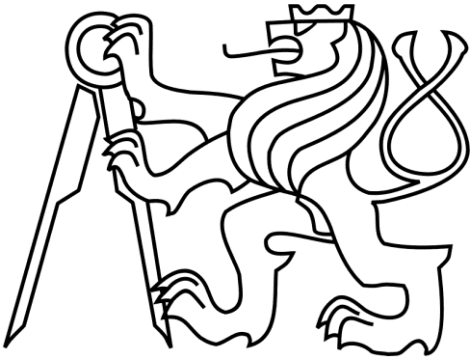
ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2015 Pavel Staněk

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra teorie obvodů



Bakalářská práce

Návrh lineárního napájecího zdroje s předregulací

Pavel Staněk

Vedoucí práce: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

Studijní program: Komunikace, Multimédia a Elektronika

Obor: Aplikovaná elektronika

květen 2015

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **S T A N Ě K Pavel**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Aplikovaná elektronika

Název tématu: **Návrh lineárního napájecího zdroje s předregulací**

Pokyny pro vypracování:

1. Cíl práce je návrh a realizace laboratorního napájecího zdroje.
2. Zdroj by měl obsahovat spínaný vstupní regulátor pro zvýšení účinnosti zdroje jako celku.
3. Předpokládejte jak klasickou ruční regulaci pomocí potenciometru, tak možnost řízení zdroje počítačem.
4. Důraz by měl být kladen na jednoduchost konstrukce s malými výrobními náklady.
5. Návrh ověřte funkčním vzorkem.

Seznam odborné literatury:

[1] M. Vávra, Nápájecí zdroj řízený počítačem, Diplomová práce ČVUT, 2009
[2] AR řady A a B
[3] A. Krejčiřík, Lineární napájecí zdroje; BEN - technická literatura
[4] www.linear.com

Vedoucí: **doc.Dr.Ing. Jiří Hospodka**

Platnost zadání: 31. 8. 2016

L.S.

prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 6. 1. 2015

Abstract

The thesis covers basic theory of power supplies. The theoretical part provides information about the principles of linear and switching power sources and its characteristics. It is mainly focused on the switching power sources. The practical application deals with design of laboratory power supply with adjustable output voltage and current limiting. The work also includes the complete design of 100 W power switching source with linear regulation at the output.

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou napájecích zdrojů v elektronice. Jsou zde vysvětleny základní funkce jednotlivých typů spínaných a lineárních měničů a jejich vlastnosti. Zejména je kladen důraz na problematiku zdrojů spínaných. Praktická část řeší návrh laboratorního zdroje. Jsou zde diskutovány různé možné varianty řešení zadaného problému, jejich výhody a nevýhody. Dále práce obsahuje odůvodnění zvolené koncepce. Je zde uvedeno konkrétní řešení spínaného akumulačního měniče s následnou lineární regulací. Zdroj disponuje výkonem 100 W a nastavitelným výstupním napětím. Práce také obsahuje obvodovou koncepci a podklady pro realizaci zdroje.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou bakalářskou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v přiloženém seznamu v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 22. května 2015 . . . . . .

Poděkování

Rád bych zde poděkoval Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi, vedoucímu práce, za ochotu, trpělivost a cenné odborné rady.

Obsah

1 Úvod 1

2 Koncepce napájecích zdrojů 2

3 Lineární zdroje 3

4 Spínané zdroje 5

4.1 Úvod do spínaných zdrojů 5

4.2 Řízení spínaných zdrojů 6

4.3 Spínané zdroje s pracovním kmitočtem 50 Hz 7

4.4 Spínané zdroje bez indukčností 8

4.5 Spínané zdroje s indukčnostmi 9

4.5.1 Zapojení BUCK/BOOST/BUCK-BOOST 9

4.5.2 Regulace v primáru/sekundáru 12

4.5.3 Propustné/akumulační zapojení 13

4.5.4 Dvojčinná zapojení PUSH-PULL 15

4.5.5 Můstková zapojení 16

5 Návrh koncepce 17

5.1 Zadání 17

5.2 Možnosti řešení 18

5.3 Obvodová koncepce 19

5.4 Popis funkce a dimenzování jednotlivých částí 20

5.4.1 Vstupní filtr a usměrňovač 21

5.4.2 Obvod UC3845 a jeho zapojení 22

5.4.3 Zpětná vazba 25

5.4.4 Impulsní transformátor 26

5.4.5 Výstupní usměrnění a filtrace 29

5.4.6 Lineární regulační smyčka ... 31
5.4.7 Ochranný obvod ... 33
5.4.8 Pomocný zdroj s TNY268 ... 33
5.4.9 Chlazení výkonových prvků ... 35
5.4.10 Řízení zdroje ... 36
6 Výsledná realizace ... 38
6.1 Návrh DPS ... 38
6.2 Výroba transformátoru ... 38
6.3 Oživení DPS ... 38
6.3.1 Měření na prototypu a rozbor dosažených výsledků ... 40
7 Závěr ... 46
8 Použitá literatura ... 47
9 Seznam příloh ... 48

Seznam obrázků

Obrázek 1: Napájecí zdroj jako měnič energie 2
Obrázek 2: Blokové schéma zdroje s lineární regulací 3
Obrázek 3: Příklad zapojení filtru 6
Obrázek 4: Spínací cyklus 7
Obrázek 5: Schéma tyristorové regulace 8
Obrázek 6: Schéma děliče dvěma 9
Obrázek 7: Zapojení BUCK 10
Obrázek 8: Zapojení BOOST 11
Obrázek 9: Schéma zapojení BUCK-BOOST 11
Obrázek 10: Schéma řízení v sekundáru 12
Obrázek 11: Schéma řízení v primáru 13
Obrázek 12: Schéma propustného zapojení 14
Obrázek 13: Akumulační zapojení 15
Obrázek 14: PUSH-PULL 16
Obrázek 15: Blokové schéma zapojení 18
Obrázek 16: Blokové schéma zapojení 20
Obrázek 17: Vstupní filtr a usměrňovací můstek 21
Obrázek 18: Blokové schéma IO UC3845 23
Obrázek 20: Zpětná vazba preregulátoru 25
Obrázek 21: Usměrnění a filtrace 30
Obrázek 22: Lineární regulační smyčka 32
Obrázek 23: Ochranný obvod 33
Obrázek 24: Schéma pomocného zdroje 34
Obrázek 25: Schéma řízení potenciometry 36
Obrázek 26: Zatěžovací charakteristika pomocného zdroje 40
Obrázek 27:Převodní charakteristiky lineární regulace 42
Obrázek 28: Schéma lineární regulace 43
Obrázek 29: Napájení pro OZ 44
Obrázek 30: Zatěžovací charakteristiky lineární regulace 45

Seznam tabulek

Tabulka 1: Porovnání lineárních a spínaných zdrojů 5
Tabulka 2: Parametry navrhovaného zdroje 17
Tabulka 3: Zatěžovací charakteristiky spínaného prereguláturu 41

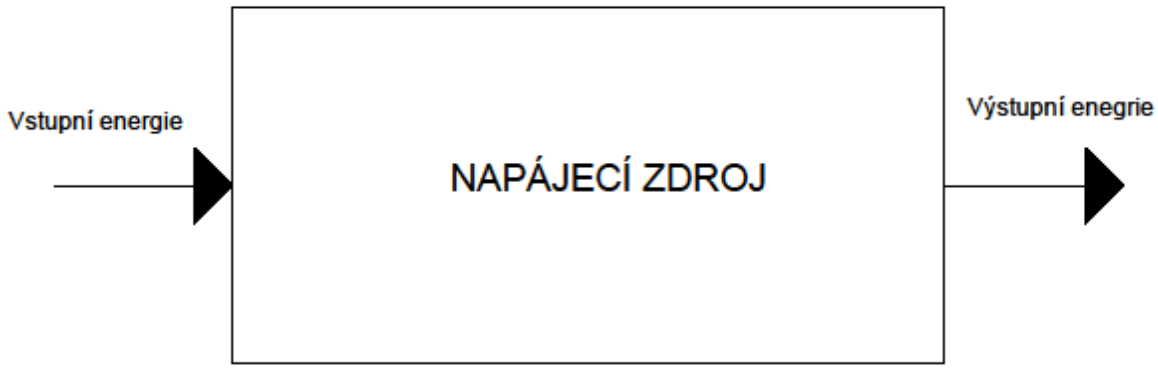
1 Úvod

Každé elektronické zařízení potřebuje ke své správné funkci energii. Za dodání této energie jsou zodpovědné právě napájecí zdroje. Na tyto zařízení jsou s rozvojem elektroniky kladeny stále rozmanitější nároky, kterými se návrháři musí zabývat. Zdroje v elektronice můžeme obecně rozdělit do dvou velkých skupin. Zdroje se spojitou regulací a zdroje s regulací spínanou. Tato práce pojednává zejména o problematice druhé uvedené skupiny – skupiny spínaných zdrojů.

