

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Juraj Golej



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

## ŘÍZENÝ ZDROJ PO CAN

CANBUS CONTROLLED POWER CONVERTER

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Juraj Golej

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. František Burian, Ph.D.

BRNO 2021

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Kybernetika, automatizace a měření**

Ústav automatizace a měřicí techniky

**Student:** Bc. Juraj Golej

**ID:** 195302

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2020/21

**NÁZEV TÉMATU:**

## Řízený zdroj po CAN

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Student by měl navrhnout řízený zdroj, který umožňuje výkonovou konverzi z 10 až 52V vstupního napětí na 10 až 52V/min. 3A výstupního napětí. Konverze oběma směry (konvertor typu buck-boost, jednokvadrantový) Na CAN straně by měl podporovat nastavení výstupního napětí, případně maximálního proudu (režim CC/CV), indikovat přepnutí režimu, indikovat aktuální napětí a proud na vstupním i výstupním portu ve formě PDO zprávy. Sběrnice CAN by měla být galvanicky izolovaná. Měření výstupního napětí by mělo podporovat vzdálené měření (kompenzace max 1V úbytku na přívodech). Regulační smyčka kompenzace CV/CC by měla být řešena analogově (procesor pouze posouvá DC úroveň). Procesor je doporučen z rodiny STM32. K modulu může student navrhnout displej zobrazující aktuální úroveň napětí a proudu s možností změny tlačítky.

1. Proveďte rešerši dostupných obvodů DC/DC měničů, které jsou vhodné pro daný účel.
2. Navrhněte ideové schéma měniče
3. Realizujte testovací přípravek pro ověření funkce (kontaktní pole + hotové moduly)
4. Navrhněte finální podobu schématu a plošného spoje
5. Realizujte plošný spoj a oživte firmware v MCU
6. Otestujte funkci zdroje v zátěži (přiložte snímky z termokamery)

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

VOSS, Wilifried. A comprehensible guide to controller area network. Greenfield: Cooperhill Technologies Corporation, [2005]. ISBN 978-0976511601.

**Termín zadání:** 8.2.2021

**Termín odevzdání:** 17.5.2021

**Vedoucí práce:** Ing. František Burian, Ph.D.

**doc. Ing. Petr Fiedler, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom a realizáciou DC/DC meniča, ktorý umožňuje výkonovú konverziu z 10-52 V vstupného napätia na 10-52 V výstupného napätia pri maximálnom výstupnom prúde 3 A. Zdroj zároveň dokáže komunikovať s nadradeným systémom po zbernici CAN. V prvej kapitole sa venujem dostupným integrovaným obvodom DC/DC meničov, s následným výberom jedného najvhodnejšieho typu pre moje zapojenie. V druhej kapitole navrhujem ideovú schému meniča, do ktorej zahrňujem požiadavky zo zadania práce ako aj moje prídavné. V tretej kapitole riešim návrh elektronického obvodu spolu s výpočtom regulačných slučiek. V štvrtej kapitole navrhujem firmware pre MCU STM32, ktorý riadi menič a komunikuje s nadradeným systémom. V poslednej kapitole sa venujem testovaniu meniča.

## **KLÚČOVÉ SLOVÁ**

dc-dc menič, zvyšujúci menič, znižujúci menič, CAN, STM32

## **ABSTRACT**

This thesis deals with the design and realization of a DC/DC converter, which allows power conversion from 10-52 V input voltage to 10-52 V output voltage at a maximum output current of 3 A. The converter can communicate with the superior system via the CAN. In the first chapter I deal with the available integrated circuits of DC/DC converters, from which I choose one for my application. In the second chapter, I propose a block scheme of the converter, which includes the requirements from the assignment as well as my additional ones. In the third chapter I deal with the design of an electronic circuit and with the calculation of control loops. In the fourth chapter I propose firmware for the STM32 MCU, which controls the device and communicates with the superior system. In the last chapter the DC/DC converter is tested.

## **KEYWORDS**

dc-dc converter, step-up, step-down, CAN, STM32

GOLEJ, Juraj. *Řízený zdroj po CAN*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2021, 126 s. Diplomová práce. Vedúci práce: Ing. František Burian, Ph.D.

## Vyhlásenie autora o pôvodnosti diela

**Meno a priezvisko autora:** Bc. Juraj Golej  
**VUT ID autora:** 195302  
**Typ práce:** Diplomová práca  
**Akademický rok:** 2020/21  
**Téma záverečnej práce:** Řízený zdroj po CAN

Vyhlasujem, že svoju záverečnú prácu som vypracoval samostatne pod vedením vedúcej/cého záverečnej práce, s využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej záverečnej práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto záverečnej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora\*

---

\*Autor podpisuje iba v tlačenej verzii.

## POĎAKOVANIE

Rád by som poďakoval vedúcemu diplomovej práce, pánovi Ing. Františkovi Burianovi, Ph.D. za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

# Obsah

Úvod	12
<b>1 Dostupné obvody DC/DC meničov</b>	<b>13</b>
<b>2 Ideová schéma meniča</b>	<b>20</b>
2.1 Požiadavky zo zadania práce	20
2.1.1 Mikrokontrolér a CAN komunikácia	21
2.1.2 Napájanie riadiacej časti meniča	21
2.1.3 Nastavenie výstupného el. napätia a prúdu	22
2.1.4 Meranie elektrických veličín mikrokontrolérom	22
2.1.5 Displej a manuálne nastavenie	23
2.2 Prídavné požiadavky	23
2.2.1 Programovanie a debug	23
2.2.2 Ochranné obvody	24
2.2.3 Paralelné zapojenie meničov	25
2.3 Výsledná ideová schéma	28
<b>3 Návrh elektroniky</b>	<b>29</b>
3.1 Regulačný obvod	30
3.1.1 Model sústavy	31
3.1.2 Model regulátoru	39
3.1.3 Návrh obvodov spätnej väzby	43
3.1.4 Návrh kompenzačného obvodu	52
3.1.5 Výber ostatných elektronických súčiastok	56
3.2 Kontrolný obvod	58
3.2.1 CAN transceiver	58
3.2.2 AD prevodník	59
3.2.3 Modul manuálneho ovládania	60
3.2.4 Výber MCU	60
3.3 Napájanie a vstupné ochrany	62
3.3.1 UVLO, OVLO a reverzná polarita	62
3.3.2 Napätový zdroj 3,3 V	64
3.3.3 Napätový zdroj pre CAN	66
3.4 Návrh DPS	66
<b>4 Návrh programu pre MCU</b>	<b>68</b>
4.1 Vrstvová štruktúra programu	68
4.1.1 Riadenie obvodu LT3790	71

4.1.2	Čítanie z prevodníku MCP3424 . . . . .	72
4.1.3	Čítanie stavu tlačidiel . . . . .	73
4.1.4	Zobrazovanie na OLED displej . . . . .	74
4.1.5	Komunikácia po CAN . . . . .	75
<b>5</b>	<b>Oživenie zapojenia a testovanie</b>	<b>80</b>
5.1	Pred-výrobné testovanie . . . . .	80
5.1.1	Simulácia regulačných obvodov . . . . .	80
5.1.2	Reálne zapojenie regulácie . . . . .	80
5.2	Testovanie hotového prototypu . . . . .	84
5.2.1	Meranie efektivity meniča . . . . .	84
5.2.2	Meranie teploty v záťaži . . . . .	85
5.2.3	Veľkosť zvlnenia na výstupe . . . . .	88
5.2.4	Odozva na skok výstupného prúdu . . . . .	90
5.2.5	Test ochranných funkcií . . . . .	90
5.3	Chyby zapojenia a ich riešenie . . . . .	92
	<b>Záver</b>	<b>95</b>
	<b>Literatúra</b>	<b>97</b>
	<b>Zoznam symbolov a skratiek</b>	<b>101</b>
	<b>Zoznam príloh</b>	<b>104</b>
	<b>A Frekvenčné char. otvorenej slučky</b>	<b>105</b>
	<b>B Elektrická schéma</b>	<b>109</b>
	<b>C Testovacie zapojenie</b>	<b>116</b>
	<b>D Predloha plošných spojov a osadzovací plán</b>	<b>117</b>
	<b>E Slovník Objektov - CANopen</b>	<b>120</b>
	<b>F Výpočet efektivity meniča</b>	<b>123</b>
	<b>G Fotky DC/DC meniča</b>	<b>125</b>
	<b>H Obsah elektronických príloh</b>	<b>126</b>

# Zoznam obrázkov

1.1	DC/DC menič ako dvojbran . . . . .	13
1.2	Asynchrónne a synchronne zapojenie DC/DC meniča typu <i>buck</i> . . . . .	14
1.3	Príklad priebehu výstupného napätia a prúdu pri skrate ( <i>hiccup</i> mód) . . . . .	18
1.4	Príklad rozšírenia frekvenčného spektra pre potlačenie EMI . . . . .	18
2.1	Pripojenie MCU STM32 do CAN . . . . .	21
2.2	Príklad rozloženia pinov pre univerzálny programátor SWD/JTAG . . . . .	24
2.3	Synchronizácia spínacej frekvencie v paralelnom zapojení meničov . . . . .	26
2.4	Príklad pasívneho a aktívneho zdieľania prúdu . . . . .	27
2.5	Ideová schéma meniča . . . . .	28
3.1	Príklad zapojenia obvodu LT3790 . . . . .	30
3.2	Bloková schéma regulačného obvodu . . . . .	31
3.3	Elektrická schéma výkonovej časti obvodu (sústava) . . . . .	32
3.4	Náhrada tranzistorov ekvivalentným napäťovým a prúdovým zdrojom . . . . .	32
3.5	Linearizovaný obvod sústavy za použitia metódy malých signálov . . . . .	33
3.6	Graf max. hodnoty pomerného zvlnenia prúdu v závislosti na striede . . . . .	37
3.7	Zjednodušená vnútorná štruktúra obvodu LT3790 . . . . .	39
3.8	Priebehy el. napätí v prúdovej regulačnej slučke . . . . .	40
3.9	Blokový diagram regulátoru vo forme operátorových prenosov . . . . .	41
3.10	Bloková schéma kompenzácie napäťovej spätnej väzby . . . . .	43
3.11	Blokový diagram napäťovej spätnej väzby v režime CV . . . . .	45
3.12	Elektrická schéma vzdialeného merania výstupného napätia . . . . .	46
3.13	Elektrická schéma OZ zapojeného ako sumátor . . . . .	47
3.14	Blokový diagram prúdovej spätnej väzby v režime CC . . . . .	47
3.15	Elektrická schéma diferenciálneho merania výstupného prúdu . . . . .	48
3.16	Blokový diagram bezpečnostnej spätnej väzby . . . . .	49
3.17	Blokový diagram korekcie výstupného napätia . . . . .	49
3.18	Elektrická schéma merania rozdielu výstupného a priemerného prúdu . . . . .	50
3.19	Elektrická schéma trojitého rezistorového deliča . . . . .	51
3.20	Príklady kompenzačného obvodu napäťovej spätnej väzby . . . . .	52
3.21	Prechodové charakteristiky riadenia . . . . .	55
3.22	Podrobnejšia bloková schéma pripojenia na CAN . . . . .	59
3.23	Hotový modul OLED displeja 128x64p . . . . .	60
3.24	Podrobnejšia bloková schéma ochranných obvodov a napájania . . . . .	62
3.25	Zapojenie OVLO pri obvode LM5069 . . . . .	63
3.26	El. schéma zapojenia obvodu LM2594 . . . . .	66
3.27	Doska plošných spojov v 3D . . . . .	67
4.1	Vrstvová štruktúra programu pre MCU . . . . .	68

4.2	Hlavná programová slučka . . . . .	69
4.3	Stavový automat manuálneho nastavenia parametrov . . . . .	70
4.4	Používané vzory obrazoviek . . . . .	71
4.5	Prevodná charakteristika DAC . . . . .	72
4.6	Cyklus čítania z ADC MCP3424 . . . . .	73
4.7	Stavový automat tlačidiel - <i>debounce</i> a detekcia hrany . . . . .	74
4.8	Štruktúra CAN 2.0A správy . . . . .	75
4.9	Hlavička CANopen správy . . . . .	77
5.1	Simulácia reakcie na skokovú zmenu výstupného prúdu . . . . .	81
5.2	Simulácia reakcie na skokovú zmenu požadovaného napätia . . . . .	81
5.3	Simulácia reakcie na skokovú zmenu požadovaného prúdu . . . . .	82
5.4	Testovacie zapojenie na overenie funkčnosti navrhnutej schémy . . . . .	83
5.5	Testovací modul s obvodom LTM8056 . . . . .	83
5.6	Graf efektivity meniča pre výstupné napätie 30 V . . . . .	85
5.7	Snímka z termokamery – vypnutá výkonová časť . . . . .	86
5.8	Snímka z termokamery – nízke v/v napätie . . . . .	86
5.9	Snímka z termokamery – vysoké vstupné napätie . . . . .	87
5.10	Snímka z termokamery – <i>boost</i> režim . . . . .	87
5.11	Výstupné zvlnenie meniča v režime <i>buck</i> . . . . .	89
5.12	Výstupné zvlnenie meniča v režime <i>boost</i> . . . . .	89
5.13	Odozva na skok výstupného prúdu v režime <i>buck</i> . . . . .	91
5.14	Odozva na skok výstupného prúdu v režime <i>boost</i> . . . . .	91
5.15	Eliminovanie napätového úbytku na diódach v spätnej väzbe . . . . .	93
5.16	Výstupný šum pred a po zavedení 100 nF kondenzátora . . . . .	94
A.1	Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim <i>buck</i> , CV . . . . .	105
A.2	Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim <i>buck</i> , CC . . . . .	106
A.3	Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim <i>boost</i> , CV . . . . .	107
A.4	Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim <i>boost</i> , CC . . . . .	108
C.1	Bližší pohľad na testovacie zapojenie . . . . .	116
D.1	Predloha plošných spojov – DC/DC menič – vrstva Top . . . . .	117
D.2	Predloha plošných spojov – DC/DC menič – vrstva Bottom . . . . .	117
D.3	Osadzovací plán – DC/DC menič . . . . .	118
D.4	Predloha plošných spojov – Modul displeja – vrstva Top . . . . .	119
D.5	Predloha plošných spojov – Modul displeja – vrstva Bottom . . . . .	119
D.6	Osadzovací plán – Modul displeja . . . . .	119
G.1	Pohľad na osadenú DPS . . . . .	125
G.2	Zapojenie viacerých meničov nad seba . . . . .	125

# Zoznam tabuliek

1.1	Vybrané integrované obvody typu <i>buck-boost</i> . . . . .	15
1.2	Rozšírené parametre vybraných obvodov typu <i>buck-boost</i> . . . . .	16
3.1	Limitné hodnoty vybraných parametrov pre návrh el. schémy . . . . .	29
3.2	Požadované parametre cievky . . . . .	38
3.3	Požadované parametre výstupných kondenzátorov . . . . .	39
3.4	Porovnanie vybraných operačných zosilňovačov . . . . .	44
3.5	Amplitúdová a fázová bezpečnosť otvorenej slučky . . . . .	54
3.6	Porovnanie vybraných spínaných tranzistorov . . . . .	57
3.7	Porovnanie vybraných CAN vysielačov/prijímačov . . . . .	59
3.8	Zoznam potrebných pinov MCU a ich popis . . . . .	61
3.9	Nastavené parametre obvodu LM5069 . . . . .	63
3.10	Prúdová spotreba vybraných el. súčiastok . . . . .	65
4.1	Konfiguračný register externého ADC MCP3424 . . . . .	73
4.2	Výber CANopen typov správ implementovaných v knižnici . . . . .	77
4.3	NMT stavy a ich kódy . . . . .	77
4.4	EMCY chybové kódy . . . . .	78
5.1	Zmeraná efektívnosť meniča pre 3 vstupné napätia . . . . .	84
5.2	Výsledky testovania ochrán meniča . . . . .	90

# Úvod

Diplomová práca sa zaoberá návrhom a následnou realizáciou DC/DC meniča typu *buck-boost*, a nadväzuje na moju semestrálnu prácu. Najdôležitejšie vlastnosti zariadenia sú konverzia z akéhokoľvek vstupného napätia na akékoľvek výstupné napätie z rozsahu 10-52 V a možnosť vzdialenej kontroly cez komunikačnú zbernicu CAN.

Dostupnosť takýchto meničov, ktoré by spĺňali zadané vlastnosti, bola v čase písania tejto práce prekvapivo veľmi malá. Pri prvotnej rešerši sa mi podarilo nájsť len jeden, ktorý spĺňal napäťové a prúdové rozsahy, a zároveň dokázal komunikovať po aspoň nejakej zbernici (USB v tomto prípade). Preto považujem zostrojenie takéhoto zariadenia ako veľmi prínosné.

Diplomovú prácu som rozdelil do piatich hlavných kapitol. V prvej z nich sa budem venovať dostupným integrovaným obvodom DC/DC meničov s následným výberom najvhodnejšieho z nich. Mikroprocesor bude len nastavovať požadované hodnoty výstupného el. napätia/prúdu a nebude plniť funkciu regulácie. O tú sa postará práve tento obvod.

V druhej kapitole navrhнем ideovú (resp. blokovú) schému celého meniča. Bude sa jednať len o teoretický popis zariadenia, bez konkrétneho návrhu elektroniky. V nej musia byť zahrnuté požiadavky zo zadania diplomovej práce, prípadne ďalšie vhodné vlastnosti, ktoré by mal seriózny menič obsahovať. Dôraz bude kladený aj na bezpečnosť a ošetrovanie možných chýb meniča tak, aby sa eliminovalo poškodenie výstupného zariadenia a vstupného zdroja.

K jednotlivým blokom ideovej schémy navrhнем konkrétne elektronické obvody v kapitole tri. Veľká časť tejto kapitoly bude zameraná na návrh regulačných slučiek výkonovej časti meniča. Výstup tejto kapitoly bude elektrická schéma a DPS vo vybranom návrhovom programe.

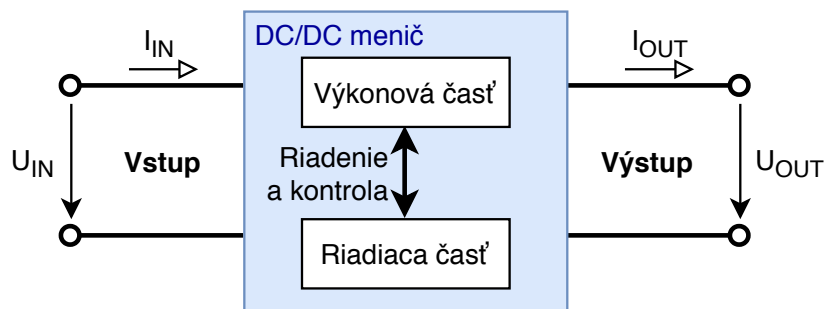
V štvrtej kapitole navrhнем riadiaci program pre vybraný mikrokontrolér. Ten by mal vedieť komunikovať po CAN a nastavovať výstupné parametre meniča.

V poslednej kapitole bude rozpísané testovanie výsledného meniča, a to minimálne testy v záťaži s meraním teploty pomocou termokamery, reakcia na skokovú zmenu odoberaného prúdu, šum na výstupe a testovanie ochranných zapojení.

Výstupom tejto práce by mal byť funkčný modul DC/DC meniča, ktorý spĺňa požiadavky zo zadania práce.

# 1 Dostupné obvody DC/DC meničov

DC/DC menič sa dá v jednoduchosti charakterizovať ako dvojbran, kde sa vstupné elektrické napätie  $U_{IN}$  a prúd  $I_{IN}$  transformujú na výstupné napätie  $U_{OUT}$  a prúd  $I_{OUT}$  (obrázok 1.1). Vnútorne obvody sa rozdeľujú na riadiacu a výkonovú časť. Riadiaca časť sníma výstupné parametre meniča (elektrické napätie a prúd) a pomocou regulačných obvodov vytvára PWM signály pre spínanie výstupných výkonových tranzistorov. Tie sú spolu s cievkou a kondenzátormi zaradené do výkonovej časti.

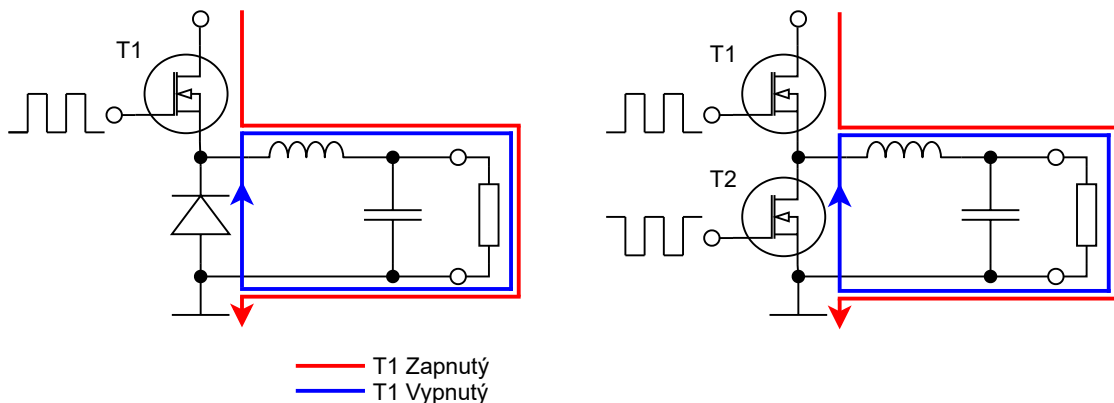


Obr. 1.1: DC/DC menič ako dvojbran

Návrh takéhoto meniča sa môže robiť dvomi spôsobmi, ktoré sa líšia v časti riadiacej. Buď použijem špecializovaný obvod, ktorý v sebe zahrňuje všetky potrebné regulátory a ja budem len nastavovať požadované napätie resp. prúd, alebo celá regulácia bude robená v MCU, ktorého výstupom budú PWM signály pre tranzistory. Výhoda prvého spôsobu spočíva v jednoduchšom mikrokontroléri a už hotových regulačných obvodoch, avšak za cenu ďalšieho integrovaného obvodu a tým aj vyššej ceny zariadenia. U druhého spôsobu by som musel navrhovať všetky regulátory a riešiť spracovanie v reálnom čase, avšak ušetril by som jeden obvod. Pre túto diplomovú prácu použijem možnosť s externým čipom pre už spomínané výhody a aj pre definovanú požiadavku zo zadania práce (MCU len podsúva DC hodnoty a regulácia je robená analógovo).

Obvody DC/DC meničov sa v základe delia na asynchrónne a synchronne. Rozdiel medzi nimi je v spôsobe uzatvárania el. obvodu pri odpojení spínaného tranzistora. U prvého vymenovaného sa na uzatvorenie el. obvodu používa dióda, u synchronného je to ďalší výkonový tranzistor. Výhoda asynchrónneho zapojenia spočíva v použití polovičného množstva tranzistorov, a tým aj jednoduchšieho riadenia. Nevýhoda je v podobe väčších energetických strát na dióde. U synchronného zapojenia dochádza k menším stratám, lebo úbytok napätia u plne otvoreného tranzistoru je niekoľkonásobne menší ako pri dióde, avšak je potrebné zložitejšie riadenie a presnú synchronizáciu PWM signálov. Pri zlej synchronizácii dochádza ku *shoot-through*

efektu, kedy sú oba dva tranzistory otvorené a vznikne tak priamy skrat. Schéma týchto obvodov sa nachádza na obrázku 1.2.[33]



Obr. 1.2: Asynchrónne (vľavo) a synchronné zapojenie DC/DC meniča typu *buck*

Ďalšie rozdelenie je v spôsobe vyhotovenia. Ak sa riadiaca aj výkonová časť nachádza v jednom čipe, jedná sa o interný typ obvodu. Ak sa v čipe nachádza len riadiaca časť, ide o typ externý. Interný typ má výhodu jednoduchého návrhu a ušetrenia značného množstva plochy na DPS, avšak za cenu nemennej konfigurácie a menšieho výkonu.

Daný obvod musí vedieť robiť konverziu vstupného napätia oboma smermi, tzn. že musím hľadať integrované obvody typu *buck-boost*, zatiaľ bez konkrétnej kategórie typu synchronný/asynchrónny, interný/externý. Okrem toho musí spĺňať nasledujúce minimálne požiadavky:

1. Vstupné napätie: 10 - 52 V
2. Výstupné napätie: 10 - 52 V
3. Výstupný prúd: 3 A

Hodnota výstupného prúdu sa uvádza iba pri obvodoch interného typu. Ak je výkonová časť externá (cievka, tranzistory), tak maximálny prúd je stanovený z parametrov daných externých súčiastok.

Vyhľadávanie som robil na webových stránkach viacerých výrobcov elektronických súčiastok. Výber je veľký, avšak dané podmienky splňuje len zopár obvodov a len dvaja výrobcovia, *Analog devices* a *Texas Instruments*. Zoznam týchto obvodov a ich základné parametre sa nachádzajú v tabuľke 1.1. Ceny boli získané z oficiálnych stránok výrobcov, pri odbere 100 a viac kusov. V tabuľke sa ďalej nevyskytujú obvody, ktoré majú veľké rozsahy napätia (100 V a viac), keďže by boli zbytočne predimenzované a mali by vysokú cenu. Taktiež som z vyhľadávania vynechal obvody nahradené novšími verziami.

Tab. 1.1: Vybrané integrované obvody typu *buck-boost*

Vlastnosť		Hodnota		
Výrobca		Texas instruments		Analog Devices
Názov obvodu		LM5118[17]	LM5176[26]	LT3790[11]
Vstupné napätie	V	3 - 50	4,2 - 55	4,7 - 60
Výstupné napätie	V	1,23 - 70	0,8 - 55	0 - 60
Frekvencia spínania	kHz	50 - 500	100 - 600	200 - 700
Maximálna efektívnosť	%	95	98,7	98,5
Typ obvodu		Asynchrónny	Synchrónny	Synchrónny
Typ puzdra		HTSSOP	TSSOP	HTSSOP
Cena	USD	3,8	4	5,8
Výrobca		Analog Devices		
Názov obvodu		LT8390(A)[18, 19]	LT8705A[12]	LTM8056[13]
Vstupné napätie	V	4 - 60	6,4 - 80	5 - 58
Výstupné napätie	V	0 - 60	1,3 - 80	1,2 - 48
Frekvencia spínania	kHz	150 - 650 (2 MHz)	100 - 400	100 - 800
Maximálna efektívnosť	%	98	98	96
Typ obvodu		Synchrónny	Synchrónny	Synchrónny
Typ puzdra		TSSOP	TSSOP	BGA
Cena	USD	5,7	7,3	26,7

Z prvého pohľadu je zrejmé, že obvod LTM8056 nespĺňa požiadavku na maximálne výstupné napätie 52 V. Do tabuľky som ho ale zahrnul z toho dôvodu, že je to jediný obvod interného typu, ktorý sa dokázal priblížiť požadovaným parametrom. Ostatné obvody rovnakého typu mali značne menšie vstupné alebo výstupné napätové rozsahy. Do záťaže dokáže dodať až 5,4 A pri vstupnom napätí 24 V. Na svoje fungovanie potrebuje len minimum externých súčiastok.

Ďalší výraznejšie sa odlišujúci obvod je asynchrónny LM5118. Ako som už písal vyššie, tieto obvody spínajú polovičný počet tranzistorov oproti synchrónnym (ušetril by som tak polovicu nákladov na relatívne drahé výkonové tranzistory), avšak majú vyššie straty. Okrem toho nemá možnosť merania vstupného a výstupného el. prúdu a tým aj ich obmedzenie. Tento obvod preto vylučujem z ďalšieho porovnávania.

Obvod s najväčšou funkcionalitou je LT8705A. Má v sebe integrované 4 spätnoväzbové slučky pre vstupné/výstupné el. napätie a prúd, spolu s indikáciou aktívnej slučky. Jeho nevýhoda z pomedzi ostatným modulov je nižší rozsah spínacej frekvencie a aj vyššia cena. Vzhľadom k tomu, že niektoré funkcie tohto čipu mi budú

zbytočné a len by predražili výsledné zariadenie, tak ho tiež vylučujem z ďalšieho porovnávania.

Zvyšné tri obvody majú veľmi podobné parametre, preto je potrebné spraviť ich podrobnejší rozbor. Rozhodujúce budú hlavne použité ochrany (obmedzenie prúdu, UVLO, OVLO, tepelná poistka), pridaná užitočná funkcionalita, dostupnosť a cena. Porovnanie jednotlivých vlastností sa nachádza v tabuľke 1.2. Obvod LT8390 má svoju druhú verziu s vyšším rozsahom spínacej frekvencie (LT8390A), ktorá môže byť v rozsahu 0,6 - 2 MHz. Ostatné vlastnosti majú úplne rovnaké.

Tab. 1.2: Rozšírené parametre vybraných obvodov typu *buck-boost*

Vlastnosť		Hodnota		
Názov obvodu		LM5176	LT3790	LT8390(A)
Vstupné napätie	V	4,2 - 55	4,7 - 60	4 - 60
Výstupné napätie	V	0,8 - 55	0 - 60	0 - 60
Frekvencia spínania	kHz	100 - 600	200 - 700	150 - 650 (2 MHz)
Max. efektívnosť	%	98,7	98,5	98
Regulácia vstup. prúdu		Áno(1)	Áno	Áno(1)
Regulácia výst. prúdu		Áno(1)	Áno	Áno(1)
Meranie vstup. prúdu		Nie	Áno	Áno(1)
Meranie výst. prúdu		Nie	Áno	Áno(1)
Soft start		Áno	Áno	Áno
EN/UVLO		Áno	Áno	Áno
OVLO		Áno	Áno	Áno
Skratová ochrana		Áno	Áno	Áno
Tepelná ochrana		Áno	Áno	Áno
Paralelné zapojenie		Nie	Áno	Áno
Rozšírené spektrum		Áno	Nie	Áno
Pracovné režimy		CCM	CCM, DCM	CCM, DCM
Špeciálne funkcie		externé napájanie	<i>dimming</i> , indik. skratu	riadené odpojenie výstupu
Cena	USD	4	5,8	5,7

(1) iba jedna možnosť môže byť zapojená (vstup alebo výstup).

Prvá základná vlastnosť je regulácia (resp. obmedzenie) vstupného alebo výstupného prúdu. Integrovaný obvod má v sebe zabudovaný diferenčný zosilňovač, ktorý sníma úbytok napätia na sériovo zapojenom rezistore s veľmi malou hodnotou (rádovo  $m\Omega$ ). Výsledné zosilnené napätie sa porovnáva s internou referenčnou

hodnotou, a v prípade jej prekročenia dôjde k patričným zníženiu výstupného napätia. Obmedzenie vstupného prúdu je vhodné v prípade zdroja s relatívne nízkym prúdovým odberom (napr. USB 2.0 - 500mA max.). Výstupný prúd sa obmedzuje kvôli vysokému odberu napájaného zariadenia a detekcií skratu na výstupe. Obvody LM5176 a LT8390 majú jednu regulačnú slučku, ktorá môže snímať prúd buď na vstupe, alebo na výstupe. Obvod LT3790 má tieto slučky dve a dokáže tak naraz snímať a obmedzovať vstupný aj výstupný prúd, čo beriem ako výhodu.

Niektoré obvody majú aj analógové výstupy, na ktoré je vyvedená hodnota z diferenciálnych zosilňovačov. Môžem tak priamo pracovať s touto hodnotou a nemusím používať ďalšie OZ na meranie prúdu. Z vybranej trojice túto vlastnosť nepodporuje len LM5176, čo beriem ako nevýhodu.

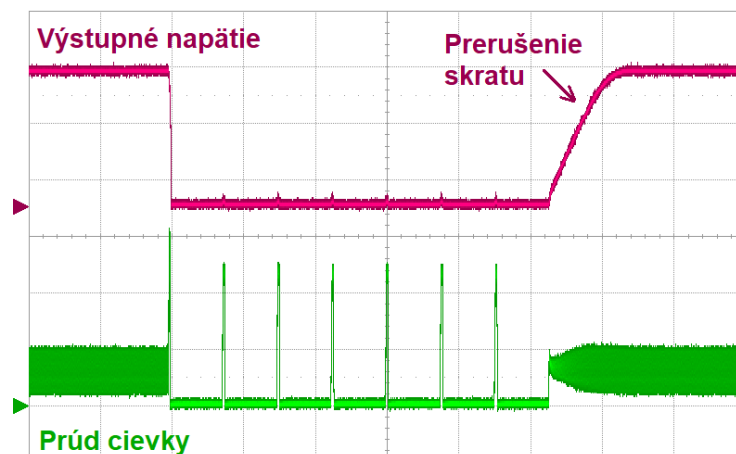
Ďalšia užitočná funkcia je *soft-start*. DC/DC meniče potrebujú relatívne veľké množstvo el. energie pri prvotnom pripojení napájania, čo má za následok vysoké prúdové zaťaženie vstupného zdroja. Dochádza tak k poklesu napätia, a prípadne aj k prerušeniu činnosti napájacieho zdroja. Seriózne obvody dokážu tento nárazový prúd obmedzovať. Väčšinou sa používa postupné lineárne zvyšovanie odoberaného prúdu. Všetky tri vybrané obvody túto vlastnosť podporujú, čas nábehu sa dá nastaviť pripojením externého kondenzátora na pin SS.

Medzi dôležitú vlastnosť patrí aj možnosť nastaviť prahové hodnoty vstupného napätia (UVLO, OVLO). Po ich prekročení sa zastaví vnútorná činnosť obvodu a čip sa resetuje. Obnovenie činnosti prebehne až po prejdení napätovej úrovne späť do bezpečného intervalu. Túto vlastnosť podporujú všetky vybrané obvody.

Okrem napätových ochrán majú tieto obvody aj ochranu pred skratom na výstupe. Detekcia prebieha meraním výstupného prúdu a napätia. Ak je výstupné napätie veľmi malé a prúd relatívne vysoký, tak je isté že došlo k skratu. Vybrané obvody používajú tri módy skratovej ochrany:

1. *keep-running*: obvod funguje normálne, len sa obmedzí výstupný prúd na nastavenú úroveň.
2. *latch-off*: obvod prejde do chybového stavu a prestane spínať. Obnovenie činnosti nastane až po odpojení a opätovnom pripojení vstupného napätia.
3. *hiccup*: podobné ako latch-off, ale obnovenie činnosti je automatické po určitom čase (rádovo jednotky až desiatky ms). Ak skrat stále pretrváva, tak cyklus vypnutia-zapnutia pokračuje (obrázok 1.3).

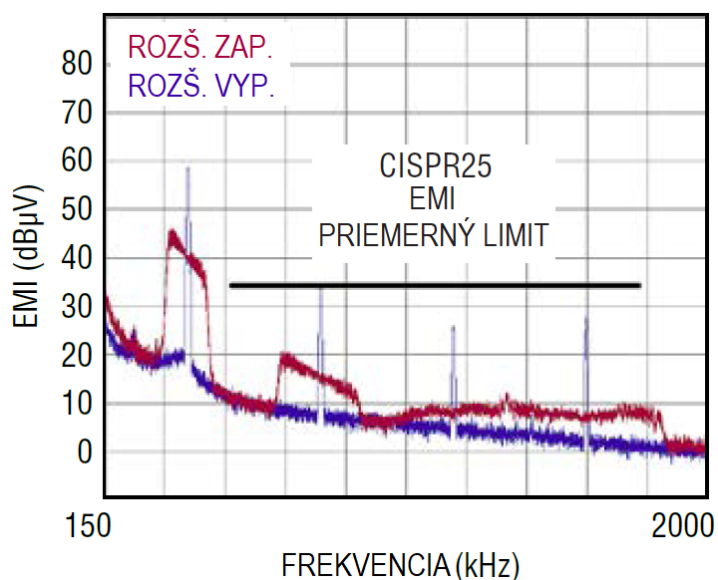
Vždy sa dá použiť len jeden mód, jeho výber je daný zapojením externých súčiastok alebo privedením potrebného riadiaceho signálu. Obvod LM5176 má módy 1 a 3, LT3790 má len mód 1 a LT8390(A) má všetky módy. Ako najmenej vhodný mi príde *keep-running* z dôvodu neustáleho napájania chybového výstupu. Tu vidím značnú nevýhodu v obvode LT3790. Na druhú stranu ale má indikáciu skratu na



Obr. 1.3: Príklad priebehu výstupného napätia a prúdu pri skrate (*hiccup* mód) [26]

výstupnom pine, ktorý môžem snímať pomocou MCU a vypnúť tak obvod externe. Výhodu z tejto trojice má tak LT8390(A).

DC/DC meniče môžu byť problémové v aplikáciách náchylných na elektromagnetické rušenie (EMI), Na jeho potlačenie sa môže použiť rozšírenie spektra spínacích frekvencií, kedy sa frekvencia pravidelne mení v určitom rozsahu okolo jej základnej hodnoty (napr.  $\pm 15\%$ ). Dôjde tak k zníženiu amplitúdy šumu a rozloženiu energie do viacerých zložiek. Takto upravené spektrum je na obrázku 1.4. Obvody LM5176 a LT8390 túto možnosť majú.



Obr. 1.4: Príklad rozšírenia frekvenčného spektra pre potlačenie EMI [18]

Obvody DC/DC meničov môžu pracovať v dvoch režimoch. U CCM sa prúd prechádzajúci cievkou nikdy nedostane na nulovú úroveň, tzn. že pri každom spínanom cykle ostáva v cievke určitá energia. Výstupné napätie sa reguluje nezávisle na smere el. prúdu, ktorý môže v tomto prípade prúdiť aj opačným smerom (zo záťaže do zdroja). Tento mód sa používa pri vysokom prúdovom zaťažení. Pri DCM sa prúd prechádzajúci cievkou na určitú dobu dostane na nulu, cievka tak predá celú svoju energiu do záťaže. Reverzný prúd je pri tomto móde blokový. Tento mód je vhodný pre záťaže s nízkym odberom prúdu, a aj v zapojeniach kde nie je požadovaný spätný prúd cievky.[11] Obvod LM5176 podporuje len CCM, LT3790 podporuje oba režimy s manuálnym prepínaním a obvod LT3890(A) podporuje oba režimy s automatickým prepínaním. Tu vidím výhodu práve u obvodu LT3790, keďže mám najväčšiu kontrolu nad jeho režimami a vhodným zapojením dokážem spraviť aj automatické prepínanie.

Posledná zaujímavá vlastnosť je možnosť paralelného zapojenia viacerých obvodov za účelom posilnenia výstupu. Dôležité je rovnomerne zaťažovať všetky zdroje. Oba obvody od *Analog Devices* túto možnosť majú, stačí na to len prepojenie s jedným vodičom. Možnostiam paralelného zapojenia sa budem venovať v zvlášť kapitole.

Z analýzy rozpísaných parametrov daných obvodov mi ako najvhodnejší príde **LT3790**, aj keď použiť by sa dali aj ostatné dva bez väčších problémov. Rozdielové vlastnosti sú tieto:

- Rozsah výstupného napätia začína na 0 V.
- Môže naraz regulovať/obmedzovať vstupný aj výstupný el. prúd.
- Má indikáciu veľkosti oboch prúdov v podobe el. napätia na výstupných pinoch.
- Mám absolútnu kontrolu nad riadením skratového výstupu, dokážem skrat identifikovať v MCU a programovo vybrať vhodný režim (*keep-running*, *latch-off*, *hiccup*).
- Má oba pracovné režimy CCM a DCM, ktorých prepínanie môže byť manuálne alebo automatické.
- Najväčšia dostupnosť z pomedzi ostatných vybraných obvodov.

## 2 Ideová schéma meniča

Ideovú (alebo aj blokovú) schému môžem zdefinovať ako grafické znázornenie zadaných požiadaviek na výsledný DC/DC menič, ich vzájomnú súvislosťou a logické prepojenie. Celý návrh bude prebiehať vo všeobecnej rovine, avšak s prihliadnutím na budúcu realizáciu v podobe elektrickej schémy. Požiadavky na zapojenie som rozdelil do dvoch kategórií:

1. Zo zadania práce
2. Prídavné

Každá kategória má svoju vlastnú kapitolu, v ktorej postupne rozoberám jednotlivé požiadavky a vytváram tak výslednú schému na obrázku 2.5

### 2.1 Požiadavky zo zadania práce

Jedná sa o požiadavky zo zadania diplomovej práce, ktoré definujú výsledný produkt a ich splnenie je nutné. Ich stručný prehľad je v nasledujúcich bodov:

1. Menič typu *buck-boost*, jednokvadrantový
2. Vstupné napätie 10 - 52 V
3. Výstupné napätie 10 - 52 V
4. Maximálny výstupný prúd 3 A/min.
5. Mikrokontrolér STM32
6. Komunikácia po CAN zbernici (galvanicky oddelená)
  - (a) Nastavenie výstupného napätia (režim CV)
  - (b) Nastavenie výstupného prúdu (režim CC)
  - (c) Indikácia prepnutia režimu
  - (d) Indikácia aktuálneho napätia/prúdu na vstupe/výstupe
7. Regulačná slučka analógová (procesor iba generuje DC hodnoty)
8. Vzdialené meranie výstupného napätia (kompenzácia 1 V úbytku na vodičoch)
9. (voliteľné) Displej a tlačidlá pre manuálne nastavenie

Prvé tri body patria ku kapitole 1, kde sa vyberal vhodný integrovaný obvod, dimenzovaný na požadované napätia. V schéme je označený ako blok s názvom *Buck-boost kontrolér*, spolu s pridruženou výkonovou časťou.

Hodnota výstupného prúdu je daná parametrami výkonovej časti obvodu v podobe cievky, kondenzátorov a spínacích tranzistorov. Ich výber bude v kapitole venujúcej sa návrhu elektroniky. Podrobnejší popis ďalších požiadaviek je v nasledujúcich podkapitolách.

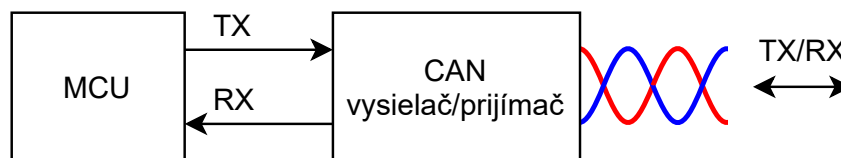
### 2.1.1 Mikrokontrolér a CAN komunikácia

Celý menič má byť riadený mikrokontrolérom typu STM32 od firmy *STMicroelectronics*. Jeho hlavné úlohy budú komunikácia s nadradeným systémom, nastavovanie požadovaného výstupného napätia alebo prúdu, a meranie veľkosti vstupného/výstupného napätia a prúdu.

Komunikácia bude prebiehať po zbernici typu CAN, ktorou sa bude, podrobnejšie zaoberať v časti pre návrh programu. Táto zbernica bola pôvodne vyvinutá firmou BOSCH pre automobilový priemysel, ale časom sa rozšírila aj do iných odvetví. Štandard ISO 11898 definuje dve vrstvy komunikácie, prenosovú a fyzickú. V tomto momente je podstatná fyzická vrstva, ktorá definuje asynchrónny diferenciálny spôsob prenosu, typu *half-duplex*. [4]

Po prvotnej rešerši som zistil, že väčšina MCU typu STM32 má integrovanú perifériu pre túto zbernicu, a tak nie je potrebný prevodník na iné rozhranie. STM32 má jeden pin na vysielanie a jeden na prijímanie dát. Pre pripojenie na zbernicu je preto potrebný obvod typu CAN *transceiver* s jedným diferenciálnym kombinovaným vstupom/výstupom na strane siete (obrázok 2.1).

*Transceiver* musí byť galvanicky oddelený, tzn. že vonkajšiu stranu budem musieť napájať z oddeleného zdroja. V základnej konfigurácii CAN zbernice sa nenachádza napájací vodič, preto použijem galvanicky oddelený DC/DC menič napájaný priamo z môjho meniča.



Obr. 2.1: Pripojenie MCU STM32 do CAN

### 2.1.2 Napájanie riadiacej časti meniča

Napájanie MCU a ostatných obvodov bude realizované dvomi spôsobmi:

1. Priamo z hlavnej napájacej vetvy ( $U_{IN}$ )
2. Z externého napájacieho zdroja ( $U_{EXT}$ )

U prvej možnosti nepotrebujem ďalší zdroj napätia, ale môže dôjsť k preniknutiu rušivých signálov, ktoré by mohli napr. výrazne znížiť presnosť AD prevodníkov. Pri druhej možnosti potrebujem prídavný zdroj el. napätia spolu s ďalšími prívodnými vodičmi, avšak dostanem kvalitnejšie a aspoň čiastočne oddelené napájacie napätie.

Ak nebude hlavné vstupné napätie pripojené, MCU bude stále napájané a nadradený systém bude vedieť o aktuálnom stave.

Na zníženie napätia budem potrebovať DC/DC menič typu *buck* s variabilným vstupným napätím. Nesmie byť použitý ten istý zdroj ako pre napájanie CAN. Prepínanie medzi interným a externým vstupným napätím môže byť realizované manuálne alebo automaticky. Zatiaľ predpokladám manuálne prepínanie.

