

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra teorie obvodů

Precizní laboratorní zdroj s předřazeným DC/DC konvertorem

Bc. Ladislav Havlát

2017

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Havlát** Jméno: **Ladislav** Osobní číslo: **392782**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Komunikace, multimédia a elektronika**
Studijní obor: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Precizní laboratorní zdroj s předřazeným spínaným DC/DC konvertorem

Název diplomové práce anglicky:

Precision Laboratory Power Source with Preliminary DC/DC Converter

Pokyny pro vypracování:

1. Proveďte rešerši zapojení laboratorních zdrojů.
2. Navrhněte precizní dvoukanálový laboratorní zdroj 0 V-50 V s proudovým omezením 0 A-3 A.
3. Navrhněte spínaný preregulátor pro transformaci síťového napětí na vhodnou stejnosměrnou úroveň pro napájení lineárního regulátoru.
4. Pro řízení zdroje navrhněte procesorovou jednotku včetně napojení ovládacích prvků a displeje.
5. Navrhněte i mechanickou konstrukci zdroje s vhodným řešením chlazení výkonových prvků, rozmístěním jednotlivých DPS a ovládacích prvků.
6. Výsledný návrh ověřte jak simulací jednotlivých bloků, tak realizací funkčního vzorku celkového zapojení zdroje. Na funkčním vzorku proveďte měření důležitých parametrů, které v závěru zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I. - III., BEN, Praha 2003 a další vydání.
- [2] Aplikační poznámky a datasheety Texas Instruments, Vishay, Analog Devices, Atmel
- [3] Balogh, L.: Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits.
(<http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf>)
- [4] Dixon, L. H., Texas Instruments: Magnetics Design for Switching Power Supplies.
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

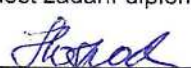
doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL


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

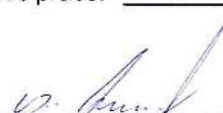
Datum zadání diplomové práce: **15.02.2017**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **10.09.2018**


Podpis vedoucí(ho) práce



Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry


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.

10.9.2017
Datum převzetí zadání


Podpis studenta

Abstrakt / Abstract

Diplomová práce se zabývá analýzou a konstrukcí precizního, digitálně řízeného laboratorního zdroje. Na základě teoretického rozboru problému a rešerše řešení základních funkčních bloků je proveden blokový i obvodový návrh. Důraz je kladen na nejdůležitější součásti přístroje – lineární regulátor v diskrétní a integrované verzi a spínaný síťový preregulátor. Projekt uzavírá měření na realizovaných prototypch a zhodnocení dosažených výsledků.

This master's thesis covers analysis and construction of a precision, digitally controlled laboratory power supply. Based on a theoretical analysis of the matter and studying of the possible solutions to particular blocks both block and circuit design is performed. Detailed design is performed for discrete and integrated version of a linear regulator and a switching pre-regulator. The thesis concludes with measurement of important parameters at physical prototypes and evaluation of the results.

Obsah /

1 Úvod	1
2 Teoretická část	2
2.1 Požadavky na laboratorní zdroj ..	2
2.2 Zdroj jako obvodový prvek	3
2.2.1 Ideální modely	3
2.2.2 Reálné zdroje	3
2.3 Lineární stabilizátor s proudovým omezením	5
2.3.1 Možnosti realizace	5
2.3.2 Zpětná vazba a pracovní režimy	6
2.3.3 Externí zpětná vazba	7
2.3.4 Příklady zapojení	7
2.3.5 Shrnutí vlastností lineárního stabilizátoru	9
2.4 Plovoucí lineární stabilizátor	9
2.4.1 Princip funkce	10
2.4.2 Úprava pro externí zpětnou vazbu	11
2.5 Preregulátory	13
2.5.1 Preregulátor s přepínáním odboček transformátoru	13
2.5.2 Preregulátor se spínaným měničem na malém napětí	14
2.5.3 Síťový spínaný preregulátor	15
2.6 Spínané měniče	16
2.6.1 Součásti spínaných měničů	16
2.6.2 Magnetické prvky ve spínaných měničích	17
2.6.3 Definice pojmů	18
2.6.4 Snižující spínaný měnič („Buck“)	19
2.6.5 Blokující jednočinný měnič („Flyback“)	21
2.6.6 Propustný jednočinný měnič („Forward“)	21
2.6.7 Dvočinný měnič	22
3 Konstrukční část	25
3.1 Koncepce přístroje	25
3.1.1 Výkonová cesta	25
3.1.2 Analogová a digitální regulace	26
3.1.3 Kalibrace parametrů	26
3.1.4 Uživatelské rozhraní přístroje	27
3.2 Blokové schéma zdroje	27
3.2.1 Výkonový kanál	27
3.2.2 Společné moduly	28
3.3 Lineární stabilizátor - diskrétní varianta	29
3.3.1 Výkonový operační zesilovač	29
3.3.2 Proudový stupeň	30
3.3.3 Napěťový stupeň	33
3.3.4 Diferenční stupeň	34
3.3.5 Napěťová zpětná vazba a řízení	36
3.3.6 Proudový stabilizátor	38
3.3.7 Realizovaný prototyp	39
3.4 Lineární stabilizátor - integrovaná plovoucí varianta	40
3.4.1 Proudový stupeň	40
3.4.2 Napěťová a proudová regulace	41
3.4.3 Nastavení výstupního napětí a proudu	42
3.4.4 Výstupní obvod	43
3.4.5 Obvod virtuální země	44
3.4.6 Digitální ovládací rozhraní	44
3.4.7 Realizované prototypy	45
3.5 Spínaný preregulátor	45
3.5.1 Vstupní parametry návrhu	45
3.5.2 Primární strana	46
3.5.3 Řídicí obvod	48
3.5.4 Sekundární strana	50
3.5.5 Transformátor	51
3.5.6 Pracovní cívka	55
3.5.7 Zpětnovazební řízení	58
3.5.8 Realizované prototypy	60
3.6 Kanálová řídicí jednotka	62
3.6.1 Kanálový mikrokontrolér ..	62
3.6.2 Měřicí obvody	62
3.6.3 Výstupní obvody	62
3.6.4 Program kanálového mikroprocesoru	64

3.7	Komunikační protokol ChCtrl	
	- Ctrl	65
3.7.1	Kalibrační program	65
3.8	Mechanická konstrukce	66
3.8.1	Přední panel	67
3.8.2	Zadní panel	67
3.8.3	Rozmístění desek	68
4	Měření	69
4.1	Spínaný preregulátor SwReg-P2	69
4.2	LinReg-P4, samostatné měření ..	70
4.2.1	Reakce na změny zátěže bez proudového omezení ...	70
4.2.2	Reakce proudového omezení	73
4.2.3	LinReg-P4 + SwReg-P2 ...	74
5	Závěr	75
	Literatura	76
A	Schémata a layouty	81
A.1	LinReg-P2	82
A.2	LinReg-P4	83
A.3	SwReg-P2	84

Tabulky / Obrázky

3.1. Nabídka transformátorů Tronic ..25	2.1. Zdrojová orientace veličin..... 4
3.2. Parametry návrhu spínaného měniče46	2.2. Zdroj s proudovým omezením. ... 4
3.3. Parametry jádra ETD49 52	2.3. Lin. stab. s proud.omezením..... 5
3.4. Volba závitů transformátoru..... 54	2.4. Externí zpětná vazba..... 7
3.5. Počty závitů a násobnosti vinutí55	2.5. Lineární stabilizátor dle [8] 8
3.6. Parametry jádra ETD34 56	2.6. Řízení výk. tranzistoru opto-členem 9
3.7. Struktura hlavičky ChCtrl.....65	2.7. Plovoucí lineární stabilizátor 9
4.1. Použité měřicí vybavení.....69	2.8. Plovoucí lin. stabilizátor s proudovým omezením.10
4.2. Použité měřicí vybavení.....70	2.9. Plovoucí lin. stab. pro vzdálené snímání 11
	2.10. NLO rozdílového zapojení.....12
	2.11. Prereg. s přepínáním odboček ...13
	2.12. Prereg. s binárním vinutím13
	2.13. Výkonová část lin. stab. dle [12]14
	2.14. Třístupňový napájecí zdroj14
	2.15. Řízení prereg. na konst. U_{drop} ...15
	2.16. Spínaný měnič Buck19
	2.17. Buck - průběhy u_L, i_L19
	2.18. Měnič Flyback.....21
	2.19. Měnič Forward21
	2.20. Nulování jádra rekuperační diodou22
	2.21. Forward se dvěma spínači22
	2.22. Dvojčinný propustný měnič.....23
	2.23. Primární strana dvojčinného měniče23
	3.1. Blokové schéma zdroje28
	3.2. Diskrétní výkonový OZ29
	3.3. Proudový stupeň stabilizátoru...30
	3.4. Teplotní stabilizace klidového proudu32
	3.5. Napěťový stupeň33
	3.6. DC analýza kaskody34
	3.7. AC analýza kaskody34
	3.8. Diferenční stupeň34
	3.9. Vliv antisaturační diody35
	3.10. Přenos dif. a nap. stupně.36
	3.11. R-2R D/A převodník36
	3.12. Zesílení R-2R převodníku.....37
	3.13. Připojení proudového stabilizátoru.38
	3.14. Schéma zapojení INA28239

3.15.	Proudový stupeň plovoucího stab.	41
3.16.	Vnitřní zapojení NE5534.....	42
3.17.	Napěťový a proudový regulátor ..	42
3.18.	Výstupní část lin. stab.	43
3.19.	Obvod virtuální země	44
3.20.	Možnosti buzení horního spí- nače	47
3.21.	Blokové schéma LM5035	48
3.22.	Měnič s přepínáním rozsahů	50
3.23.	Vinutí transformátoru v prů- řezu	55
3.24.	Regulace na konstantní U_{drop}	58
3.25.	Přípravek s operačním zesilo- vačem	60
3.26.	Obvod spínání výstupů	62
3.27.	Obvod pro řízení relé	64
3.28.	Program CalTool	66
3.29.	Pohled na skříňku	66
3.30.	Přední panel přístroje	67
3.31.	Zadní panel přístroje	67
4.1.	Zapojení pro měření účinnosti ..	69
4.2.	Účinnost modulu SwReg-P2	70
4.3.	Graf reakce na zatížení	71
4.4.	Graf reakce na zatížení	71
4.5.	Graf reakce na odlehčení	72
4.6.	Graf reakce na odlehčení	72
4.7.	Graf reakce na zatížení	73
4.8.	Graf reakce na odlehčení	73
4.9.	Graf reakce na odlehčení	74
4.10.	Graf reakce na zatížení	74



Kapitola 1

Úvod

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací precizního laboratorního napájecího zdroje.

V teoretické části bude provedena rešerše možných řešení zadaného úkolu. Analyzovány budou různé druhy lineárních i spínaných zdrojů se zhodnocením jejich výhod a nevýhod pro popisovanou konstrukci.

V konstrukční části bude na základě poznatků teoretické části stanovena koncepce celého přístroje, proveden návrh na blokové úrovni, rozdělení funkcí jednotlivým modulům a specifikace dílčích požadavků na součásti přístroje. Následně budou navržena obvodová řešení modulů v pořadí od nejdůležitějších pro funkci napájecího zdroje, počínaje lineárním regulátorem a preregulátorem.

Projekt uzavírá fyzická realizace prototypů, měření jejich vlastností a zhodnocení dosažených výsledků v závěru.

Kapitola 2

Teoretická část

Tato kapitola se zabývá teoretickými úvahami nad problematikou napájecích zdrojů. Přístupů k zadanému problému je celá řada a každý má své výhody a nevýhody, které je nutné posoudit s ohledem na konkrétní aplikaci.

Většina dostupné literatury se zabývá konstrukcí zdrojů, které napájí konkrétní zařízení s předem dobře známými a víceméně neměnnými požadavky na přísun energie. To v praxi často odsouvá napájecí část zařízení do méně prestižní kategorie, která se řeší buď katalogovým zapojením vybraného integrovaného obvodu, nebo přímo nákupem hotového napájecího modulu. Od těchto „pevných“ zdrojů se obvykle očekává maximální účinnost, minimální rozměry a také minimální cena při dostatečné spolehlivosti. [1–2, 4]

Zcela jiná situace je u napájecího zdroje pro laboratorní použití, kde je naopak zátěž obecně nepředvídatelná. V laboratoři se navíc často pracuje se zařízeními v různém stavu vývoje, kdy mohou být citlivější na rušení či přechodové děje v napájení, například kvůli absenci ochranných prvků či stínění.

2.1 Požadavky na laboratorní zdroj

Pro další práci je nutné stanovit konkrétní požadavky, které budou na přístroj kladeny. Ty se odvíjí od zamýšleného použití – jiné budou pro silnoproudou laboratoř elektrických pohonů, pro vysoká napětí a pro mikroelektroniku. V tomto případě se jedná o zdroj středního výkonu pro všeobecné slaboproudé použití, zejména pro mikroprocesorové systémy a audiotechniku:

1. Dva nezávislé kanály.

Mnohé konstrukce vyžadují více než jedno napájecí napětí. Může se jednat například o oddělené napájení digitální a analogové části, galvanické oddělení z důvodu bezpečnosti nebo symetrické napájení pro obvody s operačními zesilovači. Oba kanály zdroje mohou sdílet některé části, čímž se proti dvěma odděleným přístrojům šetří prostor, cena i energie.

2. Výstupní rozsah 0 V – 50 V, 0 A – 5 A, maximální výkon alespoň 200 W/kanál.

Takto dimenzovaný zdroj vyhoví pro všechna zamýšlená použití, od napájení malých mikroprocesorových konstrukcí ($U_{dd} = 3,3 \text{ V}$ nebo 5 V) až po testování výkonových audiozesilovačů při plné zátěži ($U_{cc} = \pm 50 \text{ V}$ odpovídá efektivnímu sinusovému výkonu cca 125 W do zátěže 8Ω).

Rozlišení nastavených parametrů má největší vliv při malých napětích a proudech, požaduje se alespoň $0,1 \text{ V}$ a $0,01 \text{ A}$, případně je možný i nelineární (exponenciální) průběh stupnice.

3. Režim proudového omezení a proudové pojistky.

Při ožiování nové konstrukce je naprosto nepostradatelná možnost omezení napájecího proudu na bezpečnou hodnotu – včas neodhalená chyba jako přepólované napájení integrovaného obvodu by při plném výkonu zdroje měla zcela jistě destruktivní následky.

Může se jednat buď o přechod do režimu zdroje proudu, nebo o automatické odpojení výstupu. Rychlost reakce by měla být co nejvyšší.

4. Malé zvlnění a šum

Pro práci se slabými signály je nutné kvalitní napájení s minimálním šumem, aby nemohl být zavlečen do signálové cesty. Pokud je zdroj součástí měřicí sestavy, neměl by ovlivňovat okolní citlivá zařízení elektromagnetickou interferencí.

5. Robustnost a korektní chování v mezních situacích

Laboratorní zdroj musí být dostatečně robustní a snést bez poškození i situace, které pro pevné zdroje nelze připustit, například tvrdý zkrat na výstupu. Problematické může být také připojení kapacitní zátěže, kterou lze očekávat – téměř každé elektronické zařízení obsahuje v napájecí části blokovací kondenzátory. Zdroj musí být i v tomto případě stabilní.

Při změnách zátěže a zapínání/vypínání zdroje nesmí docházet k velkým překmitům výstupního napětí.

6. Měření výstupních parametrů

Přestože se jedná v první řadě o napájecí zdroj, je velmi vhodné zobrazovat na panelu přístroje rovněž skutečně změřené hodnoty napětí a proudu naměřené na výstupu. Rozlišení a přesnost měřených údajů by měly být přiměřené možnostem nastavení.

7. Komfort ovládání

Napájecí zdroj má mezi ostatním laboratorním vybavením spíše podpůrnou funkci, jeho obsluha proto musí být přiměřeně intuitivní, komfortní a přímočará – nesmí rušit při vlastní práci. Zcela nevhodný je přístup ke všem funkcím prostřednictvím virtuálního menu a kurzorových tlačítek; alespoň nastavení výstupního napětí, proudu a zapnutí výstupu by měly mít vlastní ovládací prvky a tím být dostupné za všech okolností.

8. Automatizace

Při složitějších měřeních je velmi užitečné dálkové ovládání všech přístrojů jako automatického měřicího systému například pomocí počítače. Je vhodné, aby přístroj podporoval standardní (GPIB), nebo alespoň uživatelsky snadno použitelná (COM, USB) rozhraní pro tyto účely.

2.2 Zdroj jako obvodový prvek

2.2.1 Ideální modely

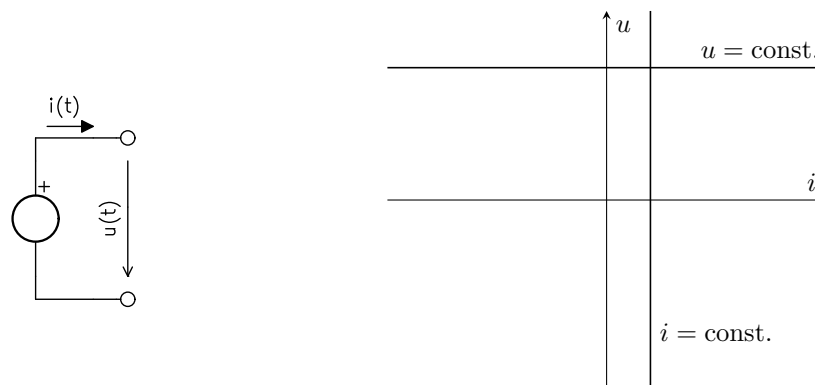
Za ideální předobraz napájecího zdroje je obvykle pokládán *nezávislý zdroj napětí*. Jedná se o obvodový prvek, který fixuje konstantní napětí mezi dvěma uzly obvodu. Není nijak spojen s žádným jiným uzlem ani jiným zdrojem a jeho potenciál vůči nulovému bodu („zemi“) není definován. Obdobně lze zavést *nezávislý zdroj proudu*, který určuje konstantní proud danou větví obvodu.

Při výpočtech obvodů je u zdrojů dodržována tzv. zdrojová orientace veličin, jak je znázorněna na obr. 2.1; kladný směr proudu ven z kladného pólu zdroje. Pokud má výkon $p = ui$ kladné znaménko, výkon prochází ve směru ze zdroje do obvodu (I. a III. kvadrant), záporný výkon je z obvodu odebírán (II. a IV. kvadrant). Směrnice grafu popisující daný zdroj odpovídá jeho výstupnímu odporu – pro napěťový $R_i = 0$, pro proudový $R_i \rightarrow \infty$.

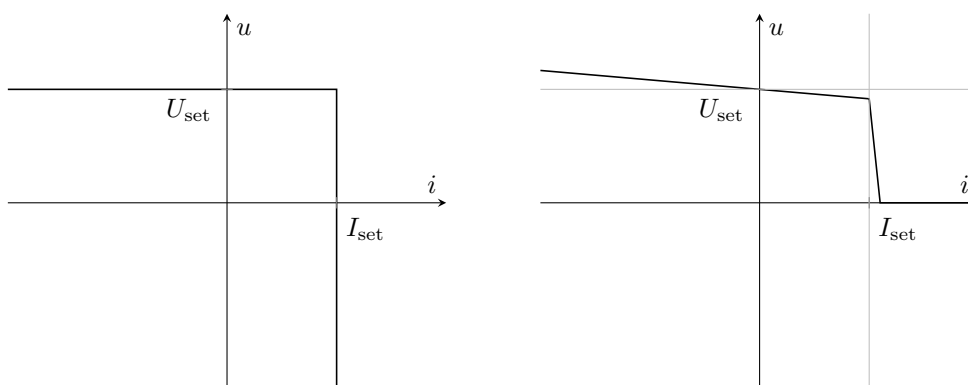
Zdroj s proudovým omezením vznikne složením těchto dvou základních charakteristik – do určitého protékajícího proudu se chová jako napěťový, pak se změní v proudový (obr. 2.2).

2.2.2 Reálné zdroje

Reálné zdroje se výše popsaným ideálním charakteristikám pouze přibližují. Jejich výstupní napětí a proud je omezen vnitřní konstrukcí, některé mohou výkon pouze dodávat a ani vnitřní odpor není nulový, resp. nekonečný. Podle schopnosti pracovat v různých kvadrantech V-A roviny je lze rozdělit do čtyř základních kategorií [5]:



Obrázek 2.1. Zdrojová orientace veličin.



Obrázek 2.2. Ideální a reálný zdroj s proudovým omezením.

- **Zdroje jednokvadrantové** výkon pouze dodávají, a to pouze při jedné polaritě napětí, které je často pevně nastavené. Jde o nejrozšířenější skupinu, ve spotřební elektronice obvykle není nutné řešit obrácený směr výkonu.
- **Zdroje bipolární** výkon rovněž pouze dodávají, avšak umožňují obě polarity výstupního napětí. Přechod mezi polaritami nemusí být plynulý – lze je vytvořit i ze zdrojů jednokvadrantových dodatečným přepínáním výstupních svorek, například pro řízení směru a otáček stejnosměrného motoru. Za bipolární zdroj je možné považovat i výkonový zesilovač se symetrickým napájením nebo invertor pro solární elektrárnu, převádějící stejnosměrný proud článku do střídavé rozvodné sítě.
- **Zdroje dvoukvadrantové** mohou výkon dodávat i odebírat, a to při jedné polaritě napětí. Odebraná energie se buď ukládá, rekuperuje do nadřazeného obvodu (rozvodné sítě), nebo maří na teplo na ztrátovém prvku. Typicky jde o měniče pro stejnosměrné motory, umožňující elektrodynamické či rekuperační brzdění a různé power-management systémy umožňující nabíjení i vybíjení akumulátorů stejnou cestou. Tuto charakteristiku mají také samotné akumulátory.
- **Zdroje čtyřkvadrantové** jsou schopné výkon dodávat i odebírat při obou polaritách napětí. Jejich doménou je opět řízení motorů (rekuperační v obou směrech otáčení).

V nejjednodušším případě pro laboratorní zdroj postačí jednokvadrantová charakteristika s proudovým omezením. Nevýhodou takového zdroje však může být nedefinované chování v případě záporného výstupního proudu. Tato situace není nijak exotická – dochází k ní například při vybíjení připojené blokovací kapacity po snížení výstupního napětí.

Proud může téci skrze zdroj nepředvídanou cestou, může docházet k průrazům polovodičových přechodů a v extrémním případě i ke zničení přístroje.

Vhodnější alternativou je proto zdroj dvoukvadrantový, který kromě dopředné cesty umožňuje proud i odvádět a obvykle řízeně měnit na teplo v předem určeném prvku. Pokud není přímo vyžadován provoz jako plnohodnotná elektronická zátěž (například přístroje pro testování baterií), může být tato zpětná cesta dimenzovaná na menší proudy a ztrátové výkony.

Ze systémového hlediska lze vnímat laboratorní zdroj jako převodník či přizpůsobovací člen, předávající výkon z rozvodné sítě do napájeného zařízení. Transformaci je možné provést různými způsoby, vždy je cílem pokud možno stabilní a přesné napětí na výstupu, s přijatelnou úrovní rušivých signálů. Přestože zadání této diplomové práce přímo uvádí jeden z bloků řetězce, DC/DC konvertor, je užitečné zmínit i jiné cesty vedoucí k cíli a ukázat výhody a nevýhody každého z přístupů.

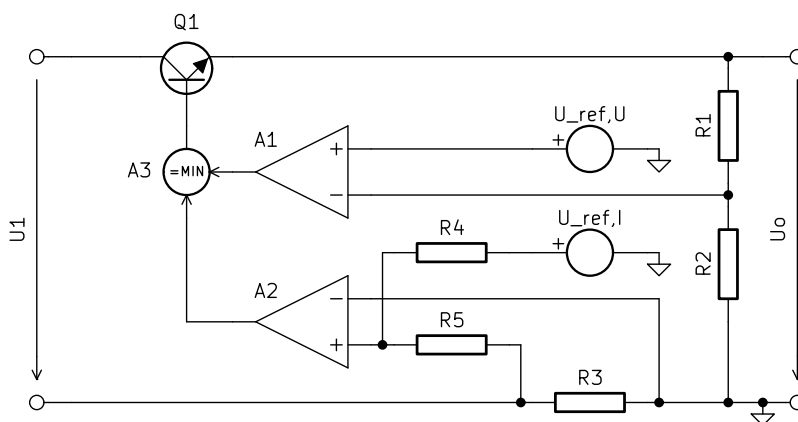
2.3 Lineární stabilizátor s proudovým omezením

Z hlediska kvality výstupního napětí (zvlnění, šum), regulace a rychlosti reakce na změny zátěže je zřejmou první volbou lineární stabilizátor, v nejjednodušším případě napájený z nestabilizovaného zdroje napětí, jako je klasický síťový transformátor s usměrňovačem a filtračními kondenzátory.

2.3.1 Možnosti realizace

Kompletní stabilizátory jsou dostupné jako integrované obvody, často vyžadující jen minimum přídavných součástek, například řada 78xx pro zdroje s pevným napětím [6] nebo typ LM317 [7] pro nastavitelné zdroje. Přestože jsou integrované stabilizátory prověřenými a spolehlivými stavebními bloky, pro účely laboratorního zdroje nejsou příliš vhodné z důvodu omezené flexibility při návrhu (zvláště proudové omezení, které je typicky nastaveno na pevnou hodnotu) a také relativně nízkého povoleného ztrátového výkonu, daného používaným pouzdem TO-220. Hodí se spíše pro pevné napájení elektronických zařízení s předem definovanými požadavky.

Lineární stabilizátor lze samozřejmě sestavit i z diskretních součástek či operačních zesilovačů a přizpůsobit jej tak požadovaným parametrům. Blokové schéma takového zdroje je na obr. 2.3.



Obrázek 2.3. Lineární stabilizátor s proudovým omezením.

Nestabilizované napájecí napětí je přivedeno do lineárního sériového regulačního prvku. Ten může být složen i jen ze samotného tranzistoru, který musí být dostatečně dimenzován

na protékající proud (výstupní proud zdroje I_o), napětí (minimálně napětí za usměrňovačem U_1) a ztrátový výkon

$$P_D = U_d I_o = (U_1 - U_o) I_o, \quad (2.1)$$

kde U_d vyjadřuje úbytek napětí na regulačním prvku.

2.3.2 Zpětná vazba a pracovní režimy

Zpětnovazební řízení je realizováno dvěma chybovými zesilovači A1 a A2. Zesilovač A1 srovnává výstupní napětí zdroje prostřednictvím zpětnovazebního děliče R1/R2 s referenčním napětím $U_{\text{ref,U}}$. Protože je uzavřena záporná zpětná vazba, pro napětí na vstupech A1 platí:

$$U_+ = U_- \quad (2.2)$$

$$U_{\text{ref,U}} = U_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (2.3)$$

a s úpravou pro U_o :

$$U_o = U_{\text{ref,U}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (2.4)$$

Tento stav se nazývá **režim konstantního napětí**. Z rovnice (2.4) vyplývá, že výstupní napětí lze řídit buď referenčním napětím $U_{\text{ref,U}}$, nebo hodnotami zpětnovazebního děliče. Oba přístupy se v praxi používají; pevné referenční napětí je obvyklé u integrovaných stabilizátorů [??]. Nevýhodou takového uspořádání je omezení U_o zdola referenčním napětím [7] a z praktického hlediska také obtížnější provedení digitálně řízeného proměnného odporu. Vyhoví však pro nenáročné zdroje ovládané potenciometrem.

Proměnné referenční napětí je naopak velmi vhodné pro digitálně řízený zdroj – na jeho místo lze vložit D/A převodník s požadovaným rozlišením, rozsah jeho výstupního napětí pak přizpůsobí zpětnovazební dělič. Další výhoda spočívá ve stálém střídavém zesílení zpětnovazební smyčky; střídavé vlastnosti zdroje nejsou ovlivňovány nastavením výstupního napětí.

Proudová zpětná vazba se skládá ze snímacího rezistoru R3 a chybového zesilovače A2. Výstupní proud je na snímacím rezistoru převáděn na napětí

$$U_{\text{sense}} = -I_o \cdot R_3 \quad (2.5)$$

vzhledem ke společnému zemnímu bodu. Toto napětí je porovnáváno zesilovačem A2 s druhým referenčním zdrojem $U_{\text{ref,I}}$. Blok A3 pak vhodným způsobem vybírá menší z výstupních napětí obou zesilovačů A1 a A2 a předává je na vstup regulačního členu Q1.

Jestliže je odebírán jen malý proud I_o , napětí U_{sense} prostřednictvím děliče R4/R5 nepřekoná referenční napětí $U_{\text{ref,I}}$, na neinvertujícím vstupu A2 je kladné napětí a ten je v kladné saturaci. Při dosažení proudového omezení klesne U_+ na nulu a uzavírá se záporná zpětná vazba. Platí:

$$\frac{I_o R_3}{R_5} = \frac{U_{\text{ref,I}}}{R_4}, \quad (2.6)$$

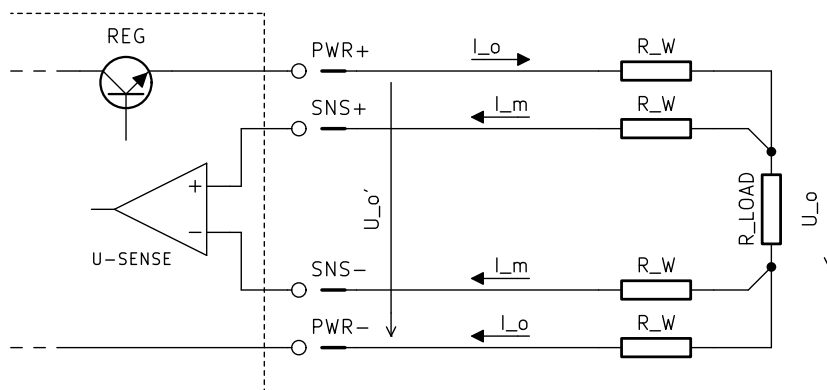
tedy pro I_o :

$$I_o = U_{\text{ref,I}} \frac{R_5}{R_4} \frac{1}{R_3} \quad (2.7)$$

Do kladné saturace se naopak dostává A1. Tento stav se nazývá **režim konstantního proudu**. Pro nastavení výstupního proudu lze rovněž využít buď změnu hodnot rezistorů, nebo změnu referenčního napětí.

2.3.3 Externí zpětná vazba

Často implementovanou funkcí kvalitních laboratorních zdrojů je externí zpětná vazba, která umožňuje kompenzovat odpor přívodních vodičů. Myšlenku vzdáleného snímání zpětnovazebního napětí znázorňuje obr. 2.4.



Obrázek 2.4. Externí zpětná vazba.

Zapojení je v podstatě identické se známým čtyřvodičovým (Kelvinovým) zapojením pro přesné měření malých odporů. Výstupní svorky zdroje označené PWR přivádějí napájecí proud I_o , který na přívodních vodičích modelovaných odporem R_w vytváří úbytek napětí U_w . Snímací vodiče jsou připojeny co nejbližší zátěži. Pokud má zpětnovazební obvod velký vstupní odpor, teče jimi pouze zanedbatelný proud I_m , proto jejich odpor nehraje velkou roli. Napětí U_o je stabilizováno v místě připojení těchto snímacích vodičů.

Externí zpětná vazba bývá u zdrojů kmitočtově omezená. Skutečná impedance přívodních vodičů není zvláště pro větší délku čistě reálná a obsahuje zanedbatelnou induktivní složku. Konkrétní hodnoty je obtížné odhadnout a přitom mají přímý vliv na zpětnovazební smyčku – způsobuje fázový posun a s vnitřní kapacitou zátěže může tvořit dokonce obvod druhého řádu. Proto je třeba tuto funkci vnímat pouze jako zpřesnění pro stejnosměrnou složku a střídavé vlastnosti napájení raději řešit například připojením kondenzátoru poblíž zátěže.

Pro reálný přístroj je nutné zajistit odolnost proti chybnému zapojení či úplnému odpojení snímacích vodičů – výstupní napětí by v žádném případě nemělo překročit nastavenou hodnotu více, než o několik voltů. Tuto rezervu je třeba zvolit s ohledem na maximální výstupní proud zdroje a maximální předpokládaný odpor přívodních vodičů a počítat s ní při konstrukci, neboť zvyšuje požadavky na svorkové napětí.

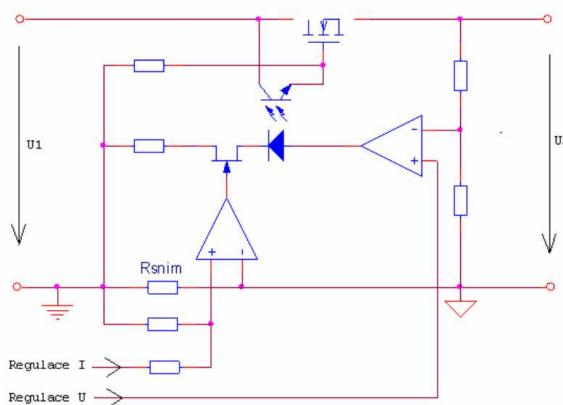
Také je vhodné, aby byl zdroj schopen fungovat i bez tohoto komplikovanějšího zapojení, které v drtivé většině praktických případů není nutné. I v tomto dvousvorkovém zapojení by měla být zajištěna dostatečná přesnost U_{out} a střídavé vlastnosti výstupu.

2.3.4 Příklady zapojení

Přímočaré řešení lineárního stabilizátoru této koncepce popisuje [8], schéma je na obr. 2.5.

V tomto zapojení jsou použity tři operační zesilovače. U1 ve spojení se Zenerovou diodou D8 vytváří referenční napětí, které je vedeno na dva potenciometry, P1 pro nastavení výstupního napětí a P2 pro nastavení proudového omezení. U2 plní funkci regulátoru napětí, U3 snímá výstupní proud pomocí rezistoru R7 a prostřednictvím diody D9 v případě překročení nastaveného I_{limit} ovlivňuje vstup U2.

Všechny tři zesilovače jsou v kladné větvi napájeny přímo ze vstupního nestabilizovaného napětí a pro správnou funkci s U_o v okolí nuly je pomocným usměrňovačem přivedeno



Obrázek 2.6. Řízení výkonového tranzistoru optočlenem, převzato z [10].

2.3.5 Shrnutí vlastností lineárního stabilizátoru

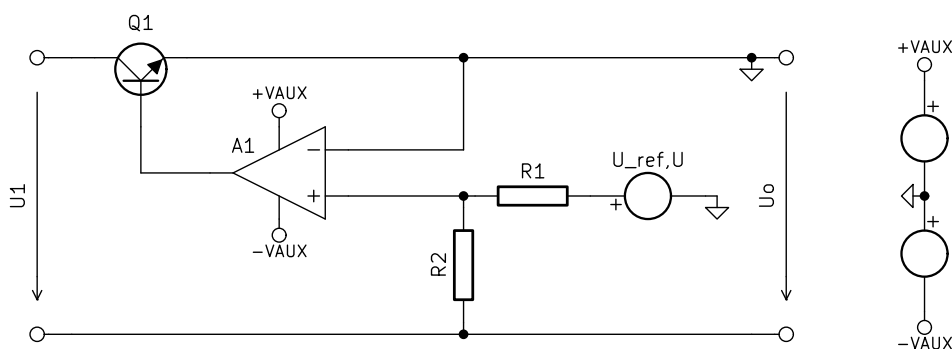
Vzhledem ke značnému zesílení v otevřené smyčce, danému A_0 použitých operačních zesilovačů, lze od takového stabilizátoru očekávat velmi nízký výstupní odpor v napěťovém režimu a dobré potlačení zvlnění z usměrňovače. Širokopásmový šum na výstupu bude způsoben především šumem operačních zesilovačů a případně zdrojem referenčního napětí.

Také rychlost reakce na změnu zátěže bude například ve srovnání se spínaným zdrojem velmi rychlá – zde záleží podle konkrétních podmínek na šířce pásma a případně rychlosti přeběhu OZ.

Celkově se lineární stabilizátory vyznačují dobrou kvalitou výstupního napětí za cenu nižší účinnosti, zvláště pokud je rozsah nastavení napětí velký. Je to způsobeno výkonovou ztrátou na sériovém regulačním prvku podle rovnice (2.1). Snížení této ztráty znamená přivést na vstup namísto konstantního U_1 napětí proměnné, sledující nastavení na výstupu, tedy zavedení preregulátoru.

2.4 Plovoucí lineární stabilizátor

Dříve uvedená řešení se vyznačovala omezeným výstupním napětím, které plynulo z maximálního výstupního napětí chybového zesilovače. Tuto překážku lze odstranit umístěním středu (symetrického) napájecího napětí tohoto zesilovače na výstupní potenciál zdroje. Společný nulový bod celého zapojení se tak přesune z výstupního záporného pólu na kladný, jak ukazuje obr. 2.7, pro zjednodušení zakreslený pouze s napěťovou zpětnou vazbou.



Obrázek 2.7. Plovoucí lineární stabilizátor.

2.4.1 Princip funkce

Zapojení vychází z myšlenky, že při normálním provozu zdroje v napěťovém režimu jsou zásahy zpětnovazebního řízení minimální - pokud je dostatečné proudové zesílení ve výstupním tranzistoru, má tento sám o sobě nízký výstupní dynamický odpor. I velká změna zátěže, pokud nedojde k proudovému omezení, vyžaduje pouze drobné zvýšení výstupního napětí chybového zesilovače, způsobené dynamickým odporem tranzistoru.

Nabízí se tedy možnost napájet zesilovač diferenčně pouze nižším napětím, odpovídajícím této střídavé složce a stejnosměrně jej posunout tak, aby v klidovém stavu měl na výstupu napětí právě ve středu svého napájecího rozsahu. Protože ve výkonovém prvku se nepředpokládá napěťové zesílení (zapojení se společným kolektorem, $A_U \approx 1$), vlastně jde o výstupní napětí zdroje U_o .

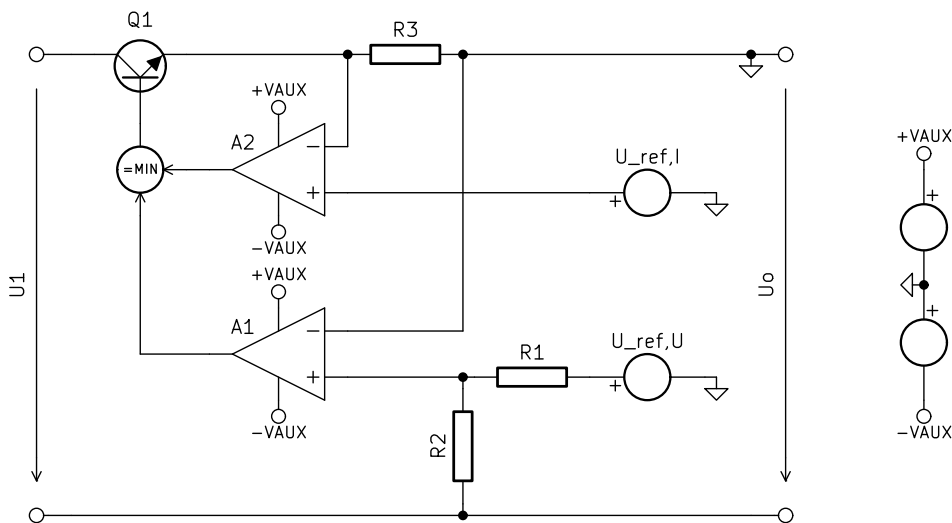
Pro odvození rovnice výstupního napětí bude nejprve uvažován ideální operační zesilovač s $A_0 \rightarrow \infty$ a bez vlivu napájecího napětí na rozsah výstupu. Záporná zpětná vazba je evidentně zavedena, neboť rostoucí výstupní napětí lze chápat jako klesající napětí na záporném uzlu (kladný je nyní nulovým uzlem), které přes rezistor R_2 působí protichůdně. Mezi vstupy operačního zesilovače je nulové napětí a také vstupní proudy jsou nulové. V uzlu mezi rezistory R_1 a R_2 je tedy 0 V a pro protékající proudy platí

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

$$U_o = U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{R_1} \quad (2.9)$$

Výstupní napětí je tedy opět určeno zpětnovazebním děličem a referenčním zdrojem napětí. Protože na obou vstupech je nulové napětí a na výstupu operačního zesilovače je U_{be} výkonového tranzistoru, je možné operační zesilovač napájet ze symetrického zdroje se středem v nulovém uzlu.

Zavedení proudového omezení vychází z řešení v původní verzi stabilizátoru; do výstupního obvodu je ve vhodném místě zařazen snímací rezistor a druhý operační zesilovač porovnává úbytek napětí na tomto rezistoru s referencí. Vzhledem k tomu, že nulovým uzlem obvodu je nyní kladná výstupní svorka, snímací rezistor bude v tomto případě v kladné větvi.



Obrázek 2.8. Plovoucí lineární stabilizátor s proudovým omezením.

Pro výstupní proud za předpokladu proudového omezení (uzavřená zpětná vazba u A2) platí

$$I_o = \frac{U_{\text{ref},I}}{R_3} \quad (2.10)$$

Pokud je nulový uzel přímo spojen s kladnou výstupní svorkou, zapojení podává očekávané výsledky pouze v případě, že regulační tranzistor Q1 má nekonečné proudové zesílení, tedy má nulový bázevý proud I_b . I pro tento proud musí být uzavřena smyčka, která je tvořena jedním z pomocných zdrojů, operačním zesilovačem A2, tranzistorem Q1 a snímacím odporem R3 – přičítá se tedy do zpětnovazebního napětí aniž by skutečně tekla do zátěže.

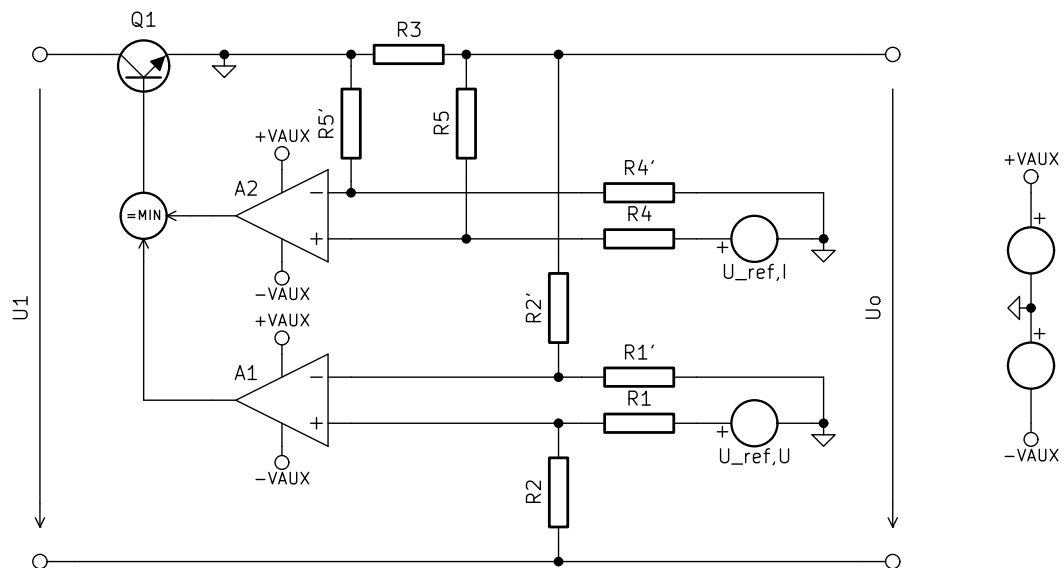
Z tohoto pohledu je vhodnější přesunout nulový uzel přímo na emitor Q1, referenční zdroje však musí stále zůstat na potenciálu kladné výstupní svorky. To v praxi není bez dalších opatření proveditelné, neboť referenční zdroje mají vlastní spotřebu, která by měla stejný efekt jako dříve $I_b, Q1$. Lze využít napěťový sledovač, který na jejich záporné póly dodá pouze kopii výstupního napětí, napájen je však ze vstupu stabilizátoru.

Pro toto jednoduché zapojení by musel být přenos sledovače přesně roven jedné, čemuž se však lze vyhnout použitím rozdílového zapojení, popsáno v dalších odstavcích.

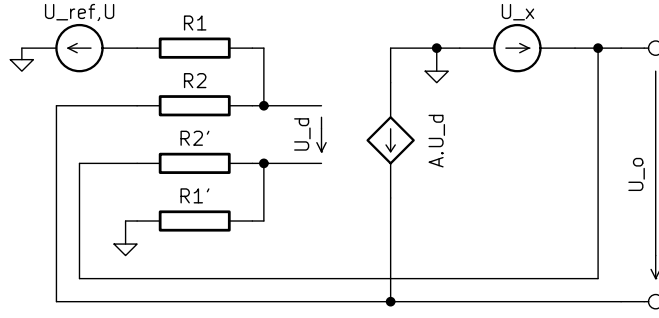
Je nutné podotknout, že ne všechny programy pro simulaci elektronických obvodů zcela přesně popisují chování výstupu operačního zesilovače. Standardní SPICE model operačního zesilovače počítá na výstupu se zdrojem napětí, který má zápornou svorku připojenou do nulového bodu a výstupní proud tedy **neteče přes napájecí svorky**. Tuto skutečnost je nutné mít při analýze plovoucích obvodů na paměti – pokud není nulový uzel zvolen vhodně, simulace nemusí odpovídat skutečnosti.

2.4.2 Úprava pro externí zpětnou vazbu

Chybové zesilovače lze využít pro odečtení napětí mezi výstupem a nulovým uzlem (úbytek na R3) přidáním dalších rezistorů, jak ukazuje obr. 2.9. Oba referenční zdroje tak mohou být teoreticky na libovolném potenciálu, pokud není překročen rozsah vstupního napětí operačních zesilovačů.



Obrázek 2.9. Plovoucí lineární stabilizátor upravený pro vzdálené snímání.



Obrázek 2.10. Náhradní lineární obvod rozdílového zapojení.

Pro odvození vztahu pro výstupní napětí U_o bude použit náhradní lineární obvod na obr. 2.10.

Řízený zdroj reprezentuje proudově posílený výstup operačního zesilovače s rozdílovým zesílením A_d , který je připojen na výstupní svorky stabilizátoru. Kladná svorka je nulovým uzlem pro celé zapojení. Napětí U_x reprezentuje úbytek na snímacím rezistoru R_3 nebo obecně jakýkoliv rozdíl napětí mezi výstupem stabilizátoru a zátěží (například vliv přírodních vodičů).

