již očekávaných 10 V. Tento jev se při ožívování desky povedlo ještě párkrát zopakovat, ale nestává se často. Avšak vždy se tak stalo při napájení zdroje s napětím 24 V. Při tomtéž napájení odešly i mikrokontroléry. Zdroj je tedy zatím doporučeno napájet 12 V a ačkoliv se zatím nepodařilo přijít na přesnou příčinu těchto problémů, je nejspíš způsobena měniči. Může se jednat o špatné kusy, nebo o nepovedený návrh *DPS*.

## 6.4 Prostor pro vylepšení

Možná by bylo užitečné přidat vykreslení aktuálního výstupního proudu zátěží do aplikace *Staff*. Rozhodně by nebylo rozumné posílat vzorky každou periodu, kvůli maximální přenosové kapacitě *UART* a výpočetnímu výkonu mikrokontroleru. Avšak určitě by se dala najít perioda vzorkování výstupních proudů jednotlivých zdrojů, která by dávala užitečné informace o vývoji proudu v čase a která by zbytečně nezatěžovala mikrokontrolér a při které by *UART* zvládal bezpečně přenášet data ze všech aktivních zdrojů do aplikace, například  $f_{vzork} = \frac{f_{PWM}}{100}$  by to mohla splňovat.

Vypnutí výstupu zdroje by bylo užitečné rozšířit o nějaký *Stand by* režim. Například snížit taktovací frekvenci procesoru a vypnout periferie, které nejsou potřebné pro komunikaci zdrojů.

Když se rozšíří firmware *Aron* a aplikace *Staff*, bude možné generovat na výstupu zdroje průběhy jako sinus či obdélník a nastavovat jejich parametry z počítače.

# Seznam použité literatury

- [1] *Impulzní zdroje a měniče I. - Přehled topologií impulzních zdrojů (s galvanickým oddělením)*. URL: <https://danyk.cz/zdroje.html> (cit. 20. 05. 2022).
- [2] *Buck operating*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/52/Buck\\_operating.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/52/Buck_operating.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [3] *Buck chronogram*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/6/63/Buck\\_chronogram.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/6/63/Buck_chronogram.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [4] *Buck Converter*. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Buck\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter) (cit. 20. 05. 2022).
- [5] R. Nowakowski a N. Tang, *Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters*. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [6] *Buckboost operating*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/09/Boost\\_operating.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/09/Boost_operating.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [7] *Boost chronogram*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/9/9a/Boost\\_chronogram.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/9/9a/Boost_chronogram.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [8] *Boost Converter*. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Boost\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter) (cit. 20. 05. 2022).
- [9] *Buckboost Converter*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/52/Buck\\_operating.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/52/Buck_operating.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [10] *Buckboost chronogram*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/45/Buckboost\\_chronogram.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/45/Buckboost_chronogram.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [11] *BuckBoost Converter*. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter) (cit. 20. 05. 2022).
- [12] *FlybackConverterWorking Schematic*. URL: [https://1.bp.blogspot.com/-8aBJZ2BbD5c/XivGBkSeVqI/AAAAAAAAAt4/5q5O84tHIK4u9U6JsauV\\_18ra8XzZu4owCLcBGAsYHQ/s1600/Flyback%2BConverter%2BWorking%2BPrincipal%2BSchematic.svg](https://1.bp.blogspot.com/-8aBJZ2BbD5c/XivGBkSeVqI/AAAAAAAAAt4/5q5O84tHIK4u9U6JsauV_18ra8XzZu4owCLcBGAsYHQ/s1600/Flyback%2BConverter%2BWorking%2BPrincipal%2BSchematic.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [13] *Schematic of a forward converter*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/7d/Schematic\\_of\\_a\\_forward\\_converter.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/7d/Schematic_of_a_forward_converter.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [14] H. Bai a C. Mi, *Comparison and evaluation of different DC/DC topologies for plug-in hybrid electric vehicle chargers*. URL: [https://chrismi.sdsu.edu/publications/2012\\_IJPel\\_4\\_2\\_Bai\\_Comparison\\_DC\\_Charger.pdf](https://chrismi.sdsu.edu/publications/2012_IJPel_4_2_Bai_Comparison_DC_Charger.pdf) (cit. 20. 05. 2022).
- [15] A. Srisawang, S. Panaudomsup a Y. Prempraneerach, *Comparison of EMI Performance of Full-Bridge and Half-Bridge Power Converter*. URL: [https://www.ieice.org/~nolta/symposium/archive/2002/nolta\\_pdf/4204.pdf](https://www.ieice.org/~nolta/symposium/archive/2002/nolta_pdf/4204.pdf) (cit. 20. 05. 2022).
- [16] *Gegentaktwandler halbbrücke*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/8/8e/Gegentaktwandler\\_halfbr%C3%BCcke.svg/1920px-Gegentaktwandler\\_halfbr%C3%BCcke.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/8/8e/Gegentaktwandler_halfbr%C3%BCcke.svg/1920px-Gegentaktwandler_halfbr%C3%BCcke.svg.png) (cit. 20. 05. 2022).