### 2.1.3 Nastavenie výstupného el. napätia a prúdu

Obvod LT3790 disponuje dvomi regulačnými slučkami. Veľkosť výstupného napätia sa nastavuje odporovým deličom na píně FB (v prípade základného zapojenia [11]). Aby som dokázal nastaviť akékoľvek napätie, potrebujem zasiahnuť do regulačnej slučky. V schéme tak musí pribudnúť blok *Kompenzácia spätnej väzby*, ktorého vstupy budú aktuálna ( $U_{\text{REAL}}$ ) a požadovaná ( $U_{\text{SET}}$ ) hodnota výstupného napätia.

Obmedzenie výstupného prúdu sprostredkováva druhá regulačná slučka, ktorá meria úbytok napätia na snímacom prúdovom rezistore diferenciálnym zosilňovačom. Maximálna veľkosť výstupného prúdu sa nastavuje hodnotou daného rezistoru. Nevýhoda je, že zosilňovač je zabudovaný priamo do integrovaného obvodu, a ja tak nedokážem nijakým jednoduchým spôsobom upravovať signál tejto spätnej väzby. Riešenie tohto problému spočíva v privedení aktuálnej hodnoty el. prúdu ( $I_{\text{OUT}}$ ) na vstup kompenzačného bloku už spomínanej napätovej spätnej väzby, spolu s požadovanou hodnotou ( $I_{\text{SET}}$ ). Kompenzačný blok tak bude vykonávať úlohu regulátora napätia aj prúdu.

Požadované hodnoty výstupného napätia a prúdu generuje mikrokontrolér pomocou DAC. V tomto momente návrhu predpokladám použitie interných prevodníkov, keďže ešte nepoznám množstvo DAC kanálov u MCU. Ak ich bude nedostatok, použijem externý prevodník. Do blokovej schémy ho ale nezakreslím.

### 2.1.4 Meranie elektrických veličín mikrokontrolérom

MCU bude merať všetky štyri základné elektrické veličiny (vstupné/výstupné napätie/prúd) a posilať ich hodnoty nadradenému systému, prípadne ich môže určitým spôsobom spracovávať (napr. počítanie efektivity meniča).

Na meranie vstupného ( $I_{\text{IN}}$ ) a výstupného ( $I_{\text{OUT}}$ ) el. prúdu môžem použiť snímacie rezistory a diferenciálne zosilňovače, alebo výstupné piny obvodu LT3790 priamo na to určené. Druhá možnosť je výrazne jednoduchšia a lacnejšia, avšak má dve možné nevýhody. Impedancia týchto výstupov je vysoká (12,5 k $\Omega$  [11]) a tak nie je možné ich veľmi zatažovať. Druhá nevýhoda je maximálne výstupné napätie 1,2 V, ktoré nedosahuje ani polovicu rozsahu AD prevodníkov MCU a tým znižuje

rozlíšenie merania. Na analýzu týchto dvoch vlastností ešte nepoznám všetky potrebné parametre (presnosť a vstupný odpor AD prevodníkov, cenu a parametre zosilňovačov, presnosť výstupov obvodu LT3790 apd.). Do schémy tak zakreslím hybridnú variantu, kde bloky snímania prúdu môžu predstavovať len samostatné snímacie rezistory, alebo komplexnejší obvod s diferenciálnym zosilňovačom.

Meranie vstupného a výstupného napätia bude realizované cez OZ z dôvodu eliminácie vstupnej impedancie AD prevodníkov a zvýšením presnosti merania. Meranie výstupného napätia bude o niečo zložitejšie, vzhľadom na požiadavku vzdialeného merania. Hodnota napätia na napájanom zariadení bude nižšia o veľkosť úbytku na vodičoch, ktorý závisí na množstve odoberaného prúdu, merného elektrického odporu vodiča a ich dĺžke. Do schémy tak musí pribudnúť bloček *Kompenzácia napätového úbytku*, do ktorého vstupuje napätie na konektore meniča ( $U_{OUT}$ ) a skutočné napätie na napájanom zariadení ( $U_{SENSE}$ ).

### 2.1.5 Displej a manuálne nastavenie

Displej a tlačidlá budú použité na rýchle nastavenie požadovaných parametrov a ich zobrazenie. Táto požiadavka síce nie je povinná, ale príde mi vhodné mať takúto možnosť vo výslednom zariadení. Realizácia by mala byť vo forme oddeleného modulu, ktorý sa len v prípade potreby pripojí k meniču. V blokovej schéme je táto časť zobrazená čiarkovane.

## 2.2 Prídavné požiadavky

Medzi prídavné zaraďujem všetky požiadavky nevyplývajúce zo zadania, ale bolo by vhodné keby ich výsledné zariadenie malo. Ich zoznam je nasledujúci:

1. Programovanie a debug
2. Ochranné obvody
3. Paralelné zapojenie

### 2.2.1 Programovanie a debug

Výrobca by mal mať možnosť programovať a ladiť mikrokontrolér priamo na doske, minimálne v rámci prototypových kusov. MCU typu STM32 podporuje dva protokoly na toto určené:

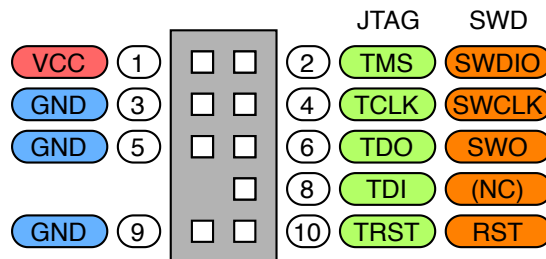
1. Joint Test Action Group (JTAG)
2. Serial Wire Debug (SWD)

JTAG je široko rozšírený nezávislý sériový protokol, ktorý sa používa na programovanie a testovanie produktov vo výrobe. Na komunikáciu potrebuje 5 signálov, dva pre prenos dát (TDI, TDO), jeden pre hodiny (TCK), jeden pre prepínanie stavov (TMS) a posledný na reset (TRST), ktorý ale nie je povinný.

SWD je sériový protokol používaný mikrokontrolérmi typu ARM. Má iba dva povinné vodiče, jeden na prenos dát oboma smermi (SWDIO) a druhý pre hodinový signál (SWCLK). Na rozdiel od JTAG nepodporuje testovanie správnosti prepojenia komponentov na DPS pri výrobe, tzv. *boundary scanning*. [37]

Dôležitá vlastnosť každého zariadenia s mikrokontrolérom je posielanie logovacích správ do nadradeného systému (konzola), aby som jednoducho dokázal zistiť aktuálny stav programu. Väčšinou sa to rieši cez UART perifériu, ktorá sa nakonfiguruje veľmi skoro po inicializácii. SWD má ale možnosť pripojiť jeden ďalší vodič (SWO), cez ktorý sa tieto správy posielajú.

Pre moje zariadenie som si vybral SWD protokol. Hlavný dôvod je nižší počet použitých pinov na MCU a jednoduchá možnosť posielania logovacích správ. Príklad rozloženia konektoru na strane programátora je na obrázku 2.2.



Obr. 2.2: Príklad rozloženia pinov pre univerzálny programátor SWD/JTAG

## 2.2.2 Ochranné obvody

Typy porúch, ktoré môžu nastať pri spustení a prevádzke meniča, môžeme rozdeliť do nasledujúcich kategórií:

1. Chyba operátora
  - (a) Vysoké vstupné napätie
  - (b) Nízke/žiadne vstupné napätie
  - (c) Prehodenie polarity napájacích vodičov
2. Porucha na napájanom zariadení
3. Porucha samotného meniča

Chyba operátora vznikne neodborným pripojením meniča do systému, a väčšinou sa prejaví ihneď po jeho zapnutí. Najčastejšie sa jedná o vysoké vstupné napätie

a prehodenie polarity. Do napájacích vetví tak musia pribudnúť potrebné bloky ochrán.

Najčastejšia porucha na napájanom zariadení je skrat, ktorej ochrana je už implementovaná v integrovanom obvode LT3790, a jej popis je v kapitole 1.

Porucha interných súčiastok môže nastať pri napätových alebo prúdových špičkách, elektrostatických výbojoch a vysokej teplote. Často dochádza k prerazeniu súčiastky a ku skratu. Menič je následne nepoužiteľný a musí dôjsť k jeho oprave, prípadne výmene. Pri tejto poruche je dôležité chrániť hlavne vstupné napájacie zdroje, preto použijem základnú ochranu v podobe poistky.

### 2.2.3 Paralelné zapojenie meničov

Zvýšenie výstupného výkonu zdroja môžem spraviť dvomi spôsobmi:

1. Použitím silnejšieho meniča
2. Paralelným zapojením viacerých meničov

U prvého spôsobu by sa museli použiť el. súčiastky dimenzované na vysoké výkony, ktoré by výrazne zvýšili cenu meniča. Maximálny výstupný výkon by bol fixný, a pri napájaní zariadení s malým, alebo premenlivým odberom by bol zbytočne pre-dimenzovaný.

Paralelným zapojením viacerých DC/DC meničov dosiahnem znásobenie výstupného výkonu, teoreticky si môžem poskladať zdroj s ľubovoľne veľkým výkonom. Jednotlivé zdroje sú rovnomerne zaťažované a výsledná cena môže byť nižšia v porovnaní s jedným výkonným zdrojom. Veľmi dôležitá vlastnosť paralelného zapojenia je redundancia. Ak má nejaký menič poruchu a je nútený sa odpojiť od systému, ostatné zdroje môžu takmer okamžite zvýšiť svoj výstupný prúd a nahradiť tak pokazený modul. U paralelného zapojenia je nutné brať ohľad na nasledujúce vlastnosti:

1. Synchronizácia spínacej frekvencie
2. Spustenie v rovnaký čas
3. Rovnomerné prúdové zaťaženie

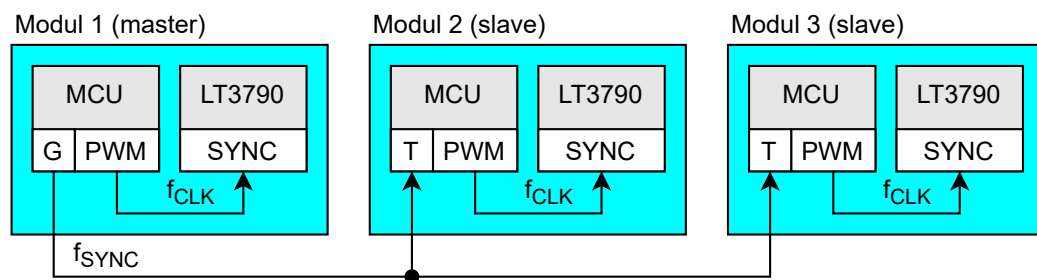
#### Synchronizácia spínacej frekvencie

Spínacia frekvencia meniča by mala byť fázovo posunutá voči ostatným meničom. Dosiahne sa tak zníženie vlnenia výstupného napätia.[36] Platí rovnica  $\phi = 360/N$ , kde  $\phi$  je relatívny fázový posun spínacej frekvencie medzi dvomi susednými meničmi v stupňoch a  $N$  je počet paralelne zapojených meničov.

Obvod LT3790 disponuje vstupom *SYNC*. Pokiaľ je na tento vstup privedený hodinový signál, ignoruje sa interný oscilátor a spínacia frekvencia je odvodená od tohto vstupu.

Hodinový signál s požadovanou frekvenciou bude generovať MCU na doske. Vzájomná synchronizácia týchto signálov bude prebiehať po samostatnom vodiči podľa obrázku 2.3. Jeden modul určím ako *master* (generátor  $f_{\text{SYNC}}$  signálu), ostatné budú *slave*. Frekvencia  $f_{\text{SYNC}}$  môže byť výrazne nižšia ako  $f_{\text{CLK}}$ . V ideálnom prípade by stačil len jeden pulz pri spustení, avšak taktovacia frekvencia MCU v ostatných moduloch bude mierne odlišná a časom by vznikali odchýlky.

Do takejto konfigurácie môžeme teoreticky pripojiť nekonečné množstvo meničov, praktický limit bude v maximálnom zaťažení GPIO linky. Jednotlivé meniče budú musieť mať znalosť o počte paralelne pripojených modulov a poradového čísla modulu, pomocou ktorých sa bude počítat fázový posun.



Obr. 2.3: Synchronizácia spínacej frekvencie v paralelnom zapojení meničov

### Spustenie v rôzny čas

V prípade ak nejaký zdroj naštartuje rýchlejšie ako ostatné, môže dôjsť k jeho preťaženiu. V najhoršom prípade sa aktivuje skratová ochrana a zdroj sa vypne. Spúšťanie všetkých modulov musí byť kontrolované.[36]

Pre synchronizáciu spustenia meničov, ako aj spoločného nastavenia výstupného napätia/prúdu, budú použité CAN správy a synchronizačný signál  $f_{\text{SYNC}}$  z obrázku 2.3. Keďže sa jedná o čisto softvérový problém, jeho riešenie bude rozobraté v časti návrhu programu.

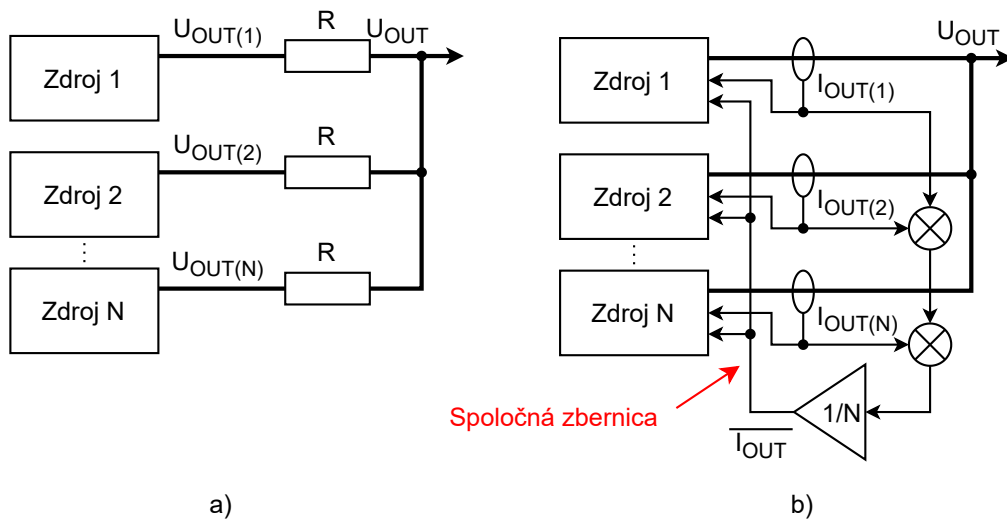
### Nerovnomerné prúdové zaťaženie

Výstupné napätie každého modulu sa mierne líši kvôli tolerancii el. súčiastok. Mierne odchýlka vo výstupnom napätí môže vyvolať vysoké prúdové zaťaženie jedného, alebo niektorých paralelne pripojených meničov. To bude mať za následok ich preťaženie a aktivovanie nadprúdovej, prípadne až skratovej ochrany. Ostatné meniče budú prakticky bez záťaže. Na vyriešenie tohto problému sa používajú metódy zdieľania prúdu. Rozdeľujú sa do dvoch kategórií, pasívne (*droop*) a aktívne metódy.[36]

Pasívne metódy využívajú zvýšenie výstupnej impedancie zdroja. Reálny DC/DC menič má výstupnú impedanciu  $R_{OUT}$  veľmi malú. Aby sa dosiahlo zníženie výstupného napätia  $U_{OUT}$  za účelom vyrovnania s ostatnými zdrojmi, musí dôjsť k veľkému odberu el. prúdu  $I_{OUT}$ . Platí rovnica:

$$U_{OUT} = U_0 - R_{OUT} \cdot I_{OUT} \quad (2.1)$$

kde  $U_0$  je napätie naprázdno. Zvýšením  $R_{OUT}$  sa dosiahne lepšie prúdové vyrovnanie. V praxi sa to rieši pridaním sériovo zapojeného rezistora (obrázok 2.4a), alebo zavedením spätnej väzby merania prúdu s následnou úpravou výstupného napätia. Výhoda tejto metódy je v jednoduchom zapojení, netreba žiadny spoločný vodič cez všetky zdroje. Nevýhoda je v znížení kvality regulácie a výrazného obmedzenia maximálneho výstupného prúdu.



Obr. 2.4: Príklad pasívneho (a) a aktívneho (b) zdieľania prúdu

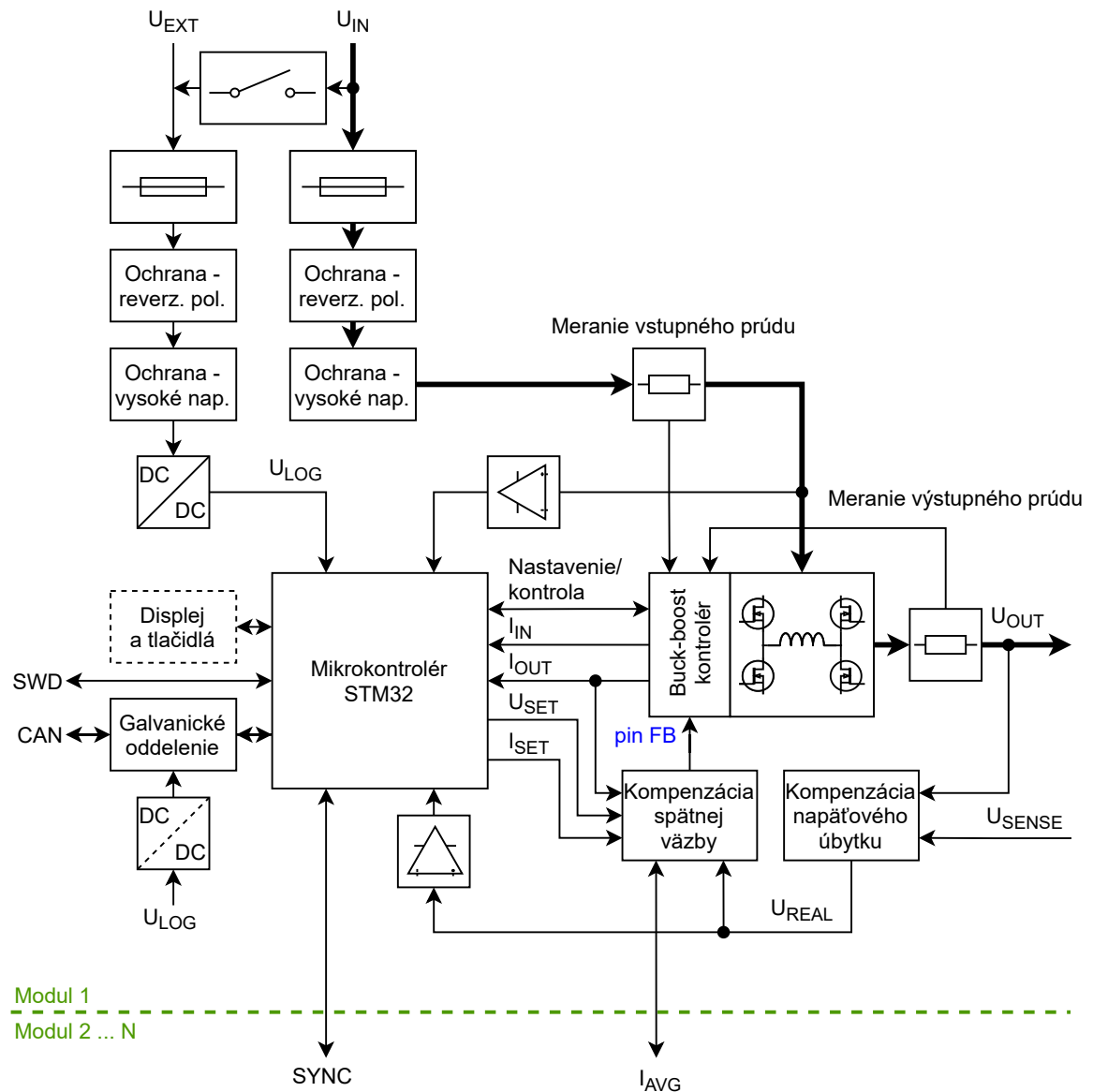
Pri aktívnych metódach sú všetky zdroje pripojené na spoločnú zbernicu (obrázok 2.4b). Veľkosť signálu na tejto zbernici predstavuje priemernú hodnotu všetkých výstupných prúdov. Každý modul sa pokúša upraviť svoje výstupné napätie tak, aby jeho výstupný prúd bol rovnaký ako priemerná hodnota na zbernici. Výhoda oproti pasívnym metódam je vo väčšej kvalite regulácie a neobmedzením maximálneho odberaného prúdu. Nevýhoda je v nutnosti vzájomného prepojenia modulov. Aktívne metódy sa ďalej delia na ďalšie skupiny, ktorých bližší popis by bol nad rámec tejto práce. Ich prehľad je v [34].

Pre môj menič som si vybral metódu aktívneho zdieľania prúdu s vonkajšou regulačnou slučkou (ACM-OLR), kde netreba žiadne externé obvody (len spoločný vodič), a každý zdroj si je rovný (existujú metódy typu ACM-master-slave, kde

výstupný prúd každého meniča sa nastavuje na hodnotu prúdu akú má *master*). Konkrétne zapojenie bude v časti pre návrh napätovej spätnej väzby. Do blokovej schémy zakreslím vstup  $I_{AVG}$  pre prepojenie s ostatnými meničmi.

## 2.3 Výsledná ideová schéma

Na obrázku 2.5 sa nachádza kompletná ideová schéma navrhnutého DC/DC meniča. V nasledujúcej kapitole budú podrobne rozobraté jednotlivé bloky.



Obr. 2.5: Ideová schéma meniča

### 3 Návrh elektroniky

Každý blok z obrázku 2.5 v sebe skrýva konkrétny elektronický obvod s určitým stupňom komplexnosti. Cieľom tejto časti bude tento obvod navrhnuť. Ideová schéma sa dá rozdeliť na tri základné časti:

1. Regulačný obvod
2. Kontrolný obvod
3. Napájanie a vstupné ochrany

*Regulačný obvod* generuje požadované výstupné el. napätie alebo prúd. Tvorí ho riadiaci obvod LT3790 spolu s výkonovou časťou a obvodmi spätnej väzby. V ideovej schéme je to celá pravá polovica. Požadované hodnoty výstupných veličín generuje *kontrolný obvod*, do ktorého je zaradený mikrokontrolérom STM32 a ostatné logické obvody (CAN komunikácia, programovanie, snímanie veličín atď.). Celá elektronika sa následne napája z externých zdrojov, cez pridané *vstupné ochrany*.

Tvorba schémy a výber vhodných elektronických súčiastok bude v základe podliehať nasledujúcim parametrom:

Tab. 3.1: Limitné hodnoty vybraných parametrov pre návrh el. schémy

Parameter		Hodnota
Maximálne vstupné napätie	$U_{IN(MAX)}$	52 V
Minimálne vstupné napätie	$U_{IN(MIN)}$	10 V
Maximálne výstupné napätie	$U_{OUT(MAX)}$	52 V
Minimálne výstupné napätie	$U_{OUT(MIN)}$	10 V
Maximálny výstupný prúd	$I_{OUT(MAX)}$	3 A
Absolútne max. vstupné napätie	$U_{ABS}$	60 V
Minimálna teplota (prevádzková)	$t_{MIN}$	-30 °C
Maximálna teplota (prevádzková)	$t_{MAX}$	80 °C
Napájanie logických obvodov	$U_{LOG}$	3,3 V

Prvých 5 parametrov je získaných zo zadania práce a brali sa v ohľad už v predchádzajúcich dvoch kapitolách. Rozsah MIN-MAX udáva pracovný interval meniča. Tieto parametre budú dôležité pri návrhu regulačného obvodu.

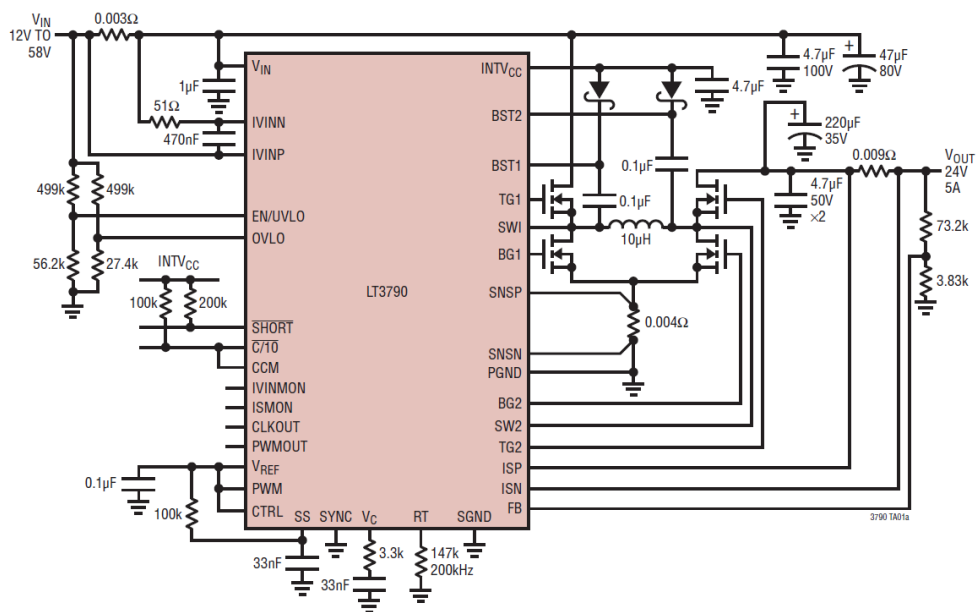
Po pripojení napätia väčšieho ako je  $U_{ABS}$  už musia byť aktivované ochrany proti vysokému vstupnému napätiu. Jeho hodnota je prepísaná z katalógového listu obvodu LT3790. S týmto parametrom sa bude pracovať pri návrhu vstupných napájacích obvodov.

Pri určovaní minimálnej prevádzkovej teploty som kládol dôraz na možné použitie meniča vo vonkajšom prostredí v zimnom období (napr. umiestnenie na autonómnom robotovi). Hodnota maximálnej teploty je relevantná pre výkonové časti obvodu, avšak budem s ňou počítať aj pri ostatných el. súčiastkach, vzhľadom na možné prestupy tepla.

MCU a aj ostatné obvody, ktoré s ním určitým spôsobom komunikujú, budú napájané rovnakým napätím  $U_{LOG}$ . Je to z dôvodu kompatibility napäťových rozsahov, hlavne pri AD a DA prevodníkoch.

### 3.1 Regulačný obvod

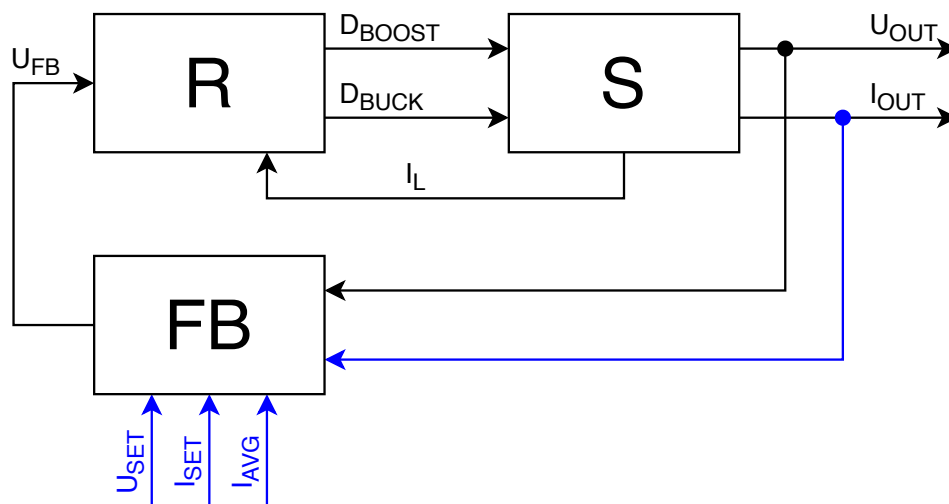
Príklad elektrickej schémy regulačného obvodu sa nachádza na obrázku 3.1. Je to základné zapojenie čipu LT3790 z katalógového listu, ktoré bude viac-menej použité aj v mojom zapojení. Funkcia a hodnota jednotlivých obvodových súčiastok momentálne nie je podstatná, dôležitá je štruktúra zapojenia.



Obr. 3.1: Príklad zapojenia obvodu LT3790 [11]

Obvod LT3790 označím ako regulátor **R**, výkonové obvody v podobe cievky, kondenzátora a spínacích tranzistorov zaradím do sústavy **S**. Odporový delič, ktorý je zapojený do spätnej väzby snímania výstupného napätia, označím ako **FB**. Bloková schéma takéhoto regulačného obvodu je na obrázku 3.2 (čierna farba).

Princíp činnosti je nasledujúci. Regulátor **R** sníma aktuálnu hodnotu prúdu cievky  $I_L$  a porovnáva ju s požadovanou hodnotou. Výsledný akčný zásah je PWM



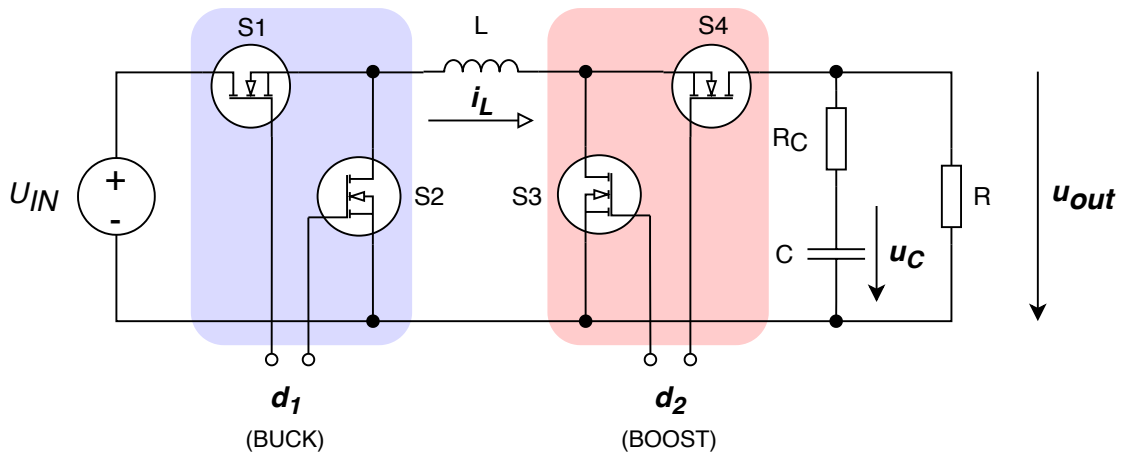
Obr. 3.2: Bloková schéma regulačného obvodu (modré signály nepatria k základnému katalógovému zapojeniu)

signál so striedou  $D$ , ktorý spína výkonové tranzistory. LC filter v sústave toto impulzné napätie vyhladí. Požadovaný prúd cievky  $I_L$  sa generuje na základe veľkosti napätia  $U_{FB}$ . Takýto spôsob regulácie sa nazýva *Current Control*, a obsahuje dve regulačné slučky - vnútorná slučka reguluje prúd cievkou a vonkajšia slučka reguluje výstupné napätie. Dosiahne sa tak veľmi rýchla reakcia na dynamické zmeny výstupného prúdu.

Základné zapojenie z obrázku 3.1 v mojom prípade stačiť nebude. Odporový delič v spätnej väzbe nastavuje len konštantné výstupné napätie. Ako už bolo vysvetlené v kapitole 2.1.3, je nutné navrhnuť zložitejší blok **FB**, do ktorého budú vstupovať ďalšie signály (označené modrou farbou v obrázku 3.2). Takáto úprava zavedie do systému ďalšiu dynamiku, ktorá môže znížiť kvalitu regulácie. Zároveň bude potrebné navrhnuť kompenzačný obvod pripojený na pin  $V_C$  obvodu LT3790, ktorý bude upravovať frekvenčnú char. regulačných slučiek. Preto je nutné identifikovať model regulovaného obvodu. Pre výpočty bude použitý program MATLAB.

### 3.1.1 Model sústavy

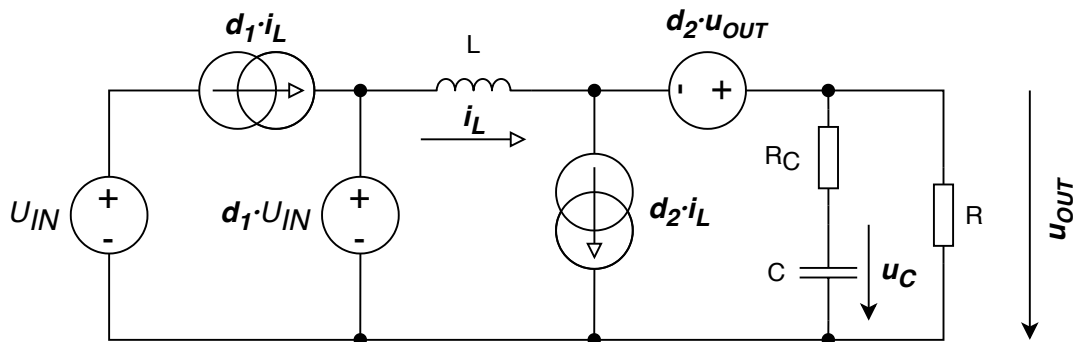
Elektrické zapojenie sústavy (resp. výkonovej časti meniča) sa nachádza na obrázku 3.3. Induktor  $L$  a kapacitor  $C$  tvoria LC filter, ktorý vyhladzuje spínané napätie vytvárané tranzistormi S1 až S4. Výstupná záťaž je znázornená ako odpor  $R$ . Celý obvod je napájaný napätím  $U_{IN}$ . U kapacitoru počítam aj s parazitným sériovým odpor  $R_C$ .



Obr. 3.3: Elektrická schéma výkonovej časti obvodu (sústava)

Vzhľadom na použitie tranzistorov v spínacom režime je výsledný systém nelineárny a časovo-variantný. Pre potreby ďalšej analýzy je nutné systém linearizovať.

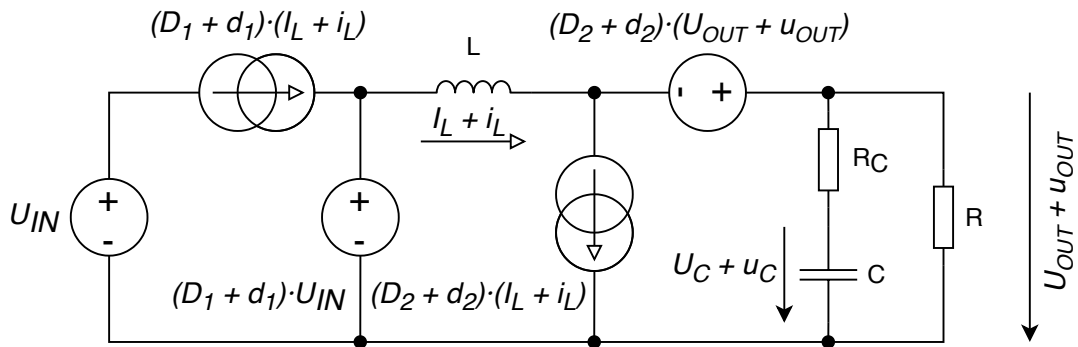
Tranzistory, ako nelineárne prvky, sa nahradia ekvivalentnými zdrojmi [38]. Tranzistor, ktorý pri zapnutí “nabíja” induktor, sa nahradí zdrojom prúdu. Druhý tranzistor, ktorý pri svojom zapnutí “vybíja” induktor, sa nahradí zdrojom napätia. Ich veľkosť je stredná hodnota danej veličiny, ktorá je lineárne závislá na striede riadiaceho PWM signálu. Polarita sa môže jednoducho určiť napr. pri maximálnej striede  $D_x = 1$ . Pri režime *buck* je tranzistor S1 stále otvorený, prúd tečie smerom zo vstupného zdroja do cievky. Tranzistor S2 je úplne zatvorený, polarita napätia na jeho svorkách je rovnaká akú má  $U_{IN}$ . Podobne by sa postupovalo aj pri S3 a S4. Výsledná schéma časovo-invariantného systému je na obrázku 3.4. Vstupné napätie  $U_{IN}$  predpokladám konštantné.



Obr. 3.4: Náhrada tranzistorov ekvivalentným napätovým a prúdovým zdrojom

Počas celej práce bude platiť nasledujúca konvencia. Signály budú značené kurzívou. Časovo nemenné veličiny budú písané veľkým písmenom  $X$ , časovo premenné veličiny malým písmenom  $x$  bez  $(t)$ . Ak budú znázornené **tučne**, ide o normálny signál (DC + AC zložka), v opačnom prípade sa jedná o malý AC signál.

Obvod z obrázku 3.4 je ale stále nelineárny, hodnota náhradných zdrojov je súčin dvoch analyzovaných veličín. Je nutné použiť metódu modelovania malých signálov (*Small Signal AC Modeling*). Jednotlivé analyzované veličiny nahradím ich variantou v podobe súčtu strednej (DC) a malej premenlivej (AC) hodnoty. Ich súčin bude mať potom tvar  $\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = (X + x) \cdot (Y + y)$ . Schéma linearizovaného systému sa nachádza na obrázku 3.5. Nasledujúca statická a dynamická analýza bude odvodená zvlášť pre oba pracovné módy meniča.



Obr. 3.5: Linearizovaný obvod sústavy za použitia metódy malých signálov

### Rovnovážny stav a dynamická analýza sústavy v režime *buck*

Zapojenie má dva nezávislé akumulátory energie, induktor  $L$  a kapacitor  $C$ , tzn. dve stavové rovnice. Strieda  $\mathbf{d}_2$  je rovná nule, ekvivalentný prúdový zdroj pre *boost* režim je tak odpojený ( $0$  A) a napäťový je v skrate ( $0$  V). Stavové rovnice induktoru a kapacitoru sú nasledovné:

$$L \frac{d(I_L + i_L)}{dt} = (D_1 + d_1)U_{IN} - (U_{OUT} + u_{OUT}) \quad (3.1)$$

$$C \frac{d(U_C + u_C)}{dt} = (I_L + i_L) - \left( \frac{U_{OUT} + u_{OUT}}{R} \right) \quad (3.2)$$

$$(U_{OUT} + u_{OUT}) = (U_C + u_C) + CR_C \frac{d(U_C + u_C)}{dt} \quad (3.3)$$

Rovnovážny stav sa určí pri nulovej zmene stavovej veličiny a zanedbaní malých AC signálov. Z rovníc 3.1 a 3.2 dostávam tieto vzťahy:

$$0 = D_1 \cdot U_{IN} - U_{OUT} \quad \longrightarrow \quad U_{OUT} = D_1 \cdot U_{IN} \quad (3.4)$$

$$0 = I_L - \frac{U_{OUT}}{R} \quad \longrightarrow \quad I_L = I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R} \quad (3.5)$$

Jedná sa o predpokladané vzorce chovania meniča typu *buck*, kde výstupné napätie je priamo úmerné striede PWM signálu, a môže dosahovať max. hodnotu  $U_{IN}$ . Prúd cievkou je zároveň rovný výstupnému prúdu  $I_{OUT}$ .

Dynamické vlastnosti obvodu sa určia na základe malých zmien v okolí rovnovážnej polohy. Po roznásobení rovníc 3.1 až 3.3 a odstránení DC členov, dostanem nasledujúce rovnice:

$$L \frac{di_L}{dt} = d_1 U_{IN} - u_{OUT} \quad (3.6)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_{OUT}}{R} \quad (3.7)$$

$$u_{OUT} = u_C + CR_C \frac{du_C}{dt} \quad (3.8)$$

Po prevode do Laplaceovej oblasti:

$$pLI_L(p) = D_1(p)U_{IN} - U_{OUT}(p) \quad (3.9)$$

$$pCU_C(p) = I_L(p) - \frac{U_{OUT}(p)}{R} \quad (3.10)$$

$$U_{OUT}(p) = (1 + pCR_C)U_C(p) \quad (3.11)$$

Osamostatnením  $U_C(p)$  z rovnice 3.11 a dosadením do 3.10 dostanem operátorový prenos z prúdu  $I_L(p)$  na napätie  $U_{OUT}(p)$ :

$$F_u(p) = \frac{U_{OUT}(p)}{I_L(p)} = R \frac{pCR_C + 1}{C(R + R_C)p + 1} \quad (3.12)$$

Prenos 3.12 dosadím do 3.9 na miesto  $U_{OUT}(p)$ . Po úprave dostanem druhý operátorový prenos z PWM striedy  $D_1(p)$  na prúd  $I_L(p)$ :

$$F_d(p) = \frac{I_L(p)}{D_1(p)} = U_{IN} \frac{C(R + R_C)p + 1}{LC(R + R_C)p^2 + (L + RCR_C)p + R} \quad (3.13)$$

Vzájomným vynásobením 3.12 a 3.13 vznikne výsledný prenos sústavy:

$$F_s(p) = \frac{U_{OUT}(p)}{D_1(p)} = U_{IN} R \frac{pCR_C + 1}{LC(R + R_C)p^2 + (L + RCR_C)p + R} \quad (3.14)$$

Jedná sa o stabilný systém druhého rádu, s jednou nulou a dvoma pólmi.

## Rovnovážny stav a dynamická analýza sústavy v režime *boost*

Postup odvodenia je veľmi podobný ako pri režime *buck*. Striedu  $d_1$  položím rovnú jednej, aby bol tranzistor S1 stále otvorený a na vstupe induktora bolo celé napätie  $U_{IN}$ . Stavové rovnice induktora a kapacitoru sú nasledovné (rovnica pre výstupné napätie  $U_{OUT}$  je rovnaká ako 3.3):

$$\begin{aligned} L \frac{d(I_L + i_L)}{dt} &= U_{IN} + (D_2 + d_2)(U_{OUT} + u_{OUT}) - (U_{OUT} + u_{OUT}) \\ &= U_{IN} - (1 - D_2 - d_2)(U_{OUT} + u_{OUT}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} C \frac{d(U_C + u_C)}{dt} &= (I_L + i_L) - (D_2 + d_2)(I_L + i_L) - \left( \frac{U_{OUT} + u_{OUT}}{R} \right) \\ &= (1 - D_2 - d_2)(I_L + i_L) - \left( \frac{U_{OUT} + u_{OUT}}{R} \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Rovnovážny stav:

$$0 = U_{IN} - (1 - D_2) \cdot U_{OUT} \quad \longrightarrow \quad U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{(1 - D_2)} \quad (3.17)$$

$$0 = (1 - D_2) \cdot I_L - \frac{U_{OUT}}{R} \quad \longrightarrow \quad I_L = \frac{U_{OUT}}{(1 - D_2) \cdot R} = \frac{U_{IN}}{(1 - D_2)^2 \cdot R} \quad (3.18)$$

Výstupné napätie je nepriamo úmerné striede  $D_2$ , jeho veľkosť sa mení po hyperbolickej krivke. V ideálnom prípade by sa jeho maximálna veľkosť približovala k nekonečnu voltov, v praxi je to samozrejme nemožné.

Dynamické vlastnosti sa určia z rovníc 3.15 a 3.16. Po roznásobení sa vo výraze objavia nelineárne členy, napr.  $d_2 u_{OUT}$ . Ich výsledná veľkosť je ale zanedbateľná a z ďalšieho počítania sa vyškrtnú. Dostávam tak rovnice:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(1 - D_2)u_{OUT} + d_2 U_{OUT} \quad (3.19)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = (1 - D_2)i_L - d_2 I_L - \left( \frac{u_{OUT}}{R} \right) \quad (3.20)$$

Po prevode do Laplaceovej oblasti:

$$pLI_L(p) = -(1 - D_2)U_{OUT}(p) + D_2(p)U_{OUT} \quad (3.21)$$

$$pCU_C(p) = (1 - D_2)I_L(p) - D_2(p)I_L - \left( \frac{U_{OUT}(p)}{R} \right) \quad (3.22)$$

Rovnice 3.11, 3.17, 3.18 a 3.21 dosadím do 3.22. Po úprave dostanem operátorový prenos sústavy:

$$F_s(p) = \frac{U_{OUT}(p)}{D_2(p)} = \frac{U_{IN}}{(1 - D_2)^2} \cdot \frac{1 - p \left( \frac{L}{(1 - D_2)^2 R} - CR_C \right) - p^2 \frac{LCR_C}{(1 - D_2)^2 R}}{1 + p \left( \frac{L}{(1 - D_2)^2 R} + CR_C \right) + p^2 \frac{LC(R + R_C)}{(1 - D_2)^2 R}} \quad (3.23)$$

Oproti prenosu sústavy v režime *buck* je vidieť značne zložitejší systém. V čitateli pribudla jedna nula do kladnej polroviny, prenos tak nemá minimálnu fázu. Zároveň sú parametre prenosu závislé na ustálenej striede  $D_2$ . [35]

## Výber cievky

Vzorce pre výpočet indukčnosti cievky pre oba režimy sa odvodžia od veľkosti maximálneho povoleného zvlnenia prúdu cievky  $i_L$ .