Vztah mezi rozdílovým napětím zesilovače a výstupním napětím je:

$$U_d = \frac{U_o + U_x}{A_d} \quad (2.11)$$

Pro rozdílové napětí dle principu superpozice platí:

$$U_d = U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - A_d U_d \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_x \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} \quad (2.12)$$

Za předpokladu rovnosti

$$R'_1 = R_1 \quad \text{a} \quad R'_2 = R_2 \quad (2.13)$$

lze dosadit z (2.11) a upravit:

$$\frac{U_o + U_x}{A_d} = U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - (U_o + U_x) \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_x \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.14)$$

$$U_o \left(\frac{1}{A_d} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_x \frac{1}{A_d} \quad (2.15)$$

$$U_o = U_{\text{ref,U}} \frac{A_d R_2}{A_d R_1 + R_1 + R_2} - U_x \frac{R_1 + R_2}{A_d R_1 + R_1 + R_2} \quad (2.16)$$

Pro ideální zesilovač platí $A_d \rightarrow \infty$ a tudíž pro U_o

$$U_o = \lim_{A_d \rightarrow \infty} \left(U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{\frac{R_1 + R_2}{A_d} + R_1} - U_x \frac{R_1 + R_2}{A_d R_1 + R_1 + R_2} \right) \quad (2.17)$$

$$= U_{\text{ref,U}} \frac{R_2}{R_1} \quad (2.18)$$

Napětí U_x je zcela potlačeno a vzorec pro výstupní napětí je stejný, jako pro původní zapojení (2.9). Analogicky lze odvodit i vztah pro nastavení proudového omezení:

$$I_o = U_{\text{ref,I}} \frac{1}{R_3} \frac{R_5}{R_4} \quad (2.19)$$

Zpětnovazební vstupy jsou po této úpravě pro oba bloky symetrické a umožňují snímat obě veličiny i v místě odděleném od vlastního stabilizátoru. Toho lze výhodně využít například pro realizaci svorek pro vzdálené snímání napětí.

2.5 Preregulátory

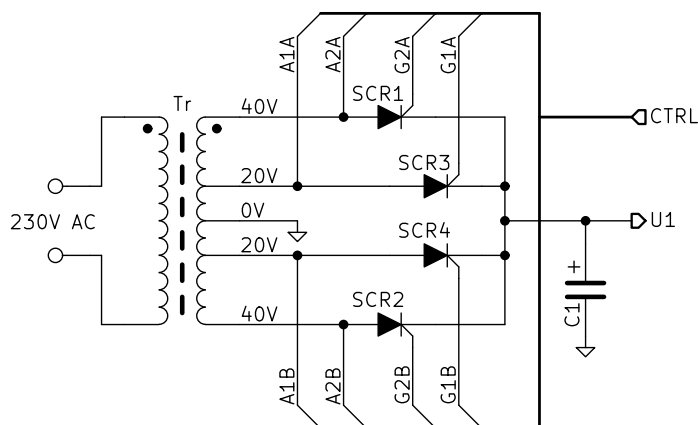
Preregulátory jsou obvody, které umožňují snížit ztrátu na lineárních prvcích tím, že automaticky přizpůsobují jejich napájecí napětí aktuální potřebě. Lze je sestavit mnoha způsoby, z nichž některé jsou prezentovány v této části.

2.5.1 Preregulátor s přepínáním odboček transformátoru

V případě, že je možné, či přímo žádoucí použít transformátor se železným jádrem, nejjednodušší variantou preregulátoru je přepínání odboček na jeho sekundární straně. Tento způsob regulace je bezztrátový a umožňuje optimalizovat vinutí – pro nízká napětí a vyšší proud vinout silnějším drátem a naopak.

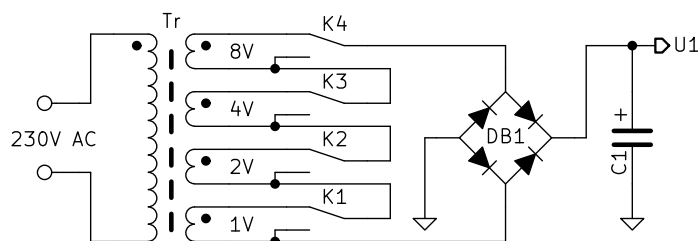
Přepínání odboček lze realizovat buď elektromechanicky pomocí sady relé, nebo polovodičově s použitím tyristorů či triaků. K řízení těchto spínačů slouží například tradiční analogový obvod s komparátory, řízený dle výstupního napětí, jak popisuje [11]. Modernější variantou řídicího obvodu může být malý mikrokontrolér vybavený A/D převodníkem. Přepínací úroveň pak lze stanovit flexibilněji, mohou mít definovanou hysterezi a v neposlední řadě bude mít preregulátor celkově menší počet součástek.

Ideové schéma preregulátoru s přepínáním odboček je na obr. 2.11. Jde o dvojnásobný řízený dvoucestný usměrňovač. Tyristory lze spínat proudem tekoucím do řídicí elektrody G, tedy například optočlenem zapojeným mezi anodu a řídicí elektrodu.

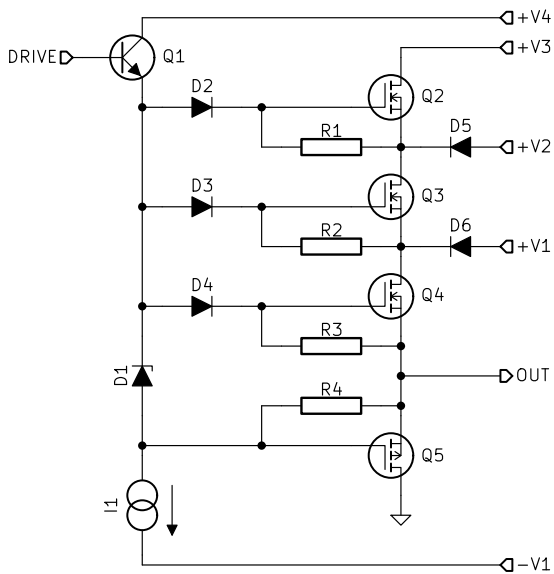


Obrázek 2.11. Preregulátor s přepínáním odboček transformátoru.

Místo přepínání odboček je možné použít také sériové řazení vinutí o napětích odpovídajících řádům binárního kódu (1 V, 2 V, 4 V, atd.). S použitím $\log_2 n$ spínačů a vinutí lze vytvořit napětí 1 V až $(n - 1)$ V s jednotkovým krokem, ideálním pro digitální řízení (obr. 2.12).



Obrázek 2.12. Preregulátor s binárním vinutím.



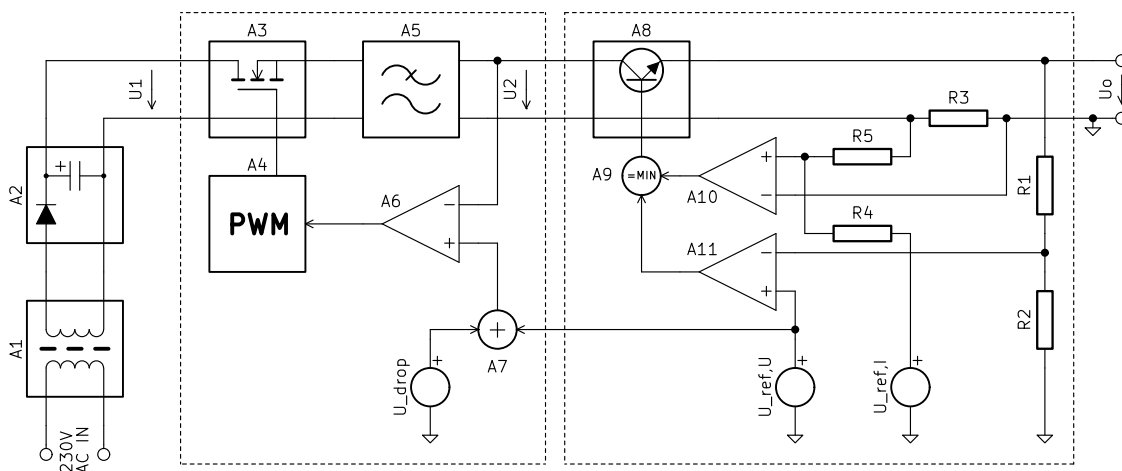
Obrázek 2.13. Výkonová část lineárního stabilizátoru dle [12].

Preregulátory založené na přepínání vinutí transformátoru představují poměrně přímočarou cestu ke snížení ztrátového výkonu na sériovém regulačním prvku v lineárním regulátoru. Velkou výhodou je jejich spolehlivost a robustnost – transformátory i síťové usměrňovače lze při dobrém chlazení krátkodobě přetížít až několikanásobkem jmenovitých parametrů.

Jejich společnou nevýhodou je potřeba komplikovaného sekundárního vinutí s odbočkami nebo přímo s oddělenými sekcemi. Takové transformátory nejsou v běžných typových řadách obvyklé a může být nutná jejich zakázková výroba, která celý přístroj prodražuje. Pokud je cílem co nejmenší a nejlehčí zařízení, proti jejich použití hovoří i hmotnost a rozměry.

2.5.2 Preregulátor se spínaným měničem na malém napětí

Některé nevýhody hrubých preregulátorů z předchozí kapitoly lze vyřešit použitím snižujícího spínaného měniče. Použitím spínaného preregulátoru vznikne často používané třístupňové zapojení zdroje, jehož blokové schéma je na obr. 2.14.



Obrázek 2.14. Třístupňový napájecí zdroj se síťovým transformátorem a spínaným preregulátorem.

Alternativou k explicitnímu přepínání odboček je zapojení lineárního stabilizátoru inspirované zesilovačem třídy G/H. Vyznačuje se kaskádovým řazením několika výkonových tranzistorů, které jsou napájeny z několika současně dostupných napěťových hladin. Proud teče pouze větvi s nejbližším vyšším napětím, tranzistory směrem k výstupu jsou v triodové oblasti a mají minimální ztráty. Preregulátor je tak přímo „integrován“ do lineárního stabilizátoru.

Příklad velmi zdařilé konstrukce využívající tento princip, navíc s efektivním synchronním usměrňovačem, je popsán v [12], principiální schéma z této práce převzaté je na obr. 2.13.

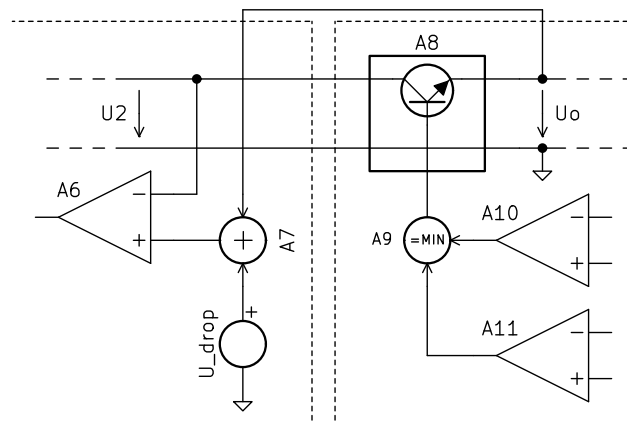
Síťový transformátor má pouze jedno sekundární vinutí navržené tak, aby napětí U_1 za transformátorem bylo dostatečně vysoké s ohledem na minimální průběžné napětí lineárního stabilizátoru U_{drop} a případné rezervy na spínaném preregulátoru (například omezením maximální střídavé sepnutí D_{max}), tedy

$$U_1 \geq (U_o + U_{\text{drop}}) \frac{1}{D_{\text{max}}} \quad (2.20)$$

Spínaný preregulátor toto napětí dále bezeztrátově snižuje na U_2 , které je již přivedeno do lineárního stabilizátoru. Řízení tohoto výstupního napětí lze odvodit přímo od nastaveného výstupního napětí dle obr. 2.14; spínaný preregulátor je pak v podstatě nezávislý blok, který lokálně stabilizuje své výstupní napětí na

$$U_2 = U_o + U_{\text{drop}} \quad (2.21)$$

Toto řešení má však nevýhodu při provozu lineárního stabilizátoru v režimu konstantního proudu; na sériovém regulačním prvku je v tomto případě úbytek napětí o velikosti až U_2 při zkratu na výstupu a tedy i příslušný ztrátový výkon. Lepší variantou je řízení výstupního napětí spínaného preregulátoru tak, aby bylo na lin. stabilizátoru konstantní U_{drop} , podle obr. 2.15.



Obrázek 2.15. Řízení preregulátoru na konstantní U_{drop} .

Ztrátový výkon na lin. stabilizátoru je pak závislý jen na výstupním proudu,

$$P_D = I_o U_{\text{drop}} \quad (2.22)$$

Třístupňové řešení je téměř optimální z hlediska účinnosti celého zařízení – jednoduchý síťový transformátor i moderní snižující spínaný zdroj pro malé napětí mají účinnost běžně přes 85 % a ztráty na lineárním prvku jsou rovněž nejmenší možné. Nevýhodou zůstává hmotnost a rozměry transformátoru a také vyšší složitost celého zapojení, které může mít problémy se stabilitou, neboť obsahuje několik vnořených zpětnovazebních smyček.

2.5.3 Síťový spínaný preregulátor

Pro zmenšení rozměrů a hmotnosti celého zařízení proti dříve popsaným konstrukcím lze samozřejmě využít na místě preregulátoru i spínaný zdroj napájený přímo z elektrické sítě. Vybrat lze z několika topologií, jejichž společnou vlastností musí být galvanické oddělení vstupního a výstupního obvodu. Liší se především výkonovým rozsahem, pro které je jejich použití vhodné a efektivní. Velmi detailní popis každé z nich je uveden v [13], pro účely této práce je v kap. 2.6 vybráno jen několik variant, přicházejících pro tento účel v úvahu.

Hlavní výhodou této koncepce je nahrazení síťového transformátoru impulsním s podstatně lepším poměrem výkonu k rozměrům a hmotnosti.

2.6 Spínané měniče

Spínané měniče patří mezi moderní konstrukční bloky přítomné prakticky ve všech současných elektronických zařízeních, umožňující téměř bezeztrátový přenos výkonu mezi dvěma stejnosměrnými obvody při širokém rozsahu napětí na vstupu i výstupu. V této kapitole bude vysvětlen princip funkce a popsány vlastnosti některých spínaných měničů, které mohou nalézt uplatnění v laboratorním napájecím zdroji.

Princip jejich činnosti obecně spočívá v generování vysokofrekvenčního proudu, který může být transformován, je opět usměrněn a vyhlazen. Při vysokých frekvencích je možné snížit potřebné indukčnosti a kapacity ve filtrech i při velkých výkonech. Vysoká účinnost je dána provozem všech prvků ve spínacím režimu, kdy jsou na nich minimální ztráty.

Výhodou je i značná variabilita. Existuje velké množství různých topologií, vhodných pro různé aplikace – napětí lze snižovat, zvyšovat, bezeztrátově plynule regulovat ve značném rozsahu. Výstupní napětí bývá inherentně stabilizované. Galvanické oddělení vstupního a výstupního obvodu je volitelné.

K nevýhodám spínaných měničů patří horší kvalita výstupního napětí s vyšším zvlněním a širokopásmovým šumem. Protože se v obvodech vyskytují vysokofrekvenční napětí a proudy se značným obsahem harmonických, mohou být zdrojem všech složek elektromagnetického rušení. Výhody však obvykle převažují, a proto spínané měniče vytlačily klasické konstrukce téměř ve všech aplikacích, kde nejsou kladeny extrémní nároky na kvalitu napájení.

2.6.1 Součásti spínaných měničů

Spínaný měnič musí vždy obsahovat tyto tři základní součásti:

- **Spínač**, obvykle fyzicky realizovaný spínacím tranzistorem typu MOSFET, IGBT nebo historicky i běžným bipolárním tranzistorem. Jeho úkolem je vytvářet v obvodu přechodové děje, na kterých je založen přenos výkonu. Za neřízený spínač je možné považovat i usměrňovací diodu.

Ideální spínač se nachází vždy v jednom ze dvou mezních stavů; buď je sepnutý, kdy je na něm nulové napětí a protéká plný proud, nebo je rozepnutý, je na něm plné napětí a proud neprotéká. Jelikož ztrátový výkon je roven součinu těchto dvou veličin, je zřejmé, že ideální spínač je bezeztrátový.

Reálný spínač se těmto charakteristikám pouze blíží – tranzistory MOSFET mají v sepnutém stavu (triodové oblasti) odporovou charakteristiku (parametr $R_{ds,on}$), bipolární tranzistory včetně IGBT se vyznačují saturačním napětím $U_{ce,sat}$, dioda má propustné napětí U_F . Nepatrný protékající proud lze naměřit i u rozepnutých tranzistorů a především diod v závěrném směru, jeho vliv je však ve spínaných měničích většinou zanedbatelný.

- **Akumulační prvek**, který dodává výkon do zátěže v případě, že je přerušen tok ze vstupu. Je možné jej realizovat kapacitou nebo ve většině měničů indukčností.

Kapacitní měniče se nazývají *nábojové pumpy* a jsou vhodné pouze pro velmi malé výstupní proudy. Na druhou stranu nevyžadují rozměrné indukčnosti a lze je plně integrovat na čipu společně s logickými obvody; příkladem použití jsou paměti EEPROM, které vyžadují pro programování buněk zvýšené napětí [??].

Měniče s indukčností lze navrhnout pro téměř libovolný výkon – od desetin až jednotek W pro nejmenší přístroje po kW v průmyslu.

- **Výstupní filtr**, který odstraňuje vysokofrekvenční složku protékajícího proudu. Může být realizován pouhým kondenzátorem, v případě větších požadavků na kvalitu výstupního napětí II-filtrem typu C-L-C.

Výkonové ztráty ve spínaných měničích mají dvě hlavní složky:

- **Statické ztráty** vznikají samotným průchodem proudu přes obvodové prvky v ustáleném stavu. Jsou úměrné efektivní hodnotě (RMS) protékajícího proudu.
- **Dynamické ztráty**, jejichž příčinou jsou přechodové děje uvnitř aktivních součástek během spínání a rozpínání – patří sem nabíjení vstupní kapacity MOSFET, vliv Millerova jevu, závěrné zotavení diody, pokud jde o klasickou diodu s přechodem P-N a také ztráty v magnetickém obvodu cívek a transformátorů. Jsou úměrné pracovní frekvenci.

2.6.2 Magnetické prvky ve spínaných měničích

Protože spínané měniče typicky pracují při frekvenci v řádu stovek kHz až jednotek MHz, indukčnosti v nich jsou ve srovnání s klasickými 50Hz obvody relativně malé, obvykle v řádu μH . Pro snížení potřebného počtu závitů a tím i odporových ztrát, omezení rušivého magnetického pole a zlepšení magnetické vazby mezi vinutími v transformátorech a vícenásobných cívkách se používají magnetické obvody, sestavené většinou z prefabrikovaných feritových či železoprachových dílů, souhrnně zvaných magnetická jádra.

Ferit je ferrimagnetický materiál, skládající se z velkého množství navzájem izolovaných a špatně elektricky vodivých zrn. Počáteční permeabilita μ_i je poměrně vysoká, řádově tisíce – záleží na konkrétním materiálu a jeho účelu použití. Vysoký je i měrný elektrický odpor, řádově stovky Ωcm . Špatná elektrická vodivost a práškové složení omezuje ztráty vířivými proudy. Saturační magnetická indukce B_{sat} je naopak poměrně nízká, typicky do 500 mT.

Hustota energie magnetického pole je dána vztahem

$$w_m = \frac{1}{2}BH = \frac{1}{2\mu_0\mu_r}B^2 \quad (2.23)$$

Vzhledem k vysoké permeabilitě μ_r a nízké indukci B_{sat} je zřejmé, že do feritových magnetických obvodů nelze uložit větší množství energie – jádro se snadno přesytí, diferenciální permeabilita a následně indukčnost cívky pak prudce klesá.

Pro **cívky** jako akumulární prvky ve spínaných měničích se proto do magnetického obvodu vkládá část, která má sice menší permeabilitu, ale vysokou (nebo nekonečnou) saturační indukci. Tímto médiem je v nejjednodušším případě vzduch ve *vzduchové mezeře*, pro lepší mechanickou stabilitu lze použít i plast nebo jiný nemagnetický materiál. Železoprachová jádra jsou složena z magnetických zrn izolovaných nemagnetickým plnidlem, vzduchová mezera je tedy rozprostřena v celém objemu jádra.

U **transformátorů**, které energii pouze předávají z jednoho elektrického obvodu do druhého je naopak snaha o co nejmenší magnetický odpor jádra nebo ekvivalentně o co nejmenší akumulaci magnetické energie – je nutné ji mezi pracovními cykly z jádra odvést, aby nedošlo k přesycení.

Při návrhu konstrukce vinutí je nutné věnovat pozornost správnému uspořádání magnetického pole, neboť zásadně ovlivňuje rozložení proudu. Magnetické pole má tendenci minimalizovat svoji celkovou energii – energetickou hustotu dle (2.23) a celkový objem.

Z hlediska tepelných ztrát ve vinutí má velmi významný vliv skinefekt – zjednodušeně řečeno, vysokofrekvenční proud má v plném vodiči tendenci téci pouze v omezené hloubce, neboť ze středu jej vytlačuje indukčnost vodiče. Míru tohoto jevu vyjadřuje veličina zvaná hloubka průniku d_{pen} , která je definována jako hloubka pod povrchem vodiče, kde je proudová hustota e -krát nižší, než na povrchu. Její velikost je

$$d_{\text{pen}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (2.24)$$

kde ρ je měrný elektrický odpor materiálu, μ_r jeho relativní permeabilita a f pracovní frekvence. Dosazením materiálových konstant pro měď [18], která je prakticky výhradně používaným materiálem pro konstrukci vinutí, vychází

$$d_{\text{pen,Cu}} = \frac{76}{\sqrt{f}} \text{ mm} \quad (2.25)$$

Skin efekt lze omezit použitím Litzova vodiče, spleteného z mnoha tenkých, vzájemně izolovaných drátků. Vinutí s malým počtem závitů (často zároveň pro velké proudy) je možné provést z měděného pásu.

Obečné zásady pro dobré uspořádání pole mezi vinutími jsou tyto: [16]

- Nepoužívat **vícevrstvá vinutí**. Vlivem efektu blízkosti (*proximity effect*) vznikají ve vrstvách protichůdné proudy, které zvyšují tepelné ztráty. Je výhodnější vytvořit vinutí jednovrstvé a široké – v tomto ohledu jsou vhodná ETD jádra, která mají tvar okénka přizpůsobený této skutečnosti.
- **Paralelně řazená vinutí** musí mít shodné magnetické pole. Není přípustné paralelně spojovat vrstvy s různou radiální vzdáleností od středu; vnitřní má nejmenší indukčnost a VF proud jím bude protékat nejvíce. Toto pravidlo platí i pro Litzův vodič, proud bude protékat především žilami blízko středu jádra.
- **Prokládání primárních a sekundárních vinutí** je třeba provést tak, aby magnetický „zdroj“ byl co nejbližší „zátěži“ a byl s ní spojen co nejtěsněji. Například sekundární vinutí je vhodné z obou stran symetricky obklopit primárním.
- Stejně pravidlo platí pro **vzduchovou mezeru**. Pokud je v jádře přítomna v diskrétní formě, musí být obklopena vinutím, tudíž umístěna ve středním sloupcu. Mezery ve vnějších sloupcích jsou nevhodné z důvodu úniku pole a možného magnetického rušení okolních obvodů. Jestliže je vzduchová mezera rozprostřená (železoprachové, obvykle toroidní jádro), musí být i vinutí rovnoměrně rozprostřeno po celém jádře.

Výpočet celkových ztrát ve vinutí se započtením všech vlivů je poměrně obtížný a provádí se numericky nebo podle empirických vzorců a grafů. [16].

2.6.3 Definice pojmů

Pro studium funkce spínaných měničů je vhodné definovat několik veličin a pojmů, které usnadní orientaci. Terminologie je převzata z [13].

- **Poměr sepnutí spínače** D , vyjadřující relativní délku **nabíjecí části periody** k její celkové délce:

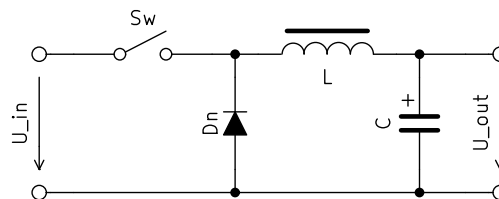
$$D = \frac{\tau_{\text{on}}}{T} \quad (2.26)$$

- **Proud pracovní indukčnosti** i_L je obvodová veličina, která má ve spínaných měničích zásadní význam, neboť odpovídá aktuálnímu množství energie uložené v akumulační nebo pracovní indukčnosti. Přenos výkonu měničem se realizuje změnami tohoto proudu.
- **Propustný měnič** je takový měnič, u něž v jisté části pracovní periody existuje přímá výkonová cesta ze vstupu na výstup. Ta nemusí být nutně tvořena galvanickým spojením a průtokem proudu – je možná i přes transformátor. Část výkonu ze vstupu může být ukládán do akumulačního prvku.
- **Blokující měnič** neobsahuje žádnou přímou výkonovou cestu ze vstupu na výstup, veškerý předaný výkon je v určitém čase uložen v akumulačním prvku. Blokující a propustná cesta se může vyskytovat i zároveň v jediném měniči.
- **Spojité režim**, při kterém proud pracovní indukčnosti i_L nikdy neklesá na nulu. V čase se tedy střídá nabíjení a vybíjení akumulačního prvku, neexistuje žádná klidová část cyklu.

- **Nespojitý režim**, při kterém je po určitou dobu $i_L = 0$ A a měnič nepředává žádný výkon. Výstupní napětí obvodu je udržováno jen kondenzátorem. Tato část periody bude nazývána **neaktivní**.

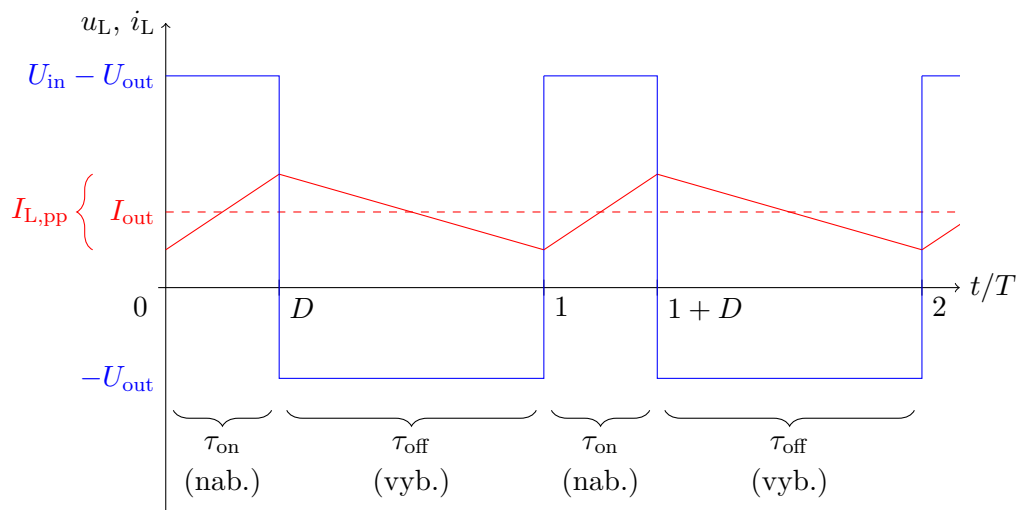
2.6.4 Snižující spínaný měnič („Buck“)

Měnič typu „Buck“ představuje nejjednodušší topologii spínaného měniče s indukčností. Principiální zapojení je na obr. 2.16.



Obrázek 2.16. Snižující propustný spínaný měnič.

Skládá se ze spínače SW , cívky L , výstupního kondenzátoru C a diody D , obvykle typu Schottky. Funkce obvodu spočívá v periodickém spínání SW . Průběhy obvodových veličin na cívce zachycuje obr. 2.17.



Obrázek 2.17. Průběhy napětí a proudu na cívce ve spjitém režimu.

Během nabíjecí části periody je SW sepnut a proud teče ze vstupu přes cívku do zátěže a výstupního kondenzátoru. Pro napětí na kapacitoru platí rovnice

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(\tau) d\tau + u_C(0) \quad (2.27)$$

Jestliže je kapacita C dostatečně velká, lze napětí na něm považovat za téměř konstantní. Indukčnost je tedy připojena mezi dva uzly se stálým napětím (U_{in} a U_{out}) a podle rovnice pro induktor

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d\tau + i_L(0) \quad (2.28)$$

protékající proud lineárně roste. Energie se ukládá do magnetického pole cívky.

Po rozpojení spínače SW v čase $t = \tau_{on}$ je přerušeno tok proudu ze zdroje. Protože však proud indukčností musí být spojitý, uzavře se přes diodu D . Její propustné napětí U_F je

v ideálním případě nulové; cívka se sama stává zdrojem napětí, připojeným mezi nulový uzel a výstup. Protože napětí $u_C = U_{\text{out}}$ je považováno za konstantní, i_L opět lineárně klesá.

Pokud platí podmínka

$$I_{\text{out}} \geq I_{L,\text{pp}}/2, \quad (2.29)$$

proud cívkou i_L neklesne během celé periody na nulu, měnič je ve spojitém režimu. Protože je jeho střední hodnota $I_L = I_{\text{out}}$ konstantní, musí dle (2.28) platit také

$$\int_{(T)} u_L(t) dt = 0 \quad (2.30)$$

což lze vzhledem k předchozímu přepsat jako

$$(U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) \tau_{\text{on}} = U_{\text{out}} \tau_{\text{off}} \quad (2.31)$$

Z této rovnice je možné vyjádřit vztah pro U_{out} ve spojitém režimu:

$$\begin{aligned} (U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) DT &= U_{\text{out}}(1 - D)T \\ U_{\text{out}} &= DU_{\text{in}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Je zřejmé, že výstupní napětí měniče lze z pohledu řízení ovlivnit změnou časování spínače, buď změnou frekvence, nebo změnou D , tedy pulsně-širokovou modulací.

Pokud podmínka (2.29) není splněna, přechází měnič do nespojitého režimu, kdy je rovnice pro výstupní napětí podstatně složitější [13]:

$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}} \frac{1}{1 + \frac{2I_{\text{out}}L}{D^2TU_{\text{in}}}} \quad (2.33)$$

Na rozdíl od (2.32) nyní výstupní napětí závisí také na výstupním proudu a indukčnosti L , a to navíc nelineárně. Z hlediska řídicích obvodů je tedy vhodné se nespojitému režimu pokud možno vyhnout a provozovat měnič s dostatečnou předzátěží, která sice snižuje účinnost, ale zlepšuje stabilitu výstupního napětí.

Rozkmit proudu $I_{L,\text{pp}}$ se mění s časováním spínače (D , T) a také se vstupním napětím U_{in} . Z (2.28) lze odvodit:

$$I_{L,\text{pp}} = \Delta i_L = \frac{(U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) DT}{L} = \frac{U_{\text{in}}(D - D^2) T}{L} \quad (2.34)$$

Maximum tohoto výrazu nastává, pokud

$$\begin{aligned} \frac{d}{dD}(D - D^2) &= 0 \\ 1 - 2D &= 0 \\ D &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.35)$$

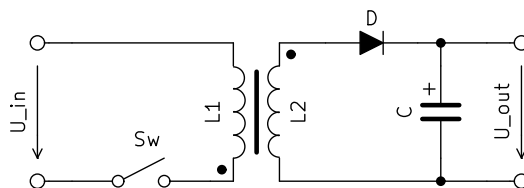
a zároveň U_{in} je maximální (perioda T je konstantní). Z těchto podmínek pak lze po dosazení z (2.29) vyjádřit indukčnost L_{min} :

$$L_{\text{min}} = \frac{U_{\text{in,max}} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{4}\right) T}{2I_{\text{out,min}}} = \frac{U_{\text{in,max}} T}{8I_{\text{out,min}}} \quad (2.36)$$

Cívka s touto indukčností zajistí, že měnič neopustí spojitý režim, pokud je odebrán proud alespoň $I_{\text{out,min}}$.

2.6.5 Blokující jednočinný měnič („Flyback“)

Ze všech galvanicky izolovaných topologií je tento typ měniče nejjednodušší, principiální schéma je na obr. 2.18.



Obrázek 2.18. Blokující měnič typu Flyback.

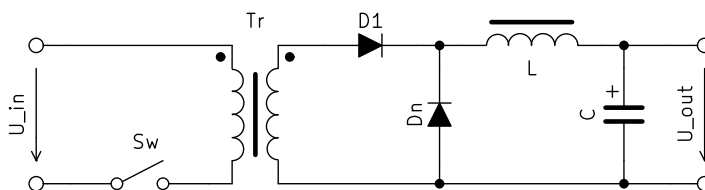
Je odvozen z jednočinného invertoru, který v jedné části pracovní periody ukládá energii do magnetického obvodu cívky, ve druhé je pak druhou polovinou obvodu odvedena do výstupu s opačnou polaritou. Výkon neprochází přímo ze vstupu na výstup, proto se měnič nazývá blokující.

Rozdělením jedné cívky na dvě s magnetickou vazbou je možné dosáhnout galvanického oddělení obou obvodů, poměr závitů pak umožňuje optimalizovat časování spínače při velkém rozdílu napětí. Je přitom lhostejné, zda je na „sekundární“ straně malé napětí a velký proud, nebo naopak – jde o zdroj konstantního výkonu. Tato vlastnost je společná všem blokujícím měničům. Dvojitou cívku v tomto případě nelze nazvat transformátorem, protože jde o akumulaciční prvek.

Jeho velkou výhodou je sloučení funkce akumulacičního a galvanicky izolujícího prvku, což má příznivý vliv na zástavbové rozměry a cenu měniče. Velmi často se s ním lze setkat ve spotřební elektronice, nabíječkách přenosných zařízení a podobně. Současně však tato vlastnost výrazně omezuje výkonový rozsah, pro který je použitelný – přibližně do 150 W v závislosti na rozměrech a magnetických vlastnostech jádra cívky [17].

2.6.6 Propustný jednočinný měnič („Forward“)

Tato topologie spínaného měniče je odvozena od již diskutovaného typu Buck z kapitoly 2.6.4. Vznikne zařazením impulsního transformátoru mezi spínač a zbytek obvodu, jak je naznačeno na obr. 2.19.



Obrázek 2.19. Propustný měnič typu Forward.

Princip funkce je shodný s galvanicky spojenou verzí, jen vstupní proud je transformován v transformátoru Tr, jehož poměr závitů je dalším faktorem v rovnici pro výstupní napětí:

$$U_{\text{out}} = \frac{N_s}{N_p} D U_{\text{in}} \quad (2.37)$$

Tato rovnice opět platí pouze v ustáleném stavu a za předpokladu spojitého režimu, tedy dostatečného výstupního proudu. V případě nespojitého režimu se zdroj chová analogicky se svým předobrazem.

K výpočtu L_{min} byl již odvozen vztah (2.36), který je po korekci U_{in} převodem p platný i pro měnič s transformátorem:

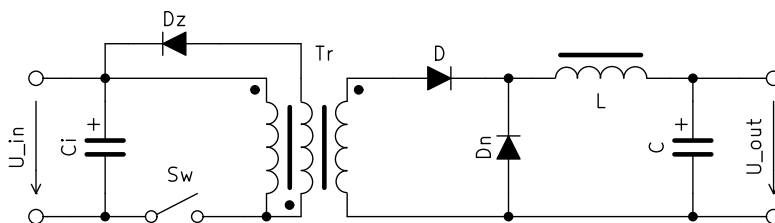
$$\frac{L_{\text{min}}}{8pI_{\text{out,min}}} = U_{\text{P,max}} T \quad (2.38)$$

Transformátor Tr zde na rozdíl od měniče Flyback v ideálním případě neakumuluje energii. Primární i sekundární vinutí jsou orientována stejně a magnetický tok by se měl v ideálním případě uzavřít pouze mezi nimi. V reálném transformátoru se však projevují parazitní složky indukčnosti vinutí:

- **Rozptylová složka**, která je způsobena nedokonalou magnetickou vazbou mezi vinutím a jádrem, případně mezi vinutími navzájem. Projevuje se v sérii s vinutím.
- **Magnetizační složka**, která reprezentuje magnetizaci jádra – změnu magnetické indukce vlivem přiloženého napětí.

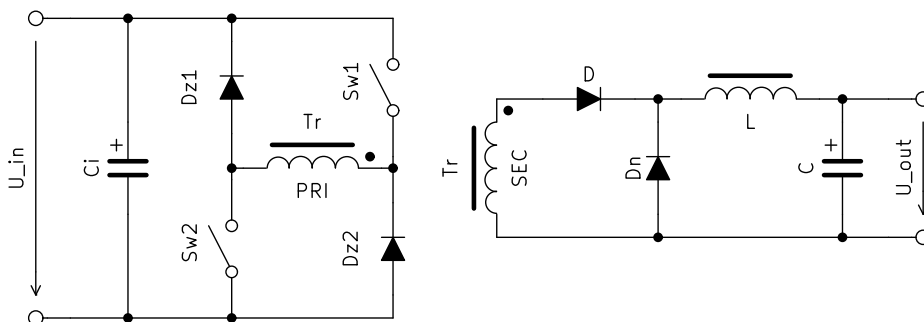
Energii, která je uložena v těchto parazitních prvcích, je nutné pravidelně odvádět, jinak by indukce postupně dosáhla saturační velikosti B_{sat} . Toto *nulování* jádra lze provádět různými způsoby.

Často používaná varianta je pomocné rekuperační vinutí s rychlou diodou D_n (obr. 2.20), které umožňuje vracet přebytek zpět do vstupního kondenzátoru C_i – tento způsob je téměř bezztrátový. Nulovací obvod se chová jako blokující měnič s napětím vyšším, než je vstupní, což umožňuje zpětný tok výkonu.



Obrázek 2.20. Nulování jádra transformátoru rekuperační diodou.

Třetímu vinutí transformátoru se lze vyhnout použitím můstkového zapojení se dvěma spínači podle obr. 2.21. Oba se spínají zároveň a předávají výkon v propustném směru. Diody v blokujícím směru vrací rekuperovanou energii do kondenzátoru C_i .



Obrázek 2.21. Propustný měnič se dvěma spínači.

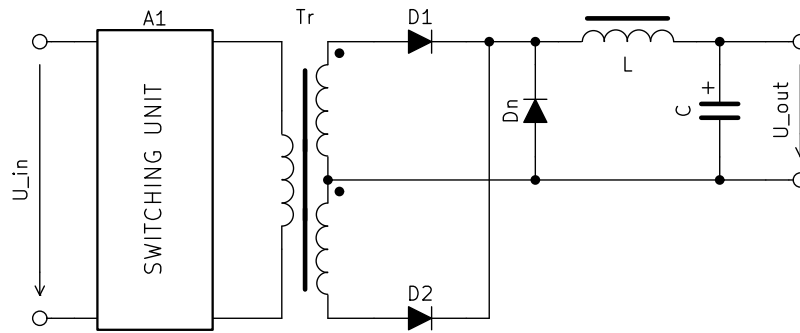
Výhodou této topologie spínaného měniče je podstatně vyšší dosažitelný výkon ve srovnání s Flybackem, nevýhodou je potřeba samostatné tlumivky, která může být rozměrově zcela srovnatelná s transformátorem, zvláště při nižší pracovní frekvenci měniče a vyšším výstupním napětí.

Měnič Forward je vhodné použít pro výkon cca od 50 W do 500 W [17].

2.6.7 Dvojčinný měnič

Pro spínané měniče vyšších výkonů je vhodné použít dvojčinnou topologii podle zapojení na obr. 2.22.

Jedná se v principu o dva měniče typu Forward, které mají společnou pracovní indukčnost, výstupní filtr a transformátor a přitom pracují v protitaktu. Každý tak využívá jeden



Obrázek 2.22. Dvojitý propustný měnič.

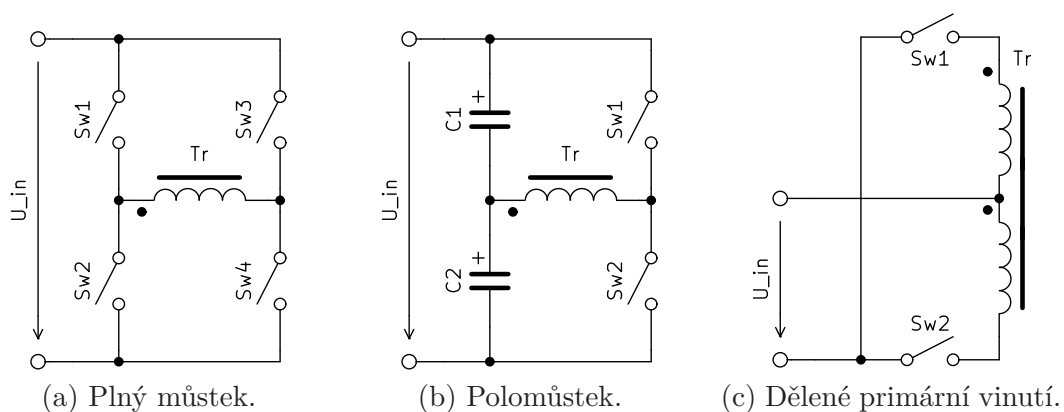
směr magnetizace transformátoru. Ve srovnání s jednočinným měničem má dvojitý tyto výhody:

- Efektivní pracovní frekvence se po usměrnění zvýší na dvojnásobek. Stačí tedy nižší indukčnost cívky a kapacita kondenzátoru, nebo lze na druhou stranu snížit hodinový kmitočet PWM a snížit tak dynamické ztráty.
- Pracovní rozkmit magnetické indukce transformátoru se rovněž zvýší na dvojnásobek, lze využívat intervalu $(-B_{\text{sat}}, B_{\text{sat}})$. Pro stejný výkon měniče stačí menší jádro, neboť je lépe využito.
- Odpadá nutnost nulování jádra, dochází k němu přirozeně zápornou půlperiodou.

Nevýhodou je celkově složitější zapojení. Na sekundární straně transformátoru jsou celkem tři diody a samotné sekundární vinutí musí mít vyvedenou střední odbočku. Té se lze vyhnout použitím můstkového usměrňovače, ale za cenu dvojnásobné ztráty na diodách.

Pokud mají obě sekundární vinutí dobrou vzájemnou magnetickou vazbu a nízký stejnosměrný odpor, lze vypustit diodu Dn. Během vybíjecí části pracovní periody teče proud přes obě diody D1 a D2 a magnetický tok vinutím se vyruší; indukčnost klesne na nulu a vinutí se projevuje pouze svým odporem.

Podstatně složitější je zapojení primární strany, ve schématu 2.22 reprezentované blokem A1. Do primárního vinutí je třeba dodávat napětí obou polarit, jsou tedy nutné alespoň dva spínače. Existují varianty s plným můstkem, polomůstkem, případně i s děleným primárním vinutím, jak je naznačeno na obr. 2.23.



Obrázek 2.23. Varianty řešení primární strany dvojitého měniče.

Měniče s **plným můstkem** se používají pro velmi vysoké výkony až v řádu kW. Spínače pracují ve dvojicích, Sw1 a Sw4 pro jednu polaritu, Sw2 a Sw3 pro druhou. Na primárním vinutí je tak generován obdélníkový průběh napětí s amplitudou U_{in} . Časování spínačů musí být přesně symetrické, nesymetrie by způsobila stejnosměrnou složku proudu primárním vinutím, která by dříve nebo později jádro přesytila (chybí zde nulovací obvod);

tento jev se v literatuře nazývá *flux walking*. [17]. Řešení spočívá ve vložení vazebního kondenzátoru do série s primárním vinutím (musí být patřičně dimenzován zejména na impulsní proudy, které mohou být velmi vysoké), nebo v případě nižších výkonových nároků použitím polomůstku.

Polomůstek využívá kapacitní dělič k vytvoření uzlu na potenciálu polovičního výstupního napětí. Pokud mají kondenzátory dostatečnou kapacitu, je z hlediska jedné periody napětí v tomto uzlu stabilní a na primární vinutí je tedy střídavě přiváděna polovina vstupního napětí v obou polaritách. Pokud by nastala nesymetrie v časování spínačů, projeví se jako posun středního bodu k jednomu ze vstupních pólů. V případě kondenzátorů dimenzovaných na plné vstupní napětí, což je nutné i z hlediska možných rozdílů ve svodových proudech, nepředstavuje tato situace zásadní problém, pokud není nesymetrie příliš velká. Spínače v polomůstku jsou zatěžovány polovičním napětím a dvojnásobným proudem, než u plného můstku.

Varianta s **děleným primárním vinutím** je méně obvyklá především z důvodu složitější konstrukce transformátoru. Její vlastnosti jsou obdobné jako u plného můstku, vyžaduje však pouze dva spínače, které spínají k zápornému pólu vstupního napětí, což usnadňuje jejich řízení. Nevýhodou je požadavek na dvojnásobné závěrné napětí.

Kapitola 3

Konstrukční část

V této kapitole bude popsán konkrétní postup při konstrukci přístroje v souladu s požadavky z kap. 2.1 při využití vhodných konstrukčních bloků popsaných v předchozích částech.

3.1 Koncepce přístroje

3.1.1 Výkonová cesta

Pro dosažení vysoké kvality výstupního napětí je třeba použít lineární stabilizátor jako výstupní blok. Napěťový rozsah 0 V – 50 V neumožňuje jednoduchý stabilizátor s operačními zesilovači dle kap. 2.3, bude tedy nutné jej sestavit buď z diskretních součástek, nebo jako plovoucí dle kap. 3.4. Obě varianty byly zvažovány a jsou jim věnovány kapitoly 3.3 a 3.4.

