

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

LABORATORNÍ ZDROJ 0-100 V / 0-100 MA

LAB POWER SUPPLY 0-100 V / 0-100 MA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Hanzl

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš, Ph.D.

BRNO 2020



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Ondřej Hanzl

ID: 203229

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Laboratorní zdroj 0-100 V / 0-100 mA

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte schéma zapojení zdroje, dimenzujte chlazení a vyberte vhodné součástky.
2. Navrhněte, vyrobte a osadte desku plošných spojů.
3. Provedte mechanickou konstrukci zdroje.
4. Zdroj oživte, dostavte regulátory a proveďte ověřovací měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOČKA, M., VOREL, P. Průmyslová elektronika. Skriptum VUT v Brně.
- [2] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení. Skriptum VUT v Brně.
- [3] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. Řídicí členy v elektrických pohonech. Skriptum VUT v Brně.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 10.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš, Ph.D.

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem a realizací laboratorního zdroje netypických parametrů napětového rozsahu 0 – 100 V a proudového 0 – 100 mA, který bude sloužit pro testování LED diod, měření závěrného napětí a charakteristik Zenerových diod neznámých údajů. Zdroj bude pracovat v lineárním režimu, kde koncový stupeň tvoří výkonový unipolární tranzistor ovládaný řízeným bipolárním tranzistorem. Regulační část řídící tento koncový stupeň tvoří uzavřená regulační smyčka se dvěma PI regulátory, diferenčním zesilovačem a řízeným omezovačem. V regulačním obvodu jsou regulátory řazeny v kaskádní struktuře, kde napětový regulátor je nadřazený proudovému. Napájení zdroje zajišťují 2 transformátory, z nichž jeden slouží pro silovou část a druhý pro řídicí část. Veškeré navržené a sestavené komponenty budou následně umístěny do krabičky opatřené digitálním měřicím přístrojem s displejem.

Klíčová slova

Laboratorní zdroj, operační zesilovač, lineární stabilizátor, regulátor, omezovač, tranzistor, chlazení, regulační odchylka

Abstract

The thesis deals with the design of a laboratory source of atypical parameters of the voltage range 0 – 100 V and current 0 – 100 mA, which will be used for testing LEDs, measuring the reverse voltage and characteristics of Zener diodes of unknown data. The power supply will operate in linear mode, where the output part make up a power unipolar transistor controlled by a controlled bipolar transistor. The control section controlling this output stage is a closed control loop with two PI controllers, a differential amplifier and a controlled limiter. In the control circuit, the controllers are arranged in a cascade structure, where the voltage regulator is superior to the current one. Power supply is provided by 2 transformers, one for the power part and the other for the control part. All designed and assembled components will be then placed in a box equipped with a digital measuring device with display.

Keywords

Laboratory power supply, operational amplifier, linear stabilizer, limiter, regulator, transistor, cooling, regulatory deviation

Bibliografická citace:

HANZL, Ondřej. *Laboratorní zdroj 0-100V / 0-100mA* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-06-01]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125796>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Martiš.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Laboratorní zdroj 0-100V / 0-100mA jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Janu Martišovi, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a odbornou pomoc při konzultacích a vypracování této práce.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	9
Seznam obrázků.....	12
Úvod.....	14
1 Elektrický zdroj.....	15
1.1 Napěťový zdroj.....	15
1.2 Proudový zdroj.....	15
2 Laboratorní zdroj.....	16
2.1 Lineární zdroj.....	16
2.1.1 Parametrický stabilizátor.....	17
2.1.2 Zpětnovazebný stabilizátor.....	18
2.1.3 Integrovaný stabilizátor.....	20
2.2 Spínaný zdroj.....	20
2.3 Řídící obvody zdrojů.....	22
2.3.1 Přímá regulace výstupní veličiny.....	22
2.3.2 Paralelní struktura regulace.....	22
2.3.3 Kaskádní struktura regulace.....	23
3 Návrh laboratorního zdroje.....	25
3.1 Silová část zdroje.....	25
3.1.1 Napájecí zdroj koncového stupně.....	25
3.1.2 Koncový stupeň.....	26
3.1.3 Volba transformátoru silové části.....	27
3.1.4 Dimenzování chlazení.....	28
3.1.5 Napájecí zdroj regulační části.....	30
3.1.6 Výběr transformátoru regulační části.....	31
3.2 Regulační část zdroje.....	32
3.2.1 Napájení operačních zesilovačů.....	34
3.2.2 Zdroj referenčního napětí.....	34
3.2.3 Diferenční zesilovač.....	35
3.2.4 Napěťový regulátor.....	36
3.2.5 Řízený omezovač.....	37
3.2.6 Proudový regulátor.....	39
3.2.7 Výpočet proudů v regulační části.....	40
4 Realizace, oživení a měření laboratorního zdroje.....	43
4.1 Návrh, výroba a osazení desky plošných spojů.....	43
4.2 Oživení zdroje.....	44
4.3 Ověřovací měření a ladění regulátorů.....	45
4.4 Mechanická konstrukce laboratorního zdroje.....	54
Závěr.....	55
Literatura.....	57

Seznam symbolů, veličin a zkratek

A	(m ²)	plocha
C	(F)	kapacita kondenzátoru
d	(m)	tloušťka
e	(V)	regulační odchylka
h_{FE}	(–)	proudový zesilovací činitel tranzistoru
I	(A)	proud
I_{AVm}	(A)	odběrový proud ampérmetrem-voltmetrem
I_C	(A)	kolektorový proud
I_B	(A)	bázový proud
I_D	(A)	proud diodou
I_k	(A)	proud nakrátko
I_{max}	(A)	maximální proud
$I_{max, ž}$	(A)	žádaný maximální proud
I_{min}	(A)	minimální proud
I_{nap}	(A)	odběrový proud pro regulační část
I_{OZ}	(A)	proud z výstupu operačního zesilovače
I'_{OZ}	(A)	dynamický proud z výstupu OZ
I_{sk}	(A)	skutečný výstupní proud
I_{vst}	(A)	vstupní proud zdroje
$I_{výst}$	(A)	výstupní proud zdroje
$I_{ž}$	(A)	žádaný proud
I_0	(A)	proud naprázdno
I_1	(A)	vstupní proud
I_2	(A)	výstupní proud
P	(W)	činný výkon
P_{AVm}	(W)	činný příkon ampérmetru-voltmetru
P_{vst}	(W)	činný vstupní výkon
P_{Tr}	(W)	činný výkon transformátoru
P_{ZTR}	(W)	ztrátový výkon
R	(Ω)	odpor
R_i	(Ω)	vnitřní odpor zdroje
R_Z	(Ω)	zatěžovací odpor
$R_{θJC}$	(Ω)	tepelný odpor čip-pouzdro
$R_{θCH}$	(Ω)	tepelný odpor pouzdro-chladič
$R_{θH}$	(Ω)	tepelný odpor chladiče
r_{zd}	(Ω)	dynamický odpor Zenerovy diody
S	(VA)	zdánlivý výkon
t	(s)	čas
U	(V)	napětí
U_{AVm}	(V)	napájecí napětí pro ampérmetr-voltmetr

U_{BE}	(V)	napětí mezi elektrodami báze-emitor
U_{EB}	(V)	napětí mezi elektrodami emitor-báze
U_f	(V)	fázové napětí sítě
U_k	(V)	napětí nakrátko
U_{limI}	(V)	řídící napětí pro omezení výstupního proudu
U_n	(V)	jmenovité napětí
U_{nap}	(V)	napájecí napětí pro regulační část
$U_{požI}$	(V)	řídící napětí pro nastavení výstupního proudu
$U_{požU}$	(V)	řídící napětí pro nastavení výstupního napětí
U_{ref}	(V)	referenční napětí
U_{regI}	(V)	řídící napětí z výstupu proudového regulátoru
U_{regU}	(V)	řídící napětí z výstupu napěťového regulátoru
$U_{režI}$	(V)	napětí pro indikaci proudového režimu
U_{rozU}	(V)	rozdílové (diferenční) napětí
U_{SD}	(V)	napětí mezi elektrodami source-drain
U_{SG}	(V)	napětí mezi elektrodami source-gate
U_{vst}	(V)	vstupní napětí pro koncový stupeň
$U_{výst}$	(V)	výstupní napětí na svorkách zdroje
$U_{výst, sk}$	(V)	skutečné napětí na výstupu
$U_{výst, ž}$	(V)	žádané napětí na výstupu
$U_{výst+}$	(V)	výstupní napětí kladné svorky proti společné zemi
$U_{výst-}$	(V)	výstupní napětí záporné svorky proti společné zemi
U_{ZD}	(V)	napětí Zenerovy diody
U_0	(V)	napětí naprázdno
U_1	(V)	vstupní napětí, primární napětí
U_2	(V)	výstupní napětí, sekundární napětí
U_{2trmin}	(V)	minimální sekundární napětí transformátoru
γ	(W/mK)	tepelná vodivost
λ	(–)	celkový účinnost odběru
τ_I	(s)	časová konstanta proudového regulátoru
τ_U	(s)	časová konstanta napěťového regulátoru
ϑ_C	(°C)	teplota pouzdra součástky
ϑ_H	(°C)	teplota chladiče
ϑ_{Jmax}	(°C)	maximální teplota čipu součástky
ϑ_0	(°C)	teplota okolí
ΔU_D	(V)	úbytek napětí na diodě
ΔU_{IO}	(V)	úbytek napětí na integrovaném obvodu
ΔU_C	(V)	zvlnění napětí na kondenzátoru
ΔU_R	(V)	úbytek napětí na rezistoru
$\Delta \vartheta_{JC}$	(°C)	tepelný spád čip-pouzdro
$\Delta \vartheta_{CH}$	(°C)	tepelný spád pouzdro-chladič
$\Delta \vartheta_C$	(°C)	tepelný spád chladič-okolí

AV	ampérvoltová
C	kondenzátor
CLC	filtr 3. řádu kondenzátor-cívka-kondenzátor
D	dioda
DPS	deska plošných spojů
EMC	elektromagnetická kompatibilita
IO	integrováný obvod
K	konektor, svorkovnice
L	cívka, tlumivka
LC	filtr 2. řádu tlumivka-kondenzátor
NTC	termistor s negativním teplotním koeficientem
OR	rozhodovací člen s funkcí nebo
OZ	operační zesilovač
P	pojistka
PI	proporcionálně-integrační (regulátor)
PC	osobní počítač
PFC	korekce účinníku odběru
PWM	pulzní šířková modulace
SMD	součástka pro povrchovou montáž
R	rezistor
T	tranzistor
THT	součástka pro montáž do otvorů
Tr	transformátor
VF	vysokofrekvenční
ZD	Zenerova dioda

Seznam obrázků

<i>Obr. 1.1: Ideální a skutečný zdroj napětí a jejich zatěžovací charakteristika.....</i>	15
<i>Obr. 1.2: Ideální a skutečný zdroj proudu a jejich zatěžovací charakteristika</i>	15
<i>Obr. 2.1: Blokové schéma lineárního zdroje</i>	16
<i>Obr. 2.2: Schéma parametrického stabilizátoru.....</i>	17
<i>Obr. 2.3: AV charakteristika Zenerovy diody.....</i>	18
<i>Obr. 2.4: Schéma paralelního stabilizátoru</i>	19
<i>Obr. 2.5: Schéma sériového stabilizátoru</i>	19
<i>Obr. 2.6: Schéma kladného integrovaného stabilizátoru</i>	20
<i>Obr. 2.7: Blokové schéma spínaného zdroje</i>	21
<i>Obr. 2.8: Bloková schémata přímé regulace výstupní veličiny</i>	22
<i>Obr. 2.9: Blokové schéma paralelní struktury regulace.....</i>	23
<i>Obr. 2.10: Zatěžovací charakteristiky zdrojů</i>	23
<i>Obr. 2.11: Blokové schéma kaskádní struktury regulace</i>	24
<i>Obr. 3.1: Schéma napájecího zdroje koncového stupně.....</i>	25
<i>Obr. 3.2: Schéma koncového stupně.....</i>	26
<i>Obr. 3.3: Schéma tepelného obvodu</i>	29
<i>Obr. 3.4: Schéma napájecího zdroje regulační části.....</i>	31
<i>Obr. 3.5: Schéma regulační části zdroje s koncovým stupněm</i>	33
<i>Obr. 3.6: Schéma napájení OZ.....</i>	34
<i>Obr. 3.7: Schéma zdroje referenčního napětí.....</i>	34
<i>Obr. 3.8: Schéma diferenčního zesilovače.....</i>	35
<i>Obr. 3.9: Schéma napětového regulátoru</i>	36
<i>Obr. 3.10: Schéma řízeného omezovače</i>	37
<i>Obr. 3.11: Schéma proudového regulátoru</i>	39
<i>Obr. 4.1: Návrh DPS</i>	43
<i>Obr. 4.2: Leptací lázeň, osvětlovací zařízení a pájecí pracoviště</i>	44
<i>Obr. 4.3: Měřicí pracoviště</i>	45
<i>Obr. 4.4: Úprava zapojení pro snížení svodu tranzistoru T_2.....</i>	45
<i>Obr. 4.5: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže v napětovém režimu</i>	46
<i>Obr. 4.6: Odezva regulátorů na skokové zmenšení zátěže v napětovém režimu</i>	47

<i>Obr. 4.7: Kmitavá odezva regulátoru na skokové zvětšení zátěže v proudovém režimu</i>	47
<i>Obr. 4.8: Odezva regulátoru na skokové zvětšení zátěže v proudovém režimu</i>	48
<i>Obr. 4.9: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže v napěťovém režimu</i>	48
<i>Obr. 4.10: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže-detail předchozího průběhu</i>	49
<i>Obr. 4.11: Úprava zapojení pro omezení překmitu při spuštění zdroje</i>	49
<i>Obr. 4.12: Výstupní napětí při zapnutí zdroje na 10 V bez proudového omezení</i>	50
<i>Obr. 4.13: Výstupní napětí při zapnutí zdroje na 100 V bez proudového omezení</i>	50
<i>Obr. 4.14: Zvlnění výstupního napětí při 100 V a 21 mA v napěťovém režimu.....</i>	51
<i>Obr. 4.15: Detail zákmitu předchozího průběhu</i>	51
<i>Obr. 4.16: Úprava zapojení pro eliminaci napěťových špiček</i>	52
<i>Obr. 4.17: Zvlnění výstupního napětí při 25,8 V a 100 mA v proudovém režimu</i>	52
<i>Obr. 4.18: Zvlnění výstupního napětí při 25,8 V a 100 mA v napěťovém režimu.....</i>	52
<i>Obr. 4.19: Zvlnění výstupního napětí při 100 V a 100 mA v napěťovém režimu.....</i>	53
<i>Obr. 4.20: Zvlnění napětí na kondenzátoru C_1 při 100 V a 100 mA</i>	53

ÚVOD

Každé elektrické zařízení pracující jako spotřebič potřebuje pro svůj provoz zdroj elektrické energie. Ten ale většinou dokáže poskytnout jen pevné napětí, jenže v řadě situací je zapotřebí jej měnit. Jestliže tento zdroj tedy umožňuje nastavení jeho základních parametrů, jako je napětí a proud, které jsou díky navrženému zapojení na jiných vlivech téměř nezávislé a s časem neměnné, nebo jen velmi málo, pak jej můžeme považovat za zdroj laboratorní.

Laboratorní zdroje jsou v dnešní době nedílnou součástí jakýchkoliv laboratoří, zkušebních dílen či vědeckých pracoven pro vývoj a odzkoušení ať už nově, nebo dříve navržených zařízení pro zjištění správnosti jejich provozu a případných poruch. Samozřejmě, jako i většina jiných elektrických zařízení, se ani ony sami nedokážou obejít bez zdroje energie. A vzhledem k tomu, že jsou používány nejčastěji ve vnitřních prostorech, tak se napájení pro svou jednoduchost provádí převážně z distribuční sítě 230 V/50 Hz, která je ve většině míst dostupná.

V úvodní části této práce bude text věnován stručnému teoretickému popisu dané problematiky ve smyslu popisu jednotlivých částí, ze kterých se laboratorní zdroj skládá, jejich hlavních funkcí a vlastností. Po ní bude následovat již samotný návrh částí laboratorního zdroje, tedy regulačních obvodů a zapojení silové části dle požadovaných parametrů. Poslední kapitola bude pojednávat o realizaci, oživení a ověření návrhu měřením s dodatečným laděním regulátorů vč. mechanické zástavby zdroje.

Navrhovaný laboratorní zdroj je zajímavý svými parametry, kdy bude možné regulovat napětí ve velkém rozsahu $0 \div 100$ V při nastavování malého proudu v řádech miliampér v míře $0 \div 100$ mA. Účel jeho použití bude pro testování LED, měření závěrného napětí a charakteristik Zenerových diod neznámých údajů i jiných polovodičových součástek a oživování zařízení citlivých na nadproud nebo obecně zařízení pracujících na vyšší napětí a malý proud.

1 ELEKTRICKÝ ZDROJ

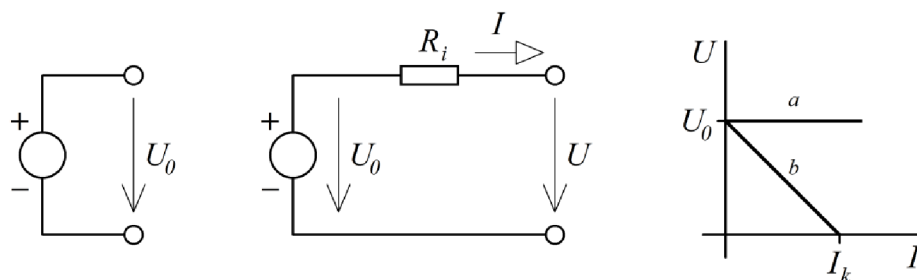
Elektrický zdroj je zařízení, které může trvale dodávat do elektrického obvodu výkon, tedy na svých výstupních svorkách dodává proud při určitém napětí. [1]

Napájecí zdroj elektrické energie se podle funkce klasifikuje na zdroj napětí nebo zdroj proudu. Jeho činnost a vlastnosti vyjadřuje zatěžovací charakteristika, která tyto zdroje rozděluje na ideální a skutečné, resp. zobrazuje, jak se reálné zdroje více či méně přibližují ideálním. [2]

1.1 Napěťový zdroj

Ideální zdroj napětí (Obr. 1.1 vlevo) má vnitřní odpor R_i rovný nule a jeho svorkové napětí U_0 má stálou hodnotu, neboť nezávisí na odebíraném proudu I , což dokazuje i jeho zatěžovací charakteristika (Obr. 1.1 vpravo a). [1]

Ovšem každý reálný zdroj napětí (Obr. 1.1 uprostřed) má tento vnitřní odpor R_i nenulový, který způsobuje pokles napětí U v závislosti na odebíraném proudu I , viz zatěžovací charakteristika (Obr. 1.1 vpravo b). [3]

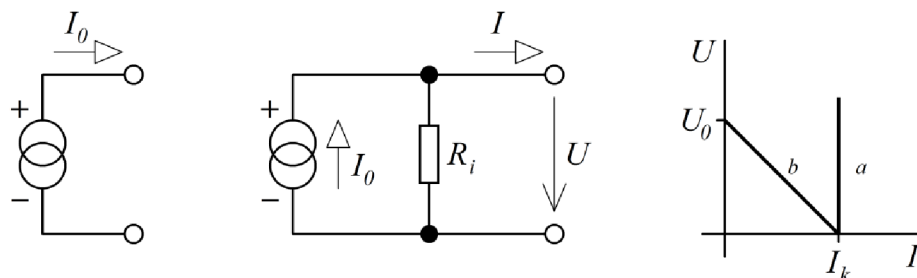


Obr. 1.1: Ideální a skutečný zdroj napětí a jejich zatěžovací charakteristika

1.2 Proudový zdroj

Ideální zdroj proudu (Obr. 1.2 vlevo) má naopak vnitřní odpor R_i nekonečně velký a dokáže do obvodu dodávat stálý proud I_0 bez ohledu na velikost připojené zátěže, též zřejmě z jeho zatěžovací charakteristiky (Obr. 1.2 vpravo a). [2]

Konečnost hodnoty vnitřního odporu R_i , zahrnutého ve schématu skutečného zdroje proudu (Obr. 1.2 uprostřed), způsobuje pokles proudu I v závislosti na svorkovém napětí U zobrazené v zatěžovací charakteristice (Obr. 1.2 vpravo b). [3]



Obr. 1.2: Ideální a skutečný zdroj proudu a jejich zatěžvacích charakteristik

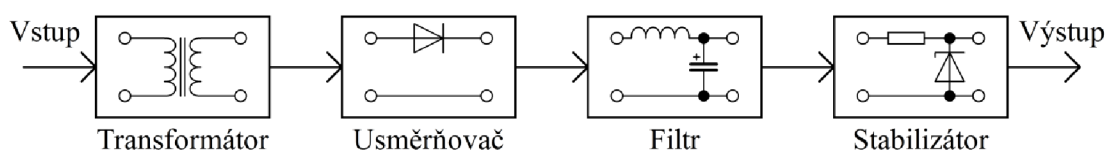
2 LABORATORNÍ ZDROJ

Laboratorní zdroj, napájený nejčastěji 1 fázově z distribuční sítě nízkého napětí, poskytuje na svém výstupu stabilizované střídavé nebo stejnosměrné napětí, ať už symetrického či nesymetrického napájení. Podle nastavitelnosti výstupních parametrů se rozlišují regulovatelné (proměnné) a neregulovatelné (pevné) zdroje. U proměnných zdrojů může být řízení zajištěno bez zpětné vazby, avšak častěji jsou zpětnovazebné. [4]

Na základě vnitřního zapojení jsou zdroje koncipovány jako lineární, spínané či jejich kombinace. V dřívějších dobách se hojně využívalo právě lineární zapojení, ovšem s příchodem polovodičových spínacích prvků bylo možné realizovat účinnější spínaný zdroj a z výhod obou zapojení pak vnikla jejich kombinace. [5]

2.1 Lineární zdroj

Jejich nespornou výhodou proti spínaným zdrojům je samozřejmě provoz bez šíření rušivých signálů při spínání a jednodušší vnitřní zapojení. Naproti tomu jsou lineární zdroje často větších rozměrů a vyšší váhy, ale hlavně nižší účinnosti. Blokové schéma nejjednoduššího neregulovatelného laboratorního zdroje ukazuje Obr. 2.1. [5]



Obr. 2.1: Blokové schéma lineárního zdroje

Transformátor slouží ke snížení vstupního síťového napětí 230 V na požadovanou hodnotu výstupního napětí při konstantní centrální frekvenci 50 Hz, a také ke galvanickému oddělení. Podle potřebných výstupních parametrů a mechanické konstrukce zdroje mohou být transformátory s magnetickým obvodem plášťovým nebo jádrovým, většinou složených z EI plechů, či toroidním pro velké proudy. Dalšími aspekty mohou být počet fází, zdánlivý výkon a počet vinutí. [6]

Usměrňovač představující polovodičový měnič usměrňuje dané střídavé napětí z výstupu transformátoru na napětí stejnosměrné, které bude menší o úbytek napětí na PN přechodu polovodičových součástek. Nejčastěji se jedná o neřízené usměrňovače složené z usměrňovacích diod. Jejich zapojením může vzniknout můstkový usměrňovač nebo uzlový pro symetrické napájení, který ale vyžaduje transformátor s vyvedeným středem, avšak nepřesycuje transformátor stejnosměrnou složkou proudu. [7]

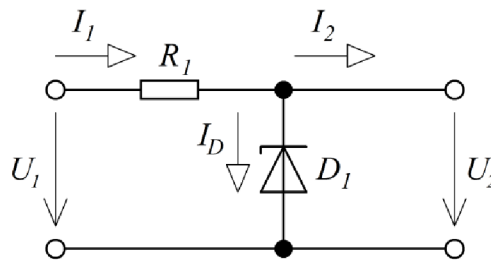
Filtr vyhlazuje pulsující napětí za usměrňovačem, resp. zmenšuje zvlnění napětí poskytnutím energie v době poklesu půlvlny napětí. Bývá uskutečněn z pasivních prvků, především z kondenzátorů a tlumivek. Pro zdroje menších výkonů se využívá zapojení pouze sběracího kondenzátoru, při vyšších výkonech LC filtr s nárazovou tlumivkou pro menší zvlnění proudu zapojený jako dolní propust s mezní frekvencí

menší než frekvenci síťovou, nebo filtr CLC využívající vlastností kombinací dvou předchozích, jež bývá základem PFC filtrů nejčastěji spínaných zdrojů. [8]