V režime *buck*, kedy je tranzistor S1 zopnutý, platí vzťah pre napätie na cievke:

$$L_{BUCK} \frac{di_L}{dt} = U_{IN} - U_{OUT} \quad (3.24)$$

Namiesto derivácie použijem diferenciu pre interval zopnutia tranzistoru S1:

$$L_{BUCK} \frac{\Delta I_L}{D_1 T_S} = U_{IN} - U_{OUT} \quad (3.25)$$

kde  $T_S$  je perióda spínania tranzistorov. Zvlnenie prúdu nahradím pomerným zvlnením  $\Delta I_L = K \cdot I_L$ , kde  $I_L$  je priemerný prúd cievky, ktorý je zároveň rovný výstupnému prúdu  $I_{OUT}$ . Dosadením rovnice 3.4 a po následnej úprave dostávam vzorec pre výpočet indukčnosti cievky  $L_{BUCK}$  [H]:

$$L_{BUCK} = \frac{U_{IN} \cdot D_1 \cdot (1 - D_1)}{f_S \cdot K \cdot I_{OUT}} \quad (3.26)$$

kde  $f_S = 1/T_S$  je frekvencia spínania. Funkcia má extrém pre  $D_1 = 0,5$ . Pre vstupné napätie  $U_{IN}$  a výstupný prúd  $I_{OUT}$  použijem krajné hodnoty -  $U_{IN(MAX)}$  a  $I_{OUT(MAX)}$  z tabuľky 3.1. Po dosadení:

$$L_{BUCK} = \frac{U_{IN(MAX)} \cdot 0,5^2}{f_S \cdot K \cdot I_{OUT(MAX)}} \quad (3.27)$$

Rovnakým spôsobom som odvodil vzorec aj pre režim *boost*. Pri odvodzovaní som postupne dosadil rovnicu 3.18 a  $R = U_{OUT}/I_{OUT}$ .

$$L_{BOOST} \frac{di_L}{dt} = U_{IN} \quad (3.28)$$

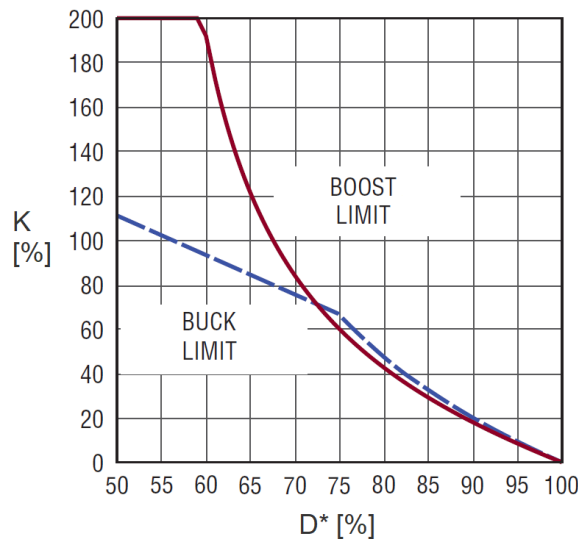
$$L_{BOOST} \frac{\Delta I_L}{D_2 T_S} = U_{IN} \quad (3.29)$$

$$L_{BOOST} = \frac{U_{IN} \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{f_S \cdot K \cdot I_{OUT}} \quad (3.30)$$

Funkcia má extrém pre  $D_2 = 0,5$ . Výsledný vzťah je rovnaký ako pre režim *buck*. Keďže počítam z rovnakým rozsahom parametrov, tak pre výsledný výpočet použijem len rovnicu 3.27.

V tomto momente je potrebné určiť spínaciu frekvenciu  $f_S$ . Obvod LT3790 dokáže pracovať v rozsahu 200-700 kHz. Pri väčšej frekvencii môžeme použiť menšiu cievku, avšak zvýšim straty na tranzistoroch. Keďže v zadaní nemám bližšie špecifikovanú požiadavku na typ a pôdorys cievky, volím kompromis  $f_S = 500 \text{ kHz}$ .

Veľkosť parametru K získam z grafu na obrázku 3.6, ktorý udáva vzťah maximálneho povoleného zvlnenia k ustálenej striede  $D^*$  (v katalógovom liste sa používa strieda pre tranzistory S2 a S3, ja používam S1 a S3). Táto hodnota je kritická pre stabilitu vnútornej prúdovej slučky. Krajná strieda pre oba režimy je približne  $D^* = 52V/10V \approx 80\%$ . Hodnotu konštanty K určím s rezervou na 0,3 (30 %).



Obr. 3.6: Graf maximálnej hodnoty pomerného zvlnenia prúdu  $I_L$  v závislosti na striede  $D^*$  (strieda tranzistorov S2 a S3) [11]

Dosadením potrebných parametrov do rovnice 3.27 dostávam minimálnu veľkosť indukčnosti cievky L:

$$L > \frac{52 \cdot 0,5^2}{500 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 3} \approx 29 \mu H \quad (3.31)$$

Volím najbližšiu väčšiu bežnú hodnotu  $L = 33 \mu H$ . Ďalším dôležitým parametrom je saturačný prúd  $I_{L(SAT)}$ . Pri jeho prekročení dochádza k poklesu indukčnosti cievky – nežiadúci jav. Maximálny impulzný prúd tečie v režime *boost*. Platí rovnica:

$$I_{L(SAT)} = I_L + 0,5 \cdot \Delta I_L = I_L + 0,5 \cdot K \cdot I_L = I_L \cdot (1 + 0,5 \cdot K) \quad (3.32)$$

Dosadením rovnice 3.17, 3.18 a  $I_{OUT} = U_{OUT}/R$  dostávam:

$$I_{L(SAT)} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \cdot I_{OUT} \cdot (1 + 0,5 \cdot K) \quad (3.33)$$

Pri počítaní s najhoršími podmienkami ( $U_{OUT} = U_{OUT(MAX)}$ ,  $U_{IN} = U_{IN(MIN)}$  a  $I_{OUT} = I_{OUT(MAX)}$  z tabuľky 3.1) dostávam saturačný prúd o veľkosti:

$$I_{L(SAT)} = \frac{52}{10} \cdot 3 \cdot (1 + 0,5 \cdot 0,3) \approx 18A \quad (3.34)$$

Oproti priemernému prúdu  $I_{OUT(MAX)} = 3 A$  je to niekoľko násobne väčšia hodnota, a to hlavne z dôvodu nutnosti “vytlačiť” relatívne nízke napätie na vysoké. Výsledný zoznam požadovaných parametrov cievky je v tabuľke 3.2.

Tab. 3.2: Požadované parametre cievky

Parameter		Hodnota
Indukčnosť	L	33 $\mu$ H
Minimálny priemerný prúd	$I_{RMS(MIN)}$	3 A
Minimálny saturačný prúd	$I_{SAT(MIN)}$	18 A

### Výber výstupného kondenzátora

Hodnota výstupného kondenzátora C závisí na požadovanom maximálnom zvlnení výstupného napätia  $\Delta U_{OUT(MAX)}$ . Keďže v zadaní nie je špecifikovaná jeho hodnota, volím si  $\Delta U_{OUT(MAX)} = 30mV$ .

Zvlnenie má tri zložky. Úbytok napätia na parazitnom odpore  $R_C$  dokážem výrazne potlačiť použitím vhodných kondenzátorov s nízkou hodnotu ESR (keramické, polymérové). Zvlnenie na parazitnej indukčnosti zanedbám, keďže sa prejaví až pri vysokých frekvenciách. Ostáva tak dominantná zložka, ktorá je daná nabíjacím cyklom kondenzátora.

Najhoršia situácia je pri režime *boost*, kedy musí kondenzátor dodávať energiu do napájaného zariadenia počas vypnutého tranzistoru S4. Pri ustálenom stave platí rovnica:

$$I_{OUT} = C \cdot \frac{\Delta U_{OUT(MAX)} \cdot f_S}{D_2} \quad (3.35)$$

kde  $f_S$  je frekvencia spínania a  $D_2$  je strieda spínania tranzistoru S3. Po dosadení rovnice 3.17 na miesto  $D_2$  a osamostatnení kapacity C dostávam vzťah pre minimálnu veľkosť výstupného kondenzátora:

$$C = \frac{I_{OUT} \cdot (U_{OUT} - U_{IN})}{\Delta U_{OUT(MAX)} \cdot f_S \cdot U_{OUT}} \quad (3.36)$$

Po dosadení hraničných hodnôt  $U_{OUT(MAX)}$ ,  $U_{IN(MIN)}$  a  $I_{OUT(MAX)}$ :

$$C \geq \frac{3 \cdot (52 - 10)}{0,03 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 52} \approx 162\mu F \quad (3.37)$$

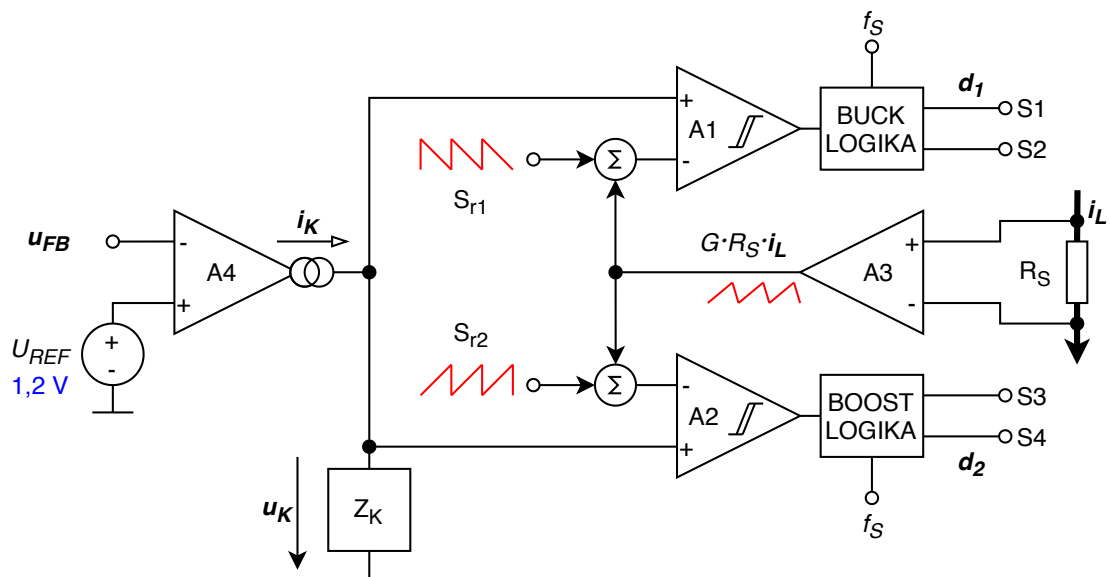
Vo výsledku použijem paralelné zapojenie štyroch keramických a dvoch elektrolytických kondenzátorov s celkovou kapacitou  $C = 218,8 \pm 20 \% \mu\text{F}$ . Ich požadované parametre sú v tabuľke 3.3.

Tab. 3.3: Požadované parametre výstupných kondenzátorov

Parameter		Hodnota	
		Keramický	Elektrolytický
Kapacita	C	4,7 $\mu\text{F}$	100 $\mu\text{F}$
Min. napätie	$U_{\text{CAP(MIN)}}$	60 V	60 V
Typ (dielektrikum)		MLCC (X7R)	Hliníkový
Montáž		SMD	SMD/THT
Počet kusov		4	2

### 3.1.2 Model regulátoru

Základná vnútorná štruktúra obvodu LT3790 je na obrázku 3.7. Nakreslená je len regulačná časť, všetky ostatné obvody sú vynechané.



Obr. 3.7: Zjednodušená vnútorná štruktúra obvodu LT3790 [11]

Veľkosť napätia vonkajšej spätnej väzby  $u_{\text{FB}}$  sa porovnáva s vnútornou referenciou  $U_{\text{REF}}$  na transkonduktančnom zosilňovači A4 (zosilnenie  $gm$ ). Výstupný prúd  $i_K$ , ktorý je priamo úmerný rozdielu  $U_{\text{REF}} - u_{\text{FB}}$ , tečie do kompenzačného obvodu

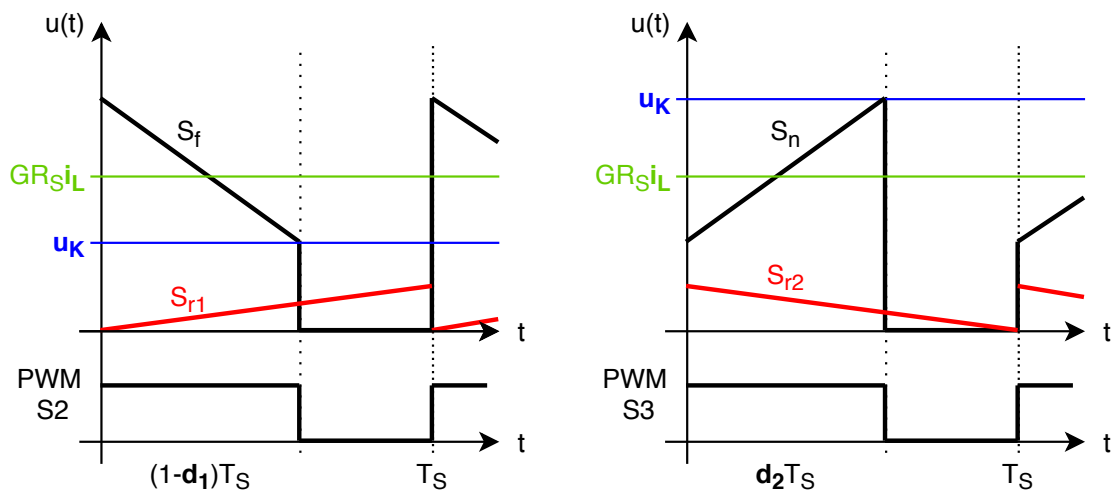
s impedanciou  $Z_K$  (pripojený externe k čipu LT3790). Vytvorí sa tak riadiace napätie  $u_K$  pre vnútornú prúdovú slučku.

Prúd cievky  $i_L$  je snímaný cez sériovo zapojený rezistor  $R_S$ . Pílovitý tvar AC zložky sa využíva na generovanie PWM signálu. K zosilnenému signálu z OZ A3 (zosilnenie  $G$ ) sa pripočíta vnútorne generovaná kompenzačná rampa so stúpaním  $S_r$ , aby sa predišlo subharmonickým osciláciám pri striede  $D > 0,5$ . Výsledný signál sa porovnáva s  $u_K$  na OZ A1 a A2, zapojených ako Schmittov klopný obvod. K preklopeniu PWM signálu dochádza po prekročení prahovej hodnoty  $u_K$ . [11]

Rezistor  $R_S$  je podľa schémy na obrázku 3.1 zapojený sériovo s tranzistormi S2 a S3. Aby obvod dokázal snímať prúd cievky, musí byť vždy na začiatku novej periódy jeden z týchto tranzistorov otvorený. Pri režime *buck* to znamená, že cievka dodáva energiu do záťaže a jej prúd klesá. K preklopeniu PWM signálu dôjde pri minimálnej hodnote prúdu (*valley control*). U režimu *boost* sa v induktore hromadí energia, jej prúd stúpa a k preklopeniu tak dôjde pri maximálnej hodnote prúdu (*peak control*). Graficky je tento proces znázornený na obrázku 3.8. Strmost prúdu induktora, po prevode na napätie a zosilnení je:

$$u_{IL} = G \cdot R_S \int -\frac{U_{OUT}}{L} dt = -G \cdot R_S \cdot \frac{U_{OUT}}{L} \cdot t \rightarrow S_f = -G \cdot R_S \cdot \frac{U_{OUT}}{L} \quad (3.38)$$

$$u_{IL} = G \cdot R_S \int \frac{U_{IN}}{L} dt = G \cdot R_S \cdot \frac{U_{IN}}{L} \cdot t \rightarrow S_n = G \cdot R_S \cdot \frac{U_{IN}}{L} \quad (3.39)$$



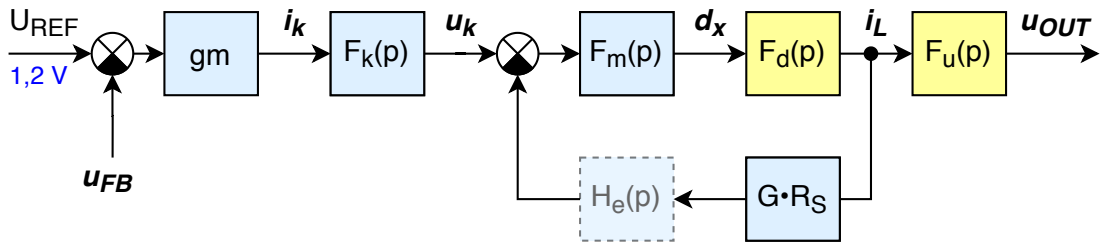
Obr. 3.8: Priebehy el. napätí v prúdovej regulačnej slučke (jedna perióda  $T_S$ ). Vľavo režim *buck*, vpravo *boost*. Čierny priebeh - napätie na  $R_S$  zosilnené OZ A3 ( $u_{IL}$ ), červený priebeh - kompenzačná rampa, modrý priebeh - riadiace napätie  $u_K$ , zelený priebeh - snímaný priemerný prúd cievky  $i_L$ .

Snímací rezistor  $R_S$  musí byť dostatočne malý, aby pokryl celý prúdový rozsah cievky. Najväčšie prúdové špičky sú pri *boost* režime (18 A). Po dosadení do vzorca pre  $R_{SENSE(MAX)}$  (str. 16 v kat. liste [11]) dostávam hodnotu  $R_S = 2 \text{ m}\Omega$ .

Veľkosť zosilnenia OZ A3 určím z grafov G33 a G35 v katalógového liste. Udávajú závislosť medzi napätím na rezistore  $R_S$  a výstupom OZ pre oba režimy meniča. Strmosť krivky v lineárnej časti je približne  $G = 6,3 \text{ V/V}$ . Pre režim *buck* by malo byť záporné, avšak ja už počítam s napätím na  $R_S$  v absolútnej hodnote.

Strmosť kompenzačnej rampy som určil z grafu G32 v katalógovom liste, ktorý udáva vzťah striedy PWM signálu k veľkosti napätia  $U_K$  pri rozpojenej prúdovej slučke (PWM signál sa generuje čisto len z kompenzačnej rampy). Pre oba režimy je to približne  $|S_{r1}| = |S_{r2}| = 0,26 \cdot f_S$ .

Štruktúru obvodu z obrázku 3.7 môžem prepísať do formy blokovej schémy na obrázku 3.9. Bloky  $F_d(p)$  a  $F_u(p)$  sú operátorové prenosy sústavy, ktoré boli odvodené v kapitole 3.1.1.  $F_k(p)$  je prenos kompenzačného obvodu  $Z_K$ .  $F_m(p)$  je prenos PWM generátoru. Blok  $H_e(p)$  sa zaradil do systému po diskretnej analýze prúdovej slučky (podrobné odvodenie v [2]). Jeho význam súvisí so subharmonickými osciláciami a veľkosťou rampy  $S_r$ . Keďže táto časť systému je pevne daná a predpokladám že správne navrhnutá, jeho veľkosť bude tak rovná 1. Blok  $gm$  je zosilnenie transkondukčného OZ a jeho veľkosť je podľa katalógového listu  $565 \mu\text{S}$ .



Obr. 3.9: Blokový diagram regulátoru vo forme operátorových prenosov (žlté bloky patria sústave)

### Odvedenie prenosu prúdovej slučky v režime *buck*

Rovnicu priemerného prúdu  $i_L$  induktora zostrojím podľa obrázku 3.8. Pri hodnotách napätí v čase preklopenia PWM signálu platí:

$$GR_S i_L = u_K + S_{r1}(1 - d_1)T_S + 0,5S_f(1 - d_1)T_S \quad (3.40)$$

Dosadením výrazu 3.38 v absolútnej hodnote (počítam zo vzdialenosťami) a zavedením malých signálov dostávam rovnicu:

$$GR_S(I_L + i_L) = (U_K + u_K) + \left( S_{r1} + GR_S \frac{U_{OUT}}{2L} \right) (1 - D_1 - d_1)T_S \quad (3.41)$$

Po odstránení DC zložky a prevedení do Laplaceovej oblasti:

$$GR_S I_L(p) = U_K(p) - \left( S_{r1} + GR_S \frac{U_{OUT}}{2L} \right) D_1(p) T_S \quad (3.42)$$

Na miesto  $D_1(p)$  dosadím rovnicu 3.13:

$$GR_S I_L(p) = U_K(p) - \left( S_{r1} + GR_S \frac{U_{OUT}}{2L} \right) \frac{1}{F_d(p)} I_L(p) T_S \quad (3.43)$$

Po úprave dostávam prenos prúdovej slučky:

$$F_i(p) = \frac{I_L(p)}{U_K(p)} = \frac{F_m(p) F_d(p)}{1 + F_m(p) F_d(p) GR_S} \quad (3.44)$$

kde prenos PWM generátoru je:

$$F_m(p) = \frac{1}{\left( S_{r1} + GR_S \frac{U_{OUT}}{2L} \right) T_S} \quad (3.45)$$

Výsledný prenos z riadiaceho napätia  $U_K(p)$  na  $U_{OUT}(p)$  je:

$$F_{out}(p) = \frac{U_{OUT}(p)}{U_K(p)} = F_i(p) F_u(p) \quad (3.46)$$

### Odvedenie prenosu prúdovej slučky v režime *boost*

Postupujem rovnakým spôsobom ako v predchádzajúcom prípade. [35] Rovnica priemerného prúdu  $i_L$ :

$$GR_S i_L = u_K - S_{r2} d_2 T_S - 0,5 S_f d_2 T_S \quad (3.47)$$

Dosadením výrazu 3.39 a zavedením malých signálov dostávam rovnicu:

$$GR_S (I_L + i_L) = (U_K + u_K) - \left( S_{r2} + GR_S \frac{U_{IN}}{2L} \right) (D_2 + d_2) T_S \quad (3.48)$$

Po odstránení DC zložky a prevedení do Laplaceovej oblasti:

$$GR_S I_L(p) = U_K(p) - \left( S_{r2} + GR_S \frac{U_{IN}}{2L} \right) D_2(p) T_S \quad (3.49)$$

Pri odvodení prenosu sústavy v režime *boost* som dostal len jeden prenos, zo striedy  $D_2(p)$  na výstupné napätie  $U_{OUT}(p)$ . Na miesto  $I_L(p)$  tak musím dosadím rovnicu 3.21. Na miesto  $D_2(p)$  dosadím 3.23. Po úprave dostávam prenos z riadiaceho napätia  $U_K(p)$  na výstupné napätie  $U_{OUT}(p)$ :

$$F_{out}(p) = \frac{U_{OUT}(p)}{U_K(p)} = \frac{p L F_s(p)}{GR_S U_{OUT} + p L F_m(p)^{-1} - GR_S (1 - D_2) F_s(p)} \quad (3.50)$$

kde  $F_m(p)^{-1}$  je:

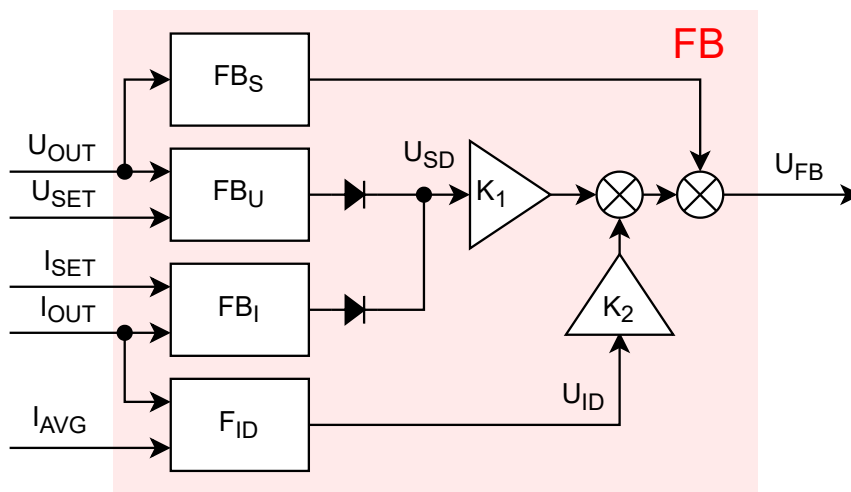
$$F_m(p)^{-1} = \frac{1}{F_m(p)} = \left( S_r + GR_S \frac{U_{IN}}{2L} \right) T_S \quad (3.51)$$

### 3.1.3 Návrh obvodov spätnej väzby

Blok **FB** z obrázku 3.2 upravuje veľkosť napätia  $U_{FB}$  s cieľom dosiahnutia rovnovážneho stavu. Ten sa dosiahne vtedy, ak bude mať napätie  $U_{FB}$  hodnotu rovnú referenčnému napätia  $U_{REF}$ , ktoré má u obvodu LT3790 veľkosť 1,2 V. [11]

Podrobnejšia bloková schéma napätrovej spätnej väzby je na obrázku 3.10. Tvoria ju štyri obvody:

1.  $FB_S$  – obmedzuje maximálne výstupné napätie v prípade zlyhania  $FB_U$  a  $FB_I$
2.  $FB_U$  – nastavuje výstupné napätie  $U_{OUT}$  za pomoci  $U_{SET}$  generovaného z MCU
3.  $FB_I$  – nastavuje výstupný prúd  $I_{OUT}$  za pomoci  $I_{SET}$  generovaného z MCU
4.  $F_{ID}$  – vyrovnáva výstupný prúd u paralelne pripojených meničoch



Obr. 3.10: Bloková schéma kompenzácie napätrovej spätnej väzby

Výstupy blokov  $FB_U$  a  $FB_I$  sú cez diódu pripojené na spoločný uzol. Aktívny je vždy len ten obvod, ktorý má vyššie výstupné napätie.

Blok  $F_{ID}$  zavádza do systému poruchu, ktorej veľkosť je daná rozdielom výstupného prúdu meniča  $I_{OUT}$  a priemerného prúdu  $I_{AVG}$  zo spoločnej zbernice paralelne pripojených meničov. Napätie  $U_{FB}$  sa tak mierne koriguje v rozsahu niekoľko mV, za účelom dosiahnutia prúdového vyváženia.

Napätie z aktívnej spätnej väzby  $U_{SD}$  a výstup bloku  $F_{ID}$  –  $U_{ID}$  sa sčítajú na trojitom rezistorovom deliči s prevodnými konštantami  $K_1$  a  $K_2$ . Výstupné napätie  $U_{FB}$  sa privedie do obvodu LT3790.

Výstup bloku  $FB_S$  je aktívny len v prípade prekročenia limitnej hodnoty výstupného napätia. Jeho úlohou je nastaviť  $U_{FB}$  na hodnotu  $U_{REF} = 1,2$  V.

## Výber operačného zosilňovača

Dominantná el. súčiastka v obvodoch spätnej väzby je operačný zosilňovač. Kvôli jednoduchosti použijem len jeden typ OZ. Ten musí spĺňať tieto požiadavky:

1. Jedno napájacie napätie o veľkosti 3,3 V. Dosiahnem tak zhodu napätových rozsahov AD a DA prevodníkov, a zároveň nepotrebujem ďalší zdroj napätia.
2. Typ *Rail-to-Rail* vstup/výstup.
3. Minimálny vstupný *offset*, rádovo jednotky mV. Veľký *offset* by mohol znížiť presnosť regulácie, malý *offset* (tzv. *zero-drift*) zase zbytočne predraží OZ.
4. Šírka pásma min. 1 MHz pre jednotkové zosilnenie. Určil som ju ako dvojnásobok spínacej frekvencie, aby som dosiahol čo najmenšie potlačenie signálov pre Nyquistovu frekvenciu  $f_s/2$  a malé zosilnenia OZ.

Z relatívne veľkej ponuky som vybral troch predstaviteľov, ktorých porovnanie je v tabuľke 3.4. Dôležitý parameter pri výbere bola aj dostupnosť daných OZ.

Tab. 3.4: Porovnanie vybraných operačných zosilňovačov

Parameter		Hodnota [27, 14, 25]		
Názov		MCP6001	OPA348	TLV9061
Výrobca		Microchip	Texas Instruments	
Napájacie napätie	$U_{DD}$	1,8-6 V	2,1-5,5 V	1,8-5,5 V
Prúdový odber	$I_Q$	100 $\mu$ A	45 $\mu$ A	538 $\mu$ A
Šírka pásma (1 zos.)	GBP	1 MHz	1 MHz	10 MHz
Zosilnenie	$A_{OL}$	112 dB	108 dB	100 dB
Vstupný offset	$U_{OS}$	4,5 mV	1 mV	0,3 mV
Vstupný prúd	$I_B$	1 pA	0,5 pA	0,5 pA
Výstupný swing	$U_O$	25 mV	18 mV	20 mV
Teplotný rozsah (prac.)	$T_A$	-40 - 85 °C	-65 - 150 °C	-40 - 125 °C
Púzdro		SOT23-5	SOT23-5	SOT23-5
Cena (www.lcsc.com)		0,11 USD	0,25 USD	0,57 USD

OZ s najlepšimi parametrami je TLV9061. Šírka pásma až 10 MHz a najmenšie vstupné *offset* napätie z tejto trojice. Nevýhoda je ale cena, ktorá je dvojnásobne väčšia ako pri OPA348. Do zapojenia som si preto zvolil OPA348 ako kompromis.

### Operátorový prenos OZ OPA348

Otvorená slučka reálneho OZ má tvar dynamického systému prvého rádu s veľkým statickým zosilnením  $A_{OL}$  (108 dB v prípade OPA348) a časovou konštantou  $T_{OL}$ .

Operátorový prenos má známy tvar  $F_{OZ(OL)}(p) = A_{OL}/(T_{OL}p + 1)$ . Externými súčiastkami vytvorím zápornú spätnú väzbu  $H(p)$ . Dostávam tak operátorový prenos uzavretej slučky:

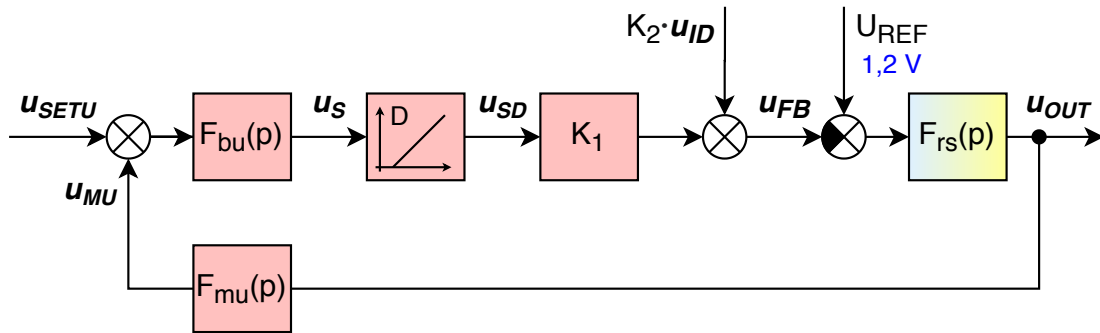
$$F_{OZ}(p) = \frac{F_{OZ(OL)}(p)}{1 + H(p)F_{OZ(OL)}(p)} = \frac{A_{OL}}{T_{OL}p + 1 + H(p)A_{OL}} \quad (3.52)$$

Ak sú v spätnej väzba zapojené len rezistory, prenos  $H(p)$  sa zjednoduší na konštantu  $H$ . Časová konštanta prenosu  $F_{OZ}(p)$  je potom  $T_{CL} = T_{OL}/(1 + HA_{OL})$ . Zosilnenie  $A_{OL}$  po prevode z decibelov je  $A_{OL} = 10^{\frac{108}{20}} \approx 2,51 \cdot 10^5$ . Časovú konštantu  $T_{OL}$  obvodu OPA348 vypočítam pre jednotkové zosilnenie ako ( $T_{CL} = 1/GBP$ ): [3]

$$T_{OL} = T_{CL} \cdot (1 + A_{OL}) = \frac{1}{1 \cdot 10^6} \cdot (1 + 2,51 \cdot 10^5) \approx 0,251s \quad (3.53)$$

### Režim konštantného napätia (CV)

Menič prejde na CV režim, ak riadenie preberie blok  $FB_U$ . Bloková schéma regulácie je na obrázku 3.11. Blok  $F_{rs}(p)$  je prenos regulátoru a sústavy zo schémy 3.9.

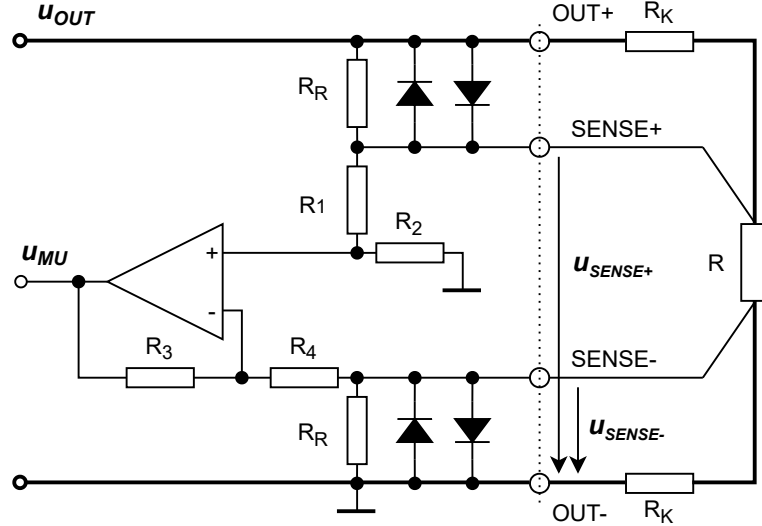


Obr. 3.11: Blokový diagram napätovej spätnej väzby v režime CV

Výstupné napätie  $u_{OUT}$  je merané blokom  $F_{mu}(p)$ . K nemu sa pripočítava nastavené napätie  $u_{SETU}$ . Výslednú hodnotu súčtu upravujú bloky  $F_{bu}(p)$  a  $K_1$ , ktoré vytvoria požadované spätnoväzbové napätie  $u_{FB}$ .

Ak je obvod v rovnovážnom stave a dôjde k zvýšeniu  $u_{SETU}$ , zvýši sa aj  $u_{FB}$ . To má za následok zníženie výstupného napätia po prechodovom deji.

Blok  $F_{mu}(p)$  meria výstupné napätia na svorkách meniča, alebo napätie priamo na napájanom zariadení (obrázok 3.12). Použil som štandardné zapojenie štvorvodičového merania napätia. Ak nie sú pripojené SENSE vodiče, OZ meria diferenciálne napätie medzi svorkami  $OUT+/-$ . Po pripojení SENSE vodičov sa meria napätie priamo na záťaži R. Eliminuje sa tak napätový úbytok na vodičoch  $R_K$ . Maximálna veľkosť kompenzácie je daná napätovým úbytkom na anti-paralelných diódach.



Obr. 3.12: Elektrická schéma vzdialeného merania výstupného napätia

Ak platí že  $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$  a  $R_R \ll R_1$ , tak rovnica výsledného zapojenia pre ustálený stav má tvar:

$$U_{MU} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{SENSE+} - U_{SENSE-}) \quad (3.54)$$

Ustálenú hodnotu napätia  $U_{MU}$  si zdefinujem ako  $U_{MU(MAX)} = 3,2$  V pri maximálnom výstupnom napätí  $U_{OUT(MAX)} = 52$  V. Hodnotu 100 mV, ktorá chýba k napájaciemu napätiu OZ, si nechávam ako rezervu, aby som sa nedostal blízko k saturačnému pásmu. Ako parameter si volím rezistor  $R_1 = 82$  k $\Omega$ . Rezistoru  $R_R$  priradím hodnotu 100  $\Omega$ . Posledný rezistor  $R_2$  vypočítam z rovnice 3.54 ako:

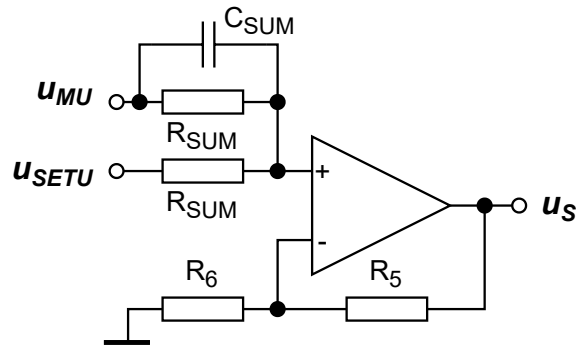
$$R_2 = \frac{U_{MU(MAX)}}{U_{OUT(MAX)}} \cdot R_1 = \frac{3,2}{52} \cdot 82 \approx 5,05 \text{ k}\Omega \quad (3.55)$$

Volím si najbližšiu normalizovanú hodnotu podľa rady E24 (tol. 1 %)  $R_2 = 5,1$  k $\Omega$ .

Blok  $F_{bu}(p)$  spolu so sčítacím členom je v elektrickej schéme nahradený operačným zosilňovačom zapojeným ako sumátor (obrázok 3.13). Z druhého Kirchhoffovho zákona pre uzol na neinvertujúcom vstupe OZ som zostrojil rovnicu zapojenia v Laplaceovej oblasti:

$$U_S(p) = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \frac{1}{pC_{SUM}R_{SUM} + 2} [(pC_{SUM}R_{SUM} + 1)U_{MU} + U_{SETU}] \quad (3.56)$$

Kondenzátor  $C_{SUM}$  zvýši rýchlosť reakcie na zmenu napätia  $u_{MU}$ . Do systému pridá jednu nulu a jeden pól, pomocou ktorých môžeme mierne zvýšiť fázovú stabilitu otvorenej slučky na konkrétnej frekvencii. Jeho veľkosť bude vypočítaná v časti pre



Obr. 3.13: Elektrická schéma OZ zapojeného ako sumátor

návrh kompenzačného člena, spolu s rezistorom  $R_{SUM}$ . V ustálenom stave sa rovnica 3.56 zjednoduší na:

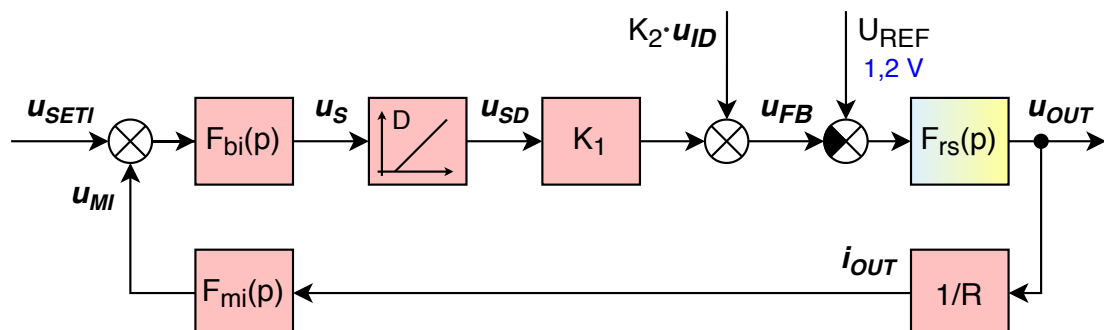
$$U_S = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \cdot \frac{1}{2}(U_{SETU} + U_{MU}) \quad (3.57)$$

Sériovo zapojená dióda pripojená na výstup bloku  $F_{bu}(p)$  zavádza do systému nelinearitu, ktorá sa prejaví pri malom napätí  $u_S$ . Keďže sa ale systém navrhuje v okolí rovnovážneho stavu, kedy je napätie  $u_S$  dostatočne veľké, nie je nutné túto nelinearitu brať do úvahy. Je ale potrebné počítat s napäťovým úbytkom na dióde.

Sčítací člen z obrázku 3.13 bude mať jednotkové zosilnenie (rezistor  $R_5 = 0 \Omega$ ,  $R_6$  odpojím). Napäťový rozsah  $U_{SETU}$  volím rovnaký ako  $U_{MU}$ , tzn. 3,2 V. V rovnovážnom stave bude  $U_S = 1,6$  V.

### Režim konštantného prúdu (CC)

Menič prejde na CC režim, ak riadenie preberie blok  $FB_I$ . Bloková schéma regulácie je na obrázku 3.14.

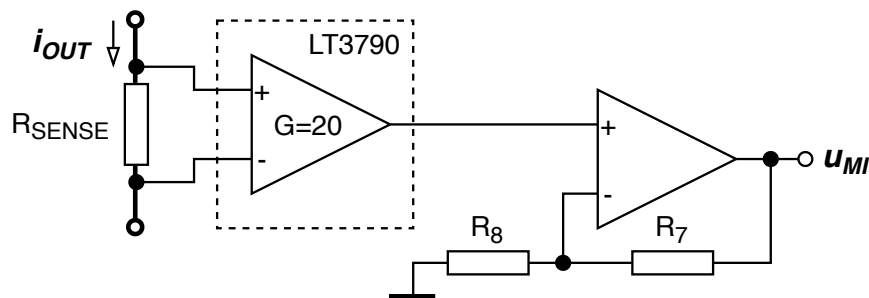


Obr. 3.14: Blokový diagram prúdovej spätnej väzby v režime CC

Obvod funguje prakticky rovnako ako pri režime CV, jediná zásadná zmena je v meracom bloku  $F_{mi}(p)$ . Kvôli jednoduchosti využijem výstupný pin ISMON obvodu LT3790, ktorého napätie je priamo úmerné výstupnému prúdu snímaného na rezistore  $R_{SENSE}$ . Aby som eliminoval výstupnú impedanciu a zvýšil citlivosť merania, použijem neinvertujúce zapojenie OZ z obrázku 3.15. Pre napätie  $u_{MI}$  v rovnovážnom stave platí:

$$U_{MI} = \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \cdot G \cdot R_{SENSE} \cdot I_{OUT} \quad (3.58)$$

kde G je zosilnenie interného diferenciálneho zosilňovača o veľkosti 20 [11].



Obr. 3.15: Elektrická schéma diferenciálneho merania výstupného prúdu

Snímací rezistor  $R_{SENSE}$  sa okrem regulácie používa aj na nastavenie bezpečnostného obmedzenia výstupného prúdu. Volím si hodnotu  $R_{SENSE} = 18 \text{ m}\Omega$ , pri ktorej je obmedzenie na úrovni 3,3 A (vzorec na str. 17 v kat. liste LT3790). Táto ochrana je čisto bezpečnostná, zapne sa len v prípade zlyhania spätnej väzby.

Rezistor  $R_8$  si volím ako 10 k $\Omega$ . Požadujem napätie  $U_{MI(MAX)} = 3,2 \text{ V}$  pri maximálnom výstupnom prúde  $I_{OUT(MAX)} = 3 \text{ A}$ . Rezistor  $R_7$  dopočítam z rovnice 3.58 ako:

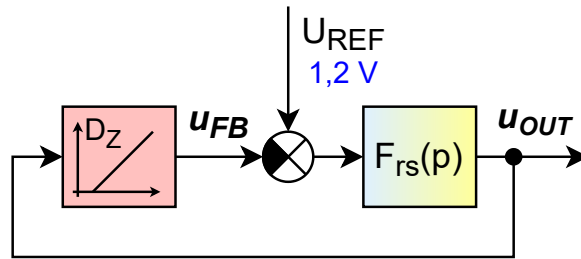
$$R_7 = R_8 \cdot \left( \frac{U_{MI(MAX)}}{I_{OUT(MAX)} \cdot G \cdot R_{SENSE}} - 1 \right) = 10 \cdot \left( \frac{3,2}{3 \cdot 20 \cdot 0,018} - 1 \right) \approx 19,6 \text{ k}\Omega \quad (3.59)$$

Vzorec operátorového prenosu sumátoru  $F_{bi}(p)$  je rovnaký ako  $F_{bu}(p)$ .

### Bezpečnostný režim

Ak by došlo k poruche spätnej väzby v režime CV alebo CC (odpojené  $U_{LOG}$ , zničené OZ, atď.), výstupné napätie  $u_{OUT}$  by mohlo dosiahnuť nebezpečne veľkých hodnôt, a zničilo by tak menič alebo napájané zariadenie. Do obvodu je pridaná tretia spätná väzba, tvorená Zenerovou diódou z výstupných svoriek meniča (nie z obvodu vzdialeného merania). Blokovaná schéma je na obrázku 3.16. Ostatné regulačné slučky nie sú v tomto prípade zakreslené.

Po prekročení Zenerovho napätia  $U_{DZ}$  sa lineárne s  $u_{OUT}$  zväčší aj  $u_{FB}$ . Výstupné napätie sa ustáli na hodnote  $U_{OUT} = U_{DZ} + U_{REF}$ .