Protože je požadován i poměrně vysoký výstupní proud a výkon, je nutností použití preregulátoru. Nejmenší ztrátový výkon na lineárním stabilizátoru umožňuje preregulátor řízený úbytkem napětí U_{drop} dle kapitoly 2.5.2, napájený buď z transformátoru z ocelových plechů nebo přímo síťový spínaný měnič dle kapitoly 2.5.3. Odhad požadovaného výkonu pro řízení na konstantní U_{drop} je s využitím rovnice (2.22)

$$P_{\text{PR,out}} = P_{\text{o,max}} + P_{\text{D}} = P_{\text{o,max}} + U_{\text{drop}} I_{\text{o,max}} \quad (3.1)$$

a po dosazení hodnot $P_{\text{o,max}}$, $I_{\text{o,max}}$ z kap. 2.1 a předpokládané $U_{\text{drop}} = 5 \text{ V}$

$$P_{\text{PR,out}} = 200 + 5 \cdot 5 \text{ W} = 225 \text{ W} \quad (3.2)$$

Příkon jednoho kanálu při předpokládané účinnosti preregulátoru pro plný výkon $\eta_{\text{min}} = 80 \%$ je tedy

$$P_{\text{PR,in}} = \frac{P_{\text{PR,out}}}{\eta_{\text{min}}} \approx 280 \text{ W} \quad (3.3)$$

Lze říci, že pro libovolnou koncepci preregulátoru je návrhová hodnota jeho výkonu alespoň 250 W na kanál. Například česká firma *Tronic* nabízí tyto velikosti konvenčních transformátorů:

Provedení	výkon [VA]	rozměry [mm]	hmotnost [kg]
toroidní	300	$\varnothing 126 \times 76$	3,1
toroidní	600	$\varnothing 158 \times 80$	5,5
EI 96/59	270	$96 \times 114 \times 90$	3,5
EI 150/66	550	$150 \times 154 \times 135$	9,7
EI 150/92	800	$150 \times 180 \times 135$	13,5

Tabulka 3.1. Nabídka transformátorů fy *Tronic*. [19] [20]

Vzhledem ke značné hmotnosti a rozměrům transformátorů požadovaných výkonů bude použit síťový spínaný měnič vhodné galvanicky oddělené topologie. Vysoký výstupní výkon diskvalifikuje měnič typu Flyback, na výběr tedy zůstává jednočinný či dvojčinný měnič. Pro první hovoří jednodušší konstrukce s menším počtem součástek, pro druhý lepší využití jádra transformátoru i tlumivky, tedy teoreticky menší zástavbové rozměry. Zvolen byl měnič dvojčinný a podrobným návrhem se zabývá kap. 3.5.

3.1.2 Analogová a digitální regulace

Lineární stabilizátor má z principu funkce analogovou zpětnou vazbu. Pro digitální řízení je dle kap. 2.3 nejvhodnější proměnné referenční napětí, které dodává D/A převodník s potřebným rozlišením. Stabilizátor je tudíž samostatně funkční blok, který pouze přijme prostřednictvím registru D/A převodníku požadovanou hodnotu výstupního napětí a proudu.

Spínaný zdroj lze proti tomu řídit i plně digitálně, pomocí speciálního mikrokontroléru či DSP. Takovou konstrukcí se zabývá [13], kde byly identifikovány i jisté výhody proti tradičnímu analogovému řízení, v tomto případě především flexibilita při zvládnání poruchových stavů (přetížení, zkrat na výstupu). Protože je preregulátor řízen podle výstupního napětí lineárního stabilizátoru, nabízelo by se i digitální propojení těchto bloků jako součást zpětné vazby.

Pro funkci preregulátoru je nutná spolehlivá a především rychlá reakce na změny podmínek na výstupu zdroje, aby byl minimalizován ztrátový výkon na lineárním prvku, zejména při přechodu do proudového režimu při velkém výstupním proudu. Protože softwarová zpětná vazba s sebou vždy nese riziko chyby programu či jeho nepředvídatelné ovlivnění například komunikačním subsystémem a jsou zde zkušenosti s rušením A/D převodníku vysokofrekvenčními proudy ve spínaném obvodu [13], byla nakonec zvolena varianta čistě analogového řízení preregulátoru vhodným specializovaným integrovaným obvodem.

Tímto způsobem vzniká koncepce výkonové cesty jako v podstatě autonomního analogového bloku, který je řízen pouhými dvěma D/A převodníky, nastavujícími referenční napětí lineárního stabilizátoru. Zpět k digitálnímu řízení mohou být hlášeny informace jako skutečné výstupní napětí a proud, přechod do proudového režimu, různé chybové stavy apod.

3.1.3 Kalibrace parametrů

Výkonová část každého kanálu má dva nastavovací parametry – kódy D/A převodníků. Převodní funkce mezi kódem D/A převodníku a skutečným napětím či proudem na výstupu je daná napětím pevné reference převodníku a ziskem zpětnovazební cesty. Obě tyto veličiny mají jmenovitou hodnotu vycházející ze jmenovitých hodnot použitých součástek. Každá součástka má však rovněž specifikovanou toleranci, ve které se skutečná hodnota s určitou pravděpodobností nachází. Mohou se také projevit různé nelinearity. Obdobná situace nastává i pro opačný převod při měření výstupních veličin.

Z tohoto důvodu lze skutečné koeficienty převodní funkce předvídat pouze jako náhodné veličiny s rozptylem. Pro ověření souladu se specifikací pro konkrétní kus je nutná **kalibrace**, čili srovnání s dostatečně kvalitním standardem, a v případě odchylky následná **korekce**, neboli úprava převodní funkce tak, aby byla specifikace splněna. Standard použitý pro korekci by měl být pokud možno metrologicky nezávislý na standardu pro (re)kalibraci.

Korekční data je nutné uchovávat ve spojitosti s konkrétním modulem či přístrojem. Obvyklé řešení spočívá v umístění nonvolatilní paměti (např. typu EEPROM) na příslušný modul se součástkami kritickými pro přesnost. Řídicí systém po zapnutí přístroje načte korekční hodnoty a na jejich základě pak průběžně počítá konkrétní kódy D/A převodníků pro uživatelem zadané výstupní parametry nebo převádí kódy A/D převodníků na skutečné napětí a proud. Je možné tato data ukládat i centrálně pro celý přístroj, nicméně v případě výměny modulu nebo kritické součástky je pak vždy nutná korekce.

Pro řízení jednoho kanálu zdroje je vhodné vytvořit (alespoň logickou) řídicí strukturu, která reprezentuje tento kanál navenek a její rozhraní používá skutečná napětí a proudy, které se mají nastavit, resp. které byly naměřeny na výstupu. Z konstrukčního hlediska

lze pro tento účel vyhradit samostatný mikroprocesor, který bude prostřednictvím sériové komunikační linky propojen s centrálním řízením. Bude tak zajištěn minimální nutný počet přechodů přes bariéru galvanického oddělení kanálů a centrálního řízení.

3.1.4 Uživatelské rozhraní přístroje

Návrh uživatelského rozhraní přístroje na jeho předním panelu musí respektovat ergonomické požadavky pro snadnou a přímočarou obsluhu – čím častěji je možné předpokládat použití dané funkce, tím snadněji je přístupná.

Při používání napájecího zdroje uživatel zejména nastavuje výstupní napětí a proud a zapíná/vypíná výstupy. Zdroj naopak informuje o nastaveném a skutečném výstupním napětí a proudu a zda je v napěťovém nebo proudovém režimu. Těmito funkcím je vhodné vyhradit jednoúčelové ovládací prvky – rotační enkodéry a tlačítka, pro zobrazení buď samostatné displeje, nebo pevné místo na displeji společném.

Pokud je nutné zadávat číselné hodnoty ve velkém rozsahu a případně různých jednotkách (například výstupní výkon VF generátoru v mW nebo dBm), lze použít numerickou klávesnici nebo adaptivní rotační enkodér. Nevýhodou je nutnost volby a indikace významu těchto ovladačů v daném okamžiku – ovládání není tak přímočaré.

Zcela nevhodné je zadávání těchto základních údajů prostřednictvím grafického displeje se systémem menu a kurzorových tlačítek. Tyto prvky však lze využít pro přístup k méně často používaným parametrům a funkcím, jako je například volba výstupních svorek nebo nastavení parametrů komunikace pro dálkové ovládání. Na grafickém displeji lze rovněž průběžně signalizovat aktuální stav přístroje a doplňující údaje o výstupu (např. špičkový proud nebo okamžitý výkon).

Z předchozího vyplývá tento seznam ovládacích prvků předního panelu přístroje:

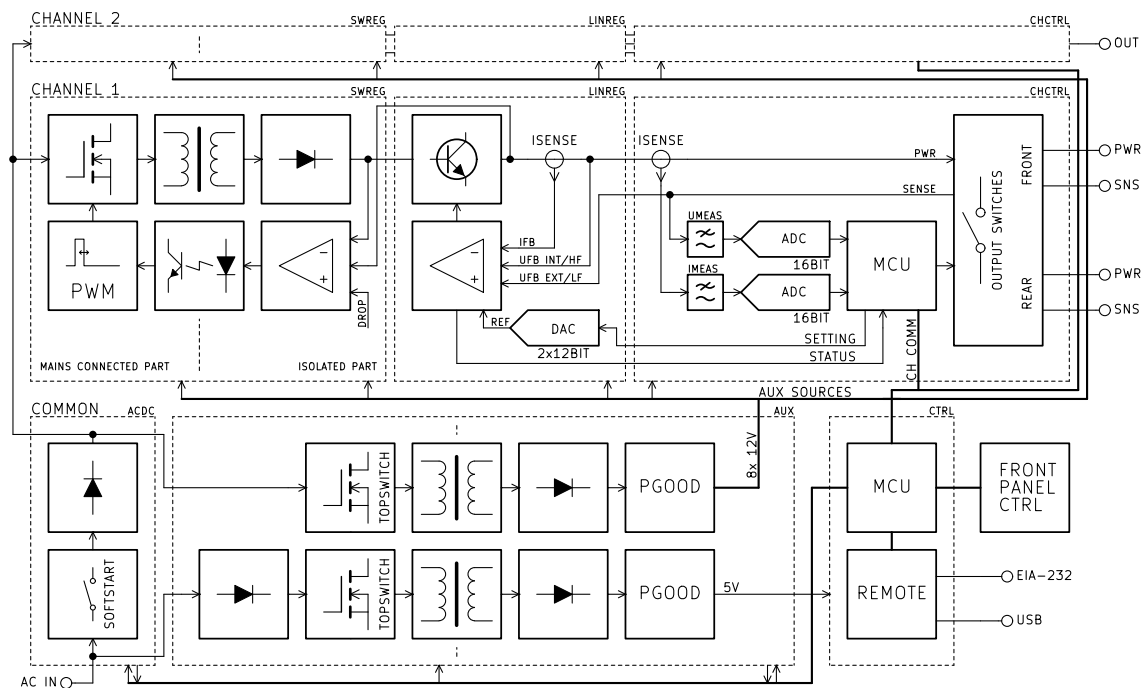
- tlačítko Standby/ON s indikační LED
- pro každý kanál samostatně:
 - rotační enkodéry pro nastavení U_o a I_o
 - LED displeje pro zobrazení skutečného U_o a I_o
 - tlačítko ON/OFF s indikační LED
 - indikátor proudového režimu
- grafický LCD displej
- sada kurzorových tlačítek

3.2 Blokové schéma zdroje

Na základě předchozích úvah lze za použití teoreticky představených součástí již sestavit blokové schéma zdroje, které je ve zjednodušené formě na obr. 3.1, se všemi detaily v příloze A. Přístroj lze logicky rozdělit na tři základní části: dva výkonové kanály a skupinu společných modulů. Každý z modulů má svůj zkrácený interní název, který bude nadále pro zjednodušení používán namísto opisu jeho funkce.

3.2.1 Výkonový kanál

Spínaný preregulátor SwReg je napájen vysokým stejnosměrným napětím z usměrněné sítě a jeho výstup je regulován na konstantní U_{drop} na lineárním stabilizátoru. Primární strana obsahuje kapacitní polomůstek včetně budiče výkonových tranzistorů, PWM modulátor a EMI filtr zabráňující šíření rušivých VF proudů dále do přístroje. Sekundární strana se skládá z usměrňovače, výstupního filtru a zpětnovazebního obvodu, který prostřednictvím optočlenu ovlivňuje modulátor na primární straně.



Obrázek 3.1. Zjednodušené blokové schéma zdroje.

Lineární stabilizátor LinReg se skládá z výkonové a regulační části, která má několik vstupů:

- referenční napětí dodávané dvojicí D/A převodníků (U_{set} , I_{set}),
- výstupní proud i_o pro proudovou zpětnou vazbu,
- vysokofrekvenční složku výstupního napětí, která je snímána přímo na výstupu modulu a je rozhodující pro stabilitu a dynamické parametry, a
- nízkofrekvenční složku výstupního napětí, která může být snímána i vzdáleně a určuje statické parametry zdroje – přesnost výstupního napětí U_o a stejnosměrný výstupní odpor zdroje R_o .

Výstupem regulační části je řídicí signál pro výkonovou část a také indikace stavu pro řídicí jednotku. Výkonová část, sestavená z diskretních součástí, podmiňuje dvoukvadrantovou charakteristiku zdroje. Digitální rozhraní modulu je z důvodu rozdílu potenciálů opticky oddělené.

Kanálová řídicí jednotka má celkem tři části. Obsahuje **měřicí rozhraní**, které snímá skutečné parametry U_o a I_o na výstupu zdroje. Oběma převodníkům jsou předřazeny potřebné filtry pro zajištění korektního měření z hlediska vzorkovací věty, podrobně jsou popsány v kap. 3.6.

Volbu výstupních svorek a odpojení výstupu při vypnutí kanálu provádí několik relé **výstupního bloku**. Lze zvolit výstup do předních, zadních nebo obou párů svorek; snímání napětí je buď lokální na předních svorkách, nebo prostřednictvím předních či zadních snímacích svorek.

Řízení všech bloků jednoho výkonového kanálu zajišťuje **kanálový mikroprocesor**. Pro komunikaci s nadřazeným blokem (centrální řídicí jednotkou) je k dispozici opticky oddělené duplexní sériové rozhraní. Navíc je zvláště veden signál KILL, který umožňuje přímé zablokování výstupních relé v případě zjištění závady či výpadku napájení přístroje.

3.2.2 Společné moduly

Usměrněné síťové napětí pro oba moduly SwReg vytváří **společný modul usměrňovače ACDC**. Vzhledem ke kapacitnímu charakteru můstků je zařazen obvod měkkého startu

z NTC termistorem, který omezuje proudový náraz při zapnutí. Oddělení usměrňovače do samostatného modulu umožňuje budoucí implementaci aktivní kompenzace účinniku (PFC).

Napájení všech modulů zajišťuje **zdroj pomocných napětí Aux**. Obsahuje dva spínané měniče; první, který je trvale pod napětím, napájí centrální řídicí jednotku napětím 5 V. Druhý má celkem osm galvanicky oddělených výstupů s napětím 12 V pro potřeby ostatních modulů, které jsou k dispozici pouze při zapnutí přístroje.

Centrální řídicí jednotka Ctrl obsahuje hlavní řídicí mikrokontrolér a řadu rozhraní pro připojení periférií – všech ovládacích prvků předního panelu, podřízených jednotek ChCtrl. Dále jsou na tomto modulu umístěny dva kontroléry ovládacích rozhraní: sériového portu dle EIA-232 a USB.

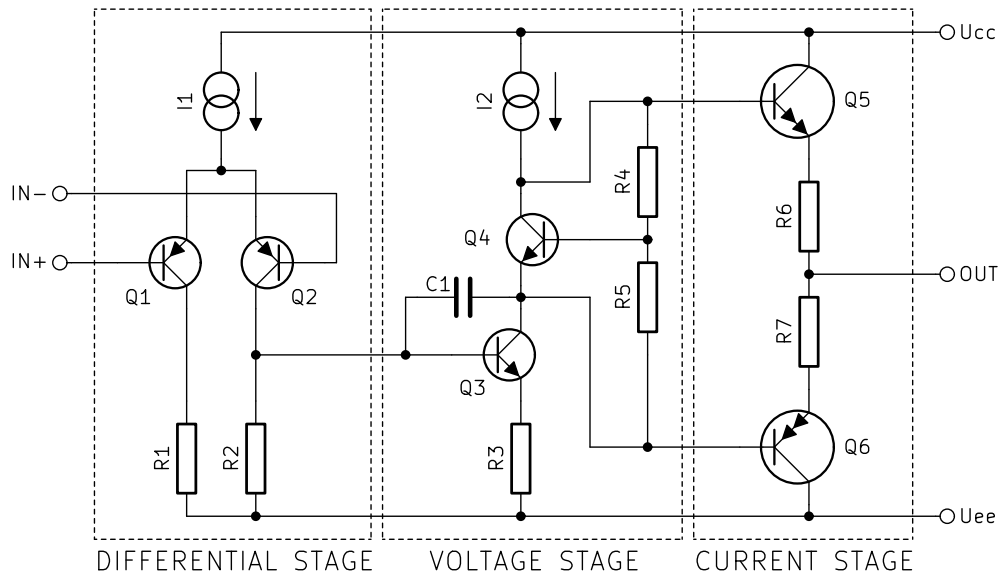
3.3 Lineární stabilizátor - diskretní varianta

Během vývoje výkonové cesty bude postupováno od konstrukčně nejnáročnějších bloků k jednodušším. První místo zaujímá lineární stabilizátor, který je nejdůležitější pro vysokou kvalitu výstupního napětí, jaká je očekávána od precizního laboratorního zdroje.

Jednou z možností, jak tento blok realizovat s ohledem na požadované napětí, proud a dvoukvadrantovou charakteristiku je konstrukce sestavená čistě z diskretních součástek. Inspiraci lze hledat u stejnosměrně vázaných zapojení výkonových (audio)zesilovačů, které v podstatě plní velmi podobný účel. Příklad takové konstrukce lze nalézt například v [21–22].

3.3.1 Výkonový operační zesilovač

Ideové schéma výkonového operačního zesilovače je na obr. 3.2.



Obrázek 3.2. Diskretní výkonový operační zesilovač.

Klasický napěťový operační zesilovač se skládá ze tří základních částí:

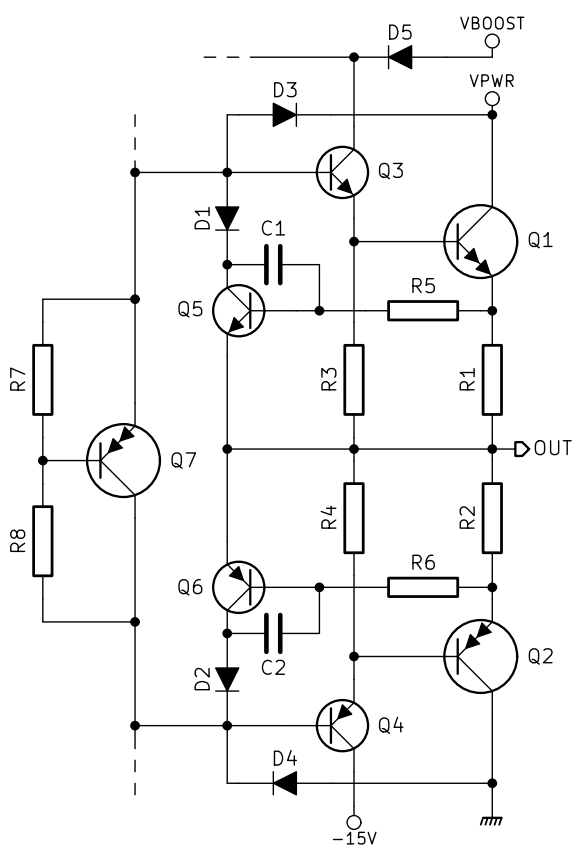
- **Diferenční stupeň**, který poskytuje první základní vlastnost operačního zesilovače, dva shodné napěťové vstupy s ideálně nulovým vstupním proudem. Zesiluje se rozdílové napětí mezi těmito vstupy, souhlasné je naopak maximálně potlačeno. Je typicky realizován diferenčním párem tranzistorů (Q1 a Q2) napájeným z proudového zdroje (I1). Pro celosymetrické zapojení je zdvojený.

- **Napěťový stupeň**, též rozkmitový, dominantně určuje druhou základní vlastnost OZ, vysoké napěťové zesílení v otevřené smyčce A_0 . Principiálně jde o tranzistor v zapojení se společným emitorem (Q3), pracující do aktivní zátěže I2. Pro zvýšení výstupního odporu a tím i zesílení lze použít kaskodu. V celosymetrickém zapojení pracují dva napěťové stupně proti sobě – jsou si vzájemně zátěží. Frekvenční kompenzaci zesilovače poskytuje kondenzátor C1.
- **Proudový stupeň** neboli výstupní buffer, který zajišťuje dostatečný výstupní proud. Obvykle je zapojen jako symetrický emitorový sledovač (Q5 a Q6). Pro odstranění přechodového zkreslení v okolí nulového výstupního napětí bývá provozován ve třídě AB, tedy s klidovým proudem nastaveným pomocí „zesílené diody“ Q4 a rezistorů R4 až R7.

Diskrétní konstrukce se proti realizaci na čipu v jistých ohledech liší. Některá zapojení, jako například diferenční tranzistorový pár nebo proudové zrcadlo, vyžadují shodné tranzistory, jejichž přechody mají navíc stejnou teplotu. Lze využít tranzistorových dvojic či přímo polí, případně alespoň vybrat z většího množství kusů potřebný počet se shodnou vstupní charakteristikou a součástky na plošném spoji umístit co nejbližší k sobě. Celkově je však vhodnější na jejich shodnost příliš nespolehat a například proudové zrcadlo v diferenčním stupni nahradit rezistory i za cenu snížení zisku tohoto stupně. Všechny polovodičové přechody jsou tak linearizovány a jsou méně závislé na teplotě.

3.3.2 Proudový stupeň

Celkové schéma proudového stupně stabilizátoru je na obr. 3.3.



Obrázek 3.3. Proudový stupeň stabilizátoru.

Návrh proudového stupně spočívá především ve výběru vhodných výkonových tranzistorů. Protože je od zdroje požadován poměrně velký výstupní proud $I_o = 5 \text{ A}$ a proudový zesilovací činitel β_F je u tranzistorů s tímto kolektorovým proudem typicky menší než 100, je nutné použít Darlingtonovo zapojení se dvěma nebo třemi tranzistory.

Proudový stupeň nesmí nadměrně zatěžovat předchozí napěťový zesilovač s aktivní zátěží. Jeho zesílení je dáno výstupní vodivostí obou tranzistorů a vstupním odporem R_{in} proudového stupně. Darlingtonovo zapojení pro společný kolektor transformuje zatěžovací odpor R_z na R_{in} přibližně v poměru celkového proudového zesílení [23]:

$$R_{in} \approx R_z \beta^n \quad (3.4)$$

kde n je počet kaskádovaných tranzistorů.

Jako výstupní tranzistory budou použity typy MJ11016 (NPN) a MJ11015 (PNP).

Jde o výkonové typy v Darlingtonově zapojení s dostatečným $U_{CE,max} = 120 \text{ V}$ a $I_{C,max} = 30 \text{ A}$. Maximální výkonová ztráta $P_{D,max} = 200 \text{ W}$ je podpořena pouzdem TO-3, které má vynikající tepelné vlastnosti a vzhledem k celkové konstrukci by mělo

být relativně odolné proti krátkodobému tepelnému přetížení. Proudový zesilovací činitel je minimálně $\beta_F = 1000$ při $i_C = 20$ A. [24]

Pro další zlepšení R_{in} je zařazen třetí pár budících tranzistorů, Q3 typu MJE340 a Q4 typu MJE350, které jsou svými parametry, především $U_{CE} = 300$ V, vhodné pro aplikace s vyšším napětím. [25] Proudové zesílení $\beta_F = 50 - 100$.

Napájení tranzistoru Q3 vyžaduje vyšší napětí, než je výstup preregulátoru U_1 (ve schématu VPWR), aby byl schopen dostatečně otevřít Q1 – napětí U_{boost} , které musí rovněž vytvořit preregulátor, případně pomocný zdroj. Na druhou stranu pro malá U_{out} , kdy je i U_{boost} nízké, by nastaly problémy především v napěťovém stupni. Proto je budící tranzistor a napěťový stupeň napájen volitelně z U_{boost} nebo pomocného zdroje 15 V přes diody D5 a D6 (viz následující část).

3.3.2.1 Ochranné obvody

Proudový stupeň by měl také obsahovat ochranné obvody, které brání zničení výkonových tranzistorů. Jedná se především o ochranu proti proudovému přetížení, tepelnému přetížení (překročení P_D) a také před druhým průrazem (*secondary breakdown*), což je jev nastávající při vyšším napětí u_{CE} a je charakterizován lokálním přehříváním P-N přechodu, který vede až ke zkratu mezi kolektorem a emitorem. Souhrnně jsou tyto omezující podmínky nazývány *safe operating area*, zkratka SOA.

Integrované stabilizátory často obsahují velmi sofistikované ochranné obvody, které je činí v běžném provozu velmi spolehlivými, například řada 7800 obsahuje kompletní SOA i tepelnou ochranu [6]. Jelikož se v tomto případě předpokládá použití preregulátoru, který nepřipustí dlouhodobé výkonové přetížení tranzistoru, jediným nebezpečím zůstává tvrdý zkrat na výstupu.

Ochrana proti zkratu podle obr. 3.3 využívá rezistorů v emitorech. Úbytek napětí na nich je úměrný I_o a umožňuje řídit pomocný tranzistor Q5. Jakmile je dosaženo $U_{BE} \approx 0,65$ V, Q5 se otevírá a odvádí proud z báze Q3, čímž omezuje I_o . Toto pevné proudové omezení je mnohem rychlejší, než jakákoli zpětná vazba přes celý operační zesilovač a účinně chrání tranzistor Q1.

Analogické zapojení je použito i ve druhé polovině proudového stupně, která je zodpovědná za II. kvadrant V-A charakteristiky. Protože dle kap. 2.2.2 je požadován jen omezený záporný proud I_o , je odpor snímacího rezistoru větší než pro kladnou polovinu a omezuje mnohem dříve. Tranzistor Q2 je pak ztrátový prvek, na kterém se případný vstupní výkon mění v teplo. Provoz ve II. kvadrantu se předpokládá pouze krátkodobě pro vybití kapacity připojené k výstupu – přístroj není dimenzován pro použití jako aktivní zátěž.

Pro výpočet hodnot rezistorů $R1$ a $R2$ je nutné stanovit meze, kdy má rychlé proudové omezení zasáhnout. S ohledem na požadovaný $I_{o,max} = 5$ A je zvolen $I_{fast,Q1} = 8$ A. Pro ochranu Q2 je požadován $I_{fast,Q2} = 1,5$ A, který pro plné výstupní napětí $U_{o,max} = 50$ V odpovídá maximálnímu tepelnému výkonu 75 W.

$$R_1 = \frac{U_{BE,Q5}}{I_{fast,Q1}} = \frac{0,65}{8} = 0,08125 \Omega \quad (3.5)$$

Analogicky pro R2:

$$R_2 = \frac{U_{BE,Q6}}{I_{fast,Q2}} = \frac{0,65}{1,5} = 0,43 \Omega \quad (3.6)$$

Rezistory musí být v provedení pro výkon alespoň 5 W. Z dostupných řadových hodnot byly zvoleny $R_1 = 82$ m Ω a $R_2 = 0,47$ Ω .

3.3.2.2 Nastavení klidového proudu

Precizní funkce lineárního stabilizátoru v okolí nulového napětí vyžaduje zavedení klidového proudu do koncového stupně. Dosahuje se toho vložením vhodného stejnosměrného

předpětí U_{bias} mezi báze výstupních tranzistorů, pro které platí:

$$U_{\text{bias}} = \sum_n U_{\text{BE}} + I_{\text{bias}} (R_1 + R_2) \quad (3.7)$$

U_{BE} se u křemíkových tranzistorů mění s teplotou přechodu s koeficientem $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, mají tedy tendenci se s teplotou otevírat. Tento efekt částečně odstraňuje proudová zpětná vazba emitorových odporů, pro bezpečnou funkci je však nutná teplotní stabilizace. Dosahuje se jí snímacím tranzistorem Q7 s odporovým děličem R7/R8 dle obr. 3.2.

Q7 je Darlingtonova typu, má velké β_F a dělič R7/R8 je možné považovat za nezatížený. Platí:

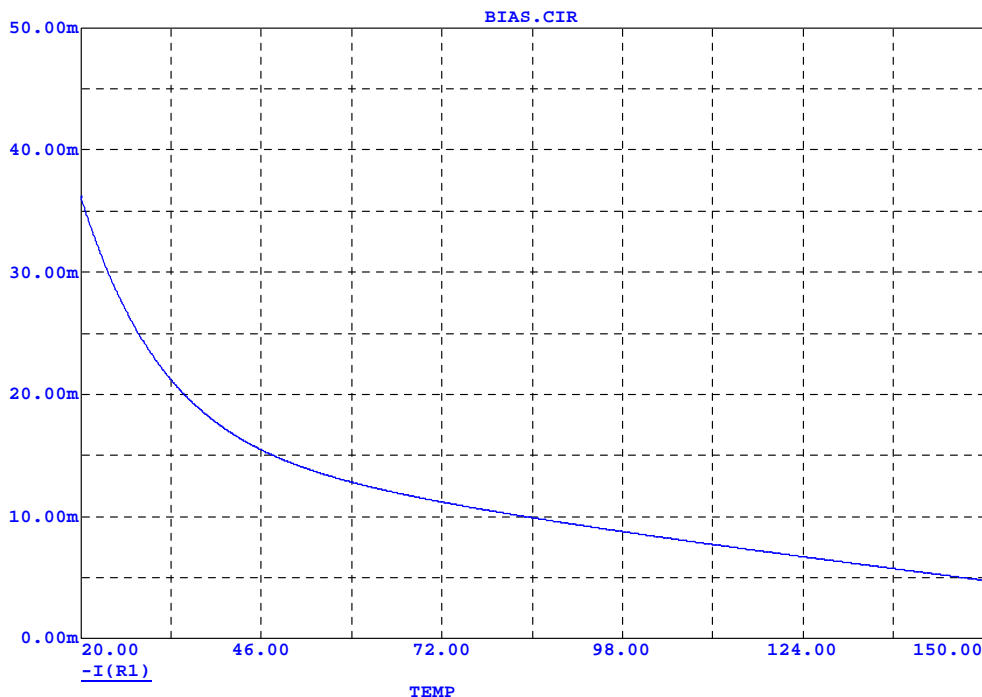
$$\frac{U_{\text{CE,Q7}}}{R_7 + R_8} = \frac{U_{\text{BE,Q7}}}{R_7}$$

$$U_{\text{bias}} = U_{\text{CE}} = U_{\text{BE,Q7}} \left(1 + \frac{R_8}{R_7} \right) \quad (3.8)$$

Napětí na stabilizačním bloku je úměrné U_{BE} tranzistoru Q7. Pokud je Q7 dobře tepelně spojen s výkonovými tranzistory, lze vhodnou volbou děliče dosáhnout teplotní nezávislosti klidového proudu. Ten lze také v určitých mezích nastavovat hodnotami rezistorů (použitím odporového trimru). Průběh nastavení je však nelineární, stejně jako vstupní charakteristika tranzistorů.

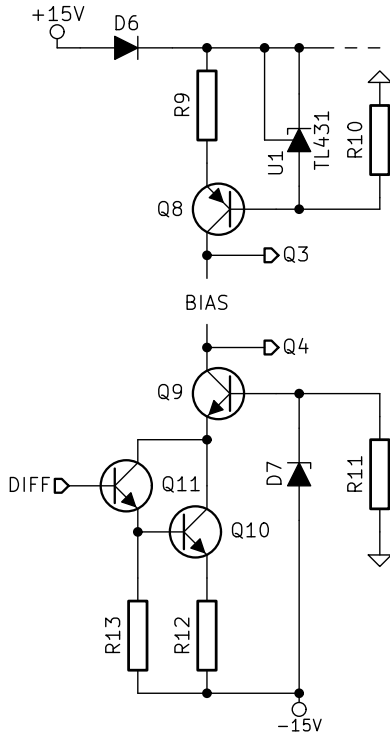
Pro návrh tohoto obvodu je velmi vhodné využít některý ze simulačních programů, kde bývá teplotní závislost tranzistorů dobře popsána. Je nutné provést analýzu pro různé teploty a ověřit, že nedochází k *thermal runaway*, tedy efektu kladné zpětné vazby.

Příklad správně nastavené teplotní stabilizace ukazuje obr. 3.4. Klidový proud s teplotou klesá, nehrozí tedy kladná zpětná vazba. Hodnoty použité pro simulaci jsou $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 8,2 \text{ k}\Omega$, snímací tranzistor Q7 je typu BD680.



Obrázek 3.4. Teplotní stabilizace klidového proudu.

3.3.3 Napěťový stupeň



Obrázek 3.5. Napěťový stupeň.

Darlingtonova dvojice Q10 a Q11 funguje jako napětím řízený zdroj proudu s velkým vstupním odporem:

$$I_{C,Q10} = \frac{U_{\text{DIFF}} - 2U_{\text{BE}}}{R_{12}} \quad (3.10)$$

$$R_{\text{in}} \approx \beta((\beta R_{12}) \parallel R_{13}) \quad (3.11)$$

Hodnotu R_{12} tedy lze určit až po analýze a návrhu diferenčního stupně. R_{13} bude následně navržen s ohledem na β použitých tranzistorů. Pro rovnovážný stav, kdy oběma větvemi diferenčního stupně protéká stejný proud, by měl být $I_{C,Q9} = I_{C,Q8} = 10 \text{ mA}$ a pro odpor R_{12} platí

$$R_{12} = \frac{R_{\text{DIFF}} - 2U_{\text{BE}}}{I_{E,Q10}} \approx \frac{U_{\text{DIFF}} - 2U_{\text{BE}}}{I_{C,Q10}} \quad (3.12)$$

Tranzistor Q9 je v zapojení se společnou bází a společně s Q10 tvoří kaskodu. Vlastností tohoto zapojení je velký výstupní odpor [23]

$$R_{\text{out}} = \beta_{Q9} r_{0,Q10} \quad (3.13)$$

Kaskoda také potlačuje vliv Millerovy kapacity Q10, neboť udržuje na jeho kolektoru téměř konstantní napětí $U_{D7} - U_{\text{BE},Q9}$ – napěťové zesílení Q10 je velmi malé. Báze Q9 je naopak pro střídavé napětí téměř uzemněna, tedy ani zde se Millerova kapacita neprojeví. To odsouvá pól přenosu tohoto stupně do vyšších kmitočtů a zvyšuje jeho šířku pásma.

Bázové napětí tranzistoru Q9 je třeba zvolit tak, aby Q10 ani Q11 nebyly v saturaci, ale aby na druhou stranu zbytečně neomezovalo napěťový rozsah stupně saturací Q9. Jeho hodnota bude určena podle napětí na R12 pro maximální proud $I_{C,Q9}$.

Stejnoseměrná a střídavá analýza stupně je na obr. 3.6, resp. 3.7. Zesílení stupně je téměř 70 dB a šířka pásma pro -3 dB asi 230 kHz.

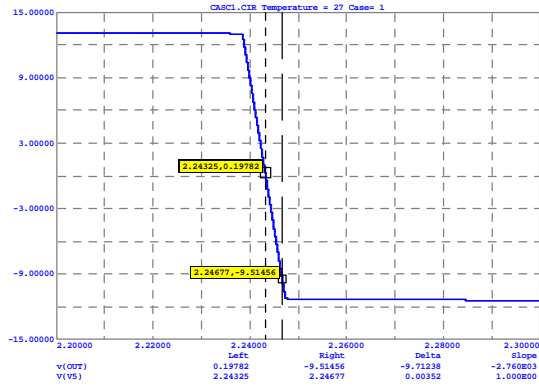
Pro dosažení co nejvyššího zesílení v napěťovém stupni je využito kaskodové zapojení zesilovače se společným emitorem a aktivní zátěží dle obr. 3.5.

Příčný proud je zvolen $I_{C,Q8} = 10 \text{ mA}$. Vzhledem k tomu, že se napájecí napětí stupně mění v poměrně širokém rozsahu (od pomocného napájení $+15 \text{ V}$ až pro maximální U_{boost} kolem 60 V), nelze pro nastavení pracovního bodu Q8 použít obyčejnou Zenerovu diodu – rozsah I_Z by byl příliš velký. Místo ní je použita programovatelná reference TL431 s napětím nastaveným na minimálních $2,5 \text{ V}$.

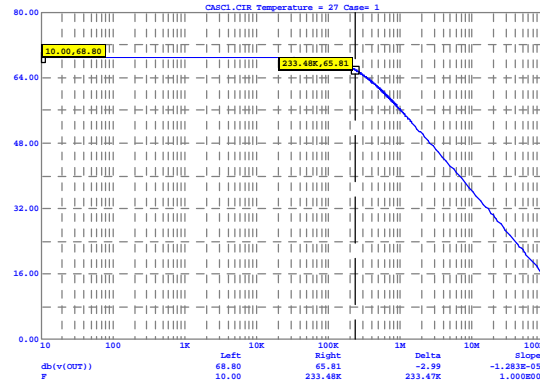
Srážecí rezistor je $R_{10} = 3,6 \text{ k}\Omega$, pro zmíněný rozsah napětí tak I_{KA} dosahuje hodnot $3,5 \text{ mA} - 16 \text{ mA}$. Dle [27] je povolený rozsah katodového proud I_{KA} v rozsahu $1 \text{ mA} - 100 \text{ mA}$.

Hodnota R9 je dle předchozího

$$R_9 = \frac{U_{\text{ref}} - U_{\text{BE},Q8}}{I_C} = \frac{2 - 0,7 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 180 \Omega \quad (3.9)$$

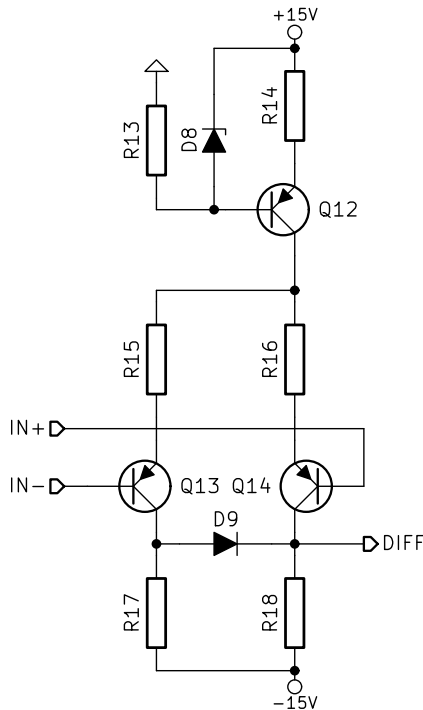


Obrázek 3.6. DC analýza kaskody.



Obrázek 3.7. AC analýza kaskody.

3.3.4 Diferenční stupeň



Obrázek 3.8. Diferenční stupeň.

Diferenční stupeň se skládá ze dvou tranzistorů PNP, tvořících diferenční pár (Q13, Q14), a proudového zdroje (Q12).

Velikost napájecího proudu I_{EE} je hlavním limitujícím faktorem pro rychlost přeběhu celého zesilovače, neboť právě z tohoto proudového zdroje se nabíjí vstupní (Millerova) kapacita následujícího stupně. Platí

$$SR = \max \frac{dU_{out}}{dt} \approx \frac{I_{EE}}{C_{in}} \quad (3.14)$$

Na druhou stranu nelze volit I_{EE} příliš velký, protože tranzistory v diferenčním páru mají konečné proudové zesílení β a projevil by se jako zvýšený vstupní proud I_B

$$I_B = \frac{I_{EE}}{(\beta + 1)}, \quad (3.15)$$

který by měl být u operačního zesilovače co nejmenší.

Diody D9 ve spojení s rezistorem R17 brání úplnému uzavření tranzistoru v napěťovém stupni v případě saturace. K saturaci dochází například při provozu zdroje v proudovém omezení, jak bude vysvětleno v dalších částech. Pokud i v takovém případě napěťovým zesilovačem protéká určitý minimální proud, zrychluje to návrat do normálního režimu při opuštění proudového omezení.

Rezistory R15 a R16 slouží jako linearizující prvek pro vyrovnání U_{BE} vstupních tranzistorů. Pokud je místo nich použit odporový trimr, lze jej využít pro vyrovnání offsetu. Jejich hodnota bývá v nízkých desítkách Ω .

Při návrhu hodnot součástek je uvažován pro rovnovážný stav (záporná zpětná vazba) shodný proud v obou větvích

$$I_{C,Q13} = I_{C,Q14} = \frac{I_{EE}}{2} \quad (3.16)$$

Na kolektorovém rezistoru R18 je pak napětí

$$U_{R18} = U_{DIFF} = R_{18} \frac{I_{EE}}{2} \quad (3.17)$$

které je zároveň vstupním napětím napěťového stupně. Pro zajištění správného pracovního bodu pro tranzistory Q11 a Q10 musí být dle rovnice (3.12)

$$U_{DIFF} > 2U_{BE} = 1,3 \text{ V} \quad (3.18)$$

Pro $I_{EE} = 2 \text{ mA}$, tzn. $I_{C,Q14} = 1 \text{ mA}$ lze zvolit například $R_{18} = 2,2 \text{ k}\Omega$. Pak dosazením do (3.12)

$$R_{12} = \frac{U_{DIFF} - 2U_{BE}}{I_{C,Q10}} = \frac{R_{18} \frac{I_{EE}}{2} - 2U_{BE}}{I_{C,Q10}} = 90 \Omega$$

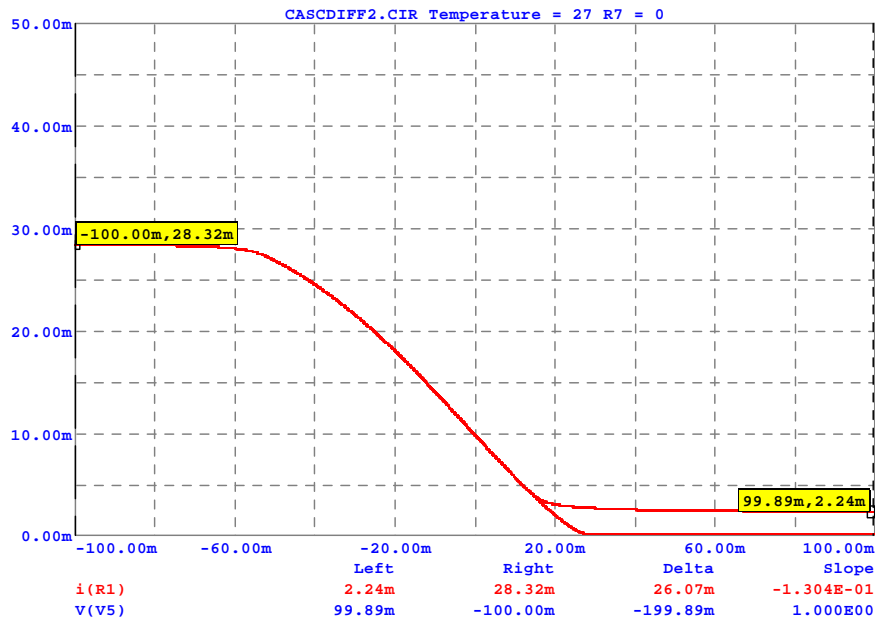
Hodnotu R17 je stanovena tak, aby při maximálním proudu $I_{C,Q13} = I_{EE}$ protékal napěťovým zesilovačem zvolený minimální proud, např. 2 mA. Vzhledem k obtížnějšímu výpočtu s mnoha nelineárními prvky je vhodné použít k návrhu tohoto rezistoru simulátor pro DC analýzu.

Součástky ve zdroji proudu I_{EE} jsou navrženy obvyklým způsobem. Na rozdíl od aktivní zátěže napěťového stupně je napájecí napětí U_{CC} konstantní, jako referenční zdroj tedy postačí Zenerova dioda. Pro $U_{D8} = 3,9 \text{ V}$ a tranzistor s velkým proudovým zesílením β platí:

$$R_{14} = \frac{U_{D8} - U_{BE,Q12}}{I_{EE}} = \frac{3,9 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \approx 1,6 \text{ k}\Omega \quad (3.19)$$

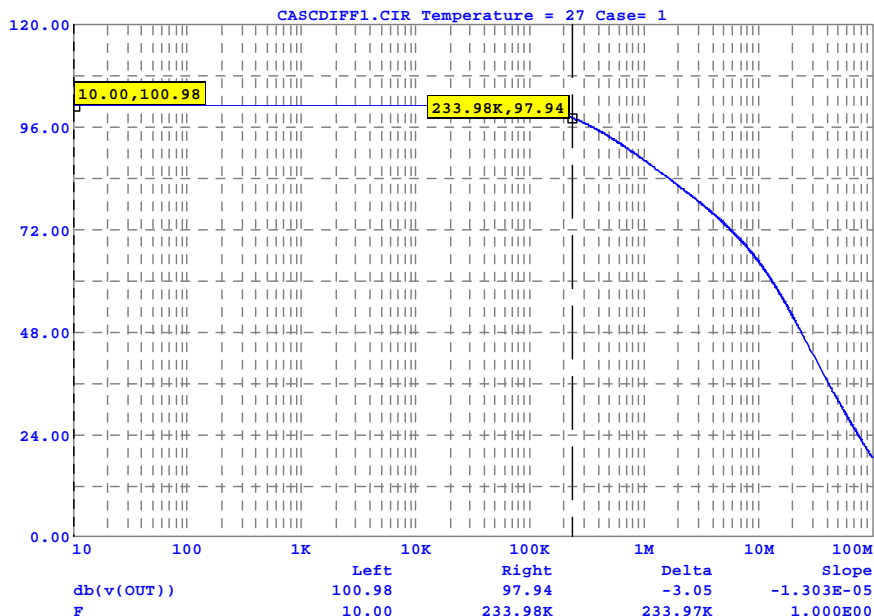
$$I_{D8} = \frac{U_{CC} - U_{D8}}{R_{13}} = \frac{15 \text{ V} - 3,9 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \approx 11 \text{ mA} \quad (3.20)$$

Výsledná závislost proudu napěťového zesilovače na vstupním diferenčním napětí je na obr. 3.9. V původním zapojení bez D9 klesá I_{R12} až na nulu, s D9 je minimální I_{R12} cca 2 mA pro $R_{17} = 1,5 \text{ k}\Omega$.



Obrázek 3.9. Vliv diody D9.