Stabilizátor zapojený za filtrem udržuje požadovanou hodnotu napětí na výstupu při jakékoliv změně zatěžovacího proudu, vstupního napětí nebo teploty okolí. Stabilizátory jsou tedy takové obvody, na jejichž výstupních svorkách jsou změny výstupního napětí menší než změny vstupního napětí na vstupu. Z této skutečnosti lze určit vlastnosti stabilizátoru parametrem činitele stabilizace, který vyjadřuje, kolikrát stabilizátor zmenší poměrné kolísání napětí na svém výstupu ve srovnání s poměrným kolísáním vstupního napětí při konstantní zátěži. Čím je činitel stabilizace větší, tím se dosahuje kvalitnější stabilizace. Podle provedení se stabilizátory mohou dělit na parametrické, zpětnovazební a integrované. [4]

2.1.1 Parametrický stabilizátor

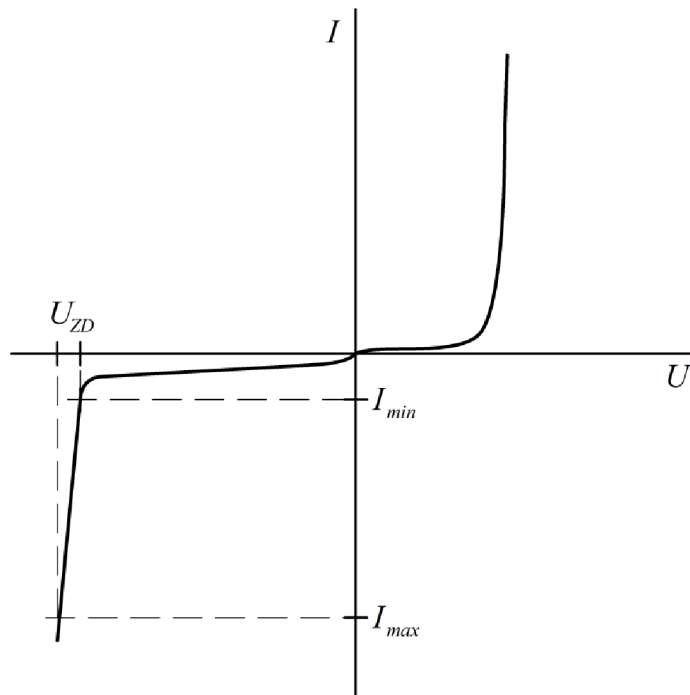
Parametrické stabilizátory (Obr. 2.2) využívají vhodné voltampérové charakteristiky některých nelineárních prvků, kde při velké změně proudu nastává jen malá změna napětí (doutnavky nebo stabilizační diody). Jsou složeny z pasivních elektronických součástek, zejména předřadného rezistoru a Zenerovy diody zapojené v závěrném směru případně v kombinaci s klasickou diodou v propustném směru. [9]



Obr. 2.2: Schéma parametrického stabilizátoru

Práce stabilizátoru spočívá ve funkci Zenerovy diody a její závislosti na napětí. Bude-li napájecí napětí U_1 menší než napětí ZD, bude proud I_1 procházet do zátěže přes rezistor R_1 , který způsobí úbytek napětí, a tím poklesne napětí U_2 . Obvod tedy pracuje bez stabilizace a rezistor R_1 zajišťuje funkci proudového zdroje. Stoupne-li však napětí U_1 nad hodnotu napětí ZD, dojde k nedestruktivnímu průrazu PN přechodu a dioda se otevře. Podle okamžitého odběru zátěže se proud I_1 rozdělí mezi zátěž I_2 a diodu I_D . Na diodě je tak téměř konstantní napětí jen málo závislé na protékajícím proudu a odpovídá požadovanému výstupnímu napětí U_2 . Proud zátěže I_2 se tedy může měnit v určitém rozsahu, aniž by došlo k výrazné změně výstupního napětí U_2 stabilizátoru. [9]

Pracovní oblast stabilizační diody (Obr. 2.3) je v téměř lineární části AV charakteristiky vymezena minimálním proudem I_{min} a mezním proudem I_{max} při Zenerově napětí U_{ZD} . Jestliže je proud I_D menší než proud I_{min} , napětí na diodě výrazně klesá a již nelze hovořit o stabilizaci napětí. Pokud nastane situace $I_D > I_{max}$, je překročena mezní výkonová ztráta diody a může dojít k tepelnému průrazu PN přechodu, která bývá doprovázena značným poklesem napětí a nárůstem proudu. [10]



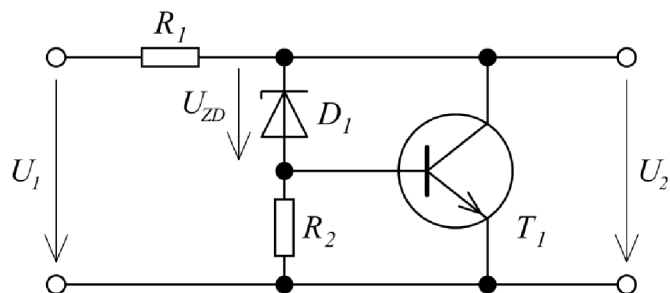
Obr. 2.3: AV charakteristika Zenerovy diody

Tvar AV charakteristiky tedy popisuje fakt, že výstupní napětí U_2 resp. napětí Zenerovy diody U_{ZD} závisí na aktuálním proudu diodou I_D . Tato změna závisí na diferenciálním odporu diody r_{zd} a teplotním koeficientu Zenerova napětí, který může být v případě lavinového průrazu kladný, kdy napětí U_{ZD} roste s teplotou, nebo záporný u tunelového, kde napětí U_{ZD} s teplotou klesá. Hranicí, kdy se oba mechanismy průrazu téměř kompenzují, bývá uvedeno Zenerovo napětí U_{ZD} v intervalu 5 až 6 V. [9]

2.1.2 Zpětnovazebný stabilizátor

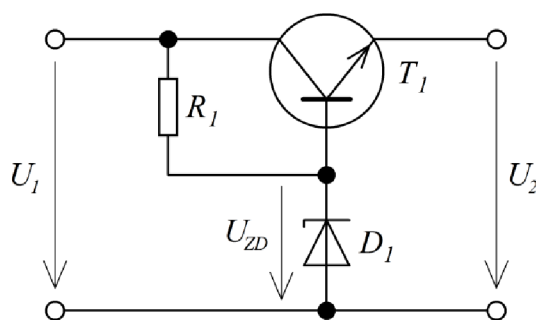
Zpětnovazebné stabilizátory využívají principu porovnávání žádaného (referenčního) a skutečného napětí. Reagují tak na změny způsobené např. změnou zátěže a zaručují udržení požadovaných hodnot. Bývají složeny z aktivních součástek, tedy tranzistoru, představující regulační prvek, a pasivních zajišťující zápornou zpětnou vazbu. Podle zapojení se mohou dělit na sériové a paralelní. [11]

Paralelní stabilizátor (Obr. 2.4) má podobné zapojení jako parametrický stabilizátor, ovšem doplněný tranzistorem T_1 a rezistorem R_2 . Pro teplotní stabilizaci lze ještě připojit rezistor do emitorové větve. Nazývá se paralelní, jelikož je tranzistor zapojen v příčné větvi, tedy paralelně k zátěži. Podle odchylky výstupního napětí U_2 se mění úbytek napětí na rezistoru R_1 , tím se nepřímě úměrně změní úbytek napětí na R_2 a tranzistor T_1 se tak buď více otevře, nebo přivře. Napětí Zenerovy diody U_{ZD} zůstává téměř konstantní. Takto dojde ke zpětnovazební stabilizaci napětí U_2 . Nevýhodou je nižší účinnost proti sériovému stabilizátoru, protože dochází k trvalému úbytku napětí na rezistoru R_1 . Naproti tomu jsou tyto stabilizátory automaticky odolné proti zkratu na výstupu. Stabilizační vlastnosti jsou podobné sériovému stabilizátoru. [10]



Obr. 2.4: Schéma paralelního stabilizátoru

U sériového stabilizátoru (Obr. 2.5) pracuje tranzistor T_1 jako emitorový sledovač zapojený v podélné větvi, tedy do série se zátěží a Zenerova dioda D_1 jako zdroj konstantního (referenčního) napětí pro bázi tranzistoru. Zenerova dioda je tak zatížena jen velmi malým proudem báze tranzistoru, a proto je napětí U_{ZD} velmi stabilní. Tranzistor je řízen napětím U_{BE} , které je dáno rozdílem napětí $U_{ZD} - U_2$. Poklesne-li výstupní napětí U_2 (ať už z důvodu snížení zátěže, nebo z důvodu poklesu vstupního napětí), zmenší se napětí na emitoru tranzistoru, tím vzroste řídicí napětí tranzistoru U_{BE} , tranzistor se více otevře, jeho dynamický odpor klesne a výstupní napětí vzroste, čímž se kompenzuje pokles napětí, který regulační zásah vyvolal. Při vzrůstu výstupního napětí U_2 proběhne regulační proces opačným způsobem. To znamená, že je zavedena záporná zpětná vazba a toto zapojení zároveň slouží jako aktivní filtr. Stabilizátor se vyznačuje velmi malým vnitřním odporem a musí být chráněn před zkratem na výstupu, neboť by mohlo dojít k tepelnému průrazu tranzistoru. Jeho výhodou je však malý úbytek na tranzistoru, který vede k vyšší účinnosti než u paralelního stabilizátoru. [12]



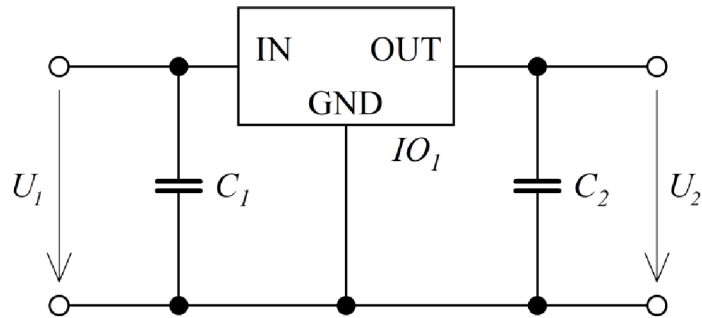
Obr. 2.5: Schéma sériového stabilizátoru

Výstupní napětí U_2 je určeno napětím referenčního zdroje U_{ZD} a výsledná odchylka žádané hodnoty výstupního napětí od nastavené hodnoty je nepřímo úměrná zesílením v regulační smyčce. Odchylka je tím menší, čím je toto zesílení větší. Také se musí udržovat minimální napětí U_{CE} , aby se transistor nedostal do saturace. [9]

Velkou nevýhodou obou zapojení je potřeba celkem velkého minimálního proudu Zenerovou diodou, který snižuje celkovou účinnost stabilizátoru. Nemalou roli také hraje závislost stabilizace na teplotě značně ovlivňující nastavené parametry. [11]

2.1.3 Integrovaný stabilizátor

Lineární integrovaný stabilizátor, známější spíše jako třísvorkový stabilizátor, je integrovaný obvod v plastovém nebo kovovém pouzdře, často opatřený malou chladicí plochou pro lepší odvod tepla nebo pro montáž na chladič. Existuje celkem pět základních typů, a to kladné, záporné, s pevným výstupem, sledovací a plovoucí stabilizátory. Každý z nich má vlastní specifické charakteristiky a jejich výběr a vhodné užití je většinou závislé nejen na vlastnostech, ale i na ceně. [12]



Obr. 2.6: Schéma kladného integrovaného stabilizátoru

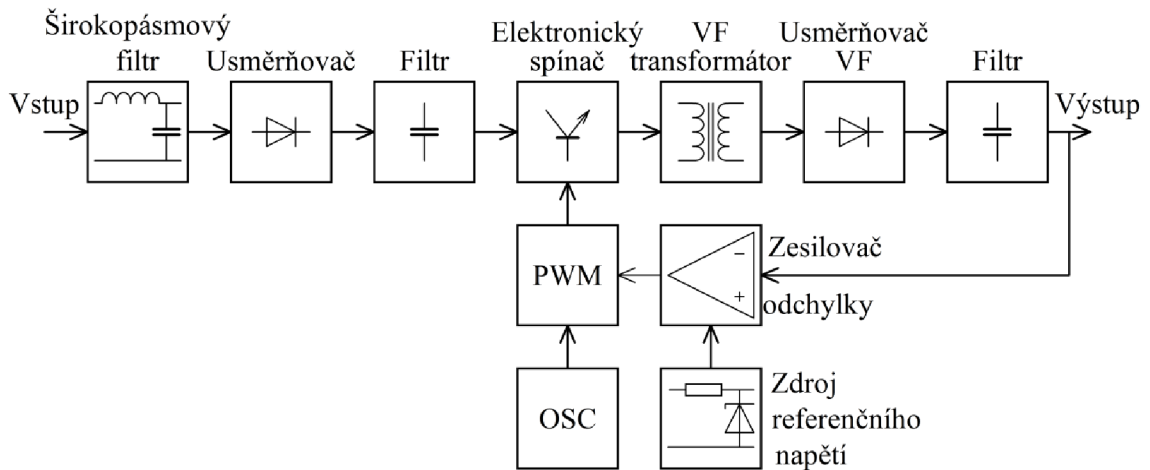
Kladný stabilizátor s pevným napětím označovaným řadou 78XX, kde poslední dvě písmena značí napětí stabilizátoru, např. 7812 je stabilizátor na 12 V, je ukázán na Obr. 2.6. Již výrobce udává v katalogových listech doplnění o keramické kondenzátory C_1 a C_2 , většinou o hodnotách 330 nF a 100 nF proti nežádoucím kmitům na určitých frekvencích, kdy může dojít k vlastnímu rozkmitání stabilizátoru. Výhodou těchto stabilizátorů je jednoduchá aplikace, bez jakéhokoliv návrhu a nastavování jako u ostatních stabilizátorů, nízká cena, vnitřní proudové omezení a tepelná pojistka. Vyrábějí se nejčastěji s výstupním napětím do 36 V a maximálním proudem do 3 A. Vstupní napětí by mělo být pro správnou činnost stabilizátoru často o cca 3 V větší než výstupní, což je v podstatě s proudem a chlazením téměř jedinými podmínkami. [12]

2.2 Spínaný zdroj

Spínané zdroje se v současné době staly moderní náhradou běžných síťových zdrojů s transformátorem. Postupně se začali objevovat až s příchodem dokonalejších spínacích polovodičových prvků a jejich nejčastější využití bylo v oblasti PC zdrojů. Umožňují vytvářet kompaktní zařízení s malým objemem a hmotností a s daleko větší účinností než lineární zdroje. Praktický návrh je však mnohem náročnější než u zdrojů lineárních. Blokované schéma obecného spínaného zdroje je na Obr. 2.7, kde si lze již všimnout větší složitosti celkového zapojení a užití více komponentů. [13]

Malých rozměrů se dosáhlo použitím vyšší frekvence pracovního napětí pro VF transformátor s feritovým jádrem, které může dosahovat stovek kHz a více. Další výhodou spínaných zdrojů je, že mohou být napájeny ze sítě napětím velkého rozsahu, např. 160 ÷ 240 V s frekvencí 50/60 Hz, což ještě rozšiřuje jejich univerzálnost. [5]

Rozdíl mezi spínaným a lineárním zdrojem je hlavně ve způsobu používání výkonového regulačního členu. Ve spínaných zdrojích je výkonový člen zatěžován impulzně, tedy je střídavě nespojitě spínán a rozpínán. V impulsním režimu může být odebíraný impulsní výkon podstatně větší, než jaký je možné odebírat v lineárním režimu s použitím stejného výkonového prvku. [13]



Obr. 2.7: Blokové schéma spínaného zdroje

Hned na vstupu je umístěn širokopásmový filtr, který zabraňuje šíření rušivých spínacích signálů do sítě ze zdroje a zároveň omezuje pronikání rušivých signálů ze sítě do zdroje, a v současné době bývá nedílnou součástí zdrojů z hlediska požadavků EMC. Usměrňovač je nejčastěji realizován jako jednofázový neřízený dvoucestný můstkový, ale lze se setkat i s řízenými. Vzhledem k tomu, že je tato část stále na frekvenci 50 Hz, bývá filtr složen podobně jako u lineárních zdrojů z prvků L a C, ale s vyššími nároky na účinnost, proto mohou být i aktivně řízené. Aby se mohlo vstupní napětí transformovat, je nutné jej převést na střídavý tvar, což se ve spínaném zdroji provádí pomocí vysokofrekvenčních spínacích tranzistorů, které vytvoří střídavý obdélníkový průběh vysokých kmitočtů. Ty jsou řízeny zpětnou vazbou, např. PWM modulací, jejíž frekvence je nastavena referenčním oscilátorem, a mění se v závislosti na napětí na výstupu, též porovnávané s referenční hodnotou. Problematickou částí se stával vysokofrekvenční usměrňovač, kdy bylo potřeba vybrat velmi rychlé spínací diody s malou kapacitou přechodu, např. Schottkyho, aby nedocházelo k překmitům napětí opačné polaritě v důsledku pomalé rekombinace, což se v dnešní době dokonalejších technologií dokázalo vyřešit. Na výstupní filtr již zdaleka nejsou kladeny takové požadavky, protože pracuje na vysokém kmitočtu a jeho filtrační účinky jsou na této frekvenci vynikající. [13]

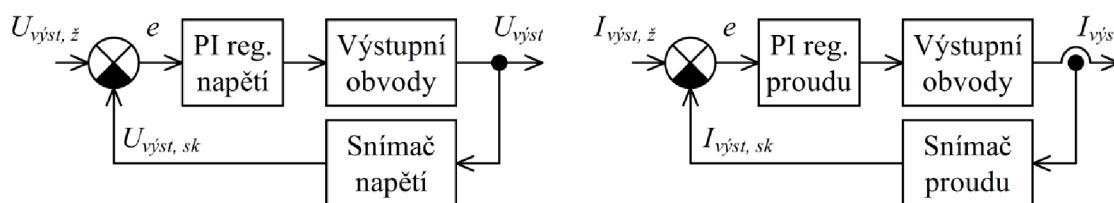
Použití spínaných zdrojů jako laboratorní zdroje se v současné době stává běžnou praxí. Jsou výhodné z hlediska přenosnosti a skladnosti. Nicméně díky rušivým signálům nejsou úplně vhodné pro některé aplikace, jako je rádiová, anténní a audiotechnika. Navíc pro velký počet součástek, které v čase stárnou, mění vlastnosti svých parametrů. Zastoupení lineárními zdroji má proto stále své opodstatnění. [5]

2.3 Řídicí obvody zdrojů

V případě obyčejných zdrojů nevybavených zpětnou vazbou se nehovoří o žádné regulační struktuře, protože dochází pouze k prostému přímému nastavení výstupní veličiny s určitou přesností bez zaručení její správné hodnoty. Ty mohou být použity pouze v situacích, kdy jsou parametry systému natolik známé a neměnné, a kde je vliv poruch zanedbatelný. Z toho důvodu je většina zdrojů vybavena zápornou zpětnou vazbou s patřičným říditelným prvkem v silové části výstupních obvodů, jako je např. tranzistor či tyristor, ať už ve spínacím, nebo lineárním režimu. Tento komplet pak zajistí řízení regulované veličiny na libovolnou úroveň a její současné udržování na požadované úrovni eliminací regulační odchylky e s umožněním potlačení nežádoucích poruchových vlivů právě díky zavedené zpětné vazbě. V ní je užit náležitý snímač regulované veličiny. Regulaci zajišťuje zařazený PI regulátor namísto dokonalejšího, rychlejšího a přesnějšího PID regulátoru z důvodu jeho fyzikální realizovatelnosti a složitosti. Konkrétní zapojení tohoto celku následně vykazuje o tom, o jaký typ regulační struktury se jedná. [9]

2.3.1 Přímá regulace výstupní veličiny

Nejjednodušší možnou strukturou pro přímou regulaci napětí s absencí proudového omezení znázorňuje Obr. 2.8 vlevo. Podobně pro proud bez napěťového omezení Obr. 2.8 vpravo. Mohou se použít v případě požadavku regulace na konstantní napětí nebo proud, kdy by omezování druhé veličiny v určitých aplikacích nebylo vyžadováno a naopak by nepříznivě působilo. Samozřejmě za všech okolností při řízení této regulované veličiny musí být vždy zajištěno nepřekročení dovolené hodnoty druhé neregulované veličiny, nebo případně zavést potřebná opatření, aby po jejím překročení nedošlo k nežádoucí funkci. Potom by bylo v obou případech vhodné toto zapojení doplnit příslušným omezením dané veličiny pomocí paralelního regulátoru. [14]

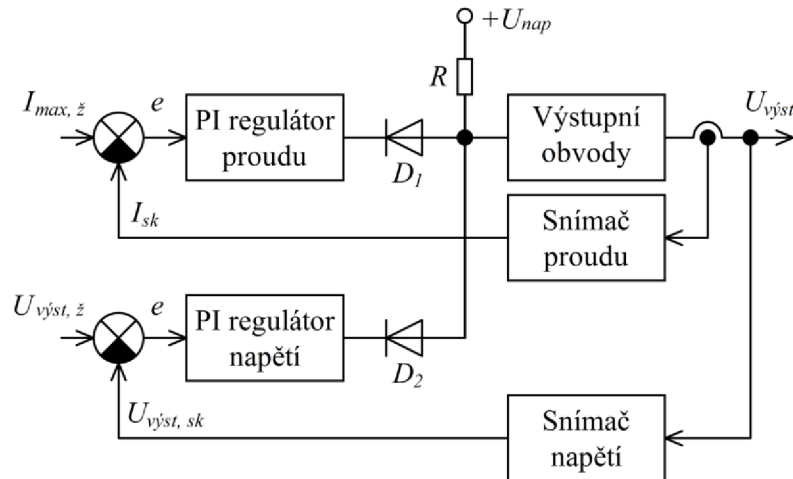


Obr. 2.8: Blokovaná schémata přímé regulace výstupní veličiny

2.3.2 Paralelní struktura regulace

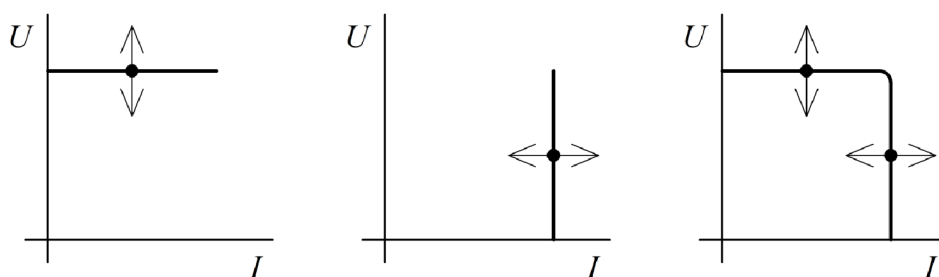
Je také založena na přímé regulaci výstupní veličiny, ale na regulačním ději se nyní podílejí obě veličiny společně, a tím umožňují přechod mezi proudovou a napěťovou regulací. Princip zapojení (Obr. 2.9) se zakládá na tom, že výstupy obou regulátorů nejsou připojeny do výstupních obvodů přímo, ale přes rozhodovací člen OR realizovaný dvojicí diod D_1 a D_2 s rezistorem R zapojeným na kladné napájecí napětí. V činnosti je pak vždy ten regulátor, jehož řídicí napětí na výstupu v danou chvíli

dosáhne nižší hodnoty. Druhý neaktivní regulátor ve stejném okamžiku nemá na regulační proces žádný vliv, jelikož se jeho výstup dostává do kladné saturace. Napěťový regulátor s účelem napěťového omezení tak působí v situaci, kdy je výstupní proud menší než žádaný. Dojde-li k překročení žádaného proudu např. přetížením, ujme se funkce proudový regulátor a pracuje jako proudové omezení. [14]



