

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky

Modulární laboratorní zdroj s předřazeným AC/DC spínaným regulátorem

Bc. Tomáš Kouba

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Srpen 2020

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kouba** Jméno: **Tomáš** Osobní číslo: **457252**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Otevřené elektronické systémy**
Studijní obor: **Integrované elektronické systémy**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Modulární laboratorní zdroj s předřazeným AC/DC spínaným regulátorem

Název diplomové práce anglicky:

Modular Laboratory Power Supply with AC/DC Switching Preregulator

Pokyny pro vypracování:

Provedte rešerši zapojení lineárních stabilizátorů napětí a proudu vhodné pro laboratorní zdroje. Navrhněte obvodové řešení laboratorního zdroje včetně vstupního spínaného preregulátoru. Uvažujte následující parametry modulu zdroje: vstupní napětí 230V/50Hz, výstupní napětí regulovatelné v rozsahu minimálně 0 až 30 V s proudovým omezením 0 až 2 A. Dále navrhněte procesorovou jednotku umožňující řídit až čtyři galvanicky oddělené moduly zdrojů. Realizaci proveďte na DPS jak pro jednotlivé modulární zdroje, tak pro řídicí část včetně displeje a ovládacích prvků. Výsledný návrh ověřte na funkčním vzorku a proveďte měření důležitých parametrů, které v závěru zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] ON Semiconductor: Linear & Switching Voltage Regulator Handbook, 2020 URL: <http://educyclopedia.karadimov.info/library/HB206-D.PDF>
- [2] Havlát, L.: Precizní laboratorní zdroj s předřazeným spínaným DC/DC konvertorem, Diplomová práce ČVUT, 2017.
- [3] Kouba T.: Spínaný preregulátor pro laboratorní zdroje, Bakalářská práce ČVUT, 2018.
- [4] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I. - III., BEN, Praha 2003 a další vydání.
- [5] Aplikáční poznámky a datasheety Texas Instruments, Vishay, Analog Devices, Atmel

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **07.02.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
podpis vedoucí(ho) práce

doc. Ing. Josef Dobeš, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Děkuji Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi a doktorandům katedry teorie obvodů za konstruktivní připomínky k práci a zapůjčení prostoru s vybavením nutným pro její realizaci. Děkuji všem svým blízkým za podporu nejen při psaní této diplomové práce, ale také v průběhu celého studia.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, 12. srpna 2020

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací laboratorního zdroje se síťovým spínaným preregulátorem s nastavitelným výstupním napětím a koncovým stupněm v podobě lineárního stabilizátoru. Je provedena analýza zapojení spínaných regulátorů a lineárních stabilizátorů proudu a napětí vhodných k jejich precizní regulaci. Dále je navrženo mikroprocesorové řízení ovládání a spojení s jednotlivými galvanicky oddělenými moduly. Po výběru vhodných zapojení jsou vypočteny hodnoty jednotlivých komponent a uveden návrh zapojení obvodu a jeho realizace na tištěném spoji. Práci uzavírá měření hodnot zrealizovaného prototypu a zhodnocení výsledků.

Klíčová slova: zdroj, spínaný, laboratorní, lineární stabilizátor

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

Abstract

This diploma thesis covers analysis and realization of laboratory power supply with switched AC/DC preregulator with configurable output voltage and linear stabilizer as output regulator. The analysis of switched and linear voltage and current stabilizers is done. Microprocessor control interface and its communication with electrically isolated modules is designed. After the selection of individual components the circuit is designed together with printed circuit board realization. Thesis is concluded with measurements of important values of realized prototype and their analysis.

Keywords: power supply, switched, laboratory, linear regulator

Title translation: Modular laboratory Power Supply with AC/DC Switching Preregulator

Obsah

1 Úvod	1	3.1.5 Návrh transformátoru	20
2 Teoretická část	3	3.1.6 Kontrolér spínaného měniče .	24
2.1 Možné koncepce zdroje	3	3.2 Lineární měnič	25
2.1.1 Definice parametrů	4	3.3 Řídící jednotka	27
2.2 Rešerše zdrojů na trhu	5	4 Praktická část	29
2.3 Spínaný preregulátor	6	4.1 Spínaný preregulátor	29
2.4 Lineární stabilizátory	7	4.1.1 Výpočet hodnot transformátoru	29
2.4.1 Regulátory se Zenerovou diodou	8	4.1.2 Ztráty na spínacích tranzistorech	35
2.4.2 Regulátory se zpětnou vazbou	9	4.1.3 Výstupní indukčnost	36
2.4.3 Regulátory pro vysoká napětí	10	4.1.4 Výstupní kondenzátor	37
3 Návrhová část	13	4.1.5 Řídící obvod	37
3.1 Spínaný preregulátor	13	4.2 Lineární stabilizátor	42
3.1.1 Výstupní indukčnost	15	4.3 Hlavní řídicí jednotka	48
3.1.2 Výstupní kondenzátor	16	4.3.1 ATmega4809	48
3.1.3 Proudový transformátoru	17	4.3.2 AD/DA převodníky	48
3.1.4 Ztráty na spínačích	19	4.3.3 Displej	49
		4.3.4 Rotační enkodér	49

4.4 Návrh DPS	51
4.4.1 Sekce spínaného preregulátoru	52
4.4.2 Sekce lineárního stabilizátoru	52
4.5 Měření parametrů prototypu	53
4.5.1 Spínaný preregulátor	54
4.5.2 Lineární stabilizátor	56
4.5.3 Spínaný a lineární stabilizátor	63
5 Závěr	65
Literatura	67
A Dodatečná měření	71
A.1 Spínaný preregulátor	71
A.2 Lineární stabilizátor	72
A.3 HM7044	74
B Schémata a desky plošných spojů	77
C Blokový diagram procesoru ATmega4809	85

Obrázky

2.1 Blokové schéma zdroje navrhované koncepce	4	3.5 Proudý v sekundárních vinutích transformátoru během T_{off}	18
2.2 Polomůstek	7	3.6 Idea průběhu proudu a napětí na výkonovém tranzistoru	20
2.3 Jednoduchý stabilizátor se ZD	8	3.7 Hysterezní křivka feromagnetika [9]	21
2.4 Jednoduchý stabilizátor se ZD	8	3.8 Blokové schéma řízení zdroje	27
2.5 Idea zapojení lineárního stabilizátoru s proudovým omezením [4]	9	4.1 Ztráty v materiálu jádra vzhledem k frekvenci a velikosti magnetické indukce [6]	30
2.6 Ekvivalentní obvod pro uzavřenou proudovou ZV	10	4.2 a) RM jádro, b) cívka, c) sestavený transformátor [11]	31
2.7 Regulátor s optočlenem [20]	11	4.3 Závislost nárůstu teploty transformátoru na ztrátovém výkonu a ploše vnějšího pláště [3]	34
2.8 Obvod pro nastavení řídicího napětí U_{rU} [20]	11	4.4 Vzrůst teploty jádra vzhledem k totálnímu ztrátovému výkonu [12]	35
2.9 Plovoucí lineární stabilizátor [4]	12	4.5 Závislost minimální hodnoty indukčnosti na střídě	36
3.1 Blokové schéma měniče topologie polomůstku	14	4.6 Blokové schéma integrovaného obvodu LM5035 [17]	38
3.2 Idealizované průběhy proudu a napětí na induktoru	15	4.7 Kompenzátor druhého typu	41
3.3 Model reálného kondenzátoru	16	4.8 Obvod pro nastavení výstupního napětí a minimalizaci teplotní závislosti I_1	44
3.4 Idealizované průběhy proudu a napětí na primární straně transformátoru	17		

4.9 Závislost výstupního napětí na referenčním napětí a teplotě při nízké hodnotě R_3	45	4.22 Závislost nízkého výstupního napětí na výstupním proudu lineárního měniče bez proudového omezení	57
4.10 Závislost výstupního napětí na referenčním napětí a teplotě bez R_3	45	4.23 Závislost vysokého výstupního napětí na výstupním proudu lineárního měniče bez proudového omezení	57
4.11 Obvod pro nastavení proudového limitu a odečítání aktuální hodnoty výstupního proudu	46	4.24 Závislost výstupního napětí na střední velikosti výstupního proudu lineárního měniče s proudovým omezením	58
4.12 Vnitřní zapojení LT3086 [2] ...	47	4.25 Závislost výstupního napětí na nízkém výstupním proudu lineárního měniče s proudovým omezením ...	59
4.13 Výstupy rotačního enkodéru ...	49	4.26 Zatížení při $U_o = 5 V$, $\Delta I_o = 400 \text{ mA}$, $C1 = 10 \text{ V/div}$, $C2 = 50 \text{ mV/div}$, $C3 = 500 \text{ mA/div}$, $t = 200 \mu\text{s/div}$	60
4.14 Realizovaný návrh DPS s vyznačením jednotlivých bloků ...	51	4.27 Odlehčení při $U_o = 5 V$, $\Delta I_o = 400 \text{ mA}$, $C1 = 10 \text{ V/div}$, $C2 = 50 \text{ mV/div}$, $C3 = 500 \text{ mA/div}$, $t = 200 \mu\text{s/div}$	60
4.15 Fotografie realizovaného prototypu laboratorního zdroje	53	4.28 Zatížení při $U_o = 30 V$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$, $C1 = 10 \text{ V/div}$, $C2 = 100 \text{ mV/div}$, $C3 = 2 \text{ A/div}$, $t = 200 \mu\text{s/div}$	61
4.16 Zapojení měřících přístrojů ...	54	4.29 Odlehčení při $U_o = 30 V$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$, $C1 = 10 \text{ V/div}$, $C2 = 100 \text{ mV/div}$, $C3 = 2 \text{ A/div}$, $t = 200 \mu\text{s/div}$	61
4.17 Závislost výstupního napětí na výstupním proudu spínaného měniče	54		
4.18 Závislost výstupního napětí na výstupním proudu spínaného měniče	55		
4.19 Zatížení při $U_o = 20 V$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$	55		
4.20 Odlehčení při $U_o = 20 V$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$	56		
4.21 Zapojení měřících přístrojů ...	56		

4.30 Zatížení při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 500 mA, C1–10 V/div, C2–5 V/div, C3–500 mA/div, $t=200\ \mu\text{s}/\text{div}$	62	A.4 Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 30\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–500 mA/div, $t=10\text{ ms}/\text{div}$	73
4.31 Odlehčení při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 500 mA, C1–10 V/div, C2–5 V/div, C3–500 mA/div, $t=500\ \mu\text{s}/\text{div}$	62	A.5 Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 30\text{ V}$ a $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–1 A/div, $t=50\text{ ms}/\text{div}$	73
4.32 Zapojení měřících přístrojů ...	63	A.6 Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 1.5 A, C1–10 V/div, C2–1 V/div, C3–500 mA/div, $t=10\text{ ms}/\text{div}$	74
4.33 Zatížení při $U_o = 20\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–200 mV/div, C3–1 A/div, $t=100\ \mu\text{s}/\text{div}$	63	A.7 Výstupní veličiny HM7044 při $U_o = 28\text{ V}$, $\Delta I_o = 0.7\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–500 mA/div, $t=20\text{ ms}/\text{div}$	74
4.34 Odlehčení při $U_o = 20\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–200 mV/div, C3–1 A/div, $t=100\ \mu\text{s}/\text{div}$	64	A.8 Výstupní veličiny HM7044 při $U_o = 28\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–1 V/div, C3–1 A/div, $t=20\text{ ms}/\text{div}$	75
A.1 Výstupní veličiny spínaného preregulátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–50 mV/div, C3–200 mA/div, $t=2\text{ ms}/\text{div}$	71	B.1 Přední strana plošného spoj předního panelu zdroje (v měřítku)	77
A.2 Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–50 mV/div, C3–500 mA/div, $t=10\text{ ms}/\text{div}$	72	B.2 Zadní strana plošného spoj předního panelu zdroje (v měřítku)	77
A.3 Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–2 A/div, $t=20\text{ ms}/\text{div}$	72	B.3 Přední strana plošného spoje realizovaného prototypu, dva moduly pro umístění do krabičky (zvětšeno)	78
		B.4 Zadní strana plošného spoje realizovaného prototypu, dva moduly pro umístění do krabičky (zvětšeno)	79

C.1 Blokový diagram uspořádání procesoru a jeho periférií	86
--	----

Tabulky

2.1 Přehled lineárních zdrojů [22] . . .	5
2.2 Přehled spínaných zdrojů [22] . . .	5
2.3 Požadované parametry modulu zdroje	6
3.1 Výběr z dostupných regulátorů .	24
3.2 Výběr z lineárních stabilizátorů .	26
4.1 Zadání	31
4.2 Použité měřicí přístroje a zdroje	53



Kapitola 1

Úvod

Laboratorní zdroje jsou nezbytným vybavením nejen elektrotechnických laboratoří po dlouhá léta. Od původních nestabilizovaných zdrojů, které obsahovaly prakticky jen analogový voltmetr, ampérmetr a transformátor s přepínatelnými odbočkami, ty dnešní urazily dlouhou cestu. I přesto se stále setkáváme s mnoha výrobky, které využívají síťový transformátor s několika vývody. Ty jsou následně přepínány tak, aby ztráty na lineárních stabilizátorech, které tvoří koncový stupeň, byly minimální. I tento přístup však není ideální. Nejenže samotný nízkofrekvenční transformátor má velmi omezenou účinnost, ale i počet odboček je omezený. To způsobuje další ztráty na lineárních stabilizátorech, které musí přebytečný výkon dissipovat v teplo.

Tato práce se zabývá návrhem takového zdroje, který síťový transformátor nahrazuje spínaným zdrojem. To snižuje hmotnost, zmenšuje rozměry a zvyšuje účinnost zařízení. Jednotlivé moduly obsahují vždy spínaný zdroj, lineární stabilizátor a AD/DA převodníky. Navíc možnost nastavit výstupní napětí spínaného zdroje v plném rozsahu značně redukuje ztráty na lineárním stabilizátoru. Až čtyři moduly mohou být spojeny s procesorovou jednotkou, dle požadavků aplikace či zákazníka. Pozornost je věnována co největší portabilitě zařízení, účinnosti a kvalitní regulaci výstupních veličin.

V úvodní teoretické části, jsou shrnuty možná zapojení lineárního stabilizátoru, jejich klady a zápory a vhodnost pro použití v laboratorním zdroji. Také je zmíněna topologie použitého spínaného zdroje a její charakteristické vlastnosti.

Dále jsou uvedeny podstatné vztahy a fyzikální úvahy, které popisují nejen topologie zvolené, ale jsou často společné pro všechna podobná zapojení. Navíc je specifikován způsob jejich vzájemného propojení a spolupráce s procesorovou jednotkou.

V poslední části jsou vypočteny konkrétní hodnoty vztahů z předchozí kapitoly a uvedeny čistě praktické rady, které autor nasbíral při konstrukci

zdroje. Na závěr jsou uvedeny výsledky simulací a významné parametry naměřené na realizovaném prototypu.

Kapitola 2

Teoretická část

V této části je nejprve provedena rozvaha o možných koncepcích realizace laboratorních zdrojů. Následuje řešerše laboratorních zdrojů dostupných na trhu. Poté jsou ideově rozebrány možná zapojení spínaných a lineárních stabilizátorů.

2.1 Možné koncepce zdroje

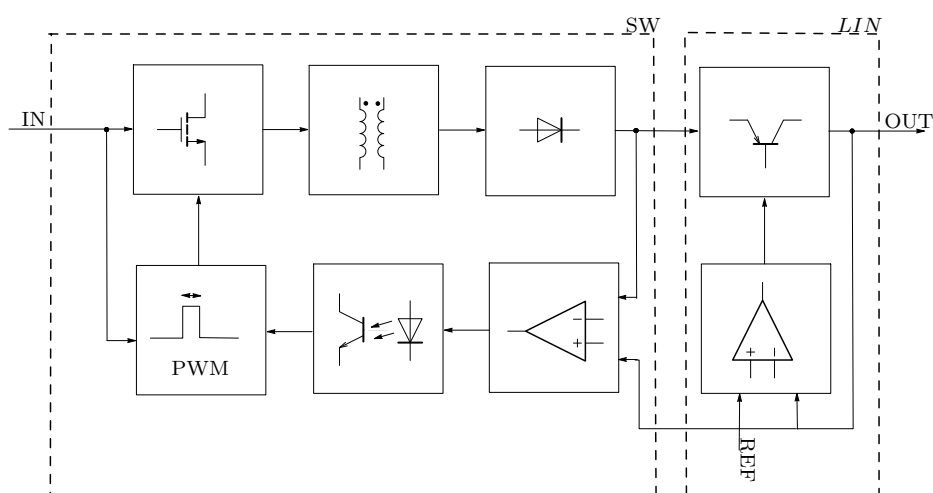
Laboratorní zdroj lze koncipovat několika způsoby. První možnost, dnes už prakticky nepoužívaná, zahrnuje síťový transformátor s usměřňovačem a filtračním kondenzátorem. Jedná se tedy o nestabilizovaný zdroj s několika výstupními napětími. Výhodou jsou nulové ztráty na stabilizátoru napětí a účinnost je omezena pouze ztrátami v jádře a ztrátami na usměřňovacích prvcích.

Další možností je využití síťového transformátoru s spolu s lineárním stabilizátorem. V případě velkého rozsahu výstupních proudů a napětí je nezbytné použít transformátor s více odbočkami, což dále zvyšuje rozměry a hmotnost zařízení. Návrhář takového zdroje musí hledat kompromis mezi množstvím odboček, počtem kanálů a ztrátami lineárních stabilizátorů. Výhodou takového zdroje je nízké rušení způsobené absencí spínaných prvků.

Také lze použít spínaný regulátor s nastavitelným napětím místo síťového transformátoru a lineárního stabilizátoru. Pokud se však podíváme na výstupní parametry spínaných laboratorních zdrojů, které jsou běžně dostupné, rozhodně je nemůžeme označit jako precizní (viz. následující sekce). To je nepřekvapivý výsledek, jelikož zpětnovazební smyčka je zejména u galvanicky

oddělených spínaných zdrojů mnohem složitější než u lineárních zdrojů. Navíc, spínání výkonových prvků způsobuje širokospektrální rušení, které je třeba odstranit. Účinnost zapojení je dána účinností spínaného zdroje, která obecně stoupá se zatížením.

Nakonec se nabízí varianta tandemu spínaného zdroje jako síťového pre-regulátoru s nastavitelným výstupním napětím a lineárního stabilizátoru. Tyto regulátory spolupracují tak, aby bylo dosaženo výhod obou. Vysoké účinnosti spínaného regulátoru a dobrých dynamických i statických vlastností lineárního stabilizátoru. S ohledem na malé rozměry a nízkou hmotnost se tato koncepce jeví jako ideální pro splnění zadání této práce a bude tak i řešena. Na obrázku (2.1) je tato myšlenka zobrazena blokově. *SW* označuje blok spínaného preregulátoru a *LIN* blok lineárního stabilizátoru.



Obrázek 2.1: Blokové schéma zdroje navrhované koncepce

2.1.1 Definice parametrů

Kromě rozsahu vstupního, výstupního napětí a proudu nás u laboratorních zdrojů zajímá mnoho dalších parametrů. Zejména:

- P_{out} = Výstupní výkon;
- CV = Odchylka regulace napětí při skokové změně zátěže;
- CC = Odchylka regulace proudu při skokové změně zátěže;
- PK = Počet kanálů;

- V_{out} = Rozsah výstupního napětí na jeden kanál;
- I_{out} = Rozsah výstupního proudu na jeden kanál.

2.2 Rešerše zdrojů na trhu

Na trhu můžeme najít řadu zdrojů od renomovaných i nerenomovaných výrobců. Zdroje se liší jak počtem kanálů, tak výstupním výkonem. Také je rozdíl mezi kvalitou výstupních veličin, zejména mezi skupinou spínaných a lineárních zdrojů. V tabulce (2.1) jsou uvedeny čtyři lineární laboratorní zdroje tak, aby pokrývaly většinu cenového spektra. Lze vypořádat, že kvalita regulace koreluje s cenou a kromě nejlevnějšího zástupce je na dostatečné úrovni pro práci s moderními součástkami. V kategorii spínaných zdrojů

Model	VLP-1405pro	GPE-3323	AX 503A	HMP4040
P_{out} [W]	294	217	100	384
P_k	2	3	3	4
V_{out} [V]	0-40	0-32	0-30	0-32
I_{out} [A]	0-2	0-3	0-2.5	0-10
CV [mV]	25	0.01% + 3	0.03% + 2	0.01% + 2
CC [mA]	15	0.2% + 3	0.5%	0.01% + 0.25
Hmotnost [kg]	7.5	7	6	12.8
Cena [Kč] vč. DPH	7100	12000	20090	63390

Tabulka 2.1: Přehled lineárních zdrojů [22]

lze nalézt jak zdroje s fixním výstupním napětím, tak přístroje s napětím nastavitelným od nulových do vysokých napětí. Z hlediska regulace výstupního napětí a proudu jsou na tom ty levnější mnohem hůře než lineární zdroje stejné cenové kategorie. Ve vyšší cenové skupině se parametry vyrovnávají, stále však v porovnání s jejich nespínanými protějšky vycházejí hůře.

Model	PPS-11360	HMC8041	PSW 30-36	Z-36-12
P_{out} [W]	180	320	360	432
P_k	1	1	1	1
V_{out} [V]	1-36	0-32	0-30	0-36
I_{out} [A]	0-5	0-10	0-36	0-12
CV [mV]	50	0.03% + 5	0.05% + 5	0.01% + 2
CC [mA]	100	0.03% + 0.2	0.1% + 5	0.01% + 5
Hmotnost [kg]	2.4	2.6	3	2.4
Cena [Kč] vč. DPH	5790	29138	27190	46690

Tabulka 2.2: Přehled spínaných zdrojů [22]

Zdroj navrhovaný v této práci má ambice umístit se z hlediska kvality výstupních veličin do skupiny lineárních zdrojů při zachování nízké hmotnosti a malých rozměrů zdrojů spínaných. Modul zdroje požadovaný zadáním DP musí splňovat parametry shrnuté v tabulce (2.3). Kromě toho musí být jednotlivé kanály galvanicky oddělené, takže je lze spojit jak sériově, tak paralelně.

Výkon [W]	60
P_k	1
Vout [V]	0-30
Iout [A]	0-2

Tabulka 2.3: Požadované parametry modulu zdroje

2.3 Spínaný preregulátor

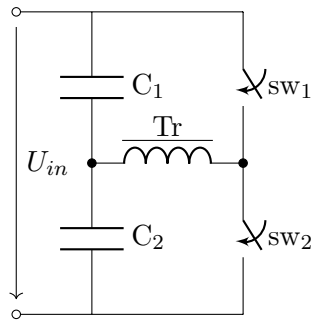
Výstupy laboratorního zdroje by měly být galvanicky oddělené a také musíme předpokládat provoz zdroje naprázdno. Z prvního vyplývá, že je potřeba použít topologii obsahující transformátor. Druhá podmínka prakticky vylučuje proudové řízení zdroje, jelikož zajistit stabilitu takovýchto obvodů při nulovém výstupním proudu je bez předzátěže velice obtížné. Přehled dostupných topologií i s jejich charakteristikami lze nalézt například v [1]. Zde bude uvedena pouze topologie polomůstku, kterou autor zvolil jako nejvhodnější pro tuto aplikaci z důvodů rozvedených v (3.1).

Polomůstek je typ měniče, který obsahuje dva spínače a kapacitní dělič. Tyto spínače spínají střídavě, každý umožňuje průchod proudu transformátorem jiným směrem. Základní charakteristiky měniče tedy jsou [1]:

- Rozkmit proudu na výstupní cívce je při zachování stejné spínací frekvence poloviční než u měniče Buck či Forward. Díky tomu lze volit poloviční hodnotu indukčnosti výstupní cívky oproti měničům Buck a Forward při zachování stejného zvlnění výstupního napětí;
- Pokud je aplikováno stejné napětí po totožnou dobu na oba konce vinutí, není třeba řešit nulování jádra. Navíc je jádro magnetováno v intervalu $(-B_{\text{sat}}; B_{\text{sat}})$, místo $(0; B_{\text{sat}})$ jako při použití měničů s jedním spínačem. Jádro je tak lépe využito a můžeme použít menší velikost v porovnání s měničem typu Forward. Navíc není nutné, i když z hlediska výrobní tolerance doporučené, zavést vzduchovou mezeru;
- Hrozí saturace jádra nepřesným spínáním;

- Maximální závěrné napětí na spínacích tranzistorech je rovno napájecímu napětí.

Příklad primární strany je na obrázku (2.2), inspirováno [4]:



Obrázek 2.2: Polomůstek

Tranzistory spínají v protifázi a je použit kapacitní dělič, kde $C_1 = C_2$. Během doby sepnutí jednoho ze spínačů je ten druhý vystaven napájecímu napětí. Hlavní nevýhodou zapojení se dvěma a více spínači je riziko saturace jádra vlivem nesymetrie spínání. Protože i malá nesymetrie ve spínání způsobí, že jádro po jednom pracovním cyklu neskončí na nulové hodnotě magnetizační indukce a po konečném počtu opakování skončí v saturaci. Způsobů, jak tomuto jevu předejít, je mnoho a podrobněji se jimi zabývají následující kapitoly. Zmíňme ještě základní vztah pro výstupní napětí regulátoru half-bridge za předpokladu spojitosti proudu výstupním induktorem (CCM):

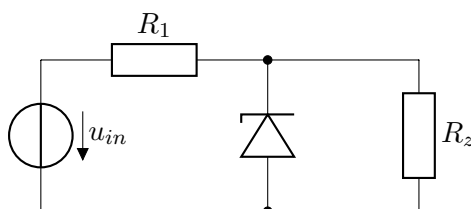
$$U_{out} = U_{in} \frac{N_s}{N_p} D. \quad (2.1)$$

2.4 Lineární stabilizátory

S ohledem na požadovanou kvalitu výstupních parametrů, zejména proudového omezení, je nutné použít lineární regulátor. Dnes nejpoužívanější typy jsou buď stabilizátory využívající diody pro regulaci malých výkonů, nebo regulátory se zpětnou vazbou pro velké rozsahy proudů a napětí.

2.4.1 Regulátory se Zenerovou diodou

Nejjednodušším typem napěťového stabilizátoru je regulátor se Zenerovou diodou:



Obrázek 2.3: Jednoduchý stabilizátor se ZD

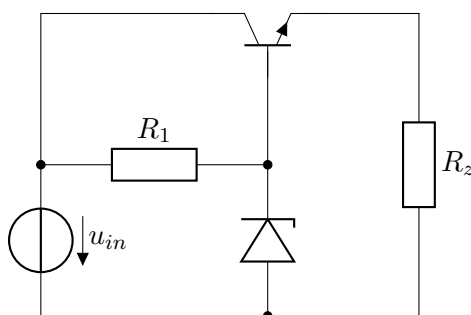
Odpor R_1 spočítáme jako:

$$R_1 = \frac{U_{in} - U_z}{I_{zd} + I_z} \quad (2.2)$$

Jednoduchost zapojení je vykoupena mnoha neduhy, zejména:

- Závěrné napětí Zenerovy diody je velmi teplotně závislé;
- Při odpojení zátěže poteče veškerý proud diodou;
- Pokud bude $R_z \ll R_1$, pak bude zapojení fungovat jako dělič napětí.

Toto zapojení lze vylepšit přidáním tranzistoru jako sériového regulačního elementu.



Obrázek 2.4: Jednoduchý stabilizátor se ZD

Jedná se vlastně o emitorový sledovač, který má vysokou vstupní impedanci a nezatěžuje tak Zenerovu diodu. Odpor R_1 můžeme spočítat podobně jako v

(2.2):

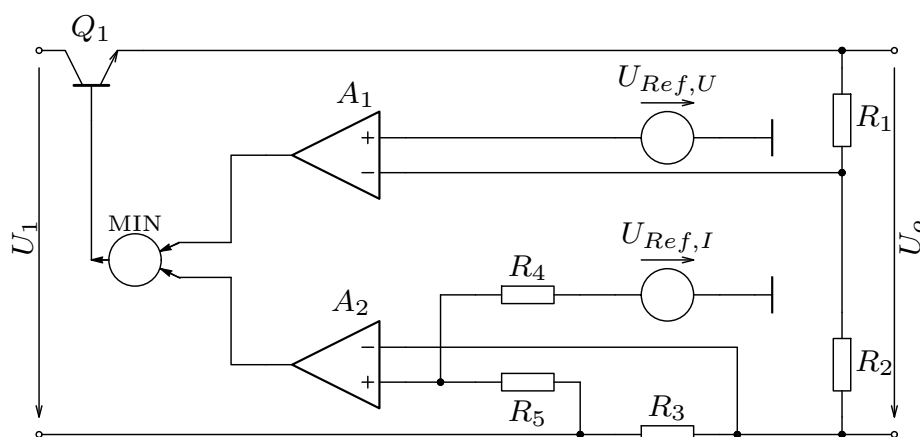
$$R_1 = \frac{U_{in} - U_z}{I_{zd} + I_b}, \quad (2.3)$$

kde I_b je proud báze tranzistoru a I_{zd} je proud Zenerovou diodou. Vidíme, že proud zátěže nyní nezávisí na odporu R_1 . Na zátěž tak můžeme využít plné napájecí napětí minus propustné napětí báze emitor tranzistoru. Hlavní nevýhodou tohoto zapojení je však stále to, že výstupní napětí je teplotně závislé. To lze kompenzovat umístěním prvku s opačným teplotním koeficientem do série se ZD, typicky obyčejnou křemíkovou diodou, avšak za cenu zvýšení minimálního napájecího napětí.