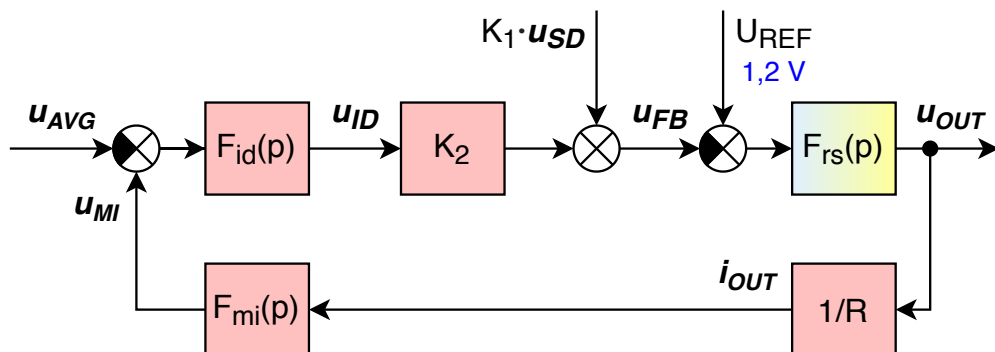
Obr. 3.16: Blokový diagram bezpečnostnej spätnej väzby

Ako diódu som si vybral MMSZ5263B so Zenerovým napätím  $56\text{ V} \pm 5\%$ . V prípade hornej tolerančnej hranice bude výstupné napätie:

$$U_{OUT} = 56 \cdot 1,05 + 1,2 = 60\text{V} \quad (3.60)$$

### Obvod paralelného zapojenia

Regulačný obvod korekcie výstupného napätia je na obrázku 3.17. Blok  $F_{id}(p)$  je tvorený diferenciálnym zosilňovačom, ktorého výstup je priamo úmerný rozdielu výstupného prúdu meniča  $u_{MI}$  a priemerného prúdu zo spoločnej zbernice  $u_{AVG}$ . Do systému sa tak zavádza porucha, ktorá mierne koriguje napätie  $u_{FB}$  a tým aj  $u_{OUT}$ , aby sa dosiahlo prúdového vyrovnanania.



Obr. 3.17: Blokový diagram korekcie výstupného napätia pri diferencii výstupného a priemerného prúdu

Elektrická schéma bloku  $F_{id}(p)$  spolu s predradeným sumátorom je na obrázku 3.18. [1] Pokiaľ nie je menič pripojený na spoločnú zbernicu (vstup pre  $u_{AVG}$  je vo

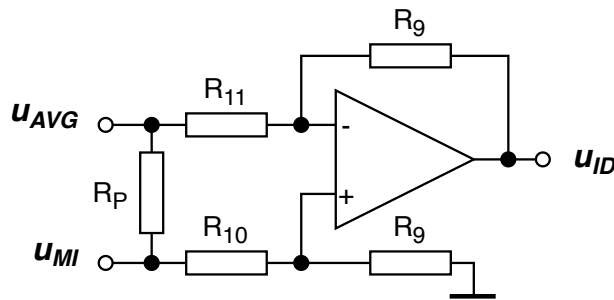
vysokej impedancii), výstupné napätie  $u_{ID}$  je rovné nule, keďže na oboch vstupoch je rovnaké napätie  $u_{MI}$ . Ak je menič pripojený na spoločnú zbernicu a  $u_{MI}$  je väčšie ako  $u_{AVG}$ , výstupné napätie  $u_{ID}$  je kladné a veľkosťou proporcionálne danému rozdielu. V tomto prípade platí známa rovnica pre diferenciálny zosilňovač:

$$U_{ID} \approx \frac{R_9}{R_{10}} \cdot (U_{MI} - U_{AVG}) \quad (3.61)$$

Aby zapojenie plnilo funkciu, ktorá bola popísaná vyššie, musia platiť dve pravidlá pre výber rezistorov,  $R_{11} + R_P = R_{10}$  a  $R_P \ll R_{11}$ .

Prvé pravidlo zaručí, že výstup  $u_{ID}$  bude rovný nule pri nepripojenom meniči na spoločnú zbernicu. V opačnom prípade by napätia na vstupoch OZ bolo rozdielne.

Druhé pravidlo sa snaží čo najviac zvýšiť rozdiel impedancie zbernice a diferenciálneho obvodu, aby sa dosiahla čo najpresnejšia hodnota priemerného prúdu na spoločnej zbernici.



Obr. 3.18: Elektrická schéma merania rozdielu výstupného a priemerného prúdu

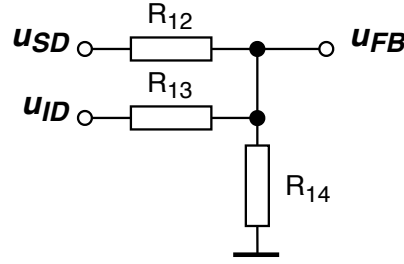
Z predchádzajúceho textu viem, že napätie  $u_{MI}$ , a tým pádom aj  $u_{AVG}$ , budú mať maximálnu veľkosť  $U_{MI(MAX)} = U_{AVG(MAX)} = 3,2$  V, čomu zodpovedá výstupný prúd  $I_{OUT(MAX)} = 3$  A. Aby som pokryl celý lineárny rozsah, volím si jednotkové zosilnenie OZ ( $U_{ID(MAX)} = 3,2$  V). Rezistorom  $R_9$  a  $R_{10}$  priradím hodnotu  $100$  k $\Omega$ . Rezistor  $R_P$  si zvolím výrazne menší, volím  $4,7$  k $\Omega$ .  $R_{11}$  tak bude musieť mať  $95,3$  k $\Omega$ .

### Sčítací člen - trojitý rezistorový delič

Akčný zásah z napätovej/prúdovej spätnej väzby a porucha tvorená rozdielom výstupného a priemerného prúdu sa sčítajú na rezistorovom deliči podľa obrázku 3.19.

Pomocou druhého Kirchhoffovho zákona zostavím rovnicu pre výstupné napätie  $U_{FB}$  (za predpokladu nulového prúdu do pinu FB z tohto uzlu):

$$U_{FB} = K_1 \cdot U_{SD} + K_2 \cdot U_{ID} \quad (3.62)$$



Obr. 3.19: Elektrická schéma trojitého rezistorového deliča

kde konštanty  $K_1$  a  $K_2$  sú:

$$K_1 = \frac{R_{13} \cdot R_{14}}{R_{12} \cdot R_{13} + R_{12} \cdot R_{14} + R_{13} \cdot R_{14}} \quad (3.63)$$

$$K_2 = \frac{R_{12} \cdot R_{14}}{R_{12} \cdot R_{13} + R_{12} \cdot R_{14} + R_{13} \cdot R_{14}} \quad (3.64)$$

Z princípu superpozície získam dve rovnice o troch neznámych rezistoroch. S jedným parametrom si tak dokážem zvoliť impedanciu daného zapojenia. Ako parameter si volím rezistor  $R_{14}$ . Po úpravách dostanem vzťahy:

$$R_{12} = \frac{R_{13} \cdot R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \cdot \left( \frac{U_{SD}}{U_{FB1}} - 1 \right) \quad (3.65)$$

$$R_{13} = R_{14} \cdot \left( 1 - \frac{U_{FB1}}{U_{SD}} \right) \cdot \left( \frac{U_{ID}}{U_{FB2}} - 2 \right) \quad (3.66)$$

kde  $U_{FB1}$  je výstupné napätie pri nulovom vstupe  $u_{ID}$  a podobne  $U_{FB2}$  je pri nulovom vstupe  $u_{SD}$ .

Pre spojenie paralelne zapojených regulačných slučiek som zvolil diódu BAT46W typu *Schottky*, z dôvodu nízkeho úbytku a rýchlej reakcie na zmeny napätia. Napätie  $U_{SD}$  bude mať veľkosť  $U_{SD} = U_S - U_D$ , kde  $U_D$  je napätový úbytok na dióde. Rovnovážny stav nastane pri  $U_{FB} = 1,2$  V. Rezistor  $R_{14}$  vypočítam na základe požadovaného prúdu  $I_F$  pretekajúceho diódou. Volím si  $I_F = 0,5$  mA, čomu zodpovedá podľa katalógového listu napätie približne  $U_D = 0,25$  V. Pri výpočte odpojím rezistor  $R_{13}$ , keďže jeho veľkosť bude o dosť väčšia ako  $R_{14}$ .

$$R_{14} = \frac{U_{FB}}{I_F} = \frac{1,2}{0,0005} = 2,4k\Omega \quad (3.67)$$

Po dosadení do rovníc 3.65 a 3.66 dostávam hodnoty zvyšných dvoch rezistorov. Maximálne napätie  $U_{FB2}$  volím 10 mV. Napätie  $U_{FB1} = 1,2$  V.

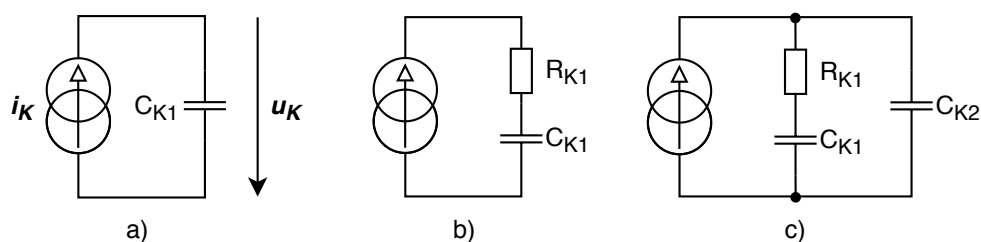
$$R_{13} = 2,4 \left( 1 - \frac{1,2}{1,6 - 0,25} \right) \left( \frac{3,2}{0,01} - 2 \right) \approx 84,8k\Omega \quad (3.68)$$

$$R_{12} = \frac{84,8 \cdot 2,4}{84,8 + 2,4} \left( \frac{1,6 - 0,25}{1,2} - 1 \right) \approx 311\Omega \quad (3.69)$$

### 3.1.4 Návrh kompenzačného obvodu

Zavedením dynamiky vo forme kompenzačného obvodu dosiahnem úpravu amplitúdovej a fázovej charakteristiky otvorenej slučky regulácie napätia. Z pohľadu návrhu pomocou frekvenčných charakteristík sa jedná o posunutie omegy rezu na čo najvyššie frekvencie pod sklonom -20 dB/dek. Dosiahne sa tak zlepšenie kvality regulácie a rýchlejšie prechodové deje.

Obvod sa skladá z určitého počtu vhodne prepojených rezistorov a kapacitorov. Tri príklady takéhoto zapojenia sú na obrázku 3.20.



Obr. 3.20: Príklady kompenzačného obvodu napätovej spätnej väzby [29]

Obvod a) je jednoduchý integrátor. Obvod b) je PI regulátor z obrázku 3.1 (pin  $V_C$ ). Obvod c) je tzv. Typ 2 Kompenzátor, a často sa používa pre regulátory s vnútornou prúdovou slučkou. Ich prenosy sú:

$$F_{K(a)}(p) = \frac{1}{pC_{K1}} \quad (3.70)$$

$$F_{K(b)}(p) = \frac{pC_{K1}R_{K1} + 1}{pC_{K1}} \quad (3.71)$$

$$F_{K(c)}(p) = \frac{pC_{K1}R_{K1} + 1}{p(pC_{K1}C_{K2}R_{K1} + C_{K1} + C_{K2})} \quad (3.72)$$

Okrem kompenzačného obvodu som si do systému zaviedol ďalšiu nulu a pól vo forme RC člena pripojeného na vstup sumátora (obrázok 3.13). Operátorový prenos môžem vypočítať z rovnice 3.56. Má tvar:

$$F_{RC}(p) = \frac{pC_{SUM}R_{SUM} + 1}{pC_{SUM}R_{SUM} + 2} \quad (3.73)$$

Návrh bude prebiehať v prostredí MATLAB/Sisotool (príloha H) metódou tvarovania frekvenčnej charakteristiky, a pozostáva zo štyroch krokov:

1. Výpočet operátorového prenosu otvorenej slučky
2. Návrh kompenzačného člena a RC obvodu
3. Overenie uzavretého systému - prechodové charakteristiky
4. Výpočet hodnôt elektronických súčiastok

## Výpočet operátorového prenosu otvorenej slučky

Menič môže pracovať v štyroch režimoch - *buck/boost* - CV/CC. Každý režim má odlišný operátorový prenos, preto bude nutné navrhovať kompenzačný obvod na štyri otvorené slučky. Ich prenosy sú podľa obrázku 3.9, 3.11 a 3.14:

$$F_{ol(buck-CV)}(p) = F_{mu}(p) \cdot F_{bu}(p) \cdot K_1 \cdot g_m \cdot F_k(p) \cdot F_{out-buck}(p) \quad (3.74)$$

$$F_{ol(boost-CV)}(p) = F_{mu}(p) \cdot F_{bu}(p) \cdot K_1 \cdot g_m \cdot F_k(p) \cdot F_{out-boost}(p) \quad (3.75)$$

$$F_{ol(buck-CC)}(p) = F_{mi}(p) \cdot F_{bi}(p) \cdot K_1 \cdot g_m \cdot F_k(p) \cdot F_{out-buck}(p) \cdot R^{-1} \quad (3.76)$$

$$F_{ol(boost-CC)}(p) = F_{mi}(p) \cdot F_{bi}(p) \cdot K_1 \cdot g_m \cdot F_k(p) \cdot F_{out-boost}(p) \cdot R^{-1} \quad (3.77)$$

Kombinovaný prenos regulátora a sústavy  $F_{out}(p)$  je závislý na veľkosti v/v napätia a odoberaného prúdu. Navrhovať kompenzátor pre celý rozsah týchto parametrov by bolo veľmi obtiažne a nad rámec tejto práce, preto si vyberám len jeden hraničný stav - maximálny odoberaný prúd  $I_{OUT(MAX)}$  a maximálny napäťový rozdiel vstup-výstup ( $U_{IN(MAX)}$  a  $U_{OUT(MIN)}$  pre režim *buck*,  $U_{IN(MIN)}$  a  $U_{OUT(MAX)}$  pre režim *boost*). Ostatné parametre už boli určené v predchádzajúcich kapitolách. Po dosadení dostávam:

$$F_{ol(buck-CV)}(p) = \frac{2,98 \cdot 10^{13} \cdot (p + 2,39 \cdot 10^5)}{(p + 1,63 \cdot 10^7)(p + 1 \cdot 10^6)(p + 7,39 \cdot 10^4)(p + 3397)} \quad (3.78)$$

$$F_{ol(boost-CV)}(p) = \frac{-2,98 \cdot 10^8 \cdot (p + 2,39 \cdot 10^5)(p - 1,94 \cdot 10^4)}{(p + 1,63 \cdot 10^7)(p + 1 \cdot 10^6)(p + 7,50 \cdot 10^4)(p + 623,4)} \quad (3.79)$$

$$F_{ol(buck-CC)}(p) = \frac{6,44 \cdot 10^{12} \cdot (p + 2,39 \cdot 10^5)}{(p + 3,38 \cdot 10^5)(p + 1 \cdot 10^6)(p + 7,39 \cdot 10^4)(p + 3397)} \quad (3.80)$$

$$F_{ol(boost-CC)}(p) = \frac{-1,23 \cdot 10^7 \cdot (p + 2,39 \cdot 10^5)(p - 1,94 \cdot 10^4)}{(p + 3,38 \cdot 10^5)(p + 1 \cdot 10^6)(p + 7,50 \cdot 10^4)(p + 623,4)} \quad (3.81)$$

Regulačná slučka korekcie výstupného prúdu z obrázku 3.17 nebude použitá pri návrhu kompenzátora, keďže vstup  $u_{AVG}$  je závislý na ostatných paralelne pripojených meničov, a určenie dynamických vlastností by bolo náročné. Overenie prebehne experimentálne. Rovnako nebude použitá slučka bezpečnostnej väzby z obrázku 3.16.

## Návrh kompenzačného členu a RC obvodu

Ako kompenzátor použijem obvod b) s prenosom 3.71. Kompenzačný obvod c) by bol zbytočne zložitý, keďže vysoké frekvencie budú prirodzene potláčané pólmi operačných zosilňovačov. Nulu a pól RC obvodu sumátoru z rovnice 3.73 si "prenesiem" do kompenzátora. Po úprave dostávam neznámy prenos kompenzátora:

$$F_K(p) = \frac{R_{K1} \cdot (p + n_1)(p + n_2)}{p(p + p_1)} \quad (3.82)$$

$$n_1 = \frac{1}{C_{K1}R_{K1}} \quad n_2 = \frac{1}{C_{SUM}R_{SUM}} \quad p_1 = \frac{2}{C_{SUM}R_{SUM}}$$

Prvou nulou som sa snažil prekryť dominantný pól, aby som dosiahol -20 dB/dek na čo najdlhšom úseku. Z prenosov otvorenej slučky je ale vidieť, že *buck* a *boost* režim ho majú rozdielny (-3397 a -623,4). Ak by som prekryl  $p = -3397$ , tak by som dosiahol slabú fázovú stabilitu pre režim *boost*. Preto volím kompromis  $n_1 = 1000$ . Táto nula musí byť rovnaká pre všetky prenosy kompenzátoru.

Nula  $n_2$  a pól  $p_1$  sú medzi sebou vzájomne previazané, a to tak že  $p_1 = 2n_1$ . Tak tiež si ich môžem zvoliť zvlášť pre režim CV a CC (dve rozdielne regulačné slučky), aj keď som to v tomto prípade nevyužil. Pri režime *buck* som nulou  $n_2$  prekryl druhý pól v poradí, a predĺžil som tak sklon amplitúdovej charakteristiky -20 dB/dek o vzdialenosť  $p_1 - n_2$ . Výsledné hodnoty sú  $n_2 = 7,39 \cdot 10^4$  a  $p_1 = 1,478 \cdot 10^5$ .

Posledným krokom bolo nastaviť statické zosilnenie. Zvolil som si  $K = 2000$ , ktoré zaručuje fázovú stabilitu väčšiu ako 40% pre všetky štyri režimy.

Grafy frekvenčných charakteristík otvorenej slučky sa nachádzajú v prílohe A. Výpočty a simulácie v programe MATLAB 2019b sú v prílohe H. Hodnoty amplitúdovej a fázovej stability sú v tabuľke 3.5. Výsledný operátorový prenos kompenzátoru a RC člena má tvar:

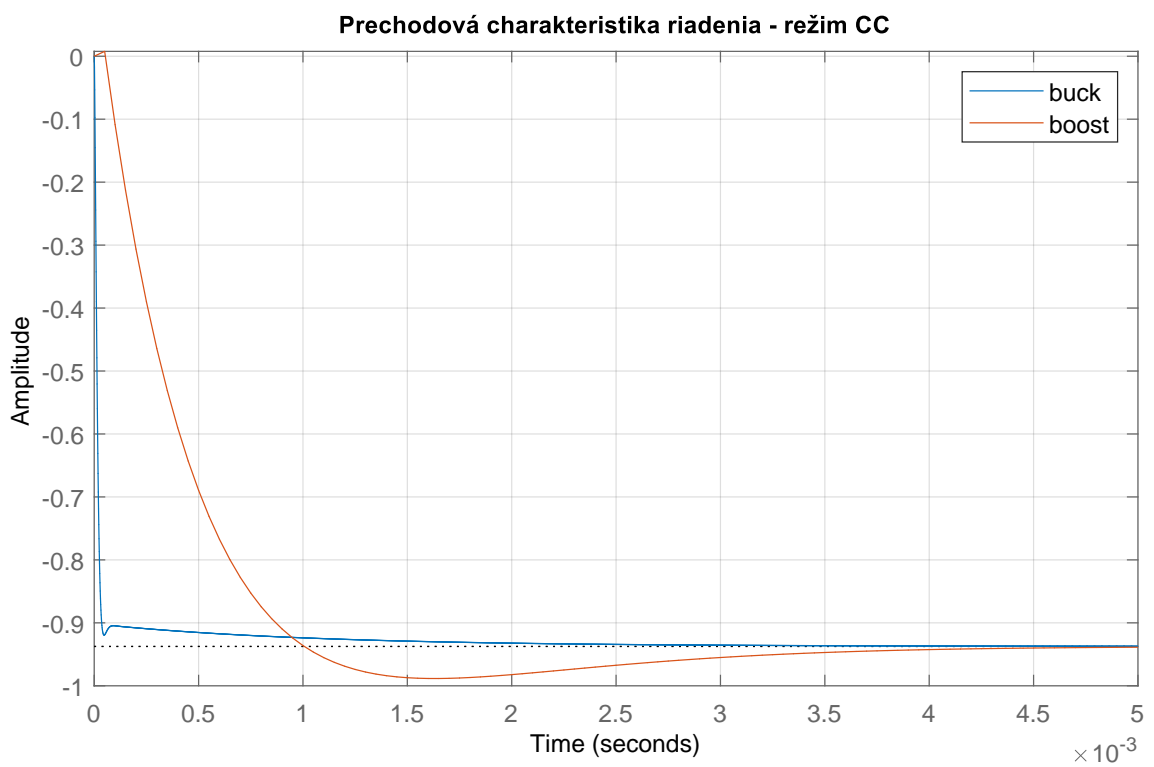
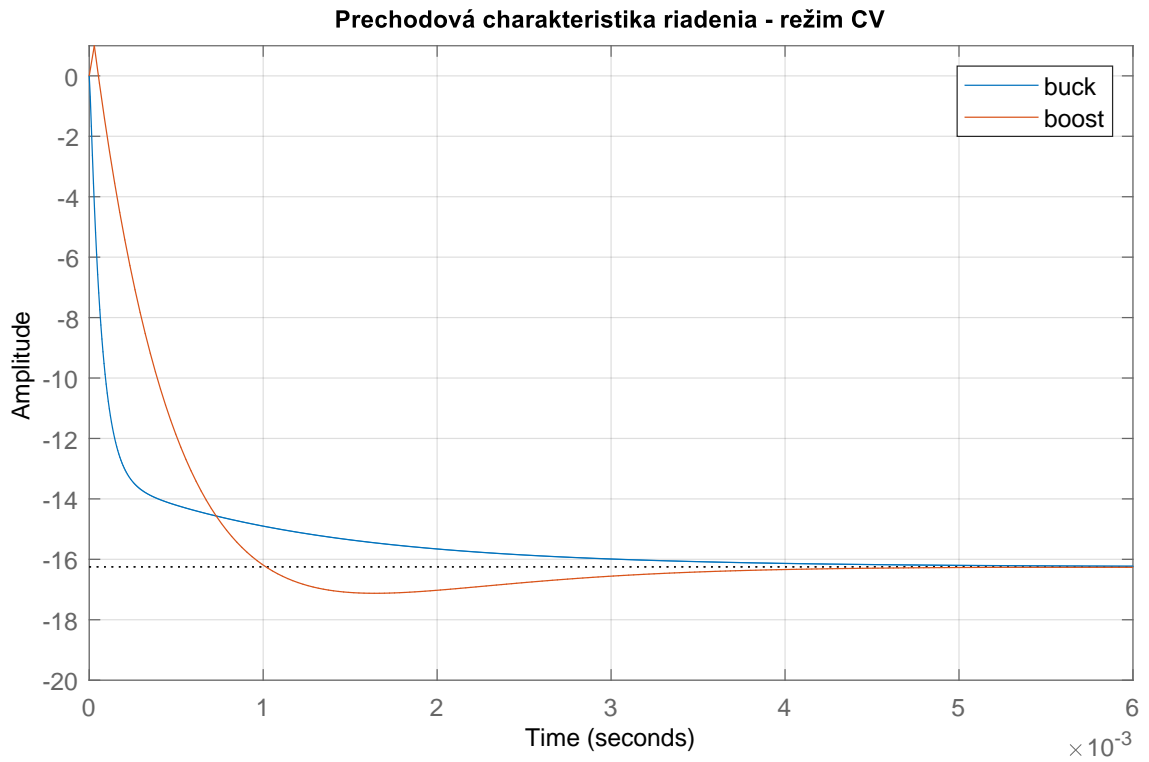
$$F_K(p) = \frac{2000(p + 1000)(p + 7,39 \cdot 10^4)}{p(p + 1,478 \cdot 10^5)} \quad (3.83)$$

Tab. 3.5: Amplitúdová a fázová bezpečnosť otvorenej slučky. Platí len pre  $I_{OUT} = I_{OUT(MAX)}$  a hraničné hodnoty v/v napätia.

Režim	Bezpečnosť	
	Amplitúdová [dB]	Fázová [°]
buck - CV	66,6	99,3
buck - CC	27,3	71,5
boost - CV	19,0	74,4
boost - CC	18,6	74,0

### Overenie uzavretého systému

Prechodové charakteristiky z riadiaceho vstupu  $u_{SETU}$  ( $u_{SETI}$ ) na výstup  $u_{OUT}$  ( $i_{OUT}$ ) sa nachádzajú na obrázku 3.21.



Obr. 3.21: Prechodové charakteristiky riadenia

## Výpočet hodnôt elektronických súčiastok

Konkrétne hodnoty el. súčiastok vypočítam z rovnice 3.82. Odpor  $R_{SUM}$  si volím 15 k $\Omega$ .

$$R_{K1} = K = 2k\Omega \quad (3.84)$$

$$C_{K1} = 1/(n_1 \cdot R_{K1}) = 1/(1000 \cdot 2000) = 500nF \quad (3.85)$$

$$C_{SUM} = 1/(n_2 \cdot R_{SUM}) = 1/(7,39 \cdot 10^4 \cdot 15000) \approx 1nF \quad (3.86)$$

### 3.1.5 Výber ostatných elektronických súčiastok

Pre plnú funkčnosť regulačného obvodu je nutné ešte vybrať, resp. vypočítať, ďalšie dôležité súčiastky, ako vstupný kondenzátor, tranzistory, a obvodové súčiastky čipu LT3790.

#### Výber vstupného kondenzátora

Hodnota vstupného kondenzátora  $C_{IN}$  závisí na maximálnom požadovanom zvlnení vstupného napätia  $U_{IN}$ . Najhoršia situácia je pri režime *buck*, kedy je vstupný prúd nespojitý a je potrebné ho filtrovať. Pri ustálenom stave systému a vypnutom tranzistore S1 (prúd tečie celý do kondenzátora) platí rovnica pre vstupný prúd:

$$I_{IN} = C_{IN} \cdot \frac{\Delta U_{IN(MAX)} \cdot f_S}{(1 - D_1)} \quad (3.87)$$

kde  $\Delta U_{IN(MAX)}$  je maximálne dovolené napätové zvlnenie,  $D_1$  je strieda spínania tranzistoru S1 a  $f_S$  je frekvencia spínania. Veľkosť ustáleného vstupného prúdu je získaná cez transformačný pomer  $I_{IN} = D_1 \cdot I_{OUT}$ . Po dosadení a osamostatnení dostávam vzťah pre minimálnu veľkosť vstupného kondenzátora:

$$C_{IN} \geq \frac{I_{OUT} \cdot (1 - D_1) \cdot D_1}{\Delta U_{IN(MAX)} \cdot f_S} \quad (3.88)$$

Funkcia má extrém pre striedu 0,5 a výstupný prúd  $I_{OUT(MAX)}$ . Platí:

$$C_{IN} \geq \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot 0,5^2}{\Delta U_{IN(MAX)} \cdot f_S} \quad (3.89)$$

Amplitúda zvlnenia nemusí byť taká kritická, ako v prípade výstupu meniča. Volím si hodnotu 200 mV. Po dosadení dostávam minimálnu veľkosť kondenzátora:

$$C_{IN} \geq \frac{3 \cdot 0,5^2}{0,2 \cdot 500 \cdot 10^3} \approx 7,5\mu F \quad (3.90)$$

Aby som potlačil zvlnenie na ESR (a mohol ho tak zanedbať), použijem paralelné pripojenie viacerých keramických kondenzátorov typu MLCC SMD s dielektrikom X5R alebo X7R, dimenzované pre maximálne napätie 100 V.

Kvôli nožnej rýchlej zmene výstupného prúdu je nutné do obvodu pridať energeticú banku vo forme elektrolytického kondenzátora na vstupe meniča. Jeho veľkosť volím z katalógového listu obvodu LT3790 ako  $C_{BULK} = 47 \mu\text{F}/60\text{V min.}$

### Výber spínaných tranzistorov

Všetky štyri tranzistory S1 až S4 budú rovnakého typu a s nasledujúcimi požiadavkami (konkrétne hodnoty niektorých veličín sú v tab. 3.1):

1. Typ MOSFET N-kanál, montáž SMD.
2. Napätie *drain-source*  $U_{DS}$  väčšie alebo rovné ako  $U_{ABS}$ .
3. Musí byť úplne otvorený pre  $U_{GS} = 5 \text{ V}$  (výstupné napätie budičov LT3790).
4. Pracovný prúd väčší ako maximálny možný prúd v obvode, ktorý som vypočítal v časti pre výber cievky:  $I_{DS} > 18 \text{ A}$ .
5. Čo najmenší odpor  $R_{DS(ON)}$  pri limitnej hodnote teploty  $t_{MAX}$ .
6. Minimálny pracovný teplotný rozsah  $t_{MIN} - t_{MAX}$ .
7. V katalógovom liste priamo definované použitie pre spínacie aplikácie - zaručene nízke časy zopnutia/rozopnutia a parazitné kapacity.

Z veľkého množstva možných tranzistorov som vybral troch predstaviteľov. Ich porovnanie je v tabuľke 3.6. Ako najvhodnejší je IRLR3636, vzhľadom na nízku hodnotu  $R_{DS}$ , malé prahové napätie  $U_{GS}$  a najnižšiu cenu.

Tab. 3.6: Porovnanie vybraných spínaných tranzistorov

Parameter		Hodnota [5, 16, 10]		
Názov		IRLR3636	DMT8012LK3	IPD068N10N3
Výrobca		Infineon	Diodes Inc.	Infineon
Napätie drain-source	$U_{DS}$	60 V	80 V	100 V
Prahové napätie gate	$U_{GS}$	2,5 V	3 V	3,5 V
Pracovný prúd	$I_{DS}$	50 A	38 A	90 A
Odpor v zopnutom stave	$R_{DS}$	6,6 m $\Omega$	22 m $\Omega$	7,1 m $\Omega$
Čas zopnutia	$t_{ON}$	45 ns	4,9 ns	19 ns
Čas rozopnutia	$t_{OFF}$	43 ns	16,5 ns	37 ns
Maximálny stratový výkon	$P_D$	143 W	60 W	150 W
Púzdro		TO252-3	TO252-3	TO252-3
Cena (www.lcsc.com)		0,83 USD	0,97 USD	1,61 USD

Straty spôsobené prechodom el. prúdu ( $I^2R$  straty) budú najväčšie pre tranzistor S1 v režime *boost* (stále otvorený). Vypočítam ich podľa vzorca z katalógového listu obvodu LT3790 ako:

$$P_{S1(BOOST)} = \left( \frac{I_{OUT} \cdot U_{OUT}}{U_{IN}} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} = \left( \frac{3 \cdot 52}{10} \right)^2 \cdot 0,0066 \approx 1,6W \quad (3.91)$$

Vo výsledku bude nutné použiť chladič, v základe ako medená plocha na DPS.

### Obvodové zapojenie LT3790

Obvodové zapojenie čipu LT3790 je prebraté z katalógového listu [11], v ktorom je aj návod na vypočítanie hodnôt el. súčiastok. Podstatné body sú:

1. Rezistor pripojený na pin RT určuje frekvenciu spínania ( $f_s = 500$  kHz). Jeho hodnota je  $45,3$  k $\Omega$ .
2. Rezistorovým deličom nastavím UVLO s rezervou na hodnotu  $U_{IN(MIN)} - 1 = 9V$ , OVLO na  $U_{IN(MAX)} - 1 = 59V$ .
3. Obmedzenie vstupného prúdu nastavím snímacím rezistorom o veľkosti  $2,5$  m $\Omega$  na hodnotu  $20$  A (str. 18 v kat. liste).
4. Veľkosť *Soft-start* kondenzátoru som určil na  $33$  nF (prebraté z referenčného zapojenia), čo predstavuje čas nábehu cca.  $2,8$  ms (str. 19 v kat. liste)

## 3.2 Kontrolný obvod

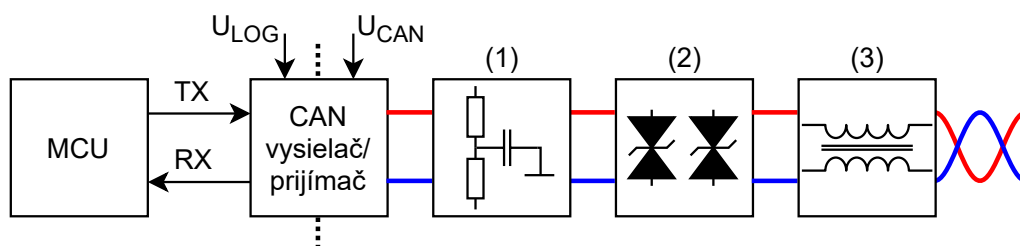
Dominantný prvok kontrolného obvodu tvorí MCU typu STM32. Pred jeho výberom je ale nutné ešte navrhnuť, resp. vybrať ostatné časti kontrolného obvodu:

1. Galvanicky oddelený CAN transceiver
2. AD prevodník pre snímanie veličín
3. Modul displeja s manuálnym ovládaním

### 3.2.1 CAN transceiver

Všeobecný popis pripojenia MCU na CAN je popísaný v kapitole 2.1.1. Podrobnejšia bloková schéma sa nachádza na obrázku 3.22. Medzi CAN vysielateľom/prijímačom a výstupným konektorom som zaradil troj-kombináciu vstupných ochrán a filtrov pre zlepšenie kvality signálu:

1. Dolno-priepustný RC filter v podobe rozdeleného ukončovacieho rezistoru o hodnote  $2 \times 60$   $\Omega$  a kondenzátoru  $1$  nF. Zvýši sa tak potlačenie vysokofrekvenčných zložiek v diferenciálnom signále.
2. 2-krát obojsmerná TVS dióda (transil) pre ochranu pred ESD a EOS. Vyrábajú sa priamo varianty pre CAN ( $2 \times$  TVS v jednom púzde, napr. ESDCAN24).
3. Dvojité tlmivka pre spoločné odrušenie signálov na diferenciálnom páre.



Obr. 3.22: Podrobnejšia bloková schéma pripojenia na CAN

IC som vyberal zo štyroch možností, ich porovnanie je v tabulke 3.7. Výber som robil na základe nutnosti galvanického oddelenia a veľkosti napätia  $U_{\text{LOG}} = 3,3 \text{ V}$  pre kompatibilitu napätových úrovní s MCU. Rozhodol som sa pre obvod ISO1050DUB vzhľadom na najnižšiu cenu, jednoduché púzdro pre spájkovanie a celkovú popularitu tohto obvodu. Nevýhodou má v podobe nižšieho izolačného napätia, avšak tento parameter nebol bližšie špecifikovaný v zadaní práce.

Tab. 3.7: Porovnanie vybraných CAN vysielateľov/prijímačov

Parameter		Hodnota [15, 23, 22, 8]			
Názov		ADM3054	ISO1050DUB	TJA1052IT	IL41050
Výrobca		Ana. Dev.	Texas Instr.	NXP Semi	NVE
Izolačné napätie (60 s)	$U_{\text{ISO}}$	5 kV <sub>RMS</sub>	2,5 kV <sub>RMS</sub>	5 kV <sub>RMS</sub>	2,5 kV <sub>RMS</sub>
Napájanie - strana CAN	$U_{\text{CAN}}$	5 V	5 V	5 V	5V
Napájanie - strana MCU	$U_{\text{LOG}}$	3,3/5 V	3,3/5 V	3-5 V	3-5,5 V
Maximálna rýchlosť prenosu		1 Mbps	1 Mbps	5 Mbps	1 Mbps
Púzdro		SOIC-16	SOP-8	SOIC-16	SOIC-16
Cena (www.lcsc.com)		3,58 USD	2,5 USD	5,16 USD	2,75 USD

### 3.2.2 AD prevodník

Na snímanie analógových veličín som sa rozhodol použiť externý diferenciálny AD prevodník z dôvodu zvýšenia presnosti merania. Základné požiadavky sú:

1. Diferenciálne vstupy – zníženie vplyvu rušenia na prírodných cestách
2. Počet vstupov – 4 (vstupné/výstupné napätie/prúd)
3. Rozlíšenie – min. 10 bit (cca. 3,2 mV z rozsahu 0 - 3,3 V)
4. Napájacie napätie – 3,3 V
5. Komunikácia – I2C (z dôvodu nízkeho počtu vodičov a nepotrebnosti extra rýchlej komunikácie)

Na výber som mal nakoniec len jeden prevodník, MCP3424 od firmy *Microchip Technology*. Jedná sa o Sigma-Delta prevodník s programovateľným rozlíšením 12-18 bitov.

### 3.2.3 Modul manuálneho ovládania

Ako zobrazovací prvok som sa rozhodol použiť hotový modul s monochromatickým OLED displejom a radičom SSD1306. Rozlíšenie je 128x32p a s MCU komunikuje po I2C zbernici (nemusím tak zabráť ďalšie piny na MCU, keďže I2C už využíva AD prevodník). Modul je na obrázku 3.23, jeho vonkajší rozmer je 38x12 mm.



Obr. 3.23: Hotový modul OLED displeja 128x64p

Pre manuálne ovládanie som zvolil štyri tlačidlá (ENTER, BACK, UP, DOWN), ktoré budú slúžiť na pohyb v menu a nastavovanie veličín. Spolu s displejom budú umiestnené na samostatnej DPS.

### 3.2.4 Výber MCU

V zadaní práce je zadaný typ MCU ako STM32 od firmy *STMicroelectronics*. Jedná sa o rodinu 32-bitových mikrokontrolérov s jadrom *ARM Cortex-M*, so širokou škálou použitia od batériových aplikácií až po najvýkonnejšie zariadenia s jadrom M7 a taktovacou frekvenciou 240 MHz. Moje minimálne požiadavky na jeho výber vychádzajú z predchádzajúcich kapitol, a sú to tieto:

1. Min. 21 v/v pinov (tabuľka 3.8)
2. Použitie čo najmenšieho púzdra, ideálne typ SMD LQFP-32
3. Požadované periférie:
  - (a) 1x CAN
  - (b) 2x DAC - nastavenie výstupného napätia/prúdu
  - (c) 1x I2C - pre displej a AD prevodník
  - (d) 2x časovač - pre synchronizáciu a generovanie hodín pre LT3790

Tab. 3.8: Zoznam potrebných pinov MCU a ich popis

Číslo	Názov	Typ	Smer	Pull R	Popis
1	PGD	Digitálny	In	Up	Power Good, vstupné napätie
2	EN	Digitálny	Out	-	En/dis LT3790
3	CCM	Digitálny	Out	-	Prepínanie CCM/DCM
4	SHORT	Digitálny	In	Up	Indikácia skratu na výstupe
5	VSET	Analógový	Out	-	Nastavenie výstupného napätia
6	ISET	Analógový	Out	-	Nastavenie výstupného prúdu
7	CAN-RX	Digitálny	In	-	CAN
8	CAN-TX	Digitálny	Out	-	
9	SWDIO	Digitálny	In/Out	-	SWD
10	SWDCLK	Digitálny	In	-	
11	SWO	Digitálny	Out	-	
12	SDA	Digitálny	In/Out	Up	I2C pre displej a AD prevodník
13	SCL	Digitálny	Out	Up	
14	SW1	Digitálny	In	Up	Manuálne ovládanie
15	SW2	Digitálny	In	Up	
16	SW3	Digitálny	In	Up	
17	SW4	Digitálny	In	Up	
18	LEDG	Digitálny	Out	-	Indikácia aktuálneho stavu
19	LEDR	Digitálny	Out	-	
20	SYNC	Digitálny	In/Out	Down	Paralelná synchronizácia
21	CLOCK	Digitálny	Out	Down	

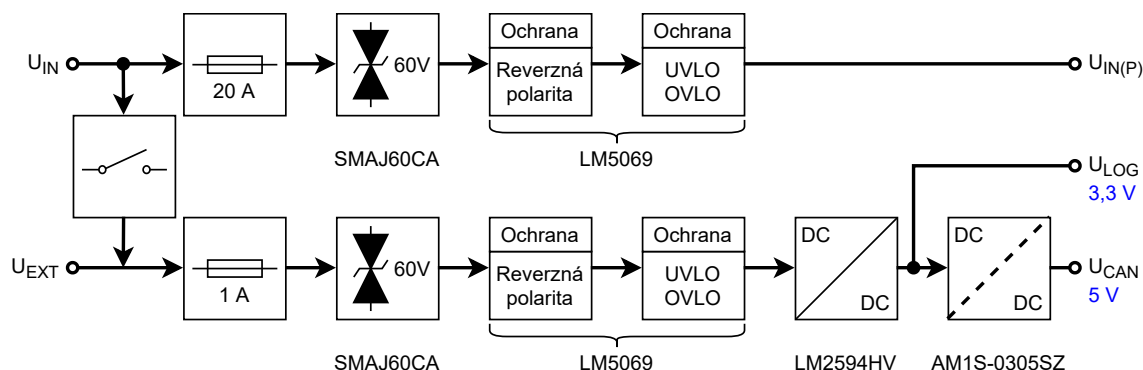
Ostatné parametre ako typ jadra, veľkosť SRAM/Flash pamäte a taktovaciu frekvenciu nedokážem určiť, keďže ešte nepoznám náročnosť programu na zdroje MCU. Pri rozhodovaní si tak vyberiem typ s väčšími zdrojmi.

Po aplikovaní minimálnych požiadaviek pri vyhľadávaní mi zostali len dve možnosti výberu - STM32F303K a STM32F334K. Keďže sa odlišujú len minimálne, použijem prvý menovaný, ktorý je viac dostupnejší a má nižšiu cenu ([www.lcsc.com](http://www.lcsc.com)). Jeho základné parametre sú [21]:

- Jadro – ARM Cortex-M4
- Max. taktovacia frekvencia – 72 MHz (PLL)
- Veľkosť pamäte Flash/RAM – 64/12 kB
- Počet I/O – 25
- Zaujímavé vlastnosti – FPU, násobenie na jeden hod. cyklus, HW delenie
- Cena ([www.lcsc.com](http://www.lcsc.com)) – 4,03 USD

### 3.3 Napájanie a vstupné ochrany

Základný popis napájacích a ochranných obvodov je v kapitolách 2.1.1, 2.1.2 a 2.2.2. Podrobnejšia bloková schéma je na obrázku 3.24.



Obr. 3.24: Podrobnejšia bloková schéma ochranných obvodov a napájania

#### 3.3.1 UVLO, OVLO a reverzná polarita

Na ochranu pred reverznou polaritou vstupného zdroja, nízkym a vysokým napätím použijem špecializovaný integrovaný obvod typu *Hot Swap controller* s označením LM5069 od firmy *Texas Instruments* [20]. Tento obvod sa normálne používa na doskách, ktoré sa vkladajú do systémov pod napätím. Externe sa k nemu pripája N-MOSFET tranzistor, slúžiaci ako spínač napájacej vetvy. Obvod má nasledujúce vlastnosti:

1. Vstupné napätie – 9 až 80 V (100 V abs. max.)
2. Nastaviteľný UVLO, OVLO
3. Nastaviteľný maximálny prúd pretekajúci tranzistorom
4. Nastaviteľný časovač zapnutia – čakanie na stabilizovanie vstupného napätia
5. Nastaviteľný maximálny stratový výkon na externom tranzistore – nutné pre obmedzenie nárazových prúdov v prípade vysokých kapacitných záťaží, mohlo by dôjsť k zničeniu tranzistora po prekročení SOA
6. Indikácia zopnutého tranzistora – výstup typu otvorený kolektor, aktívny pri zatvorenom tranzistore

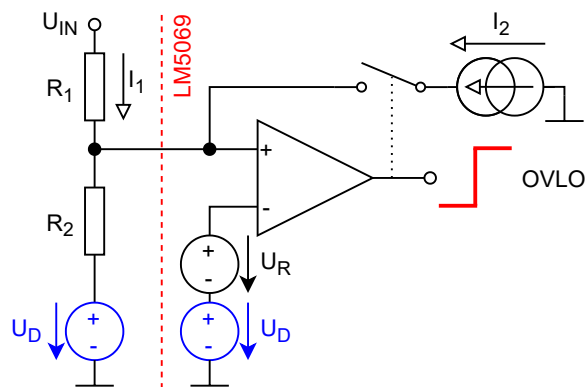
Použil som štandardné katalógové zapojenie, s miernou modifikáciou podľa [9]. Táto modifikácia pridáva diódu na pin GND a druhý tranzistor do *Back-to-back* konfigurácie. Získam tak ochranu pred reverznou polaritou vstupného napätia. Hodnoty obvodových el. súčiastok som vypočítal podľa návodu v katalógovom liste. Parametre boli nastavené na tieto hodnoty:

Tab. 3.9: Nastavené parametre obvodu LM5069

Parameter	Hodnota	
Napätová vetva	$U_{IN}$ (hlavná)	$U_{EXT}$ (logické obvody)
OVLO	54,2 - 56,3 V	54,2 - 56,3 V
UVLO	9 V	9 V
Max. prúd	20 A	1 A
Čas zapnutia	73 ms	342 ms
Max. stratový výkon	120 W	4 W

Nastavenie UVLO som vyradil z dôvodu jeho nepotrebnosti, keďže sa už nachádza pri obvode LT3790 a u druhej napätovej vetvy  $U_{EXT}$  nie je potrebný. Spodná hranica napätia je tak nastavená interným obvodom na hodnotu 9 V ( $POR_{EN}$  parameter v katalógovom liste, zvýšený o 0,6 V kvôli dióde).