Obr. 2.9: Blokové schéma paralelní struktury regulace

Avšak v určitém případě (Obr. 2.10 vpravo), kdy se zdroj při určité zátěži dostane do průsečíku napěťové i proudové zatěžovací charakteristiky, si oba regulátory mohou přebírat funkci natolik rychle, že může dojít až k rozkmitání výstupu. Proto je nutno paralelní regulaci vždy považovat za provizorní a méněcennou ve srovnání s kaskádními regulačními strukturami. A tudíž i samotný proudový regulátor se častěji používá jako podřízená proudová smyčka v kaskádní struktuře, eventuálně doplněn obvodem s napěťovou kompenzací. [14]

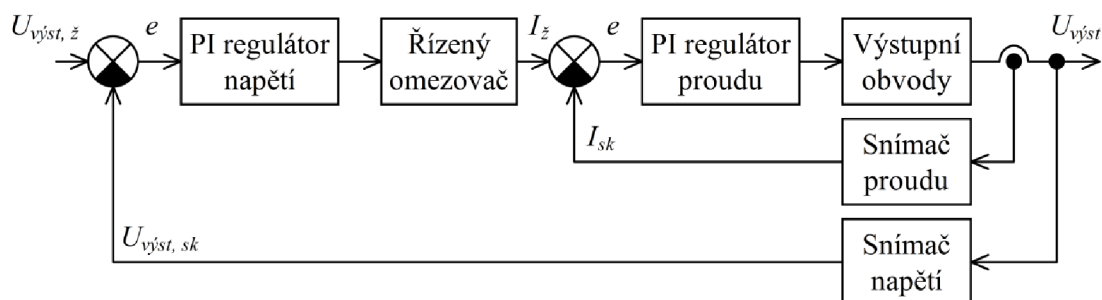


Obr. 2.10: Zatěžovací charakteristiky zdrojů

2.3.3 Kaskádní struktura regulace

Kaskádní regulační struktura (Obr. 2.11) s podřízenou proudovou smyčkou a nadřízenou napěťovou smyčkou prezentuje nejkvalitnější regulační strukturu, ale není v současné době v oblasti napájecích zdrojů z historických důvodů příliš rozšířena. Nadřazený napěťový regulátor díky podřízenému proudovému regulátoru reguluje

soustavu s řádem o jedničku nižší než v systémech bez zabudované proudové smyčky. Tudiž napěťový regulátor může vykazovat mnohem vyšší dynamiku při zachování stability. Proudové omezení je uskutečněno řízeným omezovačem umístěným v napěťové smyčce, do něhož vstupuje signál z napěťového regulátoru s významem žádaného proudu pro následující proudovou smyčku. [14]



Obr. 2.11: Blokové schéma kaskádní struktury regulace

Kaskádní strukturu lze dále s výhodou použít v případě požadavku na velké výstupní proudy, kdy je nutné paralelně zapojit více výkonových výstupních obvodů. Celé zapojení pak obsahuje jen jednu společnou nadřazenou napěťovou smyčku, a tak může být počet proudových podřazených smyček pro regulaci výstupního proudu určený dle potřeby. S menšími úpravami je také možné dosáhnout rovnoměrného rozdělení proudů danými výstupními obvody v libovolných provozních stavech, což dělá celý systém ještě univerzálnějším. [14]

3 NÁVRH LABORATORNÍHO ZDROJE

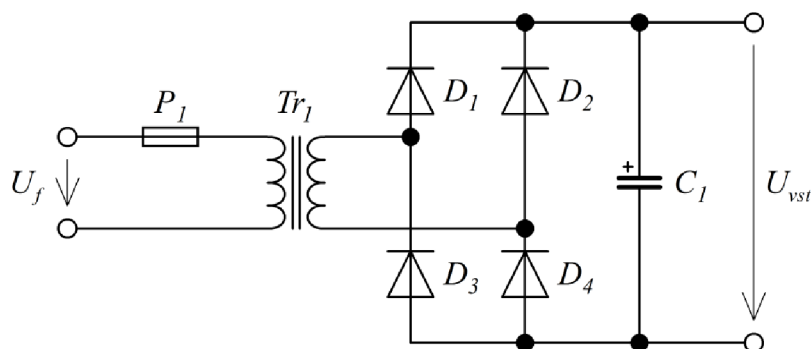
Při návrhu zdroje bylo prvotním cílem se vyhnout konvenčním lineárním třísvorkovým stabilizátorům z řad 78XX a klasickým zapojením se Zenerovou diodou, kterých je v současné době nespočetně mnoho realizovaných a jejich konstrukce se za poslední dobu téměř nezměnila. Hlavním důvodem je však fakt, že integrované stabilizátory jsou běžně k dostání s výstupním napětím do 36 V a u Zenerových diod u takto vyšších napětí převládá lavinový průraz dosti závislý na teplotě. Nicméně budou v tomto řešení využity jako pomocné a referenční zdroje.

Návrh zdroje se bude uskutečňovat s využitím regulačních obvodů založených na aplikaci operačních zesilovačů v kaskádním řazení, jehož výhody byly popsány v teoretické části. Napájecí část bude podobná obvyklým zapojením, tedy použití můstkového usměrňovače a sběracího kondenzátoru. Jelikož napájení pracuje s napětím nad 100 V, bude omezený výběr některých součástek na celkovém řešení projektu.

3.1 Silová část zdroje

3.1.1 Napájecí zdroj koncového stupně

Základem zapojení (Obr. 3.1) je plášťový transformátor Tr_1 napájený fázovým napětím U_f ze sítě nízkého napětí 230 V nadproudově jištěný trubičkovou tavnou pojistkou P_1 . Za ní by mohl být umístěn NTC termistor pro omezení proudového nárazu při připojení do sítě, kdy díky nabíjení kondenzátoru může vzniknout proudová špička. Problémem by ale bylo, kdyby se zdroj po určité době chodu vypnul a opětovně zapnul. Termistor by zůstal zahřátý a neobstaral by tak jeho požadovanou funkci. Vzhledem k tomu, že proudový náraz nebude tak vysoký, že by vybavily jistící přístroje zásuvkových okruhů, postačí k nadproudové ochraně pouze klasická pomalá trubičková pojistka. Také sekundární strana transformátoru by se mohla opatřit přepětíovou ochranou zajištěnou např. unipolárním transilem v kombinaci s vratnou proudovou pojistkou polyswitch. Ta jsou ale bohužel běžně k dostání s napětím do 60 V, takže se v tomto případě též neuplatní a jejich absence se ani neprojeví. Za transformátorem tedy



Obr. 3.1: Schéma napájecího zdroje koncového stupně

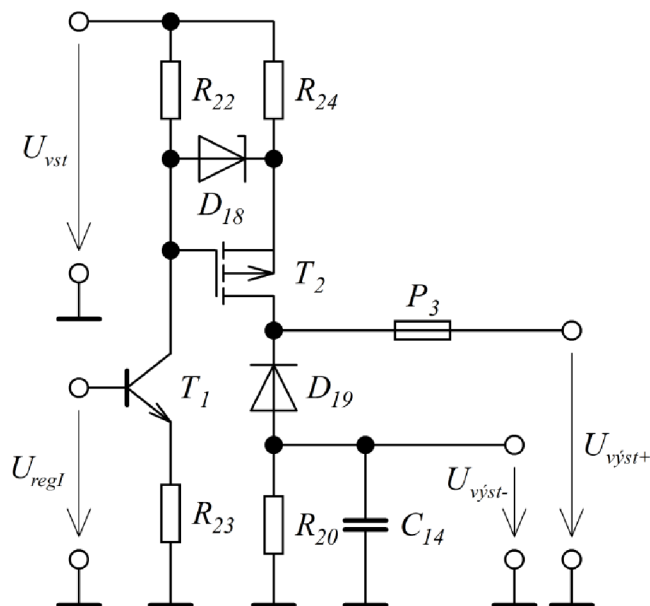
následuje neřízený můstkový usměrňovač z diod D_1-D_4 , který se napěťově dimenzuje s rezervou na dvojnásobné sekundární napětí s ohledem na možné odlišné závěrné napětí diod. O filtraci napětí se stará kondenzátor C_1 , který se nabíjí na maximální napětí a zmenšuje zvlnění vstupního napětí U_{vst} pro koncový stupeň. Jeho kapacitu lze určit ze zvoleného maximálního zvlnění napětí $\Delta U_{vst} = 5 \text{ V}$ a procházejícího proudu s určitou rezervou $I_{vst} = 110 \text{ mA}$ za předpokladu doby vybíjení kondenzátoru $7 \div 8 \text{ ms}$ během jedné půlvlny.

$$C_1 = I_{vst} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_{vst}} = 110 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{5} = 176 \mu\text{F} \quad (3.1)$$

Vybere se neblížejší hodnota, která činí buď $180 \mu\text{F}$, nebo lépe dostupné $220 \mu\text{F}$ na napětí minimálně 200 V .

3.1.2 Koncový stupeň

Je napájen předchozím zapojením a řízen regulačním obvodem. Bipolární tranzistor T_1 (Obr. 3.2) typu NPN v tomto případě slouží jako zdroj konstantního proudu řízený napětím v zapojení emitorového sledovače. Konstantní proud způsobí na rezistoru R_{23} konstantní úbytek napětí rovnající se rozdílu řídicího napětí U_{regl} a napětí přechodu báze-emitor $U_{BE T1}$. Rezistorem R_{22} identické hodnoty odporu jako R_{23} prochází totožný proud zmenšený o proud báze $I_{B T1}$, a tak na něm vznikne téměř shodný úbytek napětí, který se spolu s úbytkem na rezistoru R_{24} rovná napětí mezi elektrodami source-gate $U_{SG T2}$ unipolárního tranzistoru T_2 typu MOSFET s kanálem P, jelikož se předpokládá nekonečný vstupní odpor elektrody gate. Tranzistor T_2 tedy pracuje také jako řízený zdroj proudu. Za tranzistor T_1 byl vybrán MJE340 a za T_2 FQP3P50.



Obr. 3.2: Schéma koncového stupně

Pracovní bod tranzistoru T_1 se tedy nastaví řídicím napětím U_{regI} z operačního zesilovače proudového regulátoru při maximální kladné saturaci OZ s uvažováním napětí U_{BET1} rovné 0,65 V a proudového zesilovacího činitele h_{FET1} cca 100 odečteného z katalogového listu výrobce. Kolektorový proud hodnoty

$$I_{CT1} = \frac{U_{regI} - U_{BET1}}{\frac{h_{FET1} + 1}{h_{FET1}} \cdot R_{23}} = \frac{10,5 - 0,65}{\frac{100 + 1}{100} \cdot 3,3 \cdot 10^3} = 2,955 \text{ mA} \quad (3.2)$$

tak způsobí konstantní úbytek napětí na rezistoru R_{22} a s proudem I_{BT1} na R_{23} celkem

$$\Delta U_{R22} = R_{22} \cdot I_{CT1} = 3,3 \cdot 10^3 \cdot 2,955 \cdot 10^{-3} = 9,752 \text{ V} \quad (3.3)$$

$$\Delta U_{R23} = R_{23} \cdot \left(I_{CT1} + \frac{I_{CT1}}{h_{FET2}} \right) = 3,3 \cdot 10^3 \cdot \left(2,955 + \frac{2,955}{100} \right) \cdot 10^{-3} = 9,849 \text{ V} \quad (3.4)$$

Pracovní bod tranzistoru T_2 se nastaví napětím U_{SGT2} , které má být pro proud 100 mA okolo 4,35 V v lineární části charakteristiky podle katalogového listu, jenž se volí s rezervou 5,6 V z důvodu tolerance hodnot součástky, stejně tak i hodnota proudu 140 mA, proto rezistor R_{24} musí být hodnoty 30 Ω .

$$R_{24} = \frac{\Delta U_{R22} - U_{SGT2}}{I_{výst}} = \frac{9,752 - 5,6}{140 \cdot 10^{-3}} = 29,66 \text{ } \Omega \quad (3.5)$$

Aby v případě přepětí, ať už přeneseného ze sítě do obvodu nebo z výstupu připojením nabitého kondenzátoru či akumulátoru, nedošlo k překročení maximálního napětí U_{SGT2} , je do schématu přidána Zenerova dioda D_{18} , která ochrání tranzistor T_2 před tímto účinkem svým napětím 15 V. Podobně dioda D_{19} spolu s pojistkou P_3 chrání obvod proti přepólování při případném připojení nabitě kapacity na výstup zdroje opačnou polaritou.

Napětí potřebné pro koncový stupeň U_{vst} při uvažování minimálního napětí U_{SDT2} dle katalogového listu 1 V a nejvyššího nastaveného výstupního napětí 100 V

$$\begin{aligned} U_{vst} &= \Delta U_{R24} + U_{SDT2} + U_{výst+} = R_{24} \cdot I_{výst} + U_{SDT2} + U_{výst+} - U_{výst-} + \Delta U_{R20} = \\ &= R_{24} \cdot I_{výst} + U_{SDT2} + U_{výst} + R_{20} \cdot I_{výst} = 30 \cdot 0,1 + 1 + 100 + 39 \cdot 0,1 = 107,9 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.1.3 Volba transformátoru silové části

Výstupní napětí laboratorního zdroje má činit 100 V, proto musí být sekundární napětí transformátoru vyšší, jelikož je potřeba pokrýt napěťové úbytky na silové napájecí části. Dále sekundární napětí transformátoru musí být také voleno s ohledem na kolísání napětí v síti, zejména poklesu.

Podle norem ČSN EN 50160 a ČSN EN 60038 nemá odchylka velikosti napájecího napětí v síti nízkého napětí 400/230 V distribuční soustavy přesáhnout $\pm 10\%$. Za normálních provozních podmínek, s vyloučením přerušení napájení, musí být během každého týdne 95 % průměrných efektivních hodnot napájecího napětí v měřicích intervalech 10 minut v rozsahu jmenovitého napětí $U_n \pm 10\%$ a všechny průměrné efektivní hodnoty napájecího napětí v měřicích intervalech musí být v rozsahu $U_n + 10\% / -15\%$. [15] [16]

Z výše uvedeného vyplývá, že by se mělo počítat s odchylkou napětí až -15% , i když tento pokles může trvat velmi krátkou dobu. Při použití laboratorního zdroje se totiž vyžaduje stálost napětí v každém okamžiku a při určitém měření se nepřipouští jeho změna, jež může způsobit znehodnocení výsledků.

Jestliže je potřeba pro koncový stupeň napětí včetně rezervy i z důvodu zvlnění $U_{vst} = 115\text{ V}$, což je přibližně vrcholová hodnota na kondenzátoru C_1 , tak za usměřovačem D_1-D_4 bez kondenzátoru by mělo stačit napětí

$$U_{D1-D4} = \frac{U_{vst}}{\sqrt{2}} = \frac{115}{\sqrt{2}} = 81,32\text{ V} \quad (3.7)$$

Ovšem na usměřovači také vzniká úbytek napětí ΔU_{D1-D4} , který je potřeba započítat. Výrobce udává maximální úbytek napětí 1,1 V závislý na velikosti procházejícího proudu. Když se vezme v potaz, že napětí na sekundární straně transformátoru resp. napětí před usměřovačem U_{2Tr1} může být menší o 15 %, tak minimální potřebné sekundární napětí při jmenovitých hodnotách sítě bude

$$U_{2Tr1\min} = \frac{U_{D1-D4} + \Delta U_{D1-D4}}{1 - 0,15} = \frac{81,32 + 1,1}{0,85} = 96,97\text{ V} \quad (3.8)$$

Pro univerzálnost byl vybrán síťový transformátor s parametry 230 V / 115 V, který splňuje kladené požadavky. Dále bylo nutné zkontrolovat jeho jmenovitý výkon $S_{Tr1} = 50\text{ VA}$ v závislosti na celkovém účinníku odběru charakteristického pro tento typ napáječe v rozmezí $\lambda_{Tr1} = 0,65 \div 0,7$. Při maximálním zatížení zdroje P_{vst} , zvýšeném sekundárním napětí neúplně zatíženého transformátoru a s rezervou proudu je zřejmé, že činný výkon P_{Tr1} dodávaný transformátorem k tomuto účelu nadmíru dostačuje.

$$\begin{aligned} P_{vst} &= U_{vst} \cdot I_{vst} = (U_{2Tr1} - \Delta U_{D1-D4}) \cdot \sqrt{2} \cdot (I_{výst} + I_{rezerva}) = \\ &= (120 - 1,1) \cdot \sqrt{2} \cdot (100 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3}) = 18,49\text{ W} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$P_{Tr1} = S_{Tr1} \cdot \lambda_{Tr1} = 50 \cdot 0,65 = 32,5\text{ W} \quad (3.10)$$

3.1.4 Dimenzování chlazení

Protože bude na tranzistoru T_2 (Obr. 3.2) v lineárním režimu výkonová ztráta, musí být opatřen chladičem. A vzhledem k tomu, že chladičí ploška na pouzdru

součástky je spojena s elektrodou drain, bude potřeba umístit mezi tranzistor a chladič keramickou podložku. Pro výpočet se uvažuje maximální proud 100 mA a předpokládá se nejmenší výstupní napětí 1 V, kdy je na tranzistoru T_2 nejvyšší napětí U_{SDT2} . Jestliže je na rezistorech R_{24} a R_{20} (Obr. 3.2) úbytek (3.11) a vstupní napětí U_{vst} je o 10 % vyšší

$$\Delta U_{R_{24}R_{20}} = (R_{24} + R_{20}) \cdot I_{vst} = (30 + 39) \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 6,9 \text{ V} \quad (3.11)$$

$$U_{vst} = (1,1 \cdot U_{2Tr1} - \Delta U_{D1-D4}) \cdot \sqrt{2} = (1,1 \cdot 115 - 1,1) \cdot \sqrt{2} = 177,3 \text{ V} \quad (3.12)$$

pak napětí U_{SDT2} a ztrátový výkon P_{ZTR2} dosahují hodnot

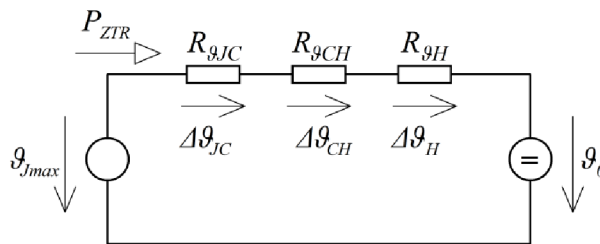
$$U_{SDT2} = U_{vst} - \Delta U_{R_{24}R_{20}} = 177,3 - 6,9 = 170,4 \text{ V} \quad (3.13)$$

$$P_{ZTR2} = U_{SDT2} \cdot I_{vst} = 170,4 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 17,04 \text{ W} \quad (3.14)$$

V katalogovém listu součástky je pak uvedena maximální provozní teplota součástky 150 °C, tepelný vnitřní odpor čip-pouzdro 1,47 °C/W a z rozměrů součástky se určí plocha chladicí plošky pouzdra, která činí přibližně 143,2 mm². Pro keramickou podložku běžně platí tepelná vodivost 25 W/mK a její tloušťka se bude uvažovat 1,5 mm. Tepelný odpor podložky pak bude

$$R_{gPO} = \frac{d}{\gamma \cdot A} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 143,2 \cdot 10^{-6}} = 0,4189 \text{ °C/W} \quad (3.15)$$

do něhož se ještě započítá tepelný odpor pasty, který závisí na druhu materiálu pasty. Z důvodu, že nelze jednoznačně určit tloušťku nanesené pasty, se bude uvažovat celkový odpor mezi pouzdem a chladičem $R_{gCH} = 1 \text{ °C/W}$, kdy tepelný odpor pasty se předpokládá 0,6 °C/W. Výpočet je ekvivalentem řešení elektrického obvodu v ustáleném stavu podle Ohmova zákona (Obr. 3.3). [17]



Obr. 3.3: Schéma tepelného obvodu

Výsledkem je tepelný odpor chladiče při referenční teplotě okolí g_0 rovné 40 °C.

$$R_{gH} = \frac{g_{Jmax} - g_0}{P_{ZTR2}} - R_{gJC} - R_{gCH} = \frac{150 - 40}{17,04} - 1,47 - 1 = 3,985 \text{ °C/W} \quad (3.16)$$

Vybraný chladič z nabízeného sortimentu deklaruje tepelný odpor 2,3 °C/W, takže teplota na chladiči ϑ_H a na pouzdru součástky ϑ_C dosáhne hodnot

$$\vartheta_H = \vartheta_0 + R_{\vartheta H} \cdot P_{ZTRT2} = 40 + 2,3 \cdot 17,04 = 79,19 \text{ °C} \quad (3.17)$$

$$\vartheta_C = \vartheta_H + R_{\vartheta CH} \cdot P_{ZTRT2} = 79,19 + 1 \cdot 17,04 = 96,23 \text{ °C} \quad (3.18)$$

Stejným způsobem se určí i ztrátový výkon pro tranzistor T_I (Obr. 3.2) z hodnot uvedených v části 3.1.2 při zanedbání vlivu bazového proudu na tranzistor.

$$\begin{aligned} P_{ZTRT1} &= U_{CET1} \cdot I_{CT1} = (U_{vst} - \Delta U_{R22} - \Delta U_{R23}) \cdot I_{CT1} = \\ &= (177,3 - 9,752 + 9,849) \cdot 2,995 \cdot 10^{-3} = 0,5242 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.19)$$

což uchládí vlastní plocha pouzdra součástky přirozeným prouděním vzduchu stejně jako rezistory R_{24} (3.20) a R_{20} (3.21). U ostatních součástek vzhledem k velmi nízkým procházejícím proudům jsou výkonové ztráty zanedbatelné.

$$P_{ZTRR24} = R_{24} \cdot I_{vyst}^2 = 30 \cdot (100 \cdot 10^{-3})^2 = 0,3 \text{ W} \quad (3.20)$$

$$P_{ZTRR20} = R_{20} \cdot I_{vyst}^2 = 39 \cdot (100 \cdot 10^{-3})^2 = 0,39 \text{ W} \quad (3.21)$$

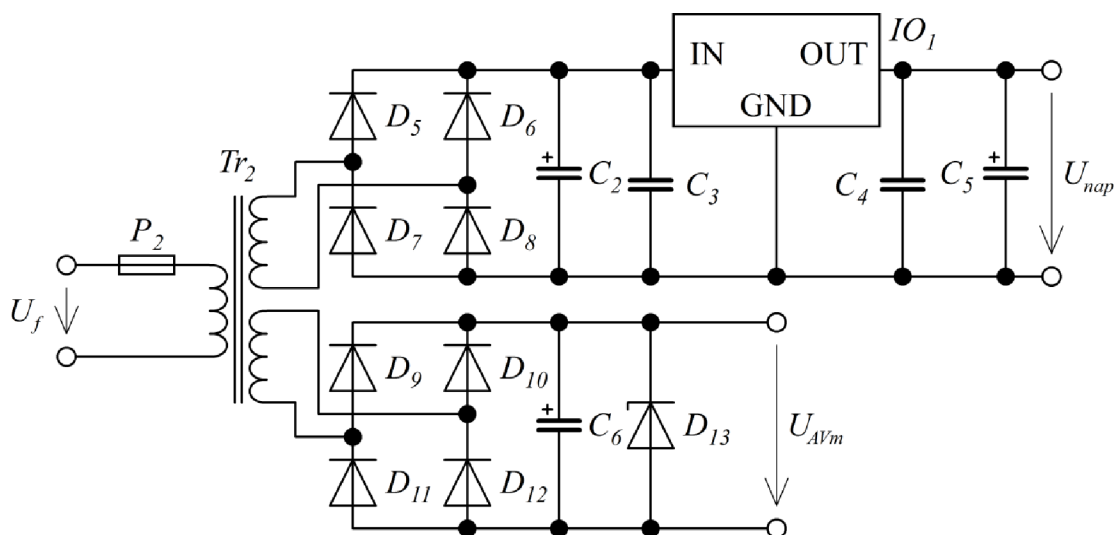
3.1.5 Napájecí zdroj regulační části

Jako operační zesilovače budou použity známé TLC272, které nevyžadují symetrické napájení a jejich pracovní napětí se pohybuje od 4 do 16 V, na čemž následně závisí saturační napětí. Pro univerzálnost bude proto výstupní napětí U_{nap} voleno 12 V (Obr. 3.4). Jelikož v řídicím obvodu dochází ke změnám velikosti proudů v závislosti na regulačním procesu, byla by stabilizace pomocí Zenerovy diody nevýhodná, protože předřadný rezistor by musel být takové hodnoty, aby napětí při maximálním zatížení nekleslo pod prahovou hodnotu. Tím pádem při nejmenší zátěži poteče Zenerovou diodou proud větší, čímž na ní vznikne vyšší ztráta a vlivem dynamického odporu diody r_{zd} , teplotního koeficientu a nestálého proudu bude stabilizované napětí kolísat, což by se mohlo projevit v regulačním pochodu. Z toho důvodu se o stabilizaci napětí postará třívorkový stabilizátor 7812 IO_I , u kterého se pracovní bod nastavovat nemusí a stabilizované napětí příliš neosciluje. Zapojení je tedy shodné konstrukce jako napáječe koncového stupně mimo stabilizátor, tudíž i zde se určí stejným způsobem hodnota kapacity kondenzátoru C_2 s tím, že se bude předpokládat maximální zvlnění napětí 0,5 V a celkový proud 15 mA určený v kap. 3.2.7 se započtením jisté rezervy.

$$C_2 = I_{nap} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_{C2}} = 15 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 240 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.22)$$

Kapacita se nejvíce blíží k nabízené hodnotě 330 μF na napětí alespoň 35 V.