- 
- [17] *Gegentaktwandler vollbrücke*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/34/Gegentaktwandler\\_vollbr%C3%BCcke.svg/1920px-Gegentaktwandler\\_vollbr%C3%BCcke.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/34/Gegentaktwandler_vollbr%C3%BCcke.svg/1920px-Gegentaktwandler_vollbr%C3%BCcke.svg.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [18] *CAN Bus frame in base format without stuffbits*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/5e/CAN-Bus-frame\\_in\\_base\\_format\\_without\\_stuffbits.svg](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/5e/CAN-Bus-frame_in_base_format_without_stuffbits.svg) (cit. 20. 05. 2022).
- [19] *CAN bus*. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/CAN\\_bus](https://en.wikipedia.org/wiki/CAN_bus) (cit. 20. 05. 2022).
- [20] *CAN Bus frame in baseformat without stuffbits*. URL: [https://www.microcontrol.net/wp-content/uploads/2021/10/CAN\\_FD\\_frame\\_fbff.png](https://www.microcontrol.net/wp-content/uploads/2021/10/CAN_FD_frame_fbff.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [21] *CAN ISO11898 2 Network*. URL: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/b/bc/CAN\\_ISO11898-2\\_Network.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/b/bc/CAN_ISO11898-2_Network.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [22] *CAN Tutorial*. URL: <http://www.computer-solutions.co.uk/download/Peak/CAN-Tutorial.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [23] *2920L Series Surface Mount*. URL: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/240/Littelfuse\\_PTC\\_2920L\\_Datasheet\\_pdf-365479.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/240/Littelfuse_PTC_2920L_Datasheet_pdf-365479.pdf) (cit. 20. 05. 2022).
- [24] *S3A - S3M*. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/2182658.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [25] *Aluminum Electrolytic Capacitors (SMD Type)*. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/2813657.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [26] *MCP6V31/1U/2/4*. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/1813031.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [27] *MP2344*. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/3048232.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [28] *SAM D5x/E5x Family Data Sheet*. URL: [https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU32/ProductDocuments/DataSheets/SAM\\_D5x\\_E5x\\_Family\\_Data\\_Sheet\\_DS60001507G.pdf](https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU32/ProductDocuments/DataSheets/SAM_D5x_E5x_Family_Data_Sheet_DS60001507G.pdf) (cit. 20. 05. 2022).
- [29] *Frequency Characteristics of Capacitors*. URL: [https://e2e.ti.com/cfs-file/\\_\\_key/communityserver-discussions-components-files/321/8814.Z\\_5F00\\_curve.png](https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/321/8814.Z_5F00_curve.png) (cit. 20. 05. 2022).
- [30] *Calculation of Power Loss (Synchronous)*. URL: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/power\\_loss\\_appli-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf) (cit. 20. 05. 2022).
- [31] G. Lakkas, *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency*. URL: [https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf?ts=1636070189055&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf?ts=1636070189055&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F) (cit. 20. 05. 2022).
- [32] *MP1917A*. URL: [https://www.monolithicpower.com/en/documentview/productdocument/index/version/2/document\\_type/Datasheet/lang/en/sku/MP1917A/document\\_id/5931/](https://www.monolithicpower.com/en/documentview/productdocument/index/version/2/document_type/Datasheet/lang/en/sku/MP1917A/document_id/5931/) (cit. 20. 05. 2022).
- [33] *BSZ0703LS*. URL: <https://www.farnell.com/datasheets/3097841.pdf> (cit. 20. 05. 2022).
- [34] M. Diallo, *Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations*. URL: [https://www.ti.com/lit/an/slua887/slua887.pdf?ts=1646240095059&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slua887/slua887.pdf?ts=1646240095059&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F) (cit. 20. 05. 2022).

- 
- [35] *TMCS1101*. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmcs1101.pdf?ts=1653356346606> (cit. 20.05.2022).
- [36] *Low-Power Linear Active Thermistor ICs*. URL: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/268/20001942G-1820450.pdf> (cit. 20.05.2022).
- [37] *+3.3V, 1Mbps, Low-Supply-Current CAN Transceiver*. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX3051.pdf> (cit. 20.05.2022).
- [38] *6.4. Kombinované regulátory PI*. URL: [http://home.pf.jcu.cz/~kyklop/SERYM/automatizace/jer/Kap06/Kap\\_06.htm](http://home.pf.jcu.cz/~kyklop/SERYM/automatizace/jer/Kap06/Kap_06.htm) (cit. 20.05.2022).
- [39] H.-J. Oertel, *CAN Bit Time Calculation*. URL: <http://www.bittiming.can-wiki.info/> (cit. 20.05.2022).
- [40] *CAN Bit Time Calculation*. URL: [http://www.bittiming.can-wiki.info/bit\\_timing.png](http://www.bittiming.can-wiki.info/bit_timing.png) (cit. 20.05.2022).
- [41] *DPO-3.0-470 TALEMA*. URL: <https://www.tme.eu/cz/details/dpu470a3/prstencovetlumivky/talema/dpo-3-0-470/> (cit. 20.05.2022).

## Příloha A

```

*****konstanty

Max_T_Okoli = 50; %zvoleno
Id = 5; % (A) Zadání
Vcc = 24; %(V)
Freq = 100e+3; %(Hz) spínací frekvence
Vdd = 10; %(V) napájecí napětí

*****konstanty MOSFETU
Rds = 6.5e-3; %(Ohm) odpor drain source
Rgfet = 1.2; %(Ohm) min odpor gate
Rg = 4; %(Ohm) vyšlo 3.8
Vgs = 10; %(V) napětí gate-source
Igmax = 2; %(A) max proud z budiče do GATEu
RthjaFET = 62; %(K/W) z datasheet

Cgs = 1800e-12; %(F) kapacita gate source
Qtgd = 13e-09; %(C) (max) veškerý náboj pro gate (z datasheetu)
Qrezerva = 4e-9; %(C) rezerva pro jistotu;
Qtg = Cgs*Vdd + Qrezerva %(C) spočteno

Qtg = 2.2000e-08

trt = 2.9e-09; %rise time
tft = 2.6e-09; %fall time
tdon = 5e-09; %turn on delay time
tdoff = 14e-09; %turn off delay time

*****konstanty budiče mosfet

trd = 15e-09; %rise Max dle datasheetu
tfalld = trd; %fall

Idd = 150e-6; %(A) (max) klidový proud naprázdno
Tbs = 10e-09; %bootstrap diode turnoff time
Ihb = 6e-3; %(A) spotřeba při práci s rezervou 2mA pro 200kHz

Ihb = 0.0060

Vf = 0.95; %(V) max úbytek na bootstrap diodě (při 0.1A)

Vhbr = 6.9; %(V) HB rising threshold
Vhbh = 0.5; %(V) HB threshold hysteresis
Vhb1 = Vhbr-Vhbh;

Ibstq = 90e-6; %(A) klidový proud bootstrapu
Qgmax = Qtg; %maximální náboj na vstupu FETu
Smax = 0.98535; %max střída

RthJA_DRIVER = 47; %(K/W) z datasheet

%.....VYPOCTY DRIVERU.....
%----Cbs