2.4.2 Regulátory se zpětnou vazbou

Základními prvky zpětnovazebních lineárních regulátorů jsou diferenční stupeň, napěťová reference a výkonový tranzistor. Dnes se nejčastěji setkáme s monolitickými integrovanými obvody, které obsahují všechny zmíněné části. Lze koupit jak stabilizátory s pevným výstupním napětím, například obvody řady 78xx, tak i obvody s nastavitelným výstupním napětím, například nejznámější LM317. Tyto obvody vyhoví pro většinu aplikací. Konstruují se většinou v zapojení se společným kolektorem, protože takové zapojení má nízký výstupní odpor a menší tendence být nestabilní. Bohužel většina takovýchto obvodů neimplementuje možnost nastavit proudový limit. Pokud aplikace vyžaduje funkci proudové limitace, nabízejí se dvě možnosti, jak ji realizovat.

Pokud bychom se rozhodli sestavit regulátor z diskretních součástek, můžeme si ho blokově představit takto:



Obrázek 2.5: Idea zapojení lineárního stabilizátoru s proudovým omezením [4]

Nestabilizované napájecí napětí je přivedeno do sériového regulačního prvku. Může se jednat o Darlingtonovo zapojení či jen o samotný tranzistor. Tento prvek musí být většinou výkonový, jelikož ztráty na něm jsou rovny:

$$P_z = (U_1 - U_o)I_o, \quad (2.4)$$

kde I_o je výstupní proud stabilizátoru. Regulace v režimu **konstantního napětí** je zajišťována operačním zesilovačem A_1 , na jehož vstupy je připojeno vydělené výstupní napětí U_o a referenční napětí $U_{\text{ref,U}}$. Za předpokladu, že je uzavřena záporná zpětná vazba a obvod je v ustáleném stavu, pak:

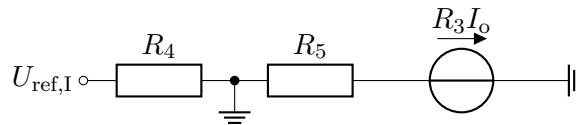
$$U_o = U_{\text{ref,U}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (2.5)$$

Nastavení výstupního napětí je možné jak změnou referenčního napětí, tak změnou poměru napětového děliče R_1/R_2 .

Proudová zpětná vazba je implementována pomocí zesilovače A_2 a snímacího odporu R_3 . Ten funguje jako převodník proudu na napětí:

$$U_{R3} = R_3 I_o. \quad (2.6)$$

Pokud budeme opět předpokládat ustálený stav, můžeme tuto část obvodu zjednodušit na:



Obrázek 2.6: Ekvivalentní obvod pro uzavřenou proudovou ZV

Z obrázku (2.6) už můžeme například pomocí metody uzlových napětí lehce určit, že:

$$I_o = U_{\text{ref,I}} \frac{R_5}{R_4 R_3}. \quad (2.7)$$

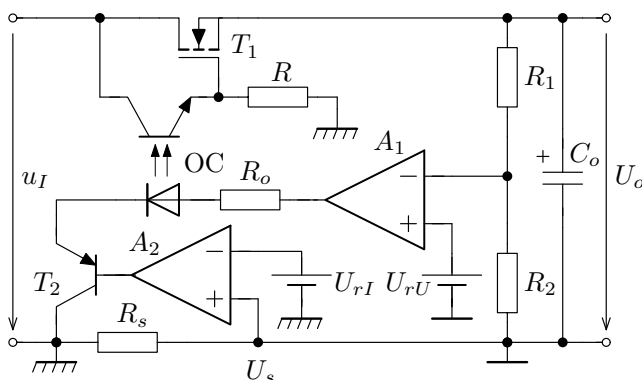
Výstup tak může být řízen i v režimu **konstantního proudu**.

■ 2.4.3 Regulátory pro vysoká napětí

Největší nevýhodou zpětnovazebních regulátorů je, že výstupní napětí je omezeno pracovním napětím operačních zesilovačů. Nabízí se několik možností, jak tento problém řešit.

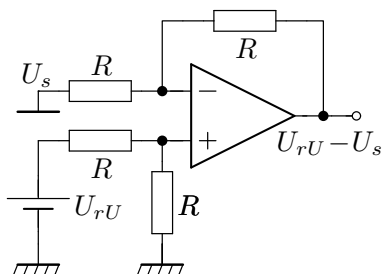
Regulátor s optočlenem

Jednou z možností, jak elegantně vyřešit problém s prakticky jakýmkoli napájecím napětím a proudem, je využití optočlenu pro ovládání výkonového prvku. Jedna z možností realizace je na obrázku (2.7).



Obrázek 2.7: Regulátor s optočlenem [20]

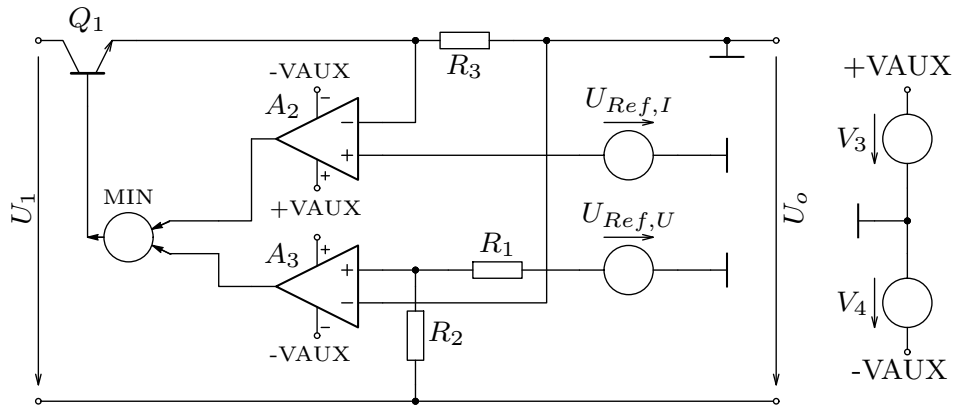
Koncepce je velice podobná základní 2.5. Zapojení obsahuje dva komparátory, jeden pro napětové (A_1) a jeden pro proudové (A_2) nastavení. Jako člen rozhodující o proudovém či napětovém režimu je použit tranzistor (T_2), který je otevřen, pokud je stabilizátor v napětovém režimu. Při dosažení proudového limitu se začne uzavírat, čímž způsobí snížení proudu diodou optočlenu a následně i snížení výstupního napětí pomocí sériového regulačního tranzistoru. Jedinými omezeními zde jsou maximální napětí U_{ds} , ztrátový výkon použitého výkonového tranzistoru a U_{ce} optočlenu. Referenční zdroj napětí U_{rU} je umístěn na záporném výstupním potenciálu zdroje, který je oproti referenčnímu potenciálu posunut o úbytek napětí na R_s . Se vzrůstajícím proudem stabilizátoru by tak vznikala chyba regulace napětí. Tento problém je možné vyřešit použitím napětového sledovače zapojeného dle (2.8).



Obrázek 2.8: Obvod pro nastavení řídicího napětí U_{rU} [20]

■ Plovoucí regulátory

Další možností, jak řešit stabilizátory pro vysoká napětí, je umístění středu symetrického napájení OZ na výstupní potenciál zdroje. Tuto myšlenku lze koncepčně realizovat dle schématu (2.9).



Obrázek 2.9: Plovoucí lineární stabilizátor [4]

Díky tomu, že výstupní odpor tranzistoru Q_1 je velmi malý (zapojení se společným kolektorem), tak i při velké změně zátěže stačí malá změna výstupního napětí operačního zesilovače [4]. Pokud je stabilizátor v režimu **konstantního napětí** a je uzavřena zpětná vazba přes A_1 , pak:

$$U_o = U_{ref,U} \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.8)$$

Výstupní napětí U_o lze tedy ovládat buď pomocí napěťové reference $U_{ref,U}$, nebo změnou napěťového děliče.

Měření proudu je opět řešeno pomocí snímacího tranzistoru ve výkonové cestě. Operační zesilovač A_2 porovnává napětí na snímacím rezistoru R_3 s referenčním napětím $U_{ref,I}$. Pokud je zavřena zpětná vazba a systém je v ustáleném stavu, pak:

$$I_o = \frac{U_{ref,I}}{R_3}. \quad (2.9)$$

Nevýhodou tohoto přístupu je, že bázevý proud tranzistoru Q_1 také protéká snímacím rezistorem R_3 . Tento proud se uzavírá přes zdroje VAUX, aniž by tekla do zátěže, a způsobuje chybu měření. Toto lze eliminovat umístěním nulového potenciálu přímo na výstup emitoru Q_1 a umístěním externího zdroje VAUX na potenciál výstupu stabilizátoru pomocí sledovače napětí [4].

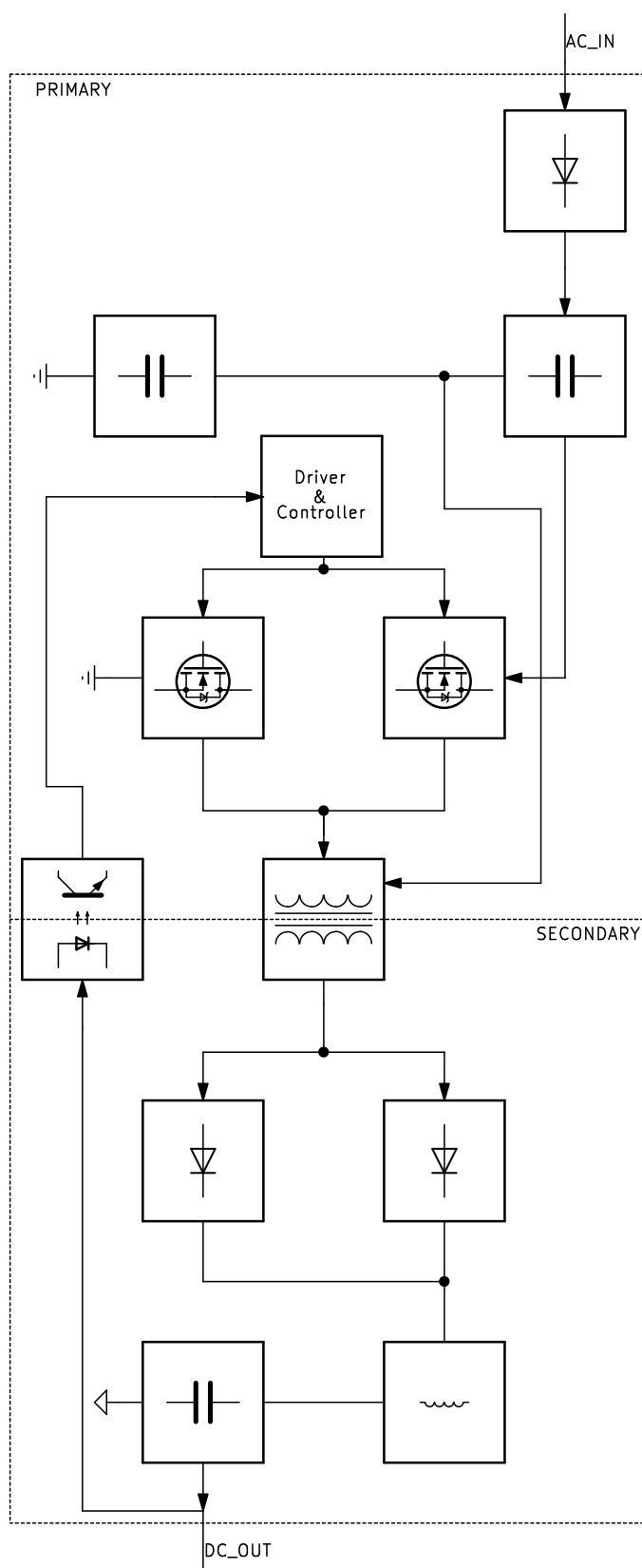
Kapitola 3

Návrhová část

V této části jsou nejprve odvozeny vztahy nutné pro návrh měniče topologie polomůstku. Podstatné vlastnosti jednotlivých částí měniče jsou podrobně analyzovány. Poté je provedena rešerše kontrolerů spínaných zdrojů vhodných pro topologii polomůstku. Následuje rešerše dostupných druhů lineárních stabilizátorů a porovnání jejich vlastností. Kapitola zakončuje blokový návrh řízení zdroje.

3.1 Spínaný preregulátor

Na základě zkušeností autora nasbíraných při tvorbě jeho bakalářské práce [1] byla pro síťový regulátor zvolena topologie half-bridge. Základní charakteristiku měniče lze najít v teoretické části (2.3). Původně zamýšlená topologie push-pull s proudovým řízením se ukázala nevhodná hned z několika důvodů. Prvně, spínače jsou vystaveny dvojnásobku napájecího napětí, jež v našem případě činí 650 V. Vysoké závěrné napětí je vykoupeno horšími dynamickými vlastnostmi, větším rušením a také je zapotřebí použít snubber. Navíc, pro tuto topologii je téměř nutné použít proudové řízení z důvodu rizika saturace jádra nepřesným spínáním. Avšak tento typ řízení je pro aplikace s velmi nízkým nebo žádným výstupním proudem z autora pohledu nevhodný. Jelikož pro řízení výstupního napětí je zde porovnáván proud výstupního induktoru s referenčním napětím, tak při zapojení naprázdno žádný proud neteče a výstupní napětí není definováno. Pak je nezbytné použít předzátěž, což snižuje efektivitu regulátoru. Blokové schéma regulátoru topologie polomůstku je na obrázku (3.1).



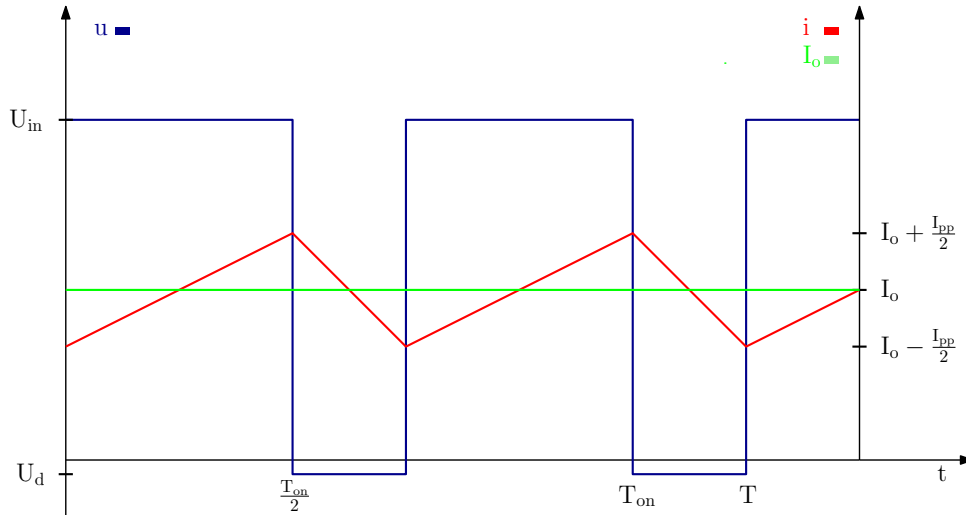
Obrázek 3.1: Blokové schéma měniče topologie polomůstku

3.1.1 Výstupní indukčnost

Pro určení minimální výstupní indukčnosti vyjdeme ze vztahu pro proud indukčnosti:

$$i_{L,pp}(t) = \frac{1}{L} \int_0^{\frac{T_{on}}{2}} (U_{in} - U_{out}) dt = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \frac{T_{on}}{2} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} D \frac{T}{2}, \quad (3.1)$$

kde T_{on} je celková doba sepnutí obou tranzistorů během jedné periody, T je perioda spínání a D střída, tedy poměr T_{on} a T . Průběhy veličin jsou ideově znázorněny na obrázku (3.2).



Obrázek 3.2: Idelizované průběhy proudu a napětí na induktoru

Z předcházející rovnice můžeme vyjádřit:

$$L = \frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{2i_{pp}}. \quad (3.2)$$

Pro setrvání induktoru ve spojitém režimu je nutné zajistit nějaké $I_{o,min}$. Dle [3] je tento proud vhodné volit jako 10 % nominální hodnoty I_o . Vztah (3.2) můžeme tedy dále upravit za předpokladu $I_{o,min} \geq \frac{I_{pp}}{2}$:

$$L = \frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{0.4I_{out}}. \quad (3.3)$$

Konečně tedy dostaneme:

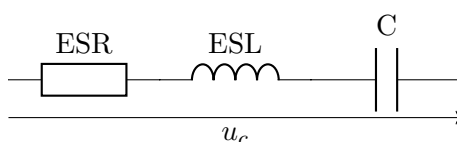
$$L_{min} = \max \left[\frac{(U_{in} - U_{out})T_{on}}{0.4I_{out}} \right]. \quad (3.4)$$

Pro topologii half-bridge je možné vztah (3.4) dále upravit:

$$L_{min} = \max \left[\frac{U_{in} \left(1 - \frac{T_{on}}{T} \frac{N_s}{N_p}\right) T_{on}}{0.4I_{out}} \right]. \quad (3.5)$$

3.1.2 Výstupní kondenzátor

Reálný kondenzátor můžeme namodelovat sériovým spojením ideálního rezistoru, induktoru a kapacitoru. Tyto složky se nazývají ESR, ESL, C. Ekvivalentní obvod je na následujícím schématu:



Obrázek 3.3: Model reálného kondenzátoru

Vzhledem k tomu, že na induktoru je lineární průběh proudu a seriově ekvivalentní odpor kondenzátoru zde figuruje jako převodník proudu na napětí, dostaneme průběh napětí identický s průběhem proudu na ESR kondenzátoru. Na čisté kapacitě pak získáme napětí rovné integrálu proudu induktorem. Dle [3] můžeme příspěvek ke zvlnění napětí od ESL do frekvence 500 kHz zanedbat. Protože pracovní indukčnost jsme navrhli tak, aby maximální zvlnění na ní bylo 10 % I_{on} , můžeme rovnou psát hodnotu napětí na induktoru:

$$V_{pp} = R_{ESR}0.2I_{on}. \quad (3.6)$$

K tomuto zvlnění dále přispívá kapacita C_0 , což je kapacita samotného kondenzátoru. Pro tu lze psát:

$$i_c = C \frac{du}{dt} \approx C \frac{\Delta u}{\Delta t}. \quad (3.7)$$

Ze vztahu (3.7) už můžeme lehce vyjádřit:

$$\Delta u = \frac{i_c \Delta t}{C}. \quad (3.8)$$

Pokud nahlédneme zpět do obrázku (3.2), lze vidět, že:

$$\Delta t = \frac{T_{on}}{2}, \quad (3.9)$$

proto:

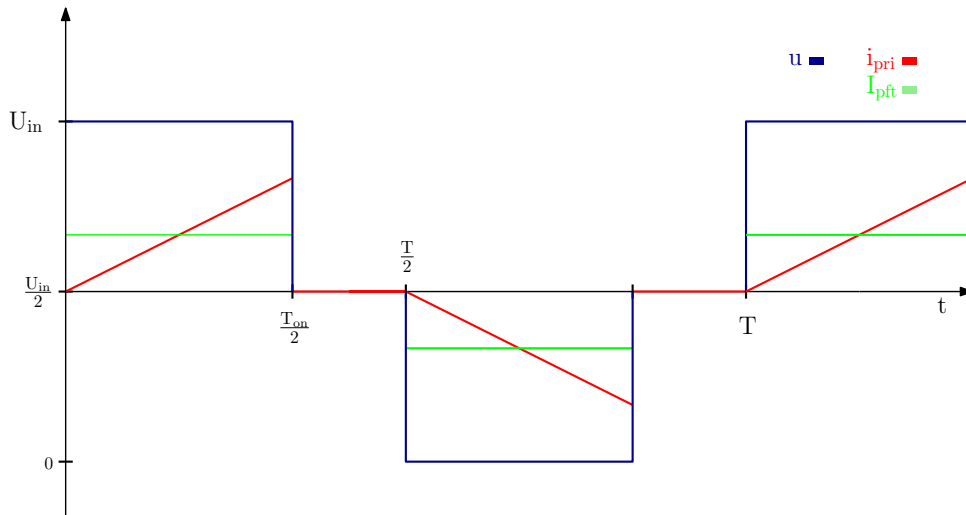
$$\Delta u = \frac{i_c T_{on}}{2C}. \quad (3.10)$$

Protože příspěvek ke zvlnění napětí od ESR a C_0 nemusí být ve fázi, může se stát, že se tyto odečtou. Pokud nastane nejhorší možnost a příspěvky se sečtou, pak:

$$U_{pp} = \frac{i_c T}{2C} + R_{ESR}0.2I_{on}. \quad (3.11)$$

3.1.3 Proudový transformátoru

Časové průběhy veličin na transformátoru spínaného zdroje jsou na obrázku (3.4).



Obrázek 3.4: Idealizované průběhy proudu a napětí na primární straně transformátoru

Během času, kdy je jeden z tranzistorů sepnutý, protéká jím proud s amplitudou tvaru rampy. Uvažujme účinnost transformátoru η , pak platí:

$$P_{in} = \frac{1}{\eta} P_{out}. \quad (3.12)$$

Vstupní výkon můžeme také vyjádřit jako:

$$P_{in} = \frac{U_{in}}{2} Av[I_{in}], \quad (3.13)$$

kde U_{in} je napětí na vstupu měniče a I_{in} je proud procházející primární stranou transformátoru.

Lineární průběh proudu na transformátoru během doby sepnutí můžeme aproximovat plochým pulsem o amplitudě I_{fl} odpovídající amplitudě původního lineárního pulsu v polovině intervalu sepnutí. S tímto zjednodušením můžeme srovnat vztahy (3.12) a (3.13):

$$\frac{1}{\eta} P_{out} = \frac{U_{in}}{2} DI_{fl}. \quad (3.14)$$

Tento vztah dále upravíme:

$$I_{fl} = \frac{2P_{out}}{\eta U_{in} D}. \quad (3.15)$$

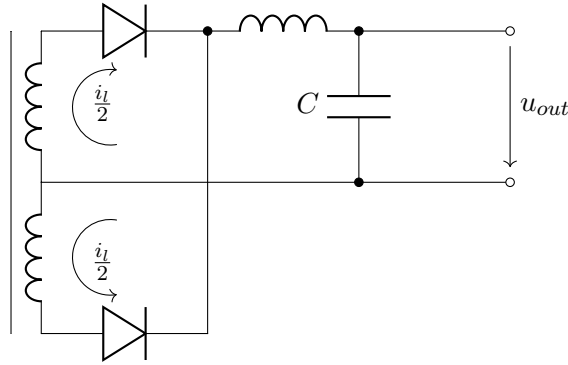
Pro výpočet efektivní hodnoty proudu vinutím uvažujme zatížení primárního vinutí transformátoru po dobu:

$$T_{on} = DT. \quad (3.16)$$

Efektivní hodnota plochého pulsu se střídou D je:

$$I_{rms} = I_{fl} \sqrt{D} = \frac{2P_{out}}{\eta U_{in} \sqrt{D}}. \quad (3.17)$$

Na sekundární straně je situace komplikovanější. Pokud je jeden z tranzistorů sepnutý, příslušnou částí vinutí protéká stejný proud jako filtrační cívkou. Pokud na sekundární stranu neumístíme diodu, která umožní vybití induktoru během doby, kdy jsou oba tranzistory vypnuty, dojde k otevření obou diod a každým ze sekundárních vinutí protéká polovina původního proudu (3.5):



Obrázek 3.5: Proudů v sekundárních vinutích transformátoru během T_{off}

Proud během doby sepnutí můžeme opět aproximovat obdélníkovým pulsem:

$$I_{fl} = I_{out}. \quad (3.18)$$

Příslušným vinutím bude téct efektivní proud o hodnotě:

$$I_{rms,s1} = I_{out} \sqrt{D}. \quad (3.19)$$

K tomuto proudu ještě musíme přičíst proud, který vinutím prochází během T_{off} každým z tranzistorů:

$$I_{rms,s2} = \frac{I_{out}}{2} \sqrt{\frac{T_{off}}{2T}}. \quad (3.20)$$

Výsledný proud sekundárním vinutím bude:

$$I_{s,rms} = I_{s1,rms} + I_{s2,rms}. \quad (3.21)$$

Je doporučeno [3] navrhovat transformátor tak, aby hustota RMS proudu ve vinutí byla:

$$J \sim 4 \left[\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right]. \quad (3.22)$$

■ 3.1.4 Ztráty na spínačích

Ztráty na spínacích tranzistorech mají dvě hlavní příčiny. První z nich jsou ztráty během spínání a vypínání tranzistoru, druhé jsou ztráty způsobené úbytkem napětí na sepnutém tranzistoru.

■ Spínací ztráty

Momentální výkon na tranzistoru můžeme spočítat dle definice:

$$p(t) = u(t)i(t). \quad (3.23)$$

Idealizované průběhy proudů a napětí na tranzistoru jsou na obrázku (3.6). Můžeme vyjádřit:

$$u(t) = \frac{U_{in}t}{T_{fall}}, \quad (3.24)$$

a:

$$i(t) = \frac{-I_{pft}t}{T_{fall}} + I_{pft}. \quad (3.25)$$

Vidíme (3.6), že ztráty při sepnutí můžeme zanedbat, jelikož parazitní indukčnost transformátoru omezuje rychlost náběhu proudu. Průměr ztrát přes jednu periodu spočítáme jako:

$$P_{off} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{fall}} u(t)i(t)dt = \frac{T_{fall}U_{in}I_{pft}}{12T}. \quad (3.26)$$

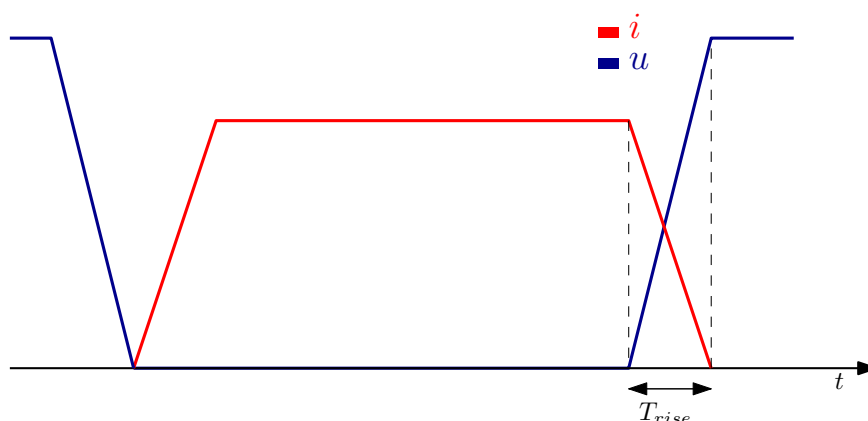
■ Ztráty v sepnutém stavu

Ztráty během T_{on} , kdy je tranzistor ve vodivém stavu, spočítáme jako:

$$P_{on} = U_{on}I_{ipft}T_{on} = U_{on}I_{ipft}D\frac{T}{2}. \quad (3.27)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru během jedné periody jsou:

$$P = P_{off} + P_{on}. \quad (3.28)$$



Obrázek 3.6: Idea průběhu proudu a napětí na výkonovém tranzistoru

■ 3.1.5 Návrh transformátoru

Díky rozvoji technologie výroby polovodičů a následnému masivnímu rozšíření unipolárních tranzistorů, je možné provozovat spínané měniče až do frekvence megahertzů [10]. Tímto se stává design transformátorů mnohem složitější a zdlouhavější, než návrh síťových a nízkofrekvenčních transformátorů. S vyššími frekvencemi začínají do teplotních bilancí vstupovat jak ztráty v samotném materiálu jádra, tak na nižších frekvencích ne tak podstatné efekty indukce vířivých proudů ve vinutích. Tato kapitola je z hlediska teoretického převzata z autorova předchozího díla [1], avšak obsahuje vzorce upravené pro novou topologii a dle autorova názoru by její vyjmutí uškodilo čitelnosti textu a celistvosti práce.