Součástí zdroje bude také měřicí přístroj pro zobrazení aktuálního nastaveného napětí a proudu. Tuto funkci obstará pro univerzálnost kombinovaný panelový digitální voltmetr-ampérmetr s LED zobrazením číslic o měřicím rozsahu 0 ÷ 200 V / 0 ÷ 1 A. Ten vyžaduje pracovní napětí 4 ÷ 28 V s odběrem 15 ÷ 20 mA nejlépe v zapojení bez společné země pro neovlivnění měření. Aby nemusel další část zdroje tvořit ještě jeden samostatný transformátor, využije se transformátor Tr_2 se dvěma sekundárními vinutími o stejných napětích. Jeho napájení je opět uskutečněno ze sítě 230 V jištěného pojistkou P_2 a na svém výstupu poskytne 2 x 12 V. Poněvadž jde o obdobnou velikost odběru proudu a identické zapojení, bude mít kondenzátor C_6 totožnou kapacitu jako C_2 . Zenerova dioda D_{13} zde nezastupuje funkci stabilizátoru, nýbrž slouží k omezení napětí naprázdno transformátoru za usměrňovačem na danou maximální úroveň cca 24 V.



Obr. 3.4: Schéma napájecího zdroje regulační části

Výkonová ztráta na IO_1 (Obr. 3.4) ani v tomto případě není tak vysoká, aby bylo potřeba použít chladič. Jestliže bude sekundární napětí transformátoru U_{2Tr2} rovno cca 18 V s uvažováním vyššího napětí méně zatíženého transformátoru při procházejícím proudu I_{nap} hodnoty 15 mA a zvýšeného napětí sítě o 10 % se započtením úbytku napětí na usměrňovači ΔU_{D5-D8} , pak se ztrátový výkon rovná

$$\begin{aligned}
 P_{ZTRIO1} &= \Delta U_{IO1} \cdot I_{nap} = \left[(1,1 \cdot U_{2Tr2} - \Delta U_{D5-D8}) \cdot \sqrt{2} - U_{IO1} \right] \cdot I_{nap} = \\
 &= \left[(1,1 \cdot 18 - 1,1) \cdot \sqrt{2} - 12 \right] \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,2167 \text{ W}
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

což opět uchladí chladičí ploška pouzdra součástky přirozenou konvekcí vzduchu.

3.1.6 Výběr transformátoru regulační části

Postupuje se obdobným způsobem jako u transformátoru silové části, jenom nebude v tomto případě tolik nutné řešit toleranci napětí sítě, především pokles. Snížení

napětí by takto v obvodu s ampérmetrem-voltmetrem nezpůsobilo žádný problém s napájením vzhledem k širokému rozmezí pracovního napětí a v obvodu regulační části dosahuje odběrový proud zhruba poloviční hodnoty, tím pádem bude tato sekundární část transformátoru pouze částečně zatížena. Totiž transformátory malých výkonů mají sekundární napětí naprázdno mnohdy vyšší více než o 40 % oproti jmenovitému z důvodu měkčí zatěžovací charakteristiky, a tak lze předpokládat, že poskytované napětí i po neúplném zatížení a proměnném odběru proudu bude stále dostačující. Vzrůst síťového napětí akorát způsobí vyšší výkonové ztráty. Pokud je tedy požadavek napětí U_{nap} velikosti 12 V, s připočtením 3 V pro stabilizátor 7812 a úbytek 1,1 V na usměrňovači ΔU_{D5-D8} , bude stačit vzhledem k výše uvedenému transformátor se sekundárním napětím 12 V.

$$U_{2Tr2} = \frac{\frac{U_{nap} + \Delta U_{IO1}}{\sqrt{2}} + \Delta U_{D5-D8}}{1 - 0,15} = \frac{\frac{12 + 3}{\sqrt{2}} + 1,1}{0,85} = 13,77 \text{ V} \quad (3.24)$$

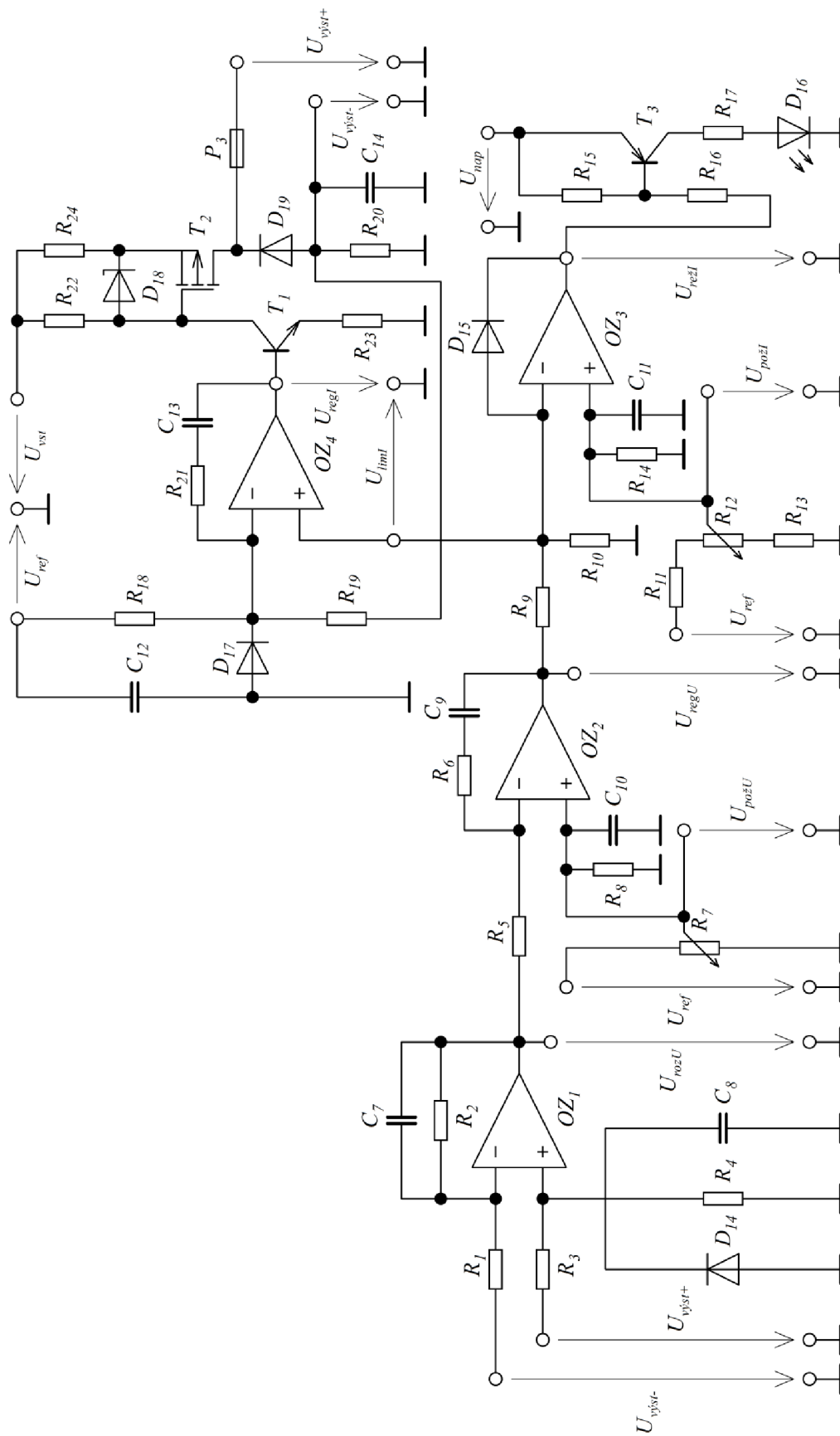
Prodávané transformátory se dvěma sekundárními vinutími mívají nejčastěji proud oběma cívkami stejný, takže se dimenzuje podle větve, u které je větší odběr, v tomto případě obvod s měřicím přístrojem popsáným příkonem P_{AVm} skládajícího se z napětí za usměrňovačem U_{AVm} a proudem měřicího přístroje I_{AVm} . Opět se uvažuje zvýšené sekundární napětí U_{2Tr2} vlivem neúplného zatížení, úbytek na usměrňovači ΔU_{D9-D12} a celkový účinník odběru 0,7.

$$\begin{aligned} S_{Tr2} &= 2 \cdot \frac{P_{AVm}}{\lambda_{Tr2}} = 2 \cdot \frac{U_{AVm} \cdot I_{AVm}}{\lambda_{Tr2}} = 2 \cdot \frac{(U_{2Tr2} - \Delta U_{D9-D12}) \cdot \sqrt{2} \cdot I_{AVm}}{\lambda_{Tr2}} = \\ &= 2 \cdot \frac{(15 - 1,1) \cdot \sqrt{2} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{0,7} = 1,123 \text{ VA} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Vybere se síťový trojvinutový transformátor o výkonu 1,5 VA.

3.2 Regulační část zdroje

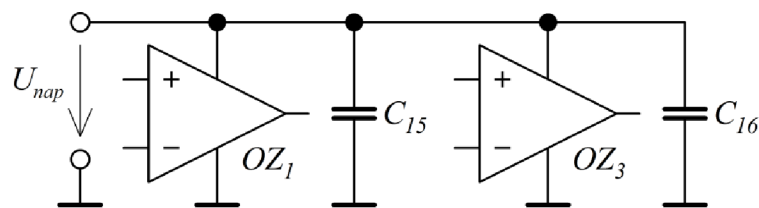
Celé schéma včetně řízeného koncového stupně, po několika úpravách a optimalizací probíhajících během návrhu, ověřování a testování, je uvedeno na Obr. 3.6. Konečné hodnoty jednotlivých součástek jsou uvedeny v Příloze 1. Zapojení se skládá z pěti částí, a to zdroje referenčního napětí, diferenčního zesilovače, napět'ového regulátoru, řízeného omezovače a proudového regulátoru. Ve všech níže řešených částech se předpokládá, že do vstupů operačních zesilovačů teče zanedbatelný proud díky velkému vstupnímu odporu. Operační zesilovače jsou napájeny nesymetrickým napětím, proto na svém výstupu nebudou moci dodat záporná napětí. Vstupní napět'ovou nesymetrii výrobce uvádí okolo 10 mV, což bez jejího uvažování nezpůsobí v regulaci žádnou značnou chybu. [18]



Obr. 3.5: Schéma regulační části zdroje s koncovým stupněm

3.2.1 Napájení operačních zesilovačů

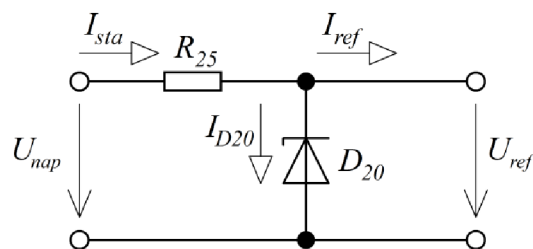
Pro omezení šumů vznikajících mimo operační zesilovač se do napájení (Obr. 3.5) z historických důvodů zařazuje pro jistotu co nejbližší ke každému operačnímu zesilovači tantalový kondenzátor s kapacitou okolo 10 μF pro doplňkovou filtraci a keramické kondenzátory C_{14} a C_{15} o hodnotě 100 nF pro zabránění nežádoucích kmitů na určitých frekvencích. V tomto případě bude funkci tantalového kondenzátoru plnit výstupní filtrační kondenzátor C_5 (Obr. 3.4) o kapacitě 22 μF . Z katalogového listu lze vyčíst, že při napájení 12 V může být maximální saturační výstupní napětí každého operačního zesilovače 10,5 V. [19]



Obr. 3.6: Schéma napájení OZ

3.2.2 Zdroj referenčního napětí

Zapojení je uskutečněno paralelním parametrickým stabilizátorem (Obr. 3.7) složeného ze Zenerovy diody D_{20} a rezistoru R_{25} . Vstupem je napájecí zdroj regulační části U_{nap} a výstupem referenční napětí U_{ref} pro nastavení požadovaného výstupního napětí a omezení proudu v regulačním procesu. Zenerovo napětí diody je voleno 5,1 V z důvodu téměř kompenzovaného teplotního koeficientu Zenerova napětí $-0,8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a nízkého dynamického odporu 40 Ω .



Obr. 3.7: Schéma zdroje referenčního napětí

Jeho zátěži je sério-paralelní spojení rezistorů (Obr. 3.6) R_7 , R_{11} , R_{12} , R_{13} , R_{18} , R_{19} a R_{20} (symbol // značí, že jde o paralelní řazení)

$$\begin{aligned} R_Z &= R_7 // (R_{11} + R_{12} + R_{13}) // (R_{18} + R_{19} + R_{20}) = \\ &= 10 \cdot 10^3 // (2 + 10 + 2,4) \cdot 10^3 // (12 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 + 39) = 4,214 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dynamický odpor diody r_{zd} lze zanedbat, jelikož odpor zátěže je mnohonásobně větší. Proud I_{ref} do zátěže bude

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_Z} = \frac{5,1}{4,214 \cdot 10^3} = 1,21 \text{ mA} \quad (3.27)$$

Proud Zenerovou diodou se zvolí s rezervou např. $I_{D20} = 2 \text{ mA}$. Ztrátový výkon diody bude

$$P_{ZTRD18} = U_{ref} \cdot I_{D18} = 5,1 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,0102 \text{ W} \quad (3.28)$$

Zvolí se Zenerova dioda z možných nabízených se ztrátovým výkonem 0,5 W. Zkontroluje se maximální proudové (3.29) a výkonové (3.30) zatížení diody, jestliže by došlo k neočekávanému odpojení zátěže a navrhne se hodnota předřadného odporu R_{25} (3.31) s ověřením jeho ztrátového výkonu (3.32).

$$I_{D18max} = I_{D18} + I_{ref} = 2 \cdot 10^{-3} + 1,21 \cdot 10^{-3} = 3,21 \text{ mA} \quad (3.29)$$

$$P_{ZTRD18max} = U_{D18} \cdot I_{D18max} = 5,1 \cdot 3,21 \cdot 10^{-3} = 0,01637 \text{ W} \quad (3.30)$$

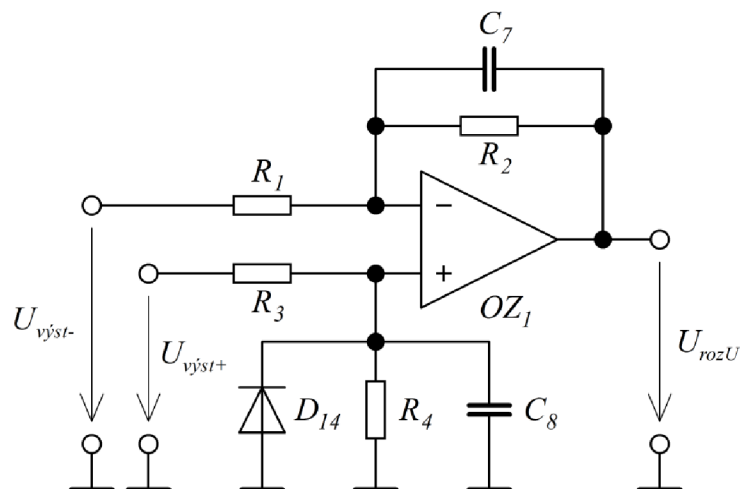
$$R_{25} = \frac{U_{nap} - U_{ref}}{I_{Dmax}} = \frac{12 - 5,1}{3,21 \cdot 10^{-3}} = 2,15 \text{ k}\Omega \quad (3.31)$$

$$P_{ZTRR25} = \frac{(U_{nap} - U_{ref})^2}{R_{20}} = \frac{(12 - 5,1)^2}{2,2 \cdot 10^3} = 0,02164 \text{ W} \quad (3.32)$$

Výsledný odpor činí hodnotu 2,2 k Ω se ztrátovým výkonem 0,25 W. [12]

3.2.3 Diferenční zesilovač

První částí regulačního obvodu je diferenční zesilovač. Toto zapojení (Obr. 3.8)



Obr. 3.8: Schéma diferenčního zesilovače

obecně slouží pro sledování dvou vstupních napět'ových signálů, kdy výstupní napětí je úměrné rozdílu vstupních napětí. Má-li však diferenční zesilovač skutečně zesilovat jen rozdílové napětí, musí být dodržena podmínka $R_2/R_1 = R_4/R_3$. V praxi se však častěji používá snadno realizovatelná podmínka $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$, která umožňuje potlačení teplotního driftu.

Pro tento konkrétní návrh se budou uvažovat dva stavy, z nichž jeden bude při plném výstupním napětí 100 V a druhý při napětí 0 V. Vzhledem k tomu, že napět'ový rozdíl ($U_{výst+} - U_{výst-}$) může být plovoucí, tedy může se potenciálově měnit vůči zemní sorce, není třeba uvažovat úbytek napětí na bočniku R_{20} (Obr. 3.6).

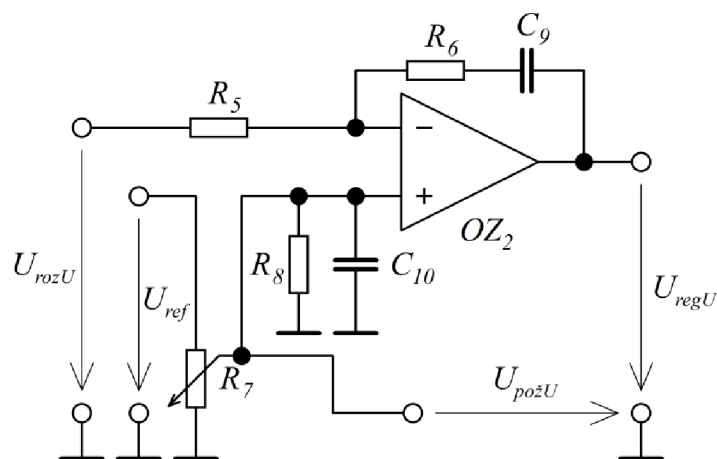
$$U_{rozU} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{výst+} - U_{výst-}) = \frac{4,7 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} \cdot (100 - 0) = 4,7 \text{ V} \quad (3.33)$$

Diferenční napětí se tedy pohybuje od 0 V do maximálních 4,7 V.

Kondenzátory C_7 a C_8 slouží k omezení šumu a jiných rušících signálů do operačního zesilovače a regulační smyčky. Jsou nižší kapacity z důvodu menší setrvačnosti, aby neměly vliv na činnost regulace. Dioda D_{14} zajišťuje ochranu invertujícího vstupu při přepólování na výstupu zdroje.

3.2.4 Napět'ový regulátor

Je realizován PI regulátorem (Obr. 3.9), který obecně integruje napětí přivedené na jeho vstup. Při skokové změně napětí se v čase nejdříve projeví složka proporcionální a po ní následuje integrační, která zcela odstraňuje regulační odchylku. Proporcionální složka se tedy projeví při vyšších frekvencích a integrační při nižších.



Obr. 3.9: Schéma napět'ového regulátoru

Tento regulátor zesiluje regulační odchylku způsobenou rozdílem napětí na jeho vstupech v uzavřené regulační smyčce se zápornou zpětnou vazbou do doby, než se regulační odchylka ustálí na nulové hodnotě. Do invertujícího vstupu OZ je přivedeno rozdílové napětí U_{rozU} z diferenčního zesilovače v rozsahu $0 \div 4,7 \text{ V}$ a do

neinvertujícího vstupu v míře $0 \div 5,1$ V potenciometrem R_7 z referenčního napětí U_{ref} . Je jasné, že k eliminaci regulační odchylky musí i napětí U_{rozU} dosáhnout hodnoty 5,1 V. Je to provedeno cíleně, aby bylo na výstupu zdroje z důvodu rezervy bylo možné nastavit napětí o něco vyšší než 100 V. Přesně je to tedy

$$(U_{výst+} - U_{výst-}) = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{rozU} = \frac{100 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3} \cdot 5,1 = 108,5 \text{ V} \quad (3.34)$$

Výstupní napětí regulátoru U_{regU} se pohybuje v rozmezí $0 \div 10,5$ V. Napěťový regulátor v kaskádním řazení je nadřazen proudovému, proto jeho časová konstanta τ_U určená rezistorem R_6 a kondenzátorem C_9 musí být alespoň 10 krát větší, aby se během této doby mohl proudový regulátor ustálit. Jejich hodnoty spolu s rezistorem R_5 jsou určeny vhodným způsobem tak, aby zesílení regulátoru bylo jednotkové.

$$\tau_U = R_6 \cdot C_9 = 2,7 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 270 \mu\text{s} \quad (3.35)$$

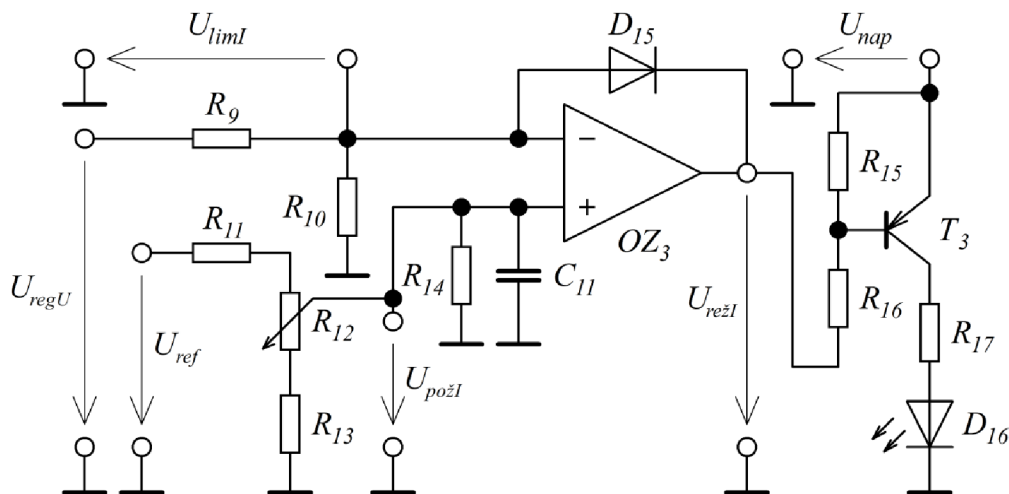
Kondenzátor C_{10} slouží k potlačení šumu při regulaci potenciometru R_7 např. tření jezdce a rezistor R_8 pro omezení svodových proudů při možném šíření rušení.