Vzorec pre vypočítanie OVLO rezistorov si musím odvodiť sám z dôvodu pridania diódy medzi pin GND a zem. Platí schéma podľa katalógového listu na obrázku 3.25. Na invertujúci vstup komparátora je pripojená vnútorná referencia  $U_R = 2,5$  V, ktorá je ešte zvýšená o napätový úbytok na dióde  $U_D = 0,6$  V (typ 1N4148, predpokladaná spotreba obvodu LM5069 cca. 1 mA, čomu odpovedá napätový úbytok na dióde cca. 0,6 V). Prúdový zdroj  $I_2$  vytvára hysterézu.



Obr. 3.25: Zapojenie OVLO pri obvode LM5069

Z 2. Kirchhoffovho zákona pre napätie na neinvertujúcom vstupe v čase preklopenia komparátora platí:

$$U_R + U_D = U_D + R_2 \cdot I_1 = U_D + R_2 \cdot \left( \frac{U_{INH} - U_R - U_D}{R_1} \right) \quad (3.92)$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{U_R}{U_{INH} - U_R - U_D} \quad (3.93)$$

kde  $U_{INH}$  je horná hranica hysteréznej krivky a jej veľkosť je 56,3 V (podľa tabuľky 3.9). Pre dolnú hranicu OVLO platí:

$$U_R + U_D = U_D + R_2 \cdot (I_1 + I_2) = U_D + R_2 \cdot \left( \frac{U_{INL} - U_R - U_D}{R_1} + I_2 \right) \quad (3.94)$$

kde  $U_{INL} = 54,2$  V je dolná hranica OVLO a veľkosť  $I_2$  je podľa katalógového listu 21  $\mu$ A. Po dosadení rovnice 3.93 do 3.94 a osamostatnení  $R_1$  dostávam:

$$R_1 = \frac{U_{INH} - U_{INL}}{I_2} \quad (3.95)$$

Následným dosadením konkrétnych hodnôt vypočítam veľkosti oboch rezistorov:

$$R_1 = \frac{56,3 - 54,2}{21 \cdot 10^{-6}} = 100k\Omega \quad (3.96)$$

$$R_2 = 100 \cdot \frac{2,5}{56,3 - 2,5 - 0,6} \approx 4,7k\Omega \quad (3.97)$$

Pred obvodom LM5069 je zapojený bipolárny transil SMAJ60CA, ktorý plní dve úlohy:

1. Ochrana pred vysokým impulzným napätím (ESD) na prírodných vodičoch.
2. Ochrana pred pripojením trvalého vysokého napätia na vstup meniča - v prípade prekročenia prirazného napätia cca. 67 V dôjde k rapidnému zvýšeniu odoberaného prúdu a po určitom čase zareaguje predradená poistka. Keďže transil nie je bežne stavaný na takéto zaťaženie, s najväčšou pravdepodobnosťou dôjde aj k jeho zničeniu (podľa katalógového listu prejde do trvalého skratu, čo je v mojom prípade výhoda).

Takouto kombináciou poistky, SMAJ60CA a LM5069 som docielil ochranu pred pripojením "akokoľvek veľkého" vstupného napätia, za cenu zničenia len max. dvoch el. súčiastok.

### 3.3.2 Napäťový zdroj 3,3 V

Požiadavky na výber DC/DC meniča pre 3,3 V napájaciu vetvu sú:

1. Max. vstupné napätie – 60 V, rovnaké ako v prípade obvodu LT3790, keďže sú na to nastavené vstupné ochranné obvody
2. Výstupné napätie – 3,3 V
3. Výstupný prúd – min. 368 mA (tabuľka 3.10)

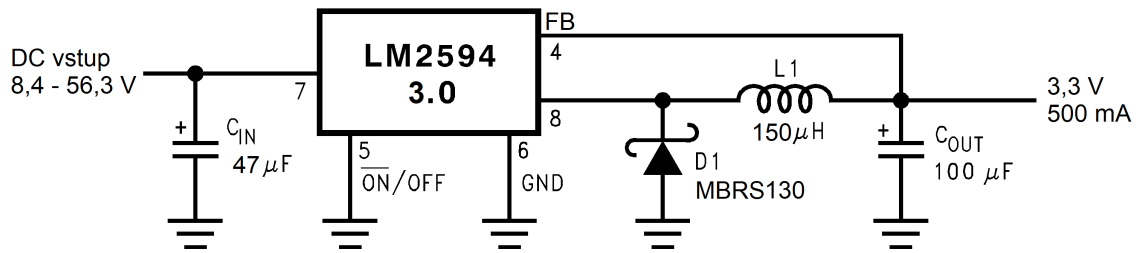
Tab. 3.10: Prúdová spotreba vybraných el. súčiastok

Obvod	Ks.	Spotreba (mA)		Poznámky/podmienky pri meraní
		1 kus	celková	
ISO1050	1	115	115	CAN aj MCU, CAN prepočítaná pomerom 5/3,3
MCP3424	1	0,135	0,135	kontinuálna konverzia
STM32	1	77,9	77,9	$f_{HCLK} = 72 \text{ MHz}$ , $V_{DD} = 3,6 \text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$
Displej	1	25	25	experimentálne zmeraný pri plnom rozsvietení
LED	2	13	26	$U_{LED} = 2 \text{ V}$ , $R = 100 \text{ ohm}$
OPA(2)348	7	0,065	0,455	1 kus = 1 kanál
Celková spotreba		245 mA		
<b>S rezervou K=1,5</b>		<b>368 mA</b>		

Ako najvhodnejší mi prišiel obvod LM2594HV od firmy *Texas Instruments* [24], z dôvodu jednoduchého obvodového zapojenia s minimálnym počtom el. súčiastok (obr. 3.26) a veľkej popularity. Na výber som mal aj obvody typu *Constant On-Time Buck Regulator* (napr. LM5017, LM5164), ktoré sú výrazne lacnejšie, avšak používajú zložitý filter pre spätnú väzbu a tým aj väčšie množstvo súčiastok a majú zložitejší návrh. Základné parametre obvodu LM2594HV:

1. Typ meniča – asynchrónny buck DC/DC menič, interný tranzistor
2. Max. vstupné napätie – 60 V
3. Výstupné napätie – 3,3 V (LM2594HV-3.3 verzia)
4. Max. výstupný prúd – 500 mA
5. Spínacia frekvencia – 150 kHz
6. Integrované ochrany – obmedzenie prúdu a tepelná poistka
7. Púzdro – SOIC-8
8. Cena (www.lcsc.com) – 5,66 USD

Hodnoty elektronických súčiastok som vyberal na základe doporučení v katalógovom liste obvodu LM2594. Vstupný kondenzátor je elektrolytický s nízkou hodnotou ESR pre spínacie aplikácie. Výstupný kondenzátor je tantalový.



Obr. 3.26: El. schéma zapojenia obvodu LM2594

### 3.3.3 Napätový zdroj pre CAN

Pre CAN *transceiver* som zvolil galvanicky oddelený DC/DC menič AM1S-0305SZ od firmy Aimtec [28], ktorý konvertuje 3,3 V na 5 V pre napájanie CAN strany. Maximálny výstupný prúd je 200 mA, čo podľa katalógového listu bezproblémovo stačí. Izolačné napätie je 1000 V. Menič nepotrebuje žiadne obvodové el. súčiastky.

## 3.4 Návrh DPS

Pre návrh DPS som použil program KiCAD-PCBnew v5.1.4. Parametre DPS podliehajú požiadavkám výrobcu dosky, v mojom prípade firma *JLPCB* (jlcpcb.com) sídliaca v Číne. Niektoré podstatné parametre potrebné pri softvérovom návrhu sú:

1. Maximálny rozmer dosky – 100x100 mm (cena len 2 USD za 5 kusov)
2. Počet vrstiev – 2
3. Minimálna veľkosť prepoja – 0,3/0,6 mm (diera/priemer)
4. Minimálna šírka cesty – 0,127 mm
5. Minimálna vzdialenosť medzi cestami – 0,127 mm
6. Minimálna vzdialenosť cesty k okraju dosky – 0,2 mm

Výsledný rozmer dosky je 85x100 mm so súčiastkami na vrchnej strane. Väčšina súčiastok je typu SMD, konektory a hliníkové elektrolytické kondenzátory sú THT. Bežné rezistory a MLCC kondenzátory majú veľkosť 0603, ktorú považujem za najmenšiu možnú pre ešte jednoduché ručné spájkovanie. V prípade strojovej výroby by sa použili menšie varianty. Pri výbere integrovaných obvodov som vylúčil BGA púzdra. Súčiastky sú zoskupené do logických blokov podľa schémy, pre zaručenie čo najkratších ciest. Zároveň sú rozmiestnené tak, aby spĺňali aj určitú estetickú funkciu.

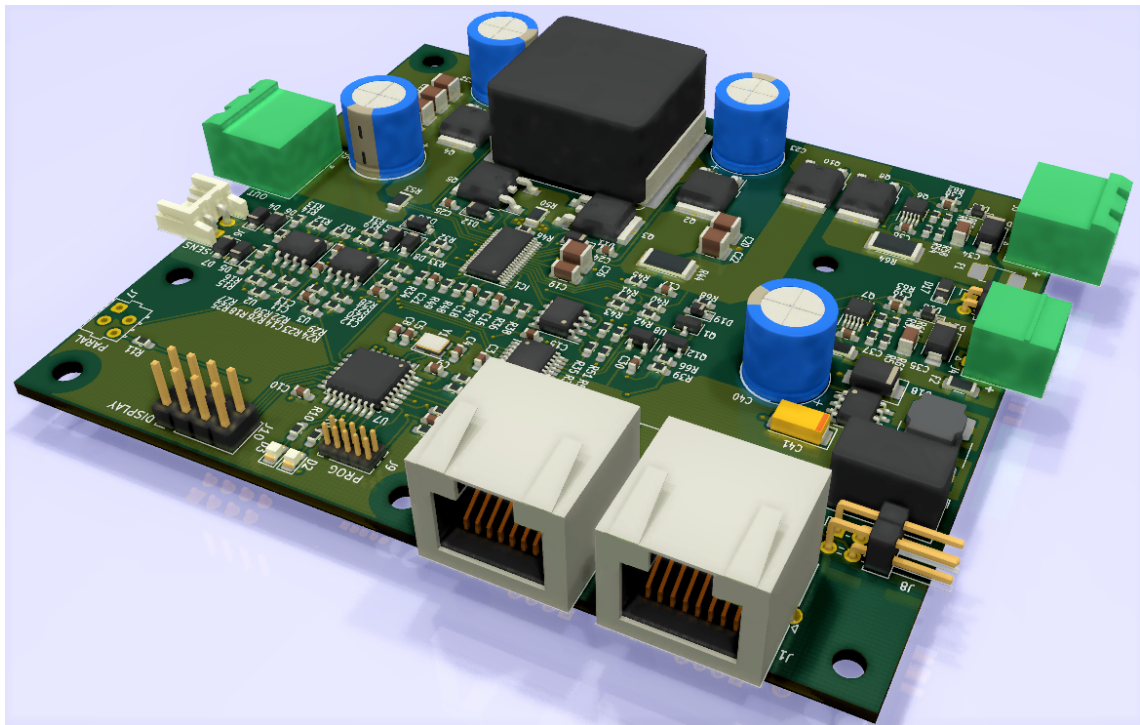
U obvodu LT3790 je zaistený odvod tepla spodnou plôškou, pripojenou cez prepoje do vrstvy GND. Rovnako je to spravené aj pri výkonových kondenzátoroch, ktoré majú na spodnej strane vytvorené medené plochy pre chladenie.

Analógová (výkonová) a digitálna časť majú vlastnú zem na spodnej strane dosky, spojenú v jednom bode blízko vstupných konektorov. Obvody CAN sú úplne galvanicky oddelené od zvyšku dosky.

Vodiče sa ku konektorom pripájajú z boku dosky, je tak zaručené jednoduché skladanie viacerých modulov nad seba. Všetky konektory využívajú pripojovací systém bez nutnosti skrutkovania. Výkonové konektory sú dimenzované na maximálny prúd 16 A.

Na doske sa nachádza 6 dier s priemerom 3,2 mm pre závit M3. Štyri z nich sú určené na spojenie s krabičkou, prípadne s ďalším modulom cez dištančné stĺpiky. Dve (H5 a H6) sú určené na pripojenie modulu displeja.

Predlohy plošných spojov a osadzovacie plány sa nachádzajú v prílohe D. 3D model je zobrazený na obrázku 3.27.



Obr. 3.27: Doska plošných spojov v 3D

## 4 Návrh programu pre MCU

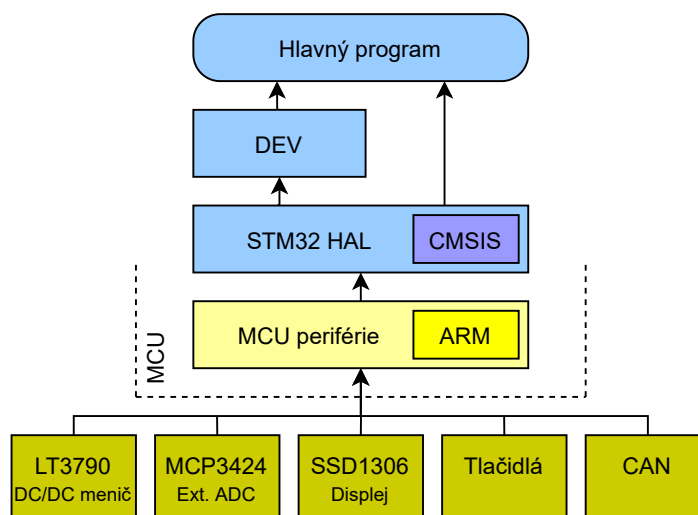
Pre návrh programu som si zvolil integrované vývojové prostredie Eclipse, konkrétne jeho odvodený variant STM32CubeIDE, spravovaný firmou *STMicroelectronics* [32]. Má v sebe zahrnuté všetky potrebné nástroje na vývoj programu pre MCU typu STM32, čo značne urýchľuje vývojový proces. Základné vlastnosti sú:

- Vytváranie projektu priamo pre konkrétny typ MCU, automatické priradenie potrebných zdrojových súborov
- Zabudovaný kompilátor a linker GNU C/C++, *debugger* GDB
- Podpora ST-LINK programátora
- Podpora rozšírení pre *Eclipse*
- Multi-OS: Windows, Linux, macOS

Zaujímavá vlastnosť je automatické generovanie kódu pre konkrétny MCU. V grafickom prostredí sa povolia a nastaví potrebné periférie a zdroje hodín, následne sa vygeneruje inicializačný kód v podobe HAL, dodávaný priamo od *STMicroelectronics*. Výrazne sa tak zjednoduší a zrýchli proces návrhu kódu, avšak za cenu väčšej náročnosti na veľkosť pamäte a rýchlosti programu. V prípade sériovo vyrábaného produktu by sa prešlo na optimálnejšiu variantu. Programovací jazyk je C.

### 4.1 Vrstvová štruktúra programu

Základná štruktúra programu a viazanosť na externé zariadenia sa nachádza na obrázku 4.1.



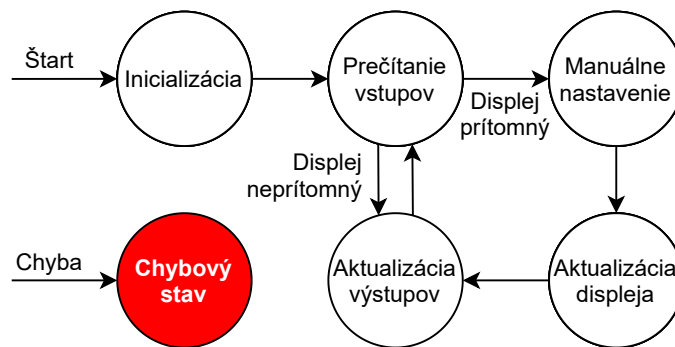
Obr. 4.1: Vrstvová štruktúra programu pre MCU

Najnižšiu vrstvu tvoria registre ARM jadra a periférií. Pre môj program sú využité periférie CAN, I2C (displej a ADC), DAC (nastavenie výstupného napätia a prúdu), GPIO a TIM (časovač). Ich nastavenie je cez užívateľské grafické rozhranie, spolu s rozvodom hodín a NVIC. Taktovacia frekvencia má veľkosť 60 MHz a je odvodená od externého kryštálu 12 MHz s použitím internej PLL.

Z hlavného programu prístupujem k perifériám nepriamo cez HAL. Vznikne tak *interface* nezávislý na type MCU, a v prípade potreby môžem môj program jednoducho preniesť na iný čip z rodiny STM32. Každá periféria má svoj hlavičkový a zdrojový súbor. Základom je štruktúra s názvom `struct XXX_HandleTypeDef` (kde XXX je napr. CAN), ktorá v sebe zahrňuje ukazateľ na registrové pole a pomocné privátne premenné. Následne sa k periférií prístupuje cez funkcie, kde prvý parameter je ukazateľ na vytvorenú inštanciu štruktúry.

Vrstva DEV (*devices*) slúži ako abstrakcia pripojených vonkajších zariadení, a prakticky kopíruje najnižších 5 blokov z obrázku 4.1. Zvolil som podobnú stratégiu ako pri ovládačoch HAL, tzn. základná štruktúra `struct DEV_XXX` (kde XXX je napr. MCP3424) a následný prístup cez funkcie. Bližšie sa budem každému zariadeniu venovať v najbližších kapitolách.

Najvyššiu vrstvu tvorí hlavný program, ktorý po inicializácii HAL a DEV vrstvy prejde do slučky podľa obrázku 4.2.



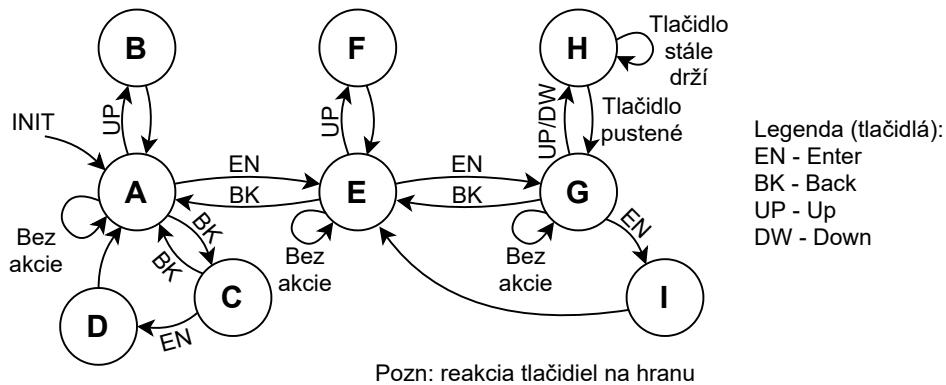
Obr. 4.2: Hlavná programová slučka

Na začiatku každého cyklu sa prečítajú vstupy (hodnoty el. napätia, el. prúdu, tlačidiel atď.) a uložia sa do programových premenných. K týmto premenným má prístup užívateľ, ktorý ich môže čítať a zapisovať cez CAN. Tento užívateľský prístup nie je zahrnutý v hlavnom programe, pretože beží “na pozadí” v rutine prerušenia (bližšie popísané v kapitole 4.1.5).

Ak sa pri inicializácii zistila prítomnosť modulu displeja (OLED displej a tlačidlá), prejde sa na manuálne nastavenie. V opačnom prípade dôjde priamo k nastaveniu výstupov podľa aktuálnych hodnôt programových premenných (požadované

výstupné napätie/prúd, povolenie meniča atď.)

Na manuálne nastavenie niektorých parametrov som vytvoril jednoduché menu, v ktorom sa pohybujem pomocou tlačidiel. Ak sa aktuálne nenachádzam v menu, displej zobrazuje aktuálnu hodnotu v/v napätia, prúdu a výkonu. Platí zjednodušený stavový automat podľa obrázku 4.3. Prechod medzi stavmi je vykonávaný v jednom cykle hlavného programu (neblokujúci režim).



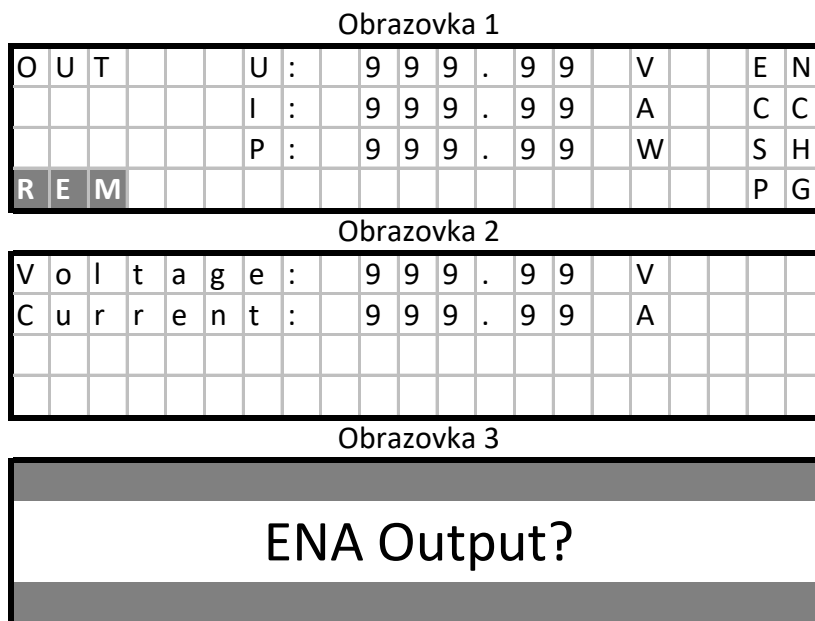
Obr. 4.3: Stavový automat manuálneho nastavenia parametrov

Vysvetlenie jednotlivých stavov:

- (A) Aktualizácia hlavnej obrazovky – v/v napätie, prúd, výkon, status meniča
- (B) Prepnutie hlavnej obrazovky – vstupné alebo výstupné parametre
- (C) Zobrazenie výzvy “EN/DIS Output?”
- (D) Inverzia programového parametra *enable* – vypnutie/zapnutie meniča
- (E) Zobrazenie menu obrazovku, zvýraznenie aktuálnej položky
- (F) Posunutie na nasledujúcu položku
- (G) Čakanie na editovanie vybraného parametra
- (H) Zvýšenie/zníženie hodnoty parametra, až pokiaľ tlačidlo nepustím
- (I) Uloženie novej hodnoty parametra

Aktualizácia displeja prebieha každých 150 ms. Po I2C zbernici sa pošle matica pixelov aktuálnej obrazovky do RAM pamäte ovládača displeja. Celkovo pracujem tromi obrazovkami, ich vzor je na obrázku 4.4.

Obrazovka 1 zobrazuje aktuálne hodnoty výstupného (“OUT”) alebo vstupného (“IN”) el. napätia, prúdu a výkonu. V ľavom dolnom rohu je indikácia pripojenia na zbernicu CAN (“REM” ako *remote*). Na ľavej strane sa nachádza indikácia zapnutého meniča (“EN”), aktívneho režimu CC (“CC”), skratu na výstupe (“SH”) a správneho vstupného napätia (“PG”). Obrazovka 2 je určená pre editovanie parametrov meniča. Obrazovka 3 sa zobrazí pri pokuse o manuálne zapnutie (“ENA”) alebo vypnutie (“DIS”) meniča.



Obr. 4.4: Používané vzory obrazoviek

Ak dôjde k závažnej chybe, program prejde do chybového stavu. Zablokujú sa prerušenia, výstup meniča sa odpojí, zelená LED zhasne a červená sa rozsvieti. Užívateľ musí manuálne odpojiť a opätovne pripojiť vstupné napájanie pre začatie inicializácie.

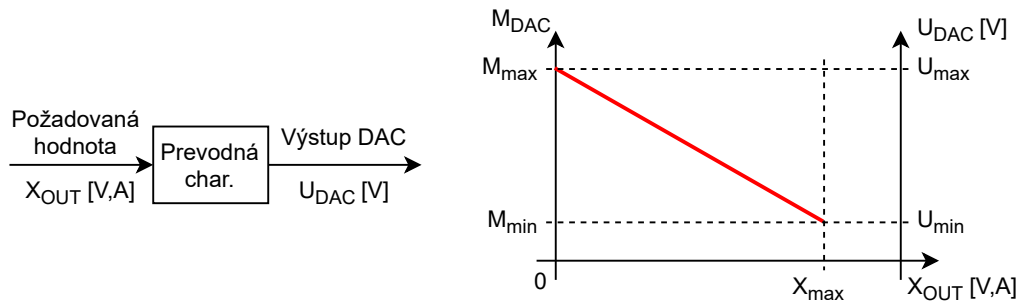
Závažná chyba môže byť hardvérová (zničený externý ADC) alebo softvérová (ne-možnosť nastavovať periférie, zaseknutá komunikácia, chyby programu atď.). Pokiaľ sa chyba opakuje aj po opätovnom spustení zariadenia, je možné pomocou ST-LINK zaznamenávať informačné správy zo SWO výstupu, prípadne rovno začať *debugging*. V praxi by sa s najväčšou pravdepodobnosť rovno vymenil celý menič.

#### 4.1.1 Riadenie obvodu LT3790

Integrovaný obvod LT3790 ovládam z MCU pomocou 4 signálov, EN, CCM, VSET a ISET (tabuľka 3.8). Prvé dva menované sú digitálne výstupy, ktorými zapínam/vypínam obvod LT3790 a mením jeho režim CCM/DCM. Ďalšie dva sú analógové výstupy, nastavujem nimi požadované výstupné el. napätie a prúd.

MCU STM32F303 má tri 12 bitové DAC kanály, pre moju aplikáciu sú využité dva z nich. Rozlíšenie DAC je približne 0,81 mV pri napätovej referencii  $U_{REF} = 3,3 \text{ V}$  (vstup MCU VDDA). Pri prevode platí nepriama úmera medzi napätím DAC a hodnotou nastavenej výstupnej veličiny podľa obrázku 4.5.

Veličina  $X_{OUT}$  je požadovaná hodnota na výstupe meniča ( $U_{OUT}$  alebo  $I_{OUT}$ ),  $M_{DAC}$  je nastavená digitálna hodnota prevodníku v maximálnom rozsahu 0 – 4095



Obr. 4.5: Prevodná charakteristika DAC

a  $U_{DAC}$  je výstup prevodníku v maximálnom rozsahu 0 – 3,3 V, pri ktorom platí  $U_{DAC} = M_{DAC} \cdot U_{REF}/2^{12}$ . Medzi veličinami platí prevodná rovnica:

$$M_{DAC} = -\frac{M_{max} - M_{min}}{X_{max}} \cdot X_{OUT} + M_{max} \quad (4.1)$$

kde  $X_{max} = 52$  V (resp. 3 A),  $M_{min} = 0$  a  $M_{max} = 3972$  (pri  $U_{max} = 3,2$  V, ako to bolo definované v návrhu elektrickej schémy). Vzhľadom na toleranciu el. súčiastok a napäťovej referencie bude nutné hodnoty  $M_{min}$  a  $M_{max}$  kalibrovať, a to minimálne pri výrobe meniča.

V samotnom programe sú v hlavičkovom súbore *lt3790.h* definované 4 *inline* funkcie, ktoré kopírujú definície v predchádzajúcom texte. Ako prvý argument je ukazateľ na štruktúru zariadenia `struct DEV_LT3790`, ktorá bola na začiatku programu inicializovaná pomocou funkcie `DEV_LT3790_Init()`. Druhý argument je logická hodnota alebo 16-bitové slovo s veľkosťou výstupnej veličiny v mV, resp. mA.

### 4.1.2 Čítanie z prevodníku MCP3424

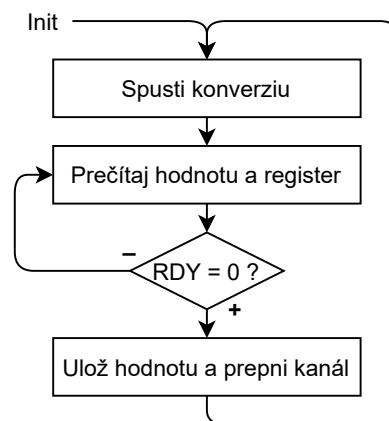
Externý ADC MCP3424 [6] komunikuje s MCU cez I2C zbernicu. Má jediný 8-bitový konfiguračný register (tabuľka 4.1).

Zápis do registru je vo forme štandardnej I2C správy - adresa a nová hodnota registru. Pri čítaní sa najskôr vysunie konvertovaná hodnota napätia o veľkosti 2 až 3 bajty (závisí na nastavení rozlíšenia), nasledovaná aktuálnou hodnotou konfiguračného registra. Ak je hodnota bitu RDY v prečítanom registri nula, konverzia bola dokončená a dáta ktoré som prečítal sú validné. V opačnom prípade pokračujem v opätovnom čítaní (obrázok 4.6).

V zdrojových súboroch *mcp3424.h/c* sú definované funkcie pre prácu s týmto prevodníkom. Po spustení programu je nutné zavolať funkciu `DEV_MCP3424_Init()`, ktorou inicializujem hlavnú dátovú štruktúru `struct DEV_MCP3424` a nastavím požadované rozlíšenie a zosilnenie. Funkciou `DEV_MCP3424_Start()` spustím prenos pre

Tab. 4.1: Konfiguračný register externého ADC MCP3424

Bit	Názov	Popis
0	RDY	Zapísaním '1' začne novú konverziu (jednorázový režim). Ak je jeho hodnota po prečítaní '0', konverzia je dokončená.
1	C1	Výber kanálu 1-4, binárne 00, 01, 10 a 11.
2	C0	
3	O/C	'0' pre kontinuálny režim, '1' pre jednorázový režim.
4	S1	Výber frekvencie vzorkovania (SPS), resp. rozlíšenie: 00: 240 (12b), 01: 60 (14b), 10: 15 (16b), 11: 3,75 (18b)
5	S0	
6	G1	Interné zosilnenie: 00: x1, 01: x2, 10: x4, 11: x8
7	G0	



Obr. 4.6: Cyklus čítania z ADC MCP3424

konkrétny kanál v kontinuálnom alebo jednorázovom režime. Výsledné dáta môžem čítať vo forme binárneho kódu (`DEV_MCP3424_Read_Raw()`) alebo priamo v hodnote el. napätia (`DEV_MCP3424_Read()`).

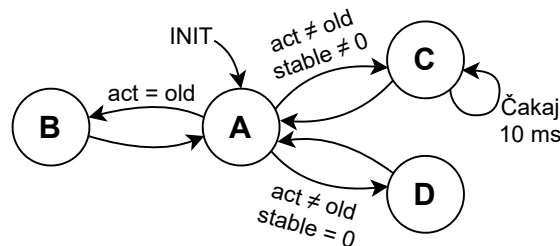
Adresa prevodníku je 7-bitová, jej binárna hodnota je 1101000b. Prvé 4 bity (od MSB) sú pevne dané, posledné 3 sú nastavené externe (v mojom prípade sú pripojené ku GND). V programe som použil konfiguráciu 240 SPS (12b), bez vstupného zosilnenia (x1).

### 4.1.3 Čítanie stavu tlačidiel

Kvôli softvérovému ošetreniu zámkitov a indikácií hrany som sa rozhodol zaradiť tlačidlo do DEV vrstvy. Programový kód sa nachádza v súboroch *button.h/c*.

Funkciou `DEV_Button_Init()` inicializujem štruktúru `struct DEV_Button` a priradím jej GPIO port a pin. Následne môžem funkciou `DEV_Button_State()` čítať stav tlačidla – RESET, SET, RISING alebo FALLING.

Vo funkcií `DEV_Button_Update_State()` sa vykonáva detekcia jednotlivých stavov tlačidla. Je v nej implementovaný stavový automat podľa obrázku 4.7. Funkcia sa volá z hlavnej programovej slučky (čítanie vstupov) a prechod medzi stavmi nastáva raz za jednu iteráciu hlavného programu. Nie sú použité prerušenia.



Obr. 4.7: Stavový automat tlačidiel - *debounce* a detekcia hrany

V stave **A** sa číta aktuálna (*act*) hodnota vstupného pinu. Ak je rovnaká ako stará uložená (*old*), prejde sa do stavu **B**, kde sa resetuje počítadlo *stable* na hodnotu *N*. Táto hodnota udáva počet vzoriek, po ktorých musí mať pin rovnakú hodnotu (napr  $N = 3$ ). Čakanie na jednu vzorku je v stave **C**, do ktorého sa prejde pri zmene aktuálnej hodnoty pinu. Zároveň sa v tomto stave dekrementuje hodnota počítadla *stable*. Ak *stable* = 0 a aktuálna hodnota pinu je stále rozdielna, prejde sa do stavu **D**. V ňom sa uloží nová hodnota do premennej *old* a nastaví sa *stable* na veľkosť *N*. Stav **D** zároveň slúži na detekciu hrany.

#### 4.1.4 Zobrazovanie na OLED displej

SSD1306 je radič pre monochromatické OLED displeje s maximálnym rozlíšením 128x64 pixelov. K dispozícii je niekoľko užívateľských *open-source* knižníc pre prácu s týmto radičom a STM32 HAL vrstvou. Vybral som si hotovú knižnicu [31], ktorú som mierne upravil pre moje potreby a optimalizoval.

Funkciou `DEV_SSD1306_Init()` inicializujem displej do stavu, kedy môže začať prijímať dáta a zobrazovať ich na obrazovku. V programe je staticky alokované 512 bajtové pole, kde jeden bit predstavuje jeden pixel z matice 128x32. Funkciami `DEV_SSD1306_WriteChar()` a `EV_SSD1306_WriteString()` nastavujem jednotlivé bajty v poli podľa definovaného fondu. Následne s `DEV_SSD1306_UpdateScreen()` spustím I2C zápis celého pola do RAM pamäte radiča SSD1306. Používam dva fonty o veľkosti 6x8 a 8x16 pixelov, získané z [30].

Do knižnice som pridal možnosť viacerých obrazoviek (N-krát 512 bajtové pole), medzi ktorými dokážem rýchlo prepínať pomocou `DEV_SD1306_SwitchScreen()`. Nemusím tak neustále prepisovať prípadné statické texty.

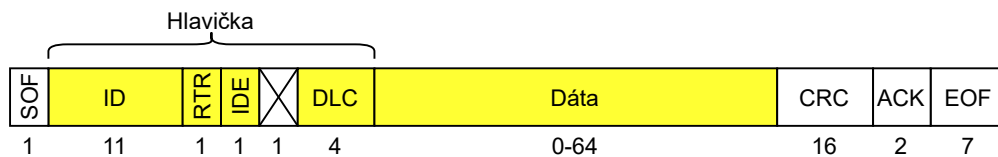
#### 4.1.5 Komunikácia po CAN

CAN je sériová zbernica typu *half-duplex*, kde sa všetky zariadenia pripájajú na spoločnú dátovú linku. Prenos dát je vo forme správ. Každá správa obsahuje hlavičku a dáta. Zariadenie ktoré aktuálne vysielá je *master*, ostatné sú *slaves*. V jeden čas môže vysielat len jedno zariadenie. V opačnom prípade sa využije nedeštruktívna bitová arbitračná metóda – prístup k zbernici dostane zariadenie s nižšou hodnotou identifikátora správy (má väčšiu prioritu). Ostatné zariadenia prerušia svoj prenos a zopakujú ho po uvoľnení zbernice. [4]

Norma ISO 11898 definuje dve komunikačné vrstvy pre zbernicu CAN – fyzickú a prenosovú. Obe vrstvy sú implementované už v samotnej CAN periférii MCU STM32, užívateľ len nastavuje z programu jednotlivé registre prostredníctvom HAL. Základné vlastnosti periférie sú: [21]

1. Maximálna prenosová rýchlosť – 1 Mbit/s
2. Výstupný/vstupný zásobník – 3/6 správ
3. Počet filtrových baniek – 14
4. Možnosť prerušenia pri prijatí správy a úspešnom odoslaní správy
5. *Loopback* mód pre jednoduché testovanie

Z pohľadu softvéru je podstatná prenosová vrstva, ktorá definuje bitový tvar správy (*frame*) z obrázku 4.8. Pre jednoduchosť predpokladám len verziu CAN 2.0A s 11-bitovým identifikátorom. K zvýrazneným poliam mám priamo prístup z programu, ostatné časti počíta a dopĺňa periféria.



Obr. 4.8: Štruktúra CAN 2.0A správy s počtom bitov pre jednotlivé polia

Význam zvýraznených častí:

- ID – Identifikátor správy
- RTR – Rozlíšenie dátovej a *remote* správy
- IDE – Typ identifikátora ('0' pre štandardný 11 bitový identifikátor)

- DLC – Počet dátových bajtov (0-8)
- Dáta – Prenášané dáta (0-8 bajtov)

Pre poslanie správy zavolám HAL funkciu `HAL_CAN_AddTxMessage()`, ktorej dva hlavné parametre sú hlavička `struct CAN_TxHeaderTypeDef` a samotné dátové pole. Funkcia je neblokujúca, len uloží správu do interného zásobníku a nastaví požiadavku na odoslanie. Inverzným spôsobom pracuje funkcia `HAL_CAN_GetRxMessage()` pre prijatie správy.

Filtrovanie nežiadúcich správ na základe ID vykonáva priamo CAN periféria, nie je nutné softvérové riešenie. V programe pracujem len so správami, ktoré boli určené danému zariadeniu. Knižnica definuje funkciu `HAL_CAN_ConfigFilter()` pre ich nastavenie. V prípade použitia štandardnej správy (11-bitové ID) môžem vytvoriť až 56 jednoduchých filtrov (prepúšťa sa len správa s daným ID) alebo 28 maskovateľných filtrov (okrem ID definujem aj masku, ktorá určuje filtrované bity).

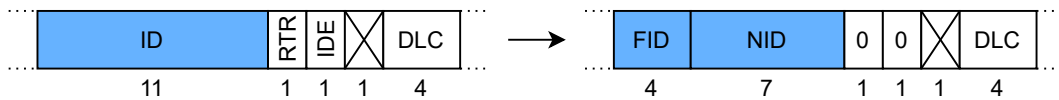
## CANopen

Na komunikáciu medzi zariadeniami boli vyvinuté štandardizované protokoly, pracujúce v aplikačnej vrstve ISO/OSI modelu. Vývoj a podporu týchto štandardov zastrešuje organizácia CiA (CAN-in-Automation). Výhody implementácie vyššej vrstvy do programu sú: [4]

1. Možnosť pripojiť zariadenie do štandardizovaných sietí bez nutnosti vývoja proprietárneho nadradeného systému
2. Možnosť prenášať viac ako 8 bajtov na jednu správu – fragmentácia
3. Obmedzenie na 1 master zariadenie – zjednodušená komunikácia
4. Spravovanie siete – spustenie zariadenia, adresovanie, dynamické priradenie adresy, synchronizácia, monitorovanie siete atď.

Existuje viacero štandardov, napr. *CANopen*, *DeviceNet*, *SAE J1939*. Pre môj program som sa rozhodol použiť *CANopen* vzhľadom na jeho popularitu a vhodnosť pre *embedded* zariadenia. Nepodarilo sa mi nájsť dostupnú *open-source* variantu *CANopen* knižnice pre STM32, a ostatné univerzálne riešenia boli zbytočne zložité pre môj projekt. Napísal som si tak vlastnú knižnicu so značne orezanou funkcionalitou, podporujúcou len čítanie/nastavenie programových parametrov, posielanie PDO správ, synchronizáciu a dynamické priradenie adresy.

*CANopen* rozdeľuje 11-bitový identifikátor na 4-bitový funkčný kód FID, ktorý definuje typ správy (tabuľka 4.2) a 7-bitovú adresu zariadenia NID, pre ktoré je daná správa určená (obrázok 4.9). Do siete sa tak môže pripojiť maximálne 127 zariadení (nulové NID je vyhradené pre hromadnú správu). Hodnoty RTR a IDE sú trvalo v log.0 (nebudem používať *remote frame* ani rozšírený identifikátor). [7]



Obr. 4.9: Hlavička CANopen správy

Tab. 4.2: Výber CANopen typov správ implementovaných v knižnici

Typ správy	FID	Popis
NMT	0000	Správa zariadenia (reset, nastavenie stavu zariadenia atď.)
SYNC	0001	Synchronizácia zariadení na sieti (NID = 0)
EMCY	0001	Indikácia chyby zariadenia
TX PDO 1	0011	Posielanie dát v reálnom čase bez nutnosti dotazovania
TX PDO 2	0101	Posielanie dát v reálnom čase bez nutnosti dotazovania
RX SDO	1011	Nastavenie parametra/požiadavka na získanie parametra
TX SDO	1100	Potvrdenie nastavenia/odoslanie požadovaného parametra
LSS	1111	Dynamické priradenie NID

Spracovanie správ funguje nasledovne. Po prijatí novej správy sa zavolá prerušenie a správa sa prečíta funkciou `HAL_CAN_GetRxMessage()`. CAN periféria má nastavené filtre podľa tabuľky 4.2 a svojho priradeného NID, tzn. prepúšťa len správy určené danému zariadeniu (vrátane hromadnej). Následne sa podľa FID zavolá príslušná programová funkcia, ktorá spracuje prijaté dáta.

U NMT správy je prvý dátový bajt príkaz, ktorým nastavujem stav zariadenia podľa tabuľky 4.3. Po inicializácii sa stav prepne na pre-operačný s obmedzenou funkcionalitou (zariadenie neposiela PDO ani neprijíma SYNC správy). V tomto stave môžem nastaviť NID pomocou LSS správ. Po prepnutí do operačného stavu dostávam plnú komunikačnú podporu, a zároveň sa zablokuje manuálne nastavenie.

Tab. 4.3: NMT stavy a ich kódy

Stav	Kód	Popis
Operačný	01h	Plne funkčná komunikácia
Pre-operačný	80h	Možnosť dynamického nastavenia NID a niektorých parametrov
Stop	02h	Zastavená komunikácia (okrem NMT)
Reset	81h	Reset MCU
CAN reset	82h	Re-inicializácia CAN, prechod do pre-operačného stavu

Synchronizačnú správu SYNC posiela *master*. Ostatné zariadenia po prijatí správy zavolajú funkciu `CO_Sync_Callback()`, v ktorej sa nachádza užívateľský kód. V mojom prípade sa synchronizuje nastavenie výstupného napätia/prúdu pri paralelne zapojených meničoch. Najskôr sa postupne pre každý menič nastaví výstupný parameter a následne sa pošle hromadný SYNC.

Pri chybe zariadenia alebo nejakej vážnej udalosti (skrat na výstupe, vypadnutie vstupného napätia atď.) vygeneruje menič EMCY správu s 2-bajtovým chybovým kódom podľa tabuľky 4.4. Zároveň sa nastaví príslušný bit *Error* registru, ktorý sa pošle ako tretí bajt EMCY správy.

Tab. 4.4: EMCY chybové kódy

Názov chyby (podľa štandardu)	Kód	Bit	Význam pre menič
Všeobecná	1000h	0	Všeobecná chyba
El. prúd	2000h	1	Skrat na výstupe
El. napätie	3000h	2	Problém so vstupným napätím
Teplota	4000h	3	(nevyužitý)
Komunikácia	8100h	4	Problém s komunikáciou
Špec. pre zariadenie	6000h	5	(nevyužitý)
Špec. pre výrobcu	FF00h	7	Problém s programom, bug

Na nastavovanie a čítanie programových parametrov sa využíva SDO správa. Každé zariadenie s *CANopen* aplikačnou vrstvou má Slovník Objektov (*Object Dictionary*), ku ktorým sa prístupuje pomocou indexu a sub-indexu. Objekt v sebe zahrňuje aktuálnu hodnotu programového parametra, číslo indexu a sub-indexu, typ objektu (premená, pole, záznam atď.), typ premennej (int16, uint32 atď.), prístupové práva (RO, WO, RW), prípadne ďalšie. Kompletná štruktúra objektu je definovaná štandardom, v mojom prípade som vytvoril minimálnu implementáciu:

```
struct CO_Object {
    uint16_t idx;        // Index objektu
    uint8_t subidx;     // Sub-index objektu
    uint32_t val;       // Aktuálna hodnota
    uint32_t min;       // Minimálna možná hodnota
    uint32_t max;       // Maximálna možná hodnota
    uint8_t bytes;     // Počet validných bajtov - typ premennej (1-4)
    bool ro;           // Len čítanie
};
```

V súbore *canopen\_dict.c* je definované a inicializované pole objektov pre všetky programové parametre. Ich výpis je v prílohe E. V praxi výrobca dodáva k zariadeniu EDS súbor, ktorý sa otvorí v konfiguračnom programe a nadradený systém môže okamžite pracovať s daným zariadením.