První část uvádí základní rozdělení napájecích zdrojů. Jsou zde teoreticky popsány běžně používané topologie, jejich principy, výhody a nevýhody. V druhé části si tato práce klade za cíl návrh zdroje s regulovatelným výstupním napětím a proudovým omezením. Je zde uvedena diskuze nad možnostmi řešení a důvody vedoucí ke zvolení jednoho z nich. Dále se práce na zabývá konkrétním návrhem a jeho realizací. Funkčnost teoretického návrhu je v poslední části experimentálně ověřována měřením na realizovaném výrobku. Jsou zde uvedeny dosažené výsledky a jejich rozbor. Také je zde ponechán prostor pro diskuzi nad možnostmi zlepšení vlastností měniče.

2 Koncepce napájecích zdrojů

Napájecí zdroj může být v obecné šíři definovat jako měnič vstupní energie (elektrické, elektrochemické, solární, atd.) na výstupní elektrickou energii – Obrázek 1. Tyto zařízení plní dvě základní funkce: změnu průběhu a velikosti vstupního napětí a proudovou či napěťovou stabilizaci výstupu.



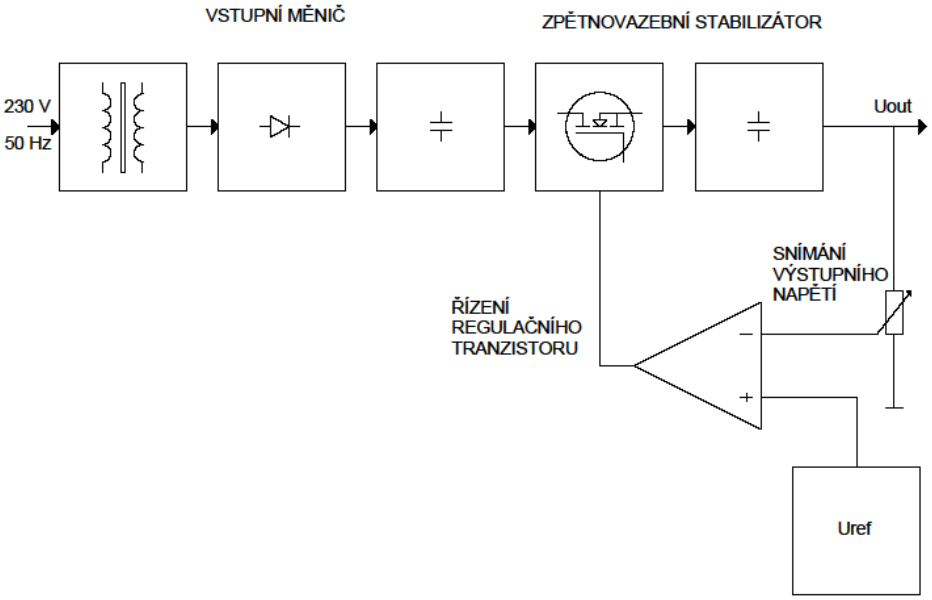
Obrázek 1: Napájecí zdroj jako měnič energie
Převzato z [1] a upraveno

Existuje mnoho různých napájecích zdrojů a měničů pro různé účely. V dalším textu se omezím na popis zdrojů pracujících se síťovým napětím na vstupu.

Obecně lze zdroje rozčlenit do dvou základních skupin podle způsobu regulace. Jedná se o zdroje s lineární (spojitou) regulací a zdroje s impulsní (spínanou) regulací. Technologický rozvoj v oblasti elektronických součástek v nedávné době umožnil výrazný rozvoj právě spínaných zdrojů. Jsou především využívají pro jejich malou hmotnost, objem a vyšší účinnost v porovnání se zdroji lineárními. Tyto výhody jsou vykoupeny složitějšími obvodovými zapojeními a tedy vetší složitostí návrhu.

3 Lineární zdroje

Koncepce lineárních zdrojů obsahuje čtyři základní bloky, které upravují průběh a velikost napětí – transformátor, usměrňovač, filtr a stabilizátor – Obrázek 2.



Obrázek 2: Blokové schéma zdroje s lineární regulací
Převzato z [1] a upraveno

Vstupním napětím do těchto zdrojů je síťové napětí, které u nás nabývá hodnot 50Hz/230V. Síťový transformátor slouží k úpravě tohoto střídavého napětí na požadovanou hodnotu, dále pak také jako galvanické oddělení od sítě. V případě ideálního transformátoru je hodnota výstupního napětí a proudu určena poměrem počtu závitů primárního a sekundárního vinutí. To platí pouze pro ideální transformátor. Ve skutečnosti vznikají ztráty, které jsou závislé na přenášeném výkonu. Se zvyšujícím se výkonem roste účinnost transformátoru, která při výkonu v řádech jednotek kW dosahuje hodnoty až 90 %. Rozměry těchto transformátorů rostou s výkonem a jsou obvykle realizovány jedním primárním vinutím, počet sekundárních vinutí závisí na konkrétní aplikaci.

Následně je potřeba převést střídavý průběh napětí na stejnosměrný. K tomuto účelu jsou využívány usměrňovače, které mohou být realizovány několika různými způsoby. Mezi nejběžnější patří jednocestný, dvoucestný a můstkový (Graetzův) usměrňovač využívající diody. Usměrnění lze také provést za pomoci např. tyristorů či tranzistorů.

Jednocestný usměrňovač je nejjednodušší variantou, která je vhodná pro aplikace s malým proudovým odběrem v důsledku většího zvlnění na výstupu. Výstupní zvlnění u dvoucestného usměrňovače je poloviční, ale je nutné použít transformátor s dvěma sekundárními vinutími. Naproti tomu můstkové zapojení disponuje stejným zvlněním jako dvoucestný usměrňovač a to bez nutnosti použití dvou vinutí transformátoru. Usměrňovače jsou téměř vždy doplněny kondenzátorem, který slouží k vyhlazení a filtraci výstupního napětí. Z těchto kondenzátorů je dodáván proud do zátěže v době, kdy jsou diody polarizovány v závěrném směru, a není možný přímý přenos energie ze vstupu na výstup.

Posledním blokem je lineární stabilizátor, který můžeme obecně popsat jako obvod, jehož funkcí je udržovat konstantní výstupní napětí nebo proud, při změnách výstupního proudu, vstupního napětí a okolní teploty. Na tyto obvody lze pohlížet i jako na filtry odstraňující střídavou složku. Stabilizátory lze klasifikovat do několika základních skupin.

Parametrické stabilizátory jsou založeny na rozdílném stejnosměrném a dynamickém odporu plynoucím z nelineárních voltampérových charakteristik. V případě, že je stejnosměrný odpor větší než dynamický, jedná se o stabilizátor napětí, v opačném případě stabilizátor o proudu.

Zpětnovazební stabilizátory využívají princip záporné zpětné vazby. Porovnává se hodnota sejmutá z výstupu s referenční hodnotou. Na základě tohoto porovnání je ovládán regulační člen, obvykle tranzistor. Podle vzájemného zapojení zátěže a regulačního prvku lze rozdělit zpětnovazební stabilizátory na sériové a paralelní. Do další skupiny patří stabilizátory integrované, které vyžadují minimum dalších diskrétních součástek. Typickým příkladem jsou obvody řady 78xx.

4 Spínané zdroje

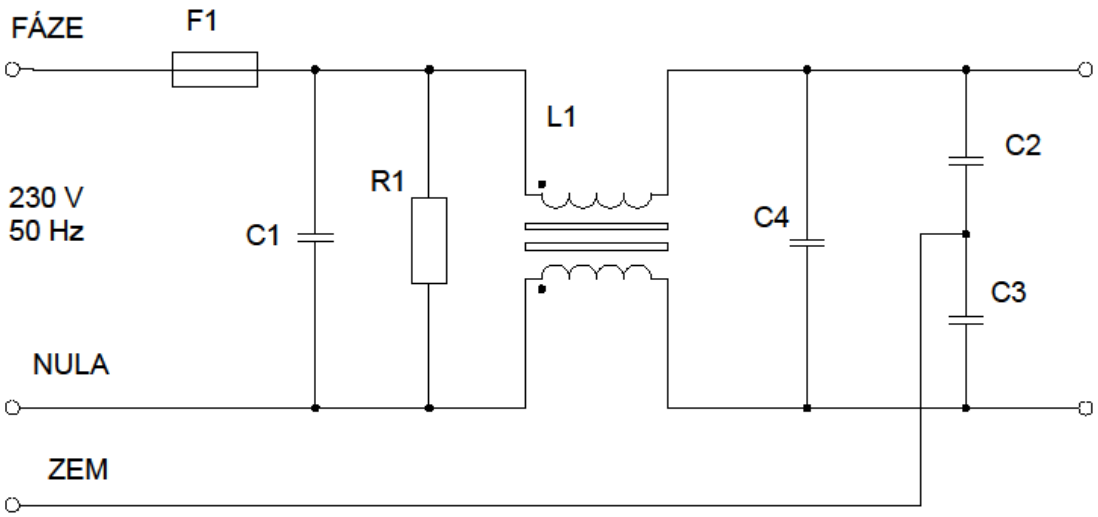
4.1 Úvod do spínaných zdrojů

V dnešní době se setkáváme se spínanými zdroji stále častěji. Rozvoj této skupiny zdrojů byl umožněn poklesem ceny a zvýšením dostupnosti používaných integrovaných obvodů a součástek. Popularitu si spínané zdroje získaly pro své nesporné výhody i přes složitější návrh v porovnání se zdroji s lineární regulací.