3.2.5 Řízený omezovač

Slouží k řízenému omezení nastavovaného výstupního proudu. Napětím $U_{požl}$ (Obr. 3.10) získaným z napěťového děliče R_{11} , R_{12} a R_{13} , které je v rozsahu

$$U_{požl} = U_{ref} \cdot \frac{R_{13}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} = 5,1 \cdot \frac{2,7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3} = 0,9367 \text{ V} \quad (3.36)$$

$$U_{požl} = U_{ref} \cdot \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} = 5,1 \cdot \frac{10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3} = 4,406 \text{ V} \quad (3.37)$$



Obr. 3.10: Schéma řízeného omezovače

0,9367 ÷ 4,406 V, se nastavuje požadované omezení proudu a děličem z rezistorů R_9 a R_{10} se získá napětí z napěťového regulátoru U_{R10} v rozmezí

$$U_{R10} = U_{regU} \cdot \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} = 10,5 \cdot \frac{8,2 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 8,2 \cdot 10^3} = 4,731 \text{ V} \quad (3.38)$$

0 ÷ 4,73 V, kde se předpokládá výstup regulátoru U_{regU} od nuly do saturace 0 ÷ 10,5 V. Pokud platí $U_{R10} \leq U_{požl}$, bude napětí U_{liml} rovno napětí U_{R10} dané poměrem odporů děliče a vliv omezovače se neprojeví. V opačném případě, kdy $U_{R10} > U_{požl}$, bude napětí U_{liml} taktéž rovno napětí U_{R10} , ale zmenšené na velikost napětí $U_{požl}$ způsobené otevřením diody D_{15} a následným úbytkem napětí na rezistoru R_9 . Omezovač tedy vždy omezí napětí U_{R10} na velikost $U_{požl}$, když je na neinvertujícím vstupu OZ_3 nižší napětí než na invertujícím. Z toho vyplývá, že napětí U_{liml} leží v intervalu 0 ÷ 4,406 V. Minimální hodnota napětí $U_{požl}$ nesmí být menší než prahové napětí diody D_{15} , které může být okolo 0,3 V, protože díky nesymetrickému napájení by se nepotlačil vliv PN přechodu, kdy by bylo potřeba na výstupu OZ_3 záporné napětí rovné napětí diody. Kondenzátor C_{11} a rezistor R_{14} plní stejnou funkci jako u napěťového regulátoru prvky C_{10} a R_8 .

Omezovač je doplněn o indikaci stavu provozu zdroje v proudovém režimu pomocí LED. Využívá zapojení s bipolárním tranzistorem T_3 typu PNP ve funkci spínače ovládaný napětím z výstupu OZ_3 přes odporový dělič R_{15} a R_{16} . Spínanou větví je pak obvod obsahující nízko příkonovou 2 mA indikační LED D_{16} s předřadným rezistorem R_{17} napájenou zdrojem pro regulační část U_{nap} . Tranzistor T_3 v zapojení se společným emitorem tedy pracuje ve spínacím režimu. Jestliže je aktuální proud I_{vyst} na výstupu zdroje menší než nastavené proudové omezení napětím $U_{požl}$, začne se výstup OZ_3 nacházet v kladné saturaci, dioda D_{15} se neotevře a tranzistor T_3 zůstane zavřený. Při překročení proudového omezení se začne dioda D_{15} otevírat a na výstupu OZ_3 se objeví napětí $U_{režl} = U_{požl} - \Delta U_{D15}$.

V katalogovém listu vybraného tranzistoru T_3 BC857 v saturační oblasti výstupní charakteristiky se odečte nejmenší napětí přechodu emitor-kolektor U_{ECT3} cca 0,05 V, aby proud LED v žádném případě nepřekročil předepsané 2 mA. Předřadný rezistor pro LED bude

$$R_{17} = \frac{U_{nap} - U_{ECT3} - \Delta U_{D16}}{I_{CT3}} = \frac{12 - 0,05 - 1,7}{2 \cdot 10^{-3}} = 5125 \text{ } \Omega \quad (3.39)$$

volen nejbližší v řadě 5,6 k Ω . Pokud se bude předpokládat minimální změna napětí přechodu emitor-báze U_{EBT3} se změnou proudového zesilovacího činitele h_{FET3} , potom se mohou určit hodnoty odporu rezistorů R_{15} a R_{16} při maximálním nastaveném omezení proudu. Uvažuje se $h_{FET3} = 45$, což je polovina minimální hodnoty odečtené z technického listu, U_{EBT3} zhruba 0,6 V a zvolí se proud protékající odporem R_{15} rovný proudu báze I_{BT3} .

$$R_{15} = \frac{U_{EBT3}}{I_{BT3}} = \frac{U_{EBT3}}{\frac{I_{CT3}}{h_{FET3}}} = \frac{0,6}{\frac{2 \cdot 10^{-3}}{45}} = 13,5 \text{ k}\Omega \quad (3.40)$$

$$R_{16} = \frac{U_{nap} - U_{EBT3} - U_{režl}}{2 \cdot \frac{I_{CT3}}{h_{FET3}}} = \frac{U_{nap} - U_{EBT3} - (U_{požl} - \Delta U_{D15})}{2 \cdot \frac{I_{CT3}}{h_{FET3}}} =$$

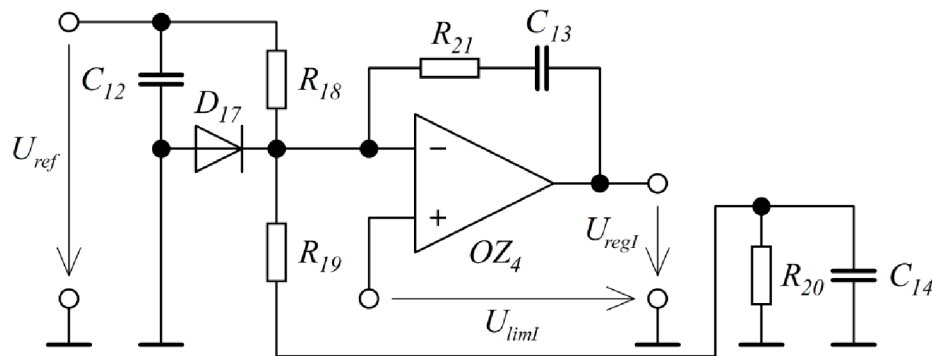
$$= \frac{12 - 0,6 - (4,406 - 0,3)}{2 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{45}} = 82,06 \text{ k}\Omega \quad (3.41)$$

Výsledné hodnoty dosahují $R_{15} = 15 \text{ k}\Omega$ a $R_{16} = 82 \text{ k}\Omega$, které by měly zajistit zavření tranzistoru v případě nepřekročení proudového omezení.

$$U_{EBT3} = (U_{nap} - U_{režl}) \cdot \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{16}} = (12 - 10,5) \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3 + 82 \cdot 10^3} = 0,232 \text{ V} \quad (3.42)$$

3.2.6 Proudový regulátor

Je realizován stejným způsobem jako regulátor napěťový, tedy jedná se opět o PI regulátor (Obr. 3.11) s totožnou funkcí. Výstupní napětí U_{regl} v rozmezí $0 \div 10,5 \text{ V}$ slouží k řízení tranzistoru T_1 a zajišťuje již poslední stupeň regulace.



Obr. 3.11: Schéma proudového regulátoru

Rezistor R_{20} v tomto případě zastupuje funkci bočníku a protéká jím výstupní proud $I_{výst}$ o hodnotách $0 \div 100 \text{ mA}$. Napětí na rezistorech R_{19} a R_{20} v rozsahu $0,9478 \div 4,123 \text{ V}$ jsou vstupem do invertujícího vstupu operačního zesilovače a dávají informaci o tom, zda nebylo překročeno nastavené omezení proudu na neinvertujícím vstupu daného napětím U_{liml} z řízeného omezovače v míře $0 \div 4,406 \text{ V}$.

$$U_{R19R20} = U_{ref} \cdot \frac{R_{19} + R_{20}}{R_{18} + R_{19} + R_{20}} = 5,1 \cdot \frac{2,7 \cdot 10^3 + 39}{12 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 + 39} = 0,9478 \text{ V} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned}
U_{R_{19}R_{20}} &= (U_{ref} - R_{20} \cdot I_{výst}) \cdot \frac{R_{19} + R_{20}}{R_{18} + R_{19} + R_{20}} + (R_{20} \cdot I_{výst}) = \\
&= (5,1 - 39 \cdot 100 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{2,7 \cdot 10^3 + 39}{12 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 + 39} + (39 \cdot 100 \cdot 10^{-3}) = 4,123 \text{ V}
\end{aligned} \tag{3.44}$$

Podobně jako u napěťového regulátoru, díky vyššímu dosažitelnému napětí na neinvertujícím vstupu, bude z důvodu rezervy na výstupu zdroje možné dodat proud až

$$\begin{aligned}
I_{výst} &= \frac{U_{R_{19}R_{20}} \cdot R_{18} + (R_{19} + R_{20}) \cdot (U_{R_{19}R_{20}} - U_{ref})}{R_{18} \cdot R_{20}} = \\
&= \frac{4,406 \cdot 12 \cdot 10^3 + (2,7 \cdot 10^3 + 39) \cdot (4,406 - 5,1)}{12 \cdot 10^3 \cdot 39} = 108,9 \text{ mA}
\end{aligned} \tag{3.45}$$

Protože se rezistor R_{20} bude průchodem proudu zahřívat, musí se ověřit změna odporu v závislosti na teplotě. Výrobce udává toleranci jmenovité hodnoty odporu 1 % a teplotní součinitel odporu $\pm 50 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ definované při teplotě $20 \text{ } ^\circ\text{C}$. Při předpokladu nejvyšší teploty rezistoru $100 \text{ } ^\circ\text{C}$ se určí jeho hodnota odporu při této stanovené teplotě.

$$\begin{aligned}
R_{20,100^\circ\text{C}} &= R_{20,20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\theta) \cdot \Delta R_{20,1\%} = 39 \cdot \left[1 + \frac{50}{10^6} \cdot (100 - 20) \right] \cdot 1,01 = \\
&= 39 \cdot 1,004 \cdot 1,01 = 39,55 \text{ } \Omega
\end{aligned} \tag{3.46}$$

Provedený výpočet vykazuje, že změna teploty má ještě menší vliv, než předepsaná tolerance a po dosažení do předešlých vztahů způsobí chybu nárůstu napětí jen o desítky mV, jež se v regulačním procesu téměř neprojeví.

Kondenzátor C_{14} slouží k odrušení parazitních šumů na bočniku. Hodnoty součástek R_{21} a C_{13} jsou opět určeny tak, aby zesílení regulátoru bylo jednotkové a časová konstanta τ_I 10 krát menší než u napěťového regulátoru.

$$\tau_I = R_{21} \cdot C_{13} = 2,4 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 24 \text{ } \mu\text{s} \tag{3.47}$$

3.2.7 Výpočet proudů v regulační části

Tato doplňková část je potřebná pro dimenzování výkonu transformátoru regulační části. Katalogový list operačního zesilovače uvádí maximální klidový proud do jednoho ze vstupů OZ okolo 600 pA a odběrový proud naprázdno z charakteristiky $I_{DD} = f(V_{DD})$ přibližně 2,5 mA na jeden OZ. Ostatní proudy se vypočítají podle schématu (Obr. 3.6) na základě regulačního procesu v situaci, kdy může nastat největší možný odběr. U diferenčního zesilovače OZ_I to znamená maximální rozdílové napětí U_{rozU} získané napětím na výstupu zdroje 100 V při zanedbatelném výstupním proudu.

$$I_{OZ1} = \frac{U_{rozU} - U_{výst-}}{R_1 + R_2} = \frac{4,7 - 0}{100 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3} = 44,89 \text{ } \mu\text{A} \tag{3.48}$$

V případě napětového regulátoru OZ_2 v době prudké změny polohy potenciometru R_7 z jedné krajní polohy do druhé dojde k okamžité kladné saturaci výstupu U_{regU} bez ovlivnění diferenčním napětím U_{rozU} , které zůstane na začátku nulové a počáteční nabíjecí proud I'_{OZ2} bude omezen pouze rezistory R_5 a R_6 . Proud následně bude klesat v závislosti na nabíjení kapacity kondenzátoru C_9 a vzrůstu napětí U_{rozU} . Součástí je i proud I_{OZ2} děličem R_9 a R_{10} , jehož nejvyšší hodnota vznikne při otevření tranzistoru T_3 v rámci proudového omezení nastaveného na minimum napětím U_{pozl} .

$$I'_{OZ2} = \frac{U_{regU} - U_{rozU}}{R_5 + R_6} = \frac{10,5 - 0}{2,2 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3} = 2,143 \text{ mA} \quad (3.49)$$

$$I_{OZ2} = \frac{\Delta U_{R9}}{R_9} = \frac{U_{regU} - U_{R10}}{R_9} = \frac{10,5 - 0,9367}{10 \cdot 10^3} = 956,3 \text{ } \mu\text{A} \quad (3.50)$$

Co se týče řízeného omezovače OZ_3 , proud protéká jeho výstupem do společné země z děliče R_9 a R_{10} a děliče R_{15} a R_{16} při aktivním proudovém režimu zdroje.

$$\begin{aligned} I_{režI} &= \frac{\Delta U_{R16}}{R_{16}} = \frac{U_{nap} - \Delta U_{R15} - U_{režI}}{R_{16}} = \frac{U_{nap} - U_{EBT3} - (U_{pozl} - \Delta U_{D15})}{R_{16}} = \\ &= \frac{12 - 0,6 - (4,406 - 0,3)}{82 \cdot 10^3} = 88,95 \text{ } \mu\text{A} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Podobně jako u napětového regulátoru se u proudového předpokládá okamžitá kladná saturace výstupu U_{regI} s nabíjecím proudem I'_{OZ4} omezeným rezistory R_{19} , R_{20} a R_{21} . Jeho další složku tvoří proud I_{BT1} do báze tranzistoru T_1 , jenž je dán dle pracovního bodu kolektorovým proudem I_{CT3} s proudovým zesilovacím činitelem $h_{FET1} = 100$.

$$I'_{OZ4} = \frac{U_{regI} - \Delta U_{R19R20}}{R_{19} + R_{20} + R_{21}} = \frac{10,5 - 0,9478}{2,7 \cdot 10^3 + 39 + 2,4 \cdot 10^3} = 1,859 \text{ mA} \quad (3.52)$$

$$I_{OZ4} = I_{BT1} = \frac{I_{CT1}}{h_{FET1}} = \frac{2,955 \cdot 10^{-3}}{100} = 29,55 \text{ } \mu\text{A} \quad (3.53)$$

Samozřejmě není možné, aby některé děje nastaly současně např. 3.48 a 3.49, kde je v obou případech odlišené napětí U_{rozU} , ale účelem bylo nalézt největší proudové odběry. Do výsledné hodnoty nakonec není nutné započítávat dynamické proudy I'_{OZ2} a I'_{OZ4} regulátorů, jelikož se při přechodných dějích nabíjí velmi malé kapacity v řádech desítek nF a trvají jen velmi krátkou dobu, což se vykryje z kapacit filtračních kondenzátorů C_2 a C_5 a neprojeví se to ani na oteplení stabilizátoru IO_1 . Suma vybraných proudů s přičtením odběru parametrickým stabilizátorem I_{sta} a LED indikující proudové omezení I_{CT3} se rovná

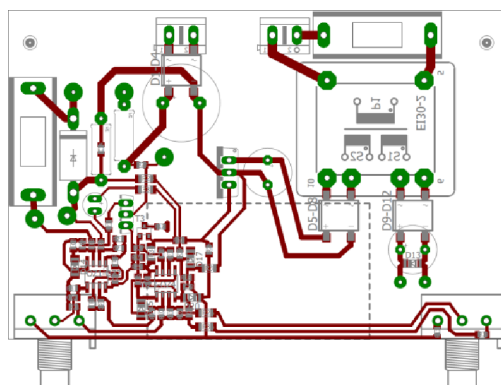
$$\begin{aligned}
I_{nap} &= I_{OZ1-OZ4} + I_{OZ1} + I_{OZ2} + I_{režl} + I_{OZ4} + I_{sta} + I_{CT3} = \\
&= (8 \cdot 600 \cdot 10^{-12} + 2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}) + 44,89 \cdot 10^{-6} + 956,3 \cdot 10^{-6} + 88,95 \cdot 10^{-6} + \\
&+ 29,55 \cdot 10^{-6} + 3,21 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3} = 11,33 \text{ mA}
\end{aligned} \tag{3.54}$$

což činí prakticky poloviční proud ve srovnání s odběrem měřicího přístroje.

4 REALIZACE, OŽIVENÍ A MĚŘENÍ LABORATORNÍHO ZDROJE

4.1 Návrh, výroba a osazení desky plošných spojů

Návrh desky plošných spojů byl proveden jednostranně v programu Eagle. Celkové rozmístění součástek na DPS záviselo převážně na plánovaném situování jednotlivých komponent na předním panelu zdroje, zejména uložení měřicího přístroje mezi potenciometry, podepření destičky distančními sloupky v daném místě a s tím spojený prostor pro šrouby s podložky. Mimo to bylo potřeba udržet krátké spoje společné země, k čemuž se mohl využít oboustranný cuprextit, ale k přílišnému zkrácení by v tomto případě nedošlo. Jeho vliv by se na funkci zdroje neměl značně projevit. Dalšími požadavky bylo nevytvářet dlouhé signálové spoje pro signály nízkých hodnot, vést signálové cesty vedle zemních, propojit signálovou a silovou zem v místě výkonového prvku, umístit blokovací kondenzátory co nejbližší k napájecím a vstupním pinům a opticky zřetelně oddělit silové a řídicí části. V neposlední řadě také dodržet minimální šířku vodivých cest a mezer mezi nimi cca 0,4 mm vzhledem k výrobním možnostem DPS. S ohledem na výše uvedené byl vytvořen s určitými kompromisy konečný návrh DPS, viz Obr. 4.1 a Příloha 2.



Obr. 4.1: Návrh DPS

Výroba DPS byla realizována fotocestou. Vytvořený nákras DPS se vytisknul laserovou tiskárnou na průhlednou fólii a připevnil se na jednovrstvou fotosenzitivní cuprextitovou desku tloušťky 1,5 mm při vrstvě mědi 35 μm s rozměry danými návrhem DPS. Následně se umístil do osvitového zařízení s UV světlem na dobu 1 minuty. Po vyjmutí ze zařízení a odstranění fólie se destička na několik vteřin ponořila do misky s vývojkou 1,5 % NaOH, která smyla neosvětlenou fotocitlivou vrstvu. Pokračovalo se opláchnutím destičky pod vodou a jejím přesunutím do leptací lázně obsahující FeCl_3 ohřátý na teplotu 50 $^{\circ}\text{C}$, kde tento roztok pro lepší leptací účinek proudil kolem destičky díky generování vzduchových bublinek. Tam se při pravidelných kontrolách přibližně za 9 minut odleptala přebytečná měděná vrstva. Konečným krokem byla neutralizace ve vodě a vysušení. Druhá destička s pojistkou P_1 (Příloha 3) pro transformátor Tr_1 byla

navržena stejným způsobem, ale odlišně vyrobena. Využila se k tomu metoda nažehlení toneru. Nákras DPS byl vytisknut laserovou tiskárnou na lepicí stranu barevného lepicího papíru a upevněn na očištěnou jednovrstvou cuprexitovou desku. Následně několika tahy rozehřátou žehličkou po destičce s mírným přitlakem byl během 2 až 3 minut toner nanesen na měděnou plochu. Po sundání lepicího papíru se destička při občasném dohledu leptala v lázni roztoku FeCl_3 za pokojové teploty asi 25 minut. Další kroky probíhaly již totožným způsobem.

Vyvrátáním děr příslušných průměrů pro vývodové součástky byla destička připravena na osazování. K tomu byla využita pájecí stanice s ručním pájecím perem (Obr. 4.2), měkká cínová pájka o průměru 1 mm nanášená při teplotě okolo $300\text{ }^\circ\text{C}$ na měděné spoje s přiloženými součástkami za pomoci pájecí kapaliny. Nejdříve se osadila strana s SMD součástkami a poté THT součástkami. Tím byla tato etapa dokončena.



Obr. 4.2: Leptací lázeň, osvětlovací zařízení a pájecí pracoviště

4.2 Oživení zdroje

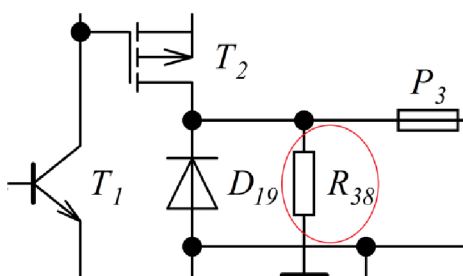
Jakmile se připevnil tranzistor T_2 (Obr. 3.2) na chladič a propojily se všechny nezbytné komponenty s výjimkou měřicího přístroje, mohlo se přistoupit k prvnímu spuštění zdroje. Nejdříve se do sítě 230 V zapojil transformátor Tr_2 řídicí části (Obr. 3.4) při nastavených jezdcích potenciometrů do krajních poloh na nulové hodnoty a změřilo se, zda je za stabilizátorem 7812 požadovaných 12 V a na Zenerových diodách očekávaných 5,1 V a 24 V. Během toho se sledovalo, zda některé ze součástek neprojevují neobvyklé chování např. ve formě nadměrného oteplování, nebo jestli nevybavila pojistka P_2 . Jelikož obvod vykazoval správný chod, přistoupilo se k měření výstupů operačních zesilovačů v závislosti na změně polohy jezdců potenciometrů. To odpovídalo předepsaným hodnotám z katalogového listu a výpočtům. Korektní činnost také potvrdila funkční indikace proudového režimu. Díky tomu mohl být do sítě připojen i transformátor Tr_1 (Obr. 3.1). Z bezpečnostních důvodů se ale spouštěl přes regulační síťový transformátor a zároveň se voltmetrem hlídalo napětí na vstupním kondenzátoru C_1 (Obr. 3.1). V polovině jmenovitého napětí sítě nastaveného autotransformátorem se otestovala regulace pomocí potenciometrů a kontrolovala teplota na tranzistoru T_2 . Bezporuchový provoz umožnil zvýšit napětí na nominálních 230 V a zjistit přítomnost stanovených parametrů na výstupu zdroje. Protože výstupní hodnoty byly v předpokládaném rozsahu, upraven byl napájecí přívod na přímé zapojení do sítě a přešlo se od zkušebnímu měření k ověřovacímu (Obr. 4.3).



Obr. 4.3: Měřicí pracoviště

4.3 Ověřovací měření a ladění regulátorů

Měření se uskutečnilo za pomoci digitálního osciloskopu DS1054Z od firmy Rigol, dále multimetru UNI-T a analogového voltmetru a ampérmetru METRA. Už po zapnutí zdroje ve stavu naprázdno, s potenciometry v krajních polohách, kontrolní voltmetr ukazoval napětí na výstupu cca 1,5 V. Příčinou byl zvýšený svod tranzistoru T_2 (Obr. 3.1). Jistého zlepšení se dosáhlo zapojením rezistoru R_{38} (Obr. 4.4) o hodnotě odporu 100 k Ω mezi elektrodu drain a společnou zem.