```

```

Qttotal = Qgmax + ((Smax/Freq)*Ibstq); %kapacita zatěžující výstup na HS (Qg+Qbootstrap)
delta_Vhb = Vdd-Vf-Vhbl;
Cbs = Qttotal/delta_Vhb %Kapacita BootStrap kondu

```

```
Cbs = 8.6365e-09
```

```

%keramika XR7
%Vc >= 2*VDD ~25V

```

```
%----Pztraty (driver)
```

```

Ifd = Qtg*Freq;
Pzbootdiodf = Ifd*Vf; %ztráty v propustném směru
Pzbootdiodr = 1e-3; %většinou <1mW, nemohu ověřit výpočtem, nemám údaje
Pzbootdiod = Pzbootdiodr+Pzbootdiodf ;%ztráty na diodě celkové

```

```

Ron = 30e-3; %(ohm) není v datasheetu -> odhad
Pzspinani = Qtg*Vgs*Freq;
%Pzspinani = 2*Qtg*Vgs*Freq*Ron/(2*(Ron+Rg+Rgfet)); %ztraty v budiči ze spinani FETu
Pzvdivost = 0.3;%(V) odhad
Pzsupply = Vdd*Id+Vhbl*Ihb; %Ztráty v napájení

```

```
%ztráty a oteplení při 100 kHz
```

```
Pzcelkem = Pzsupply+Pzspinani+Pzbootdiod+Pzvdivost %celkové ztráty na Budiči
```

```
Pzcelkem = 0.3650
```

```
Tjd = Max_T_Okoli+(Pzcelkem*RthJA_DRIVER) %Teplota Budiče při Pzcelkem
```

```
Tjd = 67.1545
```

```
PdrivereMAX = (110-Max_T_Okoli)/RthJA_DRIVER %maximální dovolené ztráty na budiči
```

```
PdrivereMAX = 1.2766
```

```
%tj. při oteplení na 110°C
```

```
%-----FETy
```

```

Pcm = Id^2 * Rds;%Ztráty vodivostní FET
Pswi = Vcc*Id*Freq*(Qtg)/Igmaz;%Ztráty spínáním FET
Pgate = Qtg * Vcc* Freq;%Ztráty způsobené kapacitou GATEu

```

```
%ztráty a oteplení při 100 kHz
```

```
PFETcelkem = Pswi+Pcm+Pgate %Celkové ztráty na 1 FETu
```

```
PFETcelkem = 0.3473
```

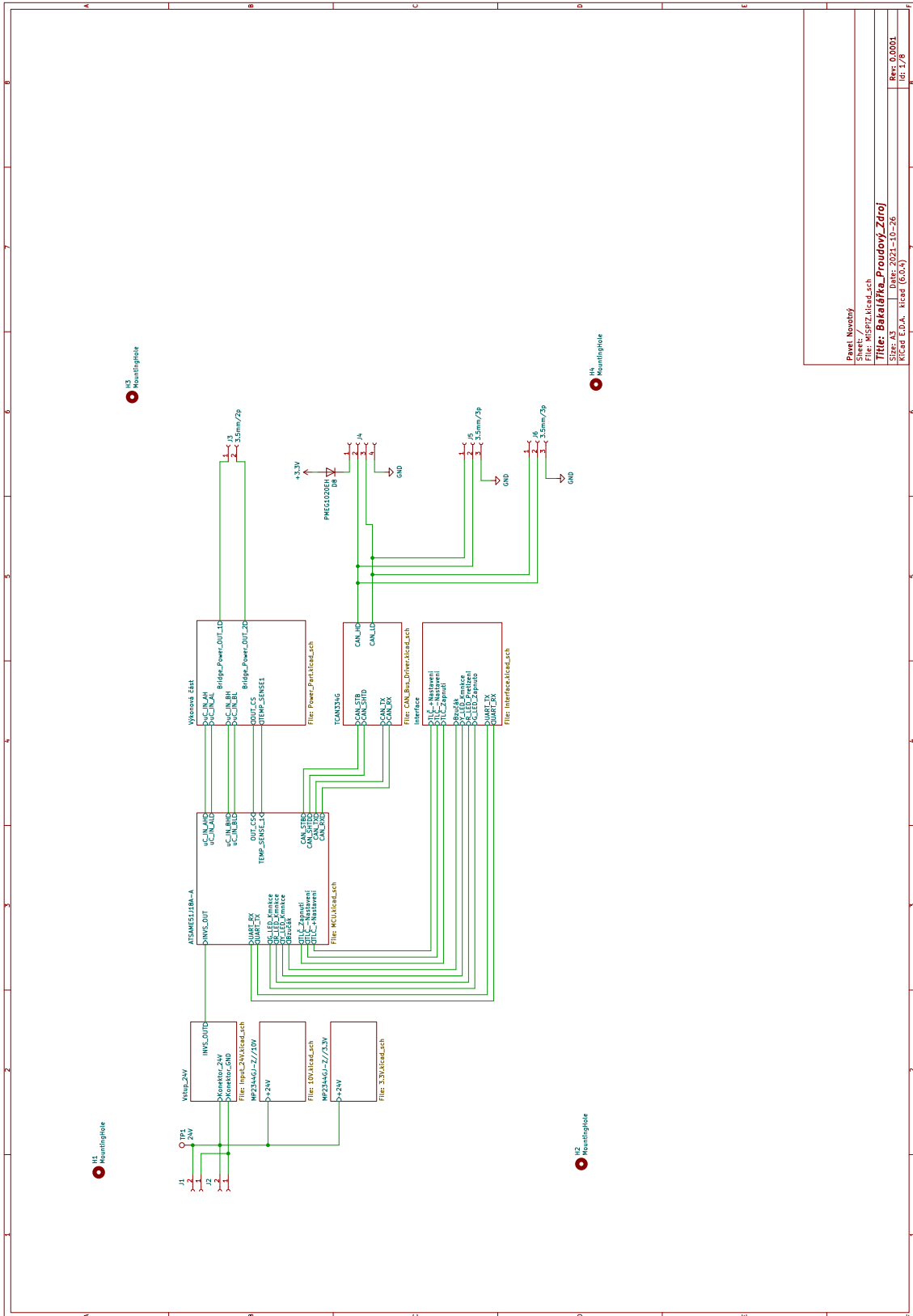
```
PzFETmax = (110-Max_T_Okoli)/RthjaFET
```

```
PzFETmax = 0.9677
```

```
TjFET = Max_T_Okoli+(Pzcelkem*RthjaFET) %Max teplota na FETu (chlazení pro plochu footprintu)
```