parametr	spínaný zdroj	lineární zdroj
účinnost	75 %	30 %
velikost	0,2 W/cm^3	0,05 W/cm^3
hmotnost	100 W/kg	20 w/kg
výstupní zvlnění	50 mV	5 mV
šumové napětí	200 mV	50 mV
odezva na skok	1 ms	20 ms
doba náběhu	20 ms	2 ms
cena	přibližně konstantní	roste s výkonem

Tabulka 1: Porovnání lineárních a spínaných zdrojů
Převzato z [2]

Mezi hlavní výhody patří zejména účinnost. Toto téma je dobře zpracováno v [2]. Účinnost spínaných zdrojů se obvykle pohybuje v rozmezí od 70 % do 80 %. Obdobné lineární stabilizátory podobných parametrů stěží dosahují účinnosti lepší než 50 %. Obvyklé hodnoty se však pohybují okolo 30 %. Porovnání uvádí Tabulka 1. Další výhodou je poměrně snadná filtrace střídavé složky díky vysokému pracovnímu kmitočtu.



Obrázek 3: Příklad zapojení filtru

Převzato z [1] a upraveno

Nevýhodou spínaných zdrojů je cena součástek, na které jsou kladeny značné nároky, vzhledem k vysokému pracovnímu kmitočtu. S vysokými kmitočty je spojeno vyzařování a nutnost jeho korekce podle norem EMC. Jedná se o zpětné rušení do sítě a rušení na výstup zdroje. Tímto rušením jsou impulsy na základní pracovní frekvenci a vyšších harmonických frekvencích, které mohou být vyzařovány i mimo vedení. Proto je nutné na vstupu i výstupu použití vhodných filtrů složených obvykle z kondenzátorů a tlumivek. Příklad zapojení filtru je na Obrázek 3.

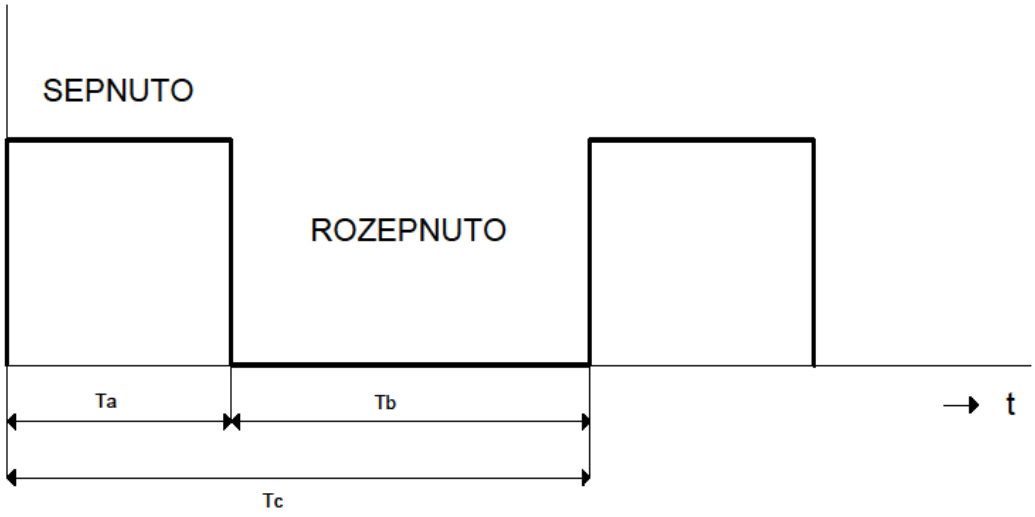
Jak ukazuje Tabulka 1, spínané zdroje mají vzhledem k lineárním zdrojům výrazně pomalejší reakci na změnu zátěže.

4.2 Řízení spínaných zdrojů

Stabilizace výstupního napětí či proudu se u spínaných zdrojů realizuje vždy pomocí zpětné vazby. Proud či napětí je snímáno na výstupu a sejmutá hodnota je následně upravena na vhodnou velikost pro další zpracování. Tato hodnota je porovnávána s referenční hodnotou. V závislosti na velikosti chybového signálu dochází pomocí řídících obvodů k ovlivnění doby sepnutí spínacího prvku.

V závislosti na způsobu ovládání pracovního cyklu pomocí řídících obvodů můžeme řízení rozdělit do tří kategorií dle délek trvání jednotlivých intervalů či jejich poměrů. Doba T_a označuje dobu, kdy je spínač sepnut, T_b značí dobu rozepnutí a T_c je součtem T_a a T_b. Tyto doby ukazuje Obrázek 4.

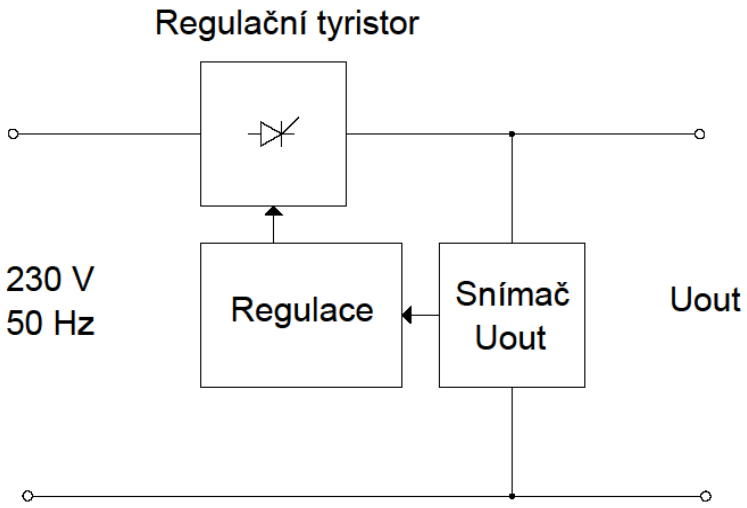
První dvě možnosti operují s konstantní dobou T_a resp. T_b a mění se celková perioda T_c. Nejčastější způsob je tzv. PWM, která operuje s konstantní periodou T_c. K samotnému řízení dochází změnou poměru T_a/T_c. Tento poměr nazýváme střídou a je označována D.



Obrázek 4: Spínací cyklus
Převzato z [1] a upraveno

4.3 Spínané zdroje s pracovním kmitočtem 50 Hz

Tento typ zapojení se v dnešní době již prakticky nepoužívá. Jako spínací prvek byl obvykle použit tyristor. Některé konstrukce obsahovaly síťový transformátor. Problémem těchto zdrojů bylo velké zvlnění na výstupu a jeho obtížná filtrace. Příklad jednoduchého zapojení ukazuje Obrázek 5.



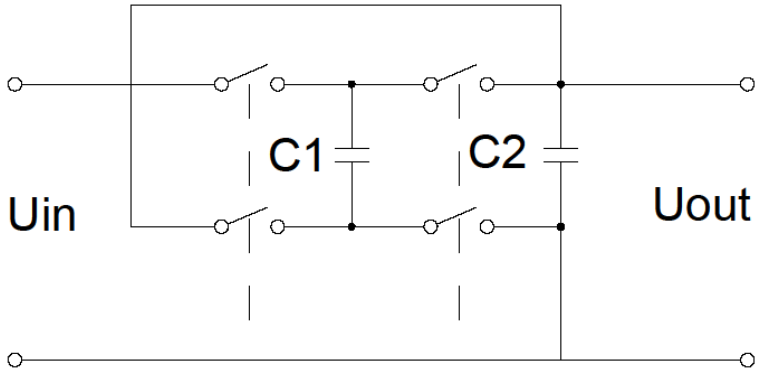
Obrázek 5: Schéma tyristorové regulace

Převzato z [1] a upraveno

4.4 Spínané zdroje bez indukčností

Tato skupina napájecích zdrojů se také označuje jako nábojové pumpy. Využívá elektronického spínání kondenzátorů, při kterém dochází ke změně jejich zapojení za pomoci integrovaných obvodů. Umožňují inverzi, násobení a dělení vstupního napětí. Proces se skládá vždy ze dvou fází. Například násobení napětí koeficientem dva probíhá tak, že nejprve dojde k nabití dvou kondenzátorů zapojených paralelně a k následné změně zapojení na sériové. Pro dělení je zapojení přesně opačné, invertor otáčí polaritu kondenzátoru. V případě potřeby násobení či dělení vyšším koeficientem je použito více stejných bloků v kaskádním zapojení. Výhodou těchto zdrojů je vysoká účinnost a absence indukovaných špičkových napětí, jelikož se v zapojení nevyskytují indukčnosti. Patrná je také malá hmotnost a prostorová nenáročnost celkového provedení. Používají se pro

konstrukci zdrojů malých výkonů, typicky pro napájení z baterií a akumulátorů. Principiální zapojení ukazuje Obrázek 6.