Obr. 4.4: Úprava zapojení pro snížení svodu tranzistoru T_2

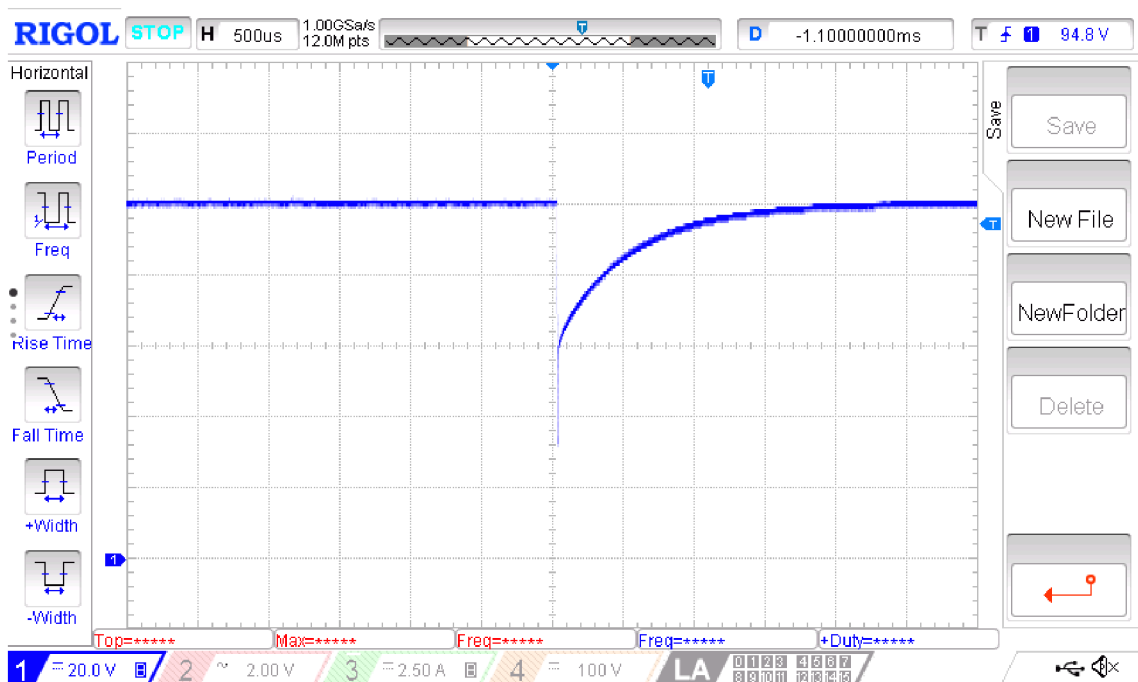
Dalším nedostatkem se projevilo maximální poskytované výstupní napětí. Původně byly hodnoty odporů R_2 a $R_4 = 5,1$ k Ω u diferenčního zesilovače (Obr. 3.8) navrženy tak, aby rozdílové napětí dovolilo nastavit na výstupu nejvýše 100 V. Z důvodu rezervy však došlo k úpravě na odpor 4,7 k Ω , která nyní umožňuje dodat napětí o něco vyšší. Je to již zohledněno v návrhu v kap. 3.

Připojením zátěže na svorky zdroje potom vyšla najevo nečinnost indikace proudového omezení při maximálním nastaveném proudu. V zapojení řízeného omezovače (Obr. 3.10) totiž byla chybně navržena vrcholová hodnota napětí U_{R10} , která

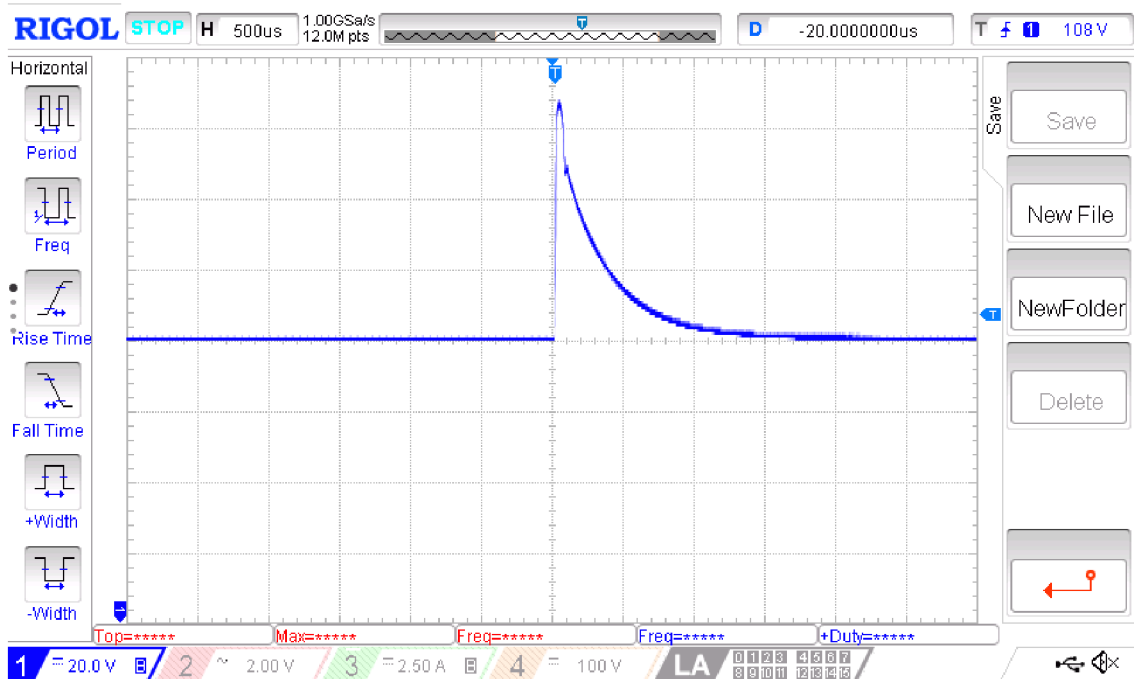
byla nižší než U_{pozi} , takže nemohl korektně vykonávat svoji funkci. Tento problém spravila změna hodnoty odporu R_{10} z 6,8 k Ω na 8,2 k Ω , taktéž zavedena v kap. 3.

Vyřešením všech záležitostí se přikročilo k samotnému měření. Nejprve se bez grafického zaznamenání zkoušela nízkokapacitní zátěž, na kterou regulátory reagovaly bezproblémově. U vysokokapacitní kapacitní zátěže při malém výstupním proudu již docházelo ke kmitání ručičky voltmetru v okolí žádané hodnoty, způsobené neustálým nabíjením a vybíjením kapacity, což je však běžné chování. Po zvýšení proudu byl zdroj opět stabilní. Následně byla připojena čistě odporová zátěž a osciloskopem se měřila s pořízením snímků reakce regulátorů na skokovou změnu zátěže. Průběhy modré barvy je zobrazeno napětí na svorkách zdroje a průběhy červené barvy představují výstupní proud ve formě měřeného napětí na bočniku R_{20} (Obr. 3.2), tedy hodnota proudu se získá dělením konstantou danou odporem bočniku 39 Ω .

Oscilografy níže znázorňují reakci regulátorů na prudkou změnu připojené zátěže realizovanou pomocí výkonových rezistorů o hodnotách 6,8 k Ω a 1,5 k Ω . Ty se prostřednictvím vypínače spínaly tak, aby při zvýšení zátěže došlo ke změně hodnoty z 6,8 k Ω na paralelní řazení 6,8 k Ω // 1,5 k Ω a v případě snížení zátěže naopak. Průběhy na Obr. 4.5 a Obr. 4.6 zobrazují při jmenovitém výstupním napětí 100 V odezvu obou regulátorů v kaskádě na skokovou změnu zátěže, kdy dochází k poklesu resp. nárůstu napětí v daný okamžik o zhruba 68 V (nula napětí na Obr. 4.6 je posunuta o jeden dílek pod čarou). Bylo to zřejmě způsobeno méně vhodnou kombinací hodnot součástek zpětné vazby regulátorů, při které nedošlo včas k ustálení hodnoty. Z toho důvodu se rezistory R_6 (Obr. 3.9) a R_{21} (Obr. 3.11) ve větvi zpětné vazby obou regulátorů vyměnily za odporové trimry, aby se mohla nalézt optimální odezva na tyto skokové změny při ponechání původních kapacit C_9 a C_{13} . Prvně se na skokovou změnu zátěže

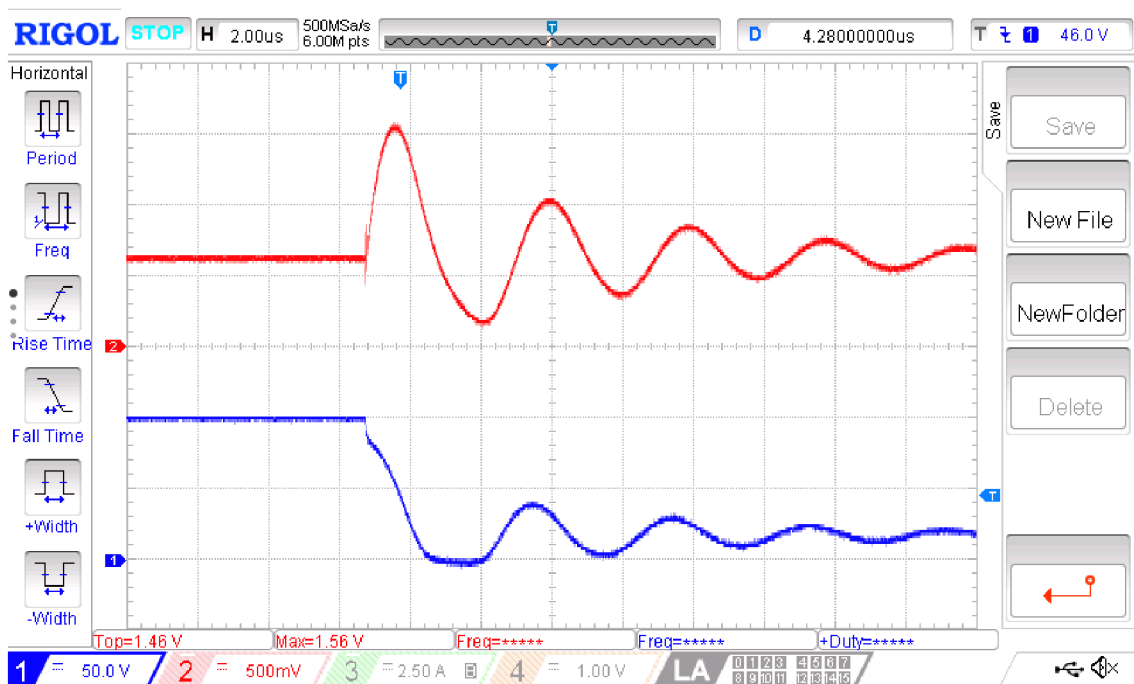


Obr. 4.5: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže v napětovém režimu



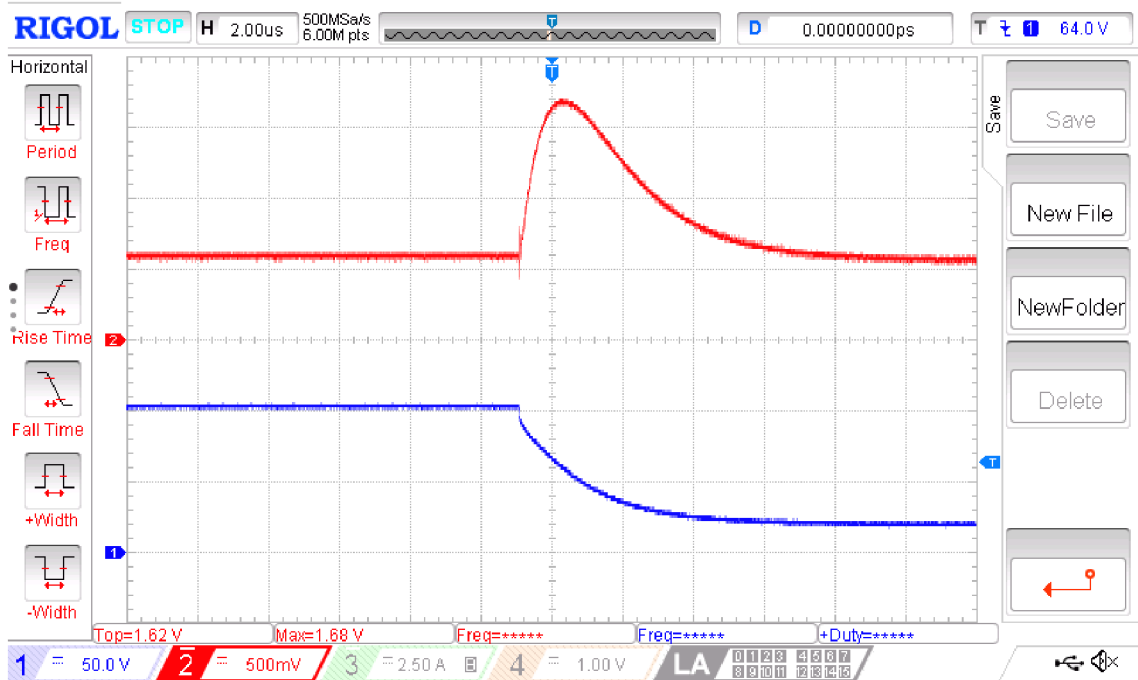
Obr. 4.6: Odezva regulátorů na skokové zmenšení zátěže v napěťovém režimu

samostatně ladil regulátor proudu v proudovém režimu, kde se napěťový regulátor nemohl projevit, protože se nacházel v kladné saturaci. Poté, co se docílilo vyhovujícího seřízení, se v napěťovém režimu, kde působily již oba regulátory zároveň, doladil regulátor napětí. Ukázka, že velký podíl proporciónální složky, způsobený nastavením odporu trimru v pozici R_{21} na hodnotě 22 k Ω , má za následek delší dobu ustálení na požadované hodnotě a velký napěťový propad, zachycuje kmitavá odezva regulátoru

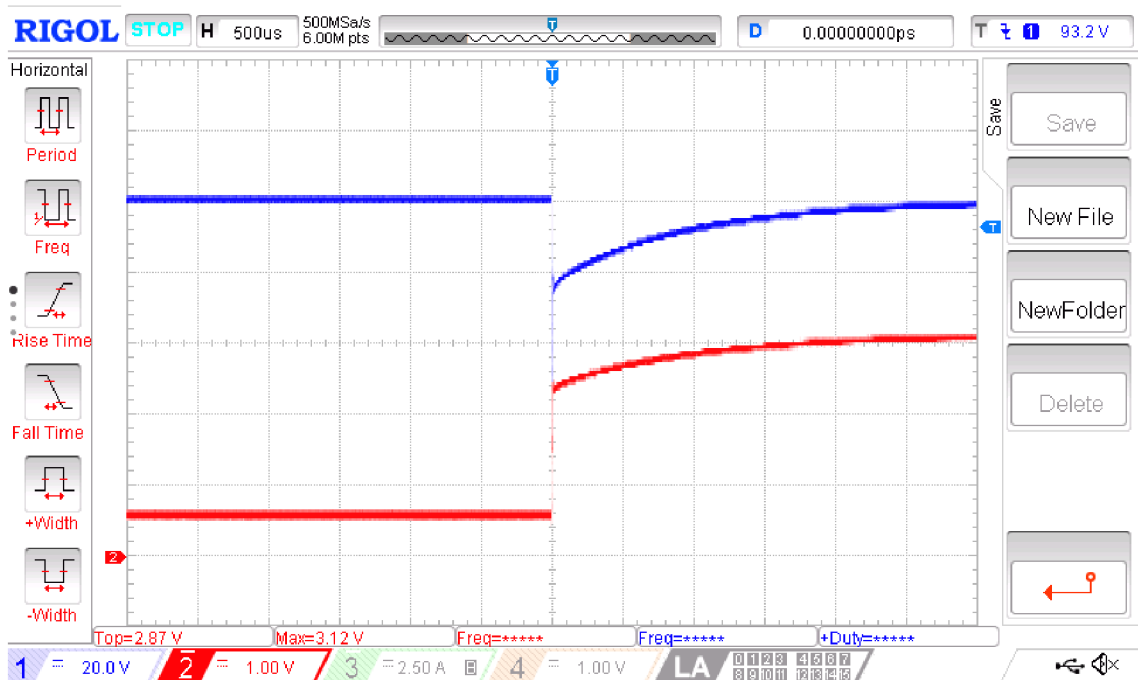


Obr. 4.7: Kmitavá odezva regulátoru na skokové zvýšení zátěže v proudovém režimu

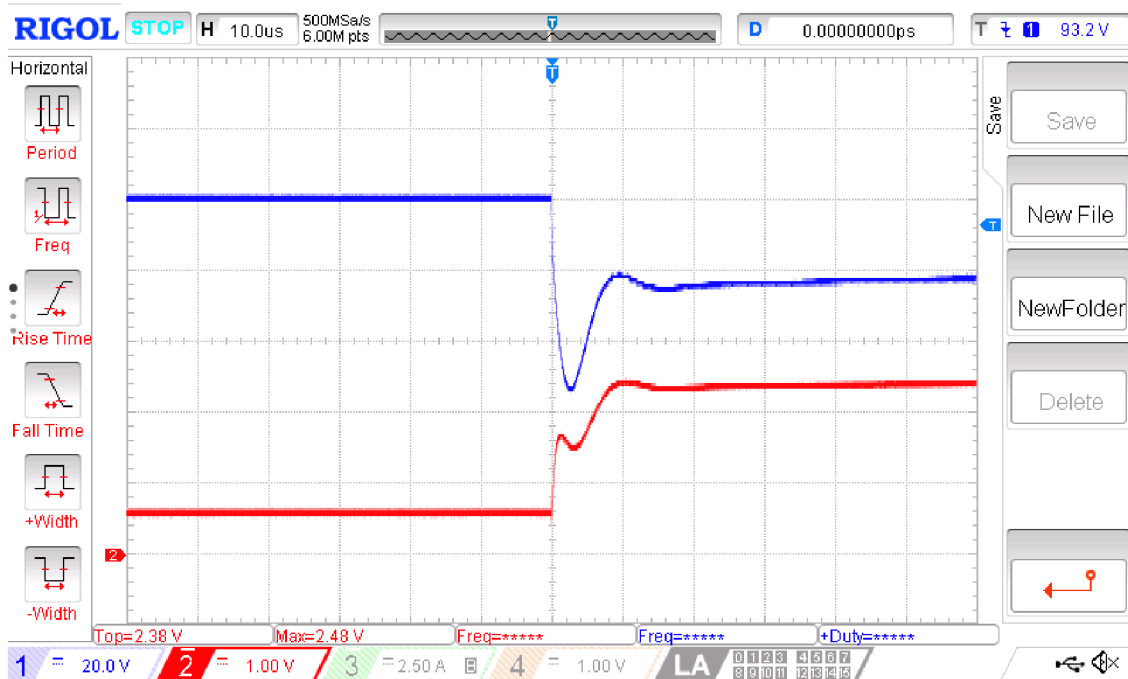
proudu na Obr. 4.7. Jelikož po odladění vyšlo najevo, že proudový regulátor při zátěžích různého charakteru a velikosti nejlépe pracuje bez proporcionální složky, byl rezistor R_{21} o původním odporu $2,2\text{ k}\Omega$ nahrazen za $0\ \Omega$, čímž vznikl integrační regulátor s časovou konstantou $22,3\ \mu\text{s}$ přepočtenou podle 3.47 s dosazením sério-paralelního řazení odporů R_{18} , R_{19} a R_{20} . Pro napěťový regulátor vyhovovala hodnota odporu $R_6 = 5,6\text{ k}\Omega$, jež byla zjištěna dle odezvy tak, aby regulátor fungoval pod mezí kmitání.



Obr. 4.8: Odezva regulátoru na skokové zvětšení zátěže v proudovém režimu



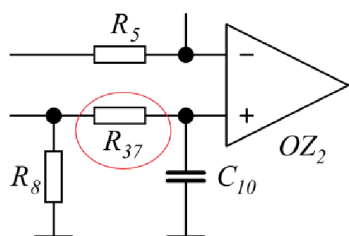
Obr. 4.9: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže v napěťovém režimu



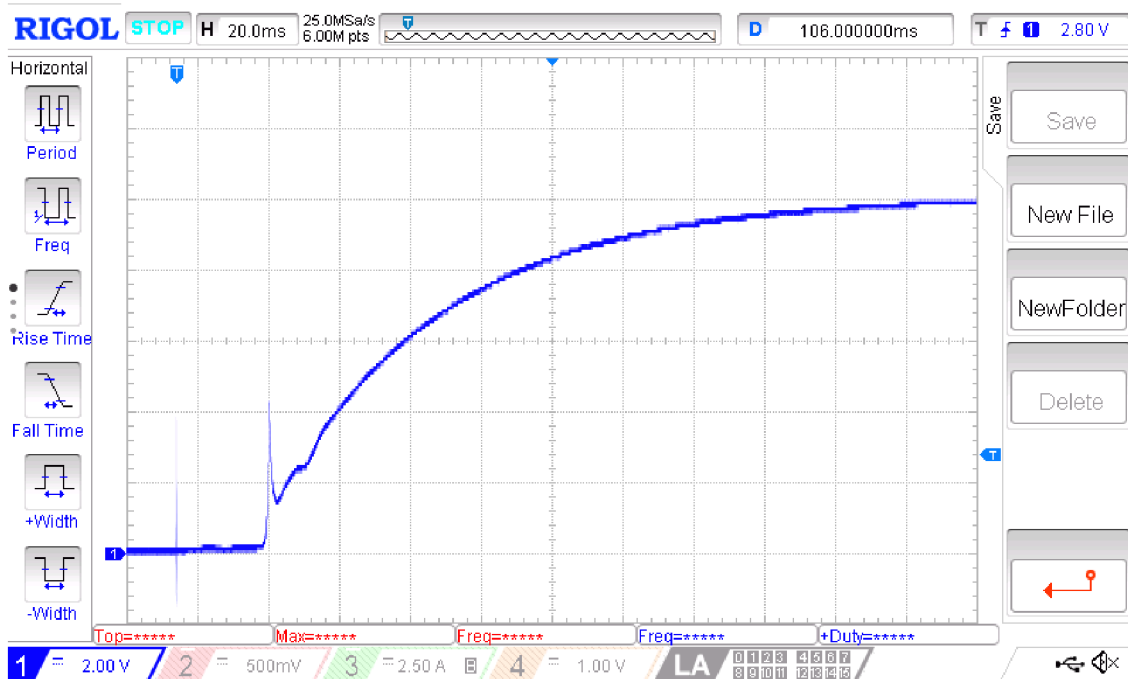
Obr. 4.10: Odezva regulátorů na skokové zvětšení zátěže - detail předchozího průběhu

Jeho časová konstanta se tak zvýšila více než dvojnásobně na 560 μs . Reakce na skokové změny zátěže odladěných regulátorů jsou vidět na Obr. 4.8 až Obr. 4.10. Lepší výsledky potvrzuje propad resp. překmit napětí nebo proudu, který již není tak značný jako v předešlém případě. Na Obr. 4.8 a 4.9 si lze také všimnout zřejmého rozdílu v rychlejší ustálení požadované hodnoty v proudovém režimu oproti napěťovému.