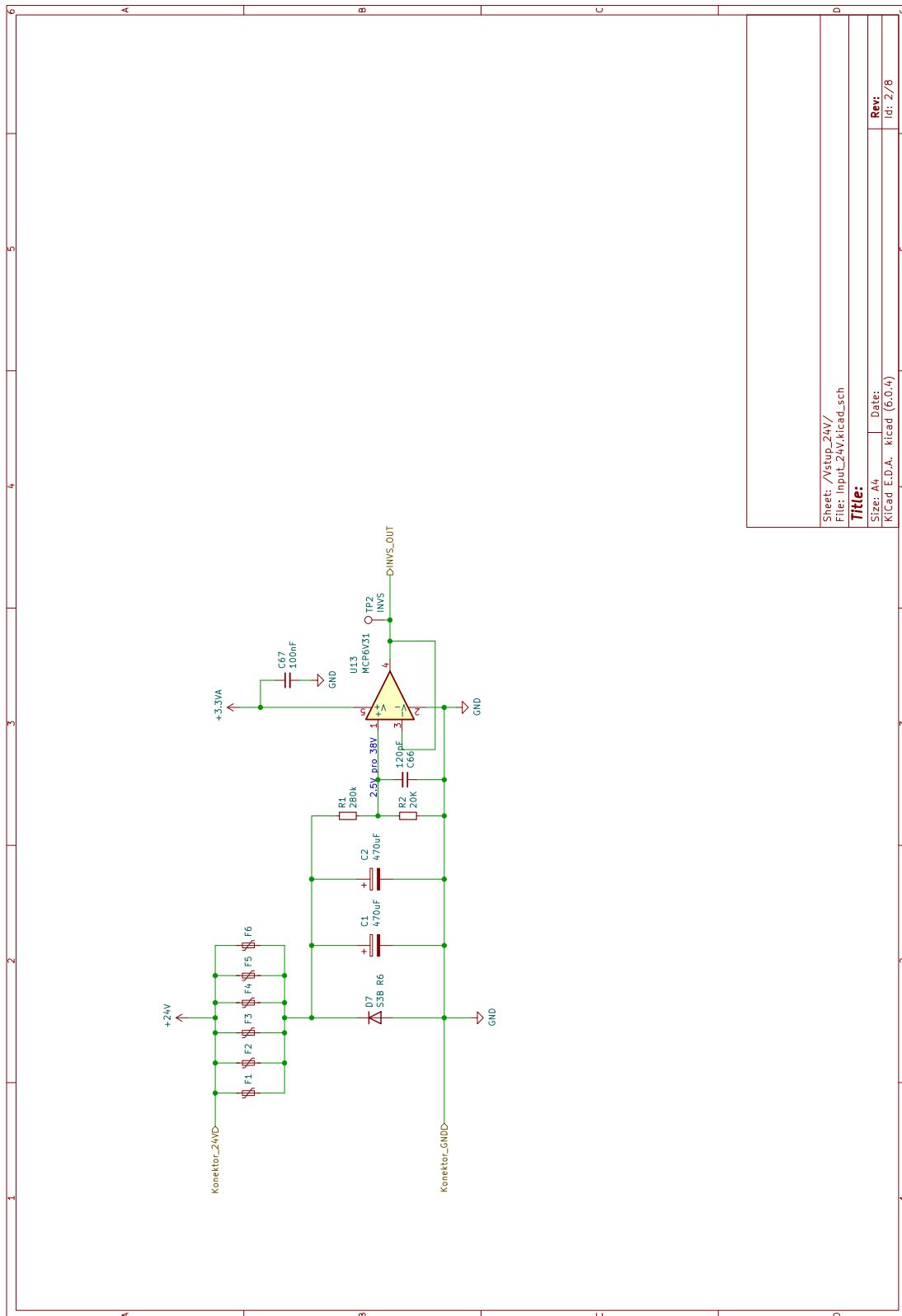
```
TjFET = 72.6294
```

# Příloha B

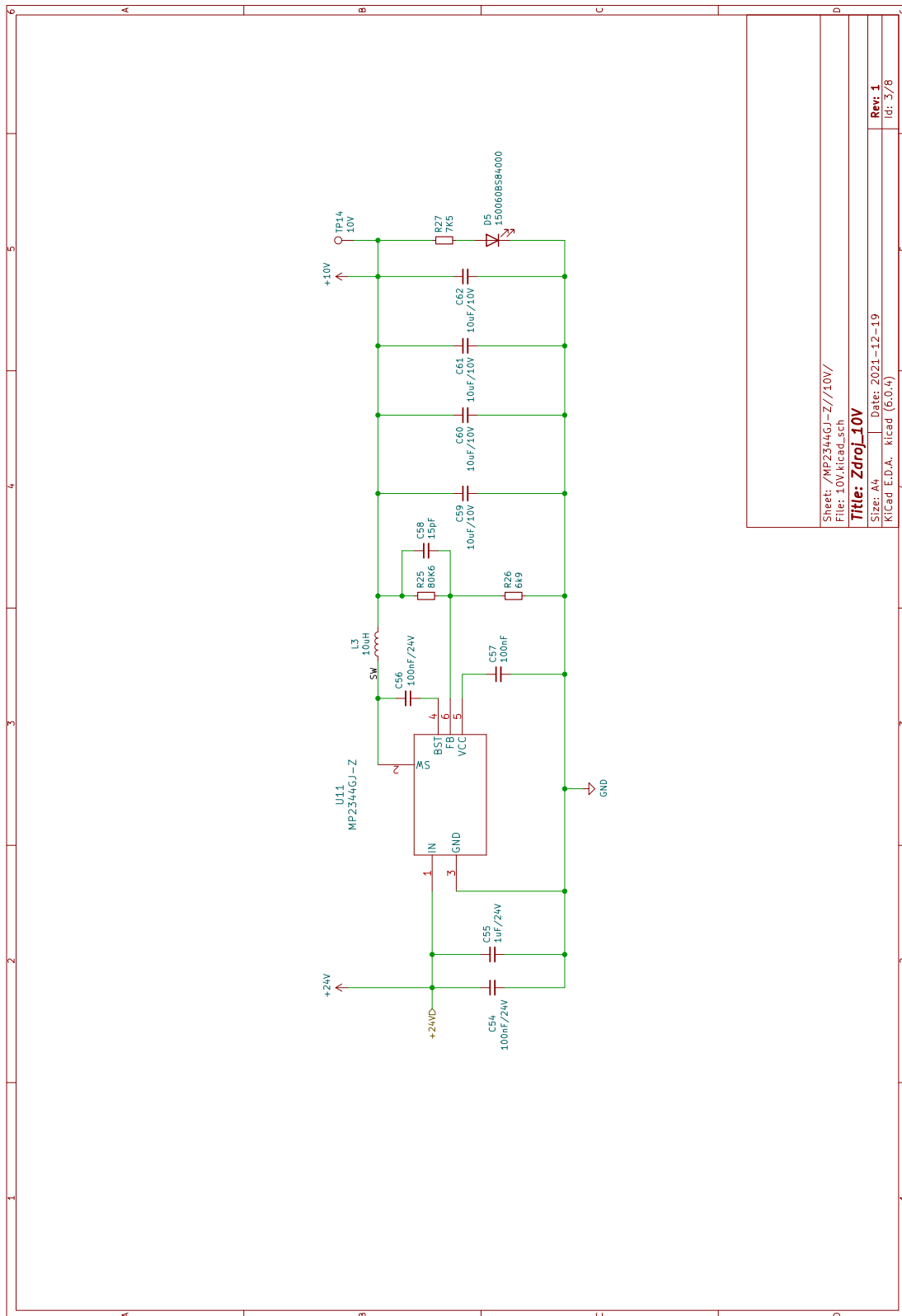


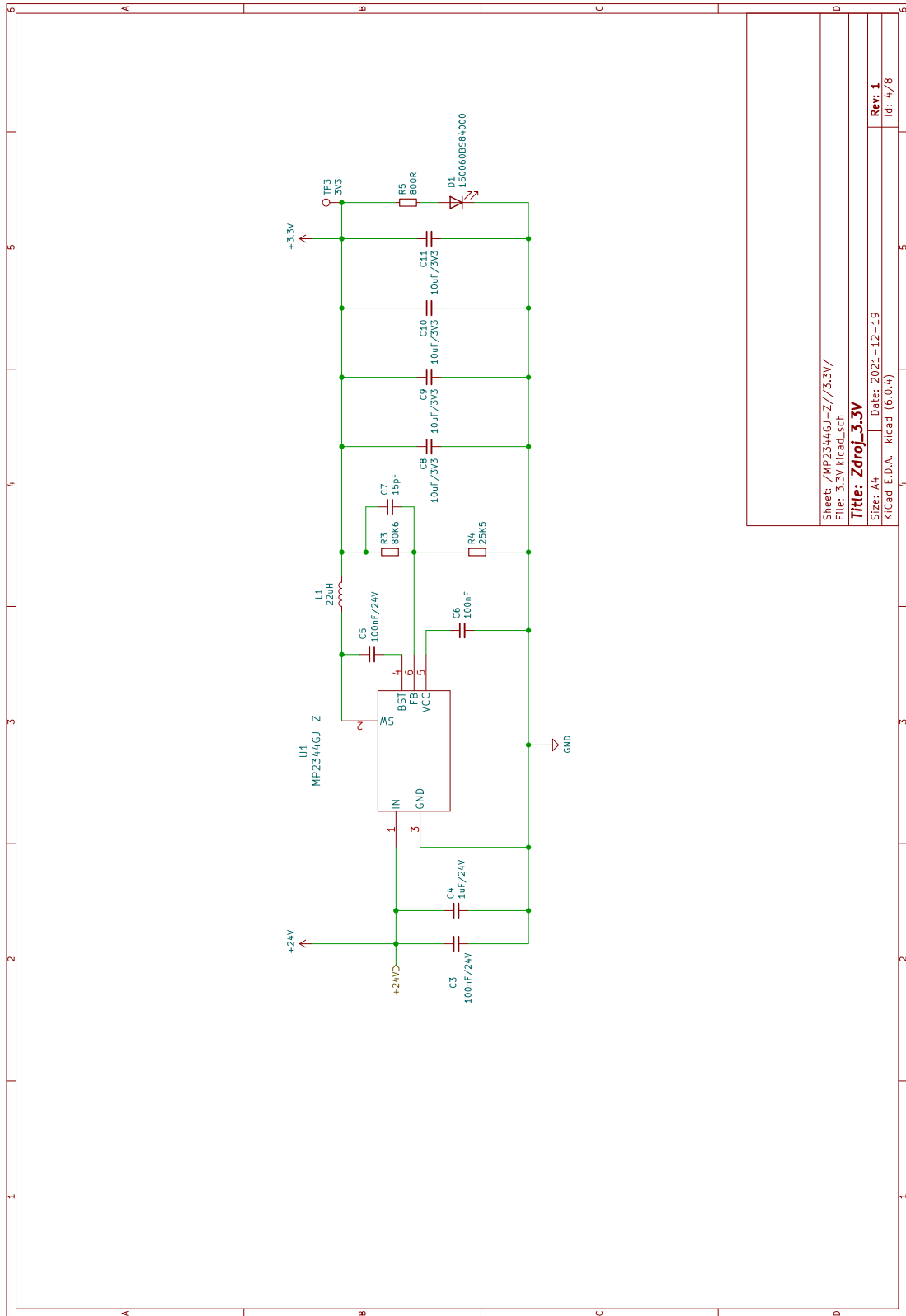
Pavel Novotný	
Project: K5572 Head.sch	
File: K5572 Head.sch	
Title: <b>Bakalářka Proudový Zdroj</b>	
Size: A3	Date: 2021-10-26
Křídlo E.d.A. Head (6.0.A)	Rev: 0.0001 Id: 1/8