Obrázek 6: Schéma děliče dvěma
Převzato z [1] a upraveno

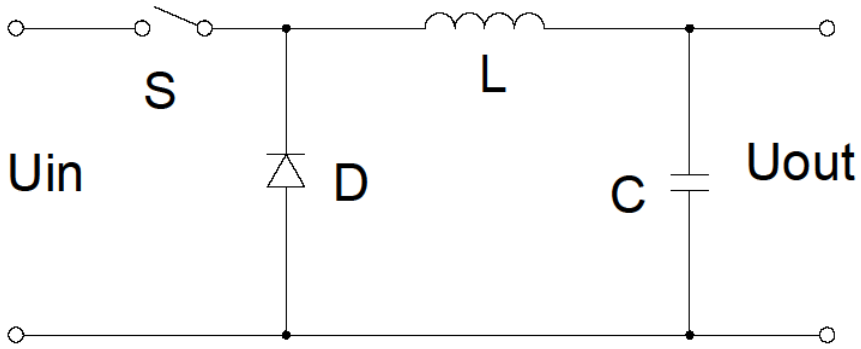
4.5 Spínané zdroje s indukčnostmi

Tato skupina spínaných zdrojů je nejrozsáhlejší ze všech uvedených. Zapojení obvykle operují se spínacím kmitočtem větším než 20 kHz, tj. mimo akustické pásmo. Využívají zpětnovazebního principu řízení, kde je za pomoci logických řídících obvodů ovládán spínací prvek. Při návrhu jsou kladeny vysoké požadavky zejména na spínací prvek – tranzistor, transformátor a diody výstupních usměrňovačů. Existuje mnoho možných konfigurací zapojení. Následující text popisuje nejčastěji používaná.

4.5.1 Zapojení BUCK/BOOST/BUCK-BOOST

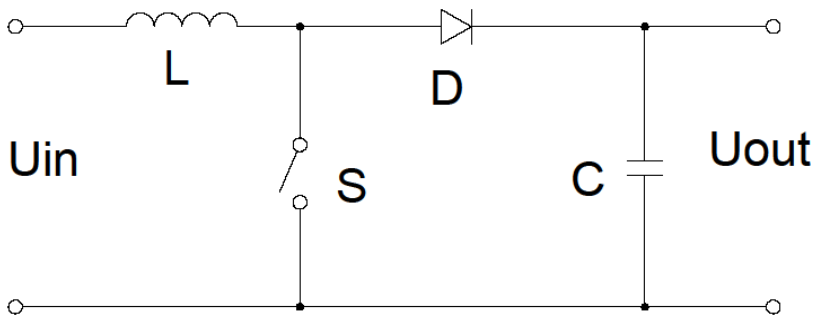
Pro spínané zdroje jsou charakteristická tři základní zapojení. Tyto zapojení operující se spínačem, diodou, cívkou a kondenzátorem. V závislosti na uspořádání těchto prvků plní principiálně rozdílné funkce. Opět lze jejich činnost rozdělit na dva pracovní cykly. Doba T_a, kdy je spínač sepnut a doba T_b, kdy je spínač rozepnut.

Zapojení BUCK, někdy také nazývané Step-Down či snižující měnič je charakteristické sériovým zapojením indukčnosti a spínacího prvku – Obrázek 7. Po sepnutí spínače začne protékat proud přes indukčnost L a nabíjí se kondenzátor C. Nárůst proudu je lineární a nepřímo úměrný indukčnosti cívky L. Zároveň dochází k akumulaci energie na indukčnosti. V momentě rozepnutí spínače se snaží indukčnost zachovat protékající proud a objeví se na ní napětí opačné polarity. Proud začne protékat přes zátěž a diodu D. Kondenzátoru C pomáhá udržet konstantní výstupní napětí. Výstupní napětí lze regulovat délkou trvání sepnutého a rozepnutého stavu spínače. Napětí na výstupu je vždy menší než napětí na vstupu.



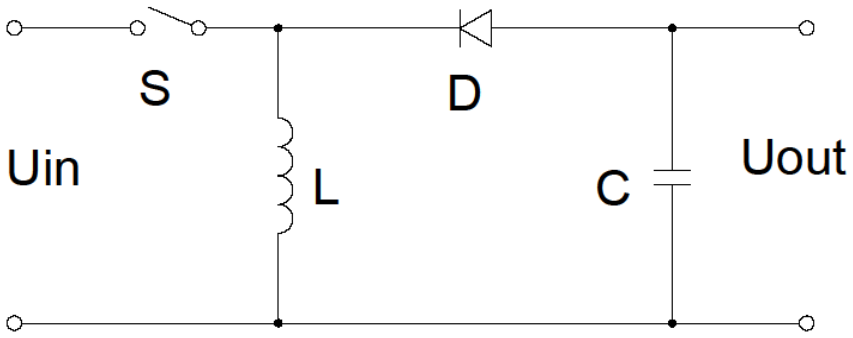
Obrázek 7: Zapojení BUCK

Zapojení BOOST, nebo také Step-Up či zvyšující měnič, využívá sériové zapojení indukčnosti a spínač je zapojen paralelně na zem. Obrázek 8 ukazuje princip zapojení. V intervalu T_a, kdy je spínač sepnutý, je kondenzátor C oddělen diodou D polarizovanou v záporném směru od vstupu. V tomto intervalu dochází k vybíjení kondenzátoru C do zátěže. Ze zdroje napětí U_{in} teče proud přes indukčnost L, ve které se akumuluje energie. Proud indukčností narůstá lineárně až do doby rozepnutí spínače. V intervalu T_b kdy je spínač rozepnut, se indukčnost nadále snaží udržet proud a vzniká indukované napětí s opačnou polaritou, které se sčítá se vstupním napětím U_{in}. Napětí indukované na cívce závisí na indukčnosti, původním proudu a rychlosti rozepnutí spínače. Teoreticky může dosahovat i nekonečně velikých hodnot, ale nikdy nebude menší než vstupní napětí U_{in}.



Obrázek 8: Zapojení BOOST

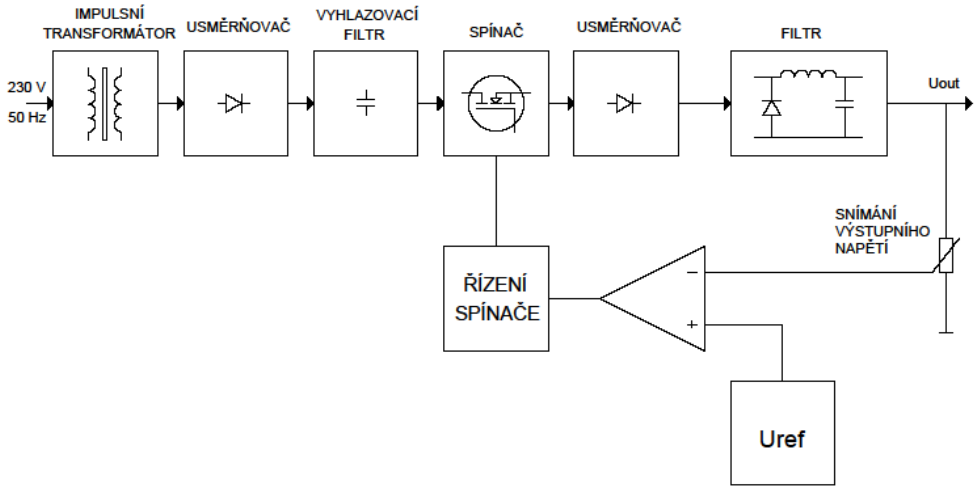
Třetí využívané zapojení se nazývá BUCK-BOOST nebo také invertující. Dioda a spínač jsou zapojeny v sérii, indukčnost paralelně na zem. V době T_a kdy je spínač sepnut lineárně roste proud ze zdroje U_{in} do indukčnosti L. Dochází k akumulaci energie na indukčnosti. Po rozepnutí spínače v době T_b má indukčnost snahu udržet protékající proud, a proto dochází ke vzniku indukovaného napětí v opačné polaritě než je polarita zdroje U_{in}. Proud se uzavírá přes diodu a kondenzátor C. Z uvedeného principu je jasné, že měnič v tomto zapojení může na výstupu disponovat jak menším, tak i větším na napětím na výstupu než je napětí U_{in} v závislosti na hodnotách kapacity, indukčnosti a dob T_a a T_b.