■ Magnetické jádro

Z Faradayova zákona platí:

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.29)$$

dále platí:

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}. \quad (3.30)$$

Předpokládejme, že magnetická indukce je v průřezu jádra konstantní. Potom:

$$\Phi = B \int_S d\mathbf{S} = BA_e, \quad (3.31)$$

kde A_e je plocha průřezu magnetického obvodu. Tento výsledek dosadíme do (3.29) a dostaneme:

$$u_i = -\frac{d(NBA_e)}{dt}, \quad (3.32)$$

kde N je počet závitů na jádře. Transformátor je připojen mezi napětí, které můžeme během doby T_{on} považovat za konstantní. Magnetická indukce se tedy bude pohybovat v intervalu od $-\Delta B$ do ΔB . Vztah (3.32) můžeme přepsat:

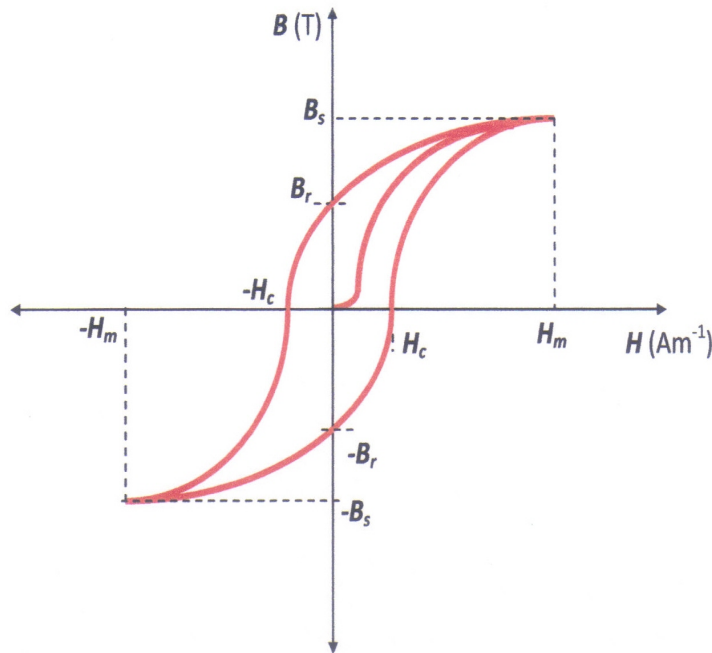
$$U_{on} = \frac{NBA_e}{T_{on}}, \quad (3.33)$$

a tedy:

$$N = \frac{U_{on}T_{on}}{A_e\Delta B} = \frac{U_{on}D}{A_e\Delta Bf}. \quad (3.34)$$

Je zřejmé, že počet závitů můžeme ovlivnit třemi parametry. Buď velikostí transformátoru, nebo volbou materiálu a tedy přeneseně ΔB , nebo změnou frekvence. V praxi většinou chceme co nejmenší zařízení, tudíž parametry, které optimalizujeme, jsou saturační indukce a frekvence.

Permeabilita feromagnetik je vysoce nelineární. Díky tomu dostáváme známou hysterezní křivku (3.7). Energií na jednotku objemu uloženou v



Obrázek 3.7: Hysterezní křivka feromagnetika [9]

magnetiku můžeme dle [5] spočítat jako:

$$W_m = \int HdB. \quad (3.35)$$

Pokud se budeme pohybovat po křivce z H_c do H_m , budeme energii do jádra dodávat. Když půjdeme zpět z H_m do nuly, budeme energii odebírat. Výsledný rozdíl ploch, tedy velikost plochy uvnitř smyčky, se rovná energii, která se ztratila v magnetiku na otáčení magnetických domén. Pokud budeme zvyšovat frekvenci, za stejný časový interval oběhneme smyčku vícekrát a přijdeme o větší množství energie, která se přemění v teplo. Protože tepelné ztráty jsou úměrné [5]:

$$\Delta B^n, n \in (2; 3), \quad (3.36)$$

musíme pro vyšší frekvence rozkmit B značně omezit, tedy zvýšit počet závitů. Závislost ztrát na ΔB v daném objemu materiálu obvykle zjistíme z datasheetu výrobce.

Další z věcí limitující výkon, který je možné transformátorem přenést, je saturační magnetická indukce (B_s). Je to hodnota, po jejímž překročení již hodnota magnetické indukce uvnitř jádra neroste nehledě na intezitu vnějšího pole. Z Ampérova zákonu platí:

$$\oint \mathbf{H}d\mathbf{l} = I \sim NI. \quad (3.37)$$

Tedy intenzita magnetického pole je úměrná proudu, který protéká vinutím. Střední hodnota proudu transformátorem musí být nulová, jelikož jakákoli DC složka by po několika periodách způsobila saturaci jádra. Tento jev se nazývá flux walking a jeho řešením se budeme zabývat v praktické části.

Otázka tedy zní, jak určit rozměr jádra, aby bylo schopné přenést daný výkon. Poměr otáček vinutí nám určuje vztah (2.1). Také musíme udržet ztráty ve vinutí v přijatelných mezích. To bude diskutováno v další sekci. Odhad toho, jak určit průřez magnetického obvodu, nám dává tzv. Area product [5]:

$$Ap = A_w A_e = \left(\frac{P_o}{K \Delta B f} \right)^{\frac{4}{3}}, \quad (3.38)$$

kde:

- P_o = Výstupní výkon;
- ΔB = Rozkmit magnetické indukce;
- f = Pracovní frekvence;
- K = Konstanta transformátoru(0.017 pro polomůstek);
- A_e = Efektivní průřez magnetického obvodu(sloupku);
- A_w = Plocha okénka jádra.

Tento vztah předpokládá proudovou hustotu $420 \frac{A}{cm^2}$ a 40% využití plochy okna.

■ Vinutí

Vysoká frekvence spínání implikuje omezení v návrhu vinutí. Původcem těchto problémů je rychle proměnné magnetické pole, které indukuje napětí na vodičích a způsobuje povrchové proudy.

První z nich je tzv. skin effect, který je způsoben samoindukcí napětí a proudů uvnitř vodiče. Tento jev je podrobně rozebrán i s odvozením rovnic v [1]. Zde uvedeme pouze finální vzorec pro hloubku vniku δ (3.39):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}. \quad (3.39)$$

Také můžeme definovat ryze praktický ukazatel:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}}, \quad (3.40)$$

který udává poměr odporu vodiče protékaného proudem střídavým ku odporu vodiče protékaného proudem stejnosměrným. Tento poměr závisí pouze na hloubce vniku a průměru vodiče, lze ho tedy najít v tabulkách.

Další z příčin zvýšeného odporu vodičů operujících na vyšších frekvencích je indukce napětí na vodičích v blízkosti proměnného magnetického pole, tzv. Proximity effect. Vysvětlení tohoto jevu lze opět nalézt v [1]. Hlavní závěry příslušné kapitoly práce [1] jsou:

- Je vhodné co nejvíce zvětšit dotykové plochy mezi primárními a sekundárními vinutími;
- Není přípustné pokládat na sebe více než dvě vrstvy vinutí, které vodí proud stejným směrem;
- Snížením povrchových proudů, a tedy ztrát, lze dosáhnout prokládáním primárních a sekundárních vinutí.

■ Ztráty na vinutí

Označme:

- I_{dc} = Střední hodnota proudu vinutím;
- I_{rms} = RMS hodnota proudu vinutím.

Poté můžeme podle [5] spočítat ztráty jako:

$$P = P_{ac} + P_{dc}, \quad (3.41)$$

kde P_{ac} jsou ztráty způsobené střídavou složkou proudu a P_{dc} jsou ztráty způsobené stejnosměrnou složkou proudu.

$$P_{ac} = R_{ac} I_{rms}^2. \quad (3.42)$$

R_{ac} zjistíme z rozměru drátu a frekvence spínání z Dowellových křivek, které nalezneme v [3] nebo v [5]. Nakonec spočteme:

$$P_{dc} = R_{dc} I_{dc}^2, \quad (3.43)$$

kde R_{dc} je stejnosměrný odpor vodiče, tedy:

$$R = \frac{\rho l}{S}, \quad (3.44)$$

ρ je rezistivita vodiče, l jeho délka a S jeho průřez.

3.1.6 Kontrolér spínaného měniče

Obvodů, které obsahují vše potřebné pro řízení spínaných zdrojů, je na trhu mnoho. Od dob prvních integrovaných obvodů řad UCCx od společnosti Unintode, které obsahovaly prakticky jen operační zesilovač, oscilátor, PWM komparátor a budič tranzistorů, jsou dnes dostupné obvody typu LM5036 obsahující nejen kompletní vybavení pro ovládání spínaného zdroje s feed-forward regulací, ale také budič flyback pomocného síťového zdroje pro napájení integrovaných obvodů primární i sekundární strany [16]. Srovnání některých dostupných obvodů vhodných pro řízení spínaných zdrojů je uvedeno v tabulce 3.1. Bohužel autor na trhu nenalezl obvod, který by obsahoval jak

Název	UCC3808A	LTC3723-2	NCP1910	LT1103	LM5035
ZV	proudová	napěťová	proudová	proudová	napěťová
Tranzistory	ne	ne	ANO	ne	ne
Frekvence	do 1 MHz	do 1Mhz	do 500kHz	do 200kHz	do 2MHz
U _{in} [V]	9–14	10.7–75	9–20	8–30V	13–105
Resonanční	ne	ne	ano	ne	ne

Tabulka 3.1: Výběr z dostupných regulátorů

startovací obvod schopný zajistit rozběh kontroléru ze síťového napětí, tak ani obvod, který by integroval budiče tranzistorů schopné pracovat s napětími požadovanými zadáním DP. Řídící obvody lze klasifikovat dle typu zpětné vazby do čtyř kategorií.

První možností je napěťová zpětná vazba. Vzorek výstupního napětí je chybovým zesilovačem porovnáván s referencí. Výstup chybového zesilovače je poté přiveden do PWM komparátoru, kde je porovnán s výstupním napětím oscilátoru (RC). Tím je určena střída spínání výkonových tranzistorů. Toto, dnes již zastaralé zapojení implikuje pomalou reakci na změnu vstupního napětí i složitou kompenzaci zpětné vazby [10].

Další možností je regulace podle špičkového proudu induktorem. Takové zapojení obsahuje vlastně dvě zpětnovazební smyčky, jednu interní a jednu externí. Interní smyčka je tvořena snímačem proudu výstupním induktorem a PWM komparátorem. Za předpokladu CCM je lineární průběh proudu výstupní cívky komparován s výstupním napětím chybového zesilovače externí zpětné vazby. To zajišťuje téměř okamžitou reakci na změnu vstupního napětí. Dále přirozenou limitaci výstupního proudu a jednoduchou kompenzaci zpětné vazby [10]. Díky zmíněným výhodám tento přístup v 90. letech prakticky vytlačil napěťově řízené zdroje. Postupem času se však začaly projevovat nechtěnosti takto koncipovaných zapojení. Nejzásadnější z nich je nejspíše susceptibilita obvodu začít subharmonicky oscilovat pro střídy větší než 50 % [1]. Tuto nestabilitu lze řešit zavedením kompenzace, která však zvyšuje komplikovanost zapojení a také degraduje regulaci pro nízké střídy. Z ostatních problémů špičkové proudové regulace lze zmínit malou odolnost proti šumu [3].

Mnoho z těchto problémů řeší regulace střední hodnotou proudu. Zde je proud výstupního induktoru přímo porovnáván s napětím externí zpětné vazby. Výstup této komparace je kompenzován a v PWM komparátoru porovnáván s rampou RC oscilátoru [21].

Nejnovějším řešením koncepce řízení spínaných obvodů je napěťová regulace s přímou vazbou. Zpětná vazba je zavedena klasicky, tzn. z výstupního napětí přes chybový zesilovač do PWM komparátoru. Rampa oscilátoru je však generována přímo ze vstupního napětí měniče. Zapojení tak kombinuje hlavní výhody proudového i napěťového řízení. Jak rychlou odezvu na změnu vstupního napětí, tak výbornou stabilitu pro všechny hodnoty střídy [10]. Navíc, z teorie zpětné vazby lze odvodit, že kompenzací zpětné vazby lze řešit jednodušeji než u čistě napěťového řízení [10].

3.2 Lineární měnič

Aplikace, jako je laboratorní zdroj, klade vysoké požadavky na koncový stupeň, v našem případě na lineární stabilizátor. Zejména požadujeme aby:

- Výstupní napětí regulovatelné s přesností na jednotky mV;
- Proudové omezení nastavitelné s přesností na desítky mA;

- Nízký výstupní šum;
- Rychlá odezva na změnu zátěže;
- Dobré potlačení změn napájení;
- Odolnost proti zkratu a přepólování zátěže.

Integrované stabilizátory dostupné na trhu můžeme rozdělit do třech kategorií.

Regulátory pro napájecí napětí ve velkém v rozsahu kolem 1-40 V musí být řešeny zapojeními PNP/PMOS se společným emitorem/sourcem jako výkonového regulačního prvku. Tranzistory tak lze ovládat i při velmi nízkých napájecích napětích kolem 0.4 V. Ovšem za cenu většího výstupního odporu oproti zapojení se společným kolektorem. Zapojení se společným emitorem má také značné zesílení a mohou nastat problémy se stabilitou. Zástupcem takovýchto regulátorů je například rodina LT304x od Analog Devices.

Regulátory pro napětí v rozsahu 3-40 V lze řešit zapojeními se společným kolektorem či Darlingtonovým párem. Tyto zapojení poskytují velmi nízký výstupní odpor a napěťové zesílení rovné jedné. Nevýhodou je požadavek na minimální napájecí napětí z důvodu použití N typů tranzistorů. Nejznámějším a nejpoužívanějším obvodem této kategorie je obvod LM317. O jeho popularitě svědčí i fakt, že je vyráběn téměř všemi významnými producenty polovodičů.

Poslední kategorií jsou stabilizátory pro velmi malá až malá napětí (0.7-5 V). Jsou konstruována za použití N kanálového mosfetu v zapojení se společným drainem. Používají různé pomocné obvody pro zajištění dostatečného napětí na ovládaní regulačního prvku. K jejich vlastnostem patří velmi nízký výstupní odpor, dobrá stabilita a rychlé reakce na změny zátěže. Hlavní nevýhodou je nízký rozsah napájecích napětí. Zástupcem této kategorie je například obvod TPS7A11 od Texas Instruments.

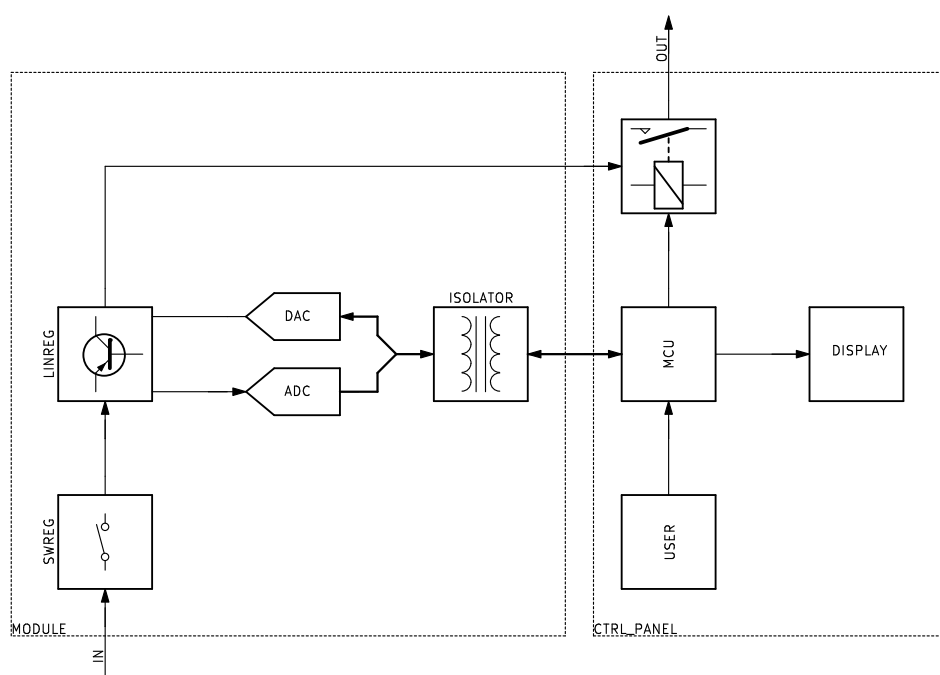
Krátký přehled integrovaných lineárních stabilizátorů lze nalézt v tabulce (3.2).

Název	TPS7A11	LM317	LT3040	LT3086
V_{in} [V]	0.75–3.3	3–37	1.8–20	1.4–40
V_o [V]	0.5–3	0–34	0–15	0.4–32
I_o [A]	0–0.5	0–2.2	0–0.2	0–2.1
I_o nastavitelné	Ne	Ne	Ne	Ano

Tabulka 3.2: Výběr z lineárních stabilizátorů

3.3 Řídící jednotka

Pro splnění zadání musí být řídicí jednotka schopna ovládat až čtyři galvanicky oddělené kanály zdroje. Dále je třeba obsloužit uživatelské vstupy a výstupy. V úvahu tedy připadá řízení mikroprocesorem nebo FPGA programovatelným obvodem. Řídící jednotka nemá vliv na výstupní parametry zdroje, kromě nastavení výstupního napětí a proudového limitu. Nejsou tedy kladeny vysoké požadavky na rychlost. Blokové schéma kontrolní jednotky a jednoho modulu je na obrázku (3.8). Řídící jednotka musí být schopna ovládat až čtyři moduly.



Obrázek 3.8: Blokové schéma řízení zdroje

Kapitola 4

Praktická část

V této části jsou vypočteny hodnoty součástek pro použití v prototypu. Je vybrán řídicí integrovaný obvod pro spínaný preregulátor a řešeny rovnice pro zajištění stability zpětné vazby. Dále je navrhnut blok lineárního stabilizátoru a shrnut návrh plošného spoje. Spínané zdroje jsou velmi citlivé na design návrhu plošného spoje. Při špatném návrhu způsobí spínání výkonových prvků rušení, které znemožní správnou funkci IO, zejména zpětné vazby. Práce je zakončena měřením charakteristik realizovaného prototypu spínaného zdroje, lineárního stabilizátoru a jejich spojení.

4.1 Spínaný preregulátor

4.1.1 Výpočet hodnot transformátoru

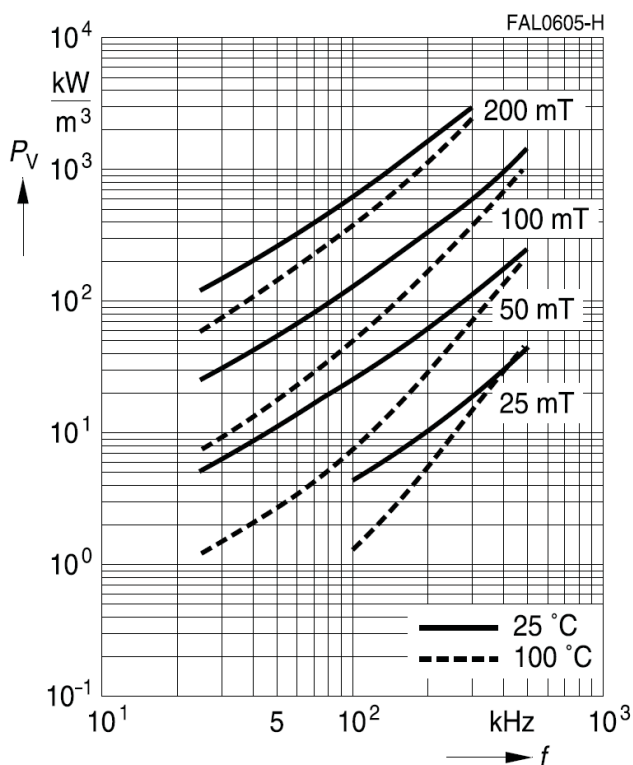
Jádro

Návrh komponent spínaného zdroje je vhodné začít volbou frekvence spínání. Protože jedním z hlavních požadavků na zdroj je jeho malá velikost a nízká hmotnost, budeme požadovat co nejmenší jádro. Z tabulky (7.2b) v [3] můžeme získat první odhad potřebné velikosti jader vzhledem ke spínací frekvenci a

výstupnímu výkonu. Zvolíme tedy frekvenci:

$$f = 250 \text{ kHz.} \quad (4.1)$$

Z grafu (4.1) plyne, že při této frekvenci musíme volit malý rozkmit mag-



Obrázek 4.1: Ztráty v materiálu jádra vzhledem k frekvenci a velikosti magnetické indukce [6]

netické indukce, abychom omezili ztráty v jádře. Zvolme proto maximální rozkmit ΔB na:

$$\Delta B = 0.1 \text{ T,} \quad (4.2)$$

v takovémto rozsahu lze hysterezní smyčku linearizovat a plocha uzavřená v jednom cyklu je velmi malá. Parametry vstupních a výstupních veličin modulu jsou uvedeny v tabulce (4.1). S těmito informacemi lze uskutečnit návrh jádra. Dle (3.38) vypočteme Area product:

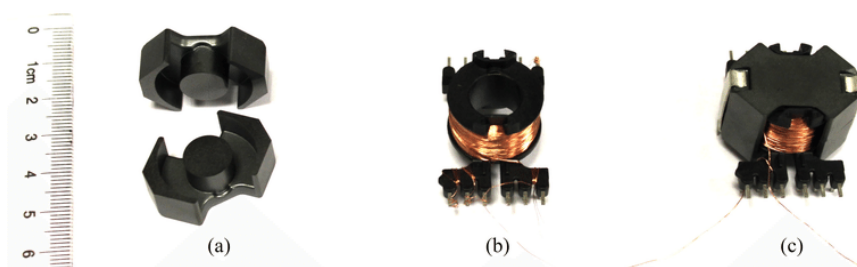
$$A_p = \left(\frac{60}{0.017 \cdot 0.1 \cdot 5e5} \right)^{\frac{4}{3}} \approx 291 \text{ mm}^4. \quad (4.3)$$

Proces výběru jádra tak, aby se nepřehřívalo, je do značné míry iterační. Nejprve vybereme jádro, které má A_p nejbližší vyšší než A_p spočítané. Poté vypočteme, jakou plochu zabírá vinutí. Pokud se do jádra vejde, spočteme ztráty na vinutí a v jádře. Je-li nárůst teploty pro maximální výstupní výkon neúnosný, zvolíme větší jádro a započneme další cyklus iterace, dokud

P_o	60 W
U_{outmin}	0 V
U_{outmax}	30 V
I_{outmax}	2 A
U_{inac}	230 V
U_{inmax}	325 V
U_{inmin}	293 V
D_{max}	0.85

Tabulka 4.1: Zadání

nedojdeme k uspokojivému výsledku, tedy takovému, kdy se jádro nebude přehřívat. Uvažujme, že jsme již v posledním cyklu, a zvolme jádro RM6. Jádra typu RM byla speciálně vyvinuta pro spínané zdroje. Na rozdíl od hrníčkových jader mají větší výřez pro vyvedení drátů, což umožňuje jejich lepší izolaci (jak materiálovou, tak distanční).



Obrázek 4.2: a) RM jádro, b) cívka, c) sestavený transformátor [11]

Za pomoci (4.1) vypočteme ztráty v jádře na jednotku objemu materiálu N87 při dané frekvenci:

$$P = 200 \cdot V_e \left[\frac{mW}{cm^3} \right] = 200 \cdot 1.05 \approx 0.21 \text{ W}. \quad (4.4)$$

To vypadá nadějně [5]. Z datasheetu ještě vyčteme B_{sat} , která je 390 mT@100 C.

■ Vinutí

Dosadíme do rovnice (3.34) maximální požadovanou hodnotu výstupního napětí (plus úbytek na diodách), které nastane pro největší střídu:

$$N_s = \frac{31 \cdot 0.85}{72 \cdot 10^{-6} \cdot 0.1 \cdot 500e3} \approx 7.3, \quad (4.5)$$

s mírnou rezervou zvolme $N_s = 8$. Z (2.1) můžeme vypočítat převod transformátoru:

$$p = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{inmin} D}{U_{omax}} \approx 4.38. \quad (4.6)$$

Zvolme $p = 4$. Díky tomu bude zaručeno, že střída nepřekročí 0.85, jelikož

$$D = \frac{U_{out,max} + 1}{U_{in,min}} \frac{N_p}{N_s} \approx 0.7. \quad (4.7)$$

Tím dostaneme počet primárních závitů:

$$N_p = 32. \quad (4.8)$$

■ Ztráty ve vinutích

Abychom se vyhnuli riziku přehřátí jádra, které by mělo být provozováno do 100 °C [5], spočítáme výkonové ztráty na vinutích.

■ Primární vinutí

Konzervativně uvažujme účinnost transformátoru $\eta = 0.85$. Dále spočítejme amplitudu $I_{fl,p}$, tedy amplitudu proudu na primárním vinutí v $\frac{T_{on}}{4}$. Protože na sekundární straně transformátoru je cívka připojená mezi konstantní napětí, průběh proudu zde bude lineární, tudíž i na primární straně bude lineární. Můžeme spočítat aproximaci dle vztahu (3.17):

$$I_{rms,p} = \frac{120}{0.85 \cdot 160 \cdot \sqrt{0.85}} \approx 0.5 \text{ A}, \quad (4.9)$$

Z proudové hustoty lze určit průměr drátu:

$$J = \frac{I}{S} = \frac{I_{rms,p}}{\pi r^2}, \quad (4.10)$$

takže:

$$d = 2\sqrt{\frac{I_{rms,p}}{\pi J}} = 2\sqrt{\frac{0.5}{\pi \cdot 4}} \approx 0.4 \text{ mm}. \quad (4.11)$$

Při tomto rozměru bychom museli mít dvojité primární vinutí, aby se vešlo do jádra. To by způsobilo jak komplikace při vinutí transformátoru, tak i zvýšené ztráty vlivem proximity efektu. Proto zvolíme drát o průměru 2 mm. Rezistivita mědi je:

$$\rho = 1.68 \cdot 10^{-8} \frac{\Omega}{\text{m}}. \quad (4.12)$$

Pro odpor vodiče platí:

$$R = \frac{\rho l}{S} \Omega, \quad (4.13)$$

kde l je délka vodiče, S je jeho průřez. Z datasheetu výrobce jádra [?] zjistíme, že průměr sloupku cívky je:

$$d = 7.45 \text{ mm}, \quad (4.14)$$

proto jeho obvod:

$$o = \pi d = 7.45 \cdot \pi \approx 2.34 \text{ cm}. \quad (4.15)$$

Konečně můžeme spočítat odpor primárního vinutí:

$$R_{p,dc} = \frac{\rho o N_p}{S} = \frac{1.68e-8 \cdot 0.023 \cdot 32}{\pi \cdot 0.0001^2} \approx 0.4 \Omega. \quad (4.16)$$

Z tabulky v [3] vyčteme pro průměr drátu $d=0.2$ mm a frekvenci 200 kHz:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.17, \quad (4.17)$$

a tedy:

$$P_p = R_{p,ac} I_{rms,p}^2 = 0.47 \cdot 0.5^2 \approx 117 \text{ mW}. \quad (4.18)$$

■ Sekundární vinutí

Obdobně vypočteme průběhy proudů na sekundárních vinutích, budeme opět postupovat dle kapitoly (2.1). Z rovnice (3.19):

$$I_{rms,s1} = 2 \cdot \sqrt{0.85} \approx 1.8 \text{ A}, \quad (4.19)$$

dále (3.20):

$$I_{rms,s2} = \sqrt{\frac{1-D}{2}} \approx 0.3 \text{ A}. \quad (4.20)$$

$$I_{rms,s} \approx 2.1 \text{ A}. \quad (4.21)$$

Obdobně jako v (4.9) vypočteme minimální průměr drátu sekundárního vinutí:

$$d_s = \sqrt{\frac{2.1}{4 \cdot \pi}} \approx 0.8 \text{ mm}. \quad (4.22)$$

Vypočteme odpor obou sekundárních vinutí:

$$R_{s,dc} = 2 \frac{\rho o N_s}{S} = 2 \frac{1.68e-8 \cdot 0.0234 \cdot 8}{\pi \cdot (0.0004)^2} = 13 \text{ m}\Omega. \quad (4.23)$$

V tabulce z [3] vyčteme pro průměr drátu $d=0.8$ mm a frekvenci 200 kHz:

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.9, \quad (4.24)$$

můžeme spočítat P_s :

$$P_s = R_{s,ac} I_{s,rms}^2 = 114 \text{ mW}. \quad (4.25)$$

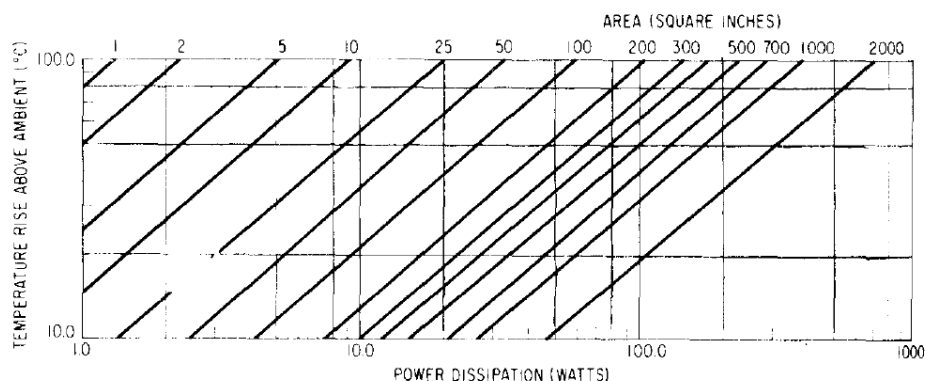
Podarilo se nám vyrovnat ztráty v jádře i vinutích a zároveň je udržet dostatečně nízké. Tím máme hotov téměř optimální návrh transformátoru.