Střídavá analýza spojení napěťového a diferenčního stupně je na 3.10. Je zřetelný další pól na $f = 5 \text{ MHz}$, který je způsoben diferenčním stupněm, stejnosměrné zesílení je přes 100 dB.

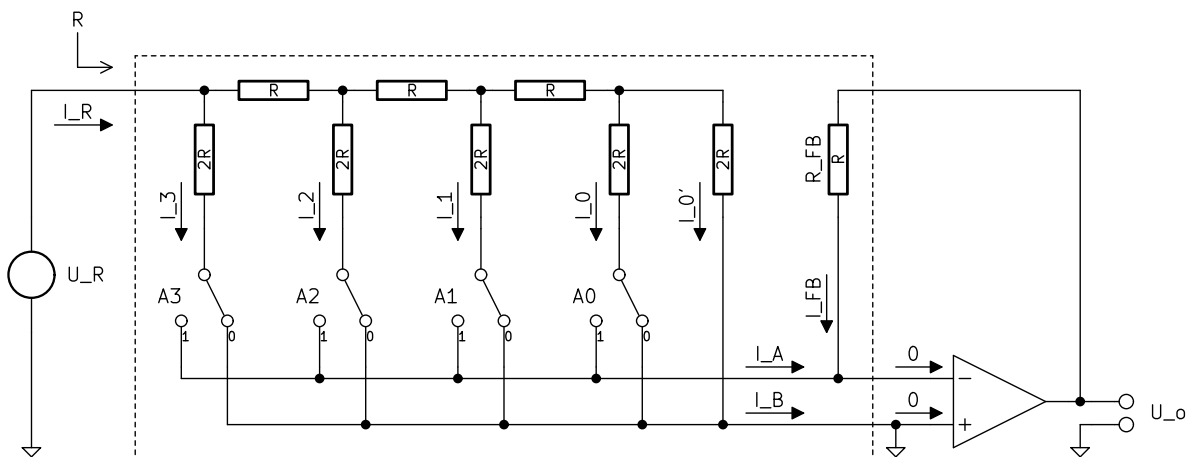


Obrázek 3.10. Přenos diferenčního a napětového zesilovače.

3.3.5 Napětová zpětná vazba a řízení

Pro vytvoření napětového stabilizátoru je třeba zavést zpětnou vazbu z výstupu zesilovače; vstupním parametrem pak bude referenční napětí vytvořené D/A převodníkem. V nejjednodušším případě lze použít neinvertující zapojení, jak bylo naznačeno v kap. 2.3. Řízení má pak napětový charakter, vstupním parametrem je napětí dodávané D/A převodníkem.

Jinou možností je použití D/A převodníku typu R-2R, jehož schéma je na obr. 3.11.



Obrázek 3.11. R-2R D/A převodník.

Princip jeho funkce spočívá v postupném dělení referenčního vstupního proudu I_R na poloviny, které protékají jednotlivými větvemi. Analogový přepínač umožňuje vést proud do jedné ze dvou sběrnic, A a B, kde se všechny příspěvky sčítají. Vzhledem k tomu, že váhy jednotlivých větví odpovídají řádům binárního kódu, vstupní slovo X ovládající přepínače se přímo zobrazí jako poměrná část I_R protékající sběrnicí A

$$I_A = I_R \frac{X}{2^N}, \quad (3.21)$$

kde N je počet bitů převodníku.

Operační zesilovač ve spojení se zpětnovazebním rezistorem R_{FB} pak funguje jako převodník proudu na napětí. Zpětná vazba je zavedena (jde vlastně o invertující zapojení), obě sběrnice DAC tedy lze považovat za virtuálně uzemněné. Vstupní odpor z pohledu referenčního vstupu je v tomto případě R , tedy platí

$$I_R = \frac{U_R}{R} \quad (3.22)$$

Pro proudy v sumačním uzlu na neinvertujícím vstupu zesilovače po dosažení z (3.21) a (3.22) platí

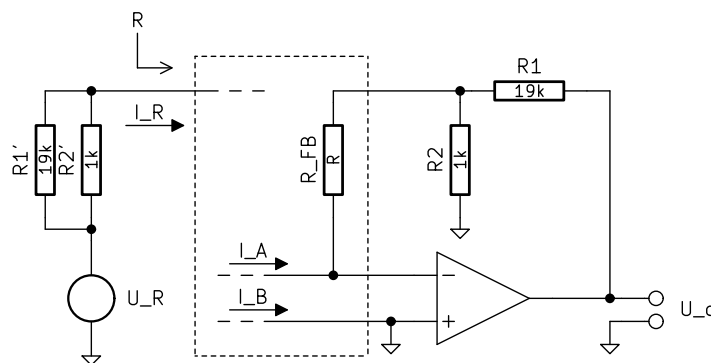
$$\begin{aligned} I_A &= -I_{FB} \\ \frac{U_R}{R} \frac{X}{2^N} &= -\frac{U_o}{R} \\ U_o &= -\frac{X}{2^N} U_R \end{aligned} \quad (3.23)$$

Výstupní napětí U_o je řízeno kódem převodníku a nezávisí na absolutní hodnotě R . Pro správnou funkci stačí splnit, aby poměry odporů v rezistorové síti byly přesně 1:2 a aby R_{FB} měl jednotkovou hodnotu. Všechny tyto požadavky je možné v integrovaném obvodu snadno splnit. Nevýhodou je potřeba záporného U_R pro kladné U_o . Příkladem takového DAC je starší 8bitový DAC08 nebo modernější 12bitový AD5443, který bude pro řízení použit.

Požadovanému $U_o = 50$ V by v tomto základním zapojení odpovídalo stejně velké U_R . To z praktických důvodů samozřejmě není možné, bude tedy třeba nastavit zesílení. Pro 12bitový převodník se nabízí použití referenčního zdroje s napětím 4,096 V, krok výstupního napětí pak bude v základním stavu 1 mV. Pro takové U_R bude nutné zesílení minimálně

$$A_{\min} = \frac{U_{o,\max}}{U_R} = \frac{50}{4,096} \approx 12,2 \quad (3.24)$$

Pro zachování okrouhlé velikosti LSB je vhodné zvolit $A = 20$, což umožňuje U_o až 81,92V s krokem 20mV. Zesílení je možné nastavit zvětšením odporu R_{FB} na $20R$ externím přídavným rezistorem. Absolutní hodnota R je však známa pouze přibližně.



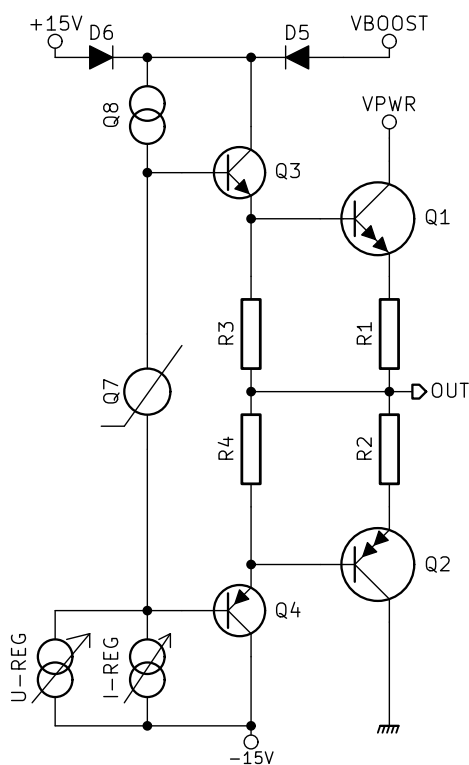
Obrázek 3.12. Nastavení zesílení R-2R převodníku. [28]

Lepší řešení navržené v [28] využívá odporový dělič 1/20, ze kterého je odebírán zpětnovazební proud do R . Za předpokladu relativně malého výstupního odporu OZ lze nahradit tento dělič jeho Theveninovým náhradním modelem, tedy zdrojem $U_0 = U_o$ s vnitřním odporem $R_i = R_1 || R_2$. Zařazením shodného odporu do referenčního vstupu je jeho vliv dle rovnice (3.23) vykompenzován. Je vhodné použít přesné rezistory (0,1 %) s malým teplotním koeficientem, aby nebyly zbytečně narušeny parametry DAC.

3.3.6 Proudový stabilizátor

Proudový režim dle konceptu popsaného v kap. 2.3 vyžaduje druhý chybový zesilovač a blok, který umožňuje snížit výstupní napětí stabilizátoru v případě proudového omezení. Chybový zesilovač proudu rovněž vyžaduje diferenční vstup a velké napětové zesílení, je tedy zapotřebí zdvojit nejméně první dva stupně.

3.3.6.1 Spojení s napětovým stabilizátorem



Obrázek 3.13. Připojení proudového stabilizátoru.

Zbývá vyřešit, jakým způsobem zavést toto externí řízení do původního napětového stabilizátoru. Bylo by možné manipulovat se vstupy napětového zesilovače, například přivedením proudu do sumačního uzlu na invertujícím vstupu. Takové řešení by však mohlo vést k problémům se stabilitou – zpoždění přes dva frekvenčně kompenzované OZ by způsobilo značný posun fáze.

Z pohledu rychlosti reakce i fázových vlastností je mnohem vhodnější přivést proudové řízení co nejbližší výstupu, konkrétně přímo do rozkmitového stupně. Tento uzel, do kterého jsou připojeny i báze výkonových tranzistorů, má vysokoimpedanční charakter (je napájen proudovými zdroji) a napětové zesílení na výstup je přibližně jednotkové. Pro omezování výstupního napětí lze použít diodu, nebo přímo připojit další proudový zdroj paralelně ke stávajícím podle obr. 3.13.

Každý z proudových zdrojů U-REG a I-REG představuje kaskodu popsanou v 3.3.3. Při provozu vždy převáží ten s vyšším proudem, což povede vždy k nižšímu ze dvou možných výstupních napětí. Je tedy dosaženo funkce min-bloku A3 z obr. 2.3.

3.3.6.2 Snímání výstupního proudu

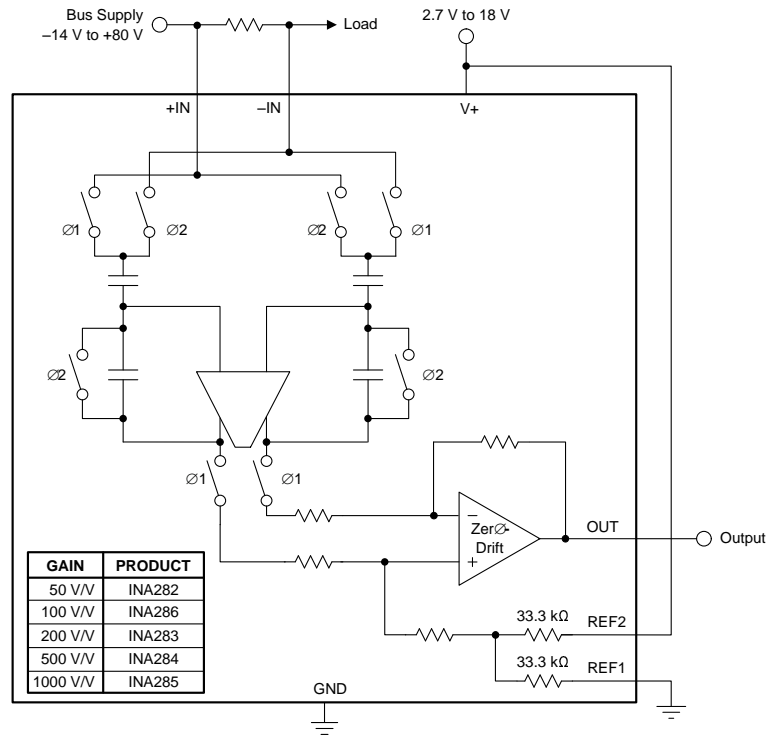
Výstupní proud lze měřit na kladném nebo záporném výstupním pólu stabilizátoru. Snímání na záporném pólu znamená rozdělení zemního spoje na dvě části, což je nevýhodné z hlediska návrhu plošného spoje; jednolitá zemní plocha je účinné opatření proti rušení obvodu.

Snímač na kladném pólu je v principu rozdílový zesilovač, který zesiluje úbytek napětí na malém měřicím odporu (řádově $m\Omega$ až jednotky Ω). Musí umožňovat velký rozsah souhlasného napětí (minimálně do $U_{o,max}$) a souhlasný signál musí být dobře potlačen. Pro tyto účely existují speciální integrované obvody, jejichž zástupcem je například INA282 firmy Texas Instruments. Jeho vnitřní schéma je na obr. 3.14.

Jedná se o operační zesilovač se vstupem realizovaným pomocí spínaných kapacitorů. Tím je zaručeno skvělé potlačení souhlasné složky na vstupech (typ. 140 dB). Nízký offset a jeho drift je zajištěn použitím obvodu automatického nulování ZeroDrift. Zesílení rozdílového signálu je pro INA282 $A_d = 50 \text{ V/V}$ [29].

Tento zesilovač je připojen ke snímacímu rezistoru $R_{sense} = 10 \text{ m}\Omega$, celková konstanta měření je

$$K_{sense} = A_d R_{sense} = 0,5 \text{ V/A} \quad (3.25)$$



Obrázek 3.14. Schéma zapojení INA282. [29]

Rezistor s takto malým odporem je nutné připojit čtyřvodičově (Kelvinovo zapojení), čili měřicí vývody odděleně od proudových. Vhodný typ pro toto uspořádání je OAR3 firmy Welwyn [30], měřicí rezistor z kovového pásu pro maximální ztrátový výkon $P_D = 3 \text{ W}$ a tolerancí 1 %.

Stejnoseměrné posunutí výstupu INA282 je umožněno vyvedením dvou přesných rezistorů, definujících referenční bod rozdílového zesilovače, na vývody REF1 a REF2. V tomto případě je vzhledem k uspořádání zpětnovazební sítě s R-2R převodníkem požadováno $0 \text{ A} \Leftrightarrow 0 \text{ V}$, takže oba vstupy REF budou uzemněny a celý snímač bude napájen symetrickým napětím.

Krok nastavení proudového omezení je pro referenční napětí $U_R = 4,096 \text{ V}$

$$I_{o,LSB} = \frac{U_R}{2^N} \frac{1}{K_{sense}} = 0,5 \text{ mA} \quad (3.26)$$

což bohatě splňuje požadované rozlišení 0,01 A a umožňuje jemnou korekci přenosu.

3.3.7 Realizovaný prototyp

Z výše popsaných bloků byl sestaven prototyp LinReg-P2, jehož kompletní schéma a layout je v příloze A. Na této pokusné desce byla ověřena funkčnost napěťového stabilizátoru. Vzhledem k obtížnosti přesného modelování střídavých vlastností fyzické desky, rozptylu hodnot součástek a jejich vlivu na stabilitu byla frekvenční kompenzace nastavena experimentálně.

Jako velmi důležitá se ukázala výstupní stabilizační síť známá ve světě audiotechniky jako *Boucherottův člen*. Jedná se o sériový RC článek zapojený paralelně k výstupu zesilovače, který tvoří zátěž pro vysoké kmitočty. Pro kapacitní zátěž významně zlepšuje stabilitu tlumená vzduchová cívka s cca deseti závity zapojená sériově s výstupem – pro stejnosměrný proud se neuplatní a v případě připojení kapacitní zátěže ji oddělí od zpětnovazebního obvodu.

Napěťová regulace byla shledána funkční a s patřičnou kompenzací stabilní. Velké problémy ovšem nastaly s proudovou regulací. Zřetelně se projevil spínaný charakter použi-

tého snímače INA282, který mění původně spojitý systém na diskretní v čase. Kompenzace proudového stabilizátoru musela být natolik agresivní, že začala nepříznivě ovlivňovat i původně dobře funkční napěťový regulátor a rychlost přeběhu, jinak byl stabilizátor v proudovém režimu nestabilní. Na výstupu snímače byl rovněž změřen značný impulsní šum, který se promítal do výstupu; jeho zdroj pravděpodobně rovněž souvisí se spínanou povahou obvodu.

Tyto problémy by zřejmě odstranil přechod k jednoduchému odporovému snímači v záporné výstupní větvi, ovšem tak radikální zásah nebyl na vyrobeném plošném spoji možný. Jako alternativní cesta byl vyzkoušen plovoucí stabilizátor, popsáný v kap. 3.4. Snímací obvod INA282 je použitelný pro měření a zobrazení na displeji přístroje za předpokladu, že bude jeho výstupní signál a tedy i šum pásmově omezen v souladu s obnovovací frekvencí displeje.

Kromě samotného lineárního stabilizátoru navíc prototyp navíc obsahoval i měřicí obvody, jejichž plánované zapojení je v celkovém schématu. Vzhledem k výše uvedeným problémům s deskou však nebyly vůbec osazeny a tedy ani testovány a v koncepci přístroje byly přesunuty do jiného modulu.

3.4 Lineární stabilizátor - integrovaná plovoucí varianta

Druhou cestou konstrukce lineárního stabilizátoru je plovoucí zapojení s operačními zesilovači, teoreticky vycházející z kap. 2.4. Základní zapojení bylo již prezentováno na obr. 2.9, v této části bude tedy popsána jeho fyzická realizace a výpočet hodnot důležitých součástek.

3.4.1 Proudový stupeň

Proudový stupeň je velmi podobný původní diskretní variantě dle kap. 3.3.2, jeho schéma je na obr. 3.15.

Obsahuje opět komplementární dvojici výkonových Darlingtonových tranzistorů Q1 a Q2, které zajišťují dvoukvadrantovou charakteristiku výstupu. Kolektor Q1 je napájen z preregulátoru, kolektor Q2 je připojen na výkonovou zem. Budicí tranzistory Q3 a Q4 jsou napájeny z pomocného symetrického zdroje AUX se středem na potenciálu výstupu a z tohoto důvodu je nutné použití antisaturačních diod D3 a D4 – budicí tranzistory by mohly otevřít přechody B-C výkonových, což je nežádoucí stav.

Budicí báze proud dodává dvojice proudových zdrojů Q7 a Q8, do jejichž spojnice je zařazen obvod zesílené diody složený z tranzistorů Q9 a Q10. Dva oddělené tranzistory umožňují snímání teploty v bezprostřední blízkosti obou výkonových Darlingtonů – na rozdíl od běžného zesilovače pro střídavý signál zde lze předpokládat výraznou asymetrii ve ztrátovém výkonu a je nutné kompenzovat každý z tranzistorů zvlášť.

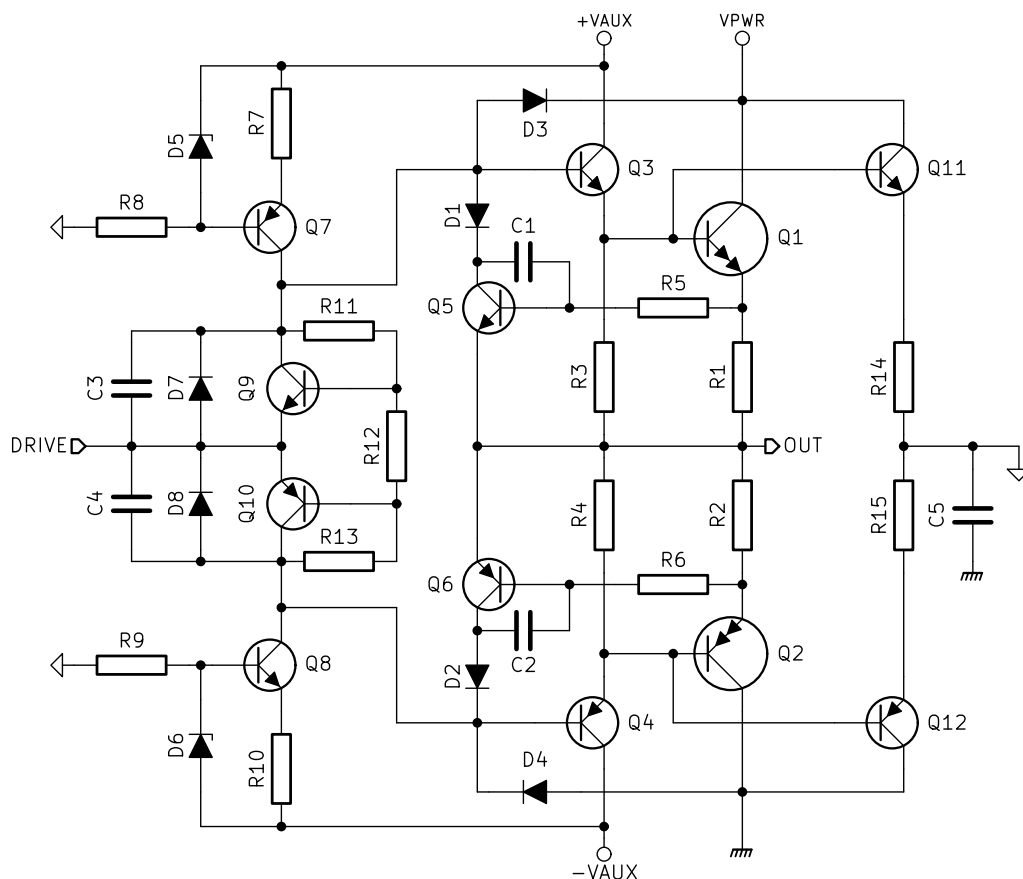
Proudové zdroje Q7 a Q8 jsou nastaveny na proud 5 mA. Diody D5 a D6 mají napětí $U_Z = 2,7 \text{ V}$ a pro R7 platí

$$R_7 = \frac{U_Z - U_{BE,Q7}}{I_{C,Q7}} = 400 \Omega \quad (3.27)$$

Nejbližší řadová hodnota je 390 Ω .

Emitory Q9 a Q10 jsou zároveň centrálním vysokoimpedančním bodem, který může být napěťově ovlivňován chybovým zesilovačem. Pro zlepšení střídavých vlastností obvodu (eliminaci střídavého odporu Q9 a Q10) jsou přemostěny kondenzátory C3 a C4 a diodami D5 a D6, které chrání přechody B-E proti průrazu.

Potenciál středu symetrického zdroje AUX je udržován oddělenou dvojicí tranzistorů Q11 a Q12, zapojenou paralelně k hlavním výkonovým. Na rozdíl od nich nejsou Darlingtonova



Obrázek 3.15. Proudový stupeň plovoucího regulátoru.

typu a jejich emitorové rezistory jsou příslušně zvětšeny jako náhrada dalšího napětí U_{BE} , $R_{14} = R_{15} = 100 \Omega$, čímž je dobře stabilizován jejich klidový proud. Větší hodnota rezistorů není pro stejnosměrnou složku na závadu, tímto uzlem protéká pouze budicí proud koncového stupně vstupující do uzlu DRIVE – všechny ostatní napájecí proudy se uzavírají buď přímo mezi póly zdroje AUX, nebo přes obvod umělé země (kap. 3.4.5).

Ze střídavého hlediska tvoří rezistory R14 a R15 společně s kondenzátorem C5 dolní propust, která omezuje rychlost přeběhu plovoucí země AGND proti výkonové zemi PGND. Toto opatření je nutné s ohledem na potlačení vazby přes napájecí zdroj (PSRR) použitých operačních zesilovačů. Tento článek dominantně určuje rychlost přeběhu celého zapojení pro velmi velké změny výstupního napětí (například při proudovém omezení).

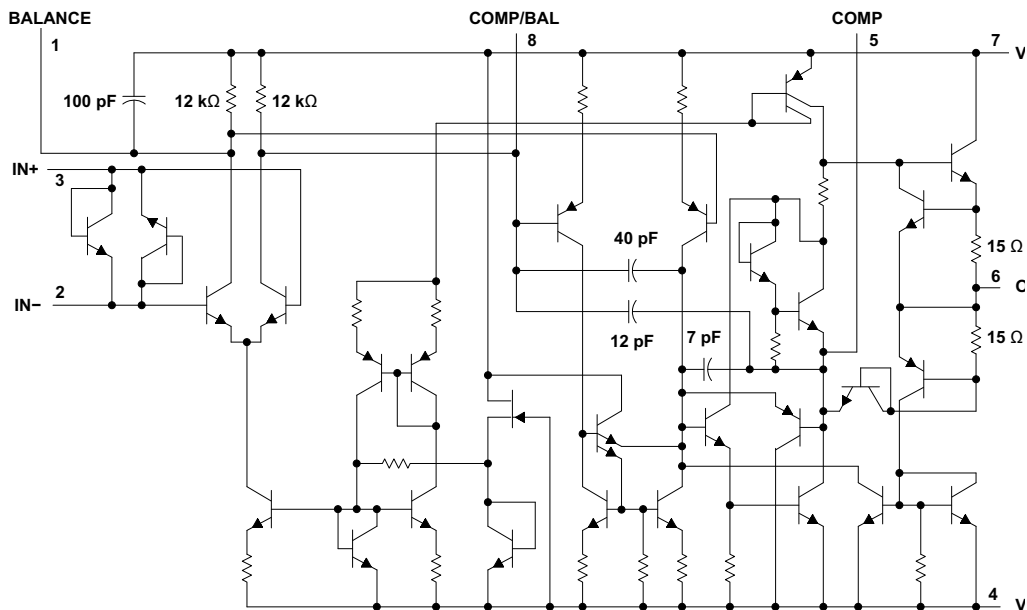
3.4.2 Napěťová a proudová regulace

Napěťový i proudový regulátor jsou sestaveny z operačních zesilovačů typu NE5534, zpětnovazební sítě dle obr. 2.9 a součástek souvisejících s frekvenční kompenzací.

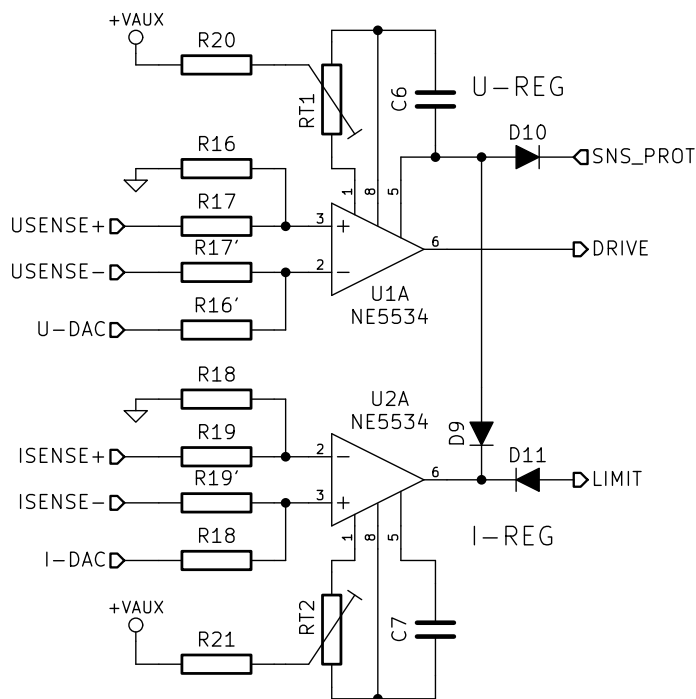
Pro přepínání napěťového a proudového režimu platí stejné úvahy, jako pro diskretní variantu (kap. 3.3.6); výstup proudového regulátoru je vhodné připojit co nejbližše koncovému stupni. Operační zesilovač NE5534 takový bod poskytuje na jednom ze svých vývodů, původně určeném k jinému účelu – jde o pin č. 5 (COMP) pro připojení frekvenční kompenzace. Vnitřní zapojení OZ je na obr. 3.16.

Přes poměrně nepřehledné grafické ztvárnění je zřejmé, že vývod COMP je připojen na vstup koncového bufferu a ve směru od V+ je napájen aktivní zátěží (proudové zrcadlo v horní části). Velikost klidového proudu datasheet neuvádí, experimentálně byla změřena hodnota cca 25 mA. Tento bod je využit také pro připojení obvodu ochrany vstupů SENSE (kap. 3.4.4).

Zjednodušené zapojení regulačního bloku je uvedeno na obr. 3.17.



Obrázek 3.16. Vnitřní zapojení NE5534. [31]



Obrázek 3.17. Napěťový a proudový regulátor se zpětnovazební sítí.

Oba operační zesilovače mají připojený odporový trimr pro nulování offsetu dle doporučení výrobce a také kondenzátor frekvenční kompenzace.

3.4.3 Nastavení výstupního napětí a proudu

Referenční zdroje U_{ref} , U a U_{ref} , I jsou na prototypu LinReg-P4 reprezentovány D/A převodníkem MCP4922. Jedná se o 12bitový dvojité rezistorový D/A převodník se speciálním sériovým digitálním rozhraním [33]. Toto rozhraní na rozdíl od I^2C nevyžaduje zpětnou cestu; všechny signály jsou jednosměrné a lze je snadno opticky oddělit. Napájecí napětí převodníku je 3,3V, stabilizované z pomocného zdroje AUX+ low-drop stabilizátorem NCP1117.

Řízení tohoto typu lineárního stabilizátoru je na rozdíl od diskretní varianty napěťové. Výstupní napětí převodníku je standardně

$$U_{\text{ref,U,I}} = U_{\text{R}} \frac{X}{2^N} \quad (3.28)$$

Navíc lze zvolit dvojnásobné zesílení (což je ovšem podmíněno dostatečným napájecím napětím) a výstupní sledovač, který je důležitý pro přesnou funkci zpětnovazební sítě – referenční zdroj musí mít malý výstupní odpor.

Referenční napětí pro DAC dodává reference ADR5040 s nominálním napětím $U_{\text{R}} 2,048\text{V}$ [34]. Při vhodné volbě R_{16} až R_{19} je tedy možné dosáhnout celočíselného kroku U_{o} a I_{o} .

Pro požadovaný rozsah U_{o} je minimální požadované zesílení

$$A_{\text{U,min}} = \frac{U_{\text{o,max}}}{U_{\text{R}}} = \frac{50}{2,048} \approx 24,4 \quad (3.29)$$

a pro výhodný rozlišovací krok je nastaveno na $A_{\text{U}} = 100/3$ volbou $R_{17} = 100\text{ k}\Omega$ a $R_{16} = 3\text{ k}\Omega$. Spíše vyšší hodnoty rezistorů jsou vhodné z důvodu přítomnosti ochranných diod na vstupu NE5534 (viz obr. 3.16).

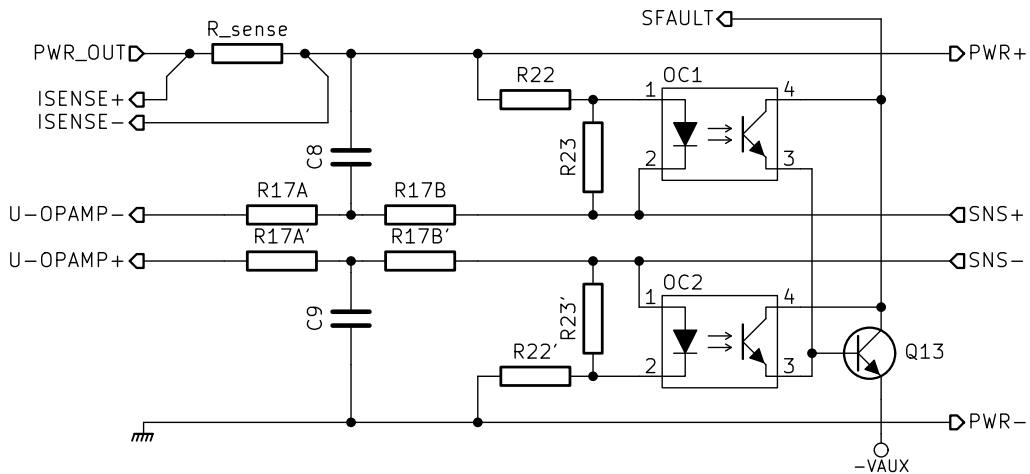
Snímací rezistor má hodnotu $R_{\text{sense}} = 0,1\ \Omega$. Minimální požadované zesílení je

$$A_{\text{I,min}} = \frac{U_{\text{sense,max}}}{U_{\text{R}}} = \frac{I_{\text{o,max}} R_{\text{sense}}}{U_{\text{R}}} \approx 0,24 \quad (3.30)$$

a v tomto případě je nastaveno na $A_{\text{I}} = 1/3$ volbou $R_{19} = 10\text{ k}\Omega$ a $R_{18} = 30\text{ k}\Omega$.

3.4.4 Výstupní obvod

Frekvenční a napěťové omezení externích zpětnovazebních vstupů, jak bylo navrženo v kap. 2.3.3, je realizováno ve výstupní části lineárního stabilizátoru, jejíž schéma je na obr. 3.18.



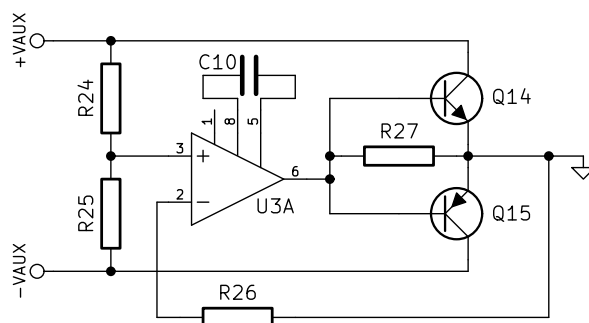
Obrázek 3.18. Výstupní část lineárního stabilizátoru.

Rezistory R_{17} , R_{18} a kondenzátory C_8 a C_9 slučují vysokofrekvenční (přímo z výstupu) a nízkofrekvenční (externí) složku zpětnovazebního signálu. R_{17B} je možné nahradit trimrem a přesně vyvážit vstupní dělič napěťového regulátoru. Tím lze snížit stejnosměrný výstupní odpor stabilizátoru na prakticky neměřitelnou hodnotu.

Odporové děliče R_{22}/R_{23} určují maximální odchylku každého ze SENSE vstupů od příslušného silového výstupu. Pokud je na rezistoru R_{23} dostatečné napětí k rozsvícení diody v optočlenu, fototranzistor a Q_{13} v Darlingtonově zapojení působí na napěťový regulátor stejným způsobem, jako proudové omezení. Tím je výstupní napětí stabilizátoru omezeno a nemělo by hrozit ani zničení připojeného zařízení. Skutečnost, že je toto omezení aktivní, je navíc hlášena řídicí jednotce, která zobrazí varování na displeji přístroje.

3.4.5 Obvod virtuální země

Pro zjednodušení desky pomocných zdrojů Aux používá LinReg obvod virtuální země, který dělí napájecí napětí 12 V na dvě poloviny. Jeho zapojení je na obr. 3.19.



Obrázek 3.19. Obvod virtuální země.

Jde o napěťový sledovač vytvořený z operačního zesilovače posíleného komplementární dvojicí tranzistorů. Přídavný proudový stupeň je zařazen s ohledem na zapojení digitální části – je napájena nesymetricky z kladné větve napájení proti virtuální zemi, její napájecí proud tedy protéká tímto obvodem. Správná funkce obvodu je indikována dvojicí LED diod.

3.4.6 Digitální ovládací rozhraní

Modul lineárního regulátoru má dle požadavků z kap. 3.1.2 digitální rozhraní, kterým je připojen k nadřazenému bloku, kanálové řídicí jednotce ChCtrl.

Vzhledem k tomu, že D/A převodník má napájecí napětí na potenciálu výstupu, je nutné optické oddělení. To je zajištěno prostřednictvím čtyřnásobného optočlenu TCMT4100 [35]. Jde o klasický optočlen s NPN tranzistorem, pracující do odporové zátěže – rychlost přenosu ani zpoždění zde není kritické. Celkem jsou takto přenašeny čtyři signály:

- SDI – Serial Data In, datová linka sériového rozhraní,
- SCK – Serial Clock, hodinový signál,
- CS – Chip Select, povolení přenosu (reset komunikace), a
- LDAC – Load DAC, povel k aktualizaci výstupního napětí DAC.

Zpětnou cestu tvoří obdobný dvojnásobný optočlen ILD206T [36], přenašeny jsou dva signály:

- SFAULT – Sense Fault, ochrana SENSE vstupů je aktivní, a
- LIMIT – stabilizátor je v proudovém režimu.

Aktivní úrovní všech signálů je „L“. Optočleny pouze oddělují napěťové úrovně v rámci výkonového kanálu, nejsou na ně tedy kladeny žádné zvláštní bezpečnostní požadavky.

Digitální rozhraní navíc obsahuje I²C EEPROM typu 24C32. Její kapacita je 4 kB a jsou v ní uloženy kalibrační konstanty pro daný modul.

Za napájení digitálního rozhraní je zodpovědná deska ChCtrl, všechny obvody umožňují $U_{dd} = 3,3\text{ V}$ i $U_{dd} = 5\text{ V}$. Zapojení konektoru je kompatibilní s emulátorem AVR-ICE¹⁾, který tak lze použít pro kalibraci i vývoj místo skutečné řídicí desky ChCtrl.

¹⁾ <http://winide51.wz.cz/avr/prog.php#AVR-ICE>

3.4.7 Realizované prototypy

3.4.7.1 LinReg-P3

Jako první experiment s plovoucím stabilizátorem byl navržen a realizován prototyp LinReg-P3. Obsahoval pouze řízení potenciometry bez možnosti připojení digitálního řízení a jeho hlavním účelem bylo ověření, zda je tato cesta možná.

Díky tomuto prototypu byla ověřena možnost externích zásahů do výstupu operačního zesilovače NE5534, zjištěna nutnost použití sledovače a dolní propusti pro plovoucí zem a ověřena funkce externích snímacích svorek.

V souvislosti s externí zpětnou vazbou byl prozkoumán vliv výstupních vodičů na stabilitu a zavedena vysokofrekvenční cesta přímo z výstupu proudového stupně.

3.4.7.2 LinReg-P4

Druhý plovoucí stabilizátor LinReg-P4 již respektuje požadavky na digitální řízení, obsahuje navíc A/D převodník a lepší řešení ochrany snímacích vstupů. Deska byla celkově zmenšena (především použitím technologie SMD proti klasickým součástkám u LinReg-P3) a také byla věnována větší pozornost mechanickému řešení – výkonové prvky jsou na společném tepelném rozvaděči vyrobeném z hliníkového L-profilu, který umožňuje snadné připevnění ke chladiči. Výkonová i regulační část jsou obvodově prakticky totožné s LinReg-P3.

Deska byla také úspěšně testována ve spojení se SwReg-P2 a jako řešení lineárního stabilizátoru je možné ji považovat za finální.

3.5 Spínaný preregulátor

V této části bude popsán detailní postup návrhu spínaného měniče, který slouží jako preregulátor.

3.5.1 Vstupní parametry návrhu

Pro návrh měniče je nutné stanovit několik základních parametrů, které byly již diskutovány v kapitolách 2.1 a 3.1.1 a jsou shrnuty v první části tabulky 3.2.

Rozsah vstupního napětí respektuje platnou normu pro českou rozvodnou síť [37], tedy $U_{in,AC} = 230 \text{ V} \pm 10 \%$.

Pracovní frekvence měniče a ekvivalentně transformátoru $f_T = 50 \text{ kHz}$ je stanovena konzervativně pro omezení vlivu vysokofrekvenčního charakteru zapojení. Pro dvojčinný měnič je však z hlediska původního snižujícího měniče efektivně zdvojnásobena; je značena f a odvíjí se od ní veškeré výpočty zahrnující časování spínače, tedy perioda T a délka nabíjecí části pracovní periody τ_{on} zavedené v kap. 2.6.3.

Měnič bude navrhován s předpokladem provozu ve spojitým režimu (kap. 2.6.4), kde je podle rovnice (2.32) výstupní napětí U_{out} přímo úměrné střídě sepnutí D . Požadovaný rozsah U_{out} je poměrně velký (poměr 1 : 11) a při návrhu je navíc nutné počítat s určitými rezervami, které umožní zvládat krátkodobá přetížení při přechodových jevech.

To vede na úzké pulsy pro malá napětí, kdy je však na druhou stranu možné předpokládat velké proudy a snížení účinnosti vlivem dynamických ztrát. Stejný efekt může nastat při malém zatížení zdroje, kdy přechází do nespojitého režimu. Možné řešení spočívá v použití **dvou rozsahů výstupního napětí**, „L“ a „H“. Ty musí být stanoveny tak, aby se dostatečně překrývaly; při používání zdroje je žádoucí, aby se přechody mezi rozsahy děly pokud možno co nejméně, neboť znamenají zásah do zpětné vazby, která vyžaduje určitý čas na ustálení. Překryv rozsahů umožňuje zavedení hystereze při přepínání.

Poměry mezních napětí obou rozsahů by měly být stejné jako regulační rozsah D . Za bezpečný rozsah D s dostatečnou rezervou na obou stranách lze považovat 20 % – 85 %,

Parametr	hodnota			jedin.
	min	nom	max	
U_{out}	5		55	V
I_{out}			6	A
$U_{\text{out,L}}$	5		20	V
$U_{\text{out,H}}$	15		60	V
P_{out}	225			W
f_T		50		kHz
$f = 2f_T$		100		kHz
D	20		85	%
D_{limit}			95	%
T		10		μs
$\tau_{\text{on}} = DT$	2		8,5	μs
$U_{\text{in,AC}}$	207	230	253	V
$U_{\text{in,DC}}$	293	325	358	V
U_D		0,5		V
U_P	146	163	179	V
$U_{\text{S,L}}$	5,5		20,5	V
$U_{\text{S,H}}$	15,5		60,5	V

Tabulka 3.2. Parametry návrhu spínaného měniče.

tedy zhruba 1 : 4 s tím, že krátkodobě (například při zapnutí zdroje nebo velkém skoku v zátěži) může měnič pracovat při D_{limit} až 95 %, kde musí být omezen, aby byla zajištěna korektní funkce primárního můstku (*dead-time*).

Pro výpočty vinutí je korigován vliv usměrňovače na sekundární straně, a to zvýšením **návrhových napětí** pro sekundární vinutí $U_{\text{S,L}}$ a $U_{\text{S,H}}$ o úbytek U_D . Primární vinutí z principu funkce kapacitního můstku pracuje při napětí $U_P = U_{\text{in}}/2$.

3.5.2 Primární strana

Primární strana měniče je navržena jako polomůstek s kapacitním děličem dle obr. 2.23 (b).

3.5.2.1 Spínací tranzistory

Jako spínače jsou použity tranzistory typu Power MOSFET, které vyhovují rozsahem napětí $U_{\text{DS,max}}$ i proudů I_D a jsou v této výkonové třídě měničů obvyklou volbou. Tyto dva parametry jsou hlavním kritériem pro jejich výběr.

Oba tranzistory jsou teoreticky vystaveny závěrnému napětí $U_{\text{in}}/2$, v praxi je však lepší dimenzovat je na plné U_{in} s jistou rezervou – pokud by se kapacitní dělič z jakéhokoliv důvodu rozešel, vedlo by to k průrazu některého z tranzistorů a přímému zkratu na vstupu, tedy alespoň na 400 V.

Kolektorový proud, čili vlastně proud primární cívky I_p se transformuje ze sekundární strany v inverzním poměru k počtu závitů, jeho přesnou špičkovou hodnotu tedy lze vypočítat až po návrhu transformátoru a cívky. Vzhledem k nízké ceně, snadné dostupnosti a vyhovujícím parametrům byl do prototypu použit IRF840 firmy Vishay s $U_{\text{DS,max}} = 500$ V, $I_{\text{D,max}} = 8$ A a $R_{\text{DS,on}} = 0,85 \Omega$. [38]

3.5.2.2 Budič můstku

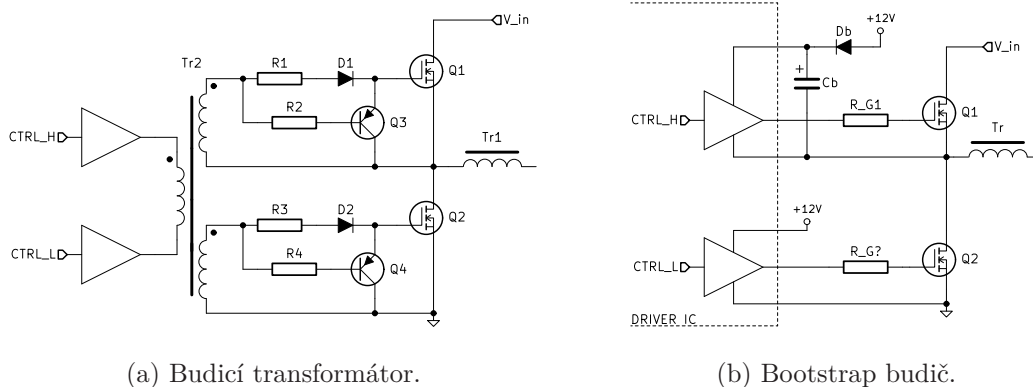
Problematika buzení výkonových tranzistorů MOSFET je podrobně diskutována v [39]. Jejich vstup má kapacitní charakter a pro sepnutí a zvláště rozepnutí je nutné impulsně

dodat značný proud. Pro snížení dynamických ztrát musí oba přechody proběhnout co nejrychleji.

Ve spínaných měničích se z technologických důvodů používají prakticky výhradně tranzistory s kanálem vodivosti N, a to nejčastěji v zapojení se společným Sourcem. Toto zapojení se vyznačuje záporným znaménkem napětového zesílení, které může být v absolutních číslech pro síťové napětí poměrně velké. Jako u každého tranzistoru se tak projevuje Millerova kapacita, neboli kapacita C_{GD} násobená právě tímto zesílením. Tento jev je nejvýznamnějším faktorem zpomalujícím přechody mezi stavem sepnutým a rozepnutým.

Vysoké a úzké proudové impulsy znamenají nutnost nízké indukčnosti přívodních vodičů – budič musí být co nejblíže výkonovému tranzistoru. Mezi vstupní kapacitou tranzistoru a indukčností přívodů může vznikat rezonance a napěťové špičky, které jsou nebezpečná pro vstupní hradlo tranzistoru, $U_{GS,max}$ je obvykle jen o několik V vyšší, než napětí potřebné pro spolehlivé sepnutí. Jakost tohoto rezonančního obvodu je proto vhodné snížit sériovým rezistorem v Gate tranzistoru s hodnotou nízkých desítek Ω . Pro urychlené rozepnutí, které je z hlediska I_G náročnější [39], se paralelně k R_G řadí dioda, případně i tvarovací obvod s tranzistorem.