Obrázek 9: Schéma zapojení BUCK-BOOST

4.5.2 Regulace v primáru/sekundáru

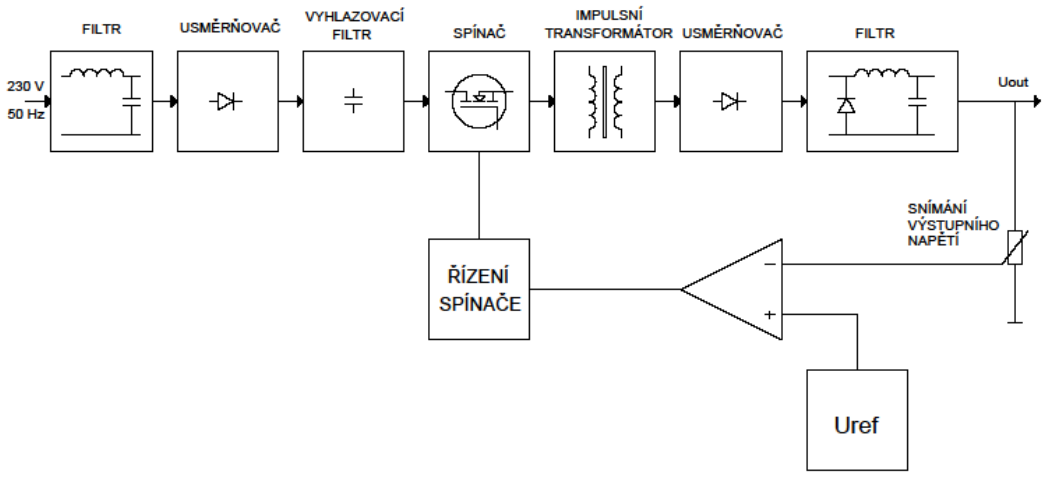
V případě, že je v konstrukci použit síťový transformátor, jedná o tzv. zdroje s řízením v sekundáru. Vstupní napětí je nejprve upraveno síťovým transformátorem na požadovanou hodnotu a poté je napětí usměrněno a vyfiltrováno. Následuje opětovné převedení na střídavý obdélníkový tvar s vysokou frekvencí pomocí spínače a poté je opět usměrněno. Nevýhodou je značná velikost a hmotnost tohoto transformátoru. Naopak výhodou je účinná regulace a možnost použití pouze nízkonapěťových spínačů. Dále pak transformátor zabraňuje pronikání rušení do sítě a zajišťuje galvanické oddělení.



Obrázek 10: Schéma řízení v sekundáru

Převzato z [1] a upraveno

Druhým používaným konceptem zapojení je tzv. řízení v primáru, kde je namísto síťového transformátoru použit pouze impulsový transformátor – Obrázek 11. Vstupní síťové napětí je nejprve vyfiltrováno a usměrněno. Poté je pomocí vysokofrekvenčních spínačů převedeno na střídavý tvar s obdélníkovým průběhem a frekvencí obvykle v řádech desítek až stovek kHz. Transformace velikosti napětí probíhá na impulsovém transformátoru. Poté je nutno průběh opět usměrnit a filtrovat. Vzhledem k vysokým kmitočtům nejsou na výstupní filtr kladeny vysoké požadavky. Výhodou tohoto zapojení je účinnost, úsporné rozměry impulsového transformátoru a tedy i rozměry celého zdroje. Nevýhodou je nutnost použití vysokonapěťových spínacích tranzistorů a dále pak nutnost filtrace rušení ze zdroje do sítě.



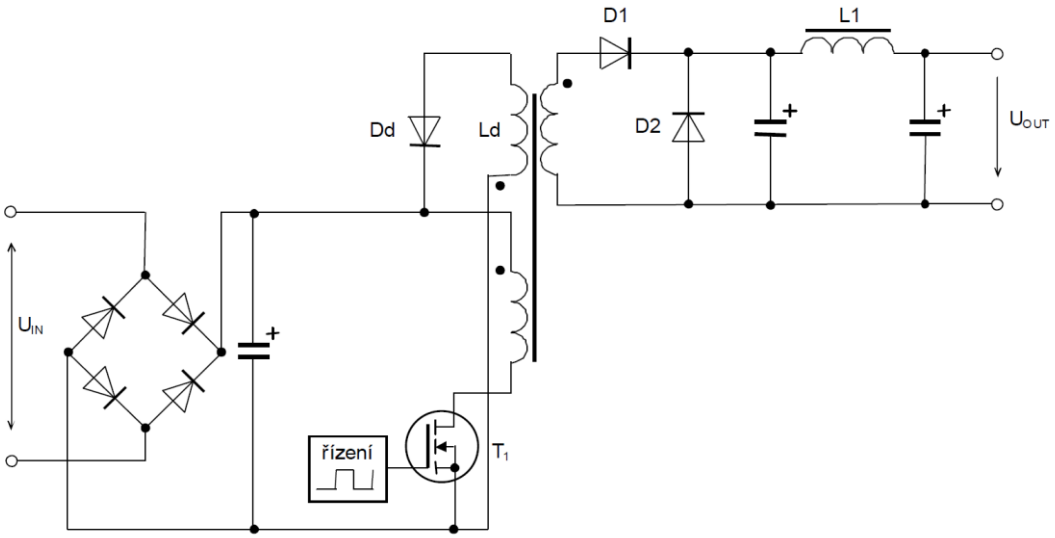
Obrázek 11: Schéma řízení v primáru

Převzato z [1] a upraveno

4.5.3 Propustné/akumulační zapojení

Rozdělení spínaných zdrojů s indukčnostmi na propustné a akumulační vychází z různé koncepce přenosu energie ze vstupu na výstup. Tyto zapojení lze opět popsat dvěma pracovními intervaly.

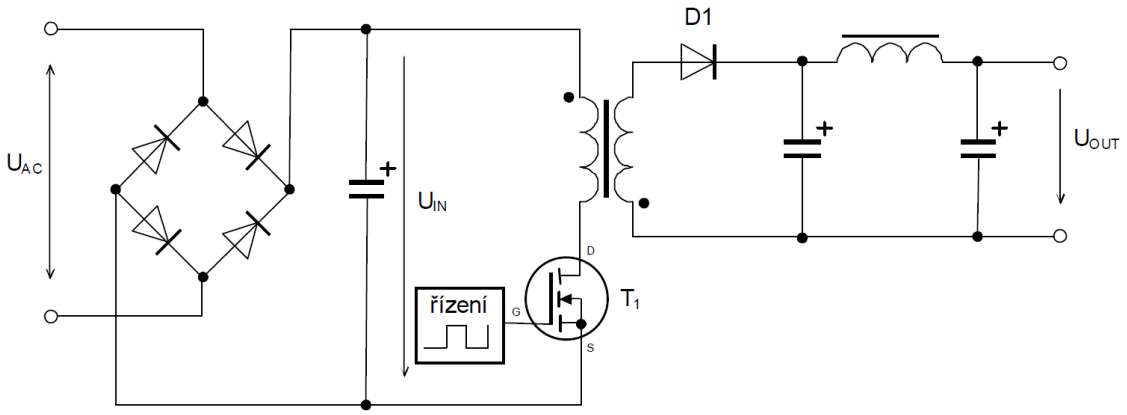
Propustné zapojení, nazývané také jako Forward, je charakteristické přímým přenosem energie přes transformátor. V prvním intervalu, kdy je sepnut spínač, prochází proud primárním vinutím transformátoru. Vzhledem k souhlasnému smyslu sekundárního vinutí a propustné polarizaci diody teče proud zároveň i sekundárním vinutím. V druhém intervalu, kdy je spínač rozepnut se indukuje napětí na indukčnosti L_1 a proud teče do zátěže přes diodu D_2. Zároveň se indukuje i napětí na vinutí L_d a proud protéká diodou D_d. Vinutí L_d je nutné použít pro eliminaci problému se stejnosměrným sycením jádra. Obrázek 12 ukazuje schéma zjednodušeného zapojení.