■ Chlazení transformátoru

Jádro RM6 má celkem komplikovaný tvar. Obsahy horní a dolní podstavy lze spočítat jako obsah dvou trojúhelníků s rozměry dle datasheetu [12]. Obsahy stěn poté jako součet pěti obdelníků. Po vypočtení dostaneme:

$$S_{out} \approx 20 \text{ cm}^2. \quad (4.26)$$

Z empiricky změřených dat vyzařování chladičů o různých velikostech lze přibližně odvodit nárůst teploty transformátoru v závislosti na ztrátovém výkonu a obsahu vnějšího pláště [3].



Obrázek 4.3: Závislost nárůstu teploty transformátoru na ztrátovém výkonu a ploše vnějšího pláště [3]

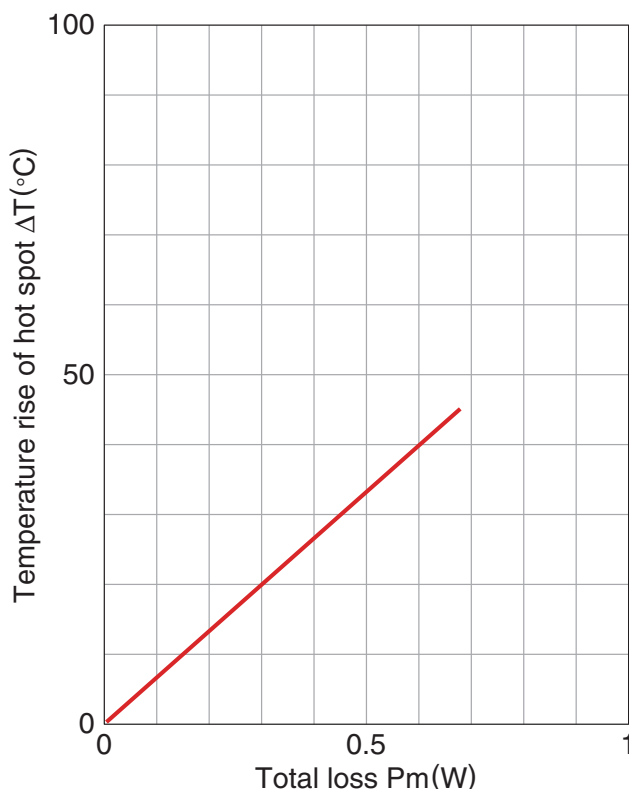
Protože:

$$S_{out} \approx 3.1 \text{ in}^2 \quad (4.27)$$

a

$$P_{dis} \approx 0.44 \text{ W}, \quad (4.28)$$

tak z (4.3) vidíme, že nárůst teploty bude přibližně 40 °C. Je zajímavé tento odhad porovnat s hodnotami změřenými výrobcem pro danou velikost jádra na obrázku (4.4). Chyba okolo 10 °C je vzhledem k velkým zjednodušením v modelu prezentovanému dříve velmi dobrá.



Obrázek 4.4: Vzrůst teploty jádra vzhledem k totálnímu ztrátovému výkonu [12]

4.1.2 Ztráty na spínacích tranzistorech

V této sekci spočítáme ztrátový výkon na tranzistoru, což je důležité z hlediska optimalizace velikosti chladiče. Z důvodu vysoké spínací rychlosti byly vybrány MOSFET tranzistory IPP60R360CFD7 s rychlou substrátovou diodou pro zmírnění výkonových ztrát při komutaci proudu. Ty jsou instalovány v provedení THT TO-220, protože SMD tranzistory při vytvořeném dvouvrstevném layoutu tvoří deskový kondenzátor mezi drainy tranzistorů a zemí, který zpomaluje spínání a způsobuje ztráty. Dle rovnice (3.26), která platí pro vypínání tranzistoru, můžeme psát:

$$P_{\text{off}} = \frac{8.5e - 9 \cdot 320 \cdot 0.51}{4e - 6 \cdot 12} \approx 0.03 \text{ W}, \quad (4.29)$$

kde jsme za T_{fall} dosadili hodnoty z datasheetu [8]:

$$T_{fall} = 8.5 \text{ ns}. \quad (4.30)$$

V sepnutém stavu bude mít tranzistor ztráty (3.27):

$$P_{\text{on}} = 0.36 \cdot 0.51^2 \cdot 0.4 \approx 0.04 \text{ W}, \quad (4.31)$$

kde $R_{on}=0.36 \Omega$, opět vzato z [8]. Pro teplotní odpor [8] přechod-okolí bez instalovaného chladiče je nárůst teploty:

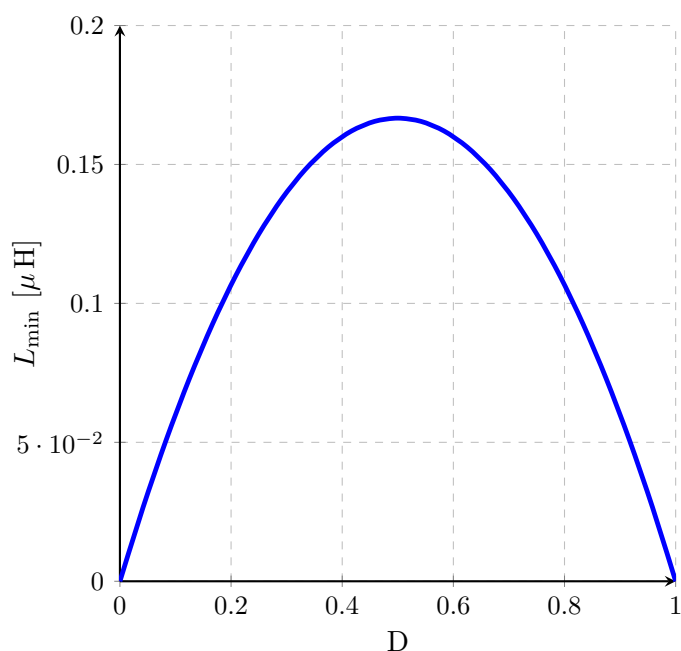
$$T_{rise} = 62 \cdot 0.1 = 6.2 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (4.32)$$

4.1.3 Výstupní indukčnost

Podívejme se na vztah (3.4). Maximum tohoto výrazu nastane, pokud U_{in} bude maximální, T_{on} bude maximální a I_{out} bude minimální. To je však velice nepravděpodobná situace, jelikož se vzrůstající střídou roste výstupní napětí. Pokud bychom i přesto dosadili do (3.4) tak získáme:

$$L_{min} = \frac{(40 - 2.4) \cdot 2 \cdot 10^6}{4 \cdot 0.03} \approx 626 \mu\text{H}, \quad (4.33)$$

Kde jsme za $I_{o,min}$ dosadili 30 mA. Zajímavější je do rovnice (3.4) dosadit vztah pro výstupní napětí měniče z (2.2). Můžeme pak vykreslit závislost minimální indukčnosti na změně střídě (4.5). Vidíme, že maximum funkce



Obrázek 4.5: Závislost minimální hodnoty indukčnosti na střídě

vykreslené v (4.5) nastane pro poloviční střídou a je rovno:

$$L_{min} \approx 166 \mu\text{H}. \quad (4.34)$$

■ 4.1.4 Výstupní kondenzátor

Zvlnění napětí na výstupu nebylo zadáno, zvolme si například:

$$U_{pp} = 0.2 \text{ V}. \quad (4.35)$$

Podle vzorce (3.10) provedeme první odhad kapacity:

$$C_{min} = \frac{i_c T}{2U_{pp}} = \frac{2}{2 \cdot 0.2 \cdot 250000} = 20 \mu\text{F}. \quad (4.36)$$

Byla vybrána řada Low ESR kapacitorů od výrobce Nippon-Chemicon [7]. Zde vyčteme, že:

$$\tan(\delta) = 0,14 @ 120 \text{ Hz}. \quad (4.37)$$

Tento poměr je definován jako:

$$\tan(\delta) = \frac{ESR}{X_c}. \quad (4.38)$$

Můžeme vyjádřit:

$$ESR = \frac{1}{2\pi f C} \tan(\delta). \quad (4.39)$$

Pro kondenzátor o $C=100\mu\text{F}$ je:

$$ESR = \frac{0.14}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 100e-6} \approx 1.8 \Omega. \quad (4.40)$$

A tak z rovnice (3.6):

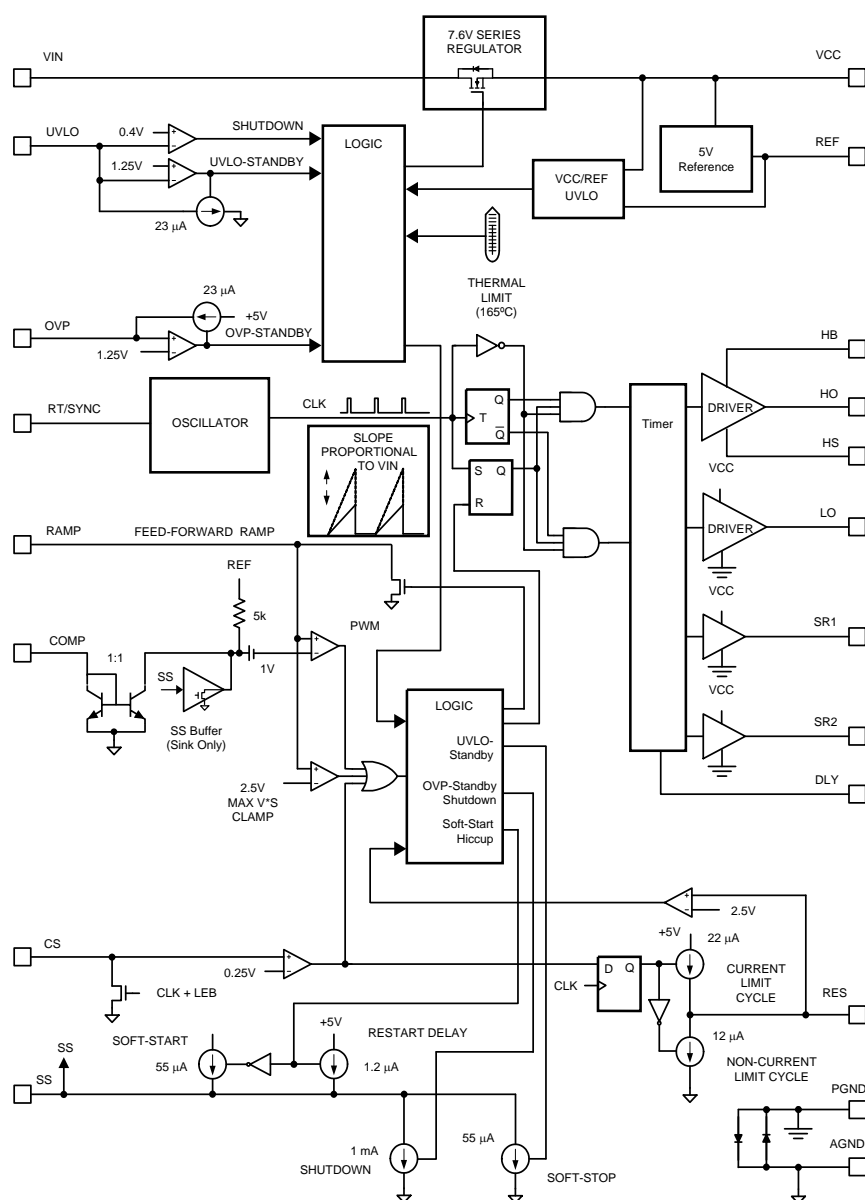
$$U_{pp} = 1.8 \cdot 0.06 \approx 0.11 \text{ V}. \quad (4.41)$$

Nakonec pro zvlnění na čisté kapacitě kondenzátoru dostaneme:

$$U_{pp} = \frac{0.06}{2 \cdot 100e-6 \cdot 250e3} = 12 \text{ mV}. \quad (4.42)$$

■ 4.1.5 Řídící obvod

Protože u laboratorního zdroje lze předpokládat, že bude provozován s malým výstupním proudem určeným předzátěží, bylo zvoleno napěťové řízení s dopřednou vazbou. V autorově předchozí práci [1] byl zkonstruován prototyp spínaného zdroje pro malé proudy s proudovým řízením. Řešení se ukázalo jako funkční, avšak ne ideální zejména díky problémům s rušením PWM rampy komparátoru. Proto byl na řízení spínaného preregulátoru vybrán integrovaný obvod LM5035 od společnosti Texas Instruments, jehož zapojení je na obrázku (4.6).



Obrázek 4.6: Blokové schéma integrovaného obvodu LM5035 [17]

Obvod implementuje napěťové řízení s feed-forward regulací. To znamená, že rampa pro PWM komparátor je generována z usměrněného síťového napětí 320 V, což zajišťuje velmi rychlou odezvu na kolísání napájení bez nutnosti zásahu zpětné vazby (pin RAMP). Ta je pro zvýšení odolnosti proti rušení implementována proudově, kde k převodu signálu na napětí dochází uvnitř čipu po průchodu proudovým zrcadlem (pin COMP). Integrovaný obvod dále obsahuje ochranu proti podpětí a přepětí sítě, integrovaný oscilátor s nastavitelným kmitočtem, ochranu proti zkratu primární strany implementovanou

buď odporem v drainu spínače, či proudovým transformátorem umístěným za kapacitním děličem, výstupy pro ovládání synchronních usměrňovačů a bootstrap budič výkonových tranzistorů [17].

■ Nastavení frekvence oscilátoru

Oscilátor zde není řešen klasicky RC článkem z důvodu možnosti externí synchronizace, ale nastavuje se připojením jednoho rezistoru k pinu RT. Odpor pro danou frekvenci lze dle [17] vypočítat jako:

$$R_T = \left(\frac{1}{f_{osc}} - 110 \text{ ns} \right) \cdot 6.25 \cdot 10^9 \Omega. \quad (4.43)$$

Protože logika spínání budiče tranzistorů obsahuje klopný obvod T, který dělí frekvenci na polovinu, nastavíme frekvenci oscilátoru na **500 kHz**. Po dosazení do rovnice (4.43):

$$R_T \approx 11800 \Omega. \quad (4.44)$$

■ Nastavení frekvence feed-forward rampy

Kapacitor C_{ff} je přes odpor R_{ff} nabíjen z usměrněného síťového napětí. Když napětí dosáhne 2.5 V nebo nastane konec periody interních hodin, je kondenzátor vybit a cyklus započne nanovo. Délka sepnutí výkonových tranzistorů je tak přímo úměrná síťovému napětí. Z datasheetu [17] či rovnice nabíjení kondenzátoru přes odpor máme:

$$R_{ff} \cdot C_{ff} = \frac{T_{on} + 10\%}{\ln \left[\left(1 - \frac{2.5V}{V_{in}} \right)^{-1} \right]} = \frac{1.9 \cdot 10^{-6}}{\ln \left[\left(1 - \frac{2.5V}{320} \right)^{-1} \right]} \approx 252 \mu s. \quad (4.45)$$

Můžeme například zvolit sériové spojení rezistorů 240 k Ω a 12 k Ω a kapacitor 1000 pF.

■ Bootstrap budič

Obvod LM5035 sice obsahuje bootstrap budič tranzistorů, avšak maximální napětí pinu HB je 118 V. Je zapotřebí použít externí budič. Byl zvolen

obvod IR2113, jehož maximální bootstrap napětí je 625 V [18]. Tento obvod pro funkci vyžaduje pouze externí diodu a kondenzátor. Dioda musí být dimenzována tak, aby její závěrné napětí bylo větší než usměrněné síťové napětí a její proud bude roven:

$$I_d = Q_g f_{sw}, \quad (4.46)$$

kde Q_g je kapacita gate výkonového tranzistoru a f_{sw} je spínací frekvence. Pro použitý tranzistor IPP60R360CFD7:

$$I_d = 14 \cdot 10^{-9} \cdot 250000 = 3.5 \text{ mA}. \quad (4.47)$$

Bootstrap kapacitor musí být schopný uchovat dostatečné množství energie pro plné sepnutí výkonového tranzistoru a zároveň jeho velikost nesmí být příliš velká. Poté by během doby, kdy je sepnut nebootstrapovaný tranzistor, nestihl vzrůst jeho potenciál natolik, aby došlo k otevření bootstrapovaného tranzistoru do saturačního módu. Minimální kapacitu bootstrap kondenzátoru lze vypočítat jako [19]:

$$C \geq \frac{2 \left(2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} \right)}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}, \quad (4.48)$$

kde Q_g je kapacita gate bootstrapovaného kondenzátoru, f je frekvence spínání, I_{qbs} je parazitní proud gate, Q_{ls} je náboj spotřebovaný bootstrap budičem, V_{cc} je napájecí napětí čipu, V_f je propustné napětí bootstrap diody, V_{LS} je úbytek napětí na nebootstrapovaném tranzistoru během doby jeho sepnutí a konečně V_{min} je minimální požadované napětí mezi svorkami bootstrap kondenzátoru. Po dosazení z [19]:

$$C \geq \frac{2 \left(14 \cdot 10^{-9} + \frac{10^{-7}}{250000} + 5 \cdot 10^{-9} \right)}{12 - 0.7 - 0.51 \cdot 0.36 - 8} \approx 12 \text{ nF} \quad (4.49)$$

■ Přenos zpětnovazební smyčky a jeho kompenzace

Přenosová funkce z řízení na výstup otevřené smyčky propustného měniče s řízením v napěťovém módu je [10]:

$$H(s) = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \frac{\left(\frac{s}{\omega_{ESR}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1} \approx \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \frac{\left(\frac{s}{\omega_{ESR}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 1}. \quad (4.50)$$

Člen s Q je možné zanedbat, protože $\omega_0 Q = R/L$, kde R je odpor zátěže a L indukčnost cívky výstupního LC filtru. Ihned vidíme výhodu dopředné vazby a to, že poměr $\frac{V_{in}}{V_{ramp}}$ (poměr mezi vstupním napětím měniče a velikostí rampy PWM komparátoru) je konstantní, jelikož rampa je generována přímo

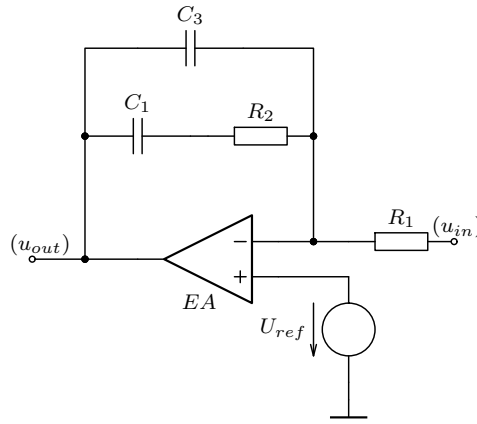
ze vstupního napětí. Přenosová rovnice (4.50) obsahuje jednu nulu ovlivněnou kapacitou výstupního kondenzátoru a jeho ESR:

$$\omega_{ESR} = \frac{1}{ESRC_o}. \quad (4.51)$$

V případě, že je použit elektrolytický kondenzátor s větším ESR, lze tuto nulu využít pro potlačení vlivu LC pólu. Ten je dvojnásobný a jeho kritický kmitočet je roven:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (4.52)$$

Protože obvod byl navržen s elektrolytickým výstupním kondenzátorem, lze nelinearity přenosu (4.50) kompenzovat systémem s jedním pólem, jedním pólem v nule a jednou nulou. Jeho zapojení je na schématu (4.7) [10].



Obrázek 4.7: Kompenzátor druhého typu

Přenos mezi u_{in} a u_{out} má za předpokladu $C_1 \gg C_3$ tvar:

$$H(s) = \frac{(R_1 C_1 s + 1)}{(R_1 C_1 s)(R_2 C_3 s + 1)}. \quad (4.53)$$

Začneme spočítáním frekvence pólů a nul spínaného regulátoru. Frekvence LC pólů bude (4.52):

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{166 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}} \approx 1260 \text{ Hz}. \quad (4.54)$$

Frekvence nuly bude (4.51):

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.6 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 900 \text{ Hz}. \quad (4.55)$$

Dále vypočítáme zesílení oddělovacího optočlenu. Z datasheetu obvodu LM5035 zjistíme, že proud, při kterém je dosaženo minimální střídy je 1 mA. Z datasheetu výrobce optočlenu [8] máme CTR rovno 0.3. Proto:

$$I_f = \frac{I_c}{CTR} \approx 4 \text{ mA}, \quad (4.56)$$

kde I_c je proud kolektorem optočlenu a U_f je proud diody optočlenu. Ta je napájena ze stabilizovaného napětí 3.3 V pro potlačení fast-lane efektu [10]. Zesílení optočlenu tak bude:

$$G_{opto} = CTR \frac{R_c}{R_f} = 0.3 \frac{5000}{525} \approx 2.85 = 9 \text{ dB}. \quad (4.57)$$

Požadujeme, aby přenos otevřené smyčky spínaného zdroje a kompenzátoru byl roven jedné při kmitočtu:

$$f_{cross} = \frac{f_{sw}}{6} = \frac{250000}{6} \approx 42 \text{ kHz}. \quad (4.58)$$

Nyní započneme s umístováním nul a pólů. Nejdříve spočteme požadovanou frekvenci pólu v nule. Ta bude rovna:

$$f_{p,temp} = \frac{f_{cross}}{G_{dc}} = \frac{42000}{128} \approx 328 \text{ Hz}. \quad (4.59)$$

Tento výraz však započítává i zesílení optočlenu. To odečteme převedením (4.58) do logaritmické stupnice:

$$f_{p,0} = 20 \cdot \log(328) - 9 = 41.3 \text{ dB} = \left(10^{41.3}\right)^{\frac{1}{20}} \approx 116 \text{ Hz}. \quad (4.60)$$

Aby amplitudová charakteristika otevřené smyčky měniče měla lineární průběh s poklesem 20 dB na dekádu a protínala frekvenční osu v bodě o hodnotě f_{cross} , umístíme nulu kompenzátoru na frekvenci dvojitého LC pólu, pól na frekvenci rovnou polovině spínací frekvence a pól v nule na frekvenci $f_{p,0}$. To znamená řešit soustavu třech rovnic o čtyřech neznámých:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \quad \frac{f_{sw}}{2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_3}, \quad R_2 = R_1 \frac{f_{p,0}}{f_{LC}}, \quad R_1 = 10 \text{ k}\Omega. \quad (4.61)$$

Dostaneme:

$$R_2 = 920 \Omega, \quad C_1 = 137 \text{ nF}, \quad C_3 = 1.38 \text{ nF}. \quad (4.62)$$

4.2 Lineární stabilizátor

Po rešerši integrovaných lineárních stabilizátorů dostupných na trhu našel autor jediného vyhovujícího kandidáta, a to obvod LT3086 [2] od firmy Analog Devices. Zařízení splňuje požadavky kladené zadáním DP:

- Výstupní proud 1 mA až 2.1 A;
- Výstupní napětí 0.4 V až 32 V (0–30.6 V v zapojení s pomocnými obvody);

- Výstupní šum $40 \mu V_{RMS}$;
- Výstupní proud nastavitelný a měřitelný v plném rozsahu.

Z hlediska minimalizování rozměrů celého zařízení bylo upřednostněno použití integrovaného stabilizátoru před konstrukcí vlastního z diskretních součástek. Schéma vnitřního zapojení LT3086 je na obrázku (4.12). Zapojení vychází z ideového schématu (2.5). Pokud je obvod v režimu konstantního napětí, pak je uzavřena napěťová ZV z výstupu OUT přes externí odpor R_{set} na vstup pinu SET. Ten je spojen s invertujícím vstupem chybového zesilovače, který přes NPN tranzistor řídí výkonový sériově regulační PNP tranzistor v zapojení se společným emitorem.

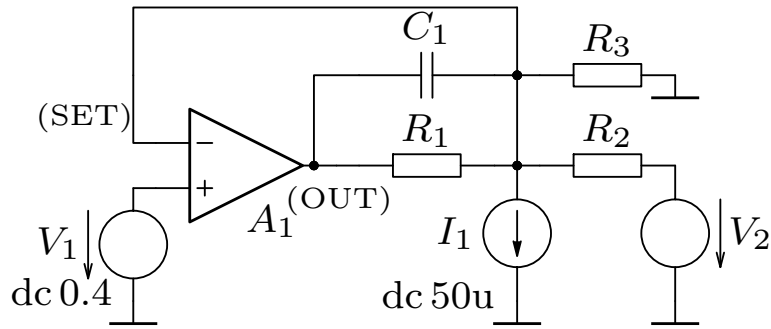
Proudové omezení a režim konstantního proudu je implementován obdobně. Výstupní proud je snímán a vydělen operačním zesilovačem (current monitor) a přiveden na externí odpor R_{mon} použitý jako převodník proudu na napětí. Výsledné napětí přes vstup I_{lim} působí na neinvertující vstup OZ (external limit), jehož výstup přes NOR gate zkratovává výstup chybového zesilovače, a tím ovlivňuje otevření tranzistoru Q_{power} . Zde je dobré podotknout, že dříve zmíněné hradlo NOR nemůže být již z principu použito v obvodu součástkou čistě logickou, nýbrž jeho výstup odpovídá analogově hodnotě napětí největšího z jeho vstupů.

Kromě obvodů nutných pro napěťové a proudové řízení, čip také obsahuje mnoho podpůrných obvodů. Zejména obvod pro snímání teploty s rozlišením $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a nastavením maximální teploty čipu, funkci Track pro spojení více LT3086 paralelně či kompenzaci odporu výstupních vodičů.

Čip je výrobcem přizpůsoben pro nastavení výstupního napětí a proudu pomocí potenciometrů či napevno pomocí odporů. Pro potřeby digitálního řízení mikroprocesorem s AD/DA převodníkem je však tento přístup zcela nevhodný. Proto musely být navrženy a otestovány pomocné obvody nad rámec katalogových zapojení.

■ Režim konstantního napětí

Pro nastavení výstupního napětí byl navržen obvod, který je spolu s komponenty podstatnými pro napěťové řízení z LT3086 zobrazen na obrázku (4.8). SET je vstup záporné svorky chybového zesilovače v LT3086, V_1/I_1 jsou vnitřní reference LT3086, V_1 je interní napěťová reference, V_2 je referenční napětí 0 až 3.3 V z výstupu DA převodníku. Pro počáteční testy byl tento obvod navržen jako jednoduchý dělič s R_1 a R_2 dimenzovaný tak, aby pro daný rozsah výstupu DA převodníku poskytoval lineární stabilizátor napětí 0-30 V. Hodnoty odporů pro dané rozsahy výstupního napětí a referenčního



Obrázek 4.8: Obvod pro nastavení výstupního napětí a minimalizaci teplotní závislosti I_1

lze po analýze obvodu (4.8) spočítat jako:

$$V_{out} = \frac{2\pi f C_1 R_1 R_2 R_3 V_1 + R_1 (R_2 V_1 + R_3 V_1 - R_3 V_2) + R_2 R_3 V_1}{R_2 R_3 (2\pi f i C_1 R_1 + 1)}. \quad (4.63)$$

Kondenzátor C_1 je zapojen tak, aby umožnil rychlou odezvu na změnu zátěže tím, že střídavé signály nejsou utlumeny odporovým děličem. Pro nastavení výstupního napětí je podstatná DC složka rovnice (4.63):

$$V_{out} = \frac{R_1 (I_1 R_2 + V_1 - V_2) + R_1 V_1}{R_2}. \quad (4.64)$$

Při měřeních na prototypu se ukázalo, že výstupní odpor je velmi ovlivněn teplotní závislostí proudového zdroje I_1 . Dle datasheetu [2] je chyba proudu $\Delta I_{SET} = 0.1 \mu\text{A}$ na 100 stupňů celsia. Když však nastavíme výstupní napětí na hodnotu 30 V, tak $R_{set} \approx 600 \text{ k}\Omega$. Potom bude chyba výstupního napětí na 100 °C:

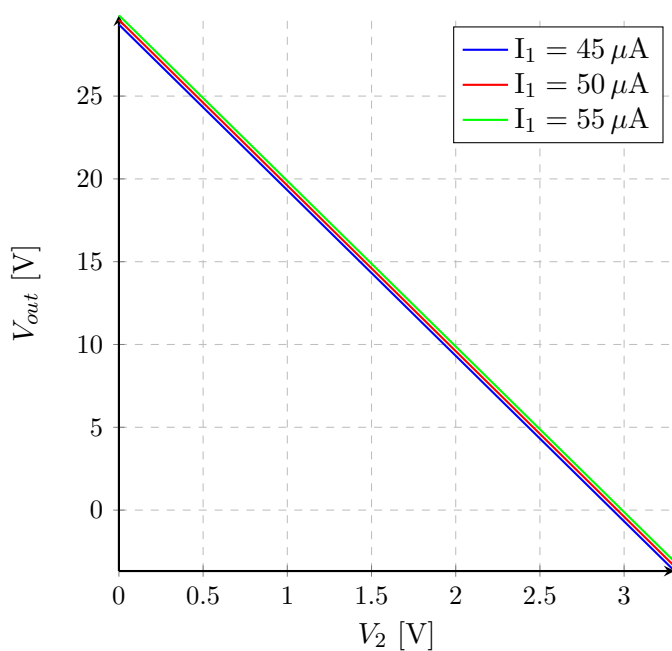
$$\Delta U_o = 60 \text{ mV}. \quad (4.65)$$

Proto byl do zapojení (4.8) přidán odpor R_3 , který minimalizuje vliv I_1 na řízení, a tedy i jeho vliv na R_{out} . Závislost s a bez kompenzace je zobrazena na (4.9) a (4.10).