Pre zápis objektu pošle master RX SDO správu s indexom, sub-indexom a zapisovanou hodnotou. Slave odpovie prázdnu TX SDO správou. Pri čítaní pošle master RX SDO správu len s indexmi. Aktuálna hodnota objektu je odoslaná zo zariadenia v TX SDO.

Na posielanie kontinuálneho toku dát bez vyžiadania sa využívajú PDO správy. Formát posielaných dát je definovaný v slovníku objektov na indexoch od 1400h do 1BFFh (podľa štandardu). Môj program posiela dve PDO správy:

1. Vstupné/výstupné napätie/prúd
  - 4 hodnoty po dvoch bajtoch, údaje v mV, resp. mA.
  - Informácie o mapovaní v objekte 1A00h
  - Periodické posielanie, čas sa dá nastaviť (objekt 1800h-03h)
2. Indikácia zmeny režimu CV/CC
  - 1 hodnota o veľkosti 1 bajt, bit 0 udáva mód meniča ('1' pre CC)
  - Informácie o mapovaní v objekte 1A01h
  - Neperiodické posielanie, len pri zmene

LSS správy sú určené na dynamické priradenie NID. Po inicializácii má zariadenie základné NID = 7Fh. V slovníku objektov sa na indexe 1018h nachádzajú 4 identifikátory - číslo výrobcu, číslo zariadenia, revízia a sériové číslo. Pomocou týchto identifikátorov môžeme priradiť nové NID týmto zjednodušeným postupom:

1. *Master* pošle 4 hromadné LSS správy – v každej postupne jeden identifikátor.
2. Zariadenie, ktoré má zhodu identifikátorov, pošle LSS ACK správu a pripraví sa na prijatie nového NID.
3. *Master* pošle hromadnú LSS správu s novým NID. Zariadenia, ktoré nemali zhodu identifikátorov ju ignorujú.
4. Zariadenie si uloží nové NID.

## 5 Oživenie zapojenia a testovanie

Testovanie navrhnutého zapojenia som rozdelil do dvoch skupín:

1. Testovanie pred výrobou a osadením DPS
2. Testovanie hotového prototypu

### 5.1 Pred-výrobné testovanie

Jedná sa o testovanie navrhnutého zapojenia ešte pred podaním požiadavky na výrobu DPS, aby som overil niektoré kritické funkcie. Táto časť patrí k bodu č.3 zo zadania práce (pôvodný výstup semestrálnej práce).

#### 5.1.1 Simulácia regulačných obvodov

Simulácia prebiehala v programe LTSpice od firmy *Analog Devices*, kde som mal jednoduchý prístup k modelu obvodu LT3790. Simulačná schéma sa nachádza v prílohe H. Názvy signálov sa zhodujú s obrázkami 3.11 a 3.14. Otestoval som tri možné scenáre, vždy pre oba režimy meniča:

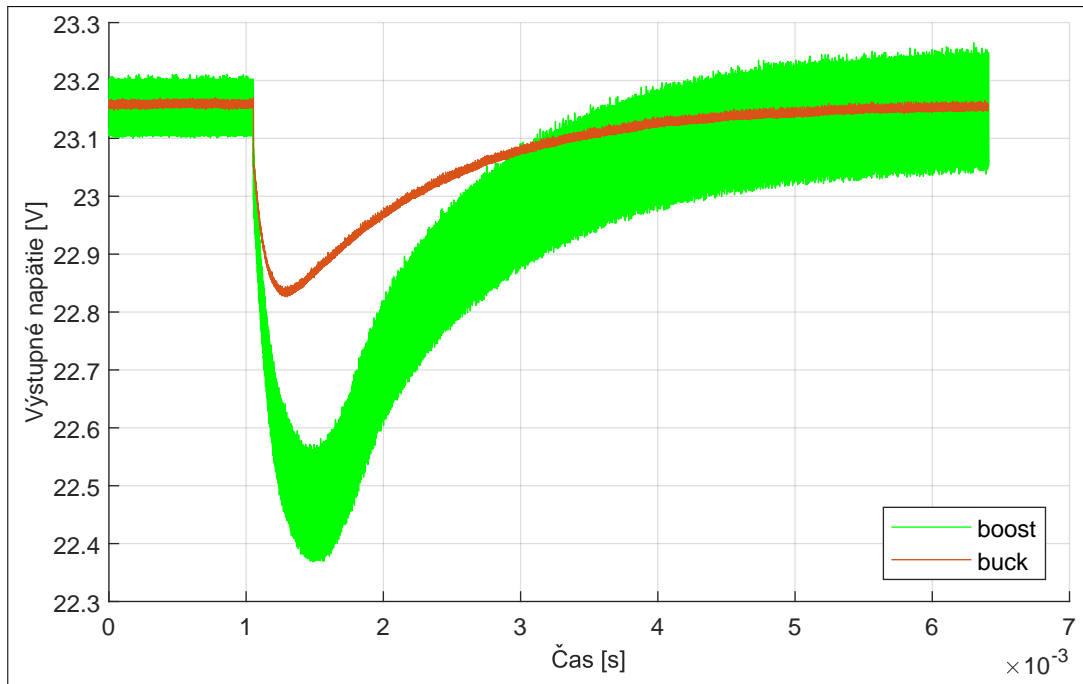
1. Reakcia na skokovú zmenu odoberaného prúdu – zmena  $\Delta I_{OUT} = +1$  A pri výstupnom napätí  $U_{OUT} \approx 23$  V
2. Reakcia na zmenu požadovaného výstupného napätia – zmena  $\Delta U_{SETU} = -1$  V z 2,5 V na 1,5 V, výstupný odpor  $R = 24 \Omega$ .
3. Reakcia na zmenu požadovaného výstupného prúdu – zmena  $\Delta U_{SETI} = -1$  V z 2 V na 1 V, výstupný odpor  $R = 12 \Omega$ .

Výsledky odoziev sa nachádzajú v grafoch na obrázkoch 5.1 až 5.3. Ustálené hodnoty napätia aj prúdu sa mierne odlišujú od predpokladaných, z dôvodu započítania tolerancie súčiastok, parazitných vlastností, mierne odlišného napäťového úbytku na dióde v spätnnej väzba atď. Keďže týmto nepresnostiam sa nevyhnem ani v reálnom zapojení, bude nutné pri každom novom meniči spraviť kalibráciu. Výhoda použitia MCU je možnosť softvérovej kalibrácie.

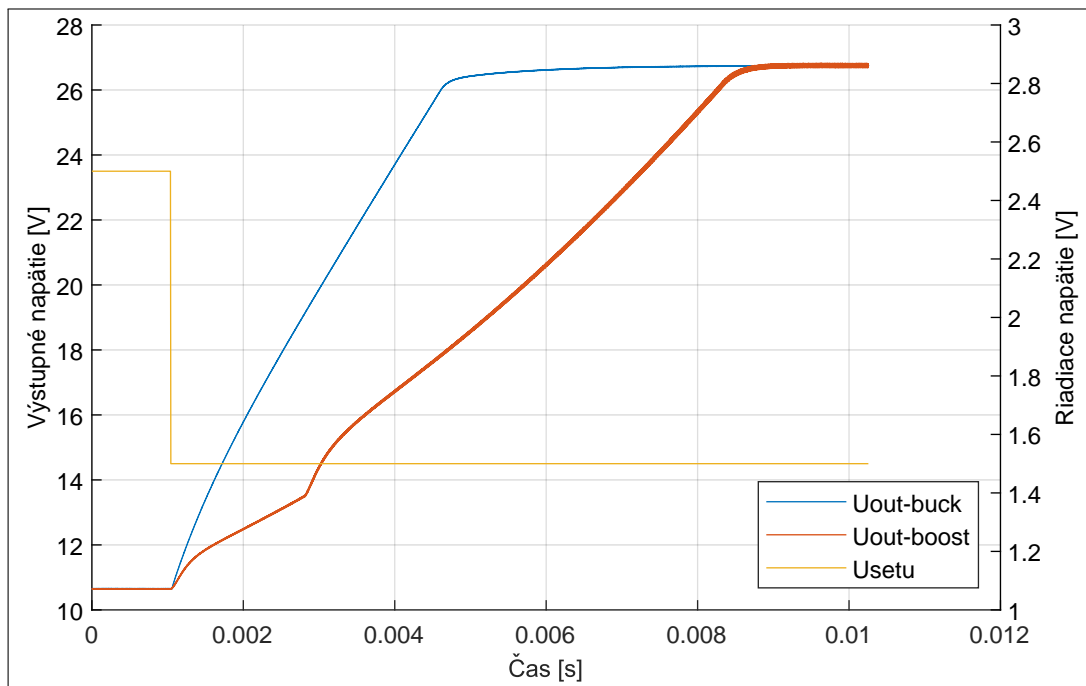
#### 5.1.2 Reálne zapojenie regulácie

Regulačnú časť schémy z prílohy B (listy 3 a 4) som zapojil na kontaktnom poli. Namiesto obvodu LT3790 som použil hotový modul s čipom LTM8056 (obrázok 5.5), ktorý má veľmi podobné parametre. Ako operačný zosilňovač som použil obvod MCP6002, ktorý som našiel ako jedinú schopnú variantu THT *rail-to-rail* OZ.

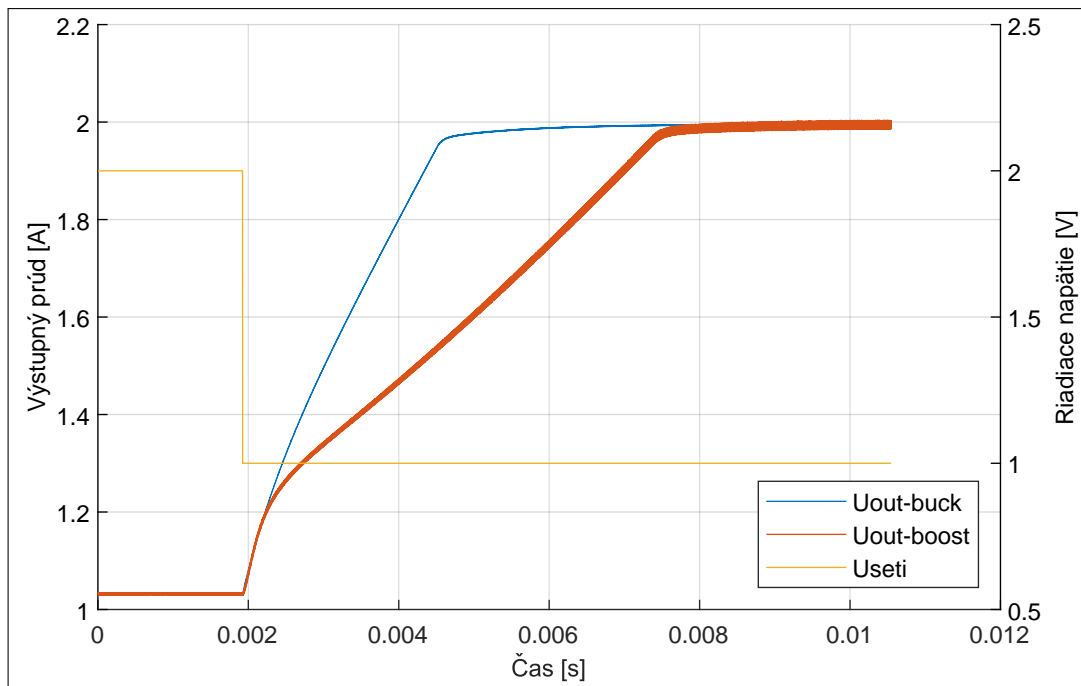
Testovacie vybavenie sa nachádza na obrázku 5.4. Obvody spätnej väzby boli napájané napätím 3,3 V z PC zdroja. DC/DC modul mal napájanie z adaptéra



Obr. 5.1: Simulácia reakcie na skokovú zmenu výstupného prúdu o +1 A. Parametre:  $U_{IN} = 52 \text{ V}$  (*buck*) 10 V (*boost*),  $R = 24 \Omega$  (pred zatažením)



Obr. 5.2: Simulácia reakcie na skokovú zmenu riadiaceho napätia  $U_{SETU}$  z 2,5 V na 1,5 V. Parametre:  $U_{IN} = 52 \text{ V}$  (*buck*) 10 V (*boost*),  $R = 24 \Omega$

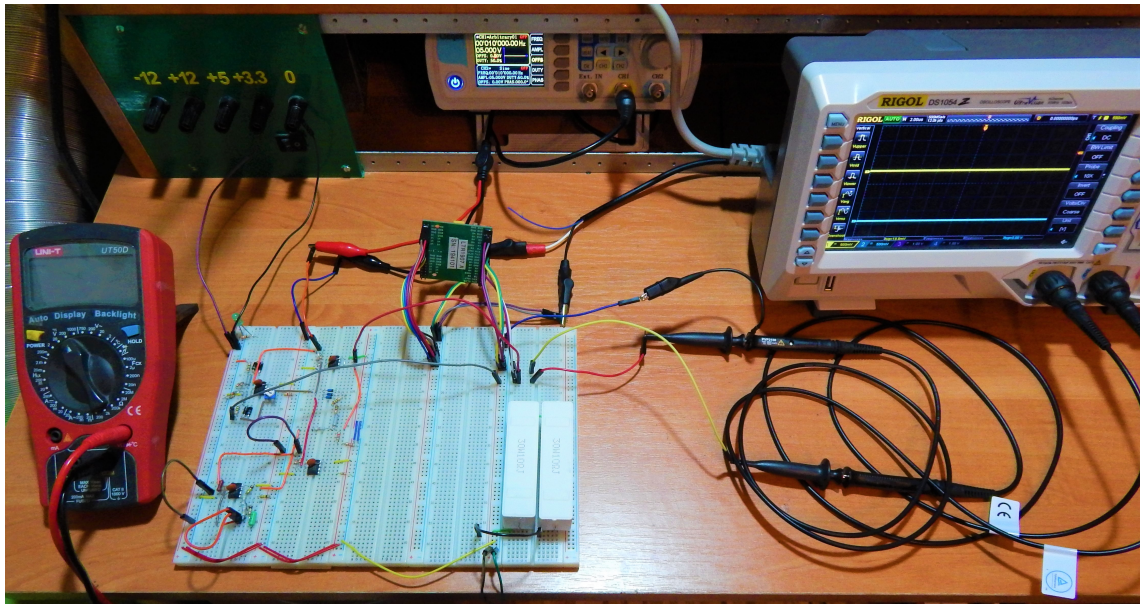


Obr. 5.3: Simulácia reakcie na skokovú zmenu riadiaceho napätia  $U_{SETI}$  z 2 V na 1 V. Parametre:  $U_{IN} = 52$  V (*buck*) 10 V (*boost*),  $R = 12 \Omega$

19 V/4,74 A. Riadiace signály som nastavoval signálovým generátorom. Výstupné napätie som meral multimetrom UNI-T UT50D, ostatné signály boli zobrazované na osciloskope Rigol DS1054Z. Ako záťaž som zvolil dva rezistory 10  $\Omega$ , 30 W, s možnosťou zapojenia sériovo alebo paralelne. Z modulu DC/DC som vyviedol vstupné a výstupné napätie, spätnú väzbu a meranie výstupného prúdu. Bližší popis zapojenia je v prílohe C.

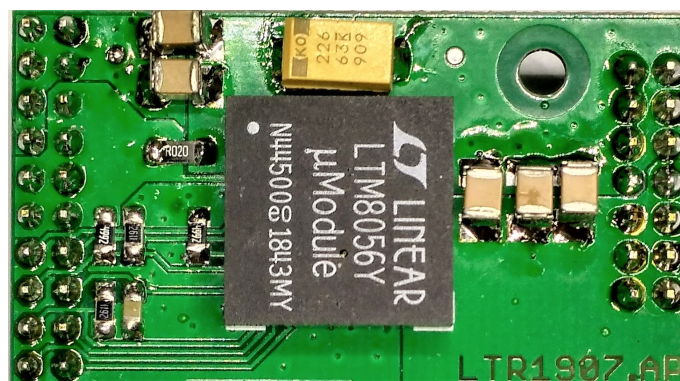
Vzhľadom na použitie iných súčiastok a parazitných vlastností kontaktného pola som sa rozhodol testovať len ustálené hodnoty napätí, bez merania prechodových charakteristík. Najskôr som otestoval len jednotlivé sub-obvody spätnej väzby, ktoré fungovali podľa predpokladov. Iba u obvodu merania rozdielového prúdu podľa obrázku 3.18 som musel zvýšiť hodnoty rezistorov, pretože rezistor  $R_P$  príliš zatažoval predradený OZ merania výstupného prúdu, a obmedzoval tak maximálne výstupné napätie OZ na cca. 3 V. Pôvodná hodnota bola  $R_P = 1,2 \text{ k}\Omega$ .

Po samostatnom otestovaní obvodov spätnej väzby som pripojil modul DC/DC meniča. Medzi výstup trojitého rezistorového deliča a vstup spätnej väzby som zapojil navyše OZ ako *buffer*, aby som eliminoval impedanciu tohto deliča. Následne som signálovým generátorom menil požadované výstupné napätie, čo prebiehalo bez problémov. Avšak po pripojení záťažových rezistorov dochádzalo k výraznému poklesu výstupného napätia, rádovo jednotky voltov. Najskôr som si myslel, že sa



Obr. 5.4: Testovacie zapojenie na overenie funkčnosti navrhnutej schémy

aktivovala nadprúdová ochrana, avšak po znížení výstupného napätia a zväčšení záťažového odporu sa systém choval rovnako. Chybu meniča som vylúčil odpojením mojej spätnej väzby, kedy výstupné napätie určoval len rezistorový delič priamo na doske modulu. V tomto prípade výstupné napätie kleslo pri zatažení len minimálne (rádovo desiatky mV). Dospel som k záveru, že sa jednalo o problém s výraznými parazitnými vlastnosťami kontaktného pola.



Obr. 5.5: Testovací modul s obvodom LTM8056

## 5.2 Testovanie hotového prototypu

Testovanie výkonovej časti prototypu je rozpísané v najbližších podkapitolách. Zároveň s výkonovou časťou meniča som testoval aj program v MCU (nastavovanie parametrov cez CAN, manuálne ovládanie, ochranné funkcie atď.). Vo výsledku môžem skonštatovať, že program funguje správne podľa návrhu.

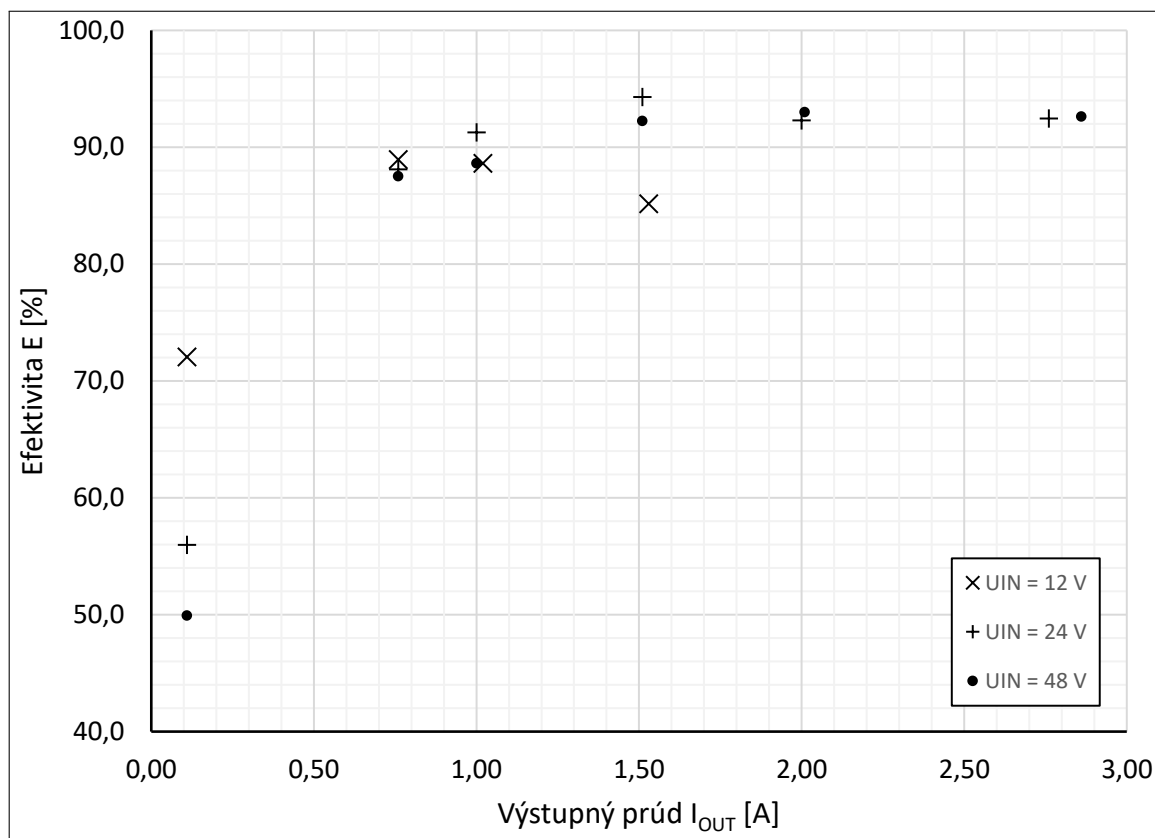
### 5.2.1 Meranie efektivity meniča

Efektivitu meniča som zmeral pre výstupné napätie  $U_{OUT} = 30\text{ V}$  a tri vstupné napätia  $U_{IN} = \{12, 24, 48\}\text{ V}$ . Namerané hodnoty sa nachádzajú v tabuľke 5.1 a v grafe na obrázku 5.6. Výpočet efektivity, spolu s neistotami merania a použitými prístrojmi, je v prílohe F. Od prúdu  $I_{IN}$  je odpočítaný odber logickej vetvy meniča. Pri  $U_{IN} = 12\text{ V}$  som nemohol otestovať celý výstupný prúdový rozsah, z dôvodu obmedzeného výkonu napájacieho zdroja. Výstupná záťaž bola vo forme kombinácie štyroch výkonových rezistorov  $10\ \Omega/30\text{ W}$ .

Tab. 5.1: Zmeraná efektivita meniča pre 3 vstupné napätia

Vstup			Výstup			Efektivita
$U_{IN}$ [V]	$I_{IN}$ [A]	$P_{IN}$ [W]	$U_{OUT}$ [V]	$I_{OUT}$ [A]	$P_{OUT}$ [W]	E [%]
11,9	0,39	4,64	30,4	0,11	3,34	$72 \pm 26$
11,9	2,19	26,06	30,5	0,76	23,18	$89 \pm 7$
11,9	2,95	35,11	30,5	1,02	31,11	$89 \pm 6$
11,9	4,62	54,98	30,6	1,53	46,82	$85 \pm 5$
23,9	0,25	5,98	30,4	0,11	3,34	$56 \pm 21$
23,9	1,09	26,05	30,2	0,76	22,95	$88 \pm 8$
23,9	1,38	32,98	30,1	1,00	30,10	$91 \pm 7$
23,9	2,01	48,04	30,0	1,51	45,30	$94 \pm 6$
23,9	2,72	65,01	30,0	2,00	60,00	$92 \pm 5$
23,9	3,41	81,50	27,3	2,76	75,35	$93 \pm 4$
48,0	0,14	6,72	30,5	0,11	3,36	$50 \pm 22$
48,0	0,55	26,40	30,4	0,76	23,10	$88 \pm 9$
48,0	0,71	34,08	30,2	1,00	30,20	$89 \pm 8$
48,0	1,03	49,44	30,2	1,51	45,60	$92 \pm 7$
48,0	1,36	65,28	30,2	2,01	60,70	$93 \pm 6$
48,0	1,84	88,32	28,6	2,86	81,80	$93 \pm 5$

So zvyšujúcim sa výstupným el. prúdom stúpala aj efektivita meniča, ktorá dosahovala maximá 93 %. Z grafu na obrázku 5.6 môžem odvodiť záver, že menič



Obr. 5.6: Graf efektivity meniča pre výstupné napätie 30 V

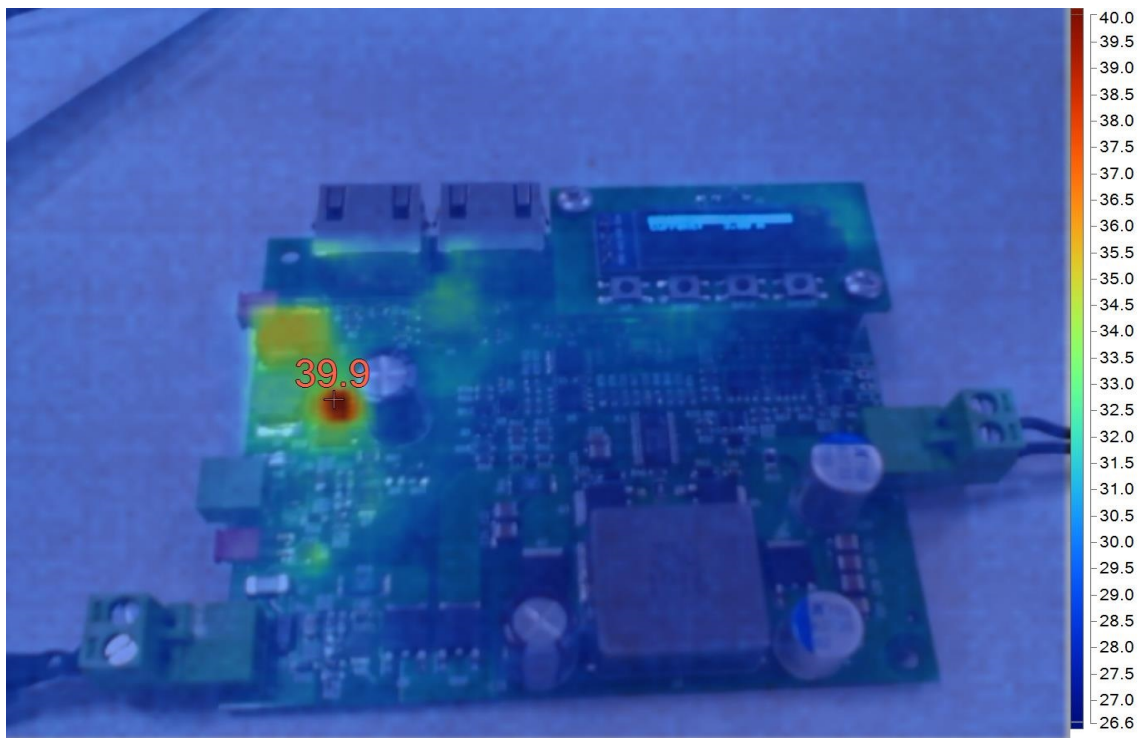
je vhodný pre napájanie zariadení s prúdovým odberom väčším ako 0,5 A, kedy dosahuje efektivitu nad 80 %.

### 5.2.2 Meranie teploty v záťaži

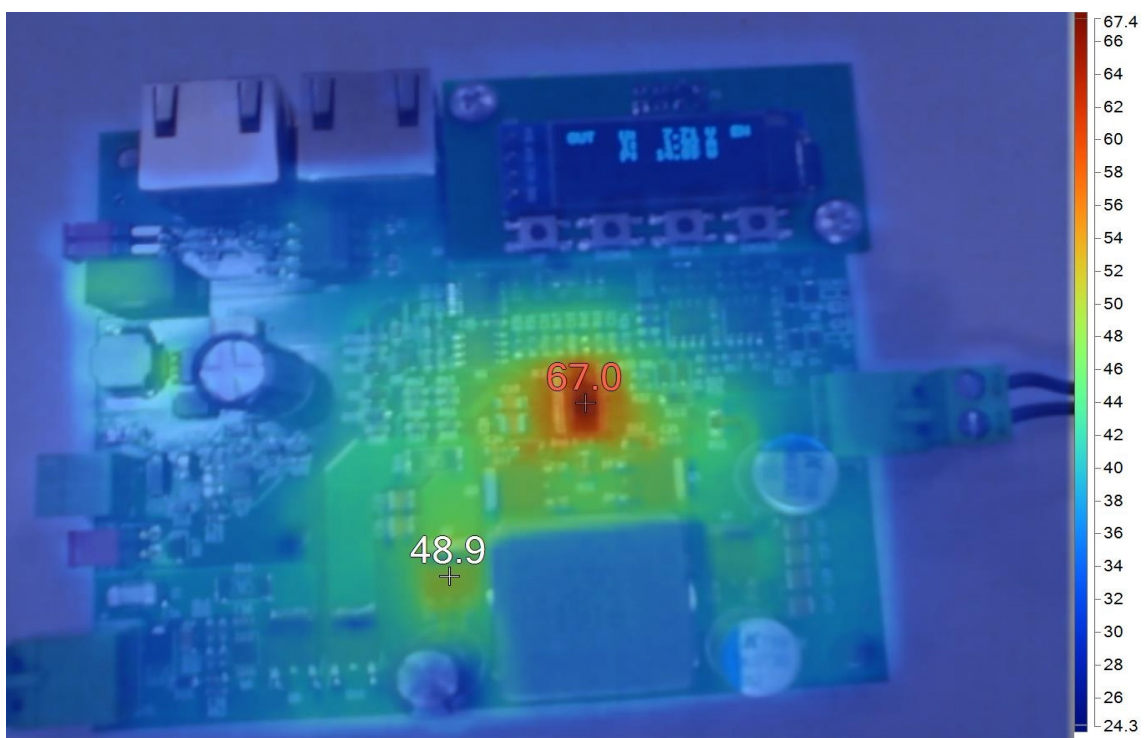
Teplotu meniča som meral termokamerou Fluke PTi120 s rozlíšením infračervenej snímky 120x90 pixelov. Na výstup meniča bola pripojená elektronická záťaž. Menič pracoval v režime CC s výstupným prúdom 2,7 A. Kompletná snímková dokumentácia je v prílohe H. V tejto časti bližšie rozoberiem štyri snímky.

Na obrázku 5.7 je snímka meniča pri vypnutej výkonovej časti. Najteplejšiu časť tvoria DC/DC meniče LM2594HV a AM1S, ktoré napájajú logickú vetvu a izolovanú časť CAN. Po asi troch minútach bola najvyššia teplota 40 °C, čo považujem za normálnu pracovnú teplotu. Ostatné súčiastky sa prakticky nezohrievali.

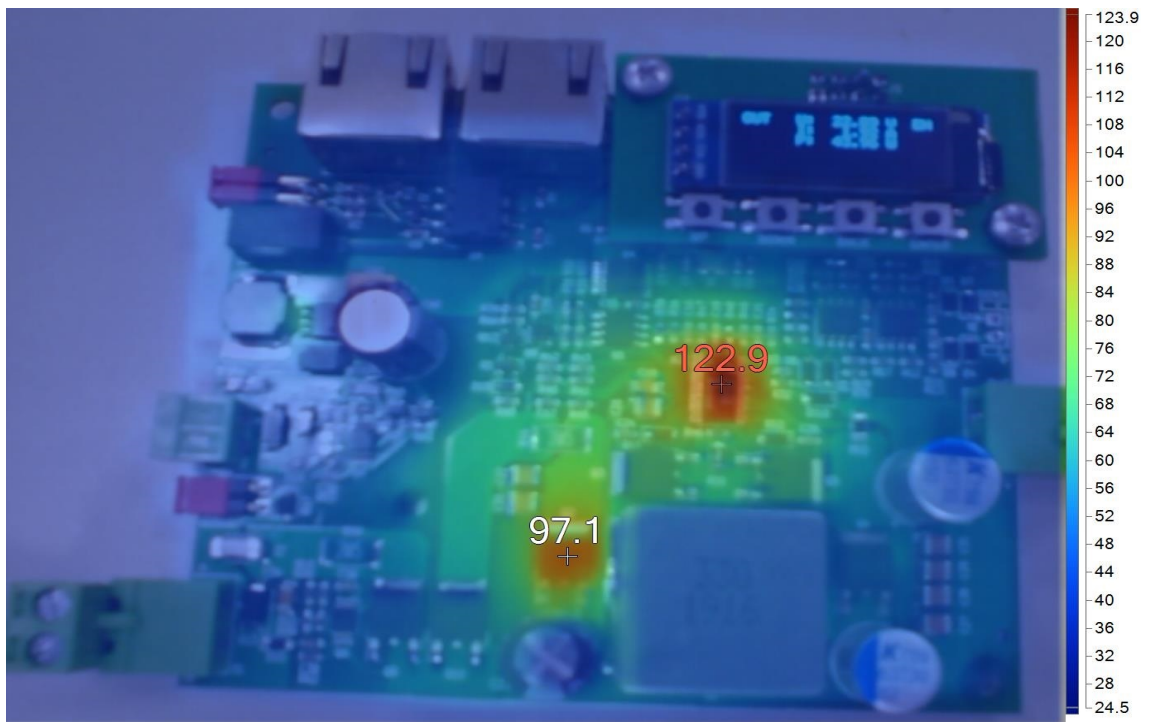
Snímka so zapnutou výkonovou časťou je na obrázku 5.8. Vstupné napätie bolo 12 V, výstupný výkon 22 W (cca. 8,5 V/2,7 A). Obvod LT3790 dosahoval teplotu až 68 °C po 5 minútach od zapnutia výkonovej časti. Najväčším zdrojom tepla sú straty na interných budičoch, ktoré spínajú externé tranzistory. Púzdro je cez



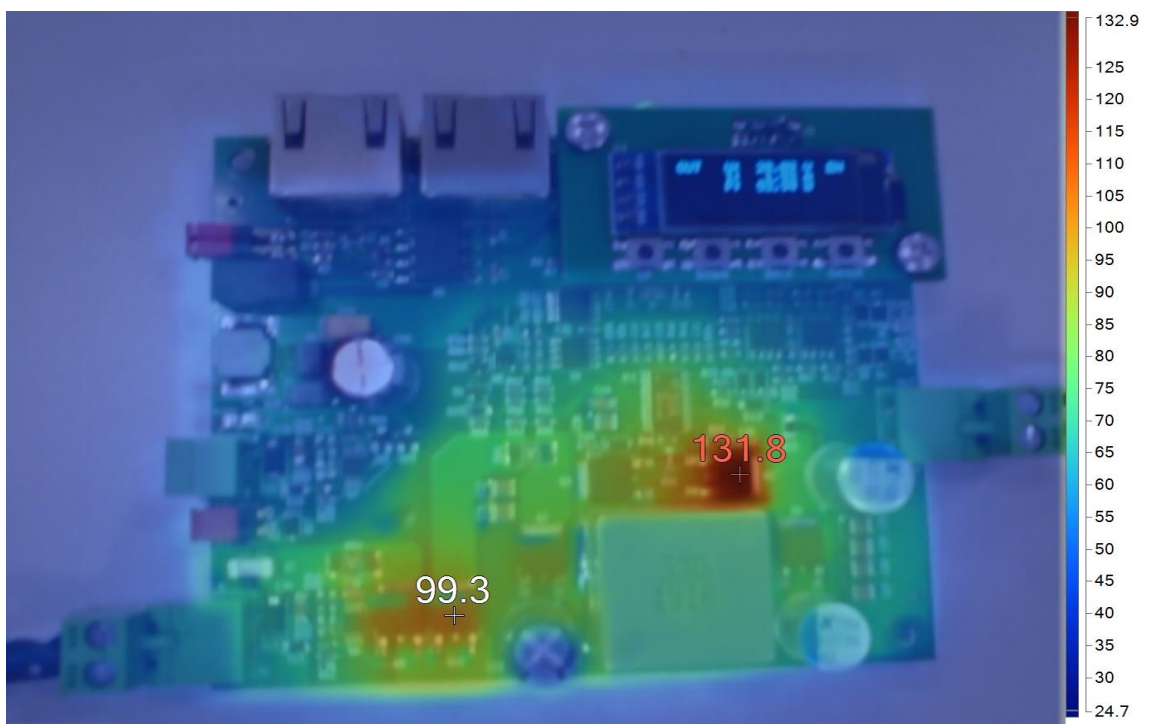
Obr. 5.7: Snímka z termokamery – vypnutá výkonová časť (po 3 minútach od pripojenia vstup. napätia). Parametre:  $U_{IN} = 12\text{ V}$



Obr. 5.8: Snímka z termokamery – nízke v/v napätie (po 5 min. od zapnutia výkonovej časti). Parametre:  $U_{IN} = 12\text{ V}$ ,  $P_{OUT} = 22\text{ W}$  (8,2 V/2,7 A)



Obr. 5.9: Snímka z termokamery – vysoké vstupné napätie (po 10 min. od predošlej snímky). Parametre:  $U_{IN} = 32\text{ V}$ ,  $P_{OUT} = 22\text{ W}$  (8,2 V/2,7 A)



Obr. 5.10: Snímka z termokamery – *boost* režim (po 8 min. od predošlej snímky). Parametre:  $U_{IN} = 13\text{ V}$ ,  $P_{OUT} = 76\text{ W}$  (28 V/2,7 A)

spodnú plôšku prepojené do GND vrstvy, ktorá ale nestačí dostatočne rozvádzať teplo a chladit ho (príloha D). Pri návrhu DPS som nepočítal s takýmto výrazným zahrievaním, keďže obvod v sebe nemá žiadne výkonové prvky. V prípadnej ďalšej verzii by som uvažoval o zmene prepojenia ciest, aby som vytvoril čo najväčšiu neprerušovanú medenú plochu.

Vstupné napätie som zvýšil z 12 V na 32 V pri zachovaní výstupného výkonu. Snímka meniča po 10 minútach činnosti je na obrázku 5.9. Teplota horného tranzistoru Q2 (97 °C) je výrazne vyššia oproti spodnému Q3 (cca. 65 °C), a to aj keď tranzistorom Q2 tečie menší priemerný prúd ( $I_{Q2} = I_{OUT} \cdot U_{OUT}/U_{IN}$ ). Dominantným zdrojom tepla sú tak v tomto prípade straty pri spínaní, ktoré sú u horného tranzistoru Q2 priamo úmerné veľkosti vstupného napätia. U Q3 sú zanedbateľné, napätie *drain-source* je rovné napätiu na internej dióde v priepustnom smere (1,3 V u IRLR3636). Púzdro tranzistora je podobne ako pri obvode LT3790 prepojené do spodnej vrstvy DPS, kde má vytvorenú chladiacu plochu. Tá by mohla byť tepelne prepojená s prípadným kovovým krytom krabičky pre lepší odvod tepla.

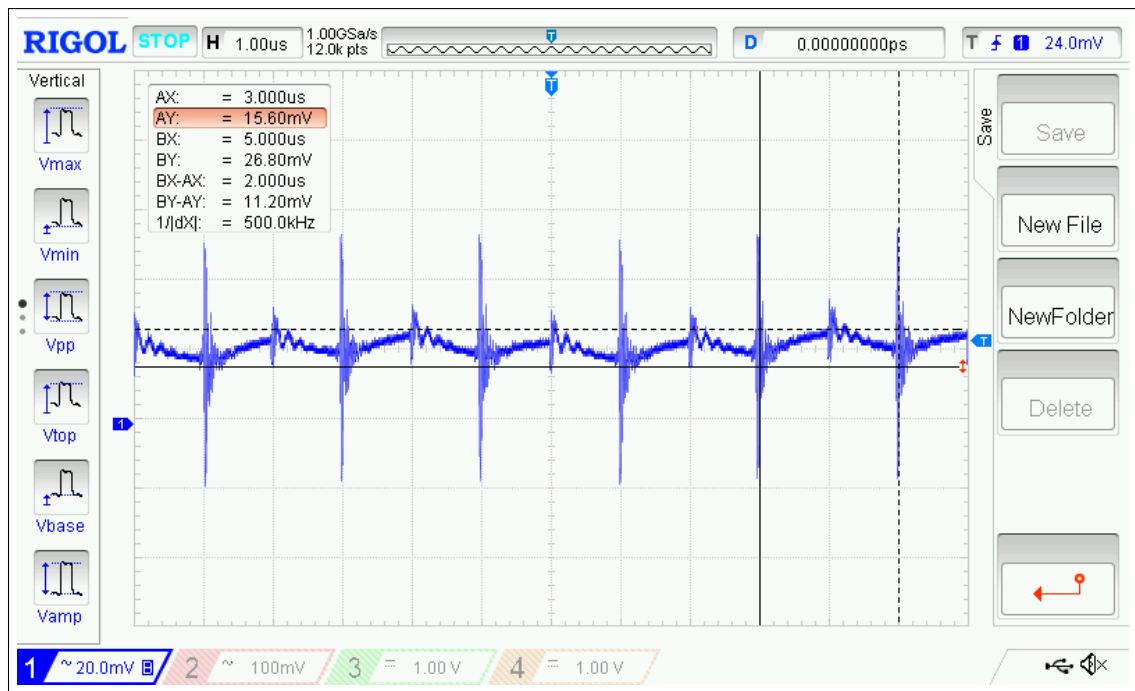
Posledná snímka na obrázku 5.10 bola vytvorená v režime *boost* ( $U_{IN} = 13$  V,  $U_{OUT} = 28$  V). Interná teplota tranzistoru Q5 sa zvýšila až na 132 °C po 8 minútach od predošlej snímky. Čím väčší je rozdiel v/v napätia, tým dlhší čas musí byť tento tranzistor otvorený aby sa v cievke L1 naakumulovala dostatočná energia. Vznikajú tak straty úmerné rozdielu v/v napätia. Taktiež sa zvýšila teplota tranzistorov Q8 a Q10, cez ktoré prúdil konštantný prúd cca. 6 A. Meraním a výpočtom som zistil odpor v zopnutom stave  $R_{DS} = 22$  m $\Omega$ . Celkové straty na oboch tranzistoroch boli  $P \approx 2 \cdot 0,022 \cdot 6^2 \approx 1,6$  W. Pomohlo by použitie tranzistorov s nižším  $R_{DS}$ .

### 5.2.3 Veľkosť zvlnenia na výstupe

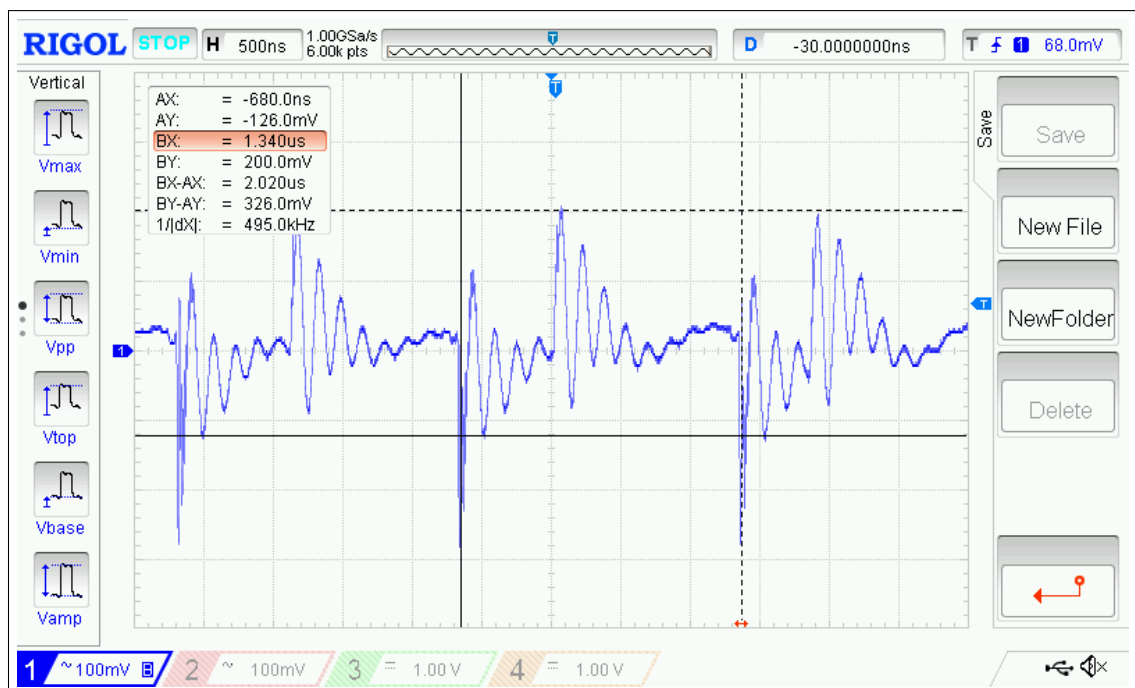
Priebehy výstupného napätového zvlnenia pre dve rôzne nastavenia sú na obrázkoch 5.11 a 5.12 (parametre v popisku). Pri režime *buck* som zvolil striedu 50 %, kedy je zvlnenie najväčšie. U režimu *boost* som zvolil striedu 60 % a nižší výstupný prúd 2 A, z dôvodu obmedzeného výkonu napájacieho zdroja.

Meranie prebiehalo na osciloskope RIGOL DS1054Z. Pri meraní som použil pasívnu sondu so zosilnením 1x s krátkym uzemnením. Ako merací bod som zvolil výstupný konektor J5. Osciloskop mal nastavenú šírku pásma na 20 MHz pre potlačenie šumu. Vstupná väzba bola typu AC.