Obrázek 12: Schéma propustného zapojení

Převzato z [3] a upraveno

Akumulační zapojení je charakteristické opačnou polaritou sekundárního vinutí, jak ukazuje Obrázek 13. V prvním intervalu, kdy teče proud primárním vinutím, je dioda D_1 polarizována tak, aby sekundárním vinutím proud neprotékal. Energie je ukládána do magnetického pole transformátoru. Když po rozepnutí spínače proud primárním vinutím klesá k nule, začíná protékat proud sekundárním vinutím pře diodu D_1 do zátěže. V tomto zapojení je nutné použít jádro transformátoru se vzduchovou mezerou pro lepší akumulační schopnosti. Tato topologie je vhodná pro zdroje do maximálního výkonu zhruba 100 W.

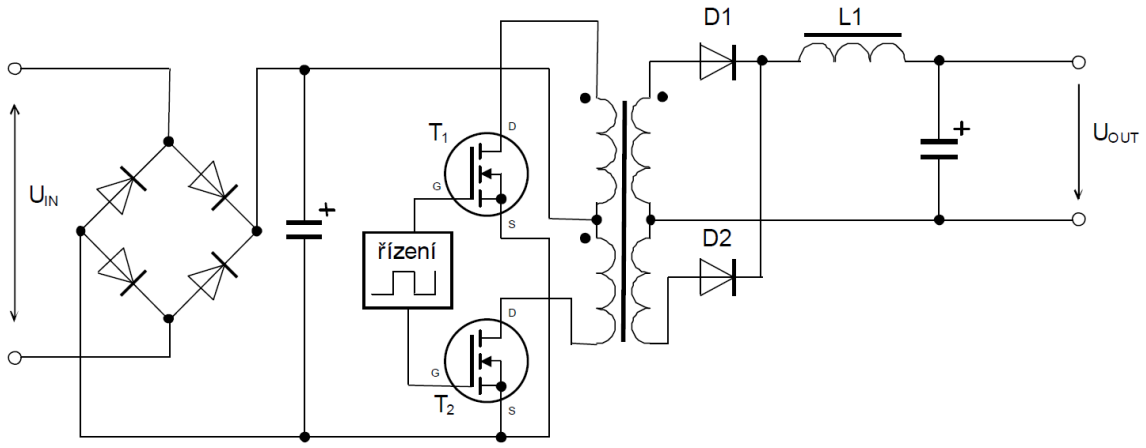


Obrázek 13: Akumulační zapojení

Převzato z [3] a upraveno

4.5.4 Dvojčinná zapojení PUSH-PULL

Toto zapojení pracuje se dvěma symetrickými polovinami primárního vinutí. Ke každému z těchto vinutí náleží jeden spínač. Spínače se ve své činnosti periodicky střídají a to tak, že když je první sepnut, druhý je rozepnut a naopak. Je potřeba důsledně dodržet, aby doby sepnutí byly stejně dlouhé a nepřekrývaly se. Doba jedné periody pracovního cyklu je konstantní. Na výstupu lze s výhodou použít dvoucestné usměrnění. Spínací prvky v tomto zapojení je nutné dimenzovat na dvojnásobek vstupního napětí. Účinnost této topologie se pohybuje okolo 80% a je vhodná do výkonu zhruba 250 W. Často se používá ve zdrojích pro PC.



Obrázek 14: PUSH-PULL

Převzato z [3]a upraveno

4.5.5 Můstková zapojení

Mezi můstková zapojení lze zařadit tzv. polomost a plný most. Zapojení polomostu vychází z předchozího zapojení PUSH-PULL a existuje v celé řadě různých modifikací. Obvykle využívá dvou budících tranzistorů a dvou kondenzátorů na primární straně.

Často se využívá varianta se dvěma tranzistory, kde každý budí jedno vinutí. Jsou zde dva kondenzátory s vysokou kapacitou, ze kterých je hrazena část proudu, který by jinak musel přicházet ze vstupního napájení. Oba tranzistory jsou opět buzeny stejně jako u zapojení PUSH-PULL, tedy v protifázi.

Topologie plného mostu operuje se čtyřmi tranzistory. Používá se pro vyšší výstupní výkony v případě, kdy již není proud dodávaný kondenzátory v zapojení polomostu dostačující a je potřeba jej plně hradit ze vstupu. Spínají vždy dva tranzistory současně. Plný most patří již mezi obvodově složitá zapojení. Podrobnější popis zapojení je již nad rámec této práce, lze jej nalézt např. v [1].

5 Návrh koncepce

V této části jsou diskutována možná řešení, jejich výhody a nevýhody a důvody vedoucí k výběru výsledné koncepce zapojení. K prověření funkčnosti obvodového zapojení je nejprve vhodné použít simulační program. Vzhledem k tomu, že simulace není schopna zohlednit všechny reálné vlivy, bude nutná fyzická realizace výrobku, či jeho jednotlivých částí pro doladění a odstranění nedostatků.

5.1 Zadání

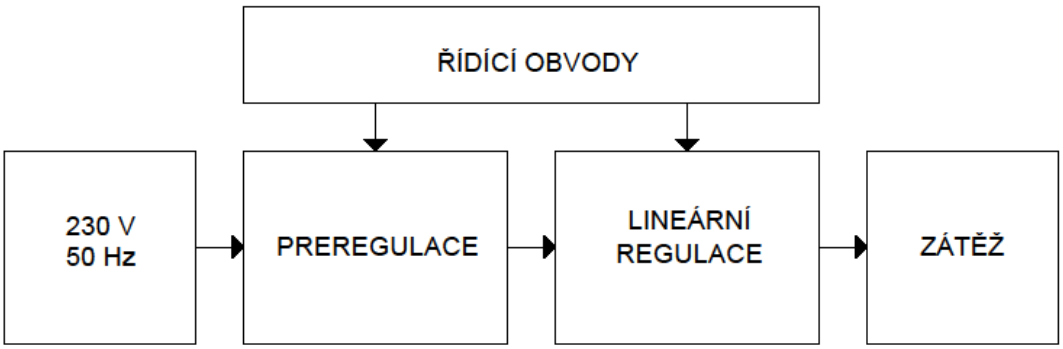
Cílem práce je navrhnout a sestavit laboratorní zdroj. Výsledkem je kompletní obvodové schéma, realizace funkčního prototypu a celková dokumentace. Požadované parametry nejsou zcela přesně zadané, nicméně se očekává nastavitelné napětí zhruba do 30 V a dodávaný proud cca 3 A. Zdroj má tedy dodat přibližně 100 W výstupního výkonu. Napájení bude realizováno ze sítě (230 V 50 Hz) jehož přípustné kolísání je stanovené normou na ±10 %. Požadavky shrnuje přehledně Tabulka 2.

Parametr	Hodnota
max. výkon	100 W
max. výstupní napětí	30 V
max. výstupní proud	3 A
vstupní napětí	(205–255) V

Tabulka 2: Parametry navrhovaného zdroje

Ideové schéma zapojení ukazuje Obrázek 15. Od bloku preregulace se očekává usměrnění a úprava velikosti vstupního síťového napětí na hodnoty vhodné k dalšímu zpracování blokem lineární regulace. Zde se nabízí mnoho možných konceptuálně rozdílných řešení, která jsou diskutovány níže. Ke koncové regulaci bude použita lineární regulační smyčka převzatá z [4], jejíž koncepce se osvědčila. Řízení zdroje primárně počítá s použitím klasických potenciometrů, nicméně celkový návrh bude pojat tak, aby byl snadný přechod

na řízení digitální. Tyto možnosti budou zváženy pouze teoreticky. Poslední částí práce bude návrh DPS pro jednotlivé bloky, jejich výroba a doladění případných nedostatků.



Obrázek 15: Blokové schéma zapojení

5.2 Možnosti řešení

Návrh jednotlivých bloků probíhal samostatně s ohledem na jejich finální sloučení v jeden funkční celek. Koncepce počítá se síťovým napájením, blokem preregulace a konečně s blokem lineární regulace na výstupu.

Blok preregulace má za cíl snížit a usměrnit vstupní napětí na vhodnou hodnotu pro regulační smyčku. Je nutné, aby pracoval v součinnosti s touto smyčkou. Preregulační blok musí dodávat na svůj výstup napětí o něco málo větší než požadované výstupní napětí. Důvodem je omezení ztrátového výkonu na regulační smyčce, jelikož by vznikal velký problém s chlazením výkonového tranzistoru. V případě, že by preregulace nepracovala v součinnosti s regulační smyčkou, došlo by také k celkovému snížení účinnosti zdroje jako celku.

Pro realizaci preregulace se nabízí několik možností. První možností je použití síťového transformátoru, který bude disponovat několika odbočkami na sekundárním vinutí. Podle nastavené hodnoty výstupního napětí by se volila vždy vhodná odbočka. Vzhledem k zadanému rozsahu napětí by musel síťový transformátor disponovat relativně velkým počtem odboček, aby pro každé nastavené výstupní napětí při průtoku maximálního proudu vznikal vždy jen přijatelně velký ztrátový výkon na regulační smyčce. Tento relativně velký

výkon by bylo nutné uchladit. Problémem by také byla dostupnost takového transformátoru, jelikož v této konfiguraci není běžně dostupný a byla by nutná jeho zakázková výroba. Dále zde vyvstává problém s vhodnou volbou přepínacího mechanismu. Bylo by nutné navrhnout přepínací sytém obsahující polovodičové prvky či klasická mechanická relé.