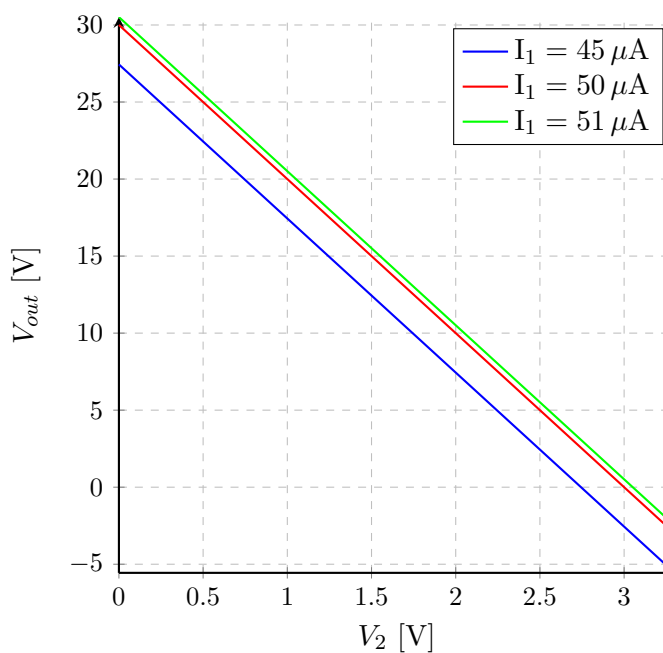
■ Režim konstantního proudu

Pro nastavení proudového limitu a odečítání aktuální hodnoty výstupního proudu byl opět navržen pomocný obvod spolu s kompenzačním RC členem pro zajištění stability při omezení na malé proudy. Externí obvod spolu s interními součástmi LT3086 jsou na schématu (4.11). Pokud pomocí obvodových rovnic budeme řešit napětí uzlu **I_{mon}**, dostaneme:

$$U_{I_{mon}} = \frac{I_1 R_1 R_2 + I_1 R_2 R_3 + R_2 U_1}{R_2 + R_3}. \quad (4.66)$$



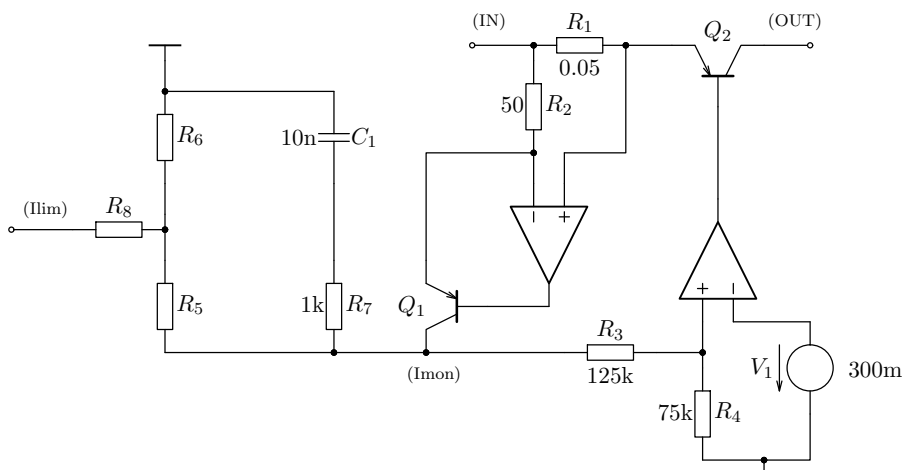
Obrázek 4.9: Závislost výstupního napětí na referenčním napětí a teplotě při nízké hodnotě R_3



Obrázek 4.10: Závislost výstupního napětí na referenčním napětí a teplotě bez R_3

Z datasheetu [2] máme:

$$I_{mon} = \frac{I_{out}}{1000}. \quad (4.67)$$



Obrázek 4.11: Obvod pro nastavení proudového limitu a odečítání aktuální hodnoty výstupního proudu

Pak lze řešit soustavu dvou rovnic z (4.66), kde dosadíme za I_1 minimální a maximální hodnotu výstupního proudu. Takto získané rovnice položíme rovné minimálnímu a maximálnímu napětí U_{Ilim} . Zbývá nám jeden stupeň volnosti, takže můžeme jeden odpor zvolit libovolně. Poznamenejme, že proudového limitu je dosaženo při napětí $U_{Imon} = 0.8 \text{ V}$ [2].

■ Chlazení

Výkonové ztráty na lineárním stabilizátoru se dle [2] rovnají:

$$P = I_{out,max} (V_{in} - V_{out}) + I_{GND} V_{in} + I_{mon} (V_{in} - V_{imon}). \quad (4.68)$$

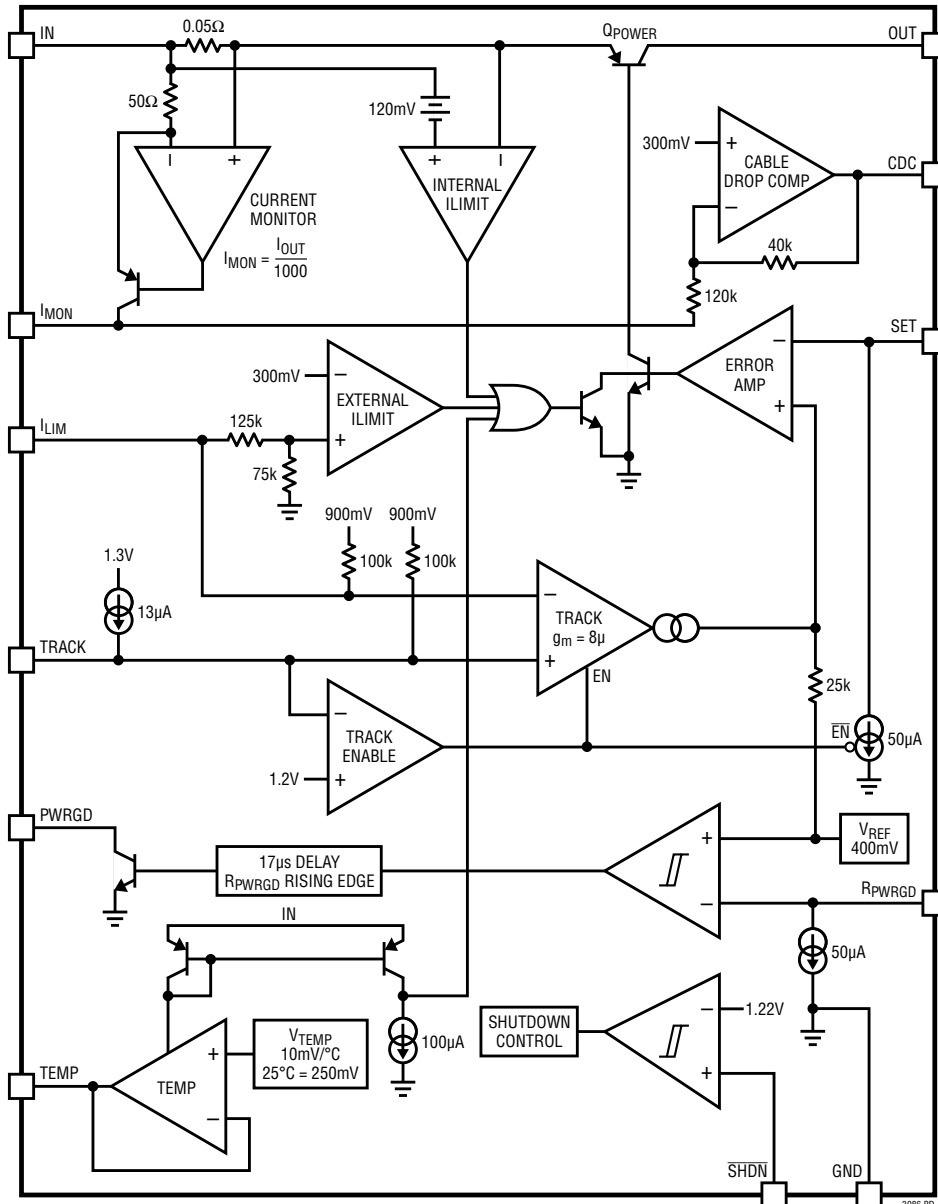
Dominantní bude pouze první člen, jelikož I_{GND} a I_{mon} jsou velmi malé. Z důvodu již zmíněné teplotní závislosti R_{out} bylo pro realizaci vybráno pouzdro **DDPak** s tepelnými parametry:

$$\theta_{JA} = 15\text{--}19 \text{ } ^\circ\text{C/W}, \quad \theta_{JC} = 3 \text{ } ^\circ\text{C/W},$$

které jsou ze všech nabízených pouzder nejlepší. V realizovaném prototypu je pouzdro umístěno na 505 mm^2 mědi. Tato vrstva je patnácti prokoveny spojena

se spodní zemnicí plochou o ploše přibližně 1400 mm^2 . Bez použití chladiče bude teplotní odpor pozdro-okolí dle [2] přibližně $17 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Potom:

$$T_{rise} \approx 2 \cdot 0.7 \cdot 17 = 23.8 \text{ }^\circ\text{C}. \quad (4.69)$$



Obrázek 4.12: Vnitřní zapojení LT3086 [2]

4.3 Hlavní řídicí jednotka

Z důvodu lepší finanční dostupnosti a jednoduchosti programování bylo zvoleno řízení zdroje mikroprocesorem.

4.3.1 ATmega4809

Procesor ATmega4809 je členem rodiny mikroprocesorů architektury AVR. Jedná se tedy o osmibitový RISC procesor modifikované Harvardovské architektury s jednoúrovňovou pipeline [13]. ALU kromě standardních operací obsahuje osmibitovou násobičku. Přehled všech periférií je blokově znázorněn v příloze. Pro aplikaci laboratorního zdroje využijeme zejména sériové komunikační sběrnice TWI, SPI pro komunikaci s převodníky a displejem. Dále interrupt systém pro rozpoznání uživatelských vstupů a programovatelné timery. Výhodou je integrovaný RC oscilátor s násobičkou, který při napájení 5 V dokáže pracovat až do kmitočtu 20 MHz. Procesor obsahuje integrovaný desetibitový AD převodník, který však nelze použít pro snímání výstupních veličin zdroje, protože sekundární strany modulů laboratorního zdroje mají jiný referenční potenciál.

4.3.2 AD/DA převodníky

Každý modul zdroje obsahuje jeden A/D převodník ADS1015 a jeden D/A převodník MCP4728. Analogovědigitální sigma-delta převodník v případě sepnutí modulu kontinuálně vzorkuje jak výstupní napětí modulu, tak napětí U_{imon} , které odpovídá aktuální hodnotě výstupního proudu. Digitálněanalogový převodník typu R-2R s rozlišením 12 bitů a čtyřmi multiplexovanými výstupy ovládá přes pomocný obvod (4.8) výstupní napětí lineárního stabilizátoru a přes obvod (4.11) proudové omezení výstupu. Oba převodníky komunikují přes sběrnici I2C až po režim High Speed (3.4 MHz kmitočet hodin) umožňující rychlý přenos dat [14] [15]. Pro nezbytné galvanické oddělení procesorové části a sekundární části modulů je použit obousměrný magnetický oddělovač ADUM7241.

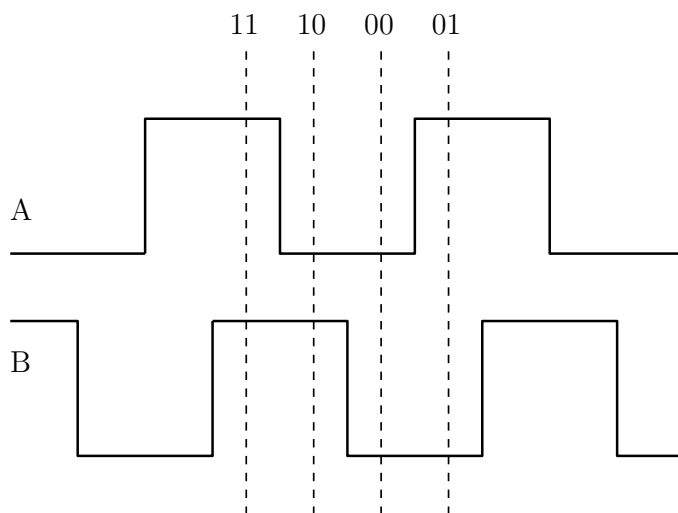
4.3.3 Displej

Displej s rozlišením 240x320 px zajišťuje nejen zobrazení nastavených a měřených hodnot, ale podílí se také na ovládání. Pomocí integrované odporové dotykové vrstvy je možný výběr jednotlivých kanálů pro jejich nastavení. Modul displeje obsahuje integrovaný obvod ILI9341 umožňující komunikaci po sběrnici SPI s displejem i dotykovou vrstvou.

4.3.4 Rotační enkodér

Samotné nastavení výstupních veličin je realizováno pomocí kvadraturního rotačního enkodéru. Pro nastavení zejména výstupního napětí je potřeba obsáhnout velký rozsah při zachování možnosti jemného nastavení. Proto byla implementována akcelerace enkodéru. Čím rychleji je jím otáčeno, tím více vzrůstá hodnota jedné otáčky a naopak. To umožňuje velmi přirozené ovládání bez pomoci jakýchkoli dalších ovládacích prvků.

Protože výstupy rotačního enkodéru jsou snímány pomocí přerušení procesoru, které je schopno reagovat i na velmi rychlé pulzy, je zapotřebí odstranit rušení způsobené mechanickou povahou konstrukce enkodéru. V prototypu je nejprve implementován RC filtr se zlomovým kmitočtem 1.6 kHz. Poté je softwarově řešeno dekodování stavů enkodérů. Kvadraturní enkodér může nabývat čtyř stavů, jak je zobrazeno na obrázku (4.13).



Obrázek 4.13: Výstupy rotačního enkodéru

Pro otáčení ve směru hodinových ručiček dostaneme sekvenci platných

kódů (PSNS):

1110 -> 1000 -> 0001 -> 0111

A proti směru hodinových ručiček:

0100 -> 0010 -> 1011 -> 1101

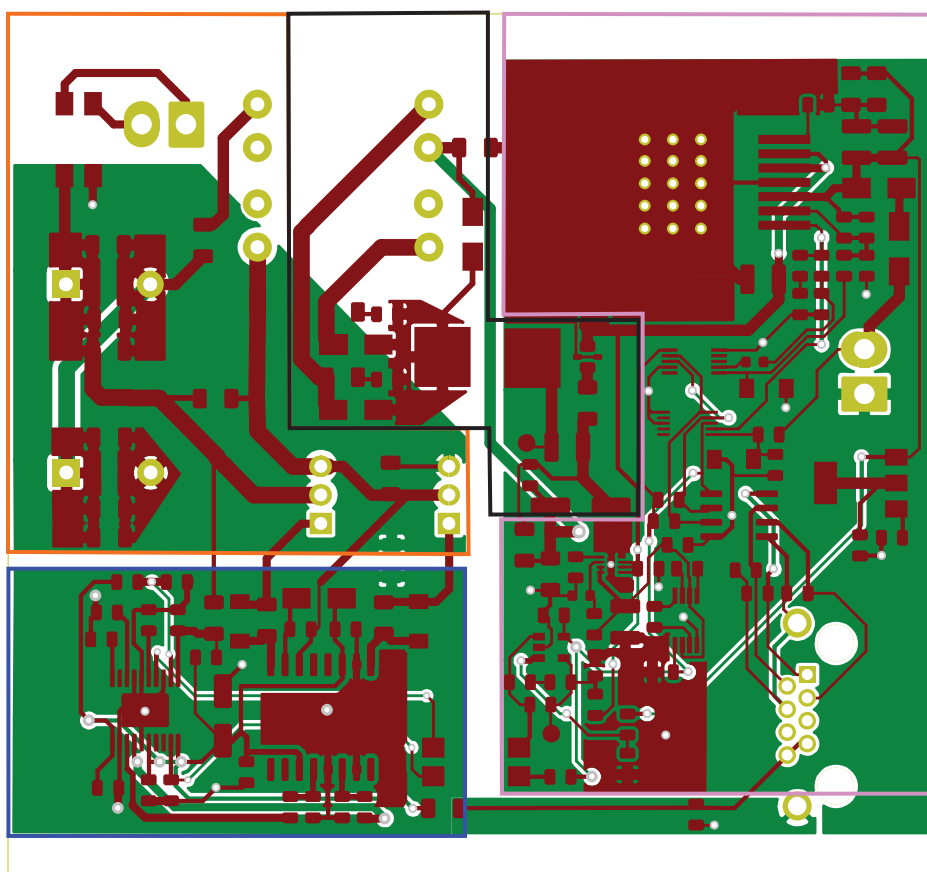
Máme tedy 16 různých kombinací předchozích a následujících stavů, které plně popisují pohyb enkodéru. Nicméně při realizaci na prototypu se ukázalo, že ani toto filtrování není dostatečné, a zejména při rychlém otáčení dává občas špatné výsledky. To prakticky znemožňuje používat akceleraci. Proto bylo navrženo řešení, které využívá kromě předchozího a současného stavu enkodéru i stav předminulý. Takto vyfiltrovaný signál obsahuje již minimum šumu a je plně použitelný. V řídicím programu je algoritmus implementován následovně:

```
void read_encoder() {
static int8_t encoder_table[] = {0,1,1,0,1,0,0,1,1,0,0,1,0,1,1,0};
moved = 1;
pNc <<= 2;
if (digitalRead(DT)) pNc |= 0x02;
if (digitalRead(CLK)) pNc |= 0x01;
pNc &= 0x0f;
// If valid then store as 16 bit data.
if (encoder_table[pNc] ) {
store <<= 4;
store |=pNc;
if ((store&0xff)==0x2b) {
coder(-1);
}
if ((store&0xff)==0x17) {
coder(1);
}
}
}
```

4.4 Návrh DPS

Za dobu autorovi práce na této diplomové práci byly realizovány dvě prototypové desky spínaného regulátoru a dvě prototypové desky lineárního měniče. Poté, co byla ověřena funkčnost obou zapojení, byla realizována poslední verze obsahující oba regulátory spolu s AD/DA převodníky a konektory pro připojení k procesorové jednotce. Také byla optimalizována velikost tak, aby bylo možné plošné spoje umístit do krabičky 1455T1601 výrobce Hammond o rozměrech 160x160x52 mm. Na předním panelu (160x52 mm) je umístěno řízení spolu s procesorovou jednotkou a výstupy. Dva moduly jsou umístěny na jednom plošném spoji o rozměrech 160x80 mm. Pokud je požadován zdroj se čtyřmi výstupními kanály, pak lze umístit dvě dvojice modulů nad sebe.

Plošný spoj jednoho modulu můžeme rozdělit na celkem čtyři sekce, které jsou vyznačeny na obrázku (4.14).



Obrázek 4.14: Realizovaný návrh DPS s vyznačením jednotlivých bloků

4.4.1 Sekce spínaného preregulátoru

Část spínaného preregulátoru je na obrázku (4.14) vyznačena oranžově a modře. Oranžově je značena oblast výkonových a vysokonapětových součástí primárního zemnicího potenciálu. Zde je kladen důraz zejména na minimalizování indukčnosti spojů a dodržení celistvosti zemnicí plochy tak, aby vysokofrekvenční proudy mohly uzavřít smyčku pod výkonovými trasami horní vrstvy. To přispívá k omezení rušení. Spodní kondezátor napětového děliče je umístěn co nejbližší k výkonovému tranzistoru spínajícímu vůči zemi. Navíc, měď přímo pod transformátorem je odleptána, aby bylo zamezeno indukci vířivých proudů.

Modře je označena oblast signálového primárního zemnicího potenciálu. Celá oblast je připojena přes ferritovou perlu k primární výkonové zemi v blízkosti zemnicího bodu výkonového tranzistoru. Ferritová perla zajišťuje útlum přenosu vysokofrekvenčního rušení na signálovou zem. Připojení signálové zemnicí plochy v jednom bodě v blízkosti výkonového tranzistoru zajišťuje stejnoměrnost zemnicího potenciálu integrovaných obvodů a zároveň jsou obvody na stejném potenciálu jako tranzistory. Spínané proudy totiž mohou způsobit gradient potenciálu mezi zemí kapacitního děliče a zemí tranzistorů. Důležité signálové trasy jsou vedeny mimo spínané prvky, nebo jsou kapacitně izolovány rozlitou zemí ve vrchní vrstvě od integrovaných obvodů a diod. Také jsou blokovány kapacitory v **bezprostřední blízkosti** integrovaných obvodů.

4.4.2 Sekce lineárního stabilizátoru

Část obvodu sekundárního referenčního potenciálu je na obrázku (4.14) vyznačena černě a růžově. Černě je vyznačena oblast nefiltrovaného sekundárního potenciálu, obsahující usměrňovací diody a výstupní LC filtr.

Růžově je vyznačena oblast signálového sekundárního referenčního potenciálu. Ta je spojena s nevyfiltrovanou sekundární zemí pomocí ferritových perel a průchozích filtračních kondenzátorů. Zde je kladen důraz na eliminování odporu výkonových tras zejména umístěním výkonových prvků blízko sebe. Ve spodní části růžové oblasti jsou umístěny všechny pomocné obvody nutné pro řízení zdroje.

4.5 Měření parametrů prototypu

Na realizovaných prototypěch byly měřeny důležité charakteristiky jednotlivých částí. Jedná se zejména o výstupní odpor, rychlost reakce na změnu zátěže a výstupní šum. Pro měření byly využity přístroje a zdroje uvedené v tabulce (4.2).

Označení ve schématech	výrobce	typ	rozsah
V_1	Rigol	DM3064	0–1000V
V_2	Fluke	189	0–500V
V_3	LeCroy	HD4096	0–500V
A_1	Fluke	189	0–10A
A_2	LeCroy	CP030 & HD4096	0–30A
Z	Metra	Potenciometr	0–100W
$U_{in,dc}$	Hameg	HM7040	0–32V
$u_{in,ac}$		Síťové napětí	220V

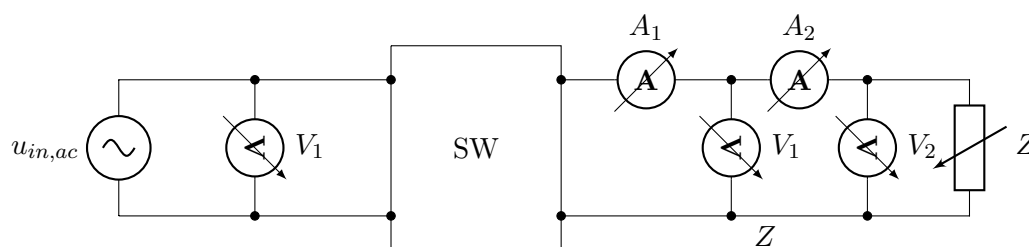
Tabulka 4.2: Použité měřicí přístroje a zdroje



Obrázek 4.15: Fotografie realizovaného prototypu laboratorního zdroje

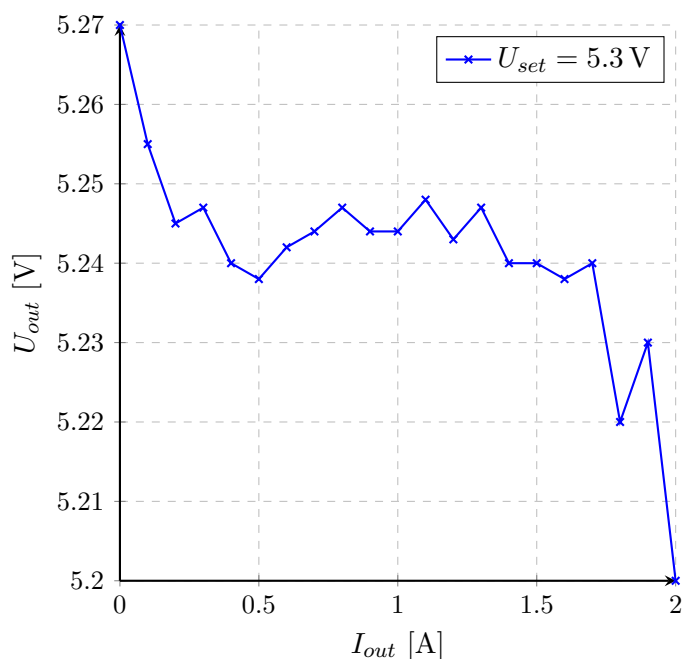
4.5.1 Spínaný preregulátor

Charakteristiky spínaného regulátoru byly měřeny po připojení k síťovému napětí. Protože výstupní napětí spínaného regulátoru je řízeno vzorkem výstupního napětí lineárního stabilizátoru, bylo napětí pro samostatné měření emulováno externím zdrojem napětí. Schéma zapojení přístrojů použitých pro měření je na obrázku (4.16). Nejprve byl měřen nejdůležitější parametr

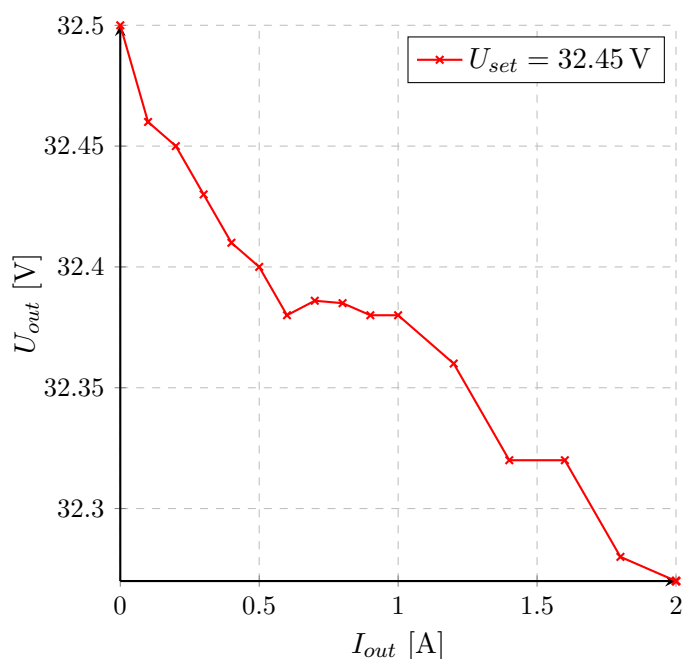


Obrázek 4.16: Zapojení měřících přístrojů

každého zdroje napětí a to výstupní odpor R_o . Závislost naměřeného výstupního napětí na výstupním proudu byla změřena pro vysoké (4.17) a nízké výstupní napětí (4.18).