Za nulový uzel primární strany obvodu je obvykle považován záporný pól vstupního napětí. V této souvislosti je buzení spodního tranzistoru snadné – jeho Source jako společná elektroda je připojen přímo k zemi obvodu. Horní tranzistor je plovoucí a jeho řízení je obtížnější, neboť vyžaduje plovoucí zdroj napětí na potenciálu středu můstku. Lze využít buď budičového transformátoru (starší, ale stále hojně používaná varianta, obr. 3.20 (a)), nebo specializovaného budiče využívající techniku bootstrappingu, obr. 3.20 (b).



(a) Budičový transformátor.

(b) Bootstrap budič.

Obrázek 3.20. Možnosti buzení horního spínače.

Bootstrap budič využívá jako zdroj napětí pro vstup horního tranzistoru kondenzátor C_b , který je pravidelně dobíjen přes rychlou diodu D_b a dolní tranzistor Q_2 v okamžiku, kdy je tento otevřen. Jeho kapacita musí být řádově větší, než je vstupní kapacita Q_1 .

Příkladem takového budiče je použitý IR2112 fy *Vishay*, který dle datasheetu [40] umožňuje rozdíl napětí až 600 V. Navíc obsahuje vstupní převodník úrovní, umožňující použít prakticky libovolný logický standard pro přivedení řídicího signálu, ochranu proti současnému sepnutí obou tranzistorů a ochranu proti podpětí.

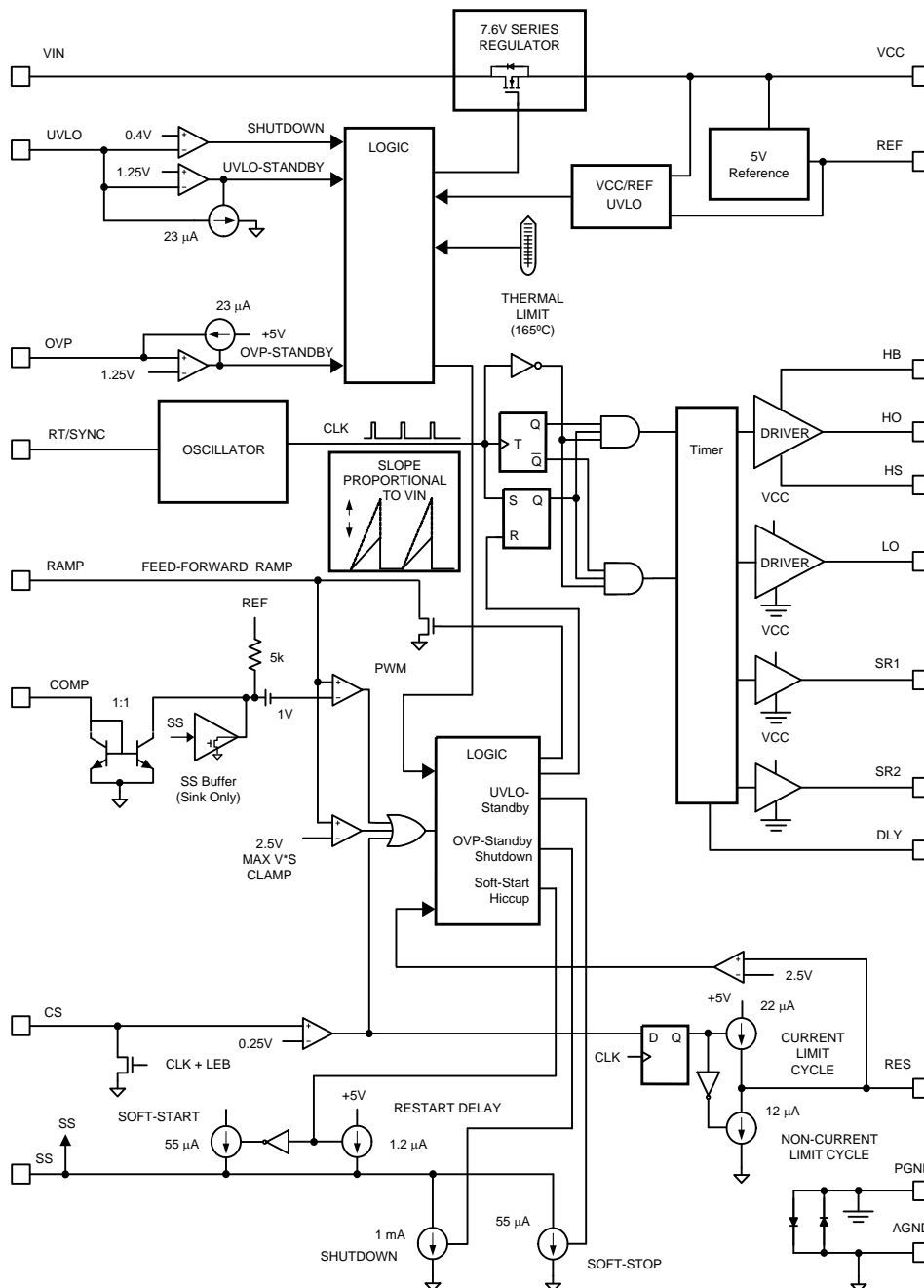
3.5.2.3 Kapacitní dělič

Kapacitní dělič ve druhé větvi můstku je vytvořen ze dvou elektrolytických kondenzátorů. Z hlediska robustnosti zapojení je vhodné je dimenzovat na plné vstupní napětí – nejbližší vyšší napěťová třída je 400 V. Vzhledem k vysokým impulsním proudům a poměrně vysokému ESR a ESL hliníkových kondenzátorů jsou navíc paralelně zařazeny fóliové kondenzátory s lepšími impulsními vlastnostmi.

Překmitý napětí způsobené rozptylovou indukčností primárních obvodů jsou odstraněny dvěma RC články paralelně k tranzistorům. Kondenzátory v těchto člancích musí být rovněž fóliové, impulsně odolné typy.

3.5.3 Řídicí obvod

Pro řízení celého spínaného měniče byl vybrán integrovaný obvod LM5035 firmy *Texas Instruments*, původně určený pro telekomunikační ústředny (napájení 48 V). [41] Jde o poměrně sofistikovaný čip s mnoha funkcemi, které lze snadno programovat několika externími součástkami. Jeho blokové schéma je uvedeno na obr. 3.21.



Obrázek 3.21. Blokové schéma řídicího obvodu LM5035. [41].

3.5.3.1 Oscilátor

Frekvence oscilátoru určuje pracovní frekvenci měniče; pro každou púlperiodu (sepnutí jednoho z výkonových tranzistorů) je nutný jeden cyklus oscilátoru, jeho frekvence je tedy

dvojnásobná, v tomto případě $f_{osc} = 100 \text{ kHz}$. Nastavuje se pomocí rezistoru připojeného na pin RT proti zemi a jeho požadovaný odpor je dle [41]:

$$R_{RT} = 6,25 \cdot \left(\frac{10^9 \text{ Hz}}{f_{osc}} - 110 \right) \Omega = 61812,5 \Omega \quad (3.31)$$

Tuto hodnotu lze poměrně přesně realizovat paralelním spojením $68 \text{ k}\Omega \parallel 680 \text{ k}\Omega \approx 61818 \Omega$.

3.5.3.2 Zpětnovazební a *feed-forward* regulace

Řídicí (zpětnovazební) signál je přiváděn v proudovém režimu (i_{COMP}). Předpokládá se použití optočlenu s NPN fototranzistorem, který má poměrně velkou výstupní kapacitu a omezuje šířku pásma zpětné vazby. V proudovém režimu je na fototranzistoru téměř konstantní napětí, čímž je tento efekt potlačen. Převedení na napětí zajišťuje interní proudové zrcadlo se zátěží $5 \text{ k}\Omega$. Toto napětí je dále stejnosměrně posunuto o 1 V a přivedeno do komparátoru jako u_{COMP} .

Pilový průběh je generován externím RC článkem napájeným ze vstupního napětí (usměrněné sítě), jehož střední uzel je připojen na vývod RAMP. Na začátku každé periody je kondenzátor C_{ff} vybit interním tranzistorem Q_r , $u_C(0) = 0$. Spínací tranzistor ve výkonovém polomůstku je sepnut. Poté se začne přes rezistor R nabíjet ze vstupního napětí podle rovnice pro přechodový děj I. řádu:

$$u_{C,ff}(t) = U_{in} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{ff}C_{ff}}} \right) \quad (3.32)$$

Jakmile $u_{C,ff}$ dosáhne u_{FB} nebo pevné hranice $2,5 \text{ V}$, je nabíjení ukončeno a výkonový tranzistor je rozepnut. Omezení na $2,5 \text{ V}$ funguje jako ochrana proti přesycení jádra – omezuje maximální součin $U \cdot t$ přivedený na primární vinutí, který je ekvivalentní změně indukce v jádře. Z tohoto napětí také vyplývá rozsah řídicího proudu na vstupu COMP $0,3 \text{ V} - 0,8 \text{ V}$. Pro $i_{COMP} = 0$ je výstupní střída omezena pouze touto ochranou, zdroj po zapnutí tedy pracuje na plný výkon, dokud není uzavřena zpětná vazba.

Protože je směrnice $u_{C,ff}$ přímo úměrná U_{in} , při zvýšení U_{in} dojde k uzavření výkonového tranzistoru dříve – přímo se snižuje poměr sepnutí D . Pro propustný měnič ve spojitém režimu to dle rovnice (2.32) znamená adekvátní snížení U_{out} . Tyto dva jevy se vzájemně vyruší a generátor referenčního průběhu napájený z U_{in} tak poskytuje *feed-forward* regulaci, neboť automaticky kompenzuje změny v napájecím napětí, aniž by musela reagovat zpětná vazba.

Z rovnice (3.32) lze odvodit vztah pro požadovanou časovou konstantu [41]:

$$\tau = R_{ff}C_{ff} = \frac{\tau_{on,max}}{\ln \left[\left(1 - \frac{2,5 \text{ V}}{U_{in}} \right)^{-1} \right]} \quad (3.33)$$

Doporučená hodnota C_{ff} je v rozsahu $100 \text{ pF} - 1 \text{ nF}$, pro $C_{ff} = 330 \text{ pF}$ vychází $R_{ff} = 3672 \text{ k}\Omega$.

3.5.3.3 Další součásti

Integrovaný obvod LM5035 obsahuje rovněž obvody proudového omezení, předpokládá se připojení obvodu se snímacím transformátorem na vstup CS. Rozhodovací úroveň je $0,25 \text{ V}$ a proudové omezení je vyhodnocováno po jednotlivých pracovních cyklech. V případě detekce poruchy restartovací obvod provádí opakované pokusy o nové spuštění měniče.

Vstup proudového omezení je dle [41] velmi citlivý na rušení, které je zvláště při tvrdém spínání můstku v obvodu přítomné. Proto je signál interně maskován po dobu 50 ns po sepnutí každého z výkonových tranzistorů.

Další blok představuje budič spínacích tranzistorů, který však pro přímé síťové použití nevyhovuje maximálním napětím horního tranzistoru (jen 105 V). Z výstupních obvodů

je také vyveden signál pro řízení synchronního usměrňovače (SR1, SR2), jeho časování (zpoždění) lze programovat externím rezistorem (DLY).

Power-management čipu zajišťuje referenční napětí 5 V a obsahuje také startovací lineární stabilizátor napájený ze vstupního napětí, který slouží k nabití zásobních napájecích kondenzátorů při startu zdroje, kdy ještě neběží samotný měnič. Po startu se předpokládá připojení pomocného vinutí transformátoru, které kryje vlastní spotřebu řídicích obvodů. V prototypu byl tento obvod původně použit, nicméně rozdílné startovací napětí řídicího IO a externího budiče můstku neumožnilo korektní start. Kromě toho poměrně velké rozmezí pracovní střídy měniče neumožňuje získat spolehlivé napájecí napětí. Z tohoto důvodu byl v pozdější verzi zaveden pomocný externí zdroj, nezávislý na provozu měniče.

3.5.4 Sekundární strana

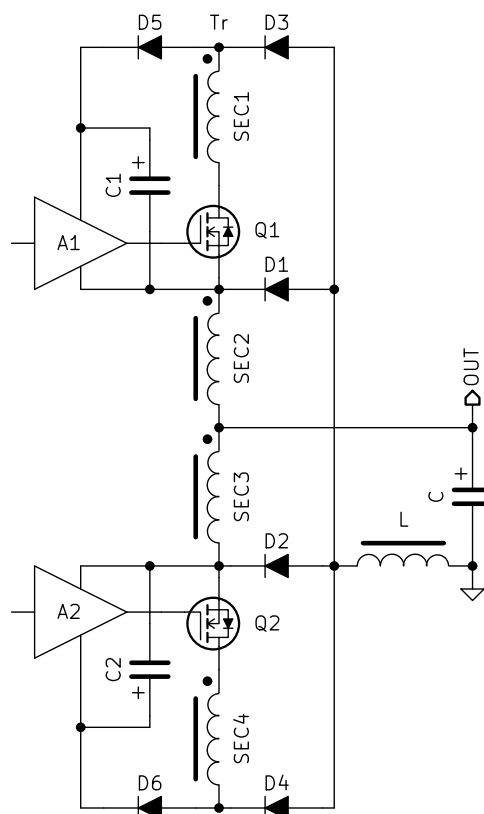
Sekundární strana měniče vychází z dvoucestného zapojení dle kap. 2.6.7 s rozšířením pro dva výstupní rozsahy.

3.5.4.1 Neřízený usměrňovač s přepínáním rozsahů

Vinutí má celkem čtyři sekce; dvě prostřední jsou v provozu neustále, koncová se připojí pouze v případě přepnutí na rozsah „H“ – celkový počet závitů se zvýší a spolu s ním výstupní napětí.

Orientace a pořadí součástek je proti tradičnímu zapojení obrácená. Pracovní cívka L má jeden z vývodů připojený na výstupní zem. Pokud bude fyzicky realizována tak, že tento její konec bude na povrchu vinutí, funguje zároveň jako stínění proti kapacitní vazbě rušivých signálů, které jsou ve spínaném obvodu přítomné.

Pro spínání vinutí SEC1 a SEC4 jsou použity tranzistory Power MOSFET. Jejich buzení zajišťují dva budiče A1 a A2, které jsou napájeny z příslušných kondenzátorů C1 a C2. Ty se nabíjí přes diody D5, D6 a zpětné diody Q1 a Q2 vždy během půlperrody, kdy je na vinutích SEC1 a SEC2 obrácená polarita napětí. Zde se nejedná o princip blokující cesty, která je využita při nulování transformátoru v měniči typu Forward (kap. 2.6.6) – v pomocném napájení není indukčnost, jedná se pouze o špičkový detektor.



Obrázek 3.22. Sekundární strana měniče s přepínáním rozsahů.

Vhodný typ budičů, použitý v prototypu, je MCP1416 od firmy *Microchip*. Jedná se o miniaturní obvody v pouzdru SOT-23-5, schopné dodat výstupní proud až 1,5 A. [42]. Napájecí napětí je maximálně 18 V, proto musí být pomocné napětí omezeno Zenerovou diodou (napětí na vinutích SEC1 a SEC4 je pro $U_{out} = 60$ V zjevně vyšší) a nabíjecí proud sériovým rezistorem.

Popsaný budič obvod je soběstačný a nevyžaduje externí plovoucí napájení. Ovládání budičů však musí být galvanicky oddělené pomocí optočlenů. Přepínání rozsahů je vyvedeno jako jeden ze vstupů modulu a jeho ovládání je přenecháno kanálovému mikrokontroléru.

3.5.4.2 Synchronní usměrňovač

Bylo zvažováno i použití synchronní varianty usměrňovače. Jeho princip spočívá v použití spínacího tranzistoru s malým odporem v sepnutém stavu $R_{ds,on}$, namísto diody, která je charakterizována propustným napětím U_f . Zvláště pro malá U_{out} , například pro napájení moderních mikroprocesorů v osobních počítačích, které používají $U_{dd} < 2 \text{ V}$, je již U_f i Schottkyho diod příliš vysoké a účinnost měniče významně klesá. Oproti tomu jsou již dostupné spínací MOSFETy s $R_{ds,on}$ v řádu miliohmů. Nevýhodou je poněkud větší složitost zapojení a nutnost přesného řízení tranzistorů, synchronního s primární stranou transformátoru.

Při použití tranzistoru Power MOSFET s vertikální strukturou je vždy přítomna substrátová dioda. Tranzistor je zapojen v inverzním směru, tedy proud protéká pro n-kanál ze Source do Drainu. To není problém, jelikož samotná struktura MOSFET je symetrická. Substrátová dioda je tak zapojená paralelně s tranzistorem – pokud by se z jakéhokoliv důvodu neotevřel ve správný okamžik, převezme jeho funkci. Zároveň toto uspořádání ve spojení s kladným pólem na středu sekundárního vinutí nevyžaduje plovoucí budič.

První prototyp SwReg-P1 je synchronním usměrňovačem volitelně (s výběrem pomocí jumperu) vybaven. Jsou použity tranzistory PSMN7R8-120PS s $R_{DS,on} = 7,9 \text{ m}\Omega$ a $U_{DS,max} = 120 \text{ V}$ [43]. Jejich buzení zajišťují dva budiče LM5110, které jsou napájeny z pomocného napětí pro sekundární stranu.

Přenos signálu od řídicího obvodu na primární straně dvojité rychlý CMOS optočlen ACPL-074L s CMOS výstupem [44]. Výhodou tohoto řešení je shodná strmost nástupných i sestupných hran (obyčejné optočleny s fototranzistorem a pracovním rezistorem mají mnohem rychlejší přechod z log. 1 do log. 0, než naopak) a také celkově nižší zpoždění a větší šířka pásma.

3.5.5 Transformátor

Součástí zdaleka nejsložitější na výpočet a návrh je impulsní transformátor. Obsáhlý popis celého problému včetně úvodu do problematiky magnetických obvodů a konkrétních příkladů je zpracován v [14–18].

3.5.5.1 Typ a rozměry magnetického obvodu

Při návrhu impulsního transformátoru je třeba nejprve vybrat typ a rozměry magnetického obvodu. Možností je několik a odpověď není jednoznačná; podobně jako u výběru topologie se různé varianty v parametrech překrývají a významnou roli hraje i zkušenost konstruktéra. Volba je často iterativní, volbou o stupeň většího nebo menšího jádra, pokud nejsou splněny požadavky při závěrečných kontrolních výpočtech. [17]

Pro transformátory jsou obvykle používány magnetické obvody typu E-E, na rozdíl od toroidních a hrníčkových jader, která jsou obvyklejší pro cívky. Velmi populárním typem je řada jader ETD (*Economic Transformer Design*), která jsou tvarově optimalizovaná z několika pohledů: [47]

- mají téměř konstantní průřez po celé délce siločáry, magnetická indukce je rozložena rovnoměrně a snižuje se možnost lokální saturace,
- kruhový střední sloupek usnadňuje navíjení vinutí a také minimalizuje jeho délku a
- okénko pro vinutí má výhodný tvar pro správné rozložení vinutí.

Rozměry ETD jader jsou průmyslovým standardem a dodávají je všichni přední výrobci magnetik. Snadné a bezpečné sestavení magnetického obvodu umožňují dostupné kostřičky s pružinovými sponkami – jádro je tak stlačeno definovanou silou a zvláště pro jádro se vzduchovou mezerou jsou jeho parametry v čase stabilní a předvídatelné. Kostry mají zabudované vývody a jejich montáž do desky plošných spojů je snadná. Pro aplikace, kde je omezená výška, existuje odvozená varianta EFD.

Jednou z metodik odhadu potřebné velikosti jádra je *Area Product* [17], definovaný jako

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{P_o}{K \Delta B f_T} \right)^{4/3} \quad [\text{cm}^2] \quad (3.34)$$

kde A_W [cm²] je plocha okénka pro vinutí, A_E [cm²] je průřez magnetického obvodu, K je konstanta charakterizující vliv topologie (pro dvojčinný měnič $K = 0,017$), ΔB rozkmit magnetické indukce a f_T pracovní frekvence transformátoru. Podle hodnoty AP lze vybrat jádro, které bude vyhovovat při obvyklých poměrech ve vinutí. Další možností je vybrat jádro pomocí software či aplikačních poznámek výrobce, který stanovuje vlastní metodiku. Pro hrubou orientaci lze rovněž využít nomogramy, např. .

Dosažením do vzorce (3.34) vychází požadovaný $AP = 1,672 \text{cm}^4$. Nejbližší vyšší velikost je ETD39 s $AP = 1,672 \text{cm}^4$ [45].

Transformátor pro dvojčinný měnič s přepínáním rozsahů na sekundární straně bude vyžadovat čtyři sekundární a jedno primární vinutí, které je však pro optimální vazbu vhodné rozdělit na dvě poloviny [16]. Původní konstrukce také počítá s dvěma pomocnými vinutími pro napájení obvodů na primární i sekundární straně. Protože jde o součástku, která zajišťuje bezpečnostní izolaci od sítě, je nutné počítat se silnou izolací mezi primárními a sekundárními vinutími.

Všechny tyto požadavky diktují použití spíše většího jádra, přestože bude z hlediska výkonu poněkud předimenzované. Zejména z důvodu velkého počtu vinutí byl použit typ ETD49, jehož kostra má celkem 20 vývodů a poskytuje dostatek místa pro vinutí i jejich bezpečné vyvedení. Za materiál magnetického obvodu byl vzhledem ke snadné dostupnosti celé řady jader zvolen CF138/CF139, což je ferit pro středněvýkonové použití od firmy *Cosmo Ferrites*; ekvivalentem je například N87 (*TDK Epcos*) [46]. Katalogové údaje, důležité pro návrh magnetického obvodu, shrnuje tab. 3.3.

	hodnota	význam
L_e	114 mm	efektivní délka siločáry
A_e	211 mm ²	efektivní průřez magnetického obvodu
V_e	24000 mm ³	objem jádra
B_{sat}	390 mT	saturační indukce
A_w	360 mm ²	plocha okénka

Tabulka 3.3. Parametry jádra ETD49, materiál CF139. [48]

3.5.5.2 Tepelné ztráty a stanovení maximální indukce

Ve transformátoru bude docházet k tepelným ztrátám, které mají původ jednak v jádru (vysokofrekvenční buzení, vířivé proudy atd.), jednak ve vinutí (činný odpor, skinefekt). Ztrátový výkon způsobuje oteplení celého transformátoru – je třeba stanovit, jaké oteplení vůči prostředí je pro danou metodu chlazení ještě přípustné. Konzervativní volba je $\theta_{\text{rise}} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ a přirozené konvektivní chlazení. Pro tepelný odpor R_θ ETD jádra vůči volnému prostoru existuje empirický vzorec [17]

$$R_\theta = \frac{800}{22 \cdot A_w [\text{cm}^2]} \quad (3.35)$$

Dosažením A_w z tab. 3.3 vychází $R_\theta = 10,1 \text{K} \cdot \text{W}^{-1}$. Maximální ztrátový výkon P_{lim} je tedy

$$P_{\text{lim}} = \frac{\theta_{\text{rise}}}{R_{\text{theta}}} \approx 4 \text{W} \quad (3.36)$$

Dobře navržený transformátor s maximálním využitím jádra i vinutí by měl mít ztráty v obou částech vyvážené, předpokládá se tedy shodně ztrátový výkon $P_c = P_w = 2 \text{ W}$.

Ze známého objemu jádra V_e nyní lze určit maximální měrnou ztrátu:

$$p_C = \frac{P_c}{V_e} = 82,5 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} \quad (3.37)$$

Tato hodnota je vstupním parametrem pro nahlédnutí do grafu, popisující závislost ztrát na indukci a pracovní frekvenci jádra, který by měl výrobce specifikovat v datasheetu. *Cosmo Ferrites* bohužel tyto parametry přímo neuvádí, bude tedy použit graf pro ekvivalentní materiál N87 fy *TDK Epcos* dle [49]. Výsledkem bude špičková indukce B_{\max} , která odpovídá těmto ztrátám.

Pro $f = 100 \text{ kHz}$ je $B_{\max} = 80 \text{ mT}$. Při $f = 50 \text{ kHz}$ se ztráty sníží, takže pro další výpočty bude předpokládána hodnota $B_{\max} = 100 \text{ mT}$ a celkový dvojitý rozkmit indukce bude

$$\Delta B = 200 \text{ mT} \quad (3.38)$$

3.5.5.3 Návrh vinutí

Před výpočtem konkrétních počtů závitů pro jednotlivá vinutí je nutné stanovit jejich vzájemné poměry, neboli převod transformátoru pro sekundární vinutí obou rozsahů L a H. Ten bude stanoven pro nejhorší případ, který nastává při $U_{\text{in},\text{min}}$ a zároveň $U_{\text{out},\text{max}}$; měnič schopen dodat požadované napětí na výstup při střídě D_{\max} .

Podobná situace existuje i v případě $U_{\text{in},\text{max}}$ a $U_{\text{out},\text{min}}$, kde je naopak D minimální a výsledky plynoucí z této podmínky mohou být mírně odlišné. Omezení shora však má přednost – k nule se lze přiblížit teoreticky libovolně.

Pro výstupní napětí propustného zdroje s transformátorem platí rovnice (2.37). Z ní lze odvodit požadovaný převod p pro výše uvedenou situaci:

$$p = \frac{N_p}{N_s} = D_{\max} \frac{U_{P,\text{min}}}{U_{S,\text{max}}} \quad (3.39)$$

Dosazením pro obě sekundární vinutí:

$$\begin{aligned} p_L &= D_{\max} \frac{U_{P,\text{min}}}{U_{S,L,\text{max}}} \approx 6,07 \\ p_H &= D_{\max} \frac{U_{P,\text{min}}}{U_{S,H,\text{max}}} \approx 2,06 \end{aligned} \quad (3.40)$$

Výpočet N vychází z Faradayova indukčního zákona,

$$u_W(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d(NBA_e)}{dt}, \quad (3.41)$$

který vyjadřuje vztah mezi napětím na vinutí $u_W(t)$ a změnou magnetického toku Φ , potažmo indukce B ; pokud je navinuto N závitů, celkový magnetický tok je N -násobný. Znaménko pro další kvantitativní úvahy není podstatné, neboť v tomto případě pouze vyjadřuje orientaci vektoru \vec{B} v jádře.

Během nabíjecí části periody měniče je napětí na vinutí konstantní (primární je připojeno na napěťový zdroj), stejně jako N a průřez jádra A_e . Indukce tedy roste lineárně mezi dvěma extrémy $-B_{\max}$ a B_{\max} a rovnicí (3.41) lze upravit:

$$U_W = \frac{N\Delta BA_e}{\tau_{\text{on}}} \quad (3.42)$$

a po vyjádření pro N :

$$N = \frac{U_W \Delta B A_e}{D_{\max} T} \quad (3.43)$$

Výpočet N bude proveden pro vinutí s nejnižším počtem závitů, je totiž přirozeně celočíselný a po výpočtu dle (3.43) bude nutné jej zaokrouhlit. Toto zaokrouhlení má vliv na celý transformátor a je vhodné vyzkoušet různé varianty s kontrolním propočtem poměrů v jádře. [17]

Pro sekundární vinutí, která jsou na nižší napětí, platí po dosazení do (3.43):

$$\begin{aligned} N_{S,L} &= \frac{(U_{\text{out,L,max}} + U_D) D_{\max} T}{\Delta B A_e} \approx 4,13 \\ N_{S,H} &= \frac{(U_{\text{out,H,max}} + U_D) D_{\max} T}{\Delta B A_e} \approx 12,19 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Další vinutí lze vypočítat prostřednictvím převodu transformátoru.

$$N_p = p_L N_L \approx 25,06 \quad (3.45)$$

Po zaokrouhlení a finální volbě (zaokrouhlení) N_p , $N_{S,L}$ a $N_{S,H}$ je třeba zkontrolovat, zda jsou splněna počáteční omezení střídy D . Vztahy jsou opět odvozeny ze základní rovnice (2.37):

$$D_{\max} = \frac{U_{S,\max} N_p}{U_{P,\min} N_S} \quad D_{\min} = \frac{U_{S,\min} N_p}{U_{P,\max} N_S} \quad (3.46)$$

Možné volby počtů závitů jsou uvedeny v tab. 3.4

	N_p	$N_{S,L}$	$N_{S,H}$	D_L [%]		D_H [%]	
				min	max	min	max
		(ideálně)		20	85	20	85
(1)	4	12	25	19,2	88,0	18,1	86,0
(2)	4	12	24	18,4	84,0	17,3	82,7

Tabulka 3.4. Možné volby závitů vinutí impulsního transformátoru.

První varianta s prostým zaokrouhlením vede na mírně vyšší D pro nejhorší případ. Aby byla zachována rezerva pro přechodové děje, byl za cenu vyšší odchylky D_{\min} snížen N_p o jeden závit. Celočíselné poměry 24 : 4 a 24 : 12 jsou také výhodné pro konstrukci vinutí.

Zbývá ověřit, zda ani pro absolutní maximum D_{limit} nedojde k přesycení jádra, případně tento limit dodatečně snížit. Indukci v tomto případě lze odvodit opět z (3.41)

$$\Delta B = \frac{U_P D_{\text{limit}} T}{N A_e} \approx 671 \text{ mT} \quad (3.47)$$

Maximální absolutní hodnota indukce B_{lim} je rovna polovině celkového rozkmitu ΔB :

$$B_{\text{limit}} = \frac{\Delta B}{2} \approx 335 \text{ mT} < B_{\text{sat}} = 390 \text{ mT} \quad (3.48)$$

2	PRI2	*12
10	SEC3	*20
9	SEC4	*19
8*	SEC1	18
7*	SEC2	17
1*	PRI1	11

Obrázek 3.23. Vinutí transformátoru v průřezu.

Vinutí	N	m	d [mm]
PRI1	13	4	0,58
PRI2	11	4	0,58
SEC1	12	4	0,58
SEC2	4	12	0,58
SEC3	4	12	0,58
SEC4	12	4	0,58

Tabulka 3.5. Počty závitů a násobnosti vinutí.

3.5.5.4 Konstrukce vinutí

V souladu s pravidly uvedenými v kap. 2.6.2 byl realizován pokusný transformátor, jehož schematický průřez vinutí je na obr. 3.23. Kostra je typu ETD49, ležaté provedení.

Všechna vinutí jsou jednovrstvá, složená z m paralelně zapojených a rovnoběžně uspořádaných drátků o průměru d dle tab. 3.5. Počty paralelních vodičů jsou zvoleny tak, aby vinutí vždy právě vyplnilo jednu vrstvu s malou rezervou pro vývody na obou okrajích. Průměr d byl vybrán s ohledem na $d_{\text{pen}} \approx 0,34$ pro měď při $f_T = 50$ kHz – je přibližně dvojnásobný a průřez vodiče je tedy relativně dobře využitý pro VF složku proudu. Vodiče jsou měděné, lakované a opředené bavlnou pro zvýšení dielektrické pevnosti.

Jednotlivá vinutí jsou od sebe izolována třemi vrstvami mylarové a kaptonové fólie, dvojnásobně zesílená izolace je provedena mezi sekundárními a primárními vrstvami (na obrázku označeno červeně). Konce vinutí jsou vyvedeny silikonovými bužírkami přes připravené otvory skrz čela kostry a připájeny k uvedeným vývodům.

Vinutí jsou uspořádána tak, aby SEC2 a SEC3 pro rozsah L, kde je očekáván největší proud, byla co nejbližší primárním. Orientace vinutí je zvolena tak, aby usnadnila návrh plošného spoje; počátek vinutí odpovídající značce ve schématu je v obrázku označen hvězdičkou.

3.5.6 Pracovní cívka

Pracovní cívka je další magnetickou součástí, která vyžaduje poměrně komplikovaný výpočet.

3.5.6.1 Indukčnost

Pro návrh je nutné nejprve stanovit její indukčnost. Z důvodů zmíněných v kap. 2.6.4 je snaha provozovat měnič pokud možno ve spojitém režimu. To je zajištěno zárukou minimálního výstupního proudu $I_{o,\text{min}}$ ve spojení s dostatečnou indukčností L_{min} .

Problematické je však už stanovení minimálního proudu I_o . Laboratorní zdroj na rozdíl od pevného zdroje pro konkrétní zařízení nemůže počítat s minimální zátěží. Pro zajištění spojitého režimu je tedy nutná předzátěž, která snižuje účinnost přístroje. Návrh předzátěže je o to komplikovanější, že rozsah výstupního napětí je velmi velký; zcela jistě nestačí použít jednoduchý rezistor a předzátěž bude muset mít spíše charakter konstantního proudu.

Výstupní indukčnost tedy bude navržena pro $I_{L,\text{pp}} = 0,5$ A, čemuž odpovídá $I_{\text{out},\text{min}} = 250$ mA. Tato hodnota je dostatečně nízká na to, aby v reprezentativním procentu případů proud zůstal spojitý, na druhou stranu nebude neúměrně zvyšovat potřebnou indukčnost cívky, se kterou pochopitelně poroste i její činný odpor a mechanické rozměry. Zároveň odpovídá hrubému pravidlu, že $I_{L,\text{pp}}$ má být cca 10 – 20 % maximálního výstupního proudu. [18].

Pro výpočet L_{min} bude využit vzorec (2.38), jehož proměnné je třeba dosadit s ohledem dvojnásobnou efektivní pracovní frekvenci u dvojitě účinného měniče.

Protože má měnič dva výstupní rozsahy a tedy dva převody transformátoru p_L a p_H , je nutné dále pracovat s vyšší z obou hodnot L_{\min} , která je určena převodem p_H . Po dosazení všech veličin je stanovena minimální indukčnost

$$L_{\min} = \frac{179 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 2 \cdot 0,5} \text{ H} \approx 224 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.49)$$

3.5.6.2 Magnetický obvod

Pracovní cívka je akumulací prvek, proto musí její magnetický obvod obsahovat vzduchovou mezeru (kap. 2.6.2). Vzhledem k tomu, že u propustného zdroje ve spojitým režimu je střídavá složka proudu ve srovnání se stejnosměrnou malá, ztráty v jádře zřejmě nebudou (na rozdíl od impulsního transformátoru) omezujícím faktorem. Větší vliv má saturační indukce B_{sat} , které je nutné podřídit počet závitů cívky.

Výběr magnetických obvodů a jejich materiálů je pro cívky širší, než pro transformátory. Lze využít jak jádra typu E-E, tak jádra toroidní a hrníčková a také materiály s rozprostřednou vzduchovou mezerou. Požadovaná L_{\min} je poměrně velká a lze očekávat spíše vyšší počet závitů, jako vhodnější se tedy jeví opět typ ETD, který lze snadno navinout s dodržением pravidel zmíněných v 2.6.2. Ke stanovení vhodné velikosti lze použít stejné postupy jako u transformátoru, tj. **Area Product**, ovšem i zde jsou důležité zkušenosti konstruktéra a odpověď na tuto otázku není jednoznačná.

Dle [18] je pro tento případ ($K_1 = 0,03$) hodnota AP :

$$AP = \left(\frac{LI_{\text{out,sc}}I_{\text{out,max}}}{B_{\text{sat}}K_1} \right)^{4/3} \text{ cm}^4 = 0,776 \text{ cm}^4 \quad (3.50)$$

Předběžně je zvoleno jádro ETD34 z materiálu CF139, jehož podstatné parametry jsou v tab. 3.6.

	hodnota	význam
B_{sat}	390 mT	saturační indukce
A_e	97,1 mm ²	efektivní průřez magnetického obvodu
A_L	153 nH	<i>inductance factor</i>
d_{cp}	11,1 mm	průměr středního sloupku jádra
$d_{\text{cp,b}}$	13,2 mm	průměr středního sloupku kostry
w_w	21,5 mm	šířka okénka
h_w	5,7 mm	výška okénka

Tabulka 3.6. Parametry jádra ETD34, materiál CF139. [50] [51]

Rozkmit indukce v jádře ΔB , který bude odpovídat $I_{L,\text{pp}}$, je třeba zvolit s ohledem na zkratový výstupní proud $I_{\text{out,sc}}$, při kterém se cívka přesyť (indukce dosáhne B_{sat}). Zkratový proud je stanoven na 120% maximálního provozního proudu, tedy $I_{\text{out,sc}} = 7,2\text{A}$. Extrapolací lze vypočítat odpovídající ΔB :

$$\Delta B = B_{\text{sat}} \frac{I_{L,\text{pp}}}{I_{\text{out,sc}}} \approx 27 \text{ mT} \quad (3.51)$$

Počet závitů lze opět stanovit s použitím Faradayova indukčního zákona, který má pro N -závitovou cívku tvar

$$u = - \frac{d\Phi_{\text{tot}}}{dt} = - \frac{d(NA_e B)}{dt} \quad (3.52)$$

kde A_e je plocha závitů. Napětí na cívce sice lze určit z průběhů na obr. 2.17, ovšem vzhledem k tomu, že je již známé $I_{L,pp}$ i L_{min} , je jednodušší použít obvodovou rovnici pro indukčnost

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (3.53)$$

Protože je cívka buzena po částech konstantním napětím, diferenciální výrazy lze zjednodušit na diferenční a srovnáním obou předchozích rovnic lze určit potřebný počet závitů N :

$$N = \frac{LI_{L,pp}}{A_e B} \approx 42,5 \quad (3.54)$$

Posledním parametrem jádra, který je nutné vypočítat, je velikost vzduchové mezery l_g . Mezera svou přítomností v jádře dominantně určuje jeho reluktanci R_m , čili magnetický odpor; feritové jádro s vysokou permeabilitou má ve srovnání s ní reluktanci zanedbatelnou. Reluktance je definována [14]

$$R_m = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} \quad (3.55)$$

Vztah k indukčnosti cívky s N závitů na jádře s danou reluktancí je

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \mu_0 \mu_r N^2 \frac{A}{l} \quad (3.56)$$

Tento vztah by přímo platil pro vzduchovou mezeru, pokud by bylo magnetické pole v ní homogenní. V místě nespojitosti se však siločáry rozbíhají do soudkovitého tvaru, je tedy potřebná korekce, která určí efektivní plochu A_g . Pro relativně úzkou mezeru ve sloupku s kruhovým průřezem a průměrem d_{cp} přibližně platí [14]:

$$\frac{A_g}{A_{cp}} = \left(1 + \frac{l_g}{d_{cp}}\right)^2 \quad (3.57)$$

Pro jádro ETD přibližně platí $A_{cp} = A_e$, neboť je optimalizováno na konstantní průřez po délce siločáry. Celková výsledná indukčnost cívky na jádře se vzduchovou mezerou ($\mu_r = 1$) je

$$L = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{l_g} \left(1 + \frac{l_g}{d_{cp}}\right)^2 \quad (3.58)$$

a po úpravě

$$l_g = \mu_0 N^2 \frac{A_e}{L} \left(1 + \frac{l_g}{d_{cp}}\right)^2 \quad (3.59)$$

Délka mezery l_g je na obou stranách rovnice a jeho hodnotu lze určit iterativně – pro první výpočet zvolit předpokládanou hodnotu (např. $l_g = 0,5$ mm) a výraz po několika iteracích zkonverguje.

Finální volba počtu závitů N s ohledem na vypočtenou hodnotu z (3.54) respektuje dostupnost jader s připravenou mezerou:

$$\begin{aligned} N &= 40 \\ l_g &= 1 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.60)$$

Správnost výpočtů lze ověřit pomocí výrobcem udávaného *inductance factoru*, změřeného pro daný pár jader s mezerou $l_g = 1$ mm:

$$L' = A_L N^2 \approx 245 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.61)$$

3.5.6.3 Vinutí

Pro vinutí bylo zvažováno použití měděného pásku a obyčejného lakovaného drátu. Páskové vinutí je výhodnější z hlediska nižšího stejnosměrného odporu, nicméně zabírá více místa na kostře.

Páskový vodič tloušťky $t_s = 35 \mu\text{m}$ izolovaný kaptonovou fólií $t_i = 70 \mu\text{m}$ má pro $N = 40$ závitů celkovou výšku

$$h_{\text{tot}} = N(t_s + t_i) = 4,2 \mu\text{m} \quad (3.62)$$

Střední délka závitů je

$$l_t = \pi \left(d_{\text{cp,b}} + \frac{h_w}{2} \right) \quad (3.63)$$

a celková délka vinutí

$$l_{\text{tot}} = N l_t = 2017 \text{ mm}$$

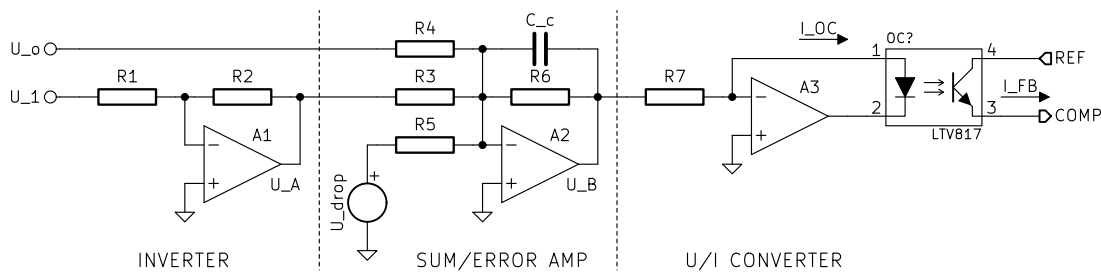
Šířka kostry ETD34 $w_w = 21,5 \text{ mm}$ umožňuje použít pásek šíře 20 mm, průřez je pak $A_s = 0,7 \text{ mm}^2$. Z měrného odporu mědi, $\rho_{\text{Cu},20} = 16,78 \text{ n}\Omega \cdot \text{m}$, lze vypočítat stejnosměrný odpor vinutí:

$$R_L = \rho \frac{l_{\text{tot}}}{A_s} = 48,3 \text{ m}\Omega \quad (3.64)$$

Cívka s páskovým vodičem byla experimentálně vyrobena a otestována na rezonanci s mezizávitovou kapacitou pomocí sinusového generátoru a osciloskopu. Žádné významné rezonanční maximum nebylo pozorováno až do $f = 2 \text{ MHz}$. Skutečná indukčnost, měřená přístrojem *Metrix IX3131B* při $f = 10 \text{ kHz}$ je $L = 236,9 \mu\text{H}$. Výsledky s drátovým vodičem $d = 1,5 \text{ mm}$ byly nicméně i bez podrobnějších výpočtů uspokojivé.

3.5.7 Zpětnovazební řízení

Zpětnovazební řízení PWM modulátoru na primární straně je realizováno s optickým oddělením, chybový zesilovač je na sekundární straně měniče. Schéma je na obr. 3.24



Obrázek 3.24. Zpětnovazební obvod pro regulaci na konstantní U_{drop} .

Zapojení má dva vstupy – vzorek výstupního napětí preregulátoru U_1 a vzorek výstupního napětí lineárního stabilizátoru U_o .

Zesilovač A1 je zapojen jako invertující a jeho výstupní napětí je

$$U_A = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (3.65)$$

Společně s U_o a U_{drop} je vedeno do součtového zesilovače A_2 . Záporná zpětná vazba je uzavřena přes PWM modulátor, výkonovou část měniče a invertor A1, v sumačním uzlu tedy platí

$$\frac{U_A}{R_3} + \frac{U_o}{R_4} + \frac{U_{\text{drop}}}{R_5} + \frac{U_B}{R_6} = 0 \quad (3.66)$$

a po dosazení z (3.65)

$$-\frac{U_1 R_2}{R_3 R_1} + \frac{U_o}{R_4} + \frac{U_{\text{drop}}}{R_5} + \frac{U_B}{R_6} = 0 \quad (3.67)$$

Pomocí rezistoru R6 lze omezit lokální zesílení chybového zesilovače – nastavuje proporcionální složku regulace. Frekvenční kompenzaci celého zapojení poskytuje kondenzátor Cc.

Výstupní napětí chybového zesilovače je pomocí A3 převedeno na proud, který budí diodu zpětnovazebního optočlenu. Ten je připojen k PWM obvodu LM5035 a ovlivňuje jej řídicím proudem

$$I_{\text{COMP}} = K I_{\text{OC}} = K \frac{U_B}{R_7} \quad (3.68)$$

kde K představuje proudový přenos optočlenu (CTR).

Zesílení invertoru A1 musí být nastaveno tak, aby byl schopen zpracovat rozsah U_1 , který je dle tab. 3.2 0 V – 60 V. Použité operační zesilovače NE5532 mají saturační napětí cca 2 V [32], při napájecím napětí ± 6 V je maximální zesílení invertoru

$$|A_{1,\text{max}}| = \frac{U_{\text{cc}} - U_{\text{sat}}}{U_{1,\text{max}}} = \frac{4 \text{ V}}{60 \text{ V}} = 0,0\bar{6} \quad (3.69)$$

a pro rezistory R1 a R2 jsou zvoleny konzervativní hodnoty

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega, \quad |A_1| = 0,047 \quad (3.70)$$

Stejná úvaha platí pro **sumační zesilovač**. Oba vstupy musí mít pro správnou regulaci stejnou váhu a napěťový rozsah vzorku za lineárním stabilizátorem U_o je téměř stejný, takže musí dále platit

$$R_4 = R_1, \quad R_3 = R_2, \quad (3.71)$$

čímž je zároveň kompenzován vliv zesílení A1 na váhu vstupu U_1 .

Hodnota R5 představuje váhu konstantního referenčního napětí U_{drop} , které má být udržováno jako úbytek na lineárním stabilizátoru. Lze ji zvolit v podstatě libovolně, pro jednoduchost bude uvažována jednotková, proto

$$R_5 = R_4 \quad (3.72)$$

S touto volbou váhových odporů a s předpokladem $R_6 \rightarrow \infty$ lze dosadit do (3.67):

$$\begin{aligned} -\frac{U_1 R_2}{R_2 R_1} + \frac{U_o}{R_1} + \frac{U_{\text{drop}}}{R_1} &= 0 \\ U_o + U_{\text{drop}} - U_1 &= 0 \end{aligned} \quad (3.73)$$

což je podmínka pro regulaci na konstantní U_{drop} .

Konstantu **převodníku napětí/proud A3** určuje rezistor R7. Použité optočlenu HCPL-181 se dodávají ve čtyřech třídách proudového přenosu, absolutní minimální přenos je $K_{\text{min}} = 80\%$. Aby měl chybový zesilovač k dispozici celý rozsah nastavení I_{COMP} , 0,3mA – 0,8mA, hodnota R7 může být nejvýše

$$R_{7,\text{max}} = \frac{U_{B,\text{max}} K_{\text{min}}}{I_{\text{COMP,max}}} = 4 \text{ k}\Omega \quad (3.74)$$

Použitá hodnota je pouze desetinová, $R_7 = 470 \Omega$, U_B je tedy bezpečně vzdálené od saturace a navíc se snižuje vliv rychlosti průběhu operačního zesilovače.