Další variantou je použití síťového transformátoru s pevným výstupním napětím a zařazení snižujícího spínaného zdroje, který bude upravovat hodnotu napětí tak, aby byla přijatelná pro finální regulaci. Odpadá zde problém s přepínáním, avšak bylo by nutné se zde vyrovnat se složitějším obvodovým zapojením a vznikem rušení produkovaného spínaným zdrojem. Tyto dvě možnosti jsou již diskutovány v práci [4].

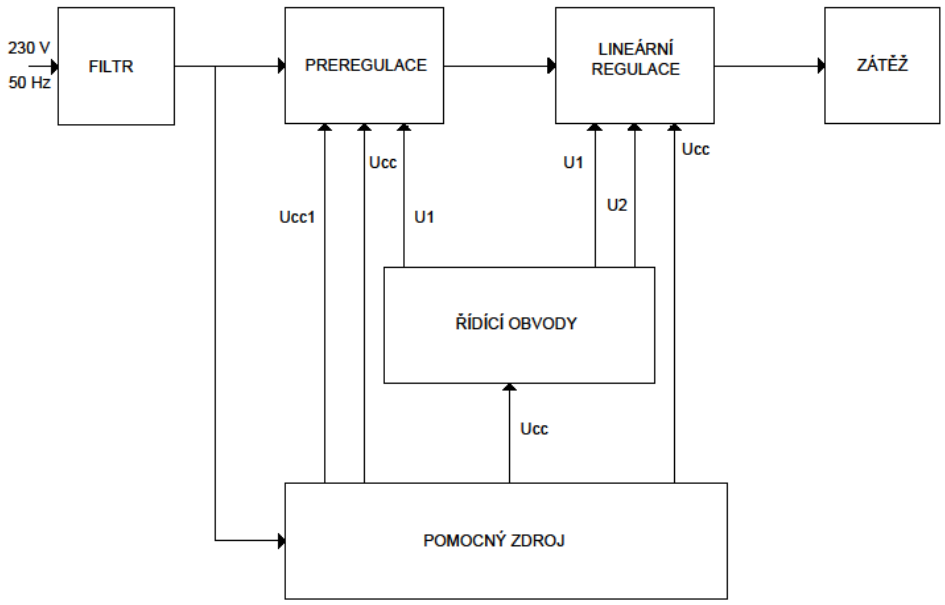
Další nabízenou možností je použití koncepce řízení v primáru. Toto řešení počítá s použitím pouze impulzového transformátoru namísto síťového transformátoru. Síťové napětí by bylo nutné nejprve usměrnit, poté jeho průběh změnit na střídavý obdélníkový a provést snížení hodnoty na impulsním transformátoru. Výhodou by měla být prostorová úspornost celého řešení a menší náročnost na počet použitých součástek, tudíž i snížení celkové ceny. Zde je také potřeba provést rozhodnutí o obvodové koncepci. Lze použít jak akumulační tak i propustné zapojení. Vzhledem k dodávanému výkonu jen lehce překračující 100 W se zdá být akumulační koncepce přijatelnější a to i z důvodů jednodušší konstrukce, zejména transformátoru. Postačující je pouze jedno primární a jedno sekundární vinutí. Nevýhodou je naopak nutnost pracovat ve větší části obvodů se síťovým napětí a tedy větší bezpečnostní riziko. Pro toto řešení jsem se rozhodl z důvodů výše uvedených výhod a také kvůli nutnosti vymezení vůči práci [4] jak z hlediska ceny celkového zapojení tak i koncepčních důvodů.

Obvodový návrh lineárního regulačního bloku je již ve velké míře vyřešen, jelikož s ním tato práce počítá již od svého zadání, tudíž na něm nejsou nutné žádné konceptuální úpravy. Bude potřeba pouze malé přizpůsobení s ohledem na použité řídící obvody.

5.3 Obvodová koncepce

K realizaci preregulace byla zvolena koncepce akumulačního měniče s řízením v primáru a jednocestným usměrňovačem na výstupu. Pro řízení tohoto měniče bude použit IO UC3845 od firmy Texas Instruments. Následně bude přesná regulace provedena za pomoci lineární smyčky. Vzhledem k tomu, že může být požadováno nízké napětí na výstupu, je nutno do koncepce zařadit ještě pomocný zdroj pro napájení řídících obvodů. Bez použití

pomocného zdroje by bylo napájení řídících obvodů pro výstupní napětí menší než přibližně 5 V problematické. Pro takto malá výstupní napětí by např. další vinutí na transformátoru neplnilo svoji funkci spolehlivě. Pomocný napájecí zdroj bude realizován integrovaným obvodem TNY268PN od firmy Power Intergations, který nabízí jedno z nejjednodušších možných řešení spínaných zdrojů do cca 20W. Nastavení výstupního napětí a proudového omezení bude probíhat za pomoci napěťových signálů U_1 a U_2. Tyto signály budou tvořeny pomocí potenciometrů z napětí pomocného zdroje U_{cc}. Napětím U_{cc} budou také napájeny operační zesilovače na sekundární straně. Aby bylo zajištěno galvanické oddělení, bude nutné, aby pomocný zdroj disponoval ještě jedním odděleným výstupním napětím U_{cc1}, které poslouží k napájení obvodu UC3845 na primární straně. Vzájemné propojení jednotlivých bloků ukazuje Obrázek 16.



Obrázek 16: Blokové schéma zapojení

5.4 Popis funkce a dimenzování jednotlivých částí

Tato část práce popisuje výběr jednotlivých součástí zdroje. Dále jsou zde uvedeny výpočty nutné k určení parametrů.

5.4.1 Vstupní filtr a usměrňovač

Filtrace impulsního rušení je nedílnou součástí každého návrhu spínaného zdroje. Aby nedocházelo k vzájemnému ovlivňování elektronických zařízení, je potřeba toto rušení korigovat dle norem EMC.

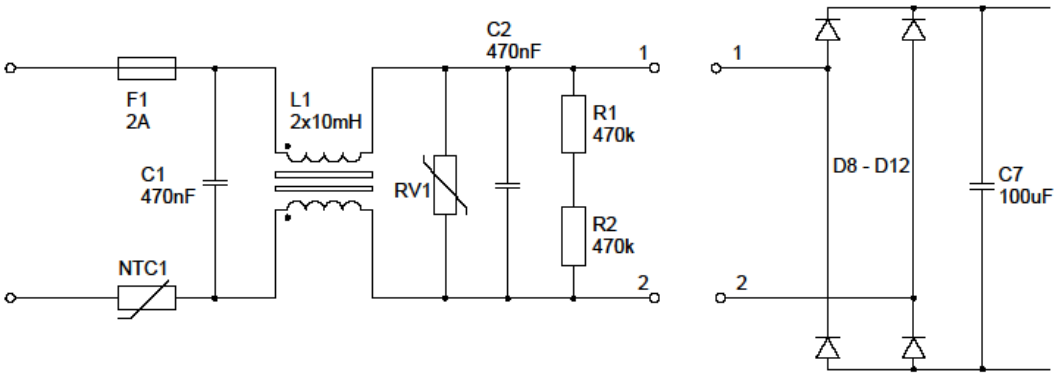
Pro správné určení parametrů součástek vstupního filtru je potřeba znalost výkonu a maximálního proudu vstupními svorkami zdroje. Výstupní výkon je složen z výkonu preregulačního měniče (105 W) a pomocného zdroje (5 W). Předpokládáme účinnost zdroje 80 % a účiník 70 %. Zdánlivý výkon určíme ze vztahu:

$$S = \frac{P_{out}}{\gamma \cdot \lambda} = \frac{110}{0{,}8 \cdot 0{,}7} = 196\ \text{W}. \tag{1}$$

Dále předpokládáme minimální vstupní napětí 200 V. Pro vstupní proud platí:

$$I_{in} = \frac{S}{U_{AC\ min}} = \frac{200}{200} = 1\ \text{A}\,. \tag{2}$$

Maximální proud vstupními svorkami je tedy 1 A. Pojistku F1 volíme s rezervou zhruba na 1,5–2 násobek vypočtené hodnoty, aby byla poskytnuta dostatečná rezerva pro nárazový proud při připojení měniče k síťovému napětí.



Obrázek 17: Vstupní filtr a usměrňovací můstek

Pro potlačení symetrického rušení je do filtru zařazena indukčnost L1 vinutá na společném jádře. Dále jsou zde zařazeny kondenzátory C1 a C2 volené z bezpečnostní třídy X2.