Obrázek 4.17: Závislost výstupního napětí na výstupním proudu spínaného měniče

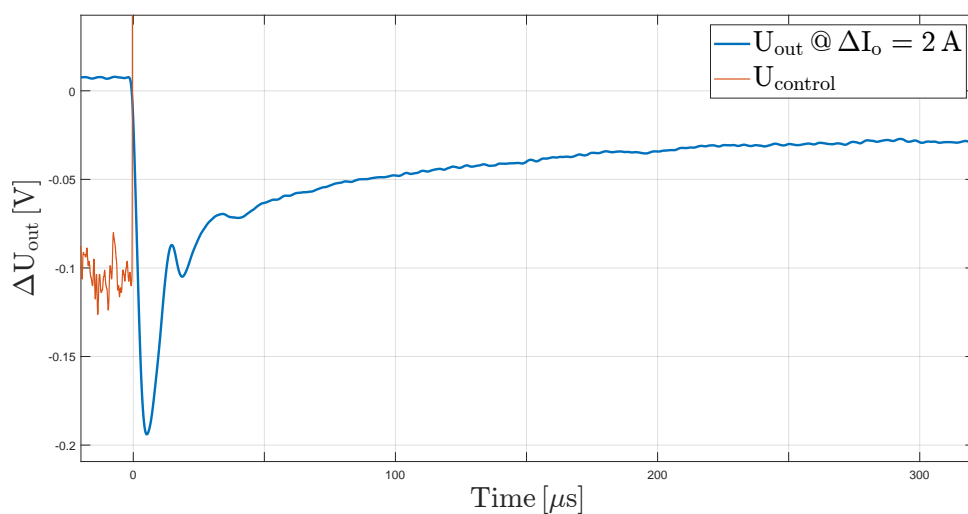


Obrázek 4.18: Závislost výstupního napětí na výstupním proudu spínaného měniče

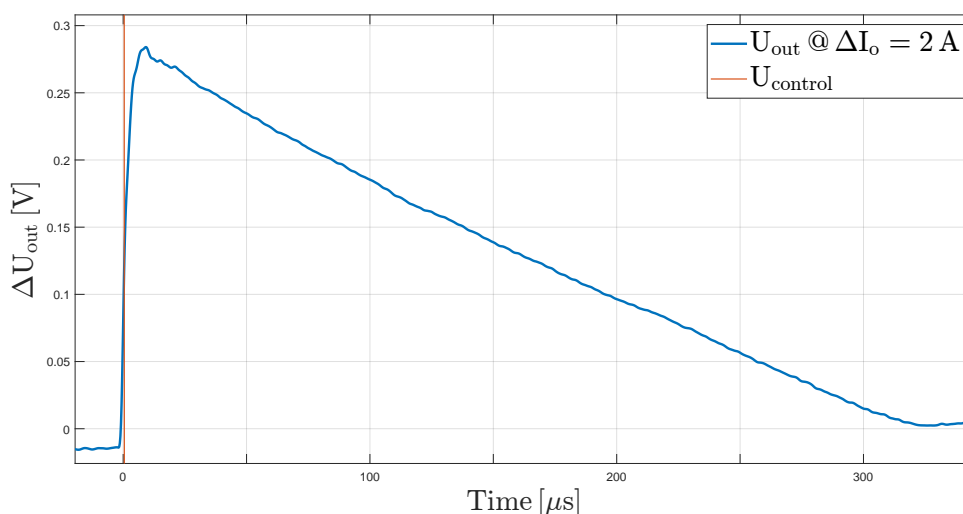
Z naměřených dat lze vypočítat výstupní odpor pro obě napětí:

$$R_{out,sw,low} = \frac{\Delta U_{o,low}}{\Delta I_{o,low}} = \frac{0.07}{2} = 35 \text{ m}\Omega, \quad (4.70)$$

$$R_{out,sw,high} = \frac{0.23}{2} = 115 \text{ m}\Omega. \quad (4.71)$$



Obrázek 4.19: Zatížení při $U_o = 20 \text{ V}$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$

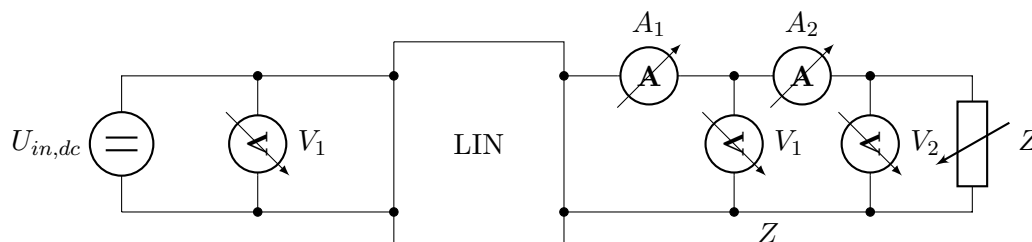


Obrázek 4.20: Odlehčení při $U_o = 20\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$

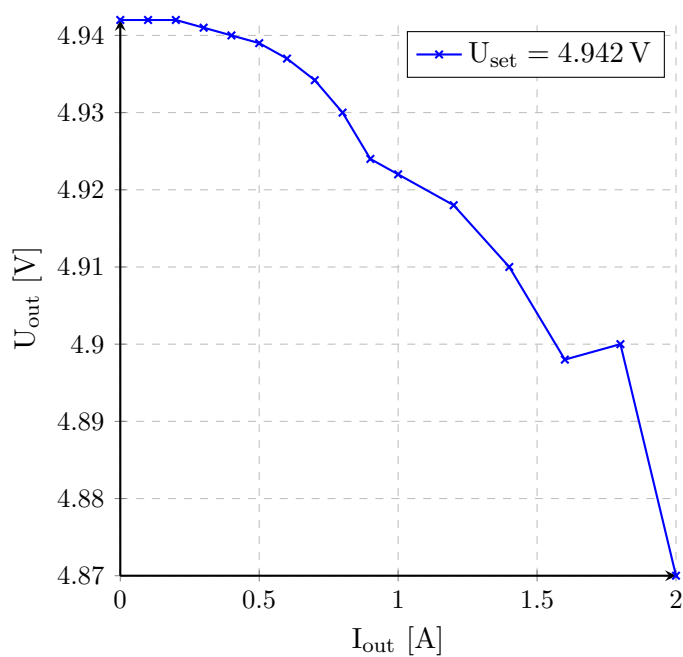
Dále byly na spínaném preregulátoru změřeny rychlosti reakcí na připojení (4.19) a odpojení (4.20) zátěže. Celé časové průběhy výstupního proudu, výstupního napětí a ovládacího napětí U_{control} jsou uvedeny v příloze (A.1). Na prototypu byl nakonec změřen výstupní šum, který je pro spínaný měnič roven 4 mV_{RMS} při šířce pásma 1 MHz .

4.5.2 Lineární stabilizátor

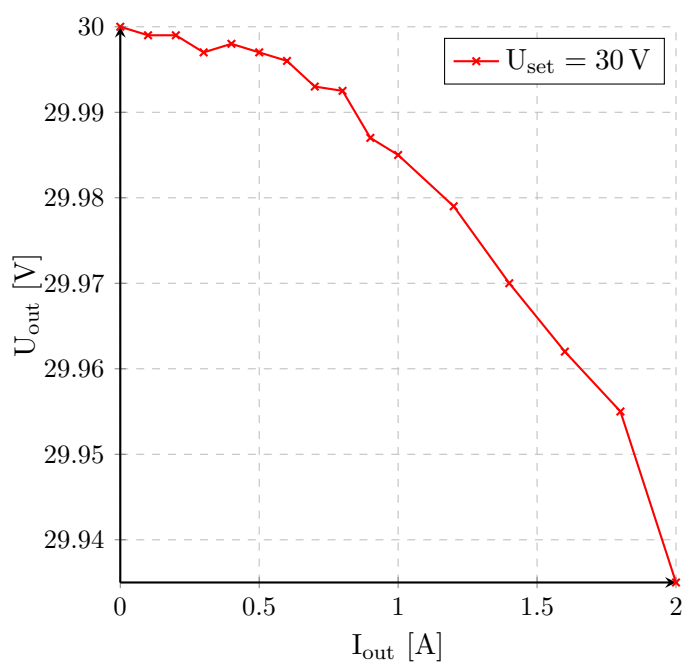
Při měření výstupních charakteristik byl lineární stabilizátor napájen z laboratorního zdroje napětí. Schéma zapojení přístrojů použitých pro měření je na obrázku (4.21). Výstupní napětí a proud byly nastaveny pomocí pomocných obvodů uvedených v (4.2). Nejdříve byl měřen výstupní odpor R_o v napětovém módu. Závislost naměřeného výstupního napětí na výstupním proudu byla změřena pro vysoké (4.22) a nízké výstupní napětí (4.23).



Obrázek 4.21: Zapojení měřících přístrojů



Obrázek 4.22: Závislost nízkého výstupního napětí na výstupním proudu lineárního měniče bez proudového omezení



Obrázek 4.23: Závislost vysokého výstupního napětí na výstupním proudu lineárního měniče bez proudového omezení

Z naměřených dat lze vypočítat výstupní odpor v napěťovém módu pro

obě měřená napětí:

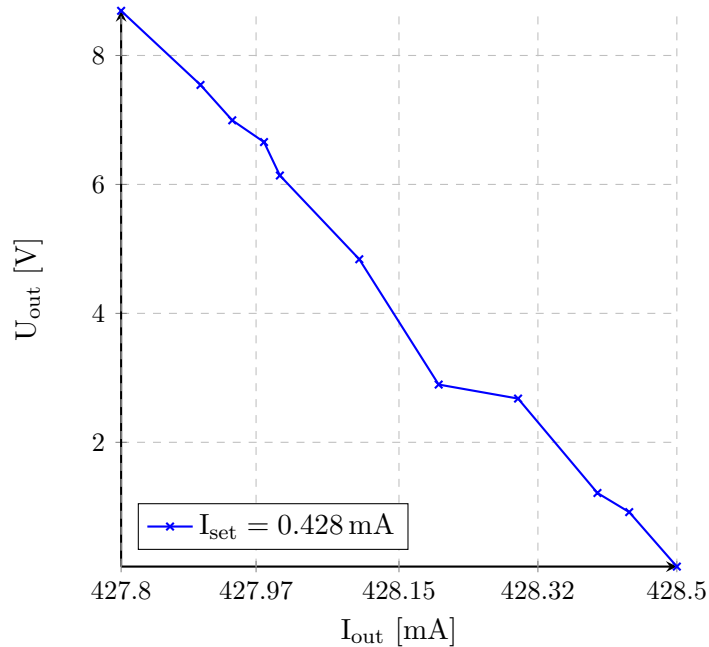
$$R_{out,lin,low} = \frac{\Delta U_{o,low}}{\Delta I_{o,low}} = \frac{0.072}{2} = 36 \text{ m}\Omega, \quad (4.72)$$

$$R_{out,lin,high} = \frac{0.065}{2} = 32.5 \text{ m}\Omega. \quad (4.73)$$

Vztahy (4.72) a (4.73) můžeme srovnat s výstupním odporem zdroje HM7004:

$$R_{out,HM7004} = 15 \text{ m}\Omega. \quad (4.74)$$

Dále byla změřena závislost výstupního napětí na výstupním proudu při nastaveném proudovém omezení. Na obrázku (4.24) je vykreslen průběh při středním zatížení a na obrázku (4.25) pro vysoké výstupní napětí a malou zátěž.



Obrázek 4.24: Závislost výstupního napětí na střední velikosti výstupního proudu lineárního měniče s proudovým omezením

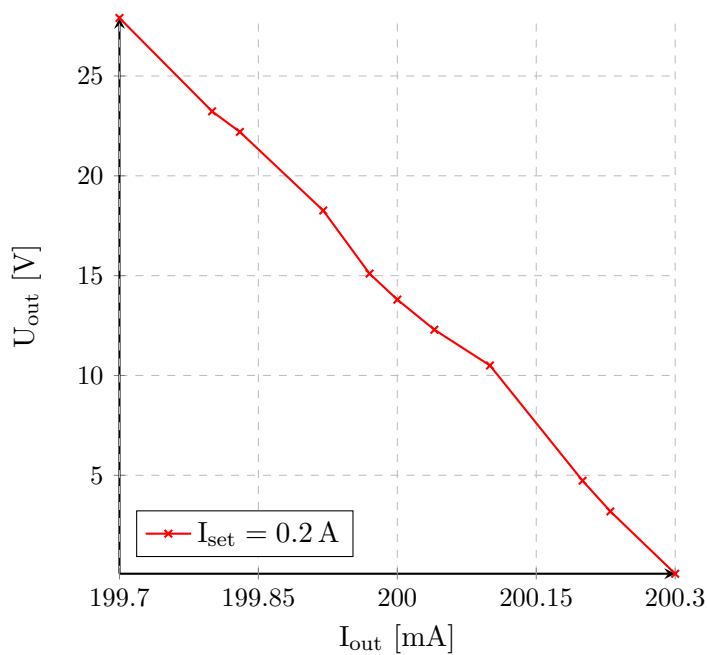
Spočítáme výstupní odpor pro oba případy:

$$R_{out,lin,low,cl} = \frac{8.692}{7 \cdot 10^{-4}} = 12.3 \text{ k}\Omega, \quad (4.75)$$

$$R_{out,lin,mid,cl} = \frac{27.835}{6 \cdot 10^{-4}} = 46.3 \text{ k}\Omega, \quad (4.76)$$

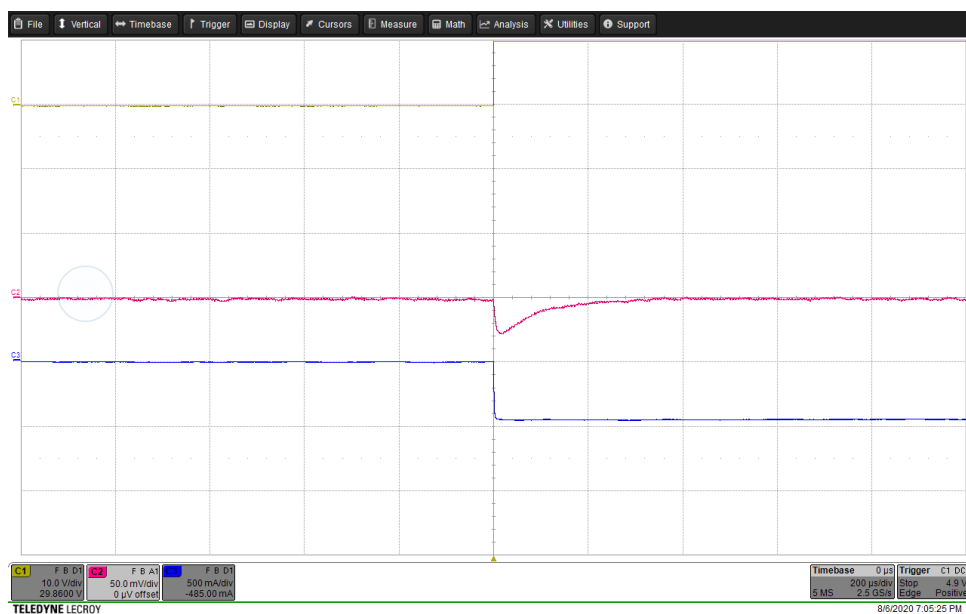
Pro porovnání s (4.75) a (4.76) byl změřen výstupní odpor zdroje HM7004 v proudovém módu:

$$R_{out,HM7004,low,cl} = 40.135 \text{ k}\Omega. \quad (4.77)$$

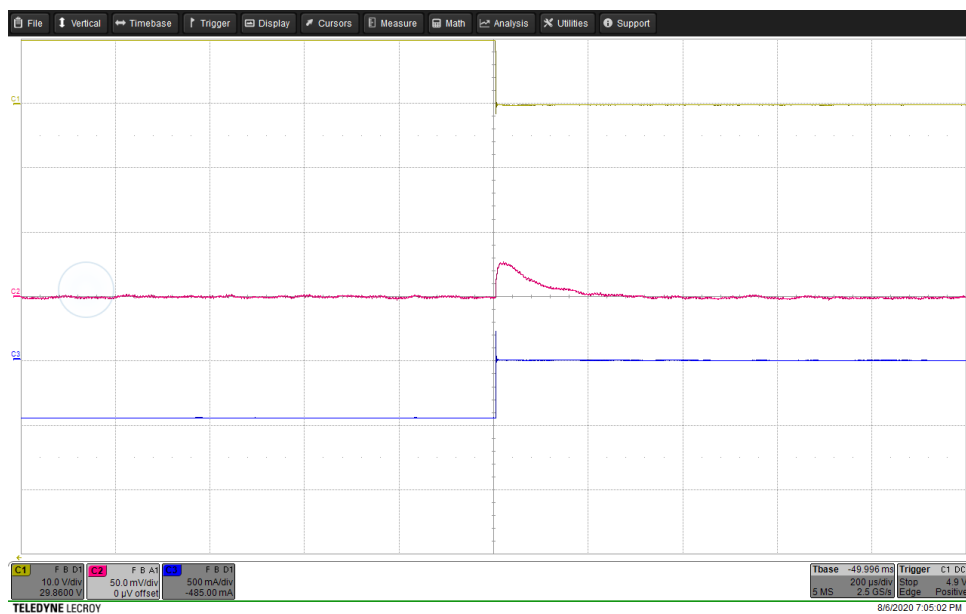


Obrázek 4.25: Závislost výstupního napětí na nízkém výstupním proudu lineárního měniče s proudovým omezením

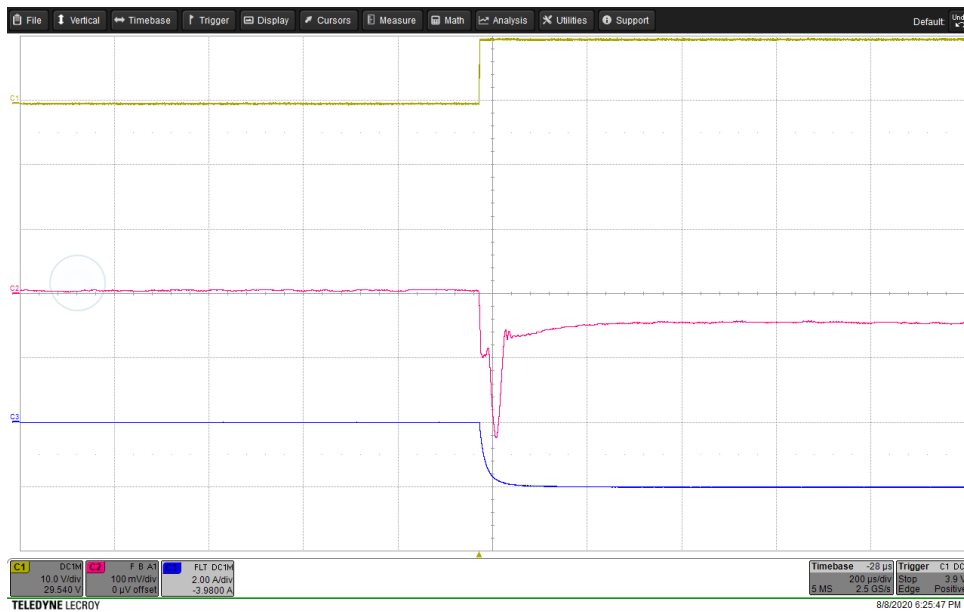
V integrovaném obvodu LT3086 je výstupní proud měřen na snímacím odporu o hodnotě $50\text{ m}\Omega$. Pro malé výstupní proudy je úbytek napětí na něm malý, téměř na úrovni šumu. I přesto je obvod schopen regulovat výstupní proud s přesností na miliampéry. Pokud bychom chtěli dosáhnout větší přesnosti pro malé proudy, museli bychom přidat obvod pro přepínání snímacích odporů. V porovnání se zdrojem HM7044 je výstupní odpor v proudovém režimu prototypu zdroje menší. Dále byly změřeny odezvy na připojení a odpojení zátěže, a to jak bez proudového omezení, tak s ním (4.26)–(4.31). Žlutá (C1) je kontrolní napětí spínající zátěž, růžová (C2) je výstupní napětí stabilizátoru a modrá (C3) je výstupní proud. Doplňující naměřené parametry jsou uvedeny v příloze (A.2).



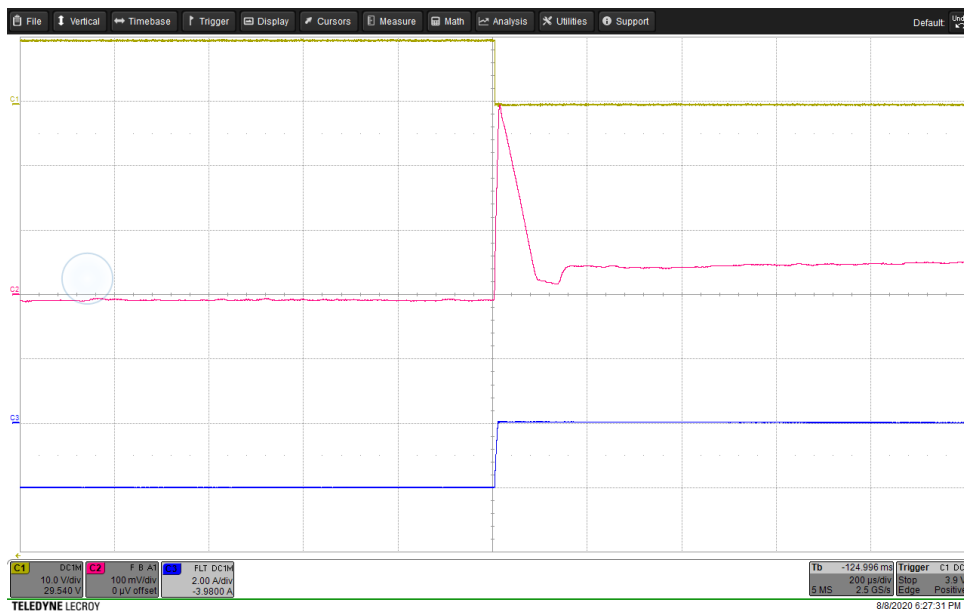
Obrázek 4.26: Zatížení při $U_o = 5\text{ V}$, $\Delta I_o = 400\text{ mA}$, $C1 = 10\text{ V/div}$, $C2 = 50\text{ mV/div}$, $C3 = 500\text{ mA/div}$, $t = 200\text{ }\mu\text{s/div}$



Obrázek 4.27: Odlehčení při $U_o = 5\text{ V}$, $\Delta I_o = 400\text{ mA}$, $C1 = 10\text{ V/div}$, $C2 = 50\text{ mV/div}$, $C3 = 500\text{ mA/div}$, $t = 200\text{ }\mu\text{s/div}$



Obrázek 4.28: Zatížení při $U_o = 30\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, $C1=10\text{ V/div}$, $C2=100\text{ mV/div}$, $C3=2\text{ A/div}$, $t=200\text{ μs/div}$

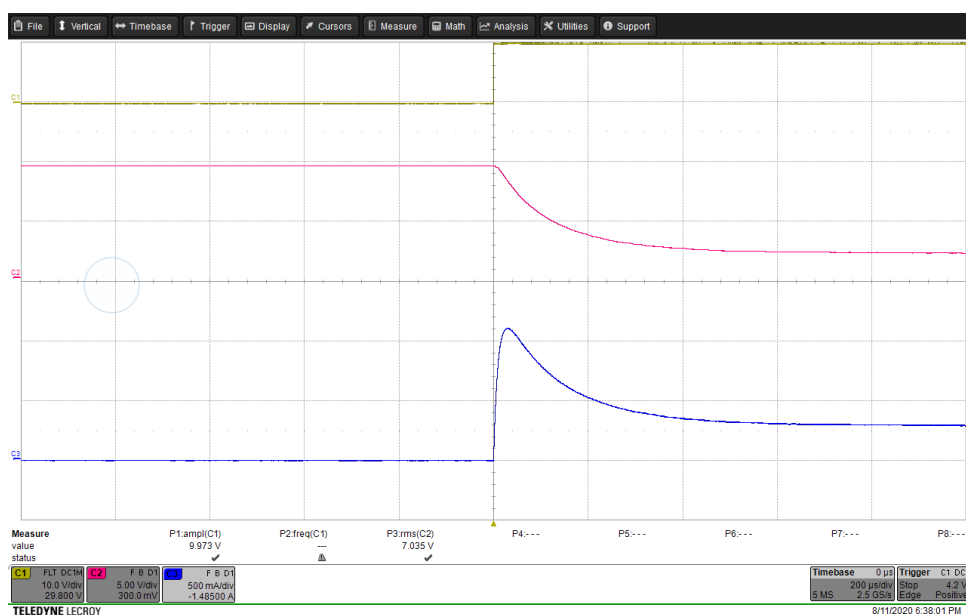


Obrázek 4.29: Odlehčení při $U_o = 30\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, $C1=10\text{ V/div}$, $C2=100\text{ mV/div}$, $C3=2\text{ A/div}$, $t=200\text{ μs/div}$

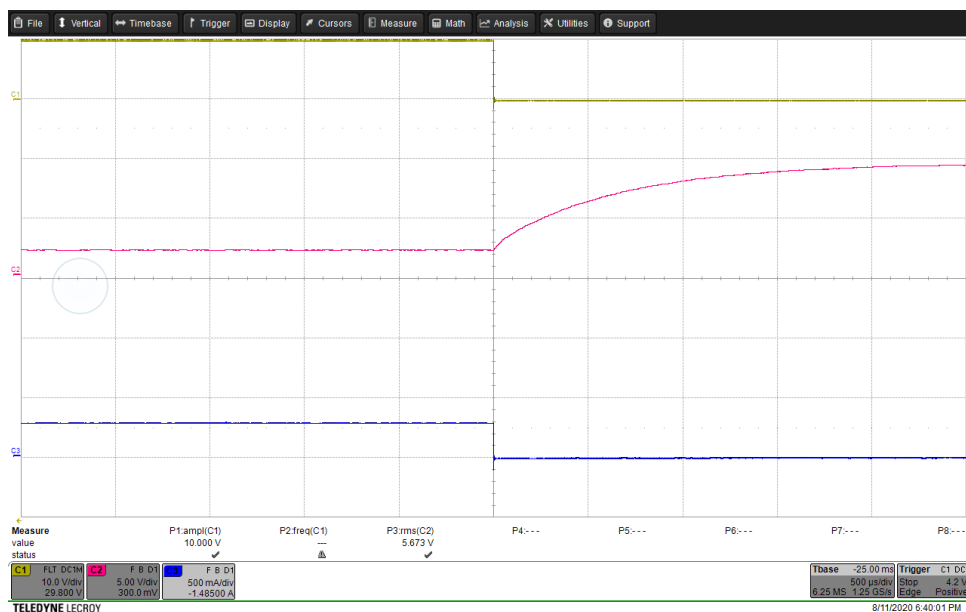
Naměřené dynamické charakteristiky reflektují očekávání kladená na lineární stabilizátor. I při maximální možné změně zátěže není překmit napětí větší než 300 mV . Regulátor reaguje rychle v řádu stovek μs . Při porovnání s dynamickými charakteristikami (A.3) reaguje realizovaný stabilizátor rychleji

4. Praktická část

a s menším překmitem.