Amplitúda zvlnenia v režime *buck* bola cca. 11 mV, čo považujem pri daných parametroch za veľmi dobrú hodnotu. Zároveň spĺňa požiadavku na 30 mV z kapitoly 3.1.1, kde som počítal hodnotu výstupného kondenzátoru. Do zvlnenia som nezahrnul šum vo forme krátkych impulzov, bližšie sa mu budem venovať v časti 5.3.



Obr. 5.11: Výstupné zvlnenie meniča v režime *buck*. Parametre:  $U_{IN} = 50 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 25 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 2,5 \text{ A}$ .



Obr. 5.12: Výstupné zvlnenie meniča v režime *boost*. Parametre:  $U_{IN} = 20 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 40 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 2 \text{ A}$ .

Pri režime *boost* vznikalo na výstupe značné kmitanie s amplitúdou cca. 330 mV. Je to hlavne z dôvodu parazitných vlastností elektronických súčiastok (napr. ESL u kondenzátoru), medených spojov a impedancie vodičov.

## 5.2.4 Odozva na skok výstupného prúdu

Priebehy odoziev na skok výstupného prúdu sú na obrázkoch 5.13 a 5.14. Výstupné napätie som zvolil 30 V, vstupné napätie bolo 48 V (*buck*) a 12 V (*boost*). Skoková zmena odoberaného prúdu bola  $\Delta I_{OUT} = 0,75 \text{ A}$  z 0,75 A na 1,5 A. Pri meraní som použil rovnaké nastavenia osciloskopu ako v prípade meranie zvlnenia.

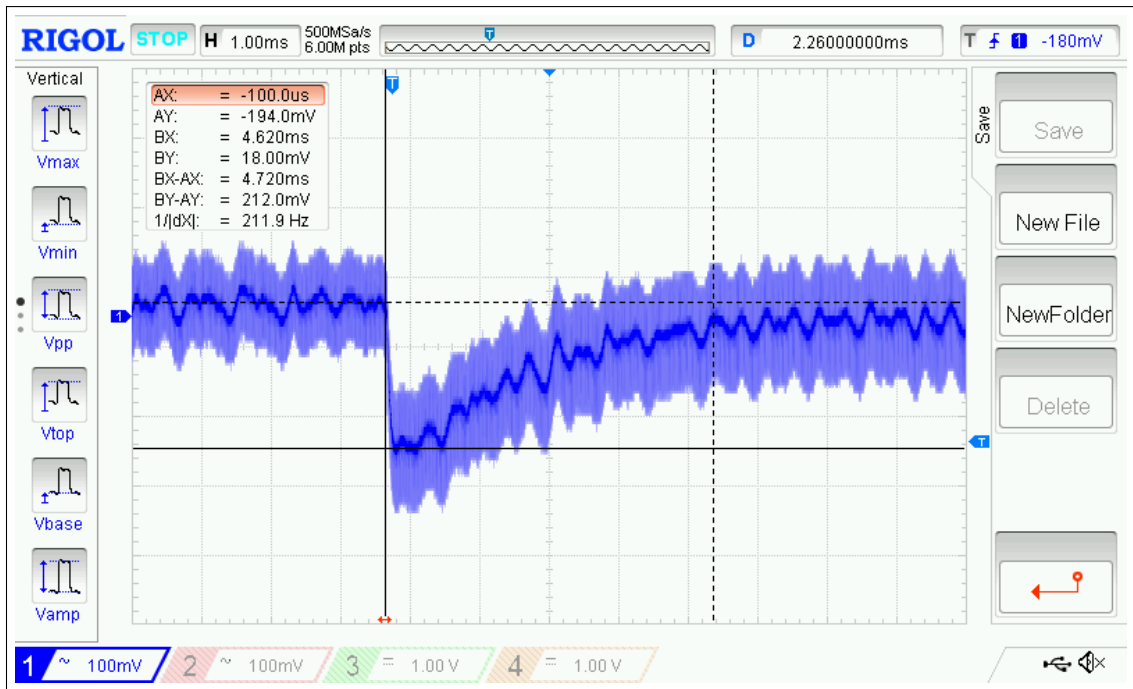
Oba priebehy tvarom aj časovou dĺžkou korešpondujú so simuláciou z obrázku 5.1. Problémové je mierne zvlnenie pri režime *buck*, ktoré má náhodný, neperiodický tvar. V procese testovania sa mi nepodarilo prísť na jeho príčinu.

## 5.2.5 Test ochranných funkcií

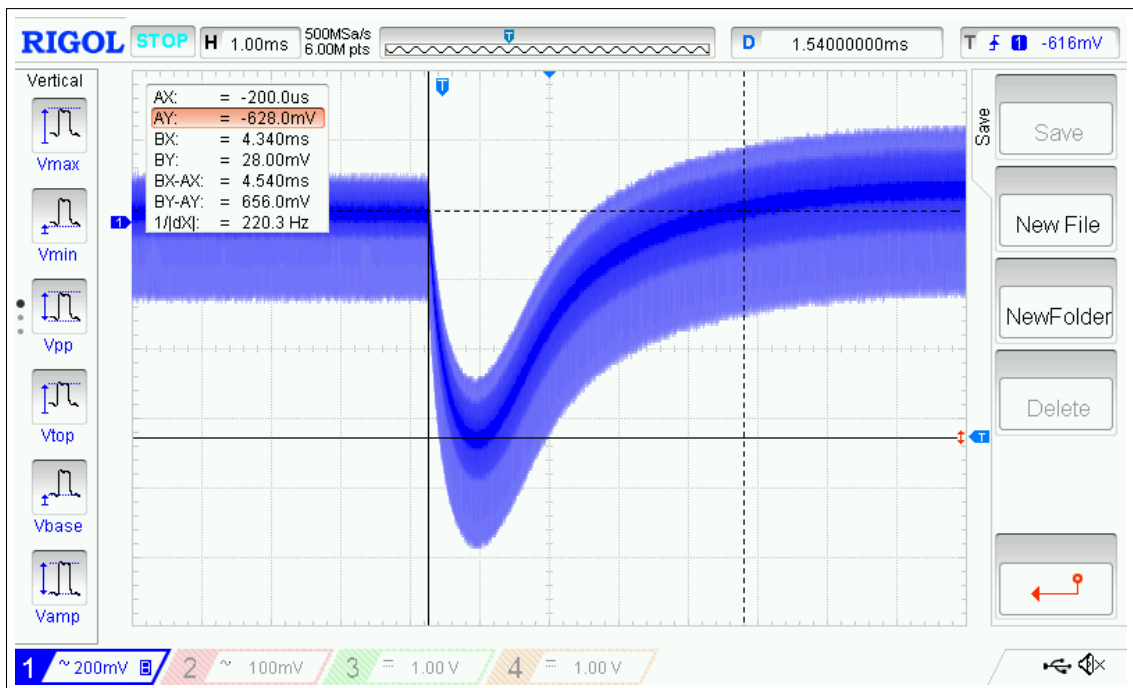
Na záver testovania som vyskúšal ochranné funkcie meniča. Výsledok testov je v tabuľke 5.2.

Tab. 5.2: Výsledky testovania ochrán meniča

Ochrana	Funkčnosť	Poznámka
UVLO	Funguje správne Dolná hranica – 8,9 V Horná hranica – 9,4 V	Hodnoty sa s určitou toleranciou zhodujú s tabuľkou 3.9.
OVLO	Funguje správne Dolná hranica – 54 V Horná hranica – 56 V	Hodnoty sa s určitou toleranciou zhodujú s tabuľkou 3.9.
Skrat na výstupe	Funguje čiastočne	Nastáva obmedzenie prúdu, ale nie je možné indikovať skrat pinom SHORT obvodu LT3790. Dôvod: napätie na pine FB musí byť menšie ako 0,4 V, avšak moja spätná väzba reguluje aj výstupný prúd, tzn. pri skrate bude na pine FB napätie 1,2 V. Skrat sa tak musí indikovať meraním výstupného napätia a prúdu (malé napätie a veľký prúd = skrat)



Obr. 5.13: Odozva na skok výstupného prúdu v režime *buck*. Parametre:  $U_{IN} = 48 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 30 \text{ V}$ ,  $\Delta I_{OUT} = 0,75 \text{ A}$ .



Obr. 5.14: Odozva na skok výstupného prúdu v režime *boost*. Parametre:  $U_{IN} = 12 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 30 \text{ V}$ ,  $\Delta I_{OUT} = 0,75 \text{ A}$ .

## 5.3 Chyby zapojenia a ich riešenie

Počas testovania som objavil niektoré hardvérové chyby zapojenia, ktoré bližšie rozoberiem v tejto časti a zároveň navrhmem ich riešenie. U názvov elektronických komponentov sa odkazujem priamo na schému z prílohy B.

### Nedostatočný merací rozsah ADC

Obvod MCP3424 (U4 v schéme) má vnútornú napäťovú referenciu 2,048 V, tzn. že dokáže merať rozsahy od 0 V do  $\pm 2,048$  V. Moje navrhnuté zapojenie počíta s meracím rozsahom 0 V až +3,3 V. Pri prekročení referenčného napätia dôjde k saturácii čítanej hodnoty. Táto chyba vznikla z nepozornosti pri návrhu.

#### Riešenie:

1. Vstupné napätie – zmeniť hodnotu rezistoru R52 z 4k7 na 2k7, zväčším tak pomer rezistorového deliča.
2. Vstupný prúd – zmeniť hodnotu rezistoru R37 z 27k4 na 10k, zmenším tak zosilnenie OZ.
3. Výstupné napätie – zaradiť rezistorový delič na výstup OZ U2A s prevodovým pomerom 2/3,3, pôvodný signál do sumátoru U3A ponechať bez zmeny.
4. Výstupný prúd – rovnako ako pri výstupnom napätí, ale pre OZ U1B.

Prvé dva body som už zahrnul do schémy a na prototypovom zapojení som vymenil patričné rezistory. Druhé dva body vyžadujú zásah do zapojenia a nemohol som ich tak realizovať. Tieto zmeny by som implementoval v prípade druhej verzie zapojenia, do aktuálnej schémy ich preto nezakreslím.

### Výstup MCU DAC2 nemá *buffer*

DAC kanál používaný pre nastavenie maximálneho výstupného prúdu nemá *buffer* na výstupe, čo spôsobilo chybné sčítanie napätí na sumátore U3B. Táto chyba vznikla z nepozornosti pri návrhu – veľa verzií STM32 má *buffer* pre všetky DAC kanály, moja vybratá varianta nemá.

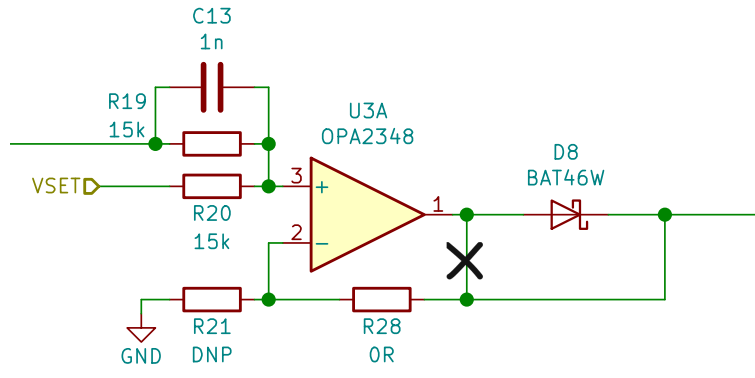
Riešenie: Experimentálnym meraním som zistil impedanciu  $R_{DAC} = 6,8 \text{ k}\Omega$ . Rezistor R23 som tak nahradil na veľkosť rozdielu odporov –  $R23 = 15\text{k} - 6\text{k}8 = 8\text{k}2$ .

### Pokles výstupného napätia pri zahrievaní

Počas zahrievania dosky na jej pracovnú teplotu sa postupne lineárne znižuje nastavené výstupné napätie o cca. 1,5 V. Je to z dôvodu znižovania napäťového úbytku na diódach D8 a D9 v spätnej väzbe. Pri výpočtoch som nepredpokladal taký výrazný vplyv teploty.

*Riešenie:* Zapojenie spätnej väzby sumátora U3A a U3B podľa obrázku 5.15. Docielím tak zapojenie tzv. *ideálnej diódy* – eliminujem napätový úbytok a zachovám nepriepustnosť v opačnom smere. S touto modifikáciou musím upraviť aj hodnoty rezistorov R31, R32 a R33 podľa vzorcov 3.65 a 3.66, kde napätie  $U_{SD} = U_S = 1,6 \text{ V}$ .

Spoločné zapojenie U3A a U3B som otestoval jednoduchou simuláciou v LTSpice a funguje správne podľa predpokladov. Túto modifikáciu by som implementoval v prípade druhej verzie zapojenia, do aktuálnej schémy ju preto nezakreslím.



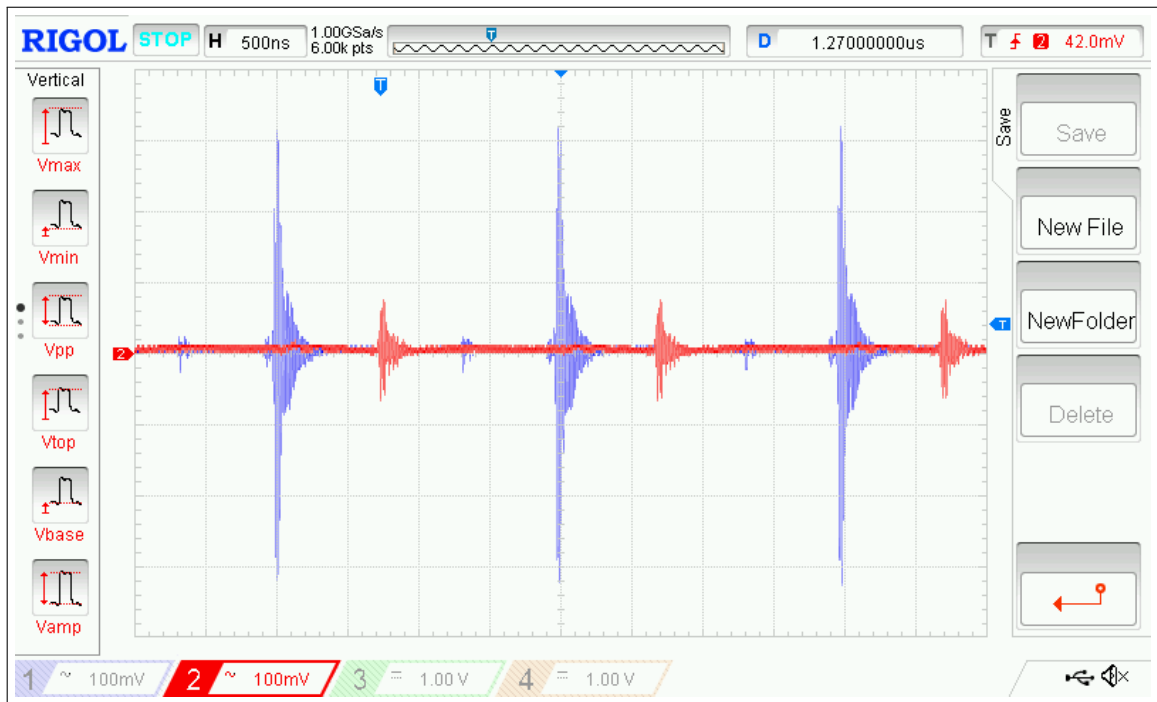
Obr. 5.15: Eliminovanie napätového úbytku na diódach v spätnej väzbe

### Vysoký výstupný šum

Na výstupe meniča som počas jeho prevádzky nameral vysokofrekvenčný impulzný šum s periódou  $2 \mu\text{s}$  (spínacia perióda meniča). Tento šum vzniká z dôvodu parazitných indukčností a kapacít medených ciest, ktoré sa najviac prejavajú pri spínaní výkonových tranzistorov, kedy nastáva najprudšia zmena pretekajúceho el. prúdu. Šírka pulzov je cca.  $100 \text{ ns}$ , amplitúda závisí na vstupnom/výstupnom napätí a odobranom prúde (u *boost* režimu rádovo jednotky voltov).

Pri meraní osciloskopom som použil pasívnu sondu so zosilnením 10x s krátkym uzemnením. Ako merací bod som zvolil výstupný konektor J5.

*Riešenie:* V prípadnej druhej verzii meniča, vylepšenie rozmiestnenia kondenzátorov, širšie medené cesty, pripojenie keramických kondenzátorov s nízkou kapacitou (napr. paralelne  $1 \text{ nF}$ ,  $10 \text{ nF}$ ,  $100 \text{ nF}$ ). U aktuálneho prototypu pomohlo pripojenie  $100 \text{ nF}$  keramického kondenzátoru na výstup meniča, amplitúda šumu sa znížila šesťnásobne (obrázok 5.16).



Obr. 5.16: Výstupný šum pred (modrá) a po zavedení (červená) výstupného kondenzátora 100 nF. Parametre:  $U_{IN} = 50 \text{ V}$ ,  $U_{OUT} = 30 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 1 \text{ A}$ .

### Pomalý štart meniča v režime *boost*

Pri zapnutí meniča v režime *boost* ( $U_{IN} < U_{OUT}$ ) dochádza k neštandardnému nábehu na požadované výstupné el. napätie. Najskôr sa po určitú dobu (napr. 7 sekúnd) drží výstupné napätie na úrovni vstupného ( $U_{OUT} = U_{IN}$ ), a následne sa skokovo zvýši na nastavené napätie, kde už menič pracuje normálne. Dĺžka tohto prechodného javu je úmerná odoberanému prúdu. V režime *buck* tento problém nie je.

Počas testovania sa mi nepodarilo nájsť príčinu tohto problému. Najskôr som podozrieval aktivovanie CC režimu, avšak pri meraní vstupného ani výstupného prúdu som nezaznamenal žiadne veľké hodnoty. Napätie na pine FB bolo pod referenčnou úrovňou 1,2 V, tzn. spätná väzba nebola príčinou tohto javu. Spínanie tranzistorov bolo taktiež v norme. Všetky vstupné piny obvodu LT3790 mali definovanú a správnu hodnotu. Tento jav bude ešte predmetom bližšieho skúmania.

## Záver

Cielom diplomovej práce bolo navrhnuť, vyrobiť a otestovať DC/DC menič typu *buck-boost*, ktorý by bol schopný konverzie z 10-52 V vstupného na 10-52 V výstupného napätia. Menič mal byť riadený po zbernici CAN. Vo výsledku môžem povedať, že sa mi podarilo splniť všetky body zadania.

V prvej kapitole som sa venoval dostupným integrovaným obvodom DC/DC meničov typu *buck-boost*. Zistil som, že sa rozdeľujú na synchronne/asynchronne a interné/externé. Následne som vybral šiestich predstaviteľov, ktorí spĺňovali minimálne požiadavky zo zadania práce. Postupnou elimináciou som vybral tri najvhodnejšie obvody, z ktorých som nakoniec po podrobnejšej analýze vybral čip LT3790 od firmy Analog Devices.

V druhej kapitole som navrhol ideovú schému meniča. Zapracoval som do nej všetky požiadavky zo zadania práce, ako aj ďalšie prídavné vlastnosti. Funkciu každého bloku som podrobne popísal a odôvodnil v texte práce.

Návrh elektrickej schémy meniča prebiehal v kapitole 3. Celé zapojenie som rozdelil na tri časti - regulačný obvod, kontrolný obvod a napájanie so vstupnými ochranami. V prvej časti som spravil podrobnú analýzu regulačného obvodu, kde som navrhol elektronické obvody spätnej väzby a odvodil som si operátorové prenosy regulačných slučiek. Pomocou nich som navrhol kompenzačný člen obvodu LT3790 metódou frekvenčných charakteristík. Nevýhoda bola v meniacich sa parametroch operátorových prenosov v závislosti na vstupnom/výstupnom napätí a odoberanom prúde. Návrh preto prebiehal len pre vybrané krajné hodnoty. V časti kontrolného obvodu som vybral vhodný mikrokontrolér typu STM32, konkrétne STM32F303K s jadrom ARM Cortex-M4. Dôraz bol kladený na čo najmenšie púzdro s dostatočným počtom I/O. V poslednej časti návrhu el. schémy som sa venoval napájacím obvodom a vstupných ochranám. Cielom bolo zabrániť zničeniu meniča alebo napájaného zariadenia v prípade poruchy jedného z nich. Výstupom tejto kapitoly bola navrhnutá elektrická schéma v programe KiCAD.

V kapitole 4 som rozpísal návrh programu pre MCU. Zvolil som si vývojové prostredie STM32CubeIDE od *STMicroelectronics* s dodávanými knižnicami HAL (programovací jazyk C). Hlavný program, po inicializácii potrebných periférií, prejde do nekonečného cyklu – čítanie vstupov, spracovanie programu, nastavenie výstupov. Dôležitá časť je komunikácia s nadradeným systémom po zbernici CAN. Implementoval som si vlastnú knižnicu štandardu CANopen, keďže sa mi nepodarilo nájsť dostupnú *open-source* variantu pre STM32. Pomocou nej dokážem vzdialene nastaviť výstupné parametre meniča a kontrolovať jeho stav. Pri písaní som sa snažil držať normy CiA 301, tzn. že menič sa môže pripojiť do štandardizovanej CANopen siete.

V poslednej kapitole som overil funkčnosť zapojenia. Ešte pred výrobou DPS som otestoval niektoré časti schémy pomocou simulácie v programe LTspice od firmy *Analog Devices*, ako aj pomocou reálneho zapojenia na kontaktnom poli. Zapojenie pracovalo správne podľa návrhu. Po vytvorení prototypu som spravil niekoľko testov. Najskôr som odmeral efektívnosť meniča v záťaži. Tá dosahovala  $93\pm 6\%$  pri odoberanom prúde 2 A. Nasledovalo meranie teploty termokamerou. Niektoré súčiastky (výkonové tranzistory a obvod LT3790) dosahoval počas prevádzky výrazne vysoké hodnoty, prevyšujúce  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Medené plochy nestíhali teplo odvádzať, preto by bolo potrebné prídavné chladenie. Priebehy reakcie na skokovú zmenu odoberaného el. prúdu sa zhodovali so simuláciou. Nakoniec som otestoval ochranné funkcie meniča, ktoré fungovali správne podľa návrhu. Počas testovania meniča som objavil niektoré hardvérové chyby, ktoré som bližšie popísal vo zvlášť kapitole a navrhol som na ne riešenie.

# Literatúra

1. SMALL, Kenneth. *Single wire current share paralleling of power supplies*. US Patent 4717833. 1988-01-05.
2. RIDLEY, Raymond. *A New Small-Signal Model for Current-Mode Control*. 1990-11-27. Dizertačná práca. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute.
3. MANCINI, Ron. *Op Amps For Everyone*. Texas Instruments, 2002.
4. VOSS, Wilifried. *A comprehensible guide to controller area network*. Greenfield: Cooperhill Technologies Corporation, 2005. ISBN 978-0976511601.
5. *IRLR3636PbF HEXFET Power MOSFET* [online]. Infineon, 2009 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/irlr3636pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153566d1e122698>.
6. *MCP3424 18-Bit, Multi-Channel  $\Delta\Sigma$  Analog-to-Digital Converter* [online]. Microchip, 2009 [cit. 2021-04-16]. Dostupné z: <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP3424>.
7. *CiA 301* [online]. CAN in Automation, 2011-02-21. Ver. v4.2.0 [cit. 2021-04-30]. Dostupné z: <https://www.can-cia.org/groups/specifications/>.
8. *IL41050 Isolated High-Speed CAN Transceiver* [online]. NVE Corporation, 2012 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.nve.com/Downloads/il41050.pdf>.
9. *Evaluation Module for LM5069EVM-627 with Surge Stopper and Reverse Voltage Protection* [online]. Texas Instruments, 2014 [cit. 2021-04-22]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ug/slvuaa1/slvuaa1.pdf?ts=1619061636532>.
10. *IPD068N10N3 OptiMOS 3 Power-Transistor* [online]. Infineon, 2014 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/12v-300v-n-channel-power-mosfet/ipd068n10n3-g/>.
11. *LT3790 60V Synchronous 4-Switch Buck-Boost Controller* [online]. Analog Devices, 2014 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/lt3790.html>.
12. *LT8705A 80V VIN and VOUT Synchronous 4-Switch BuckBoost DC/DC Controller* [online]. Analog Devices, 2016 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/lt8705a.html>.
13. *LTM8056 58VIN, 48VOUT Buck-Boost  $\mu$ Module Regulator* [online]. Analog Devices, 2016 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/ltm8056.html>.

14. *OPA<sub>x</sub>348 1-MHz, 45- $\mu$ A, CMOS, Rail-to-Rail Operational Amplifiers* [online]. Texas Instruments, 2016 [cit. 2020-12-08]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/OPA348>.
15. *ADM503 5 kV rms Signal Isolated High Speed CAN Transceiver with Bus Protection* [online]. Analog Devices, 2017 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/adm3054.html?doc=ADM3054.pdf>.
16. *DMT8012LK3 80V N-Channel Enhancement Mode MOSFET* [online]. Diodes Incorporated, 2017 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/DMT8012LK3.pdf>.
17. *LM5118 Wide Voltage Range Buck-Boost Controller* [online]. Texas Instruments, 2017 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/LM5118>.
18. *LT8390 60V Synchronous 4-Switch Buck-Boost Controller with Spread Spectrum* [online]. Analog Devices, 2017 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/lt8390.html>.
19. *LT8390A 60V 2MHz Synchronous 4-Switch Buck-Boost Controller with Spread Spectrum* [online]. Analog Devices, 2017 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/lt8390a.html>.
20. *LM5069 9-V to 80-V hot swap controller with power limiting* [online]. Texas Instruments, 2018 [cit. 2021-04-22]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/LM5069>.
21. *STM32F303x6/x8* [online]. STMicroelectronics, 2018 [cit. 2021-04-19]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f303k8.pdf>.
22. *TJA1052i Galvanically isolated high-speed CAN transceiver* [online]. NXP Semiconductors, 2018 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1052I.pdf>.
23. *ISO1050 Isolated CAN Transceiver* [online]. Texas Instruments, 2019 [cit. 2020-12-07]. Dostupné z: <https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=ISO1050DUB>.
24. *LM2594 SIMPLE SWITCHER<sup>®</sup> 40V, 500mA Low Component Count Step-Down Regulator* [online]. Texas Instruments, 2019 [cit. 2021-04-22]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/LM2594>.
25. *TLV906xS 10-MHz, RRIO, CMOS Operational Amplifiers for Cost-Sensitive Systems* [online]. Texas Instruments, 2019 [cit. 2020-12-08]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/TLV9062>.

26. *LM5176 55-V Wide VIN Synchronous 4-switch Buck-boost Controller* [online]. Texas Instruments, 2020 [cit. 2020-10-13]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/LM5176>.
27. *MCP6001 1 MHz Low-Power Op Amp* [online]. Microchip, 2020 [cit. 2020-12-08]. Dostupné z: <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP6001>.
28. *Series AM1S-Z 1 Watt DC-DC Converter* [online]. Aimtec, 2020 [cit. 2021-04-22]. Dostupné z: <http://www.aimtec.com/site/Aimtec/files/Datasheet/HighResolution/AM1S-Z.pdf?ft4=59-33>.
29. *Demystifying Type II and Type III Compensators Using OpAmp and OTA for DC/DC Converters* [online] [cit. 2020-11-10]. Dostupné z: [https://www.ti.com/lit/an/slva662/slva662.pdf?ts=1607167216358&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.de%252F](https://www.ti.com/lit/an/slva662/slva662.pdf?ts=1607167216358&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.de%252F).
30. DYND, Alexey. *SSD1306 OLED display driver* [online] [cit. 2021-04-17]. Dostupné z: [https://lexus2k.github.io/ssd1306/ssd1306\\_\\_fonts\\_8c\\_source.html](https://lexus2k.github.io/ssd1306/ssd1306__fonts_8c_source.html).
31. EEDE, Olivier Van den. *ssd1306-stm32HAL* [online] [cit. 2021-04-17]. Dostupné z: <https://github.com/4ilo/ssd1306-stm32HAL>.
32. *Integrated Development Environment for STM32* [online] [cit. 2021-04-12]. Dostupné z: <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html>.
33. JAIN, Ajith. *Synchronous vs. Asynchronous Buck Regulators* [online] [cit. 2020-10-12]. Dostupné z: [https://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Semtech\\_600/PDF/Semtech\\_synchronous-vs-asynchronous-buck-regulators.pdf?redirected=1](https://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Semtech_600/PDF/Semtech_synchronous-vs-asynchronous-buck-regulators.pdf?redirected=1).
34. LUO, Shiguo. *A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules* [online] [cit. 2020-10-25]. Dostupné z: [http://www.initkms.ru/umk/fks/d/A%20classification%20and%20evaluation%20of%20parall%20eling%20methods%20for%20power%20supply%20modules%20\(Luo%20S.%20etc.\).pdf](http://www.initkms.ru/umk/fks/d/A%20classification%20and%20evaluation%20of%20parall%20eling%20methods%20for%20power%20supply%20modules%20(Luo%20S.%20etc.).pdf).
35. *Modeling and Design of Current Mode Control Boost Converters* [online] [cit. 2020-11-10]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/snva408b/snva408b.pdf?ts=1607118302577>.
36. SUN, Bosheng. *How to parallel two DC/DC converters with digital controllers* [online]. [B. r.] [cit. 2020-10-25]. Dostupné z: [https://www.ti.com/lit/an/slyt748/slyt748.pdf?ts=1603558327186&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt748/slyt748.pdf?ts=1603558327186&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).

37. *SWD vs JTAG: Similarities & Differences Explained* [online] [cit. 2020-10-24]. Dostupné z: <https://embeddedinventor.com/swd-vs-jtag-differences-explained/>.
38. ZHANG, Henry J. *Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies* [online] [cit. 2020-11-10]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an149fa.pdf>.

## Zoznam symbolov a skratiek

<b>AC</b>	Alternating Current
<b>ACM</b>	Average Current Method
<b>AD</b>	Analog Digital
<b>ADC</b>	Analog to Digital Converter
<b>ARM</b>	Advanced RISC Machine
<b>BGA</b>	Ball Grid Array
<b>CAN</b>	Controller Area Network
<b>CC</b>	Constant Current
<b>CCM</b>	Continuous Conduction Mode
<b>CV</b>	Constant Voltage
<b>DA</b>	Digital Analog
<b>DAC</b>	Digital to Analog Converter
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DCM</b>	Discontinuous Conduction Mode
<b>DPS</b>	Doska Plošných Spojov
<b>EDS</b>	Electronic Data Sheet
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference
<b>ESD</b>	Electrostatic Discharge
<b>EOS</b>	Electrical Overstress
<b>ESL</b>	Equivalent Series Inductance
<b>ESR</b>	Equivalent Series Resistance
<b>FB</b>	Feedback
<b>GBP</b>	Gain Bandwidth Product
<b>GDB</b>	GNU Debugger

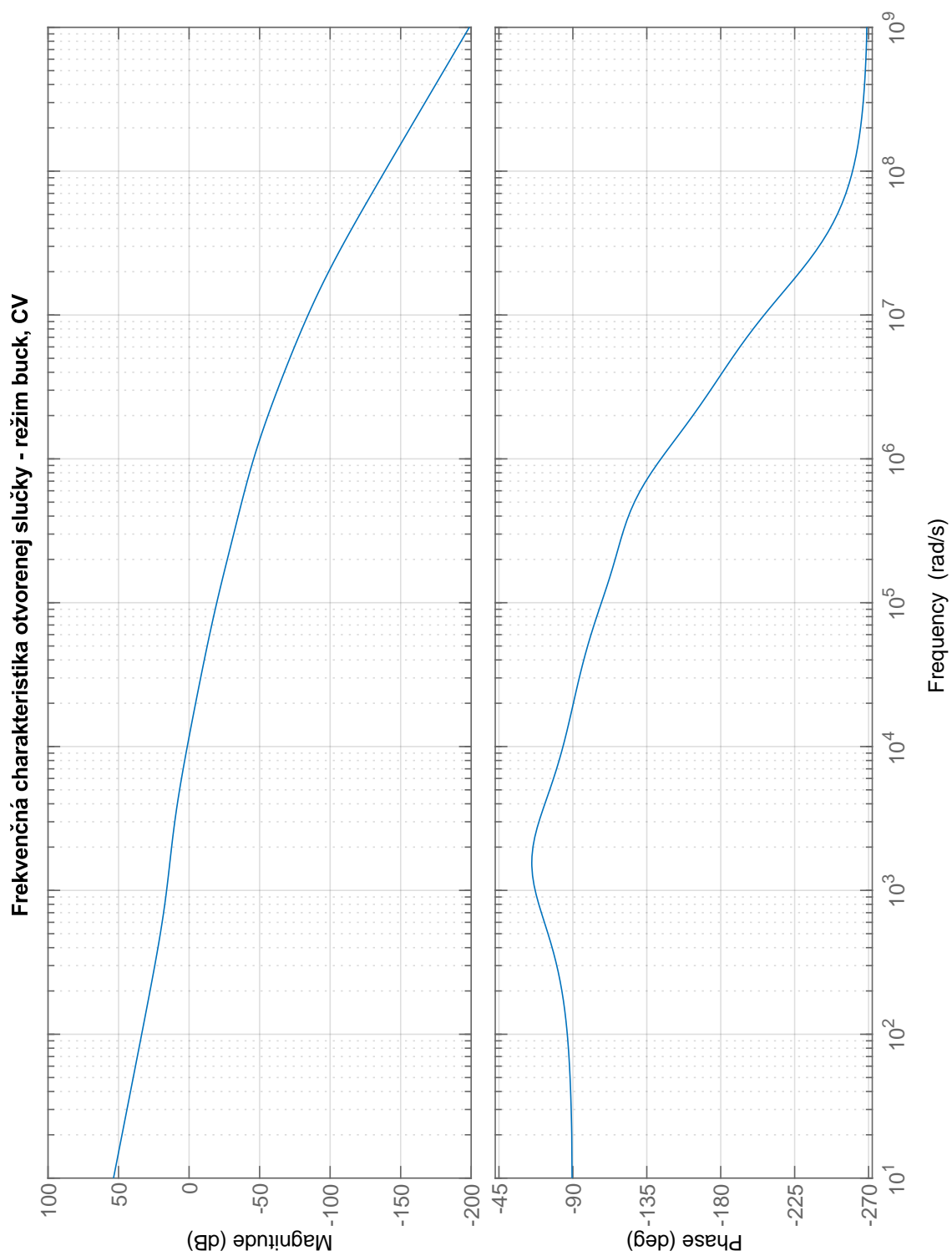
<b>GPIO</b>	General Purpose Input-Output
<b>HAL</b>	Hardware Abstraction Layer
<b>I2C</b>	Inter-Integrated Circuit
<b>ISO</b>	International Organization for Standardization
<b>JTAG</b>	Joint Test Action Group
<b>LED</b>	Light-Emitting Diode
<b>LSS</b>	Layer Setting Services
<b>MCU</b>	Microcontroller Unit
<b>MLCC</b>	Multilayer Ceramic Capacitor
<b>MSB</b>	Most Significant Bit
<b>NMT</b>	Network Management
<b>NVIC</b>	Nested Vector Interrupt Controller
<b>OLED</b>	Organic Light-Emitting Diode
<b>OLR</b>	Outer Loop Regulation
<b>OS</b>	Operating System
<b>OSI</b>	Open Systems Interconnection
<b>OVLO</b>	Overvoltage Lockout
<b>OZ</b>	Operačný Zosilňovač
<b>PC</b>	Personal Computer
<b>PDO</b>	Process Data Object
<b>PLL</b>	Phase-Locked Loop
<b>PWM</b>	Pulse Width Modulation
<b>RAM</b>	Random Access Memory
<b>RISC</b>	Reduced Instruction Set Computer
<b>SDO</b>	Service Data Object

<b>SMD</b>	Surface Mount Devices
<b>SOA</b>	Safe Operating Area
<b>SPS</b>	Samples Per Second
<b>SRAM</b>	Static Random Access Memory
<b>SWCLK</b>	Serial Wire Clock
<b>SWD</b>	Serial Wire Debug
<b>SWDIO</b>	Serial Wire Data Input Output
<b>SWO</b>	Serial Wire Output
<b>TCK</b>	Test Clock
<b>TDI</b>	Test Data In
<b>TDO</b>	Test Data Out
<b>THT</b>	Through Hole Technology
<b>TIM</b>	Timer
<b>TMS</b>	Test Mode Select
<b>TRST</b>	Test Reset
<b>TVS</b>	Transient Voltage Suppression
<b>UART</b>	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>UVLO</b>	Undervoltage Lockout

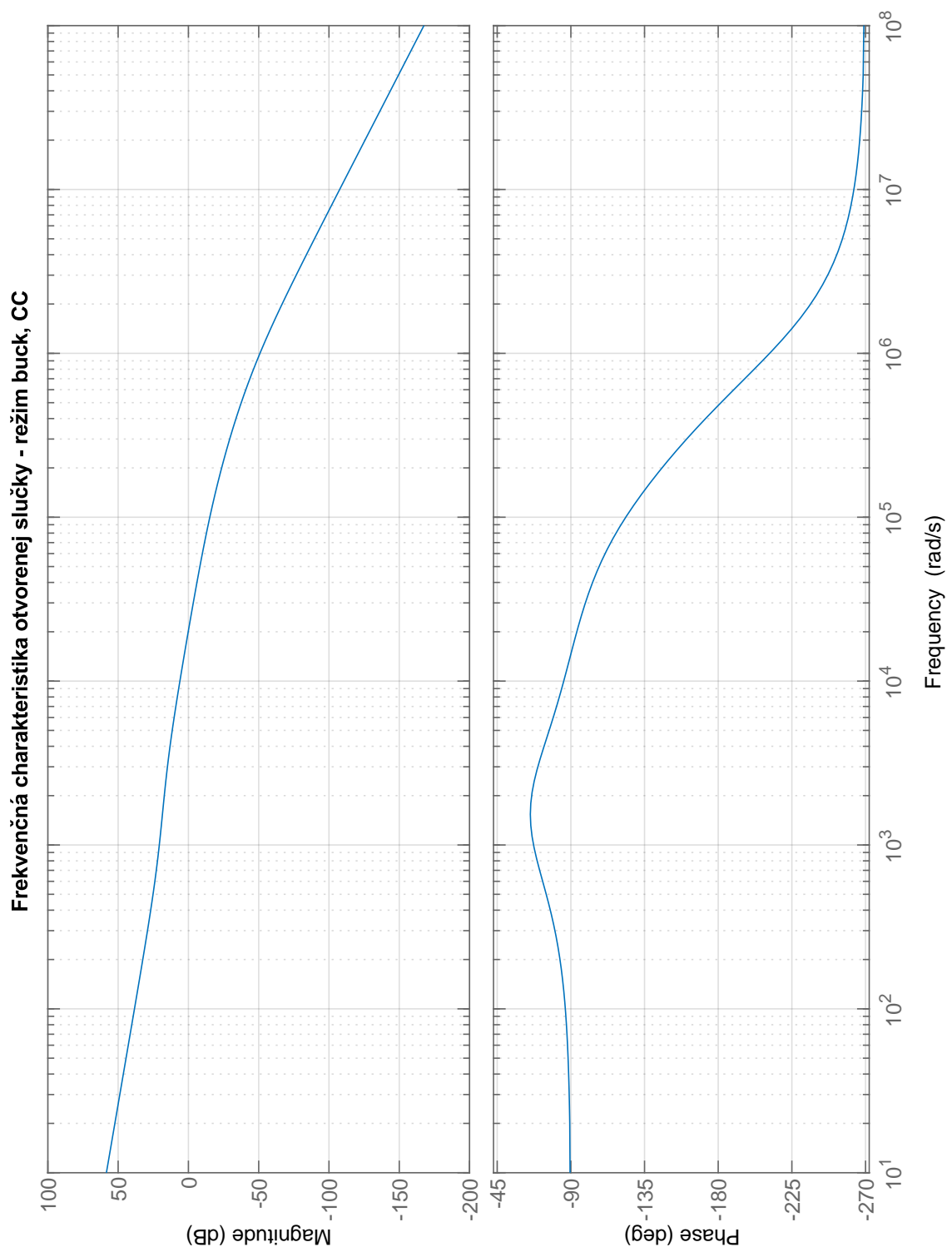
# Zoznam príloh

A	Frekvenčné char. otvorenej slučky	105
B	Elektrická schéma	109
C	Testovacie zapojenie	116
D	Predloha plošných spojov a osadzovací plán	117
E	Slovník Objektov - CANopen	120
F	Výpočet efektivity meniča	123
G	Fotky DC/DC meniča	125
H	Obsah elektronických príloh	126

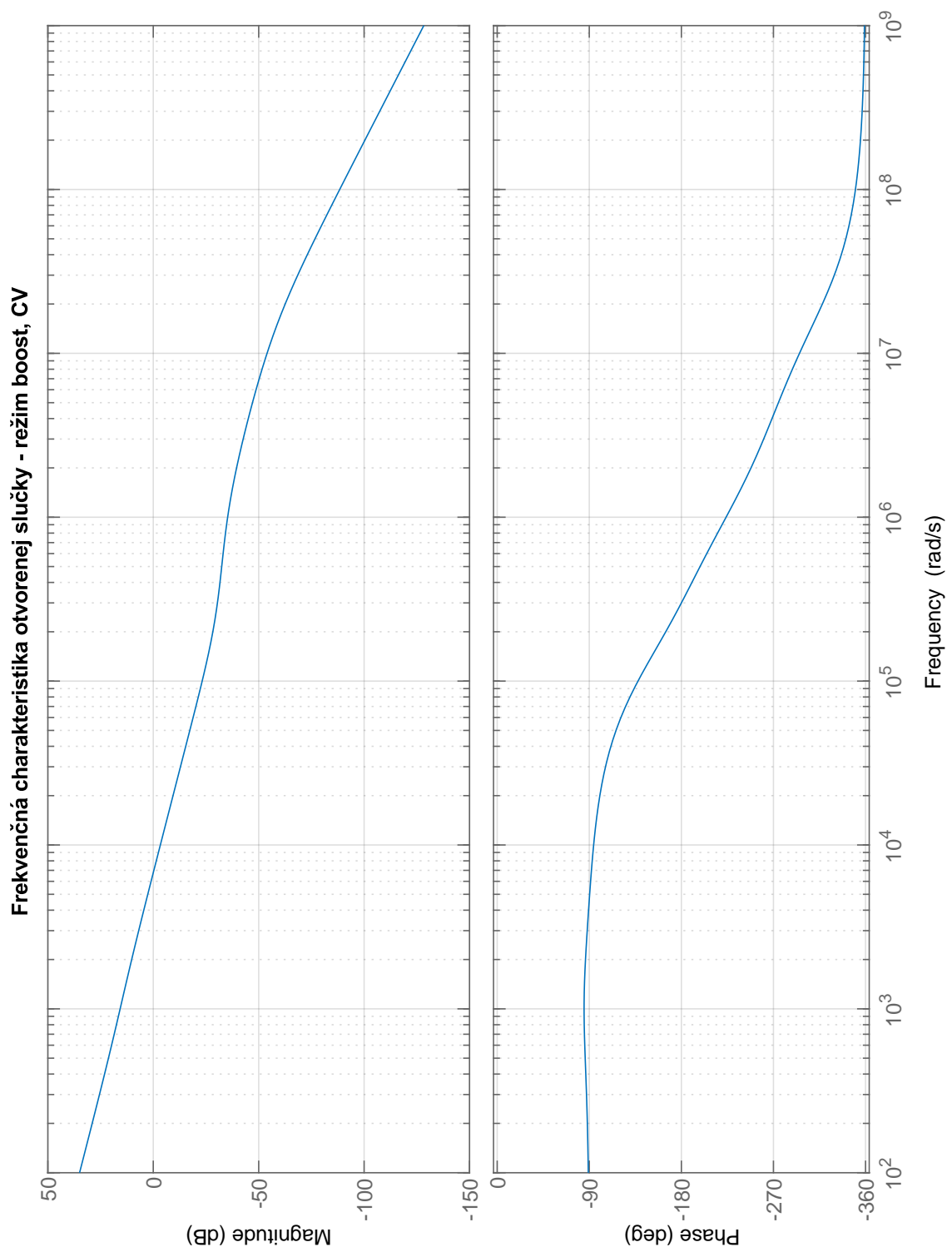
## A Frekvenčné char. otvorenej slučky



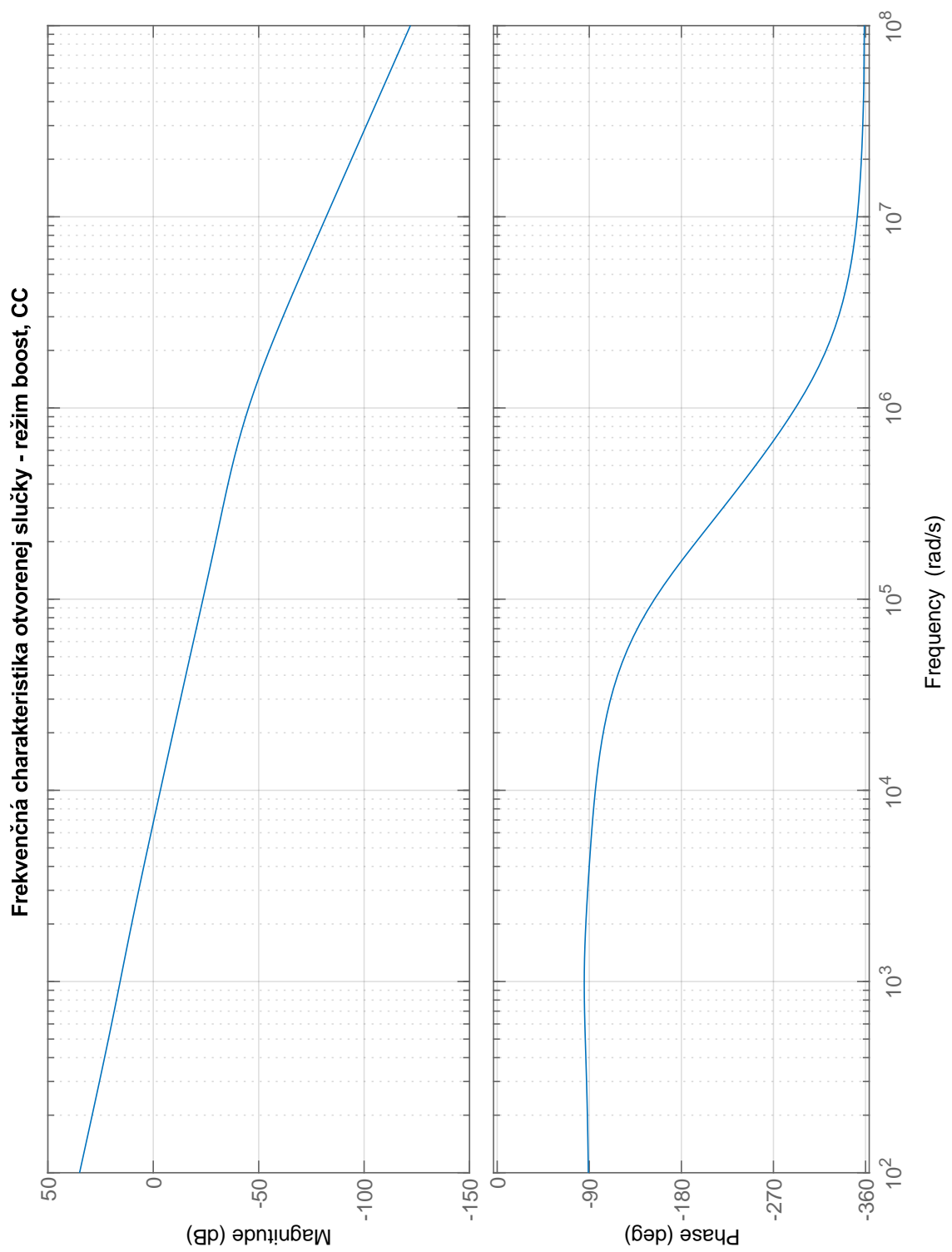
Obr. A.1: Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim *buck*, CV