Referenční napětí U_{drop} je vytvořeno pomocí programovatelné napěťové reference TL431 s trimrem ve zpětnovazebním děliči. Pomocí tohoto nastavovacího prvku lze přímo nastavit požadovaný úbytek na lineárním stabilizátoru. Dalším nastavovacím prvkem může být rezistor R4, kterým lze přesně vyvážit přenos z obou vstupů zpětnovazebního bloku, aby tento úbytek zůstal konstantní pro všechna výstupní napětí zdroje (všechny sumační rezistory mají toleranci 1 %).

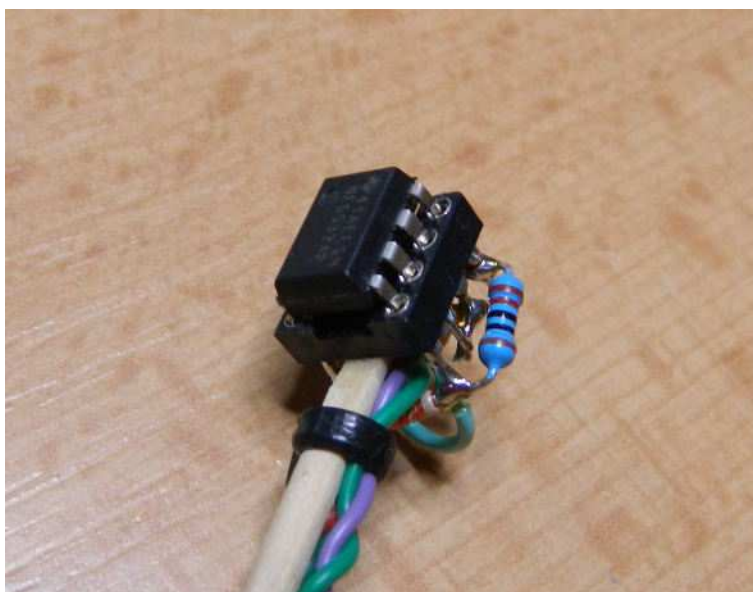
3.5.8 Realizované prototypy

3.5.8.1 SwReg-P1

První prototyp SwReg-P1 měl sloužit k ověření funkce dvojčinného zdroje s přepínáním napětových rozsahů. Obsahoval velmi komplexní sekundární část, která umožňovala výběr mezi neřízeným a synchronním usměrňovačem pomocí jumperů.

Značná složitost a nepříliš šťastný layout desky (dlouhé spoje) však způsobovaly velké **rušení zpětnovazebního obvodu**, v této verzi realizovaného jen pomocí jediného OZ jako jednoduchého chybového zesilovače (řízení na konstantní U_{drop} bylo doplněno až později).

Na základě této zkušenosti byly testovány různé běžně dostupné typy operačních zesilovačů pro zjištění jejich odolnosti vůči impulsnímu rušení – původně navržený LM358 a dále LM1458, TL072 a NE5534. Testování probíhalo pomocí speciálního přípravku, jehož fotografie je na obr. 3.25.



Obrázek 3.25. Přípravek s operačním zesilovačem.

Operační zesilovač v patici je zapojen jako sledovač a na jeho vstup je připojeno konstantní napětí vytvořené Zenerovou diodou. Výstup a napájení jsou vedeny krouceným dvoužilovým vedením pro maximální potlačení magnetického rušení. Takto vytvořená „sonda“ byla přibližována k různým částem zdroje za měření výstupního napětí osciloskopem.

První dva jsou k impulsnímu rušení velmi náchylné; při každém sepnutí/rozepnutí spínaného obvodu v blízkosti OZ se na výstupu objevovaly napětové špičky, které zřejmě znemožňovaly korektní funkci zpětné vazby. Jako nejlepší byl vyhodnocen typ NE5534/NE5532, kde bylo rušení zanedbatelné a pravděpodobně indukované přímo do přívodů nebo sondy osciloskopu.

Synchronní usměrňovač byl vyhodnocen jako funkční, nicméně jeho přínos pro velká napětí není příliš velký vzhledem ke značným komplikacím v zapojení, které přináší. Tranzistory navíc musí snést poměrně značné napětí U_{DS} , použité typy na 120 V se ukázaly jako nedostatečné. Pokud totiž dojde k rozvážení primárního kapacitního děliče, na sekundární straně s dvoucestným zapojením se při převodu $p = 2$ může objevit i plné napětí usměrňené sítě, tedy přes 300 V. Tranzistory pro takto vysoká napětí již ztrácejí výhodu nízkého $R_{\text{DS,on}}$ a jejich ztráty narůstají.

Bylo proto rozhodnuto o ponechání pouze neřízeného usměrňovače z rychlých diod. Schottkyho diody s dobrými parametry jsou pro velká U_{rrm} obtížně dostupné a jejich U_f a I_f přestávají být výhodné.

Původně navržené **napájení z pomocných vinutí** hlavního transformátoru ztroskotalo na velmi úzkých pulsech při malém U_{out} bez zátěže – pomocné zdroje nebyly schopné dodat dostatečné napětí a měnič přestával fungovat. Rovněž bylo nutné vyřešit start primární strany tak, aby byl budič IR2112 a řídicí IO LM5035 spuštěny v tomto pořadí – jejich podpětové ochrany mají různá rozhodovací napětí. Tyto problémy vyřešilo externí nezávislé napájení 12 V pro primární i sekundární stranu.

Jako funkční byl vyhodnocen **primární můstek** a **přepínání rozsahů** výstupního napětí.

3.5.8.2 SwReg-P2

Druhý prototyp byl navržen s větším důrazem na správný layout, což umožnilo především radikální zjednodušení zapojení vypuštěním synchronního usměrňovače. Deska plošných spojů je celkově menší, což umožňuje lepší umístění do skříňky přístroje. Rozmístění součástek bylo také optimalizováno z hlediska chlazení – všechny výkonové prvky jsou umístěny na jedné straně desky, kde je umístěn chladič.

Použití **nového zpětnovazebního řízení** dle kap. 3.5.7 a jeho stínění plechovou krabičkou podstatně zlepšilo stabilitu regulace a poprvé umožnilo test spolupráce s již dříve vyrobeným lineárním stabilizátorem. V tomto propojení byla ověřena velikost potřebného napětí U_{drop} a stabilita celé soustavy. Pro její zlepšení při větších výkonech se osvědčilo vložit do cesty mezi SwReg a LinReg ještě druhý LC filtr, který omezuje pronikání zvlnění spínaného měniče do vstupu lineárního stabilizátoru.

Problém nastal s **přepínáním rozsahů** sekundárního vinutí – s opomenutím důkladného zhodnocení tepelné ztráty na spínacích tranzistorech nebyly navrženy dostatečné chladičové plochy a při provozu docházelo ke značnému přehřívání. Původní verze SwReg-P1 měla spínače v pouzdru TO-220 umístěné na chladiči, proto tento problém nenastal. Vzhledem k tomu, že tranzistory musí snést poměrně značné napětí U_{DS} (pro nejnepríznivější případ rozváženého vstupního kapacitního děliče je to přes 300 V), nelze vybrat typy s $R_{\text{DS,on}}$ v miliohmovém rozsahu - použité STD18N55M5 mají až 0,2 ohmů; to vede na ztrátový výkon 1,25 W pro plný výstupní proud, na což není layout dimenzován.

Při experimentech se však ukázalo, že z hlediska regulace nemá přepínání rozsahů tak velký přínos, jak se původně zdálo a měnič funguje na rozsahu H bezproblémově i pro malá napětí, pokud má dostatečný I_{out} . Na druhou stranu provoz naprázdno přepínání rozsahů nijak neřeší. Vypuštění tohoto bloku znamená další významné zjednodušení celé konstrukce.

Regulaci při nízké střídě D se dále podařilo zlepšit návrhem generátoru pilového průběhu se vstupním děličem – cílové napětí nabíjecí exponenciály je sníženo a ta se více odchyluje od přímky. Těsně po začátku pracovního cyklu tak roste relativně rychleji a snižuje se citlivost na rušivé impulsy v tomto kritickém časovém intervalu. Toto řešení sice zhoršuje feed-forward regulaci a zavádí do zpětné vazby nelinearitu, nicméně testy ukazují, že zpětnovazební obvod je schopen tyto jevy kompenzovat a zlepšení chování při chodu naprázdno je markantní.

Toto zapojení a layout je již v požadovaných mezích funkční a vzhledem k opuštění myšlenky přepínání rozsahů by bylo možné je ještě mechanicky zmenšit. Chování při malé zátěži by bylo možné nadále vylepšit použitím inteligentní předzátěže, schopné vyhodnotit problematické pracovní podmínky.

3.6 Kanálová řídicí jednotka

Poslední součástí výkonového kanálu kanálová řídicí jednotka. Jejím úkolem je dle kap. 3.2.1 distribuce výstupního napětí na přední a zadní svorky přístroje, měření U_o a I_o a také řízení celého výkonového kanálu a jeho abstrakce vůči centrální řídicí jednotce.

3.6.1 Kanálový mikrokontrolér

Řízení výkonového kanálu zajišťuje mikrokontrolér ATmega644. Jedná se o osmibitový mikrokontrolér řady Atmel AVR se 64 kB programové paměti Flash EEPROM, 4 kB datové paměti SRAM a 2 kB paměti EEPROM. Komunikaci s okolím zajišťuje celkem 32 GPIO vývodů organizovaných do čtyř osmibitových portů. [52]

Napájecí napětí je $U_{dd} = 3,3\text{ V}$, stabilizované low-drop stabilizátorem NCP1117 z pomocného zdroje +6V. Při tomto napájecím napětí je povolena hodinová frekvence až 12 MHz; vzhledem k celočíselnému poměru ke standardní přenosové rychlosti sériového portu 57600 b/s je zvolena frekvence 11,0592 MHz.

Prostřednictvím GPIO jsou k mikrokontroléru připojena všechna periferní zařízení:

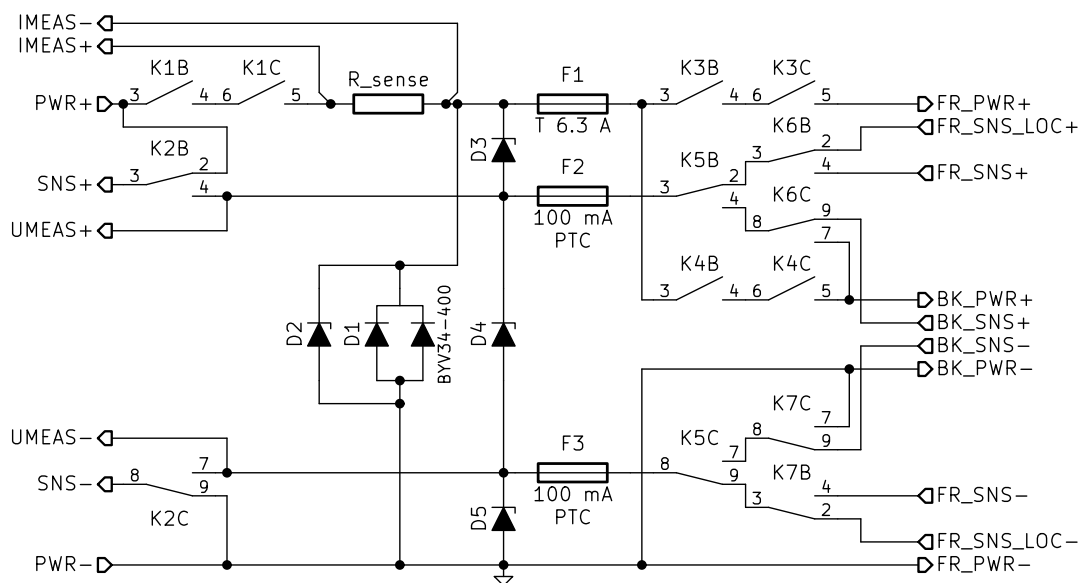
- opticky oddělená sériová komunikační linka k centrální řídicí jednotce,
- A/D převodníky pro měření výstupního napětí a proudu – I²C sběrnice
- multiplexery výběru vstupních filtrů
- řídicí rozhraní LinReg:
 - 4vodičové rozhraní D/A převodníku (výstupy),
 - dva vstupní stavové signály (ILIMIT a SFAULT)
 - I²C EEPROM pro kalibrační data modulu
- programovací rozhraní SPI

3.6.2 Měřicí obvody

K měření skutečného výstupního napětí a proudu jsou určeny dva A/D převodníky s volitelnými předřazenými filtry typu dolní propust; pro proudový převodník je navíc k dispozici analogový špičkový detektor.

3.6.3 Výstupní obvody

Schéma výstupních obvodů je na obr. 3.26.



Obrázek 3.26. Obvod spínání výstupů.

Přístroj má na předním i zadním panelu jeden pár výstupních svorek, které jsou doplněny vstupy SENSE pro externí zpětnou vazbu. Přední svorky jsou určeny k běžnému použití, zadní pro případnou stabilní instalaci do měřicího systému. Výstupní prepínací obvod umožňuje zapnutí/vypnutí obou párů nezávisle a také volbu měřicího místa zpětné vazby.

Velmi důležitá je možnost rychlého vypnutí výstupu centrální řídicí jednotkou v případě zjištění závažného problému (například výpadek síťového napájení) – v souladu s požadavkem na předvídatelné chování v mezních situacích dle kap. 2.1. V takové situaci nelze čistě obvodově vyloučit například překmity U_o z důvodu ztráty napájení a rozpadu zpětné vazby. Tento signál je tedy vhodné vést a zpracovat zcela odděleně, ideálně bez účasti kanálového mikrokontroléru.

Jako spínače jsou použita klasická elektromagnetická relé. Polovodičové spínače (například MOSFETy) v tomto případě nevyhovují, neboť neumožňují skutečné galvanické odpojení výstupu. Polovodičová relé (SSR) jsou poměrně drahá a rozměrná a hodí se spíše pro spínání síťového napětí, neboť typicky používají jako spínací prvek triak s poměrně značným propustným napětím.

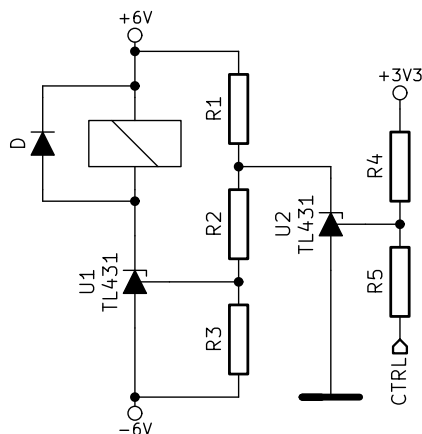
Elektromagnetické relé je nutné pro spínání stejnosměrného proudu dimenzovat poněkud velkoryseji, než pro srovnatelný střídavý proud. Při rozpínání stejnosměrného proudu se mezi kontakty tvoří elektrický oblouk, který není přirozeně zhasínán průchody nulou. Prostředky pro eliminaci elektrického oblouku vycházejí z jeho volt-ampérové charakteristiky a průběhu napětí po jeho délce.

V případě relé je možno využít variantu dělení oblouku na několik částí, tedy sériovým zapojením několika současně spínaných kontaktů. Odpor kontaktů se pak samozřejmě sčítá, ovšem zdroj obsahuje lokální snímací vedení pro přední výstupní svorky, které veškeré vnitřní ztráty kompenzuje.

Pro spínání výkonového výstupu bylo vybráno relé typu G2RL vyráběné firmou *Omron*. Mezi jeho výhody patří množství nabízených konfigurací kontaktů (spínací, prepínací, dvojité), jejich dimenzování (pro dvoupólové varianty 8 A/30 V DC) a relativně malé rozměry, především výška [53]. Pro prepínání bezproudových snímacích vstupů jsou zvolena miniaturní relé AZ850 firmy *American Zettler*. [54]. Schéma zapojení výstupních spínačů je na obr. 3.26.

Relé K1 a K2 jsou bezpečnostní, jsou přímo ovládána centrální řídicí jednotkou a slouží k rychlému odpojení výstupu. Relé K2 v případě odpojení výstupu připojí SENSE vstupy lineárního stabilizátoru přímo k jeho výstupu, aby byly za každých okolností na definovaném potenciálu. Všechna ostatní relé ovládá kanálový mikrokontrolér.

K3 a K4 spínají kladný výstupní pól zdroje pro přední, resp. zadní svorky. Jsou ovládána nezávisle a umožňují i zapnutí obou výstupů současně. K5 a K6 vybírají zdroj zpětné vazby. Zadní svorky nemají lokální vedení SENSE, v jejich případě se nepředpokládá běžné používání ve dvou vodičovém režimu s velkými nároky na přesnost výstupního napětí. Funkci lze samozřejmě napodobit externím spojením svorek, vlastnosti jsou pak rovnocenné s předními.



Obrázek 3.27. Obvod pro řízení relé.

Sepnutí U2 musí naopak spínač spolehlivě rozepnout. Dle [27] je minimální U_{AK} v sepnutém stavu asi 2 V, v uvedeném zapojení je tedy tato podmínka bezpečně splněna. Lze použít například poměr $R_1 : R_2 : R_3 = 1 : 2 : 1$. Obvod U2 funguje jako převodník úrovní pro 3,3 V logiku používanou digitální částí desky, poměr odporů je například $R_4 : R_5 = 2 : 1$.

Řízení relé komparátory ve spojení s vhodným zapojením kontaktů umožňuje bezpečnou (*fail-safe*) funkci v případě, že není k dispozici dostatečné pomocné napětí. Vzhledem k nízké ceně TL431 a snadnému použití s minimem okolních součástek jsou mnohem lepší alternativou k podobným obvodům s tranzistory.

3.6.4 Program kanálového mikroprocesoru

Program pro kanálový mikroprocesor je napsán v AVR assembleru s použitím prostředí WinAVR a jeho specifických rozšíření a maker. Logicky je rozdělen do několika modulů, které spolu vzájemně komunikují přes exportované symboly. Kompletní program a přeložený binární soubor jsou k dispozici na příloženém CD.

Většina operací je prováděna v hlavní programové smyčce na základě žádostí – bitových příznaků. Ty jsou buď vzájemně závislé, nebo k jejich nastavení dochází v přerušení. Přerušovací rutiny jsou naprogramovány s důrazem na co nejkratší dobu provádění a zbytné úkoly jsou odloženy právě do hlavní smyčky.

Program průběžně diagnostikuje svůj stav. Je zaveden stavový registr **STATUS**, jehož jednotlivé bity signalizují různé provozní podmínky, například provoz výkonového kanálu v proudovém režimu; významný je bit **ERROR**, který indikuje obecnou závažnější běhovou chybu. Detailnější informace je pak možné získat z chybového registru **ERRREG**, jehož bity jsou přiřazeny různým chybovým stavům – např. vypršení časového limitu při komunikaci s EEPROM. V tomto chybovém registru zůstávají příznaky zapamatovány, dokud nejsou explicitně potvrzeny speciálním příkazem.

Na konci každého průchodu hlavní smyčkou program vyhodnotí, zda se změnil obsah **STATUS** a v případě, že ano, odešle o tom zprávu nadřazenému systému (modul **Ctrl** nebo **PC**), aniž by o to bylo nutné zvlášť žádat. Kombinací těchto přístupů je zaručeno, že žádná důležitá událost neproběhne nepovšimnuta a zároveň minimalizuje nutné přenosy dat po komunikačním rozhraní.

Příkazy přijaté přes sériové komunikační rozhraní jsou zpracovávány stavovým automatem dle struktury popsané v kap. 3.7 Pokud je přijat korektní paket, je dle tabulky povelů automaticky vyvolán handler v příslušném modulu. Vzhledem k duplexnímu přenosu dat poměrně vysokou rychlostí jsou přijímaná data dočasně ukládána do fronty a zpracovávána podle časových možností programu.

Pro spínání cívek relé jsou použity napěťové reference TL431. Fungují jako komparátor s pevnou rozhodovací úrovní $U_R = 2,5$ V a výstupem typu otevřený kolektor. Zapojení budiče jedné cívky je na obr. 3.27.

Napájení budiče je připojeno přímo na póly pomocného zdroje, aby nebyl zbytečně zatěžován symetrizační sledovač. Reference U1 má zpětnovazební vstup připojen k napěťovému děliči, který musí být zvolen tak, aby v klidovém stavu bylo napětí $U_{FB} > U_R$ a cívka byla sepnutá. Pro minimální napájecí napětí 10 V musí platit

$$R_3 : (R_1 + R_2) = 2,5 : 10 \quad (3.75)$$

Korekční konstanty pro modul LinReg jsou automaticky načítány z jeho paměti EEPROM. Je možné uložit několik různých sad korekčních dat, která mohou být různá například pro provoz bez SENSE svorek, pro přední a zadní výstup a podobně. Aktivní sadu dat je možné vybrat speciálním příkazem.

3.7 Komunikační protokol ChCtrl - Ctrl

Protokol je binární, pro přenos dat používá pakety, které se skládají z hlavičky, nepovinné datové části a kontrolního součtu. Struktura hlavičky je popsána v tab. 3.7.

Offset	typ	název	význam
0x00	byte	SYNC	Synchronizační pole. Vždy konstanta 0x55.
0x01	byte	COMD	Kód příkazu.
0x02	byte	DLEN	Délka datové části v bytech.

Tabulka 3.7. Struktura hlavičky paketu ChCtrl – Ctrl.

Pokud je pole DLEN nenulové, následuje odpovídající počet datových bytů. Jejich význam je závislý na daném kódu požadavku.

Paket uzavírá kontrolní součet. Jde o postupně akumulovaný bitový výhradní součet (XOR) mezi všemi předchozími byty paketu. Před začátkem výpočtu je akumulátor inicializován na hodnotu 0x00.

Jednoduchá struktura protokolu umožňuje snadnou implementaci pomocí stavového automatu. Pokud automat vyhodnotí, že došlo k chybě přenosu (nesouhlasí kontrolní součet), je povinen přijatá data ignorovat, přejít do synchronizačního režimu a čekat na synchronizační pole. Stejně se postupuje v případě, že další byte momentálně přijímaného paketu nedorazí do max. 500 ms.

Shodné kódy příkazů mohou být používány v obou směrech komunikace, přičemž datová část může mít jiný význam v každém směru. Typicky se jedná o povely typu „Get variable“, kdy žádost nemá žádné parametry, odpověď se stejným kódem nese žádanou hodnotu. Směry komunikace jsou definovány rolí zařízení „Master“ (modul Ctrl, případně PC) a „Slave“ (modul ChCtrl).

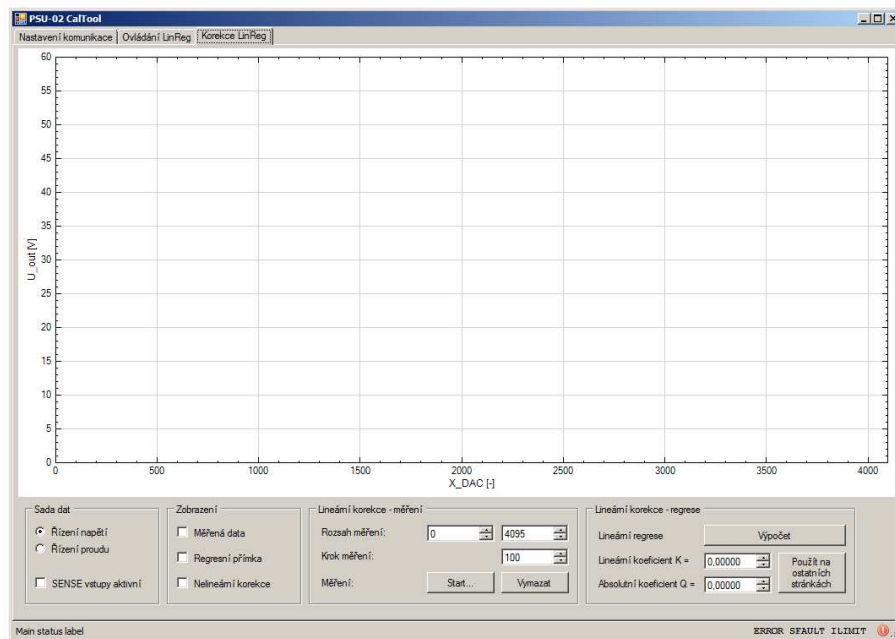
Podrobný seznam všech příkazů je k dispozici na příloženém CD.

3.7.1 Kalibrační program

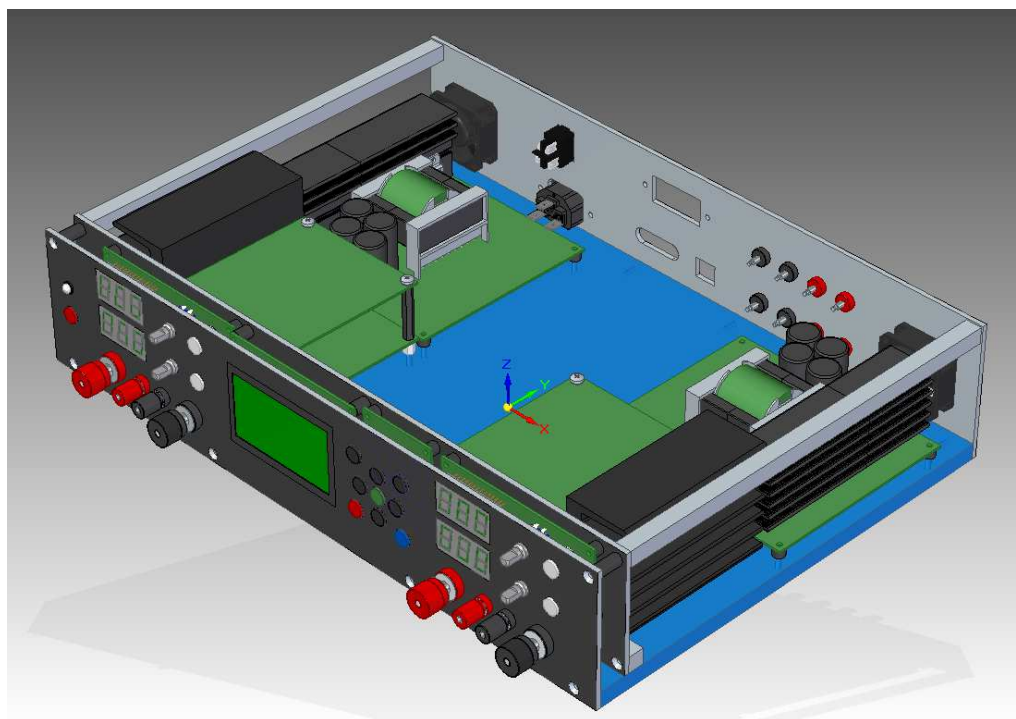
Pro účely kalibrace a korekce parametrů výkonového kanálu byl vytvořen počítačový program CalTool. Prostřednictvím převodníku USB/UART je schopen komunikovat s kanálovým mikroprocesorem (v tomto případě zastoupeným emulátorem AVR-ICE). Snímek jeho hlavního okna je na obr. 3.28.

Protokol popsáný v kap. 3.7 obsahuje příkazy pro přímé řízení D/A převodníků. Korekce převodní funkce probíhá tak, že program nastavuje kódy D/A převodníku po zvolených krocích a uživatel je vyzván k měření napětí/proudu na výstupu. Naměřená data program zpracuje regresní analýzou a vypočítá lineární a absolutní člen korekční funkce, které mohou být uloženy do příslušné paměti EEPROM. Program kanálového mikroprocesoru je pak automaticky používá, pokud dostane příkaz nastavit napětí nebo proud přímo ve voltech resp. ampérech. Program rovněž živě zobrazuje stav výkonového kanálu.

CalTool byl vyvinut v prostředí Microsoft Visual Studio 2008 a ke svému běhu vyžaduje .NET framework nebo jeho otevřenou implementaci. Kompletní zdrojový kód a binární soubory jsou na příloženém CD.



Obrázek 3.28. Program CalTool.



Obrázek 3.29. Celkový pohled na skříňku.

3.8 Mechanická konstrukce

Pro přístroj byla navržena skříňka, jejíž 3D vizualizace je na obr. 3.29. Pro vytvoření 3D modelu byla použita akademická licence programu Solid Edge ST7.

Konstrukčním základem skříňky je 10 mm silná tabule plexiskla o rozměrech 410 × 280 mm. Plexisklo jako materiál pro základní desku bylo vybráno z důvodu snadné zpracovatelnosti a komerční dostupnosti přířezu požadovaného rozměru. Veškeré další kon-

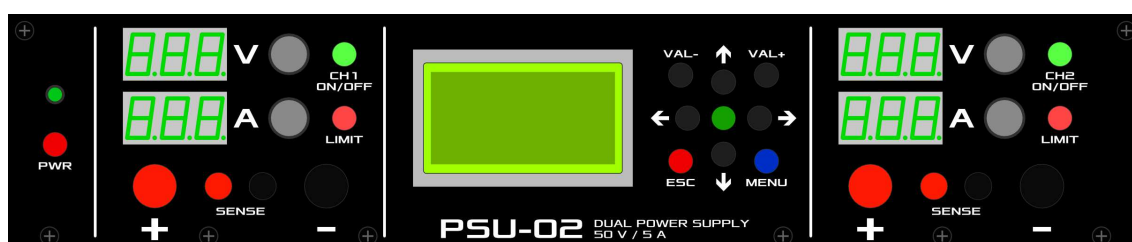
strukční prvky jsou do základní desky připevněny prostřednictvím mosazných závitových vložek, zatepla vložených do připravených otvorů.

Kryt je zhotoven z 1mm ocelového plechu ohnutého podle rozměrů skříňky. Horní strana krytu je děrovaná, na bočních stranách jsou připevněna manipulační ucha.

3.8.1 Přední panel

Přední panel je navržen jako 3 mm silný hliníkový plech s nezbytným děrováním pro ovládací prvky. Přímo jsou do něj přišroubovány výstupní a snímací svorky. Samotný panel je přišroubován k základní desce šesti šrouby M3.

Přední subpanel je rovněž hliníkový plech tl. 3 mm, připevněný kolmo k základní desce pomocí hliníkových hranolků $10 \times 10 \times 30$ mm. Na subpanelu jsou přes distanční sloupky přišroubovány všechny desky plošných spojů nesoucí ovládací prvky přístroje. Skrz příslušné otvory procházejí ploché kabely od jednotlivých desek a jsou vedeny po zadní straně směrem k centrální řídicí jednotce.



Obrázek 3.30. Přední panel přístroje.

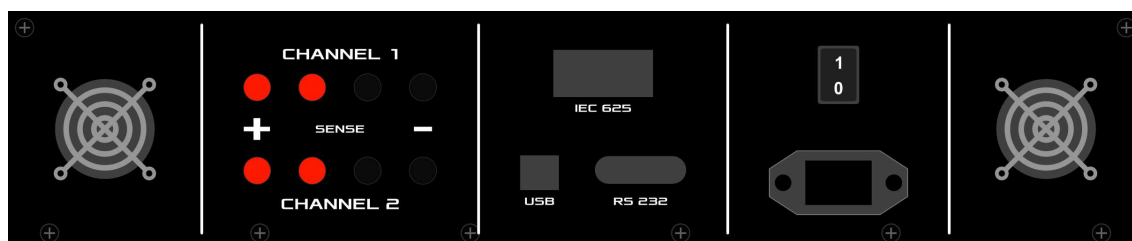
V souladu s kap. 3.1.4 je přední panel rozdělen na čtyři oddíly, tlačítko Standby/ON s indikační diodou, společný grafický displej s kurzorovými tlačítky a pro každý kanál ovládací prvky pro nejdůležitější funkce.

Každý oddíl pro ovládání kanálu obsahuje dva LED displeje pro zobrazení měřeného napětí a proudu, napravo od nich dva rotační enkodéry pro nastavení těchto veličin a dvě prosvětlená tlačítka pro zapnutí výstupu (zelené světlo) a přepínání režimů proudového omezení (červené světlo indikuje proudový režim). Spodní část oddílu každého kanálu zaujímají výstupní a snímací šroubovací svorky.

Navigaci v několikaúrovňovém menu na grafickém LCD displeji umožňují kurzorová tlačítka. Zelené tlačítko má význam ENTER a potvrzuje nastavenou hodnotu nebo spouští vybranou funkci.

3.8.2 Zadní panel

Zadní panel je navržen pouze jako jednoduchý, připevněný k základní desce stejným způsobem jako přední. V horní části jsou celým přístrojem výztuže z hliníkové tyče 10×10 mm, které zvyšují mechanickou pevnost a odolnost při manipulaci.



Obrázek 3.31. Zadní panel přístroje.

Na zadním panelu jsou vyvedena ovládací rozhraní a pomocné zadní výstupy obou kanálů pro instalaci do stabilního měřicího zařízení. Síťová zásuvka je doplněna vypínačem pro celkové vypnutí přístroje.

3.8.3 Rozmístění desek

Po bocích skříňky jsou umístěny desky výkonových kanálů tak, aby jejich chladiče směřovaly ke vnějšímu okraji. Ohřátý vzduch stoupá přirozenou konvekcí vzhůru a vychází z přístroje děrovaným horním krytem. V případě potřeby jsou chladiče profukovány ventilátory.

Deska **SwReg** je umístěna v zadní části, **LinReg** v přední, kanálová řídicí jednotka **ChCtrl** na distančních sloupcích nad **LinReg**. Střed skříňky je vyhrazen pro společné moduly – centrální řídicí jednotku **Ctrl**, zdroj pomocných napětí **Aux** a společný síťový usměrňovač **ACDC**, které jsou umístěny v tomto pořadí zepředu dozadu.

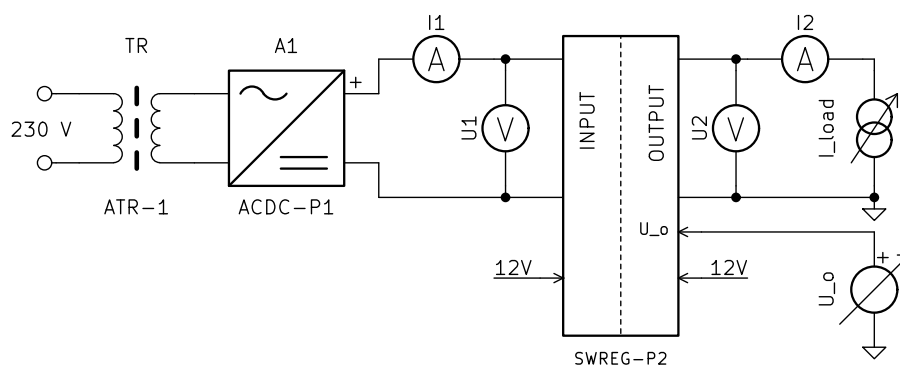
Veškeré komunikační a napájecí kabely jsou ploché se samořeznými nebo pájecími konektory, silové kabely jsou provedeny jako svazky lanek 1,5 nebo 2,5mm², vedené v ochranném polyamidovém opletu.

Kapitola 4

Měření

4.1 Spínaný preregulátor SwReg-P2

Po sestavení spínaného měniče SwReg-P2 byly ověřeny jeho výstupní parametry a z naměřených dat vypočítána účinnost. Sestava byla zapojena podle obr. 4.1. Ruční multimetry byly na uvedených rozsazích předem ověřeny a zkorigovány pomocí stolního multimetru REF.



Obrázek 4.1. Zapojení pro měření účinnosti a test výstupního výkonu.

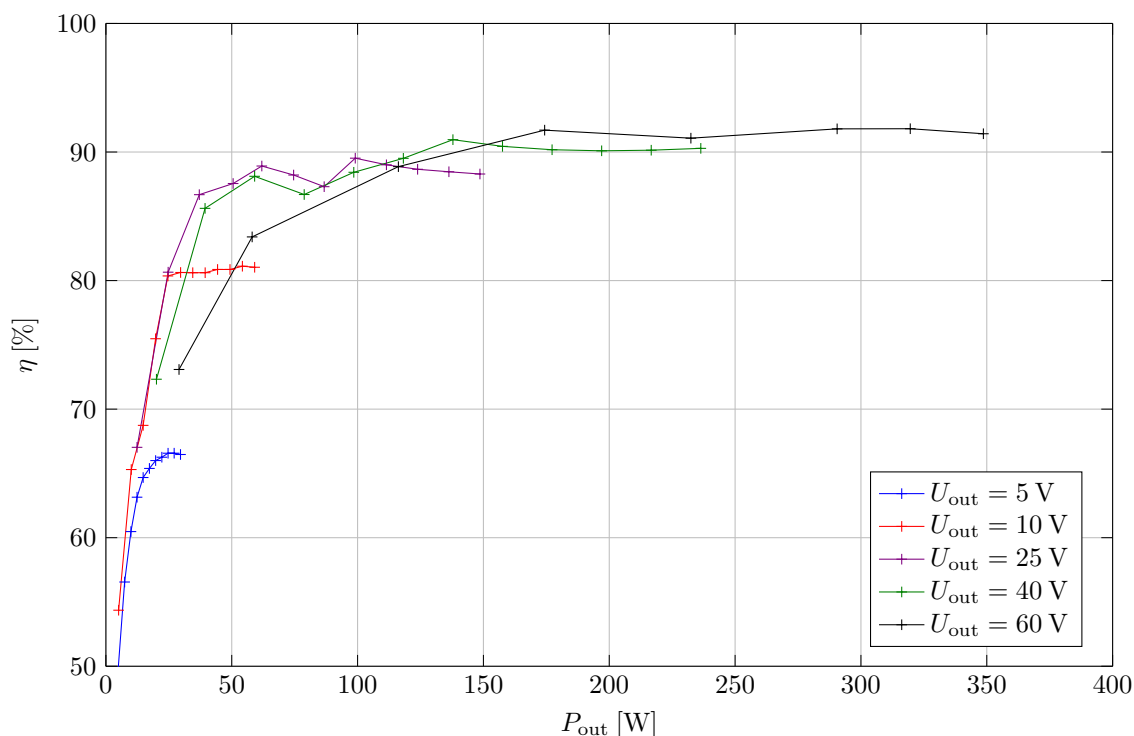
Ozn. ve schématu	výrobce	typ	rozsah
U1	Uni-T	UT-33C	500 V
I1	Metex	M-3630	200 mA/20 A
U2	Uni-T	UT-108	40 V/400 V
I2	MASTECH	MY-68	10 A
REF	Keysight	34401A	dle potřeby
I_load	–	ALD-01	6 A
U_o, 12V	Tesla	NZ-2	dle potřeby

Tabulka 4.1. Použité měřicí vybavení.

Měření bylo provedeno pro U_{out} v rozsahu 0 V – 60 V s krokem 5 V a I_{out} 0 A – 6 A s krokem 0,5 A a s pevně zvoleným rozsahem H. Měnič byl napájen z galvanicky odděleného regulačního transformátoru nastaveného tak, že $U_{in} = 325$ V naprázdno, což se zanedbáním harmonického zkreslení průběhu napětí v rozvodné síti odpovídá jmenovité hodnotě $U_{AC} = 230$ V. Kompletní naměřená data jsou k dispozici na příloženém CD, grafické zpracování je na obr. 4.2.

Účinnost měniče podle očekávání roste s výstupním výkonem a výstupním napětím. Pro $P_{out} > 150$ W je vyšší než 90 %. Zvlnění charakteristik může být způsobeno jednak teplotním ovlivněním měniče nebo měřicích přístrojů vlivem značného protékajícího proudu, případně i harmonickým obsahem všech měřených veličin, při kterém ruční multimetry nemusí měřit zcela korektně.

Měnič je schopen dodávat požadované napětí, proud i výkon při přijatelné účinnosti.



Obrázek 4.2. Účinnost modulu SwReg-P2.

4.2 LinReg-P4, samostatné měření

První sada měření modulu lineárního stabilizátoru LinReg-P4 byla provedena s laboratorním zdrojem, bez použití spínaného preregulátoru. Studováno bylo především chování stabilizátoru při změnách zátěže – v napěťovém režimu a při přechodu do proudového režimu a zpět. K těmto testům byla použita elektronická zátěž ALD-01, která umožňuje modulaci zatěžovacího proudu generátorem funkcí. Seznam použitého vybavení je v tab. 4.2.

Položka	výrobce	typ
Osciloskop 1 GHz, 2,5 GSa/s	LeCroy	HDO6104-MS
Proudová sonda DC–50 MHz, 30 A	LeCroy	AP015
Elektronická zátěž	–	ALD-01
Laboratorní zdroj (2x)	Hameg	HM7044
Generátor funkcí	Rigol	

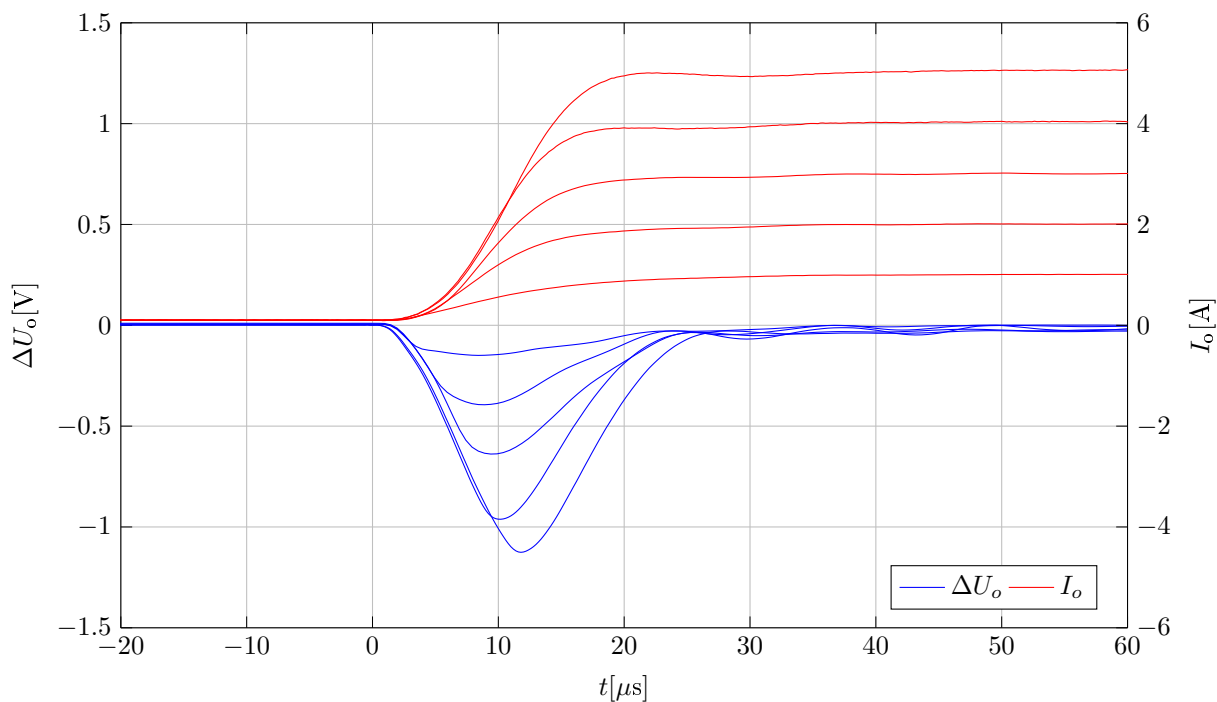
Tabulka 4.2. Použité měřicí vybavení.

Průběhy byly naměřeny pro široký rozsah nastavení U_o a I_o , vybráno je několik reprezentativních snímků; kompletní data jsou k dispozici na příloženém CD.

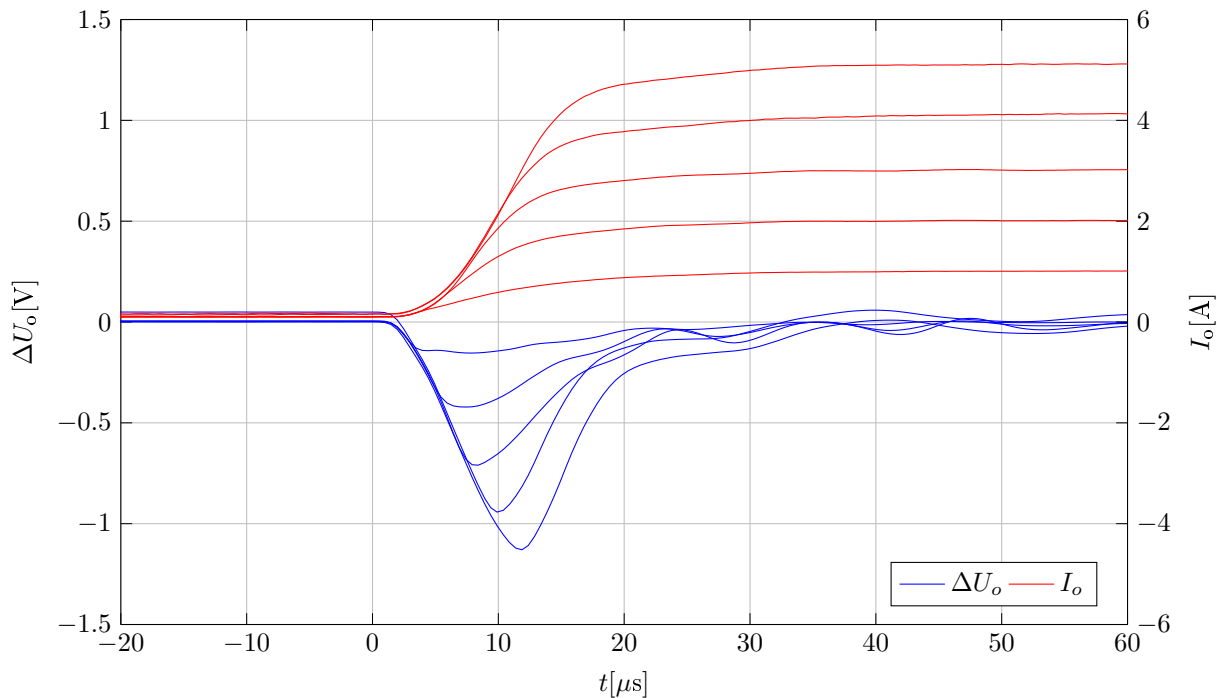
4.2.1 Reakce na změny zátěže bez proudového omezení

Grafy uvedené na obrázcích 4.3 až 4.6 zachycují reakci stabilizátoru na skokovou změnu zátěže. Klidová úroveň je 100 mA, v zátěži 1 A – 5 A. Při zatížení dojde podle očekávání k poklesu napětí, při odlehčení k mírnému překmitu. Špičková odchylka je nezávislá na nastaveném napětí, pouze na výšce proudového skoku. V každém případě přechodový děj prakticky odezní do 30 μ s.