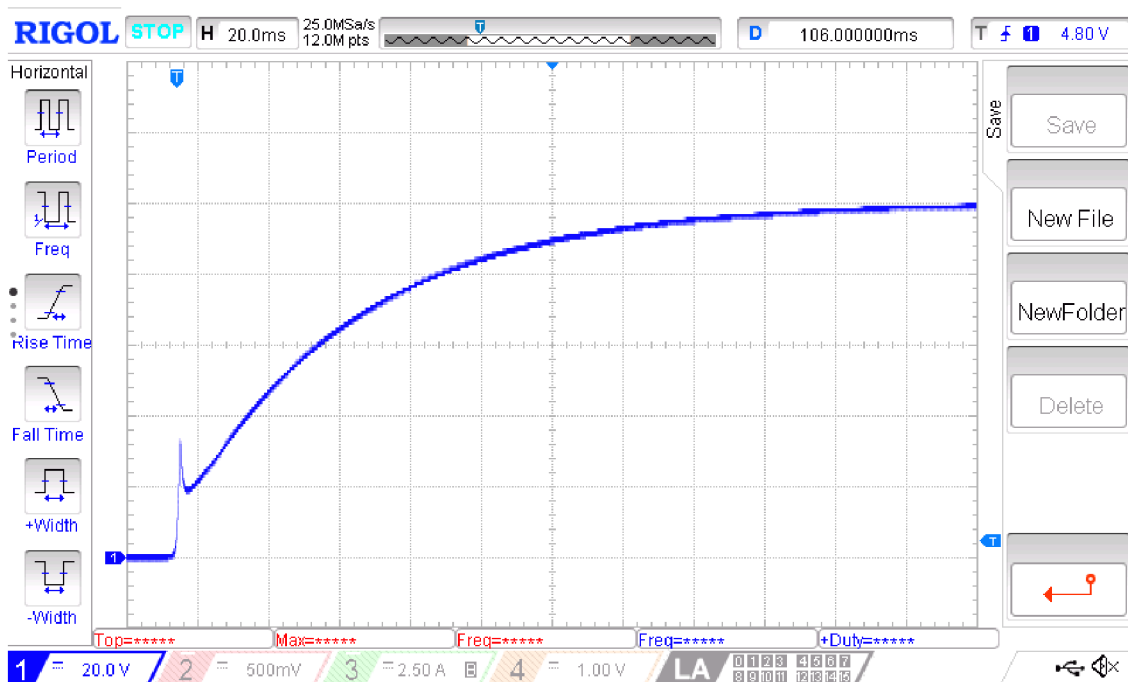
Další záležitostí bylo měření výstupního napětí v okamžiku zapnutí zdroje s předem nastavenou hodnotou napětí. Zpočátku napěťové překmity značně přesahovaly žádanou hodnotu, než došlo k jejímu ustálení. Ke zdatnému zlepšení však došlo zařazením rezistoru R_{37} (Obr. 4.11) o hodnotě 22 $\text{k}\Omega$ před kondenzátor C_{10} , kterému byla zvětšena kapacita ze 100 nF na 2,2 μF . Tento vytvořený setrvačný RC člunek s časovou konstantou 48,4 ms zabezpečil pozvolný náběh žádané hodnoty při spuštění zdroje, a tak by nemělo dojít k poškození případného připojeného zařízení. Zlepšené účinky lze pozorovat na Obr. 4.12 a 4.13, kde jsou nyní překmity minimální.



Obr. 4.11: Úprava zapojení pro omezení překmitu při spuštění zdroje



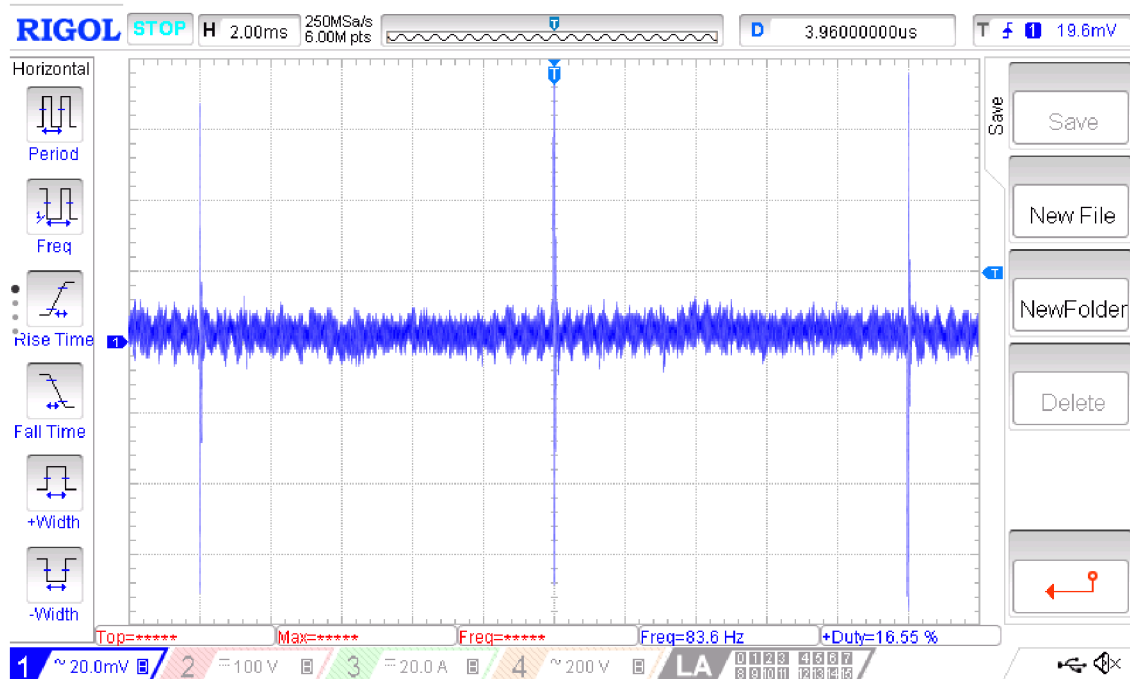
Obr. 4.12: Výstupní napětí při zapnutí zdroje na 10 V bez proudového omezení



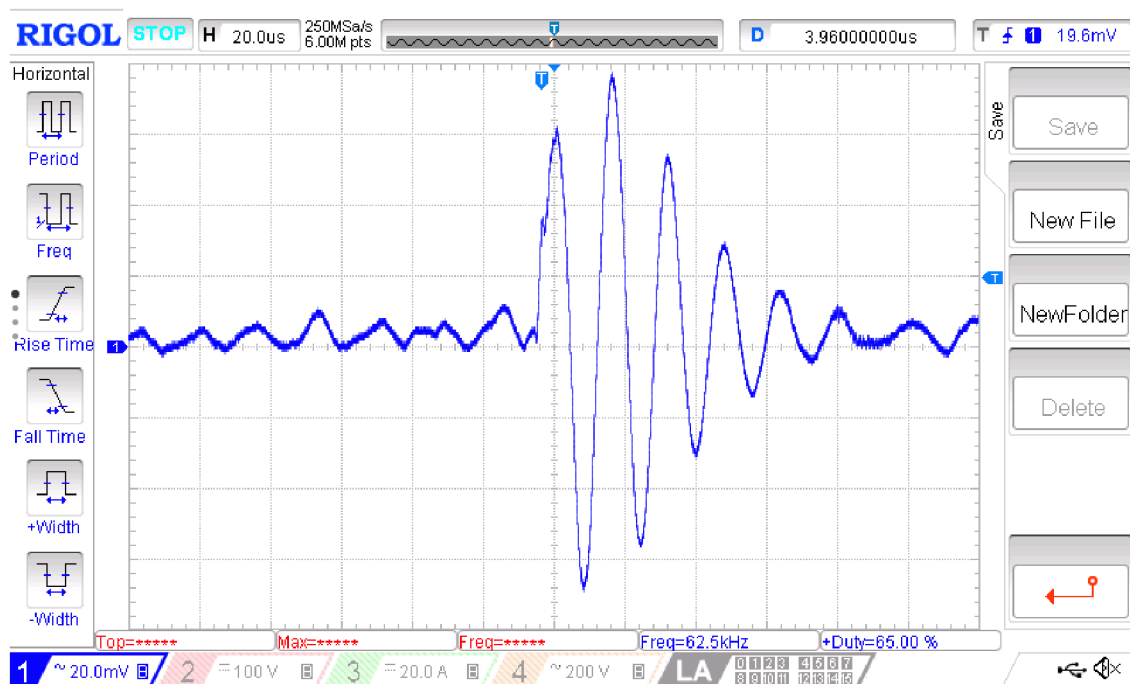
Obr. 4.13: Výstupní napětí při zapnutí zdroje na 100 V bez proudového omezení

Poslední věcí bylo měření zvlnění napětí v obou režimech při různých nastavených výstupních hodnotách a velikostí připojených zátěží. Na Obr. 4.14 je vyfoceno zvlnění napětí při maximálním výstupním napětí 100 V a odporové zátěži 4,7 k Ω , které dosahuje jen zhruba 20 mV. Určitý podíl na zvlnění může mít i okolní rušení, jelikož jako zátěž byl použit drátový reostat umístěný v blízkosti osciloskopu se spínaným zdrojem, a tak do něj mohl být naindukován vysokofrekvenční rušivý signál.

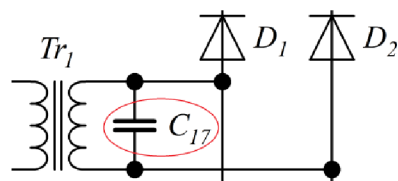
Pak nelze v průběhu přehlédnout napěťové špičky, jejichž detail je zachycen na Obr. 4.15. Ty jsou zapříčiněny usměrňovačem D_1 - D_4 (Obr. 3.1) zřejmě díky dlouhé době zpětného zotavení diod a jejich osovou nesymetrii způsobují odlišné vlastnosti diod v obou směrech. Nicméně k jejich eliminaci posloužil fóliový kondenzátor C_{17} o kapacitě 100 nF (Obr. 4.16), který se připojil přímo na svorky sekundárního vinutí transformátoru Tr_1 . Před tímto opatřením byla velikost špiček až dvojnásobná.



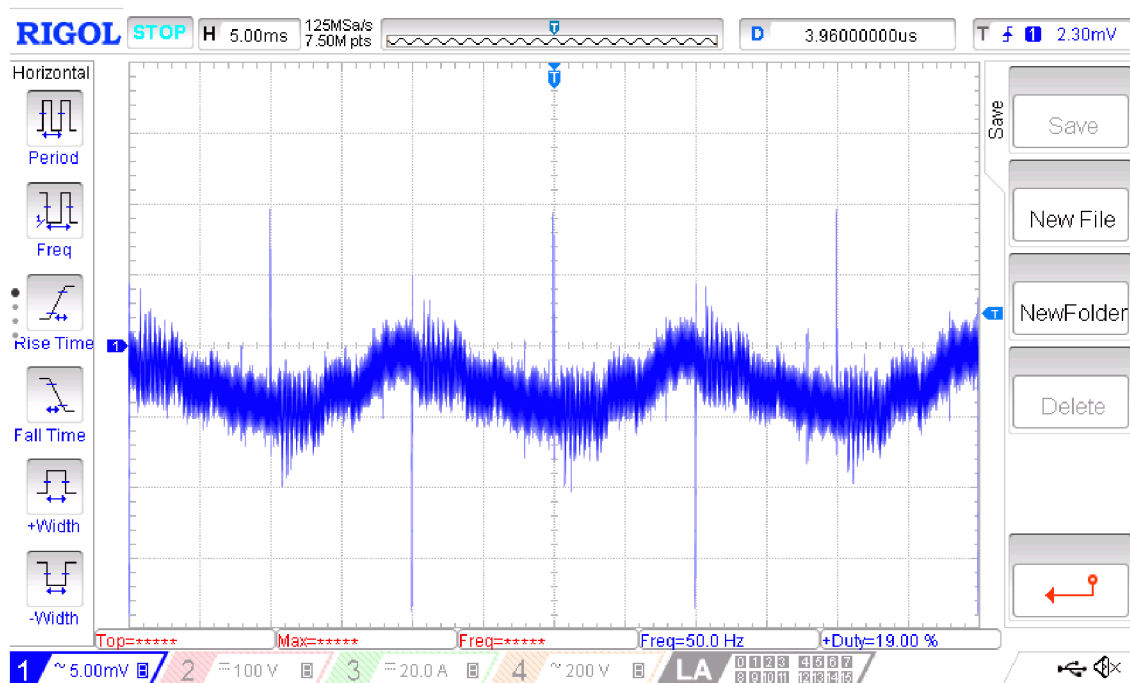
Obr. 4.14: Zvlnění výstupního napětí při 100 V a 21 mA v napěťovém režimu



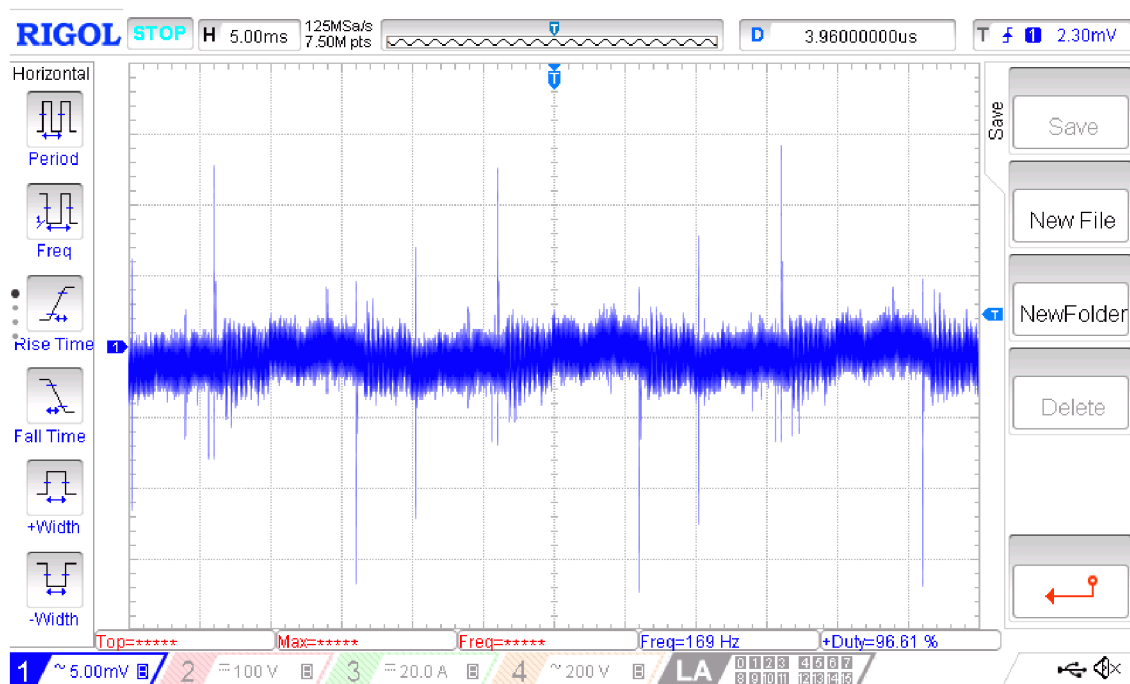
Obr. 4.15: Detail zákmitu předchozího průběhu



Obr. 4.16: Úprava zapojení pro eliminaci napětových špiček

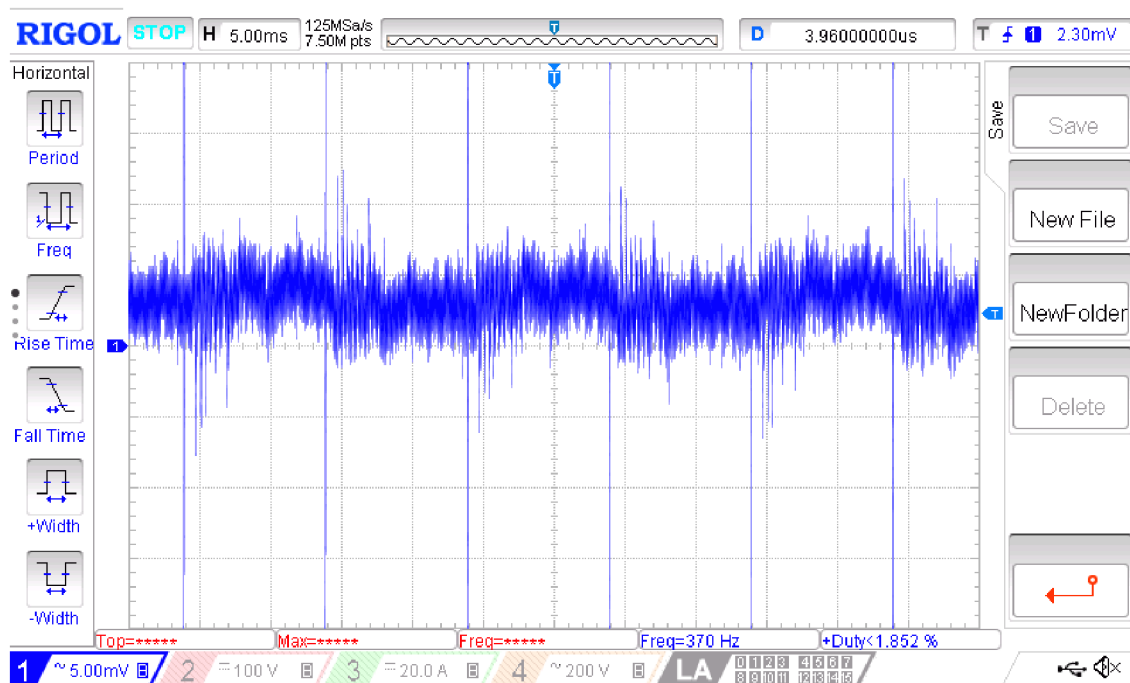


Obr. 4.17: Zvlnění výstupního napětí při 25,8 V a 100 mA v proudovém režimu

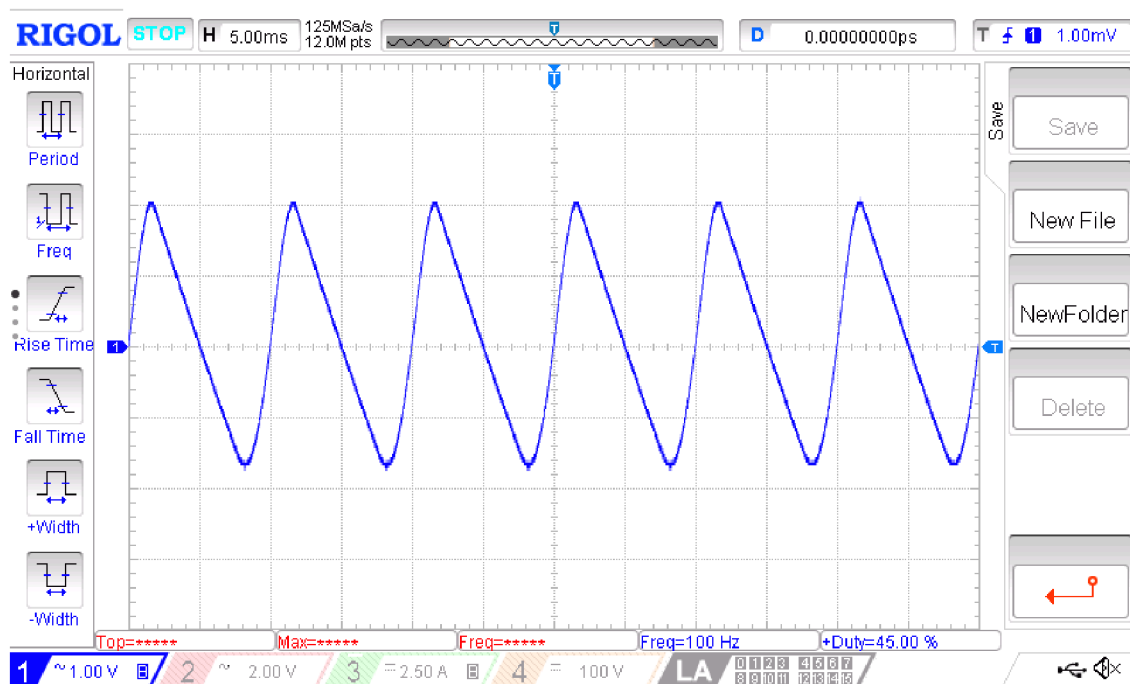


Obr. 4.18: Zvlnění výstupního napětí při 25,8 V a 100 mA v napětovém režimu

Snímky na Obr. 4.17 a Obr. 4.18 při maximálním výstupním proudu 100 mA a zátěži 250 Ω vykazují, že menšího zvlnění se dosáhne za působení obou regulátorů, tedy v napěťovém režimu. Velikost zvlnění napětí (Obr. 4.20) na kondenzátoru C_1 o navržené kapacitě 220 μF při nastavení maximálních výstupních hodnot obou veličin téměř odpovídá očekávaným cca 3,7 V a zásluhou regulátorů se toto zvlnění na výstupu ještě snížilo na pouhých 10 mV (Obr. 4.19).



Obr. 4.19: Zvlnění výstupního napětí při 100 V a 100 mA v napěťovém režimu



Obr. 4.20: Zvlnění napětí na kondenzátoru C_1 při 100 V a 100 mA

Méně důležitou záležitostí, která se ani ve výsledcích neprojevila, bylo použití odporu R_{24} (Obr. 3.2) hodnoty 33Ω namísto navržených 30Ω . Tímto krokem akorát vzrostla výkonová ztráta na tomto rezistoru a došlo ke změně napětí přechodu source-drain U_{SDT2} tranzistoru T_2 v závislosti na rezervě proudu, viz výpočet 3.5. Zásadním důvodem tohoto opatření byla dočasná nedostupnost součástky hodnoty 30Ω se ztrátovým výkonem 1W. Obdobného efektu by se dosáhlo i s případnou hodnotou 27Ω .

Zdroj byl také odzkoušen na účinek zkratu provedeným spojením výstupních svorek. Regulátory na tento kritický stav reagovaly rychle, takže nestihla ani vybavit pojistka P_3 (Obr. 3.2). K přetížení by dojít nemělo, jelikož nejvyšší možné dosažitelné výstupní parametry jsou jen o něco větší než maximální jmenovité a je k tomu zohledněno i chlazení výkonových prvků. Pro případ přepětí je zdroj vybaven diodami D_{17} a D_{18} , které toto napětí omezí. Tím byl zdroj ověřen na nejdůležitější provozní stavy a na odolnost působení poruch.

Všechny doposud provedené úpravy byly zaneseny do schématu vč. doplnění součástek do DPS a nacházejí se v příloženém souboru.

4.4 Mechanická konstrukce laboratorního zdroje

Po celkovém odzkoušení se osazené DPS očistily a byl na ně nanesen ochranný pájitelný lak. Následně byly všechny komponenty zabudovány do předem připravené plastové krabičky.

Na předním panelu byly vytvořeny otvory pro namontování displeje měřicího přístroje, potenciometrů, síťového vypínače, panelových zdiček a objímky pro LED indikující proudové omezení. Na zadní panel byla upevněna přístrojová zásuvka a chladič pro výkonový tranzistor. Ve vrchním a spodním dílu krabičky byly vyrobeny podélné drážky pro odvod tepla ze zdroje. Obě osazené destičky byly posazeny na plastové distanční sloupky, stejně jako transformátor.

Síťový přívod tvořený měděnými vodiči o průřezu $0,75 \text{ mm}^2$ s PVC izolací je veden ze zásuvky do síťového vypínače přes šroubovací svorkovnici s pojistkou P_1 , ze které jsou dále vyvedeny vodiče do transformátoru T_{r1} a destičky obsahující transformátor T_{r2} . Propojení destičky a panelové zdičky je provedeno kabelem připájeným na kabelová oka. Také vodiče k tranzistoru T_2 na chladiči byly opatřeny krimpovacím konektorem. Všechny spoje jsou tak jednoduše rozebíratelné pro případ potřebné údržby nebo opravy. Celkové provedení zdroje lze zhlédnout v Příloze 4.

ZÁVĚR

V teoretické části práce byly popsány vlastnosti a rozdíly ideálních a skutečných zdrojů napětí a proudu, které jsou základním pilířem dané problematiky. Další kapitola byla věnována popisu laboratorního zdroje, jeho režimu provozu, vlastností a vnitřního zapojení, kde byl ukázán základní rozdíl mezi lineárními a spínanými zdroji. U lineárních zdrojů byly představeny známé typy stabilizátorů, a to parametrické, zpětnovazební a integrované. Sériové a paralelní stabilizátory reprezentující zpětnovazební stabilizátory seznamují s funkcí záporné zpětné vazby s použitím regulačního prvku, a sice tranzistoru. Třívorkové stabilizátory zase představují snad nejjednodušší řešení realizace celkem výkonného a přesného zdroje za použití pouhých třech součástek bez předchozího výpočtového návrhu. Spínaný zdroj zastupující novější technologii odhaluje ve svém zapojení větší počet komponent a jeho řešení ve více oblastech elektrotechniky. Z uvedené části by měly vyplynout hlavní výhody a nevýhody koncepcí lineárního a spínaného zdroje, kde impulzní zdroj jednoznačně vystupuje svou vyšší účinností, menších rozměrů a nižší hmotností. Za to vcelku složitým zapojením a šířením rušivých signálů. Zastoupení oběma typy zdrojů má proto stále své opodstatnění a velmi dobrým nápadem se jeví jejich kombinace.