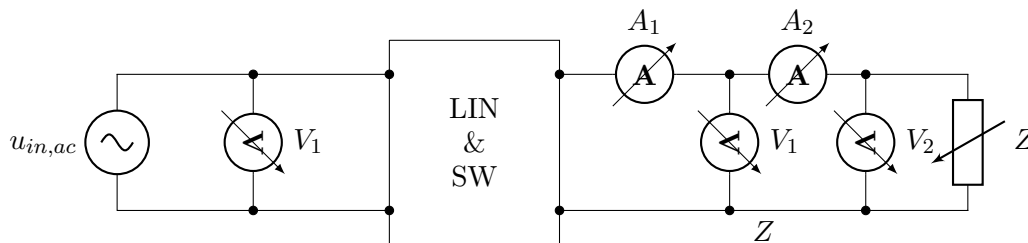
Obrázek 4.30: Zatížení při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 500 mA, C1–10 V/div, C2–5 V/div, C3–500 mA/div, t –200 μs /div



Obrázek 4.31: Odlehčení při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 500 mA, C1–10 V/div, C2–5 V/div, C3–500 mA/div, t –500 μs /div

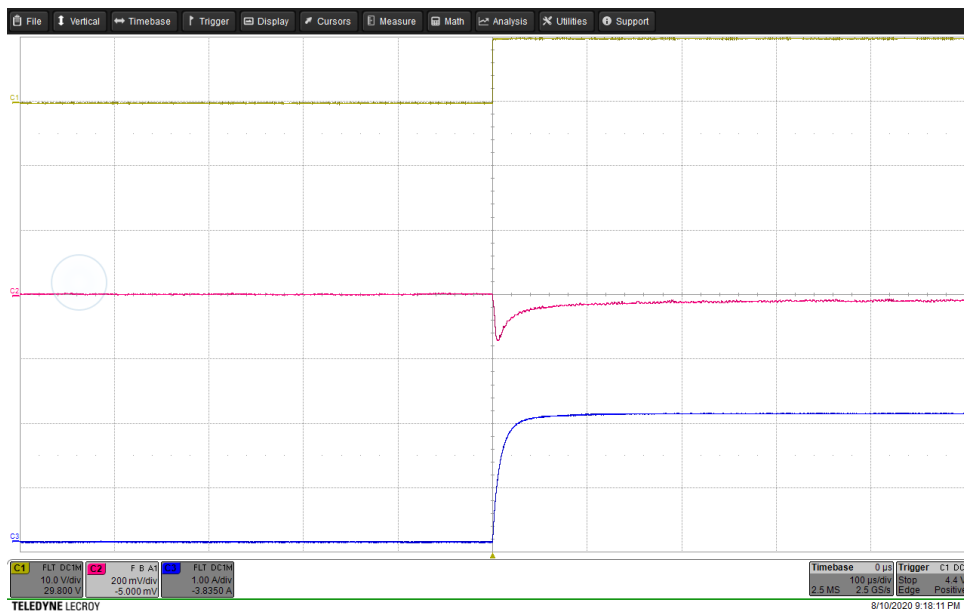
4.5.3 Spínaný a lineární stabilizátor

Po ověření funkčnosti spínaného a lineárního bloku bylo provedeno měření dynamických parametrů jejich spojení, které ověřilo funkčnost výsledného zapojení. Statické výstupní parametry nebyly měřeny, protože se dá předpokládat, že budou identické se statickými parametry lineárního stabilizátoru. Nakonec byl změřen výstupní šum celého zapojení, který činí $0.4 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ při šířce pásma 1 MHz . Schéma zapojení přístrojů a zdrojů použitých pro měření je na obrázku (4.32). Při nejhorší možné variantě zatížení, tedy z nulového na

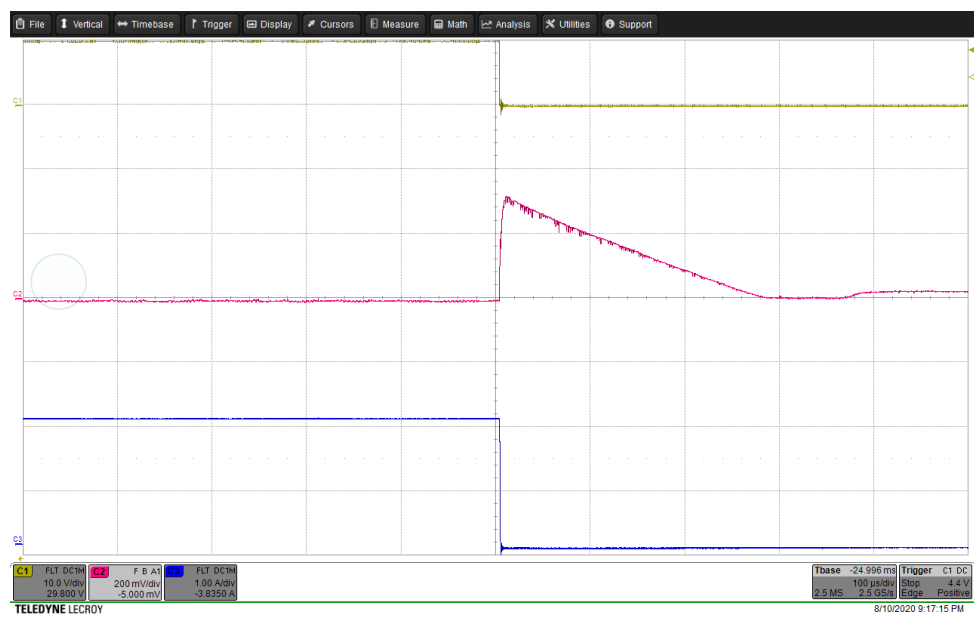


Obrázek 4.32: Zapojení měřících přístrojů

maximální výstupní proud 2 A činí maximální výchylka výstupního napětí přibližně 150 mA a při odlehčení 300 mA . Doporučuji čtenáři porovnat s dynamickými charakteristikami laboratorního zdroje HM7044 (A.3). Realizovaný prototyp má mnohem lepší dynamické parametry než zdroj HM7044.



Obrázek 4.33: Zatížení při $U_o = 20 \text{ V}$, $\Delta I_o = 2 \text{ A}$, C1–10 V/div, C2–200 mV/div, C3–1 A/div, $t=100 \mu\text{s/div}$



Obrázek 4.34: Odlehčení při $U_o = 20\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, $C1 = 10\text{ V/div}$, $C2 = 200\text{ mV/div}$, $C3 = 1\text{ A/div}$, $t = 100\text{ }\mu\text{s/div}$

Kapitola 5

Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout a realizovat modulární laboratorní zdroj splňující zadané parametry. Nejprve byla provedena rešerše laboratorních zdrojů dostupných na trhu a byly uvedeny jejich důležité parametry. Dále byla teoreticky analyzována možná zapojení spínaných a lineárních stabilizátorů vhodných pro laboratorní zdroje, u kterých byly diskutovány jejich klady a zápory.

V následující, Návrhové části, jsem se podrobně věnoval vybraným topologiím. Na základě fyzikálních úvah byly odvozeny podstatné vztahy nutné pro návrh spínaného měniče topologie polomůstku. Byla provedena rešerše dostupných kontrolerů spínaných zdrojů a uvedeno jejich rozdělení dle typu zpětné vazby. Shrnul jsem požadavky na lineární koncový stupeň, diskutoval druhy zapojení lineárních stabilizátorů dostupných na trhu a porovnal jejich vlastnosti. Na konci kapitoly jsem blokově navrhl realizaci řízení zdroje.

V poslední části byly nejprve vyčísleny hodnoty součástek nezbytných pro stavbu spínaného měniče a provedeny výpočty tepelného namáhání výkonových částí. Poté jsem vybral řídicí obvod spínaného regulátoru, popsal jeho funkci a uvedl hodnoty součástek nutných pro jeho správný chod v navrhovaném zapojení. Přenosová funkce preregulátoru byla rozebrána a byl uveden způsob její kompenzace tak, aby výsledné zapojení bylo stabilní. Následně jsem prezentoval výhody použití monolitického lineárního stabilizátoru oproti jeho diskrétní variantě. Byly analyzovány vlastnosti vybraného obvodu spolu s popisem jeho funkce. Díky tomu jsem mohl navrhnout pomocné obvody umožňující jeho použití v digitálně řízeném zdroji. Dále bylo zvoleno mikroprocesorové řízení zdroje a vybrán procesor vhodný pro jeho řízení. Popsal jsem periferie vhodné pro ovládání zdroje a uvedl jsem způsoby zpracování dat ze vstupů i druh komunikace s ovládacími a zobrazovacími prvky.

V předposlední části jsem se věnoval návrhu desky plošného spoje. Uvedl jsem nasbírané zkušenosti při stavbě prototypů, které jsou důležité pro správný

návrh desky tak, aby rušení bylo omezeno co nejvíce. Poté je popsána deska realizovaného prototypu. Na konci práce jsem uvedl naměřené statické i dynamické parametry realizovaného prototypu. Ukázal jsem, že prototyp splňuje požadavky kladené zadáním diplomové práce. Některé naměřené hodnoty byly porovnány s komerčně dostupným zdrojem. Realizovaný prototyp ho zejména v kvalitě dynamických parametrů převyšuje. Všechny body zadání diplomové práce byly splněny.



Literatura

- [1] Kouba, Tomáš. Spínaný preregulátor pro laboratorní zdroje, Bakalářská práce ČVUT, 2018. <http://hdl.handle.net/10467/79292>
- [2] Analog Devices. 2.1A Low Dropout Adjustable Linear Regulator with Monitoring and Cable Drop Compensation - datasheet[online]. [cit. 2020-8-14], <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/3086fb.pdf>
- [3] Pressman, Abraham I., Keith H. Billings a Taylor. Morey. Switching power supply design. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0-07-148272-1.
- [4] Havlát, L. Precizní laboratorní zdroj s předřazeným spínaným DC/DC konvertorem, Diplomová práce ČVUT, 2017.
- [5] Dixon, L. H. Texas Instruments: Magnetics Design for Switching Power Supplies[online]. [cit. 2018-5-23], <http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>
- [6] TDK Epcos. Ferrites and accessories: SIFERRIT material N87. – datasheet [online]. [cit. 23. 5. 2020], <https://en.tdk.eu/download/528882/6a0da25e2745be5c13b587b3d4a8de48/pdf-n87.pdf>
- [7] Nippon-Chemi-Con. Miniature aluminium electrolytic capacitors, LXV Series [online]. [cit. 23. 5. 2018], <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.123-525.1.pdf>
- [8] Vishay Siliconix. SFH617A Optocoupler. - datasheet [online]. Rev. 2.4, 31-Aug-15. [cit. 2020-8-14] <https://www.vishay.com/docs/83740/sfh617a.pdf>

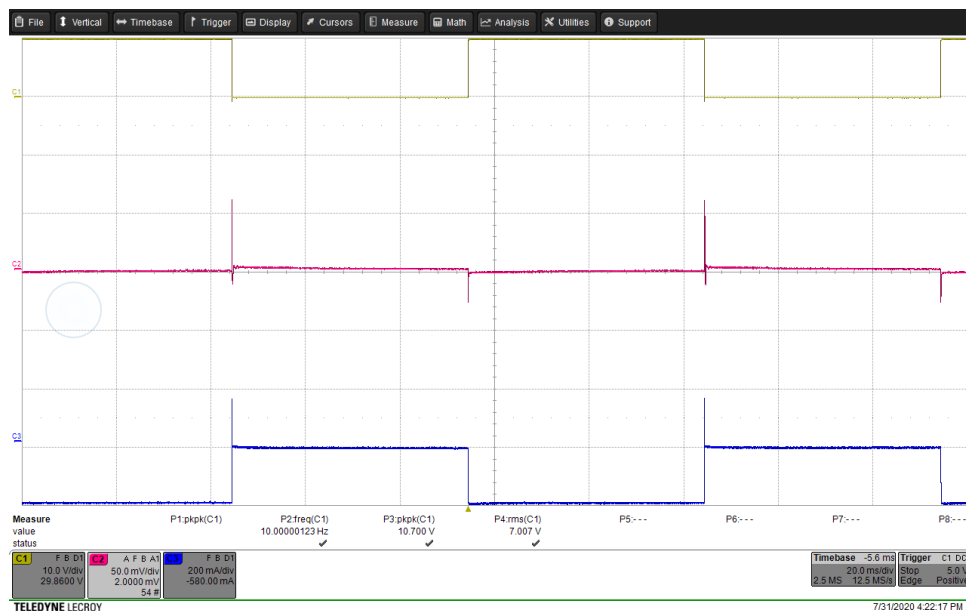
- [9] Publi.cz. Elektrotechnické materiály 1 [online],[cit. 2020-8-14], Původní obrázek ve formátu JPEG. https://publi.cz/books/353/images/pics/7_8.jpg
- [10] Maniktala, Sanjaya. Switching power supply design & optimization. Second edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. ISBN 9780071798143.
- [11] www.researchgate.net. RM-core-a-Two-half-parts-of-the-magnetic-core-b-Coil-former-c-Resulting-component [online], [cit. 2020-8-14]. Původní obrázek ve formátu JPEG. https://www.researchgate.net/figure/RM-core-a-Two-half-parts-of-the-magnetic-core-b-Coil-former-c-Resulting-component_fig1_315785841
- [12] TDK. Ferrite Cores for Switching Power Supplies, RM series [online],[cit. 2020-8-14], https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/ferrite_mz_sw_rm_en.pdf
- [13] Microchip. ATmega4808/4809 Data Sheet - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega4808-4809-Data-Sheet-DS40002173A.pdf>
- [14] Microchip. MCP4728 12-Bit, Quad Digital-to-Analog Converter with EEPROM Memory - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22187E.pdf>
- [15] Texas Instruments. ADS101x Ultra-Small, Low-Power, I2C-Compatible, 3.3-kSPS, 12-Bit ADCs With Internal Reference, Oscillator, and Programmable Comparator - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1015.pdf?ts=1595782014021>
- [16] Texas Instruments. LM5036 Half-Bridge PWM Controller with Integrated Auxiliary Bias Supply - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5036.pdf>
- [17] Texas Instruments. LM5035 PWM Controller With Integrated Half-Bridge and SyncFET Drivers - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5035.pdf>
- [18] Infineon. IR2110/IR2113. HIGH AND LOW SIDE DRIVER - datasheet [online], [cit. 2020-8-14], https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e
- [19] Infineon. Application Note AN-978, HV Floating MOS-Gate Driver ICs [online], [cit. 2020-8-14] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a

- [20] Hospodka, Jiří. Materiály pro výuku předmětu EO2, Lineární stabilizátory [online], [cit. 2020-8-14], http://hippo.feld.cvut.cz/vyuka/soubory/zdroje_lin_EO2.pdf
- [21] Unitrode Corp. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies - application note [online], [cit. 2020-8-14], https://e2echina.ti.com/cfs-file/__key/telligent-evolution-components-attachments/13-112-00-00-00-44-35/Average-Current-Mode-Control-of-Switching-Power-Supplies.pdf
- [22] Conrad. Online katalog zboží, Laboratorní zdroje [online], [cit. 2020-8-14], <https://www.conrad.cz/laboratorni-sitove-zdroje.c17452>

Příloha A

Dodatečná měření

A.1 Spínaný preregulátor



Obrázek A.1: Výstupní veličiny spínaného preregulátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–50 mV/div, C3–200 mA/div, t–2 ms/div

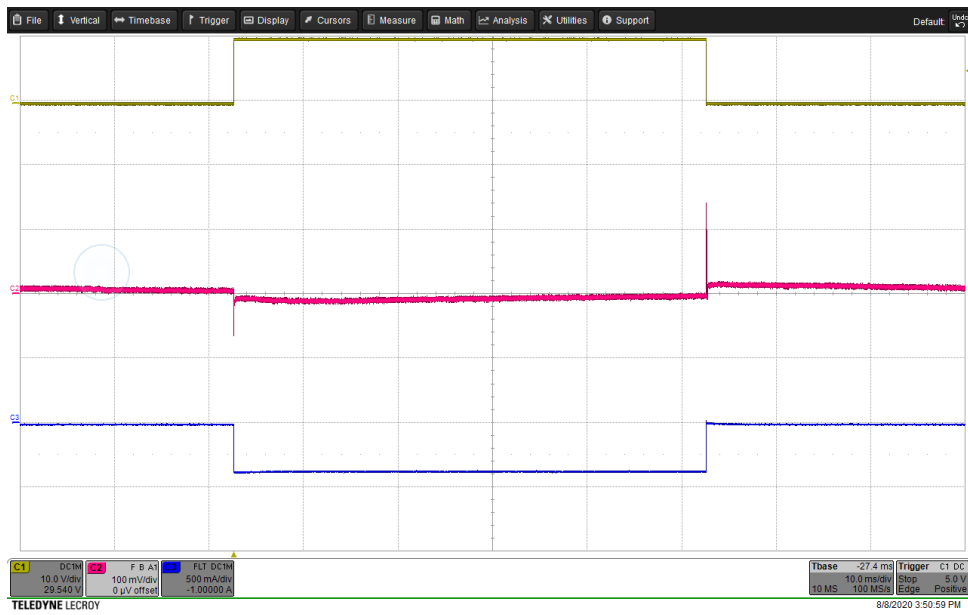
A.2 Lineární stabilizátor



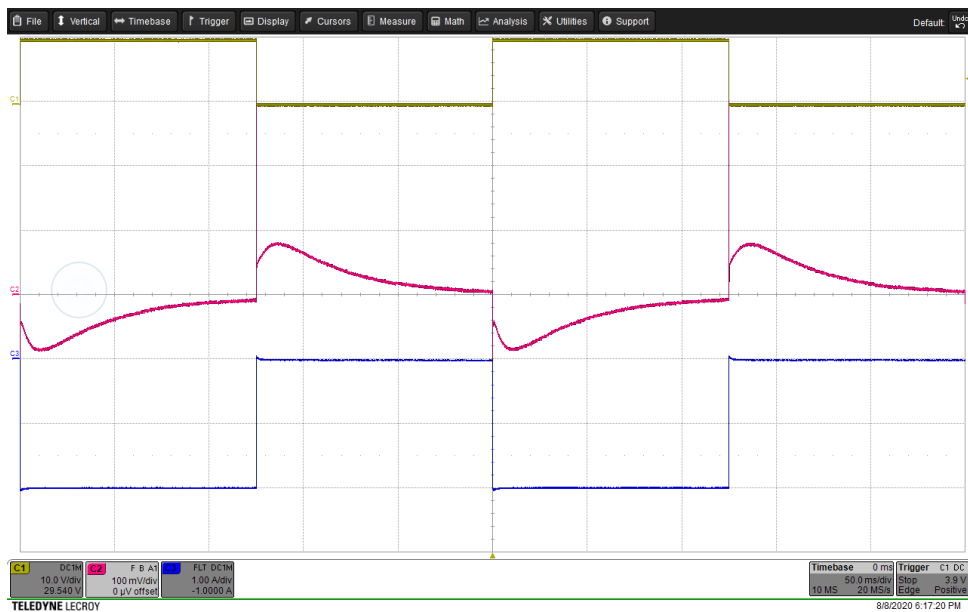
Obrázek A.2: Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–50 mV/div, C3–500 mA/div, t –10 ms/div



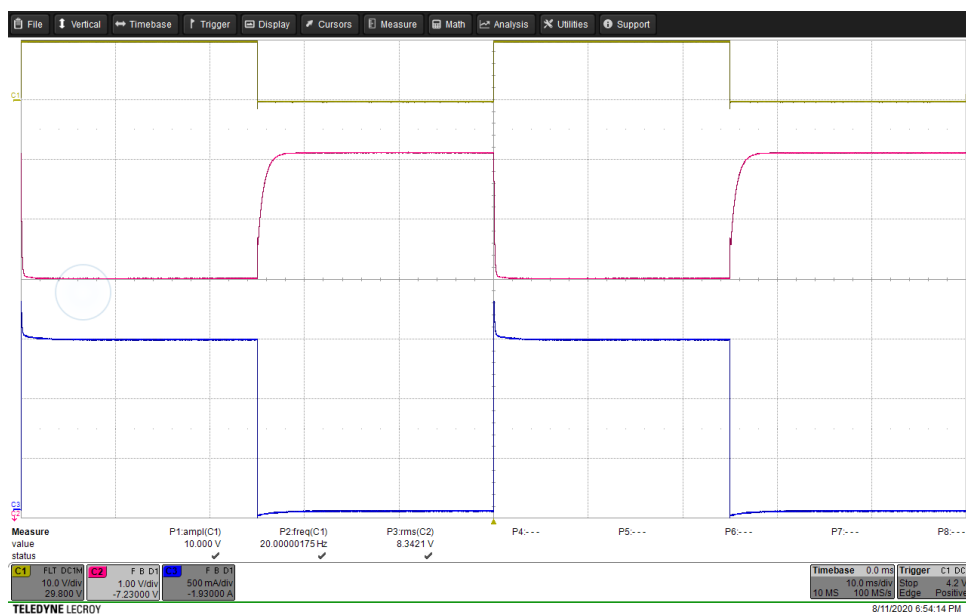
Obrázek A.3: Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 5\text{ V}$ a $\Delta I_o = 2\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–2 A/div, t –20 ms/div



Obrázek A.4: Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 30\text{ V}$ a $\Delta I_o = 0.4\text{ A}$, $C1=10\text{ V/div}$, $C2=100\text{ mV/div}$, $C3=500\text{ mA/div}$, $t=10\text{ ms/div}$

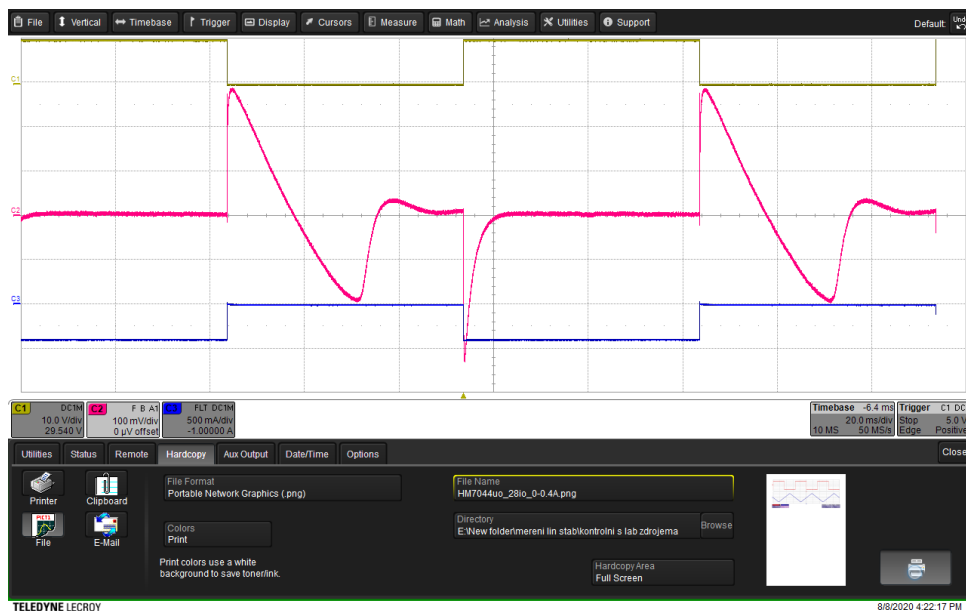


Obrázek A.5: Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 30\text{ V}$ a $\Delta I_o = 2\text{ A}$, $C1=10\text{ V/div}$, $C2=100\text{ mV/div}$, $C3=1\text{ A/div}$, $t=50\text{ ms/div}$

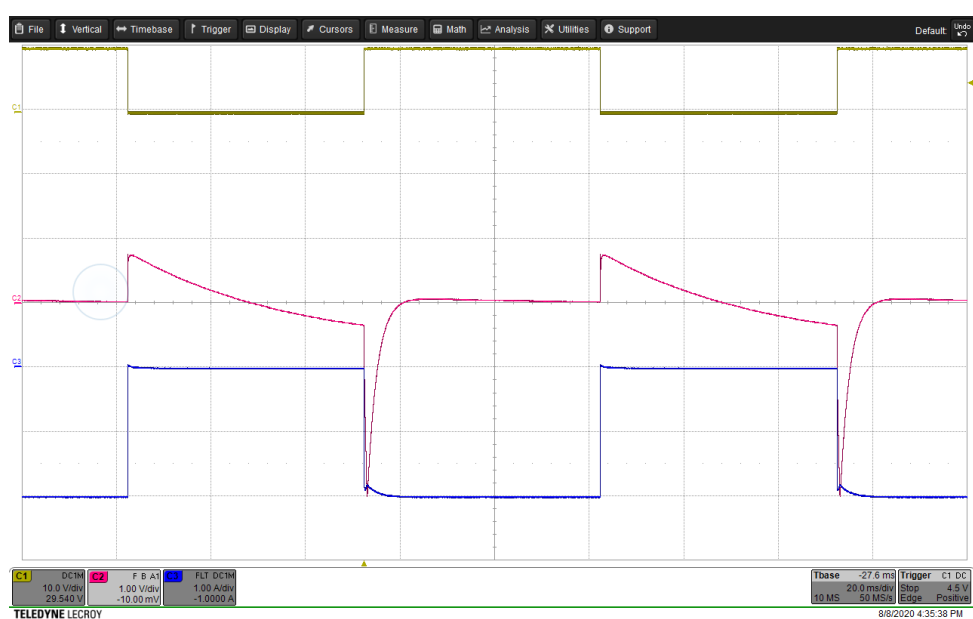


Obrázek A.6: Výstupní veličiny lineárního stabilizátoru při $U_o = 10\text{ V}$, proudový limit 1.5 A, C1–10 V/div, C2–1 V/div, C3–500 mA/div, t –10 ms/div

A.3 HM7044



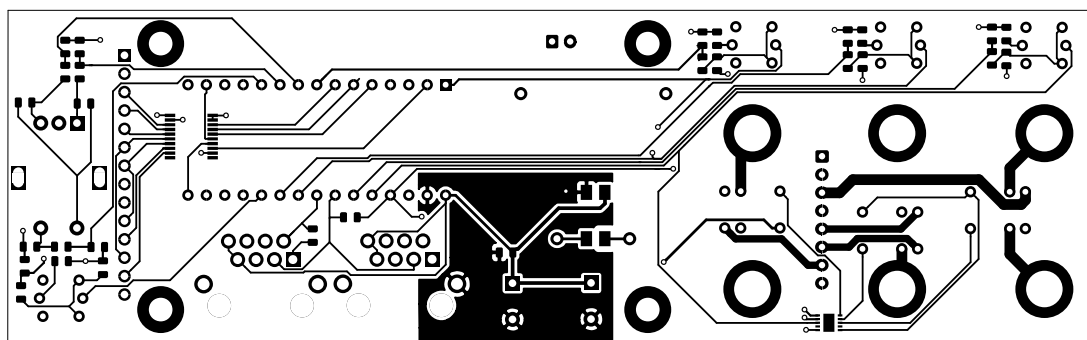
Obrázek A.7: Výstupní veličiny HM7044 při $U_o = 28\text{ V}$, $\Delta I_o = 0.7\text{ A}$, C1–10 V/div, C2–100 mV/div, C3–500 mA/div, t –20 ms/div



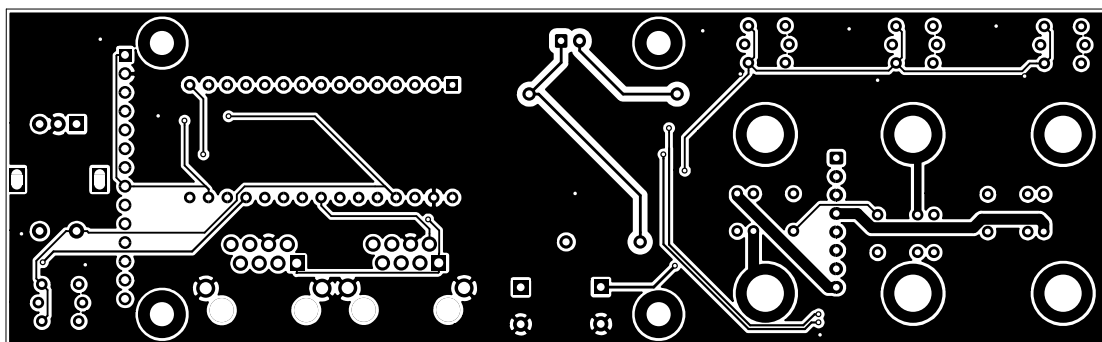
Obrázek A.8: Výstupní veličiny HM7044 při $U_o = 28\text{ V}$, $\Delta I_o = 2\text{ A}$, $C1=10\text{ V/div}$, $C2=1\text{ V/div}$, $C3=1\text{ A/div}$, $t=20\text{ ms/div}$