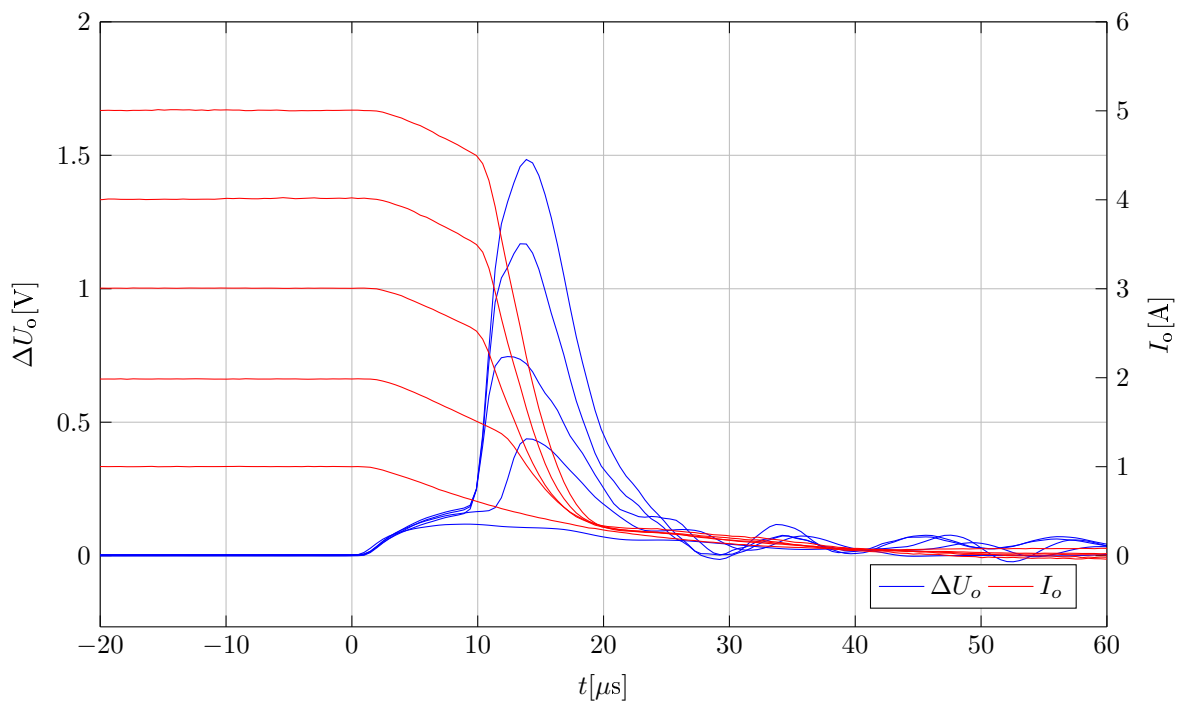
Na průběhu výstupního napětí se také projeví výstupní odpor zdroje. Protože byl pečlivě vykompenzován nastavením vyvažovacího trimru R17B (kap. 3.4.4), jeho vliv je zanedbatelný – ovlivněný šumem a přesným místem připojení sondy osciloskopu.



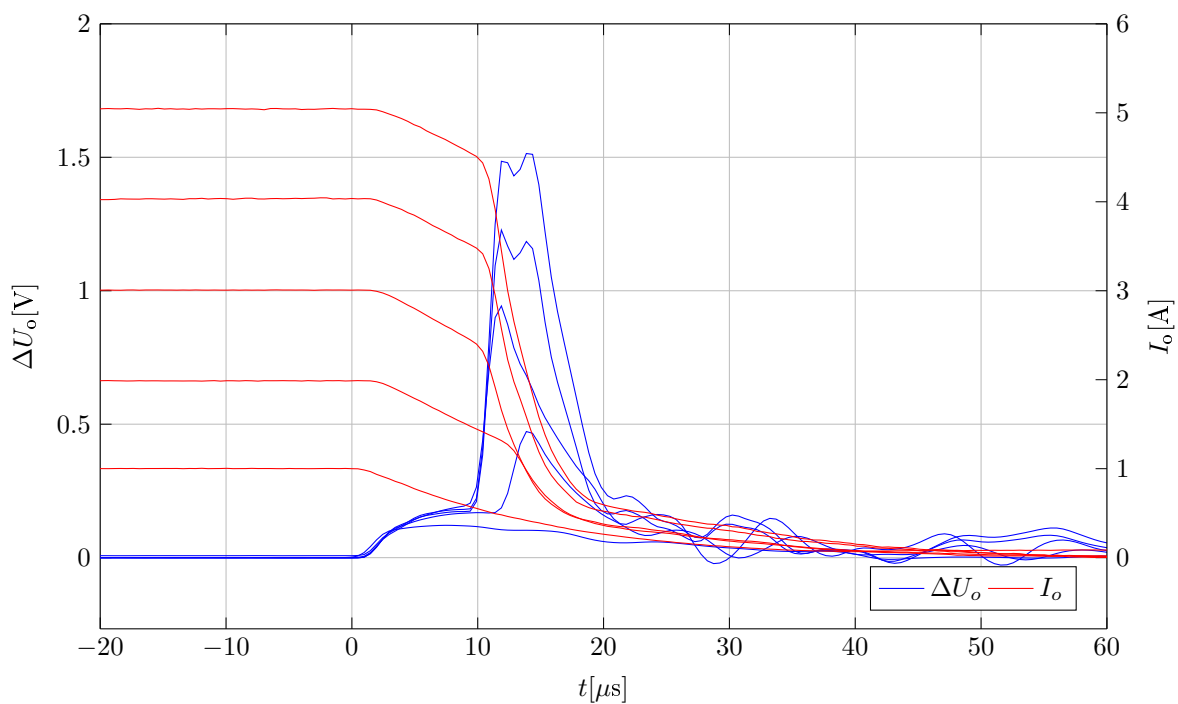
Obrázek 4.3. Zatížení, $U_o = 10 \text{ V}$, $I_o = 1 - 5 \text{ A}$.



Obrázek 4.4. Zatížení, $U_o = 50 \text{ V}$, $I_o = 1 - 5 \text{ A}$.



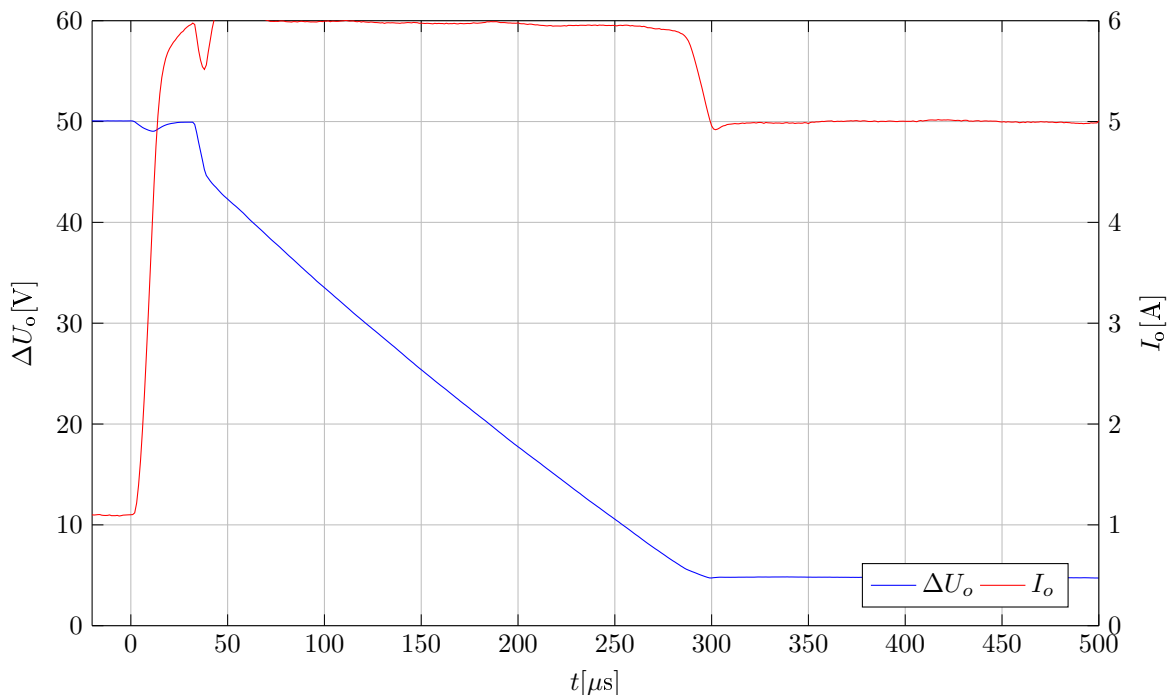
Obrázek 4.5. Odlehčení, $U_o = 10$ V, $I_o = 1 - 5$ A.



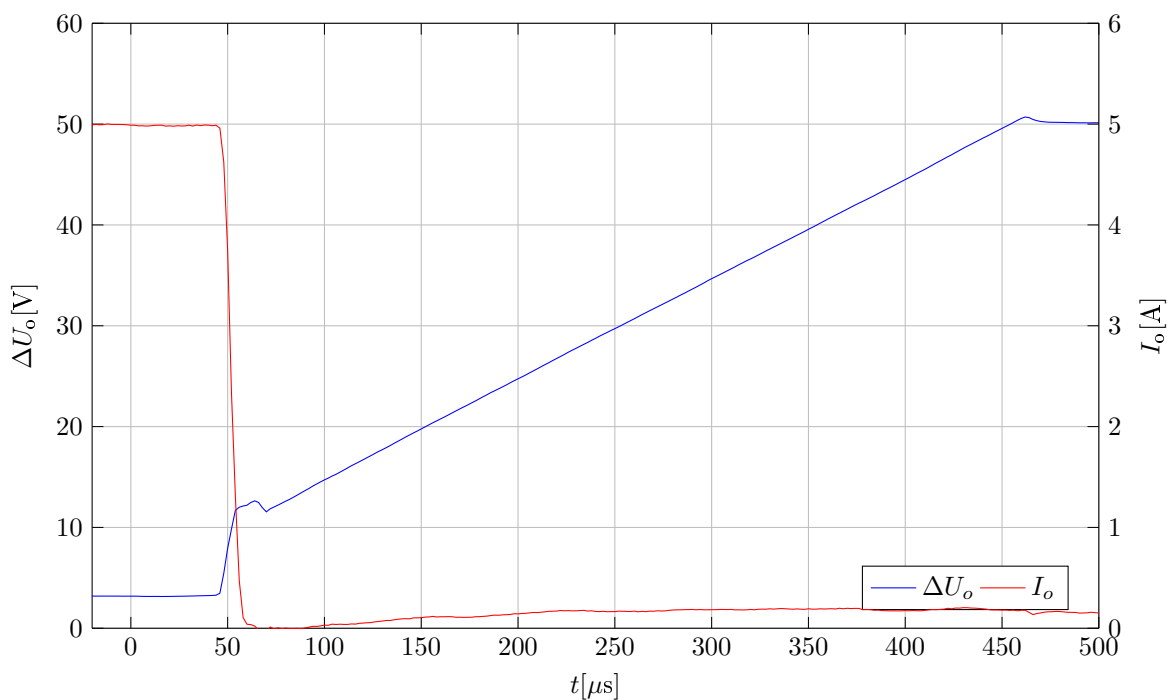
Obrázek 4.6. Odlehčení, $U_o = 50$ V, $I_o = 1 - 5$ A.

4.2.2 Reakce proudového omezení

V tomto případě byl stabilizátor nastaven na $U_o = 50 \text{ V}$ a $I_{\text{limit}} = 5 \text{ A}$. Elektronická zátěž byla nastavena na $I_{\text{load}} = 6 \text{ A}$, tedy bezpečně nad proudové omezení. Na grafech jsou viditelné dvě rychlosti přeběhu. Těsně po změně I_o proudu napětí rychle skočí o cca 5 V – zde je napájecí rozsah OZ proudového omezení dostatečný a rychlost přeběhu je daná jeho výstupem. Jakmile se OZ dostane do saturace, změna se zpomalí a je nadále určena RC článkem ve sledovači plovoucí země (kap. 3.4.1).



Obrázek 4.7. Zatížení, $U_o = 50 \text{ V}$, $I_o = 5 \text{ A}$.



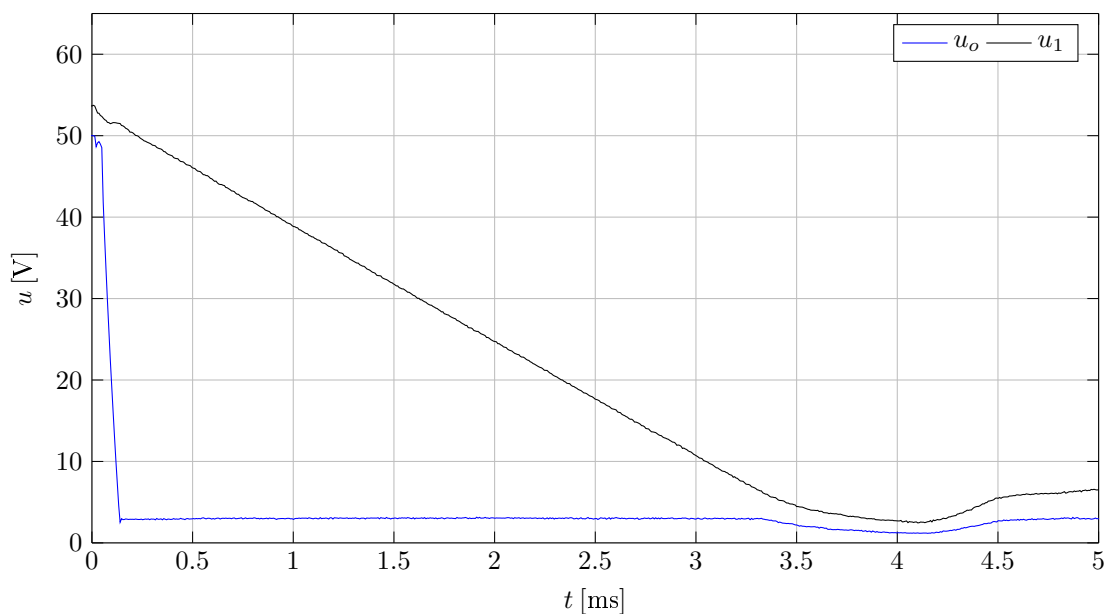
Obrázek 4.8. Odlehčení, $U_o = 50 \text{ V}$, $I_o = 5 \text{ A}$.

4.2.3 LinReg-P4 + SwReg-P2

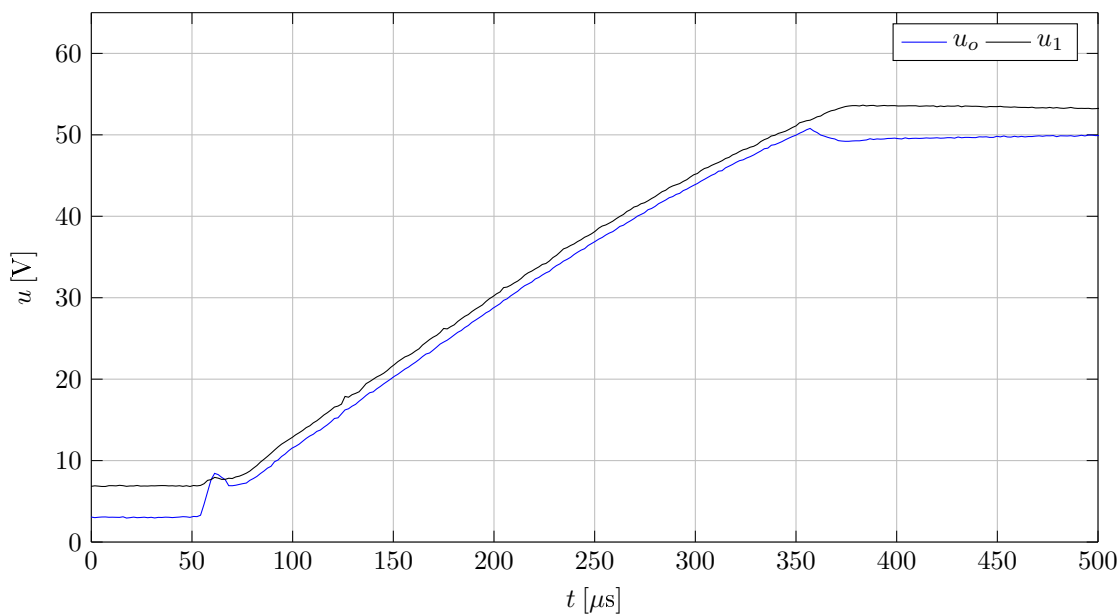
Společné zapojení obou výkonových bloků ověřilo schopnost preregulátoru rychle reagovat na změny U_o při přechodu do proudového režimu.

Při přechodu do proudového režimu klesá napětí na výstupu preregulátoru cca $10\times$ pomaleji, než při návratu do napěťového režimu. Je to způsobeno vybíjením filtračních kondenzátorů ve spínaném měniči. Zpětná vazba v tomto okamžiku zcela vypne měnič. Reakce na zvýšení napětí je naopak velmi rychlá, srovnatelná s předchozím měřením bez použití preregulátoru.

Čas reakce je nicméně maximálně v milisekundách, což je pro ochranu výkonového tranzistoru v LinReg zcela dostatečné.



Obrázek 4.9. Zatížení, $U_o = 50$ V, $I_o = 5$ A.



Obrázek 4.10. Odlehčení, $U_o = 50$ V, $I_o = 5$ A.

Kapitola 5

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo analyzovat možnosti realizace precizního digitálně řízeného laboratorního zdroje, provést blokový i obvodový návrh a poznatky ověřit na funkčním prototypu. Po zavedení nezbytných teoretických konstrukcí byly probrány lineární stabilizátory různých konstrukcí, spínané měniče vhodné pro daný účel a pro obě skupiny odvozeny základní matematické vztahy popisující jejich funkci. Po volbě vhodné koncepce celého přístroje byl proveden blokový návrh a v pořadí od nejdůležitějších a zároveň nejsložitějších funkčních bloků i návrh obvodový.

Lineární stabilizátor byl zkonstruován ve dvou variantách. První z nich představuje klasické zapojení výkonového operačního zesilovače, sestaveného z diskretních součástek, s doplněným blokem proudového režimu. Druhá je založena na integrovaných operačních zesilovačích a využívá zapojení plovoucího na svém výstupním napětí pro širší rozsah výstupního napětí.

Obě zapojení byla fyzicky realizována jako prototypy a jako výhodnější byla vyhodnocena varianta plovoucí z důvodu menší složitosti a lepší funkce proudového režimu. Vyrobená deska je funkční podle stanovených požadavků.

Spínaný preregulátor, předřazený lineárnímu stupni pro snížení výkonové ztráty, byl navržen jako dvojčinný měnič s kapacitním polomůstkem, pokusně doplněný i pokročilejšími bloky jako je synchronní usměrňovač a elektronické přepínání rozsahů výstupního napětí.

Ve své druhé prototypové verzi je i spínaný preregulátor funkční a z obvodového hlediska dokončený.

Fyzická **řídící jednotka** byla pro účely vývoje nahrazena emulátorem mikrokontroléru a s pomocí počítačového programu v roli ovládacího rozhraní lze spojení předešlých tří bloků považovat za funkční kanál digitálně řízeného laboratorního zdroje se širokým rozsahem výstupního napětí a proudu $0\text{ V} - 50\text{ V} / 0\text{ A} - 5\text{ A}$, poměrně velkým výstupním výkonem a výbornými dynamickými parametry – ustálení z nulové na plnou zátěž za $20\text{ }\mu\text{s}$ po přechodné odchylce v řádu procent.

Na blokové úrovni byly navrženy i další součásti zdroje, které jsou většinou podpůrného charakteru – společný síťový usměrňovač, centrální řídicí jednotka, zdroj pomocných napětí a ovládací panel přístroje. Ve stadiu téměř kompletního 3D modelu je přístrojová skříňka. Vzhledem k modulárnímu návrhu je možné přístroj dále rozvíjet a vylepšovat.

Literatura

- [1] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [2] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-03-1.
- [3] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje III*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-56-2.
- [4] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje s obvody TOPSwitch*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-031-8.
- [5] CHYTIL, Jiří. *Digitálně řízený vícekvadrantový zdroj* [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013 [cit. 2017-05-26]. Diplomová práce. Vedoucí práce Michal Kubíček. <http://hdl.handle.net/11012/25854>
- [6] ST Microelectronics. *L78: Positive voltage regulator ICs* – datasheet [online]. Rev. 34, listopad 2016. [cit. 16. 5. 2017]. <http://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>
- [7] Texas Instruments. *LM317 3-Terminal Adjustable Regulator* – datasheet [online]. Rev. X, září 2016. [cit. 23. 5. 2017]. <http://www.ti.com/lit/gpn/lm317>
- [8] Smartkit. *0–30 VDC stabilized power supply with current control 0.002–3 A* [online]. 2015. [cit. 16. 5. 2017] <http://www.electronics-lab.com/project/0-30-vdc-stabilized-power-supply-with-current-control-0-002-3-a/>
- [9] Texas Instruments. *TL08xx: JFET-Input Operational Amplifiers* – datasheet [online]. Rev. I, květen 2015. [cit. 16. 5. 2017]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082.pdf>
- [10] VÁVRA, Martin. *Napájecí zdroj řízený počítačem*. Praha, 2009. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce: Jiří Hospodka.
- [11] DATAMETRICS CORPORATION. Control circuit for tap-switching power supplies and multi-tap transformers. Původci: Vito J. MARCHIONE, James W. BRUNELLE. Spojené státy. US 4733158 A. 22. březen 1988.
- [12] ИВАНОВИЧ, Леонид. *Лабораторный блок питания PSL-3604* [online]. 2014. [cit. 16. 5. 2017] <http://www.cqham.ru/forum/showthread.php?27725>
- [13] HAVLÁT, Ladislav. *Zdroj 5 kV/4 mA řízený procesorem*. Praha, 2014. České vysoké učení technické v Praze. Fakulta elektrotechnická. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Lubor Jirásek
- [14] DIXON, L. H. *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 1: Introduction and Basic Magnetics* [online]. Texas Instruments, 2001. [cit. 16. 5. 2017]. <http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup123.pdf>
- [15] DIXON, L. H. *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 2: Magnetic Core Characteristics* [online]. Texas Instruments, 2001. [cit. 16. 5. 2017]. <http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup124.pdf>

- [16] DIXON, L. H. *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 3: Windings* [online]. Texas Instruments, 2001. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup125.pdf>
- [17] DIXON, L. H. *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 4: Power Transformer Design* [online]. Texas Instruments, 2001. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup126.pdf>
- [18] DIXON, L. H. *Magnetics Design for Switching Power Supplies. Section 5: Inductor and Flyback Transformer Design* [online]. Texas Instruments, 2001. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ml/slup123/slup127.pdf>
- [19] Tronic. *Toroidní transformátory v základním provedení, výkon 5–4000 VA – produktový list* [online]. duben 2008. [cit. 16. 5. 2017].
http://www.trafo.cz/cms/index.php?option=com_mtree&task=att_download&link_id=30&cf_id=24
- [20] Tronic. *Transformátory EI pro montáž do rozvaděčů se svorkami, výkony 125–1700 VA – produktový list* [online]. duben 2008. [cit. 16. 5. 2017].
http://www.trafo.cz/cms/index.php?option=com_mtree&task=att_download&link_id=19&cf_id=24
- [21] HAVLÁT, Ladislav. Řídicí zesilovač CAM001 s dálkovým ovládním. *A-Radio, konstrukční elektronika*. Praha: AMARO, 2000, č. 5, 3–28. ISSN 1211-3557.
- [22] HAVLÁT, Ladislav. NF zesilovač, řízený mikroprocesorem. *A-Radio, konstrukční elektronika*. Praha: AMARO, 1997, č. 1, 29–40. ISSN 1211-3557.
- [23] HOSPODKA, Jiří. *Analogové obvody, A2B31ANO* (přednášky, slídy). Praha 2012. ČVUT v Praze. Fakulta elektrotechnická.
- [24] ON Semiconductor. *MJ11015 (PNP); MJ11012; MJ11016 (NPN): High-Current Complementary Silicon Transistors* – datasheet [online]. Rev. 5, září 2008. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJ11012-D.PDF>
- [25] ON Semiconductor. *MJE340G: Plastic Medium-Power NPN Silicon Transistor* – datasheet [online]. Rev. 14, únor 2017. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE340-D.PDF>
- [26] ON Semiconductor. *MJE350G: Plastic Medium-Power PNP Silicon Transistor* – datasheet [online]. Rev. 18, únor 2017. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE350-D.PDF>
- [27] Texas Instruments. *TL43xx: Precision Programmable Reference* – datasheet [online]. Rev. O, leden 2015. [cit. 24. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/gpn/TL431B>
- [28] Analog Devices. *AD5426/AD5432/AD5443: 8-/10-/12-Bit High Bandwidth Multiplying DACs with Serial Interface* – datasheet [online]. Rev. H, září 2015. [cit. 16. 5. 2017].
http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5426_5432_5443.pdf
- [29] Texas Instruments. *INA28x High-Accuracy, Wide Common-Mode Range, Bidirectional Current Shunt Monitors, Zero-Drift Series* – datasheet [online]. Rev. C, květen 2015. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/gpn/ina282f>
- [30] TT Electronics. *Open Air Resistor Metal Element Current Sense OAR* – datasheet [online]. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.farnell.com/datasheets/2034700.pdf>

- [31] Texas Instruments. *NE5534x, SA5534x: Low-Noise Operational Amplifiers* – datasheet [online]. Rev. D, listopad 2014. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5534.pdf>
- [32] Texas Instruments. *NE5532x, SA5532x: Dual Low-Noise Operational Amplifiers* – datasheet [online]. Rev. J, leden 2015. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5532.pdf>
- [33] Microchip. *MCP4902/4912/4922: 8/10/12-Bit Dual Voltage Output Digital-to-Analog Converter with SPI Interface* – datasheet [online]. Rev. A, duben 2010. [cit. 23. 5. 2017].
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22250A.pdf>
- [34] Analog Devices. *ADR5040/ADR5041/ADR5043/ADR5044/ADR5045: Precision Micropower Shunt Mode Voltage References* – datasheet [online]. Rev. C, březn 2016. [cit. 23. 5. 2017].
http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADR5040_5041_5043_5044_5045.pdf
- [35] Vishay. *TCMT4100, TCMT4106: Optocoupler, Phototransistor Output, Quad Channel, Half Pitch Mini-Flat Package* – datasheet [online]. Rev. 1.1, leden 2016. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.vishay.com/doc?84181>
- [36] Vishay. *ILD205T, ILD206T, ILD207T, ILD211T, ILD213T: Optocoupler, Phototransistor Output, Dual Channel, SOIC-8 Package* – datasheet [online]. Rev. 2.1, říjen 2015. [cit. 16. 5. 2017].
<http://www.vishay.com/doc?83647>
- [37] ČSN EN 60038. *Jmenovitá napětí CENELEC*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii, a státní zkušebnictví, 2012.
- [38] Vishay. *IRF840, SiHF840: Power MOSFET* – datasheet [online]. Rev. D, květen 2016. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.vishay.com/doc?91070>
- [39] BALOGH, László. *Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits* [online]. Texas Instruments, 2013. [cit. 23. 5. 2017]. <http://www.radio-sensors.se/download/gate-driver2.pdf>
- [40] Infineon. *IR2112(-1-2)(S)PbF: High and low side driver* – datasheet [online]. Rev. S. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.infineon.com/dgdl/ir2112.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c81cb71685>
- [41] Texas Instruments. *LM5035: PWM Controller With Integrated Half-Bridge and SyncFET Drivers* – datasheet [online]. Rev. H, říjen 2015. [cit. 23. 5. 2017].
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5035.pdf>
- [42] Microchip. *MCP1415/16: Tiny 1.5A, High-Speed Power MOSFET Driver* – datasheet [online]. Rev. G, červen 2016. [cit. 23. 5. 2017].
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20002092G.pdf>
- [43] Nexperia. *PSMN7R8-120PS: N-channel 120V 7.9mΩ standard level MOSFET in TO220* – datasheet [online]. Lerven 2013. [cit. 23. 5. 2017].
<http://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/PSMN7R8-120PS.pdf>
- [44] Broadcom. *ACPL-071L and ACPL-074L: Single-channel and Dual-channel High Speed 15 MBd CMOS optocoupler with Glitch-Free Power-Up Feature* – datasheet [online]. Červen 2014. [cit. 23. 5. 2017].
<https://docs.broadcom.com/docs/AV02-0963EN>

- [45] Ferroxcube. *Core ETD39/20/13*. – datasheet [online]. 2016. [cit. 23. 5. 2017] http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/ETD39_20_13.pdf
- [46] Cosmo Ferrites Ltd. *Cross reference list of ferrite materials*. [online]. [cit. 16. 5. 2017]. <http://www.cosmoferrites.com/downloads/product/cfr%20cross%20reference%20chart%202011.pdf>
- [47] TDK Epcos. *Ferrites and Accessories: E cores – general information* [online]. Zář 2006. [cit. 17. 5. 2017] <https://www.epcos.co.jp/blob/540150/download/4/pdf-ecoresgeneralinformation.pdf>
- [48] Cosmo Ferrites Ltd. *Core CF139ETD4917*. – datasheet [online]. Rev. 5. Praha: Semic Trade, září 2015. [cit. 23. 5. 2017] http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6772/lj-etd4917-cf139-cf-d9e238.pdf
- [49] TDK Epcos. *Ferrites and accessories: SIFERRIT material N87*. – datasheet [online]. Zář 2006. [cit. 23. 5. 2017] <https://en.tdk.eu/download/528882/6a0da25e2745be5c13b587b3d4a8de48/pdf-n87.pdf>
- [50] Cosmo Ferrites Ltd. *Core CF139ETD3411*. – datasheet [online]. Rev. 6. Praha: Semic Trade, duben 2016. [cit. 23. 5. 2017] http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6788/lj-etd3411-cf139-cf-a6a321.pdf
- [51] Semic Trade. *Lj ETD 3411v 14p 1s yx&Sd*. – datasheet [online]. srpen 2015. [cit. 23. 5. 2017] http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6953/lj-etd3411v-14p-1s-bf-sd-2e453e.pdf
- [52] Atmel. *ATmega644/V: 8-bit Atmel Microcontroller with 64K Bytes In-System Programmable Flash* – datasheet [online]. Červen 2014. [cit. 23. 5. 2017]. <http://www.atmel.com/images/doc2593.pdf>
- [53] Omron. *G2RL: PCB Power Relay* – datasheet [online]. 2016. [cit. 23. 5. 2017] <https://www.omron.com/ecb/products/pdf/en-g2rl.pdf>
- [54] American Zettler. *AZ850: Microminiature polarized relay*. – datasheet [online]. Únor 2012. [cit. 23. 5. 2017] <http://www.azettler.com/pdfs/az850.pdf>

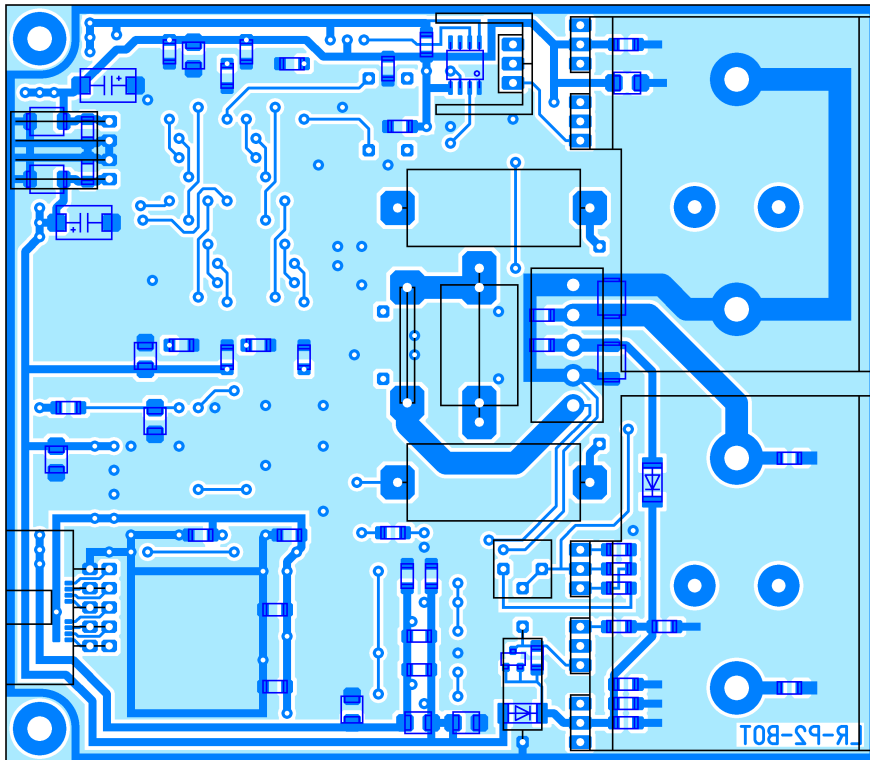


Příloha **A**

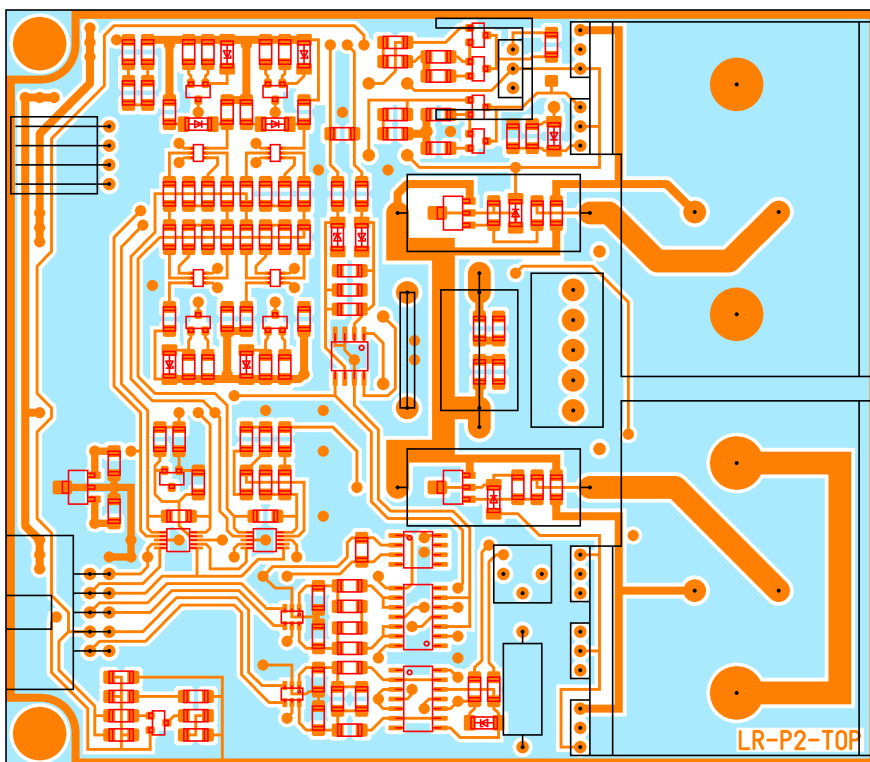
Schémata a layouty

Příloha obsahuje schémata realizovaných prototypových desek a náhledy jejich layoutu. Všechny podklady jsou k dispozici též na přiloženém CD.