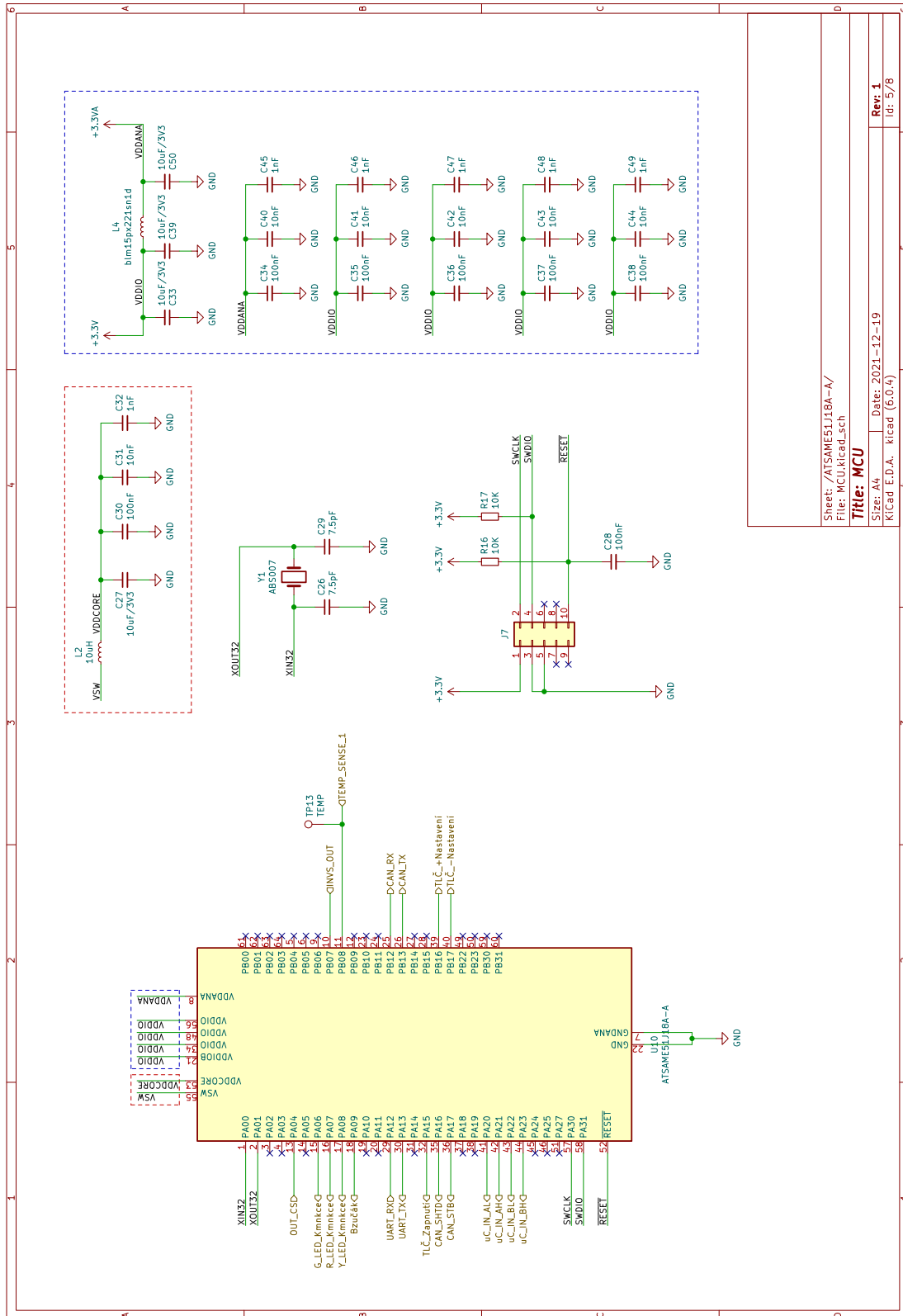




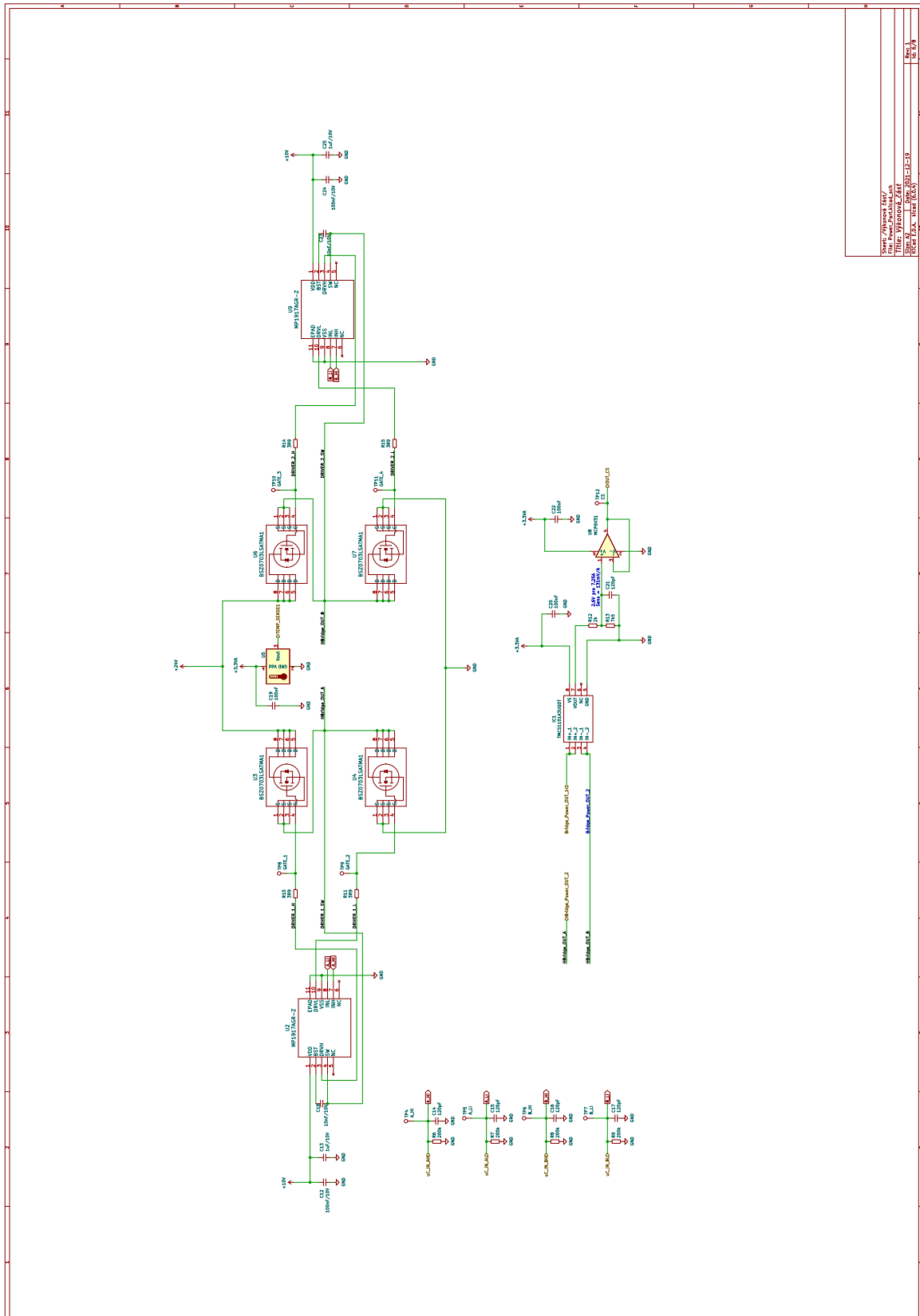
Sheet: /Vstup_24V/	
File: Input_24V.kicad_sch	
<b>Title:</b>	
Size: A4	Date:
KiCad E.D.A. - kicad (6.0.4)	Rev: 2/8