Praktická část se zabývá konkrétním návrhem laboratorního zdroje zadaných parametrů včetně návrhu desky plošných spojů. Snahou bylo vymyslet univerzální řešení s použitím běžných součástek. Napájecí zdroj koncového stupně tedy není ničím novým než prostým použitím můstkového usměrňovače se sběracím kondenzátorem nadproudově jištěným nevratnou pojistkou. Použití vybraného transformátoru 50 VA, 230 V/115 V zcela vyhovuje požadavkům na kolísání napětí v síti i předepsanému výkonu, ačkoli je mírně předimenzován. Jeho volba je však opodstatněna cenou a dostupností, jelikož transformátory s vhodnějšími parametry jsou dražší, stejně tak i výroba na zakázku. Napájecí zdroj operačních zesilovačů stejné konstrukce využívá již zmíněného třívorkového stabilizátoru a základem zdroje referenčního napětí se stala Zenerova dioda. S ohledem na chlazení byla vypočítaná výkonová ztráta na unipolárním tranzistoru koncového stupně 17 W, což odpovídá použití chladiče s tepelným odporem pod 4 °C/W, což vybraný 2,3 °C/W s rezervou splňuje. Ostatní součástky podle číselného ověření jsou schopny se sami uchladit přirozeným prouděním vzduchu. Projektovaná regulační část by pak měla již dle všech předpokladů a výsledků zajistit požadovaný chod zdroje.

Po této etapě byla dle obecných doporučení pomocí programu Eagle navržena deska plošných spojů, která se posléze vyrobila a osadila. Následující oživení zdroje překvapivě proběhlo bezproblémovým způsobem. V ověřujícím měření však vyšly najevo nedostatky spojené se svodem výkonového tranzistoru, maximálním rozsahem napětí, nesprávné funkci indikace proudového omezení, napětíovým překmitem při spuštění zdroje a napětíovými špičkami způsobené usměrňovačem. Všechny tyto vady se podařilo celkem jednoduchými úpravami vyřešit nebo alespoň eliminovat. Během odladění regulátorů zdroj vykazoval vyhovující výsledky v odezvách na změny zátěže

a na zvlnění výstupního napětí zachycených v oscilografech. Zdroj poté již dokázal s rezervou dodat stanovené parametry na svém výstupu a odolat účinkům poruchových stavů. Po zástavbě jednotlivých komponent do upravené plastové krabičky byl zdroj připraven k běžnému používání. Zabudovaný měřicí přístroj sice nezobrazoval zcela přesné hodnoty, ale k běžnému orientačnímu měření dostatečně poslouží. Zpětná demontáž krabičky, ať už z důvodu údržby nebo oprav, je velice snadná, což dělá celé zařízení ještě kompaktnějším a vzhledem ke svým rozměrům a váze lehce přenositelný. Ze všech získaných výsledků, vykonaných úprav a mechanického provedení lze konstatovat, že se podařilo navrhnout a zrealizovat univerzální zdroj uspokojivých parametrů.

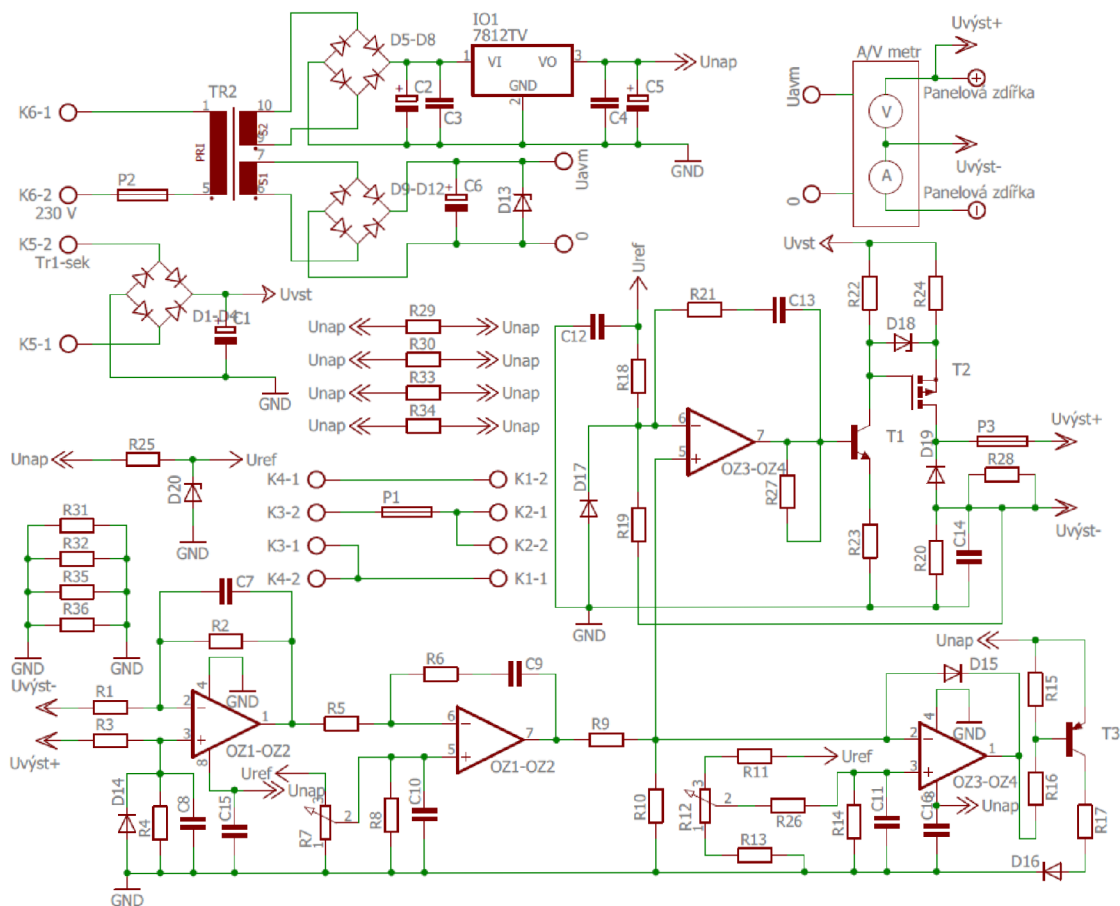
Literatura

- [1] BLAHOVEC, Antonín. *Elektrotechnika*. 3., nezm. vyd. Praha: Informatorium, 1999. ISBN isbn80-860-73-49-1.
- [2] BEZDĚK, Miloslav. *Elektronika: [učebnice]*. 2. vyd. České Budějovice: Kopp, 2007. ISBN isbn978-80-7232-321-0.
- [3] VOŽENÍLEK, Ladislav a Ladislav ŘEŠÁTKO. *Základy elektrotechniky I pro 1. ročník elektrotechnických učebních a studijních oborů středních odborných učilišť: učební text*. 2. nezm. vyd. Praha: SNTL, 1986.
- [4] KESL, Jan. *Elektronika I: analogová technika*. Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN isbn80-7300-143-8.
- [5] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN isbn80-86056-02-3.
- [6] MRAVEC, Rudolf. *Elektrické stroje a přístroje: I. Elektrické stroje*. Praha: SNTL, 1979.
- [7] MARVÁNEK, Ladislav. *Radiotechnika v otázkách a odpovědích*. 1. vyd. Praha: Naše vojsko, 1971.
- [8] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje III*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN isbn80-86056-56-2.
- [9] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Zdroje proudu*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN isbn80-86056-84-8.
- [10] TKOTZ, Klaus. *Příručka pro elektrotechnika*. Přeložil Jiří HANDLÍŘ. Praha: Europa-Sobotáles, 2002. ISBN isbn80-86706-00-1
- [11] BASTIAN, Peter. *Praktická elektrotechnika*. Praha: Europa - Sobotáles cz., 2004. ISBN 80-86706-07-9.
- [12] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Lineární napájecí zdroje*. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN isbn80-7300-002-4.
- [13] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN isbn80-86056-03-1.
- [14] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [15] ČSN EN 50160. Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí. Ed 3. Praha, 2011.
- [16] ČSN EN 60038. Jmenovitá napětí CENELEC. Praha, 2012.
- [17] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky*. Vyd. 3. Brno: Vysoké učení technické, 2000. Učební texty vysokých škol. ISBN isbn:80-214-1736-6.
- [18] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače - Historie a současnost*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN isbn80-7300-047-4.
- [19] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN isbn80-7300-058-X.

Seznam příloh

Příloha 1 - Schéma zapojení a rozpis součástek	59
Příloha 2 - Návrh desky plošných spojů	61
Příloha 3 - Osazení DPS	62
Příloha 4 - Mechanická konstrukce zdroje	63
Příloha 5 - Schéma zapojení a DPS pro program Eagle jsou v elektronické příloze	

Příloha 1 - Schéma zapojení a rozpis součástek

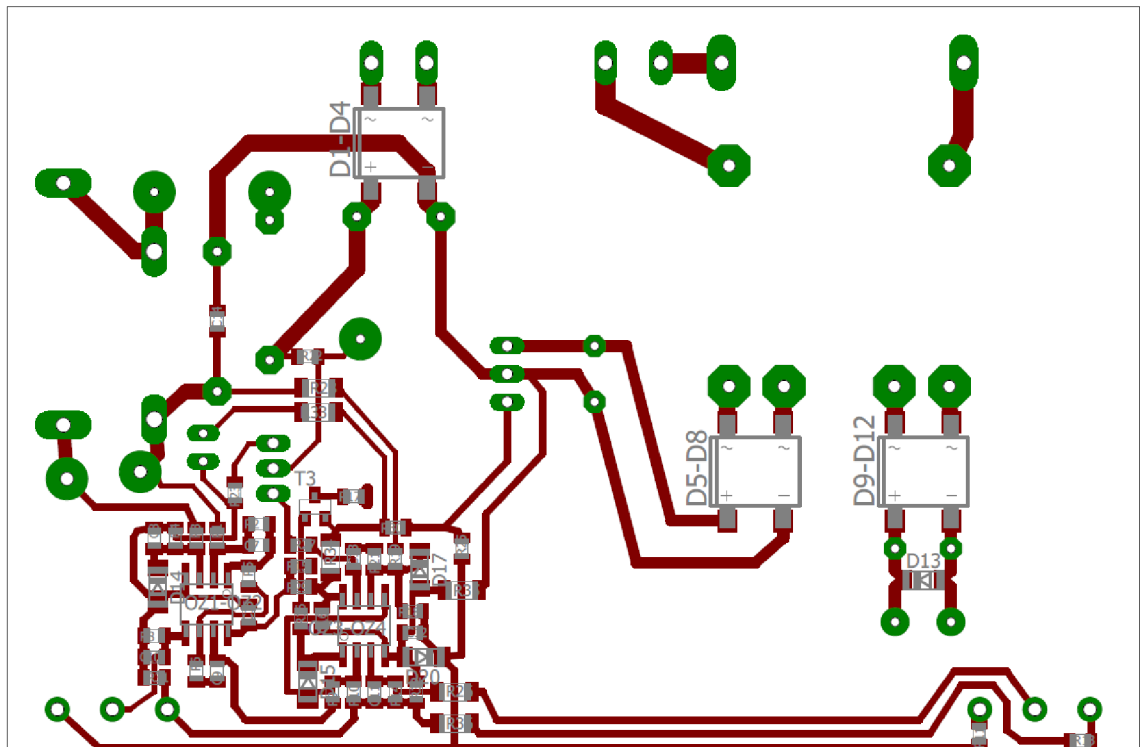
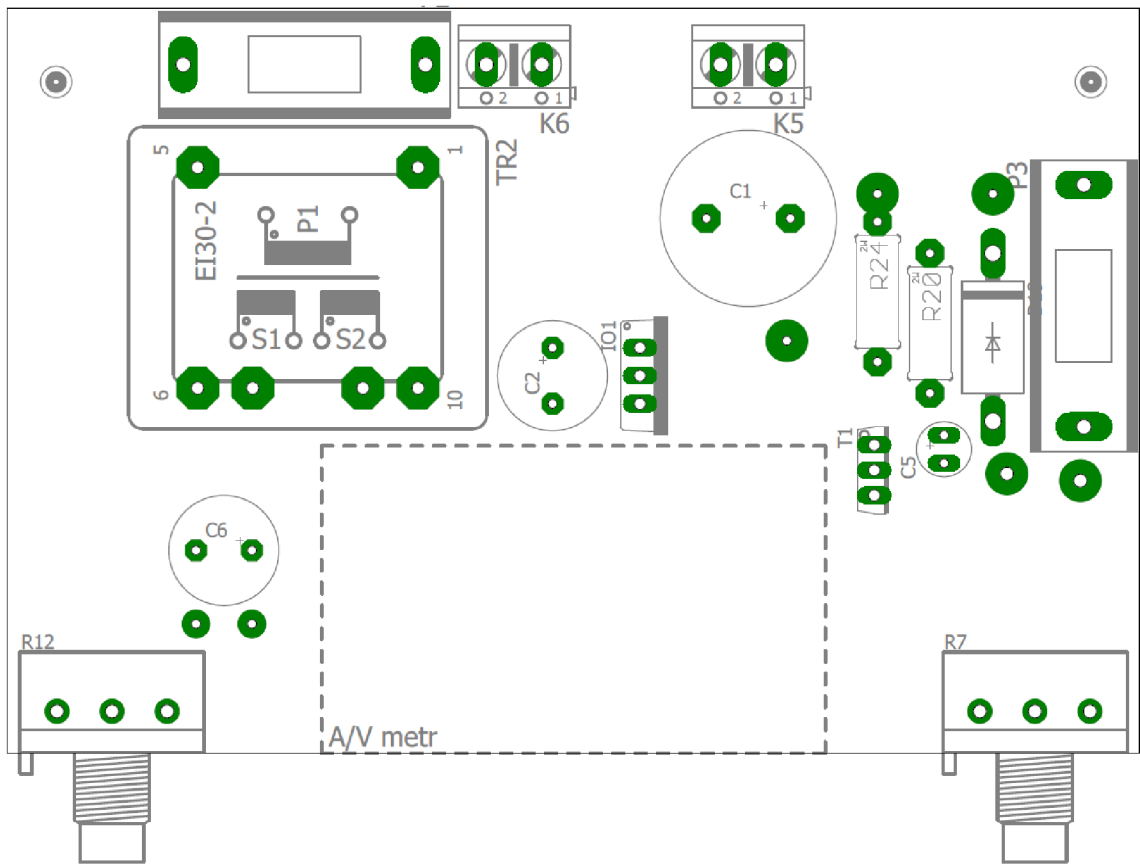


C_1	220 μ F/250 V	THT 7,5 mm (\varnothing 16 mm)
C_2, C_6	330 μ F/35 V	THT 5 mm (\varnothing 10 mm)
C_3	330 nF	SMD0805
C_4, C_9, C_{12}	100 nF	SMD0805
C_5	22 μ F/16 V	THT 2,5 mm (\varnothing 5 mm)
C_7, C_8	1 nF	SMD0805
C_{10}, C_{11}	2200 (100) nF	SMD0805
C_{13}	10 nF	SMD0805
C_{14}	22 nF	SMD0805
C_{15}, C_{16}	100 nF	SMD0805
C_{17}	1 nF/275 V	THT 15 mm
D_1-D_4	DB106	DBS (DB-1S)
D_5-D_8	DB106	DBS (DB-1S)
D_9-D_{12}	DB106	DBS (DB-1S)
D_{13}	ZD 24V	SOD-80
D_{14}, D_{17}	1N4148	SOD80
D_{15}	BAT43	SOD80
D_{16}	LED red	THT 3 mm

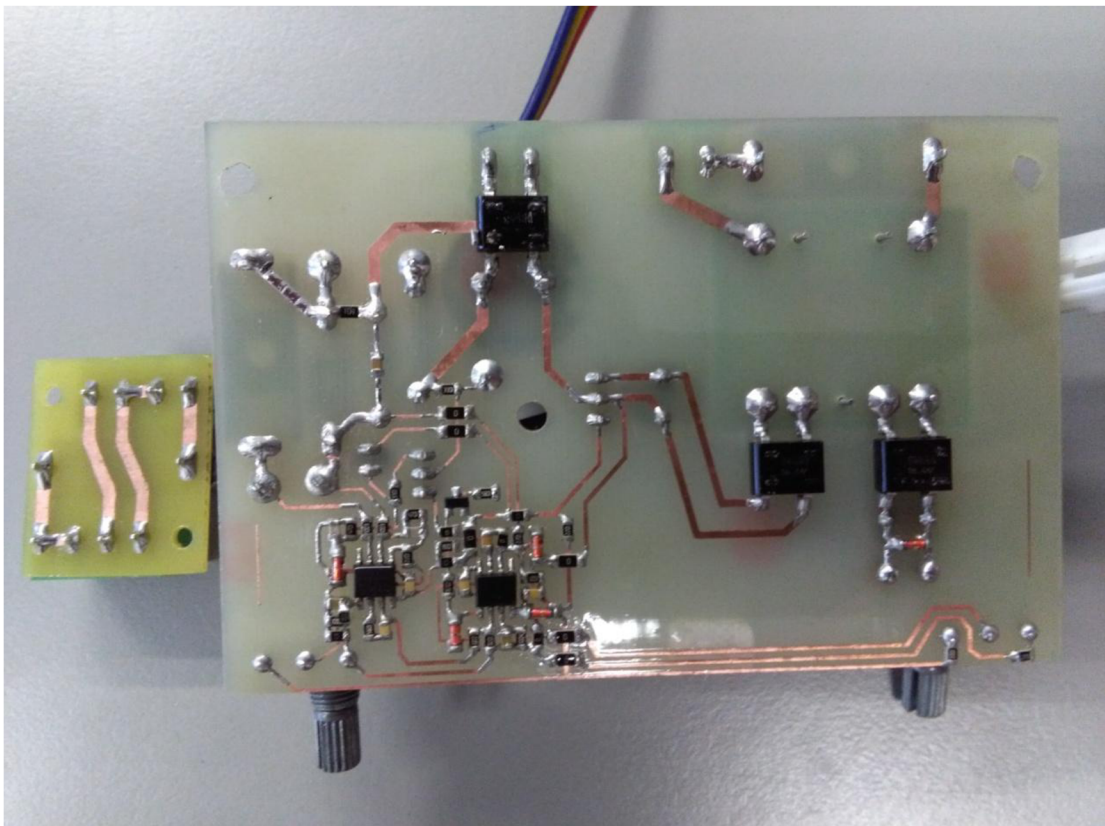
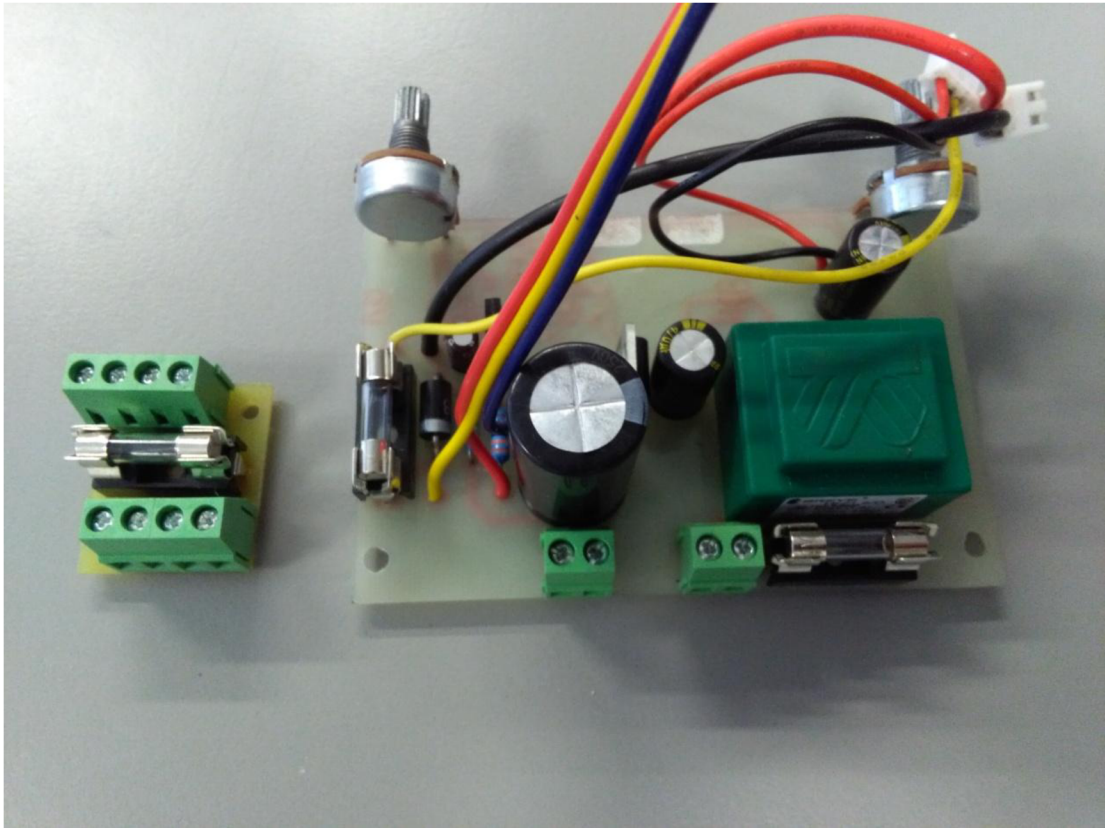
D_{18}	ZD 15V	SOD-80
D_{19}	1N5408	THT DO201
D_{20}	ZD 5V1	SOD-80
K_1, \dots, K_6	Svorkovnice	5 mm šroubovací
OZ_1-OZ_2	TLC272	SO-8
OZ_3-OZ_4	TLC272	SO-8
P_1	T 0,25 A	Ø 5 x 20 mm
P_2	F 0,032 A	Ø 5 x 20 mm
P_3	F 0,125 A	Ø 5 x 20 mm
R_1, R_3	100 kΩ	SMD0805
R_2, R_4	4,7 kΩ	SMD0805
R_5	2,2 kΩ	SMD0805
R_6, R_{13}, R_{19}	2,7 kΩ	SMD0805
R_7, R_{12}	10 kΩ/log	mono, kov
R_8, R_{14}	1 MΩ	SMD0805
R_9	10 kΩ	SMD0805
R_{10}	8,2 (6,8) kΩ	SMD0805
R_{11}	2 kΩ	SMD1206
R_{15}	15 kΩ	SMD0805
R_{16}	82 kΩ	SMD0805
R_{17}	5,6 kΩ	SMD0805
R_{18}	12 kΩ	SMD0805
R_{20}	39 Ω	THT 1W
R_{21}	0 (2,4) kΩ	SMD0805
R_{22}, R_{23}	3,3 kΩ	SMD0805
R_{24}	30 Ω	THT 1W
R_{25}	2,2 kΩ	SMD0805
R_{26}, R_{28}, R_{33}	0 Ω	SMD1206
R_{27}, R_{29}, R_{30}	0 Ω	SMD0805
R_{31}, R_{32}	0 Ω	SMD0805
R_{34}, R_{35}, R_{36}	0 Ω	SMD1206
R_{37}	22 kΩ	SMD0805
R_{38}	100 kΩ	SMD0805
T_1	MJE340	TO126 (E-C-B)
T_2	FQP3P50	TO220 (G-D-S)
T_3	BC857	SOT23 (B-E-C)
T_{r1}	115 V, > 30 VA	66 x 60 x 60 mm
T_{r2}	2 x 12 V, 1,5 VA	28 x 33 x 22 mm
Al chladič	< 4°C/W	78x 50 x 35 mm
V	min. 0 ÷ 100 V	panelový
A	min. 0 ÷ 100 mA	panelový

+ mechanické konstrukční díly, síťový vypínač a zásuvka

Příloha 2 - Návrh desky plošných spojů



Příloha 3 - Osazení DPS



Příloha 4 - Mechanická konstrukce zdroje