Obr. A.2: Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim *buck*, CC



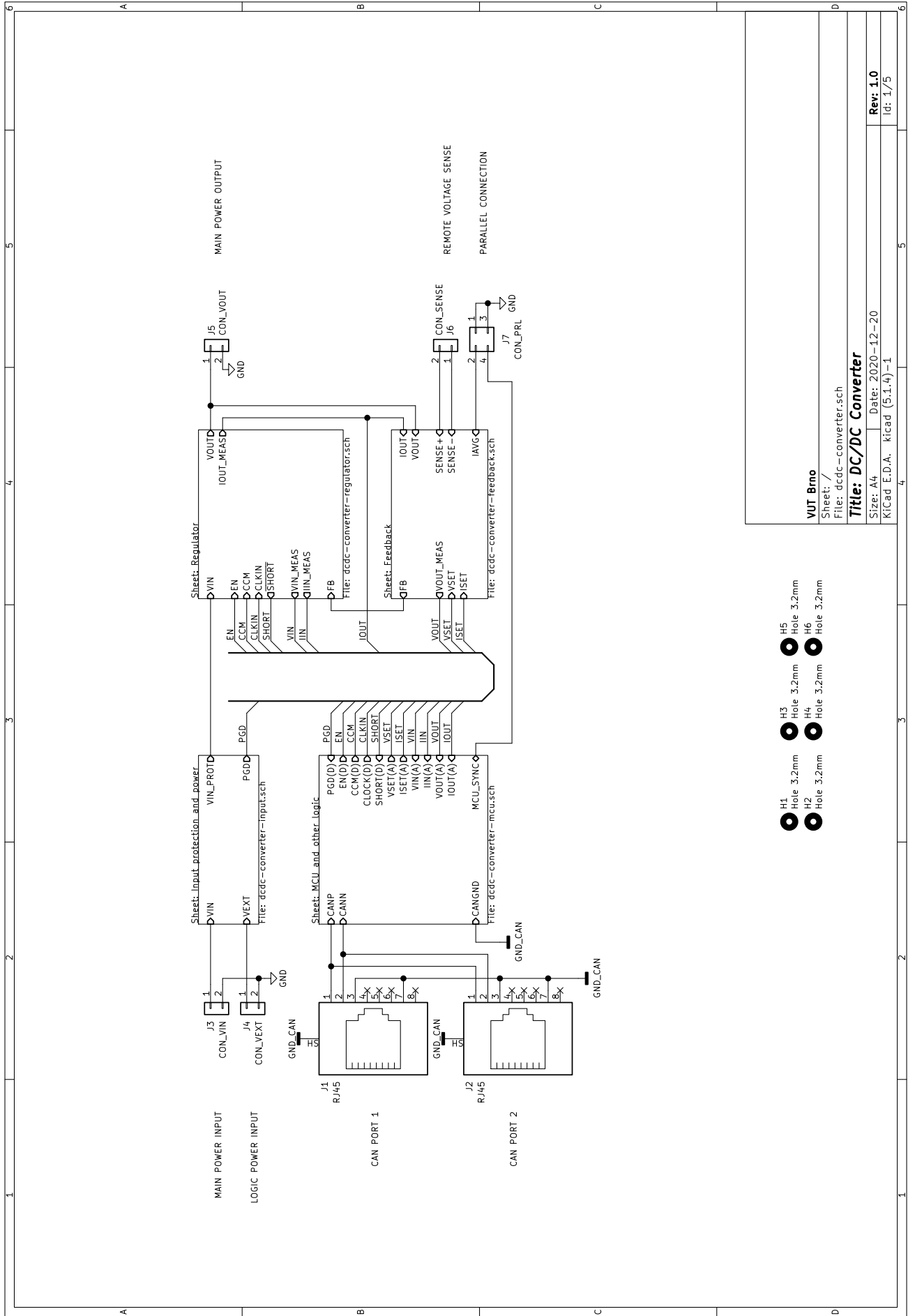
Obr. A.3: Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim *boost*, CV



Obr. A.4: Frekvenčná charakteristika otvorenej slučky - režim *boost*, CC

## **B Elektrická schéma**

1. DC/DC menič
2. Modul displeja



- H1 Hole 3.2mm
- H2 Hole 3.2mm
- H3 Hole 3.2mm
- H4 Hole 3.2mm
- H5 Hole 3.2mm
- H6 Hole 3.2mm

VUT Brno

Sheet: /  
File: dcdc-converter.sch

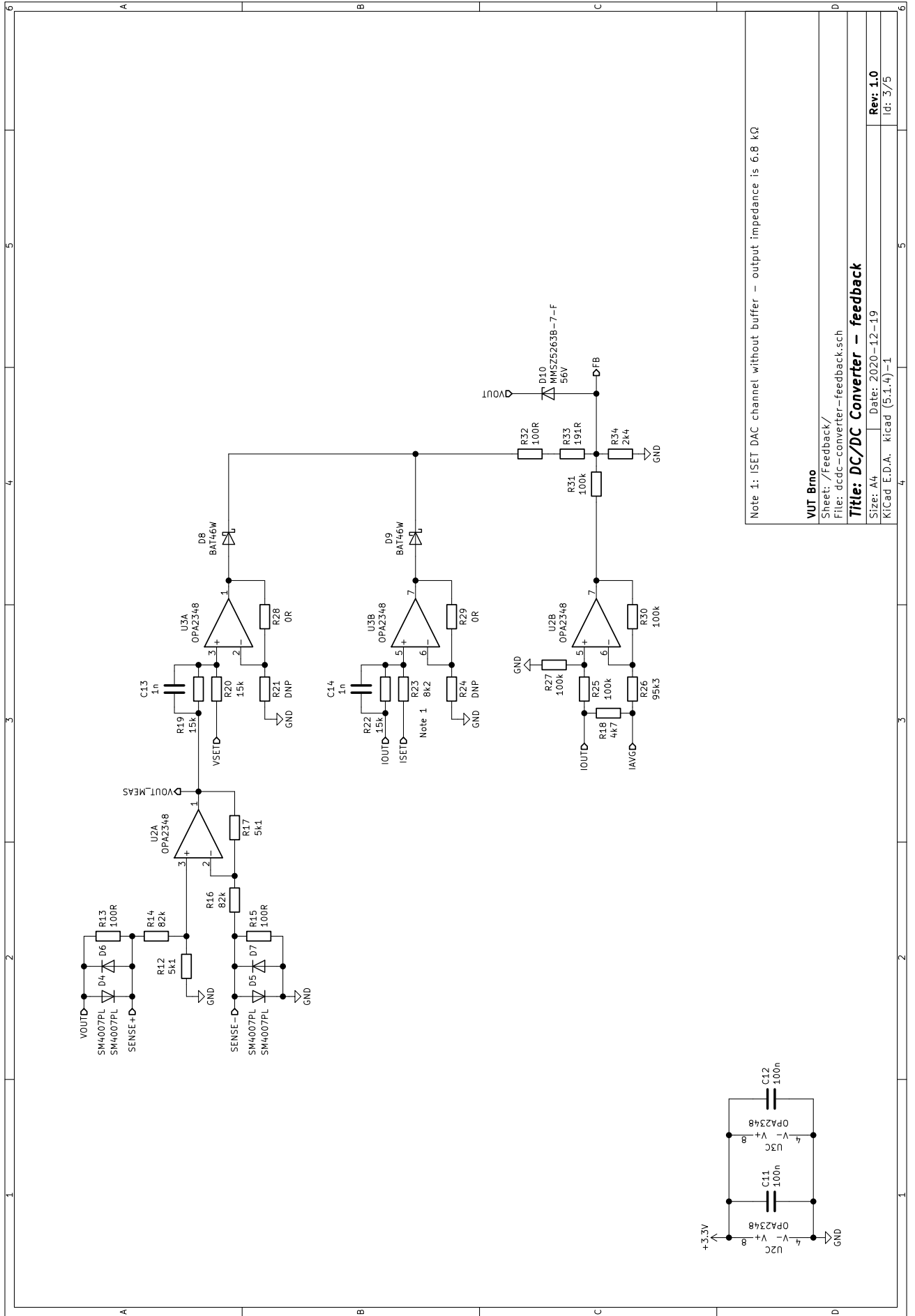
Title: DC/DC Converter

Size: A4 Date: 2020-12-20

KiCad E.D.A. kicad (5:1.4)-1

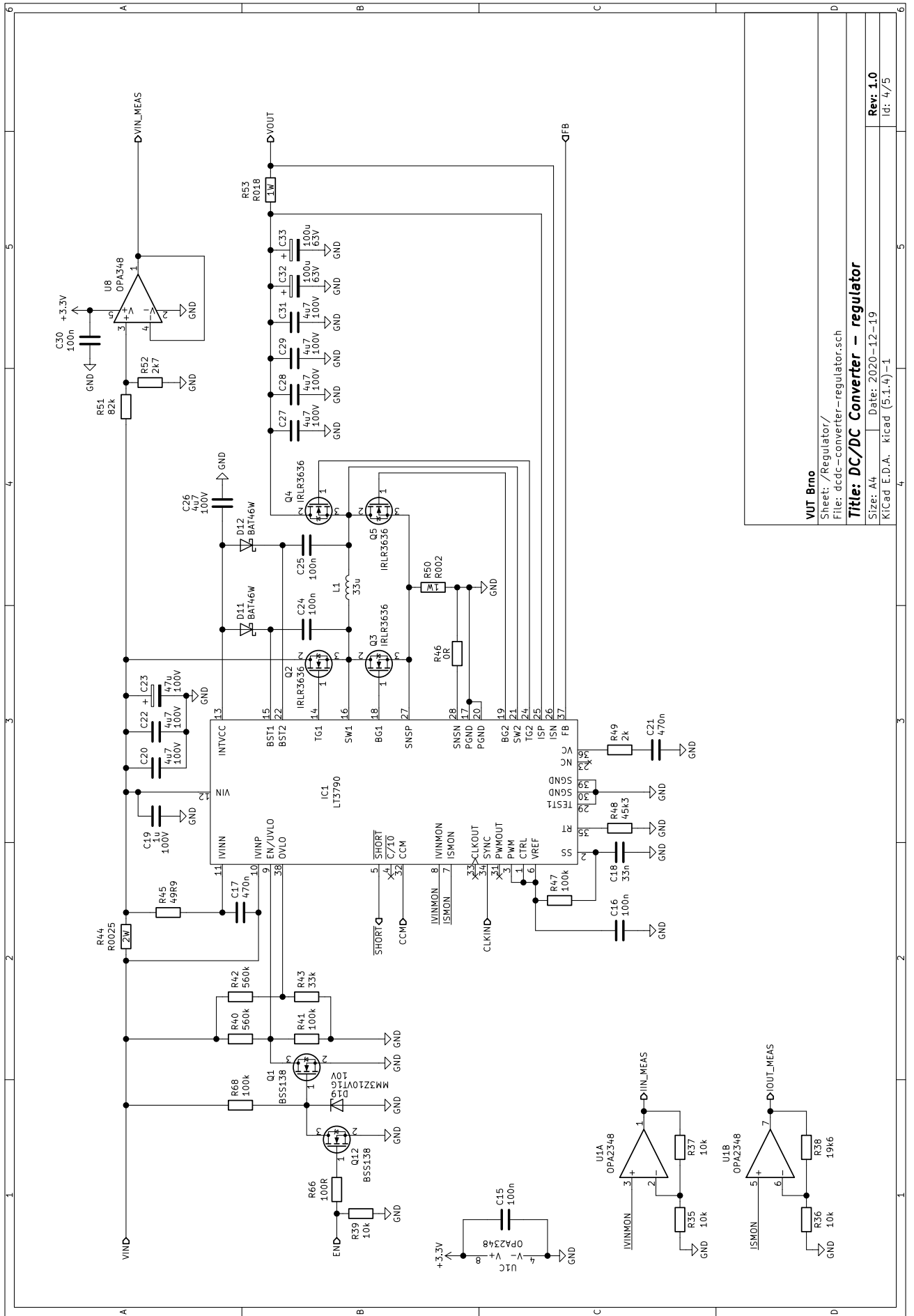
Rev: 1.0  
Id: 1/5



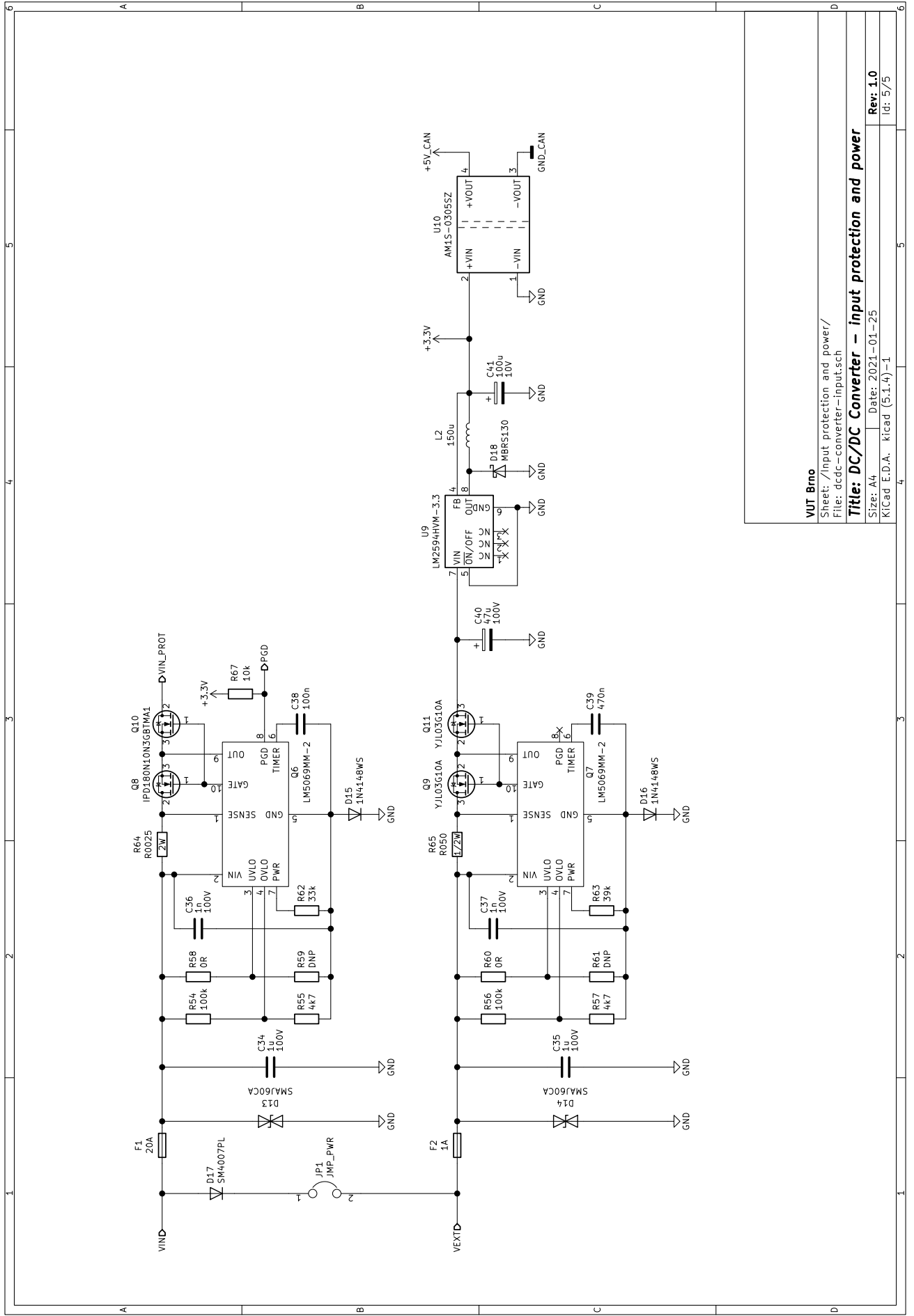


Note 1: ISET DAC channel without buffer – output impedance is 6.8 kΩ

VUT Brno  
 Sheet: //Feedback/  
 File: dcdc-converter-feedback.sch  
**Title: DC/DC Converter – feedback**  
 Size: A4 Date: 2020-12-19  
 KiCad E.D.A. kicad (5:1.4)-1



**VUT Brno**  
 Sheet: /Regulator/  
 File: dcdc-converter-regulator.sch  
**Title: DC/DC Converter - regulator**  
 Size: A4 Date: 2020-12-19  
 KiCad E.D.A. kicad (5:1.4)-1  
**Rev: 1.0**  
 Id: 4/5



**VUT Brno**

Sheet: /Input protection and power/  
File: dcdc-converter-input.sch

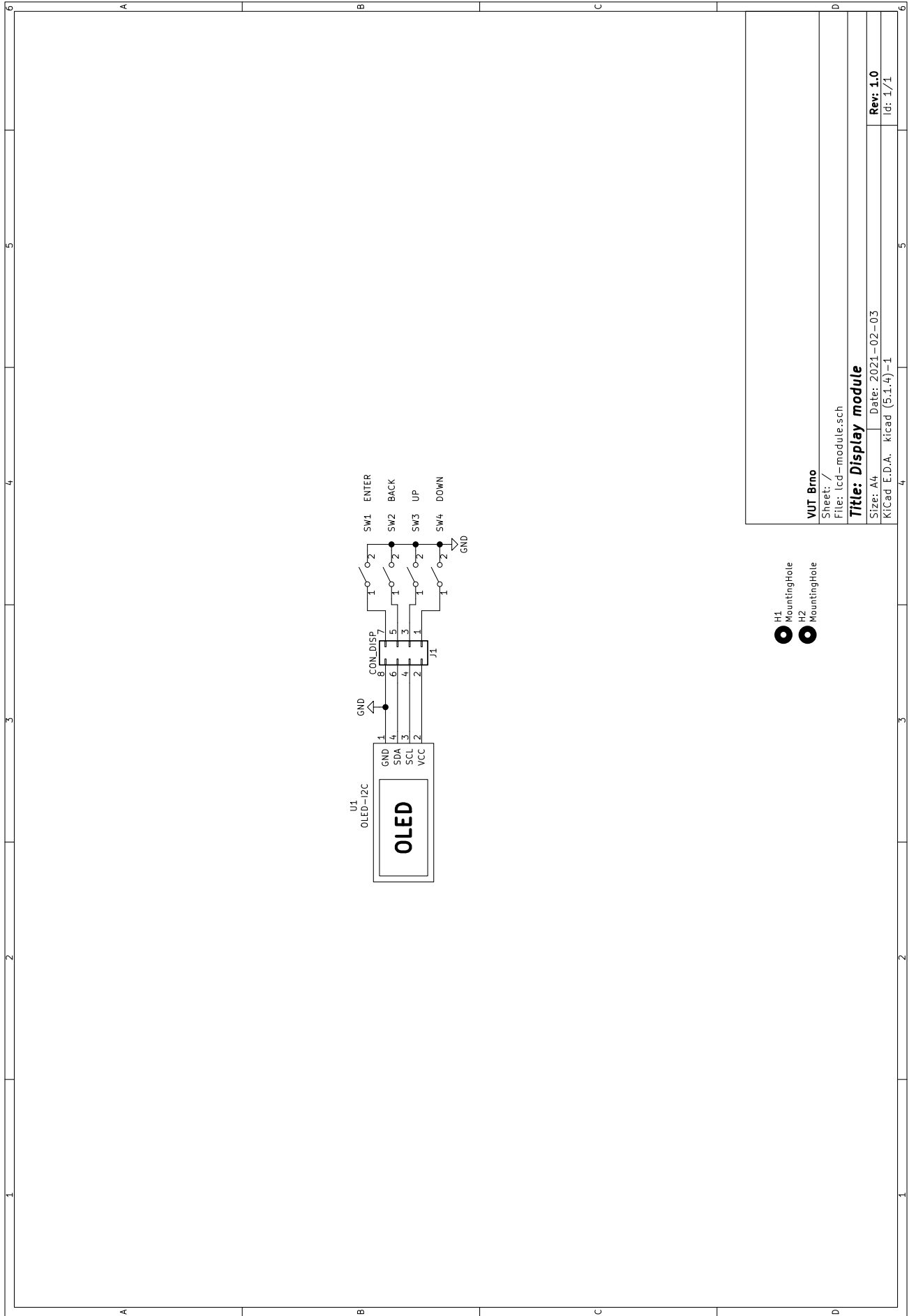
**Title: DC/DC Converter – input protection and power**

Size: A4

Date: 2021-01-25

Rev: 1.0

KiCad E.D.A. kicad (5:1.4)-1



VUT Brno

Sheet: /

File: lcd-module.sch

Title: Display module

Size: A4

Date: 2021-02-03

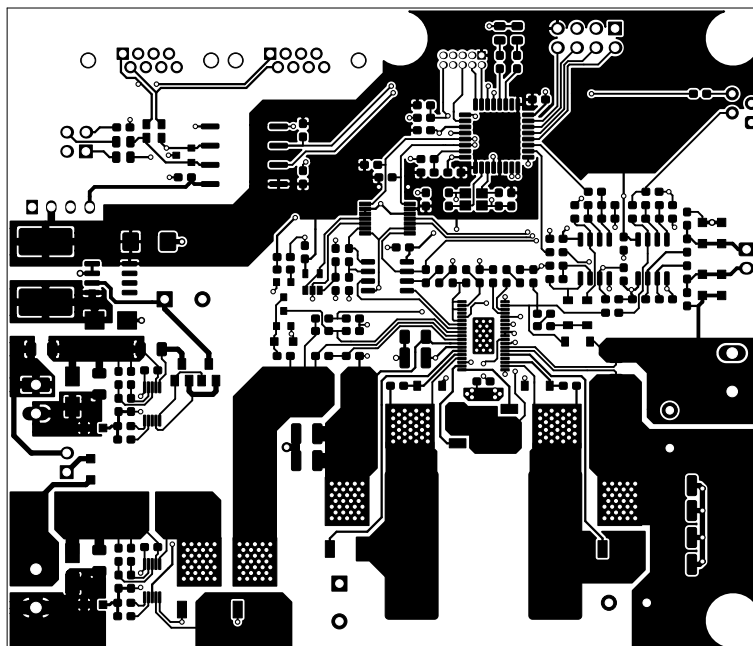
KiCad E.D.A. kicad (5:1.4)-1

Rev: 1.0

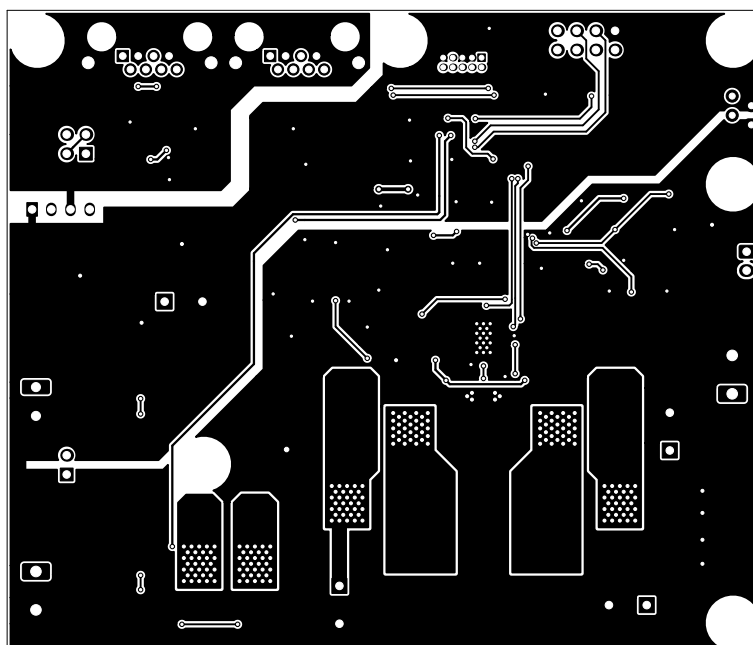
Id: 1/1



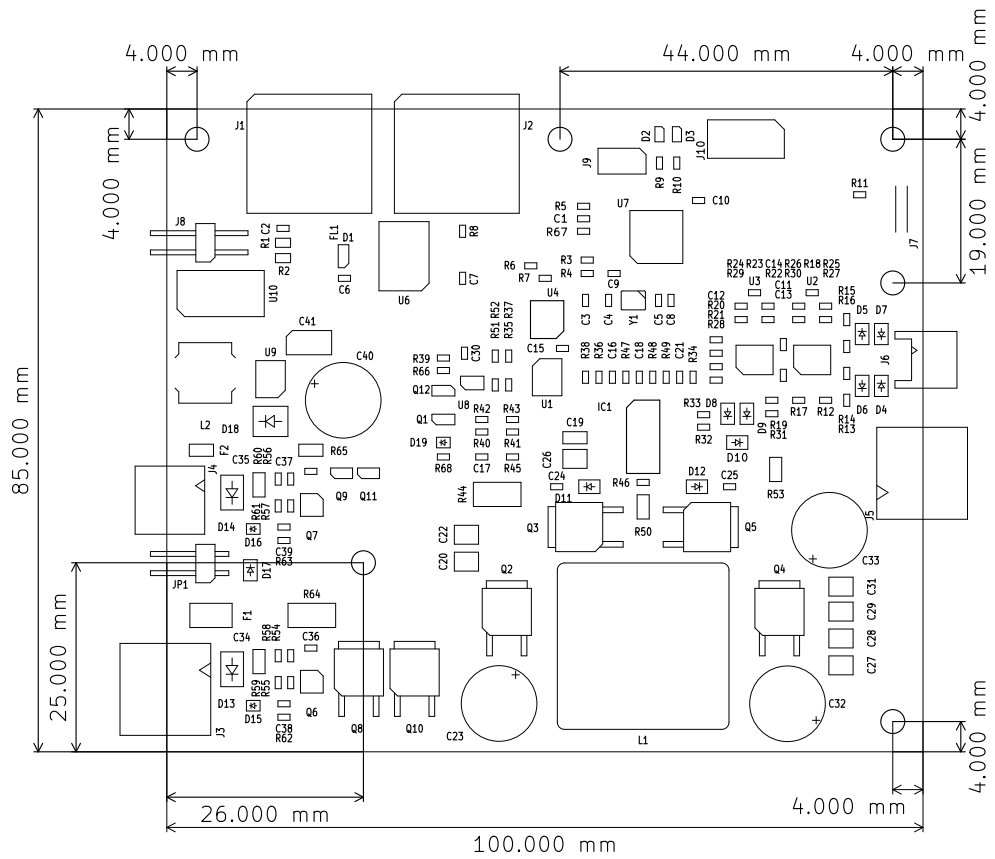
## D Predloha plošných spojov a osadzovací plán



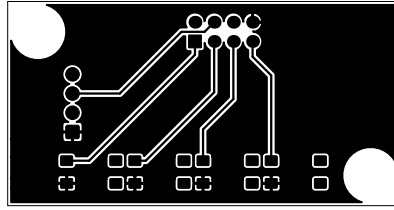
Obr. D.1: Predloha plošných spojov – DC/DC menič – vrstva Top



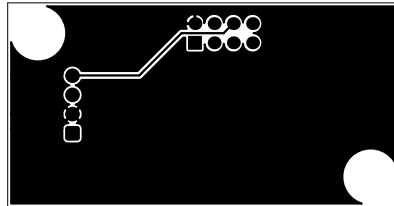
Obr. D.2: Predloha plošných spojov – DC/DC menič – vrstva Bottom



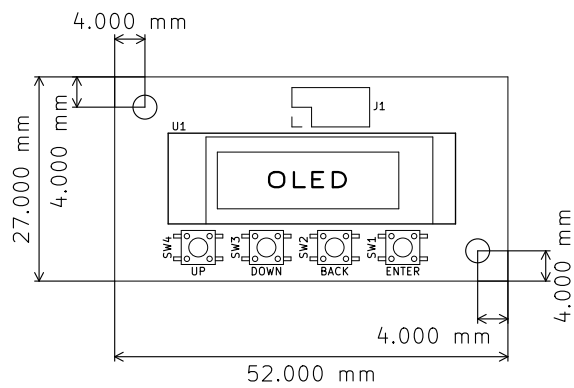
Obr. D.3: Osadzovací plán – DC/DC menič



Obr. D.4: Predloha plošných spojov – Modul displeja – vrstva Top



Obr. D.5: Predloha plošných spojov – Modul displeja – vrstva Bottom



Obr. D.6: Osadzovací plán – Modul displeja

## **E Slovník Objektov - CANopen**

Nasledujúca tabuľka obsahuje kompletný zoznam a popis CANopen objektov implementovaných v DC/DC meniči. Prístup k nim je možný cez štandardnú SDO správu protokolu CANopen.

Area	Index (hex)	Sub-idx (hex)	Name	Object code	Data type	PDO map	Attr	Default	Lower limit	Upper limit	Description	
Communication area	1000	00	Device type	VAR	U32	No	Const	0x000001C6	0x00000000	0xFFFFFFFF	DSP-454 Energy Management Systems	
	1001	00	Error register	VAR	U8	No	RO	0x00	0x00	0xFF	Error bits according to DS-301	
	1017	00	Heartbeat time	VAR	U16	No	RW	0x0064	0x0000	0xFFFF	Heartbeat time in ms (0 to turn off)	
	1018		Identity object	REC							Identification numbers	
		00	Number of entries	VAR	U8	No	Const	0x04	0x01	0x04		
		01	Vendor ID	VAR	U32	No	Const	0x12345678	0x00000000	0xFFFFFFFF		
		02	Product code	VAR	U32	No	Const	0x12345678	0x00000000	0xFFFFFFFF		
		03	Revision number	VAR	U32	No	Const	0x12345678	0x00000000	0xFFFFFFFF		
		04	Serial number	VAR	U32	No	Const	0x12345678	0x00000000	0xFFFFFFFF		
	1800		1st transmit PDO	REC								PDO: input/output voltage/current
		00	Number of entries	VAR	U8	No	Const	0x03	0x02	0x06		Subindex 0: number of entries
		01	COB-ID used by PDO	VAR	U32	No	RO	0x181 + NID	0x181	0x4FF		Subindex 1: COB ID (FID+NID)
		02	Transmission type	VAR	U8	No	Const	0xFE	0x00	0xFF		Subindex 2: transmission type (timer driven)
		03	Inhibit time	VAR	U16	No	RW	0x0032	0x0000	0xFFFF		Subindex 3: timer period in ms
	1801		2nd transmit PDO	REC								PDO: cv/cc mode
		00	Number of entries	VAR	U8	No	Const	0x02	0x02	0x06		Subindex 0: number of entries
		01	COB-ID used by PDO	VAR	U32	No	RO	0x281 + NID	0x181	0x4FF		Subindex 1: COB ID (FID+NID)
		02	Transmission type	VAR	U8	No	Const	0xFE	0x00	0xFF		Subindex 2: transmission type (event driven)
	1A00		1st PDO mapping	REC								PDO transmit mapping
		00	Number of entries	VAR	U8	No	Const	0x04	0x00	0xFF		Subindex 0: number of mapped parameters
		01	Mapping Entry 1	VAR	U32	No	Const	0x20200010	0x00000000	0xFFFFFFFF		Subindex 1: output voltage mapping
		02	Mapping Entry 2	VAR	U32	No	Const	0x20210010	0x00000000	0xFFFFFFFF		Subindex 2: output current mapping
		03	Mapping Entry 3	VAR	U32	No	Const	0x20220010	0x00000000	0xFFFFFFFF		Subindex 3: input voltage mapping
		04	Mapping Entry 4	VAR	U32	No	Const	0x20230010	0x00000000	0xFFFFFFFF		Subindex 4: input current mapping
1A01		2nd PDO mapping	REC								PDO transmit mapping	
	00	Number of entries	VAR	U8	No	Const	0x01	0x01	0x08		Subindex 0: number of mapped parameters	
	01	Mapping Entry 1	VAR	U32	No	Const	0x20000008	0x00000000	0xFFFFFFFF		Subindex 1: status register mapping	

Area	Index (hex)	Sub-idx (hex)	Name	Object code	Data type	PDO map	Attr	Default	Lower limit	Upper limit	Description
Manufacturer-specific area	2000	00	CV/CC mode status	VAR	U8	Yes	RO	0x00	0x00	0xFF	Manufacturer status register
	2001	00	Enable converter	VAR	U8	No	RW	0x00	0x00	0x01	Enable/disable converter output
	2002	00	CCM mode	VAR	U8	No	RW	0x01	0x00	0x01	Switch CCM/DCM mode (1: CCM, 0: DCM)
	2003	00	Parallel mode	VAR	U8	No	RW	0x00	0x00	0x01	Set converter to parallel mode
	2010	00	Set output voltage	VAR	U16	No	RW	0x0000	0x0000	0xCB20	Set output voltage in mV
	2011	00	Set output current	VAR	U16	No	RW	0x0000	0x0000	0x0BB8	Set output current in mA
	2020	00	Output voltage	VAR	U16	Yes	RO	0x0000	0x0000	0xFFFF	Actual output voltage in mV
	2021	00	Output current	VAR	U16	Yes	RO	0x0000	0x0000	0xFFFF	Actual output current in mA
	2022	00	Input voltage	VAR	U16	Yes	RO	0x0000	0x0000	0xFFFF	Actual input voltage in mV
	2023	00	Input current	VAR	U16	Yes	RO	0x0000	0x0000	0xFFFF	Actual input current in mA

## F Výpočet efektivity meniča

Použité prístroje:

- 1x Napájací zdroj SIGLENT SPD3303C
- 1x Multimeter UNI-T UT50D (meranie vstupného a výstupného napätia)
- 2x Multimeter Solight V40 (meranie vstupného a výstupného prúdu)

Použité meracie rozsahy:

Prístroj	Rozsah	Rozlíšenie	Presnosť
UNI-T UT50D	200 V	0,1 V	$\pm(0,5 + 0,05) \%$
Solight V40	20 A	0,01 A	$\pm(1,5 + 0,15) \%$

Použité vzorce (počítam len s neistotou typu B):

$$E = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \cdot 100 = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (\text{F.1})$$

$$\Delta_X = \frac{X \cdot \delta_M + X_R \cdot \delta_R}{100} \quad (\text{F.2})$$

$$u_{B(X)} = \frac{\Delta_X}{\chi} \quad (\text{F.3})$$

$$u_{B(E)} = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \left( \frac{\partial E(X_1, \dots, X_4)}{\partial X_i} \right)^2 \cdot u_{B(X_i)}^2} \quad (\text{F.4})$$

$$U(E) = k \cdot u_{B(E)} \quad (\text{F.5})$$

- $E$  – efektivita meniča
- $U_{OUT}, I_{OUT}, U_{IN}, I_{IN}$  – zmerané vstupné/výstupné napätie/prúd
- $\Delta_X$  – absolútna chyba merania veličiny X
- $\delta_M, \delta_R$  – relatívna chyba z merania a rozsahu, udáva výrobca
- $u_{B(X)}$  – neistota typu B pre veličinu X
- $\chi$  – prevodný koeficient rozdelenia pravdepodobnosti ( $\sqrt{3}$  pre normálové)
- $U(E)$  – rozšírená neistota pre veličinu E
- $k$  – koeficient rozšírenia (2 pre pravdepodobnosť 95 %)

Príklad výpočtu pre prvý riadok tabuľky 5.1:

$$E = \frac{30,4 \cdot 0,11}{11,9 \cdot 0,39} \cdot 100 = 72\% \quad (\text{F.6})$$

$$\Delta_{U_{IN}} = \frac{U_{IN} \cdot \delta_M + X_R \cdot \delta_R}{100} = \frac{11,9 \cdot 0,5 + 200 \cdot 0,05}{100} = 0,16V \quad (\text{F.7})$$

$$u_{B(U_{IN})} = \frac{\Delta_{U_{IN}}}{\chi} = \frac{0,16}{\sqrt{3}} = 0,092V \quad (\text{F.8})$$

Rovnakým spôsobom som postupoval aj pri ostatných nameraných veličinách. Výsledné hodnoty sú:  $u_{B(I_{IN})} = 0,021$ ,  $u_{B(U_{OUT})} = 0,15$ ,  $u_{B(I_{OUT})} = 0,018$ .

$$A_1 = \frac{\partial E}{\partial U_{OUT}} = \frac{I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} \cdot 100 = \frac{0,11}{11,9 \cdot 0,39} \cdot 100 = 2,37 \quad (\text{F.9})$$

$$A_2 = \frac{\partial E}{\partial I_{OUT}} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} \cdot 100 = \frac{30,4}{11,9 \cdot 0,39} \cdot 100 = 655 \quad (\text{F.10})$$

$$A_3 = \frac{\partial E}{\partial U_{IN}} = -\frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN}^2 \cdot I_{IN}} \cdot 100 = -\frac{30,4 \cdot 0,11}{11,9^2 \cdot 0,39} \cdot 100 = -6,05 \quad (\text{F.11})$$

$$A_4 = \frac{\partial E}{\partial I_{IN}} = -\frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}^2} \cdot 100 = -\frac{30,4 \cdot 0,11}{11,9 \cdot 0,39^2} \cdot 100 = -185 \quad (\text{F.12})$$

$$u_{B(E)} = \sqrt{A_1^2 u_{B(U_{OUT})}^2 + A_2^2 u_{B(I_{OUT})}^2 + A_3^2 u_{B(U_{IN})}^2 + A_4^2 u_{B(I_{IN})}^2} \quad (\text{F.13})$$

$$= \sqrt{2,37^2 \cdot 0,15^2 + 655^2 \cdot 0,018^2 + 6,05^2 \cdot 0,092^2 + 185^2 \cdot 0,021^2} \quad (\text{F.14})$$

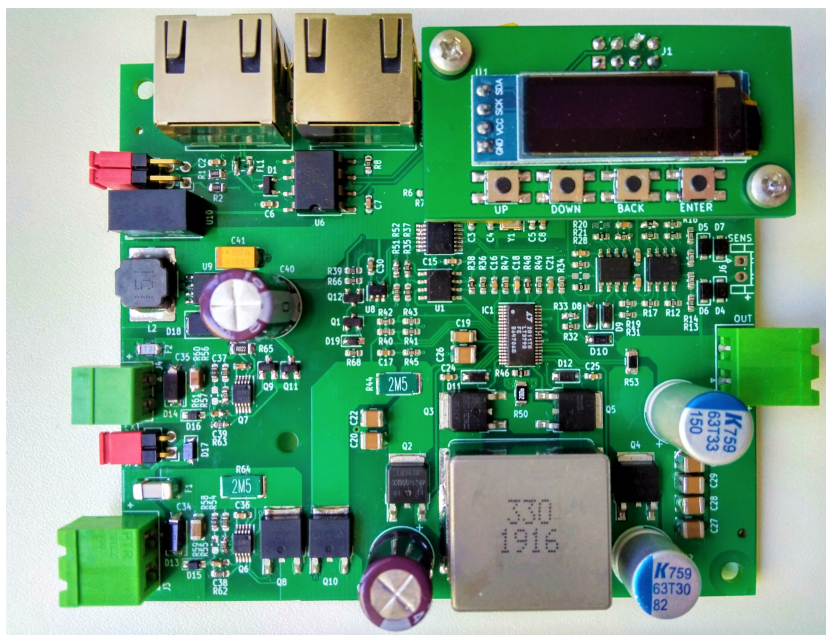
$$= 12,6\% \quad (\text{F.15})$$

$$U(E) = 2 \cdot 12,6 = 26\% \quad (\text{F.16})$$

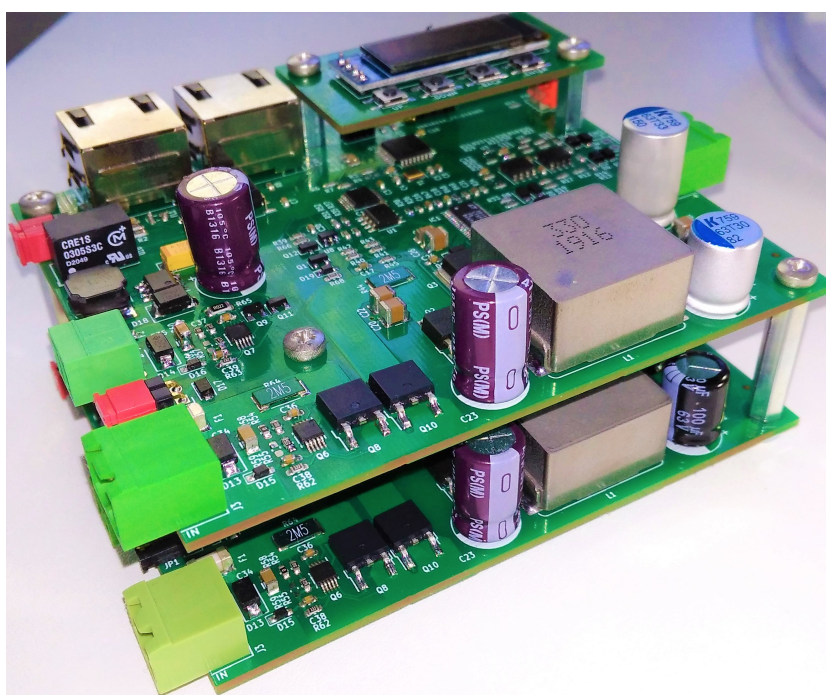
Výsledná hodnota efektivity meniča pre prvý riadok tabuľky 5.1 je:

$$E = (72 \pm 26)\% \quad \text{s pravdepodobnosťou } 95\% \quad (\text{F.17})$$

## G Fotky DC/DC meniča



Obr. G.1: Pohľad na osadenú DPS



Obr. G.2: Zapojenie viacerých meničov nad seba

## H Obsah elektronických príloh

/	.....	koreňový adresár
	schema.....	schéma meniča v programe KiCAD 5.1.4
	dcdc-converter .....	schéma a DPS meniča
	lcd-module .....	schéma a DPS modulu displeja
	lib.....	lokálne knižnice
	simulacie .....	simulácia elektrickej schémy v programe LTspice XVII
	program.....	program pre MCU – projekt v STM32CubeIDE 1.5.1
	frekv-char .....	návrh kompenzátoru v programe MATLAB/Sisotool
	termokamera.....	snímky z termokamery