Příloha B

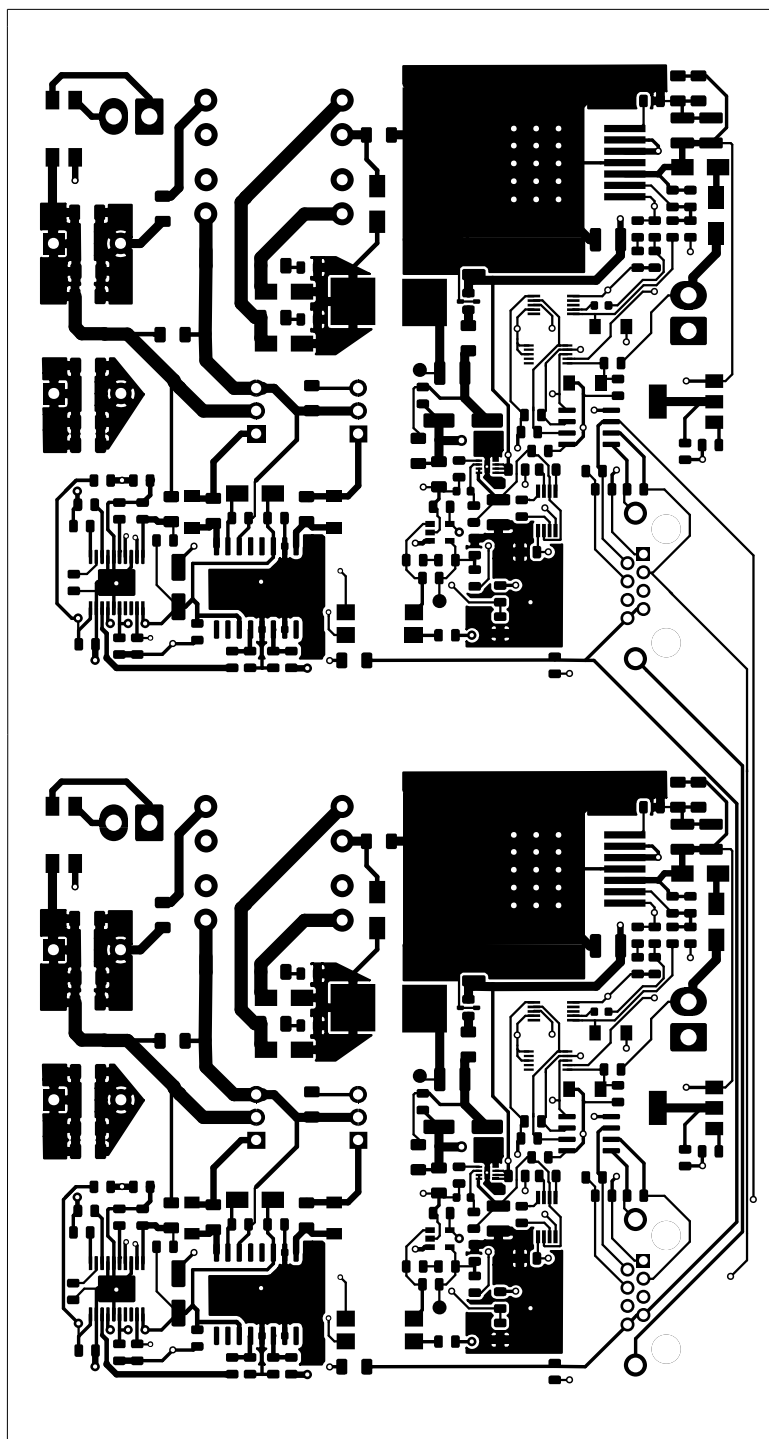
Schémata a desky plošných spojů



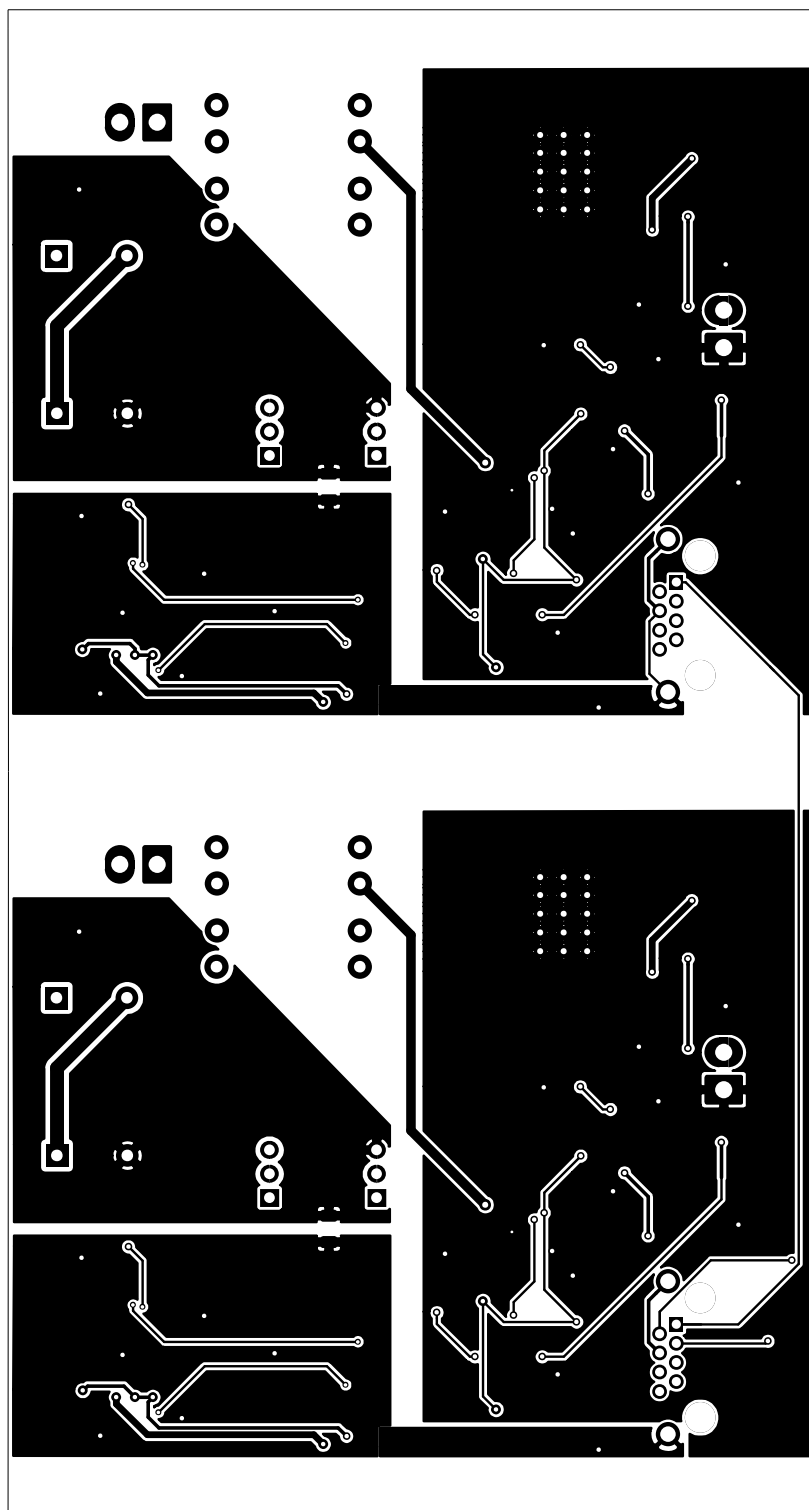
Obrázek B.1: Přední strana plošného spoj předního panelu zdroje (v měřítku)



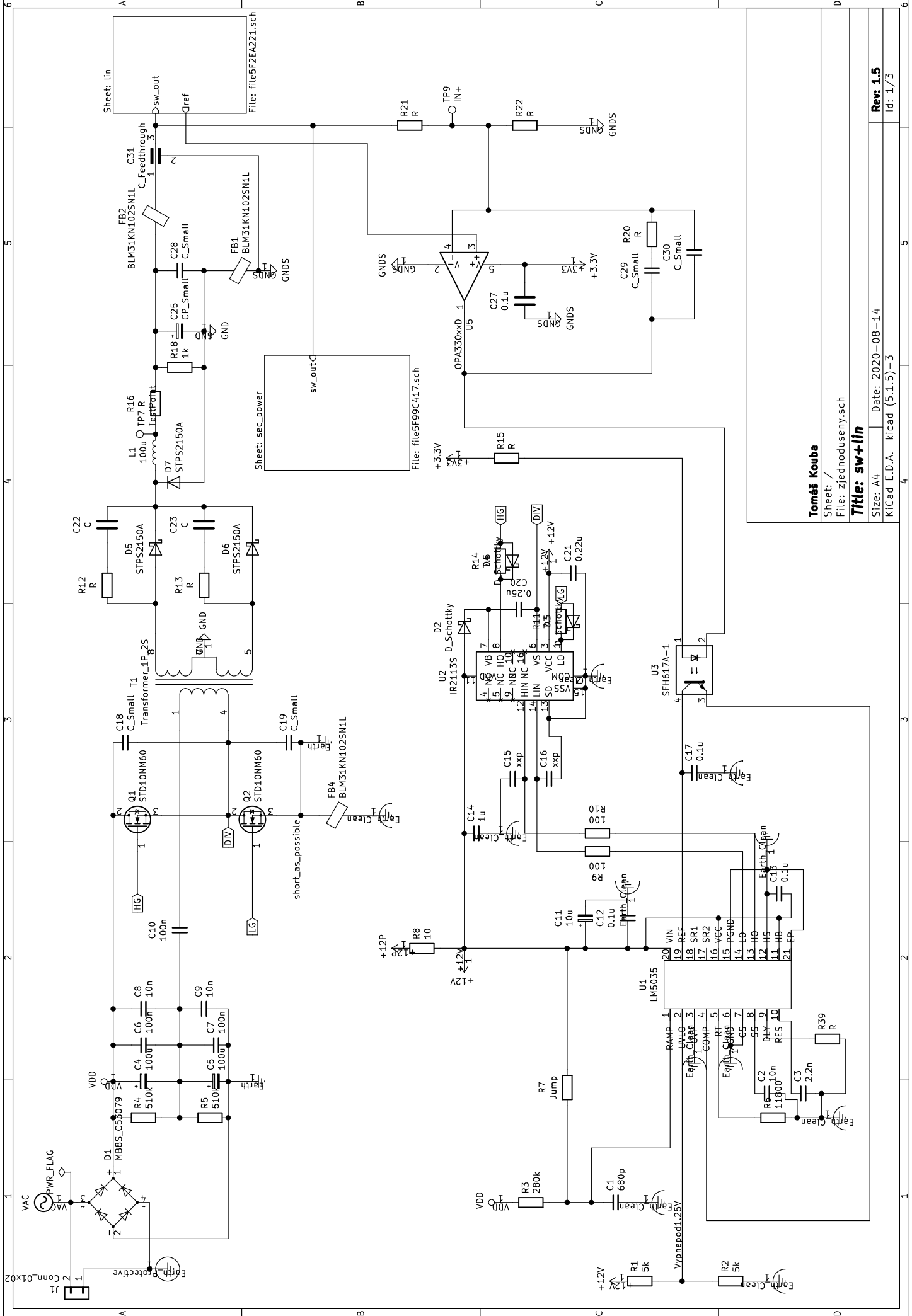
Obrázek B.2: Zadní strana plošného spoj předního panelu zdroje (v měřítku)



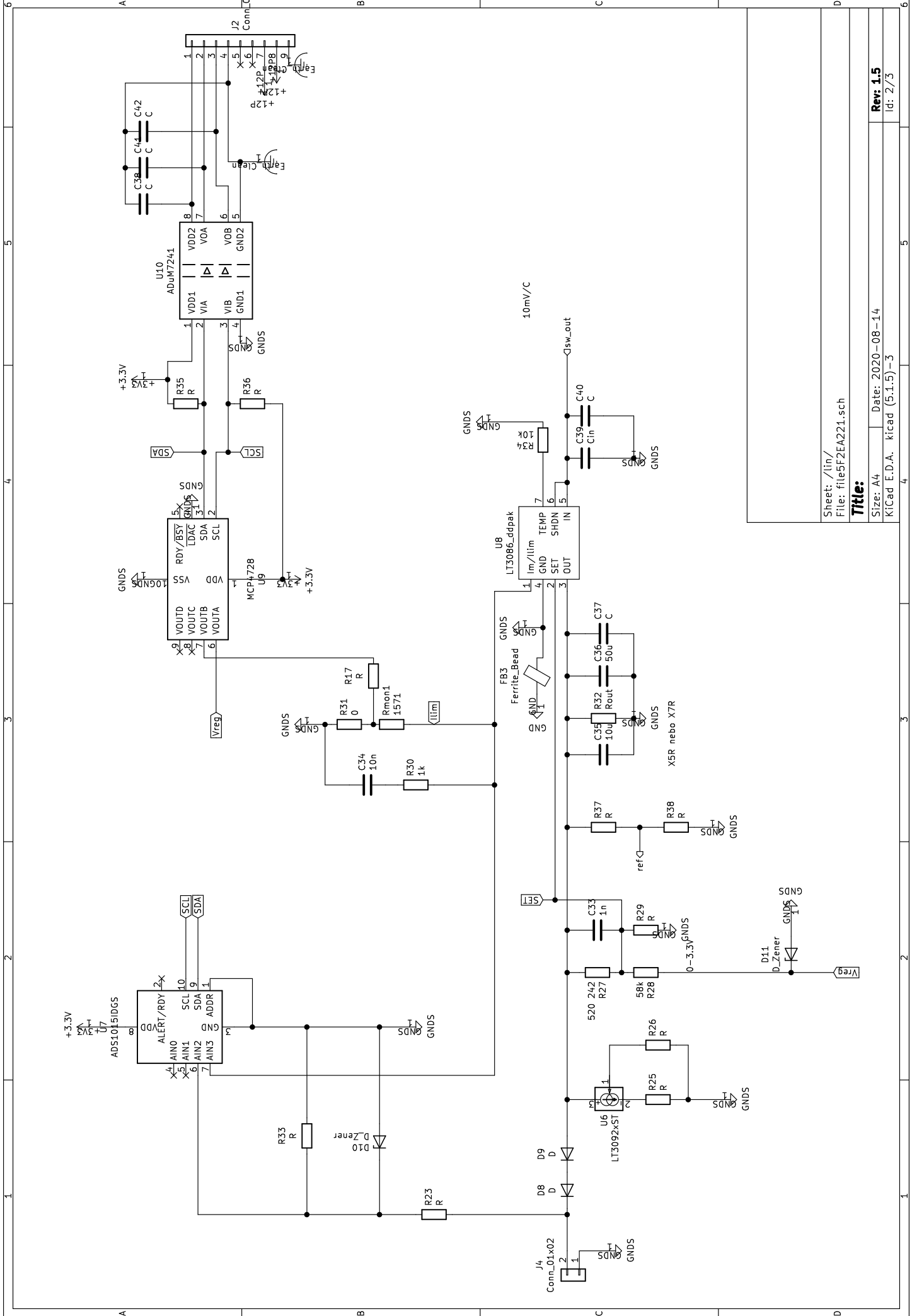
Obrázek B.3: Přední strana plošného spoje realizovaného prototypu, dva moduly pro umístění do krabičky (zvětšeno)



Obrázek B.4: Zadní strana plošného spoje realizovaného prototypu, dva moduly pro umístění do krabičky (zvětšeno)



Tomáš Kauba
 Sheet: /
 File: zjednoduseny.sch
Title: sw+lin
 Size: A4
 Date: 2020-08-14
 KiCad E.D.A. kicad (5.1.5)-3

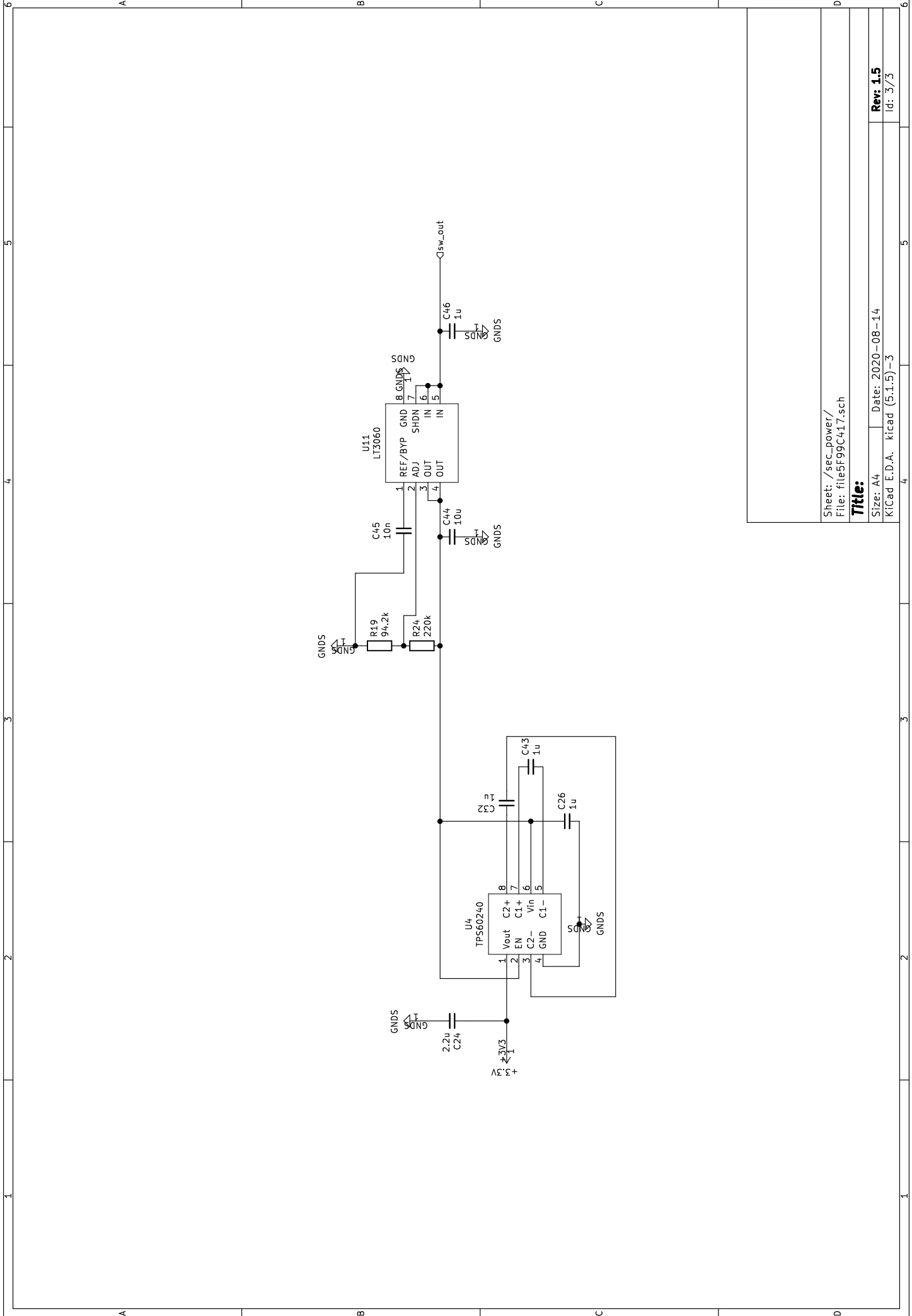


Sheet: /lin/
File: file5F2EA221.sch

Title:

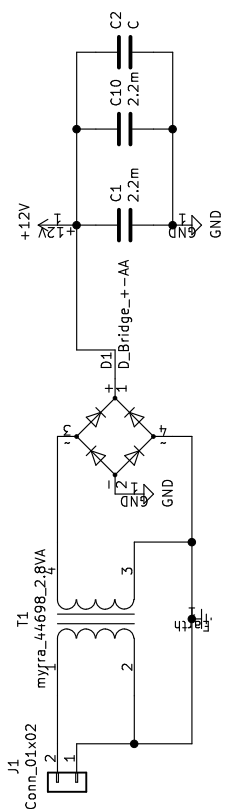
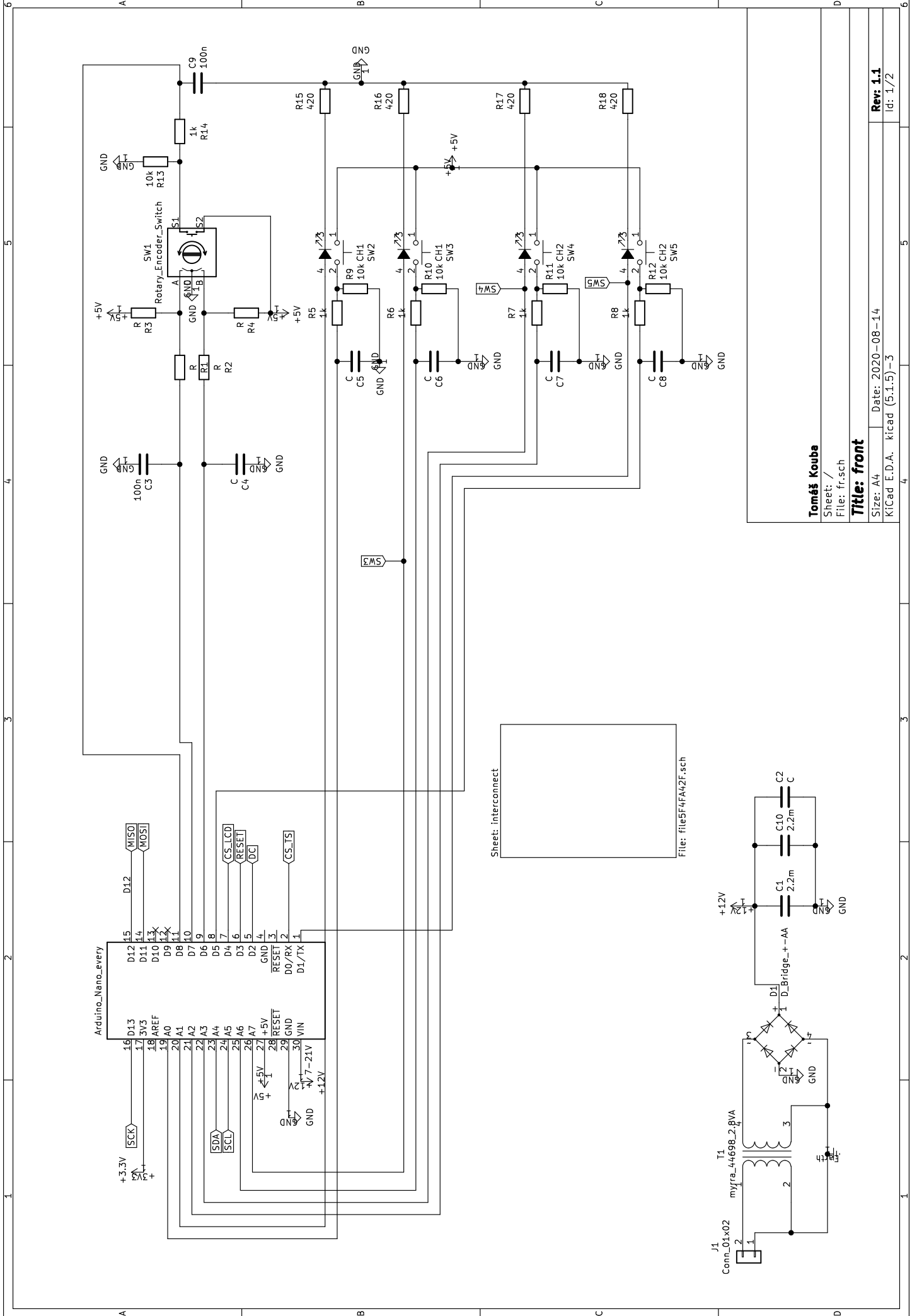
Size: A4 | Date: 2020-08-14
KiCad E.D.A. kicad (5.1.5)-3

Rev: 1.5
Id: 2/73



Sheet: /sec_power/
 File: file5F99C417.sch
Title:
 Size: A4 | Date: 2020-08-14
 KiCad E.D.A. kicad (5.1.5)-3

Rev: 1.5
 Id: 3/73



Tomáš Kauba

Sheet: /
File: fr.sch

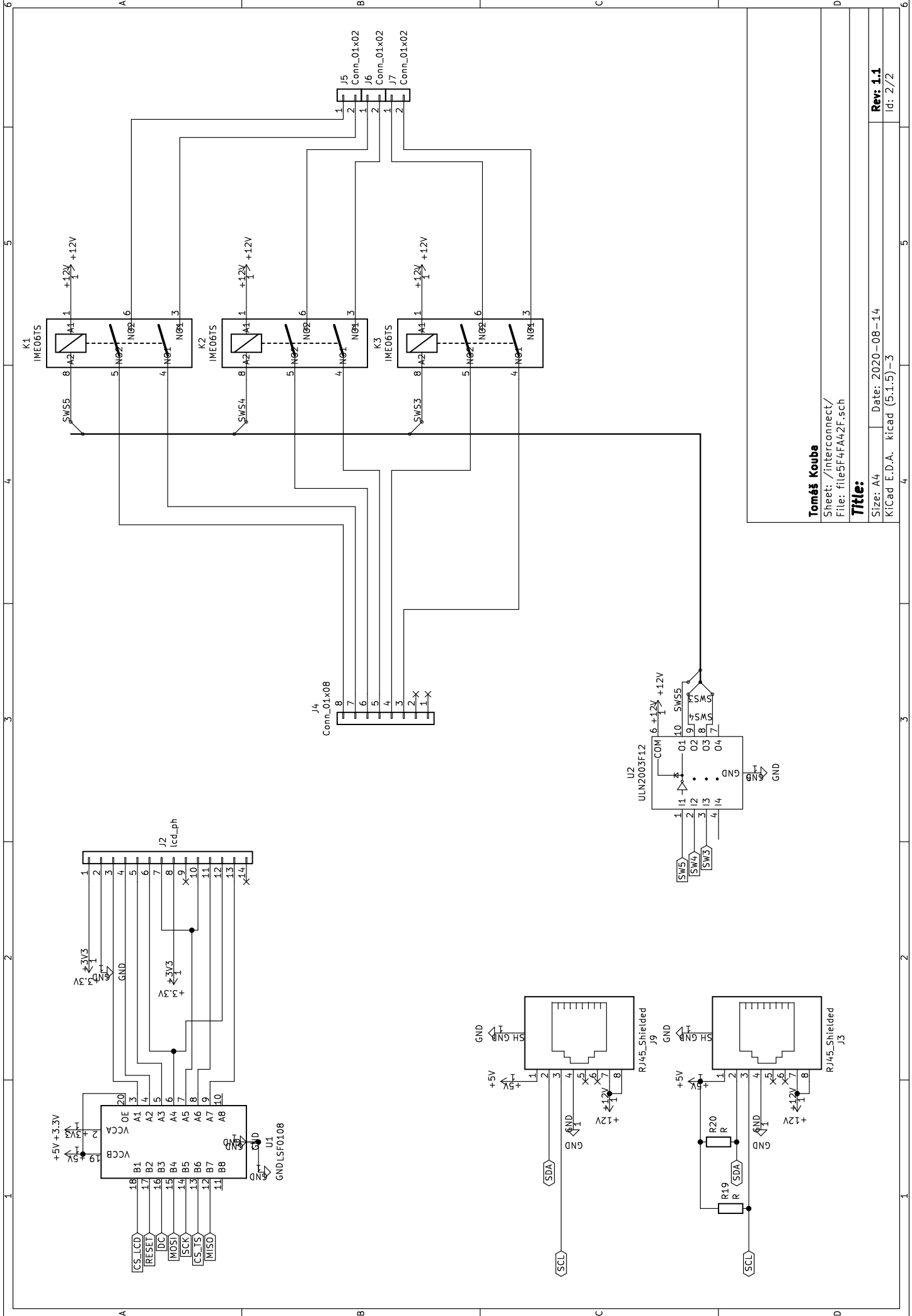
Title: front

Size: A4 | Date: 2020-08-14
KiCad E.D.A. kicad (5.1.5)-3

Rev: 1.1
Id: 1/2

Sheet: interconnect

File: file5F4FA42F.sch



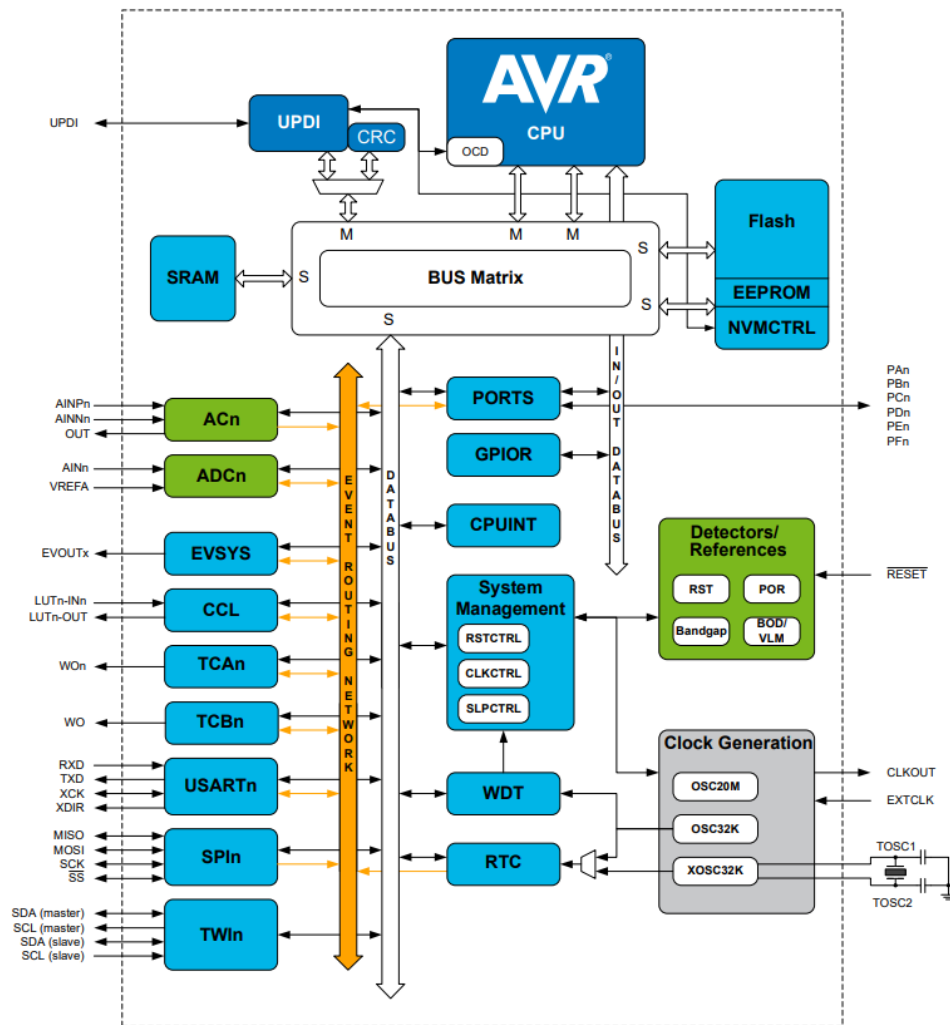
Tomáš Kouba
 Sheet: /interconnect/
 File: file5F4FA42F.sch
Title:
 Size: A4 | Date: 2020-08-14
 KiCad E.D.A. kicad (5.1.5)-3

Rev: 1.1
 Id: 2/2



Příloha C

Blokový diagram procesoru ATmega4809



Obrázek C.1: Blokový diagram uspořádání procesoru a jeho periférií