A.1 LinReg-P2

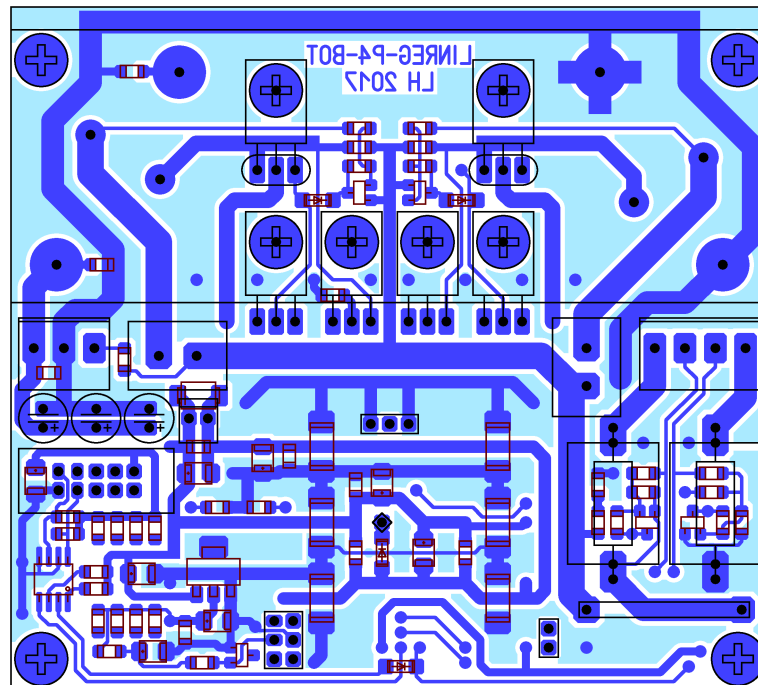


Obrázek A.1. LinReg-P2 - dolní strana

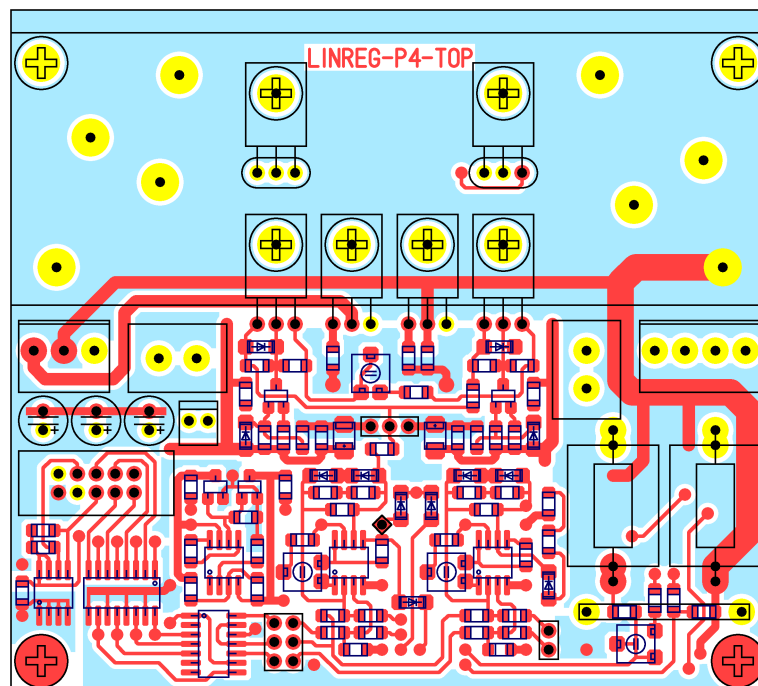


Obrázek A.2. LinReg-P2 - horní strana

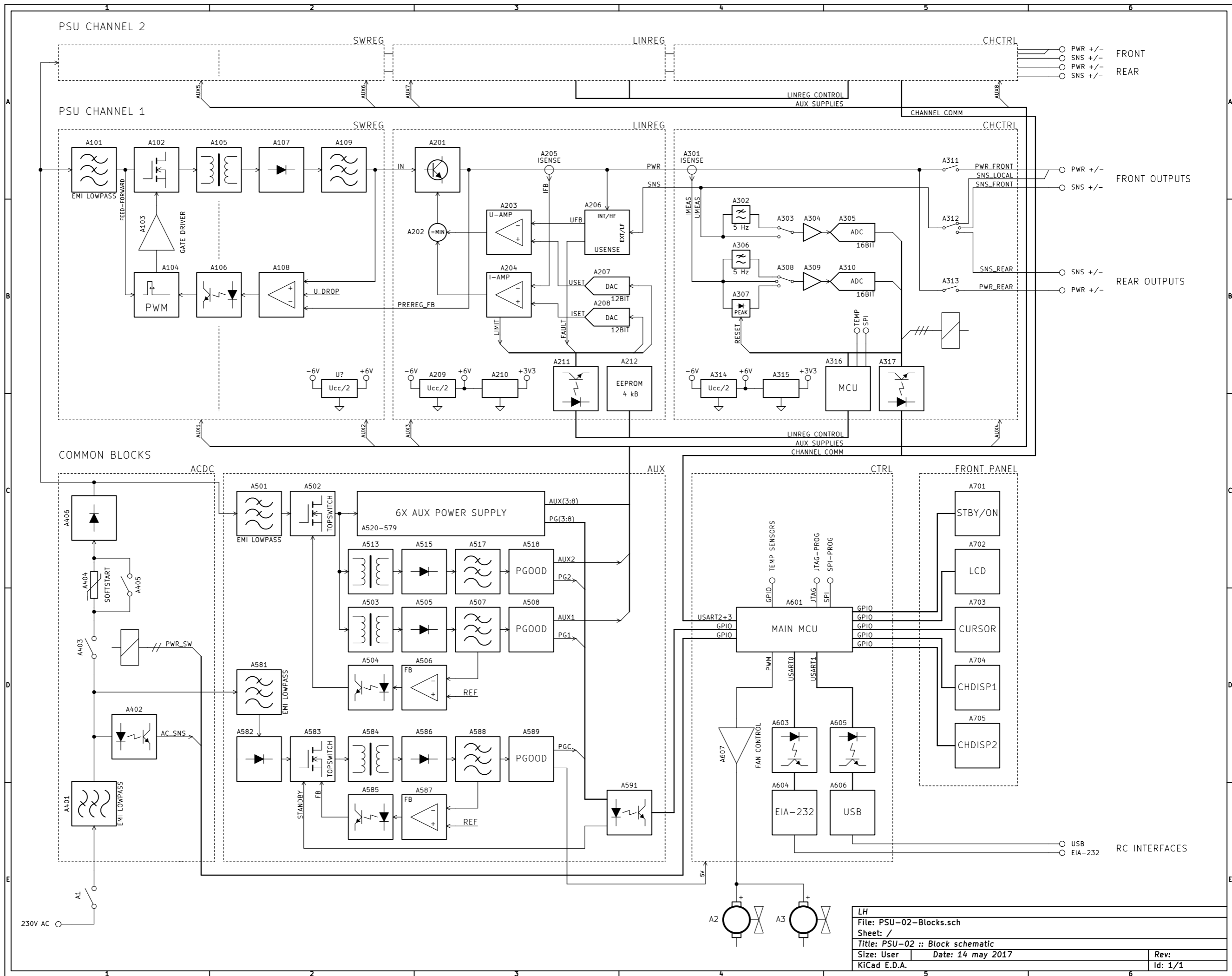
A.2 LinReg-P4



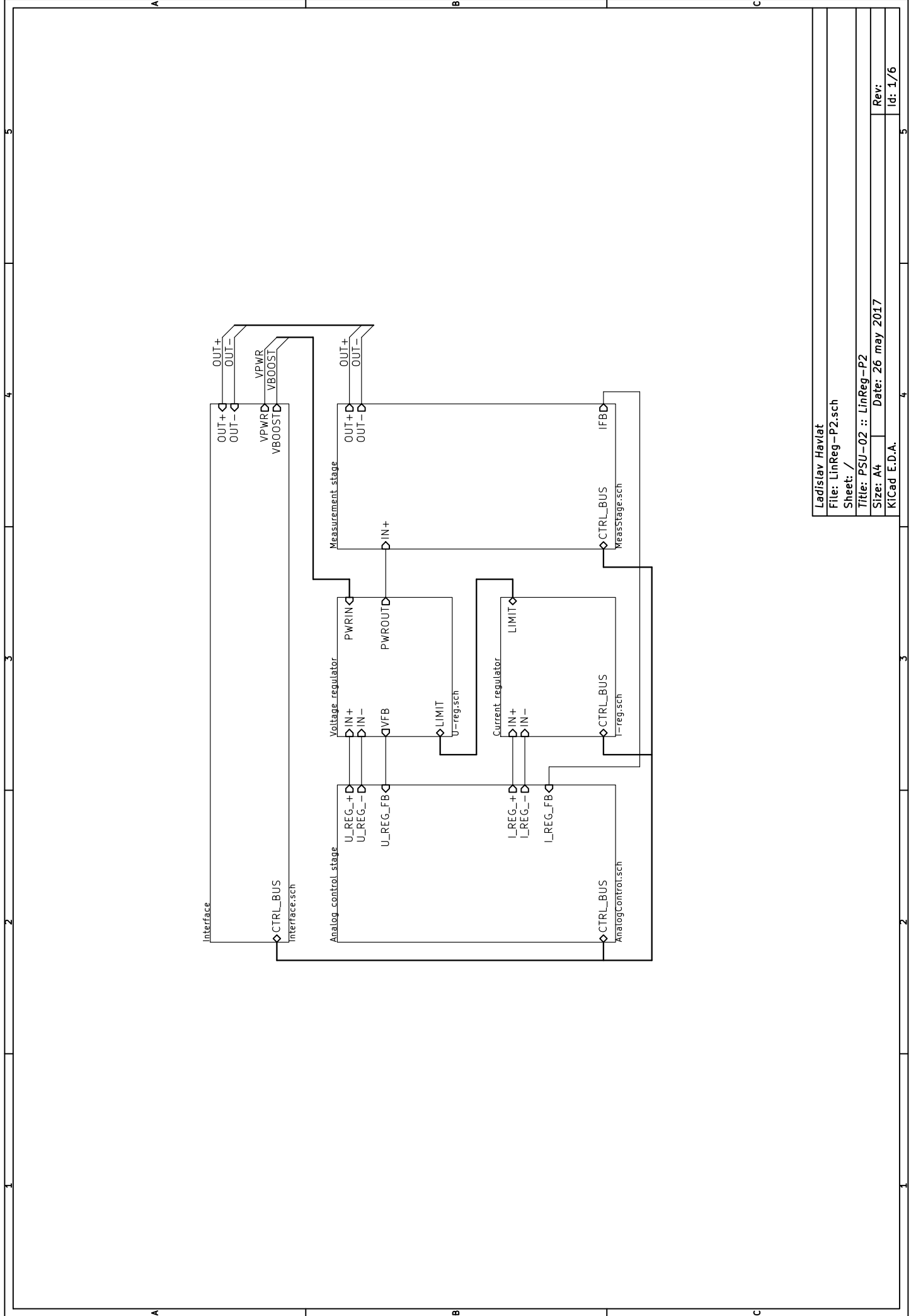
Obrázek A.3. LinReg-P4 - dolní strana



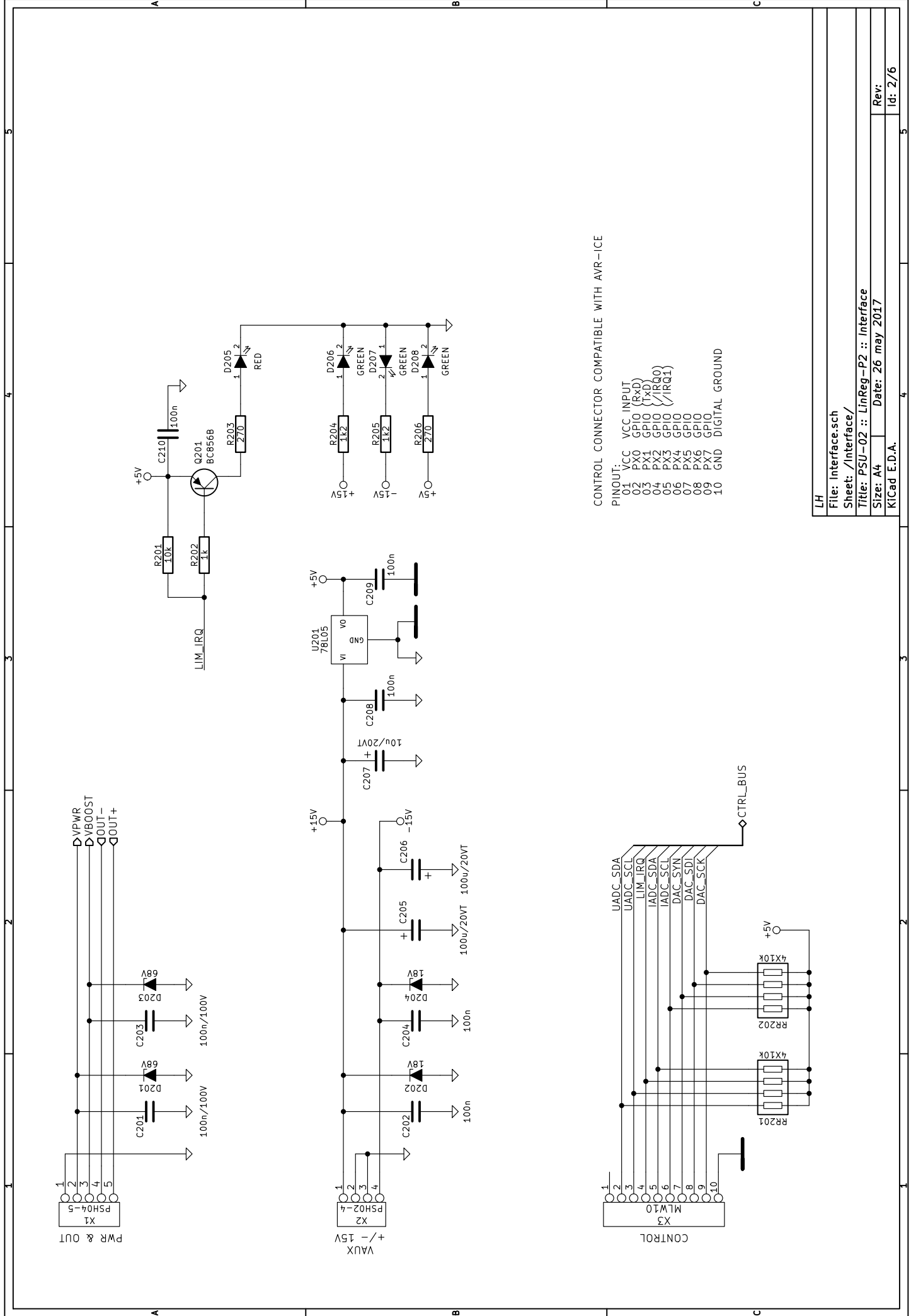
Obrázek A.4. LinReg-P4 - horní strana

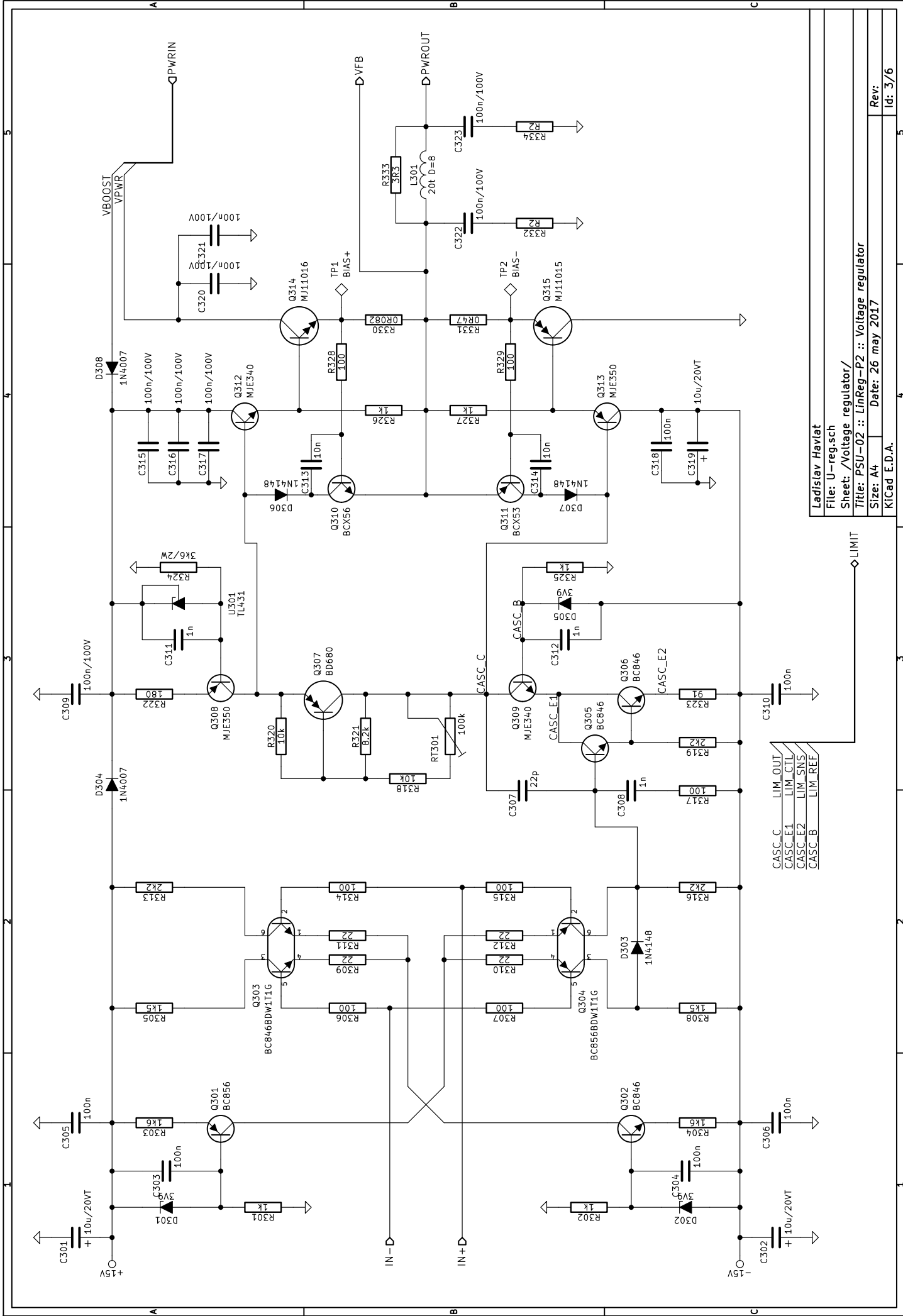


LH	
File: PSU-02-Blocks.sch	
Sheet: /	
Title: PSU-02 :: Block schematic	
Size: User	Date: 14 may 2017
KiCad E.D.A.	Rev: 1/1



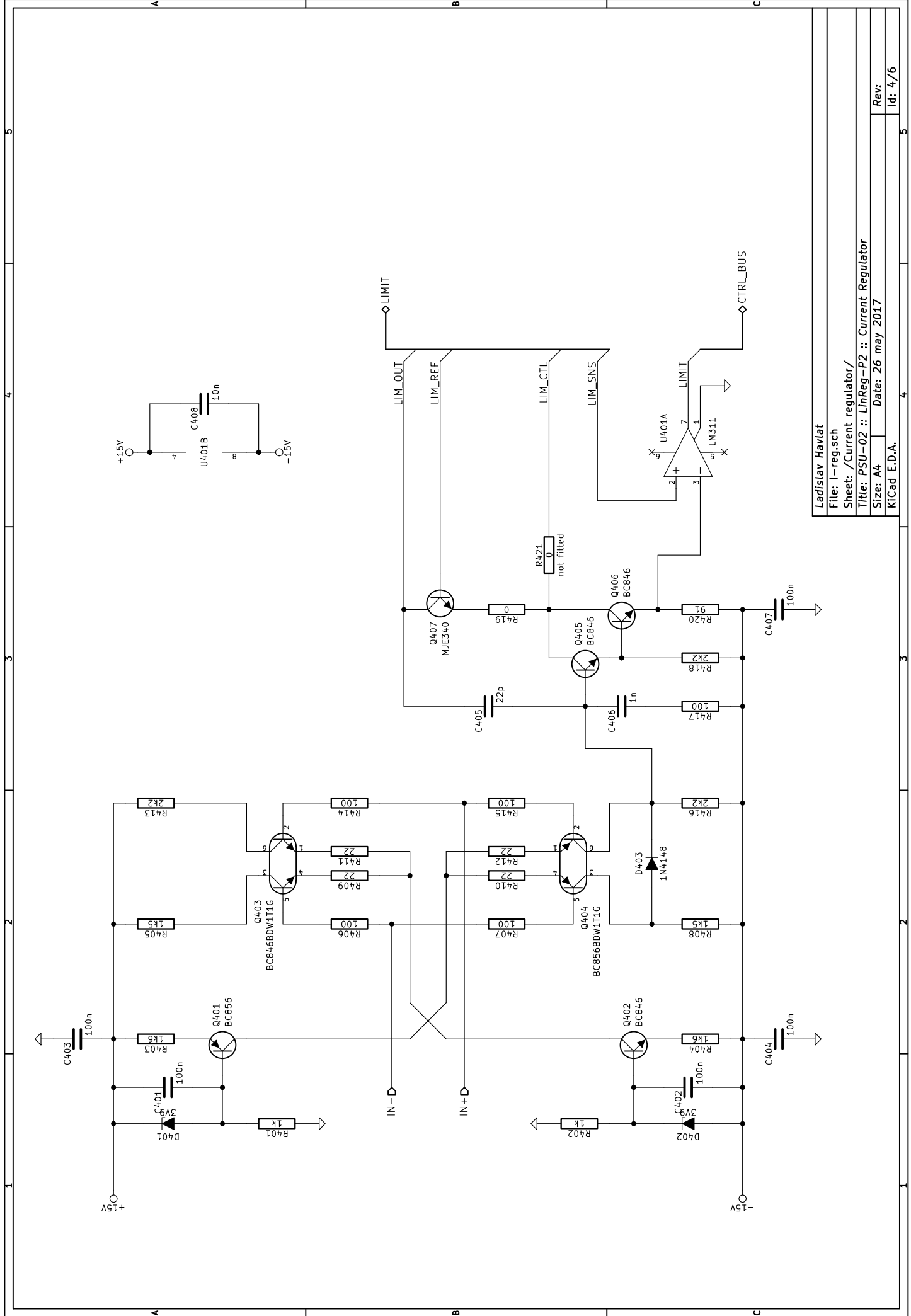
Ladislav Havlat
 File: LinReg-P2.sch
 Sheet: /
 Title: PSU-02 :: LinReg-P2
 Size: A4 Date: 26 may 2017
 KiCad E.D.A.



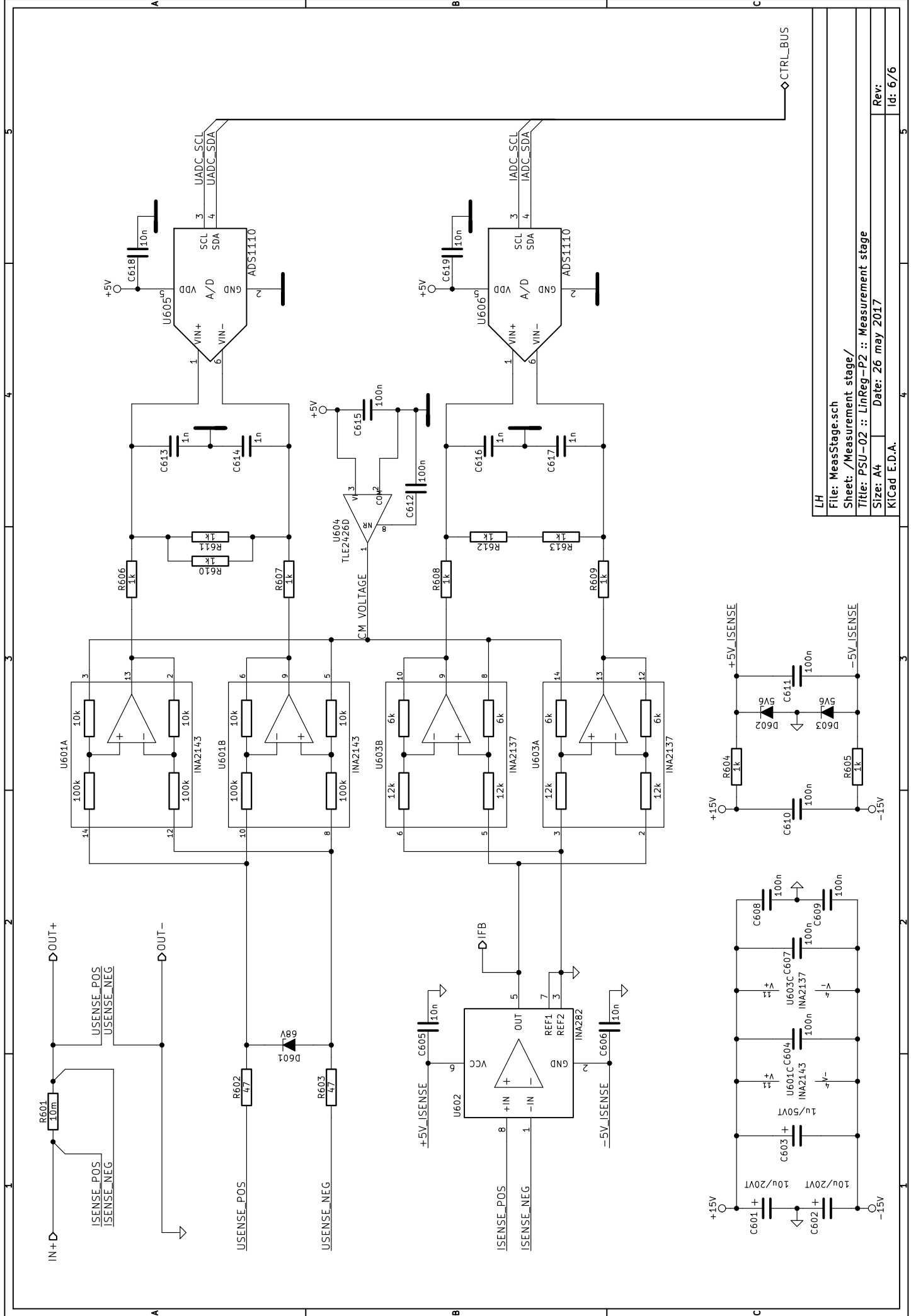


Ladislav Havlat
 File: U-reg.sch
 Sheet: /Voltage regulator/
 Title: PSU-02 :: LinReg-P2 :: Voltage regulator
 Size: A4 Date: 26 may 2017
 KiCad E.D.A.

CASC_C LIM_OUT
 CASC_E1 LIM_CTL
 CASC_E2 LIM_SNS
 CASC_B LIM_REF

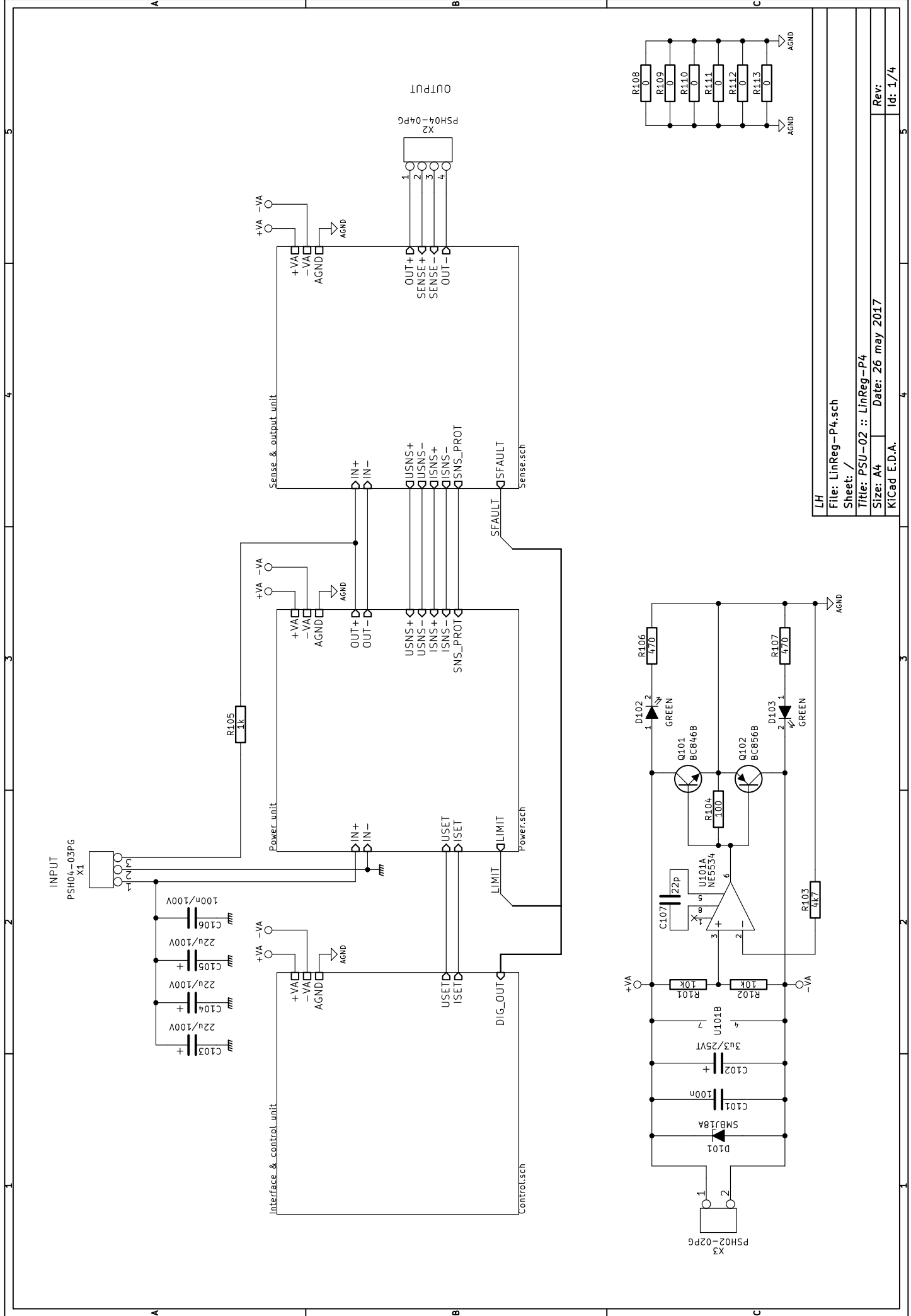


Ladislav Havlát
 File: l-reg.sch
 Sheet: /Current regulator/
 Title: PSU-02 :: LinReg-P2 :: Current Regulator
 Size: A4 Date: 26 may 2017
 KiCad E.D.A. Rev: Id: 4/6

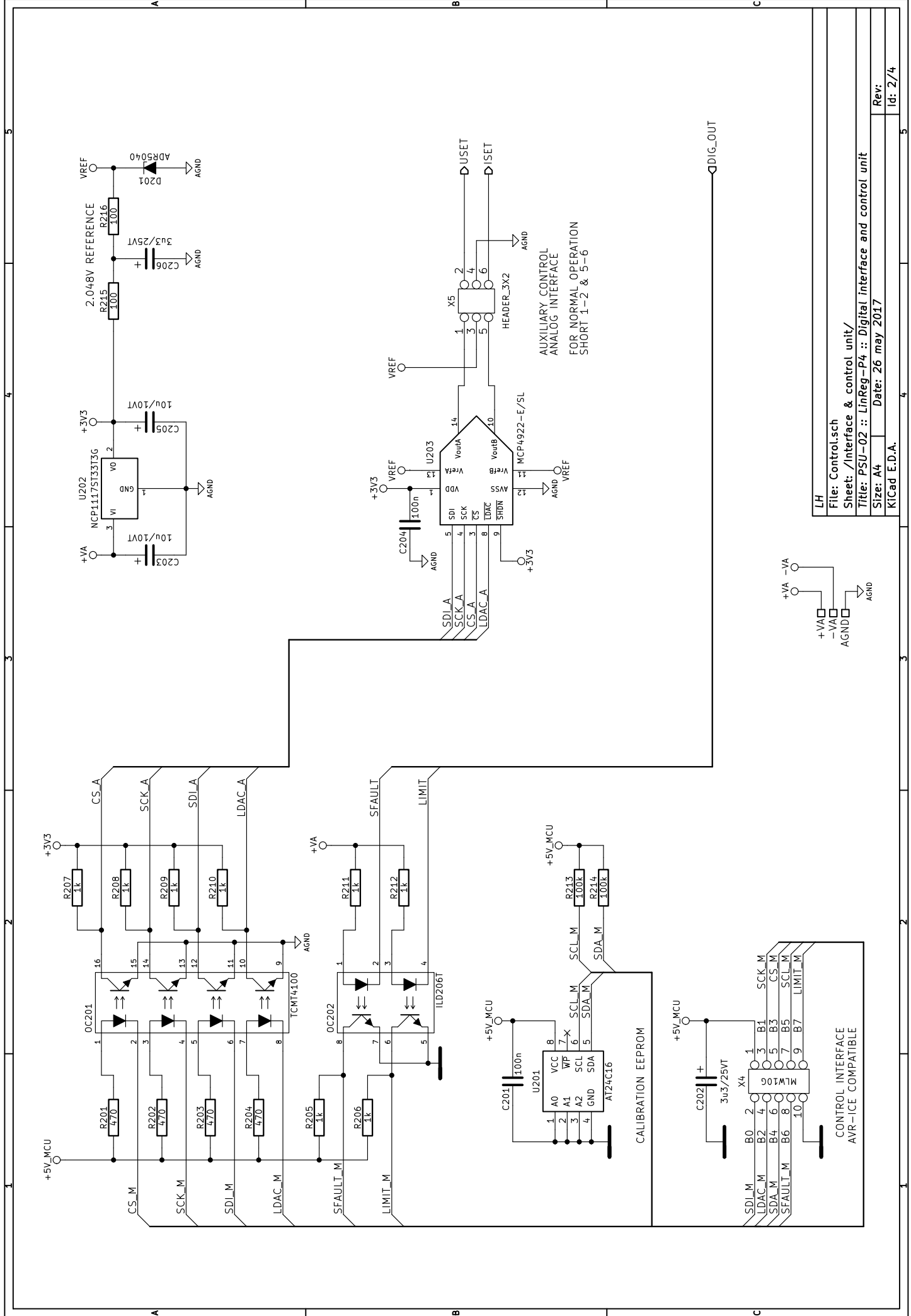


LH	File: MeasStage.sch
Sheet: /Measurement stage/	
Title: PSU-02 :: LinReg-P2 :: Measurement stage	
Size: A4	Date: 26 may 2017
KiCad E.D.A.	

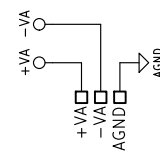
1	2	3	4	5
---	---	---	---	---



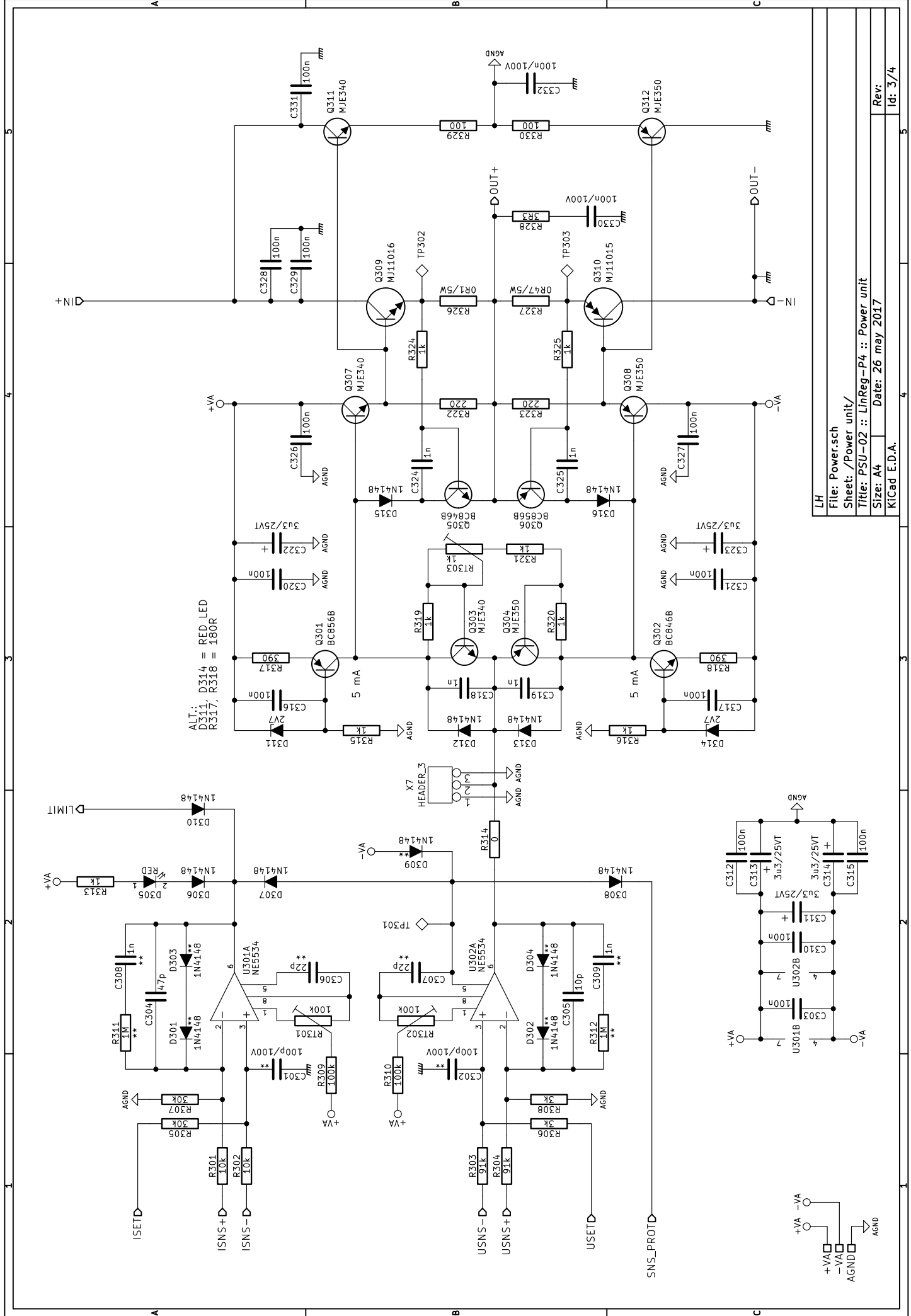
LH
 File: LinReg-P4.sch
 Sheet: /
 Title: PSU-02 :: LinReg-P4
 Size: A4 Date: 26 may 2017
 KicCad E.D.A.



LH
File: Control.sch
Sheet: /Interface & control unit/
Title: PSU-02 :: LinReg-P4 :: Digital interface and control unit
Size: A4
Date: 26 may 2017
Rev: 2/4
KiCad E.D.A.

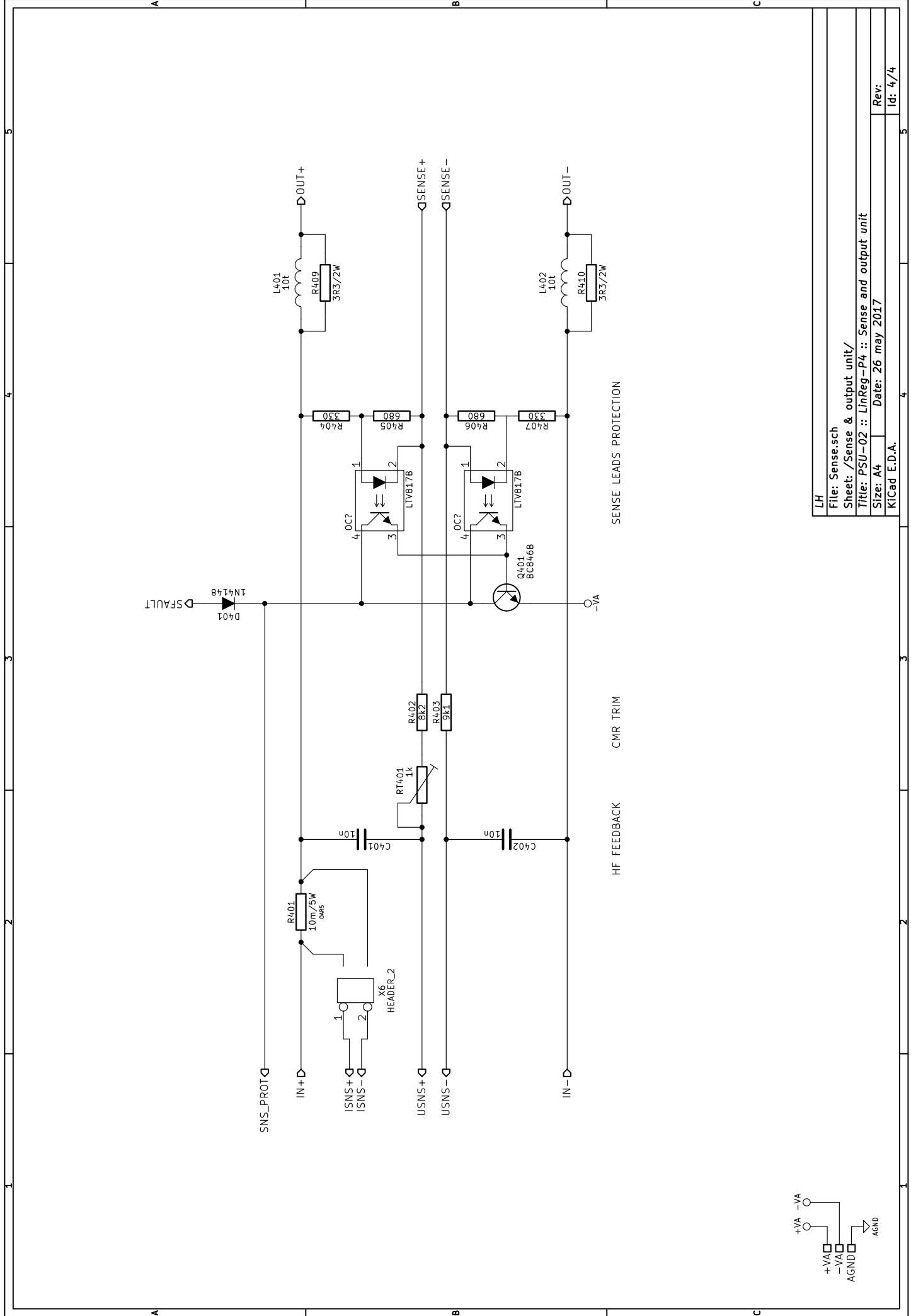


CONTROL INTERFACE
AVR-ICE COMPATIBLE

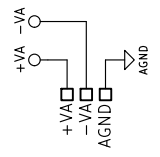


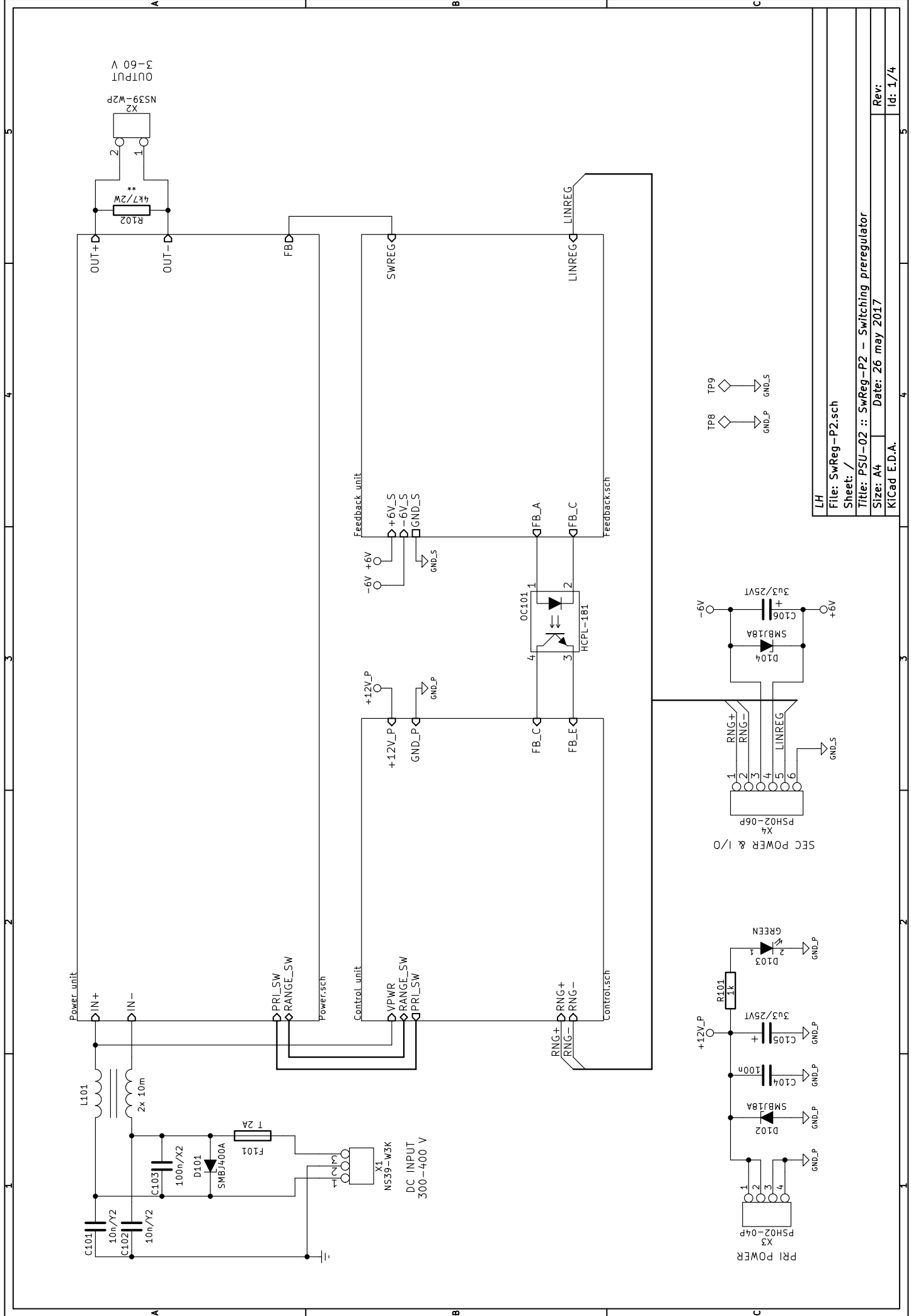
ALT.: D314 = RED_LED
 D317, R318 = 180R

LH
File: Power.sch
Sheet: /Power unit/
Title: PSU-02 :: LinReg-P4 :: Power unit
Size: A4
Date: 26 may 2017
KiCad E.D.A.
Rev: 3/4

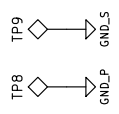
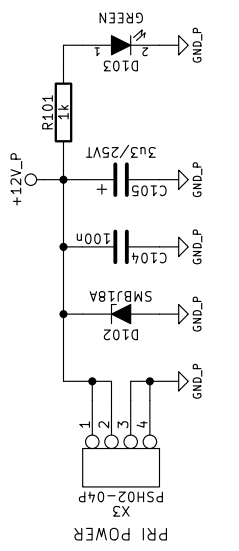
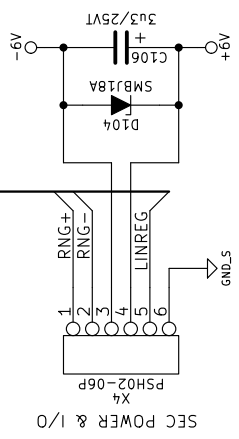


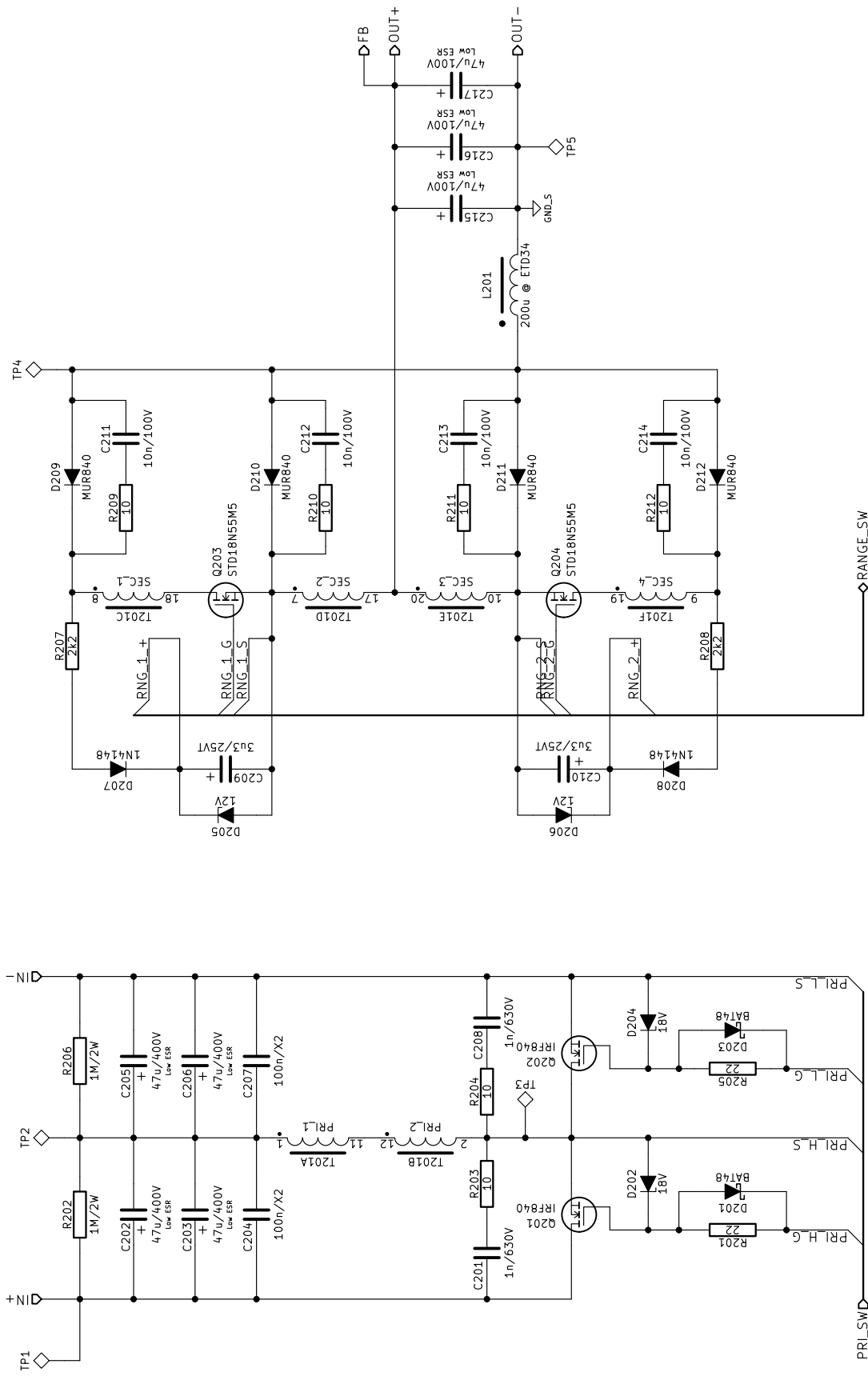
LH
File: Sense.sch
Sheet: /Sense & output unit/
Title: PSU-02 :: LinReg-P4 :: Sense and output unit
Size: A4
Date: 26 may 2017
Rev: 4/4
KiCad E.D.A.



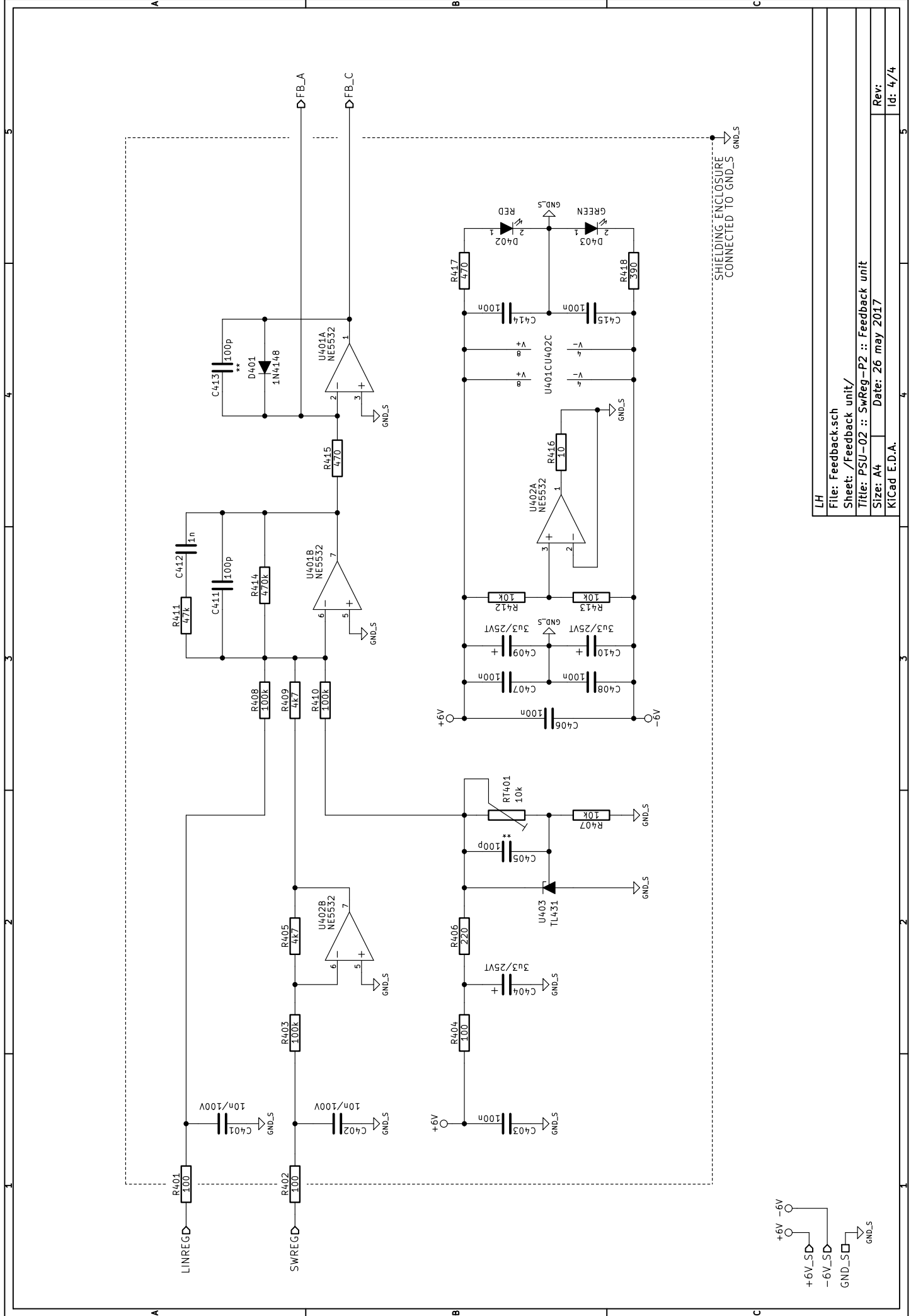


LH
 File: SwReg-P2.sch
 Sheet: /
 Title: PSU-02 :: SwReg-P2 - Switching preregulator
 Size: A4 Date: 26 may 2017
 Kicad E.D.A. Rev: 1/4





LH
File: Power.sch
Sheet: /Power unit/
Title: PSU-02 :: SwReg-P2 :: Power unit
Size: A4
Date: 26 may 2017
Rev: 2/4
KiCad E.D.A.



SHIELDING ENCLOSURE
CONNECTED TO GND_S

LH	
File: Feedback.sch	
Sheet: /Feedback unit/	
Title: PSU-02 :: SwReg-P2 :: Feedback unit	
Size: A4	Date: 26 may 2017
KiCad E.D.A.	Id: 4/4