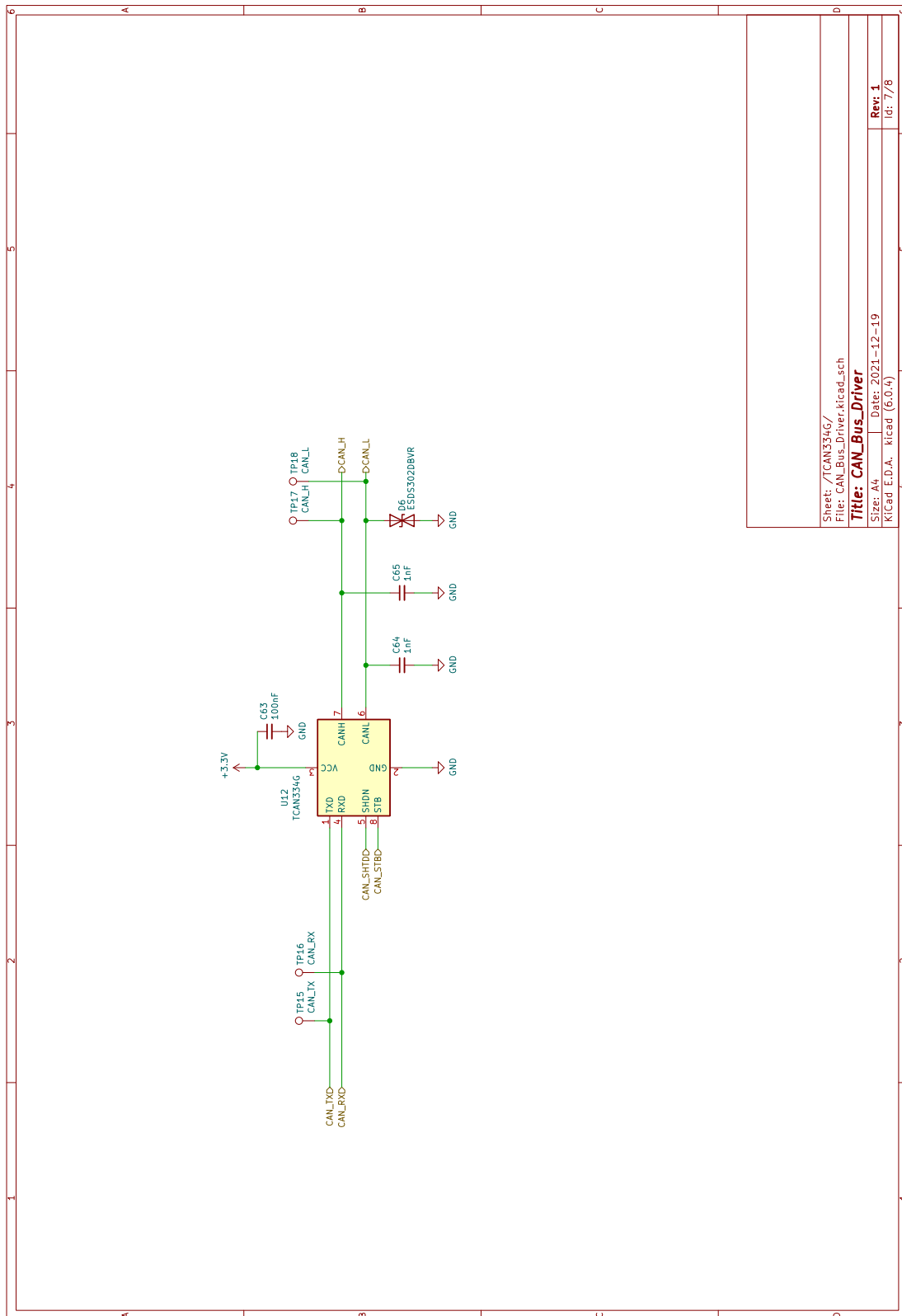




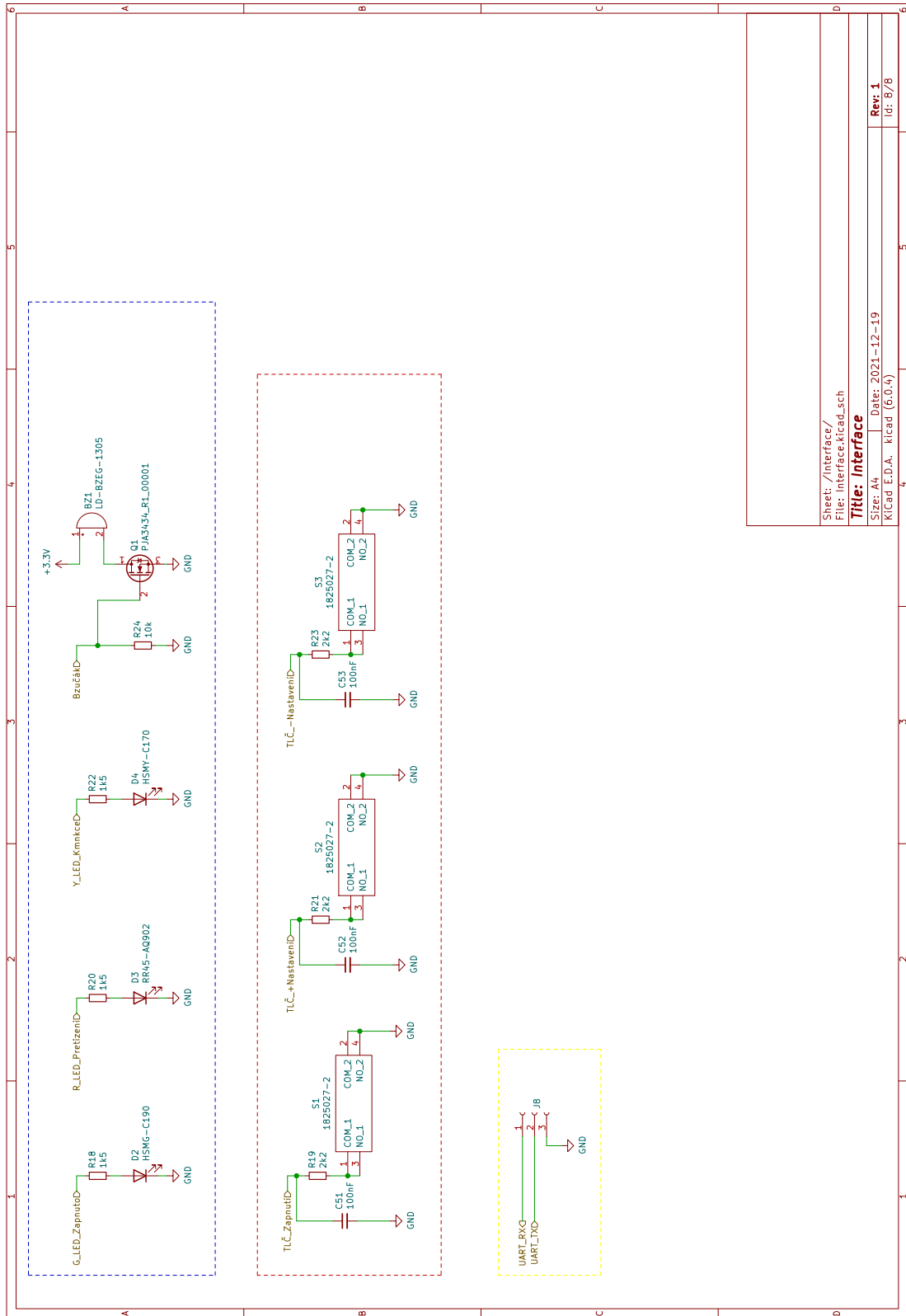


Sheet: /ATSAME5118A-A/  
 Filr: MCU.kicad.sch  
**Title: MCU**  
 Size: A4 Date: 2021-12-19  
 Kicad E.D.A. kicad (6.0.4) Rev: 1 Id: 5/8





Sheet: /TCAN334G/  
 File: CAN\_Bus\_Driver.kicad\_sch  
**Title: CAN\_Bus\_Driver**  
 Size: A4 Date: 2021-12-19  
 Kicad E.D.A. kicad (6.0.4) Rev: 1 Id: 7/8



Sheet: /Interface/
File: Interface.kicad_sch
<b>Title: Interface</b>
Size: A4
Date: 2021-12-19
KiCad E.D.A. kicad (6.0.4)
<b>Rev. 1</b>
Id: 8/8

## Příloha C