Hodnoty součástek jsou zvoleny standardně podle [5]: indukčnost tlumivky L = 2 x 10mH a kapacita 470 nF. Pro ochranu proti přepěťovým pulzů přicházejících ze sítě je použit ochranný varistor RV1. Při nárůstu napětí nad určitou mez značně klesne jeho vnitřní odpor a začne jím protékat proud. Hodnota jmenovitého napětí byla zvolena 275 V. Pro omezení proudových nárazů při připojení zdroje do sítě je použit termistor se zápornou charakteristikou. Před zapnutím zdroje má nejmenší teplotu. Procházející proud způsobí postupný růst teploty a pokles vnitřního odporu. Rezistory R1 a R2 zajišťují vybití kondenzátorů po odpojení zdroje ze sítě. Byly vybrány hodnoty 470 kΩ a to tak, aby časová konstanta vybití kondenzátorů byla menší než 1 s.

Pro usměrnění byl vybrán integrovaný diodový můstek VSIB680. Obsahuje čtyři diody se závěrným napětím 800 V a dostatečnou proudovou zatížitelností 6 A. Dvojnásobná hodnota proti vypočtené se již považuje za dostatečnou. Úbytek napětí na diodě v propustném směru je 1,1 V, celkový úbytek na můstku je tedy dvojnásobkem této hodnoty. Za můstkem jsou zařazeny elektrolytické filtrační kondenzátory, které se nabíjí na hodnotu usměrněného síťového napětí:

$$U = \sqrt{2} \cdot U_{AC} \,. \tag{3}$$

V rámci přípustného kolísání bude toto napětí nabývat hodnot (300–360) V. Výpočet kapacity probíhal dle [6]. Energie dodávaná z filtračních kondenzátorů je:

$$E_C = \frac{P_{out}}{2 \cdot f \cdot \gamma} = \frac{110}{2 \cdot 50 \cdot 0{,}8} = 1{,}375 \text{ Ws} \,. \tag{4}$$

Pro kapacitu kondenzátoru platí:

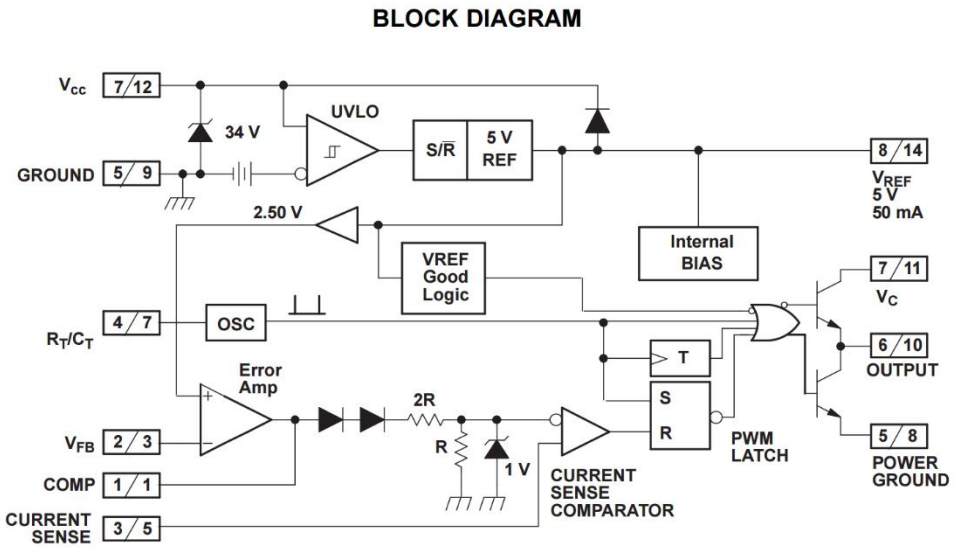
$$C = \frac{4 \cdot E_C}{U_{min}^2 - (0{,}85 \cdot U_{min})^2} = \frac{4 \cdot 1{,}375}{300^2 - (0{,}85 \cdot 300)^2} = 217 \text{ µF} \tag{5}$$

Zde plně vyhoví dva elektrolytické kondenzátory zapojené paralelně o kapacitě 100 µF.

5.4.2 Obvod UC3845 a jeho zapojení

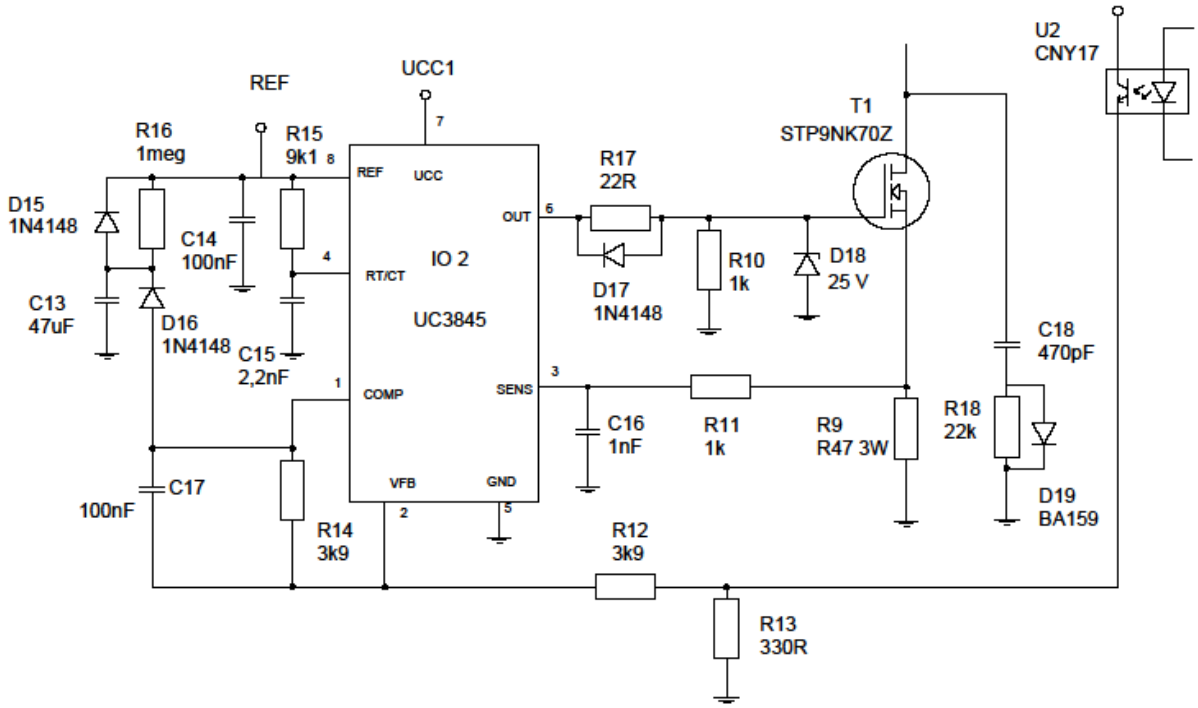
Pro řízení zdroje byl zvolen integrovaný obvod UC3845 od firmy Texas Instruments. Tento obvod podporuje celou řadu různých zapojení s použitím minimálního počtu externích

součástek. Blokové schéma ukazuje Obrázek 18. Obvod využívá k řízení spínače PWM modulaci o maximální frekvenci až 500 kHz. Maximální střída je pro tento typ omezena na D_{max} = 0,5. Obvod disponuje vnitřním referenčním napětím o hodnotě 2,5 V, které je porovnáváno se zpětnovazebním napětím přivedeným na svorku 2. Chybový zesilovač vyhodnotí tuto odchylku a v závislosti na velikosti této odchylky dojde ke změně střídy na výstupu 6. Pomocí tohoto výstupu je řízen externí tranzistor. Obvod je schopen pracovat s napájecím napětím v rozsahu 8,4–30 V a disponuje funkcí Under-Voltage Lockout. Kmitočet vnitřního oscilátoru je určen hodnotami rezistoru a kondenzátoru připojených mezi svorky referenčního napětí (5 V), svorku 4 a zemnící svorku 5. Svorka 3 slouží k omezení maximálního proudu protékajícího tranzistorem a slouží tak k jeho ochraně. Přivedením nulového potenciálu na tuto svorku lze dosáhnout dočasného zablokování výstupních impulsů.



Obrázek 18: Blokové schéma IO UC3845

Zapojení obvodu ukazuje Obrázek 19. Obvod je napájen z pomocného zdroje 14 V. Frekvence vnitřního oscilátoru je přibližně nastavena pomocí kondenzátoru C15 2,2 nF a rezistoru R15 9,1 kΩ na 80 kHz dle grafu přiloženého výrobcem. Kondenzátor C13, diody D15, D16 a rezistor R16 připojené k vývodu 1 zajišťují funkci Soft-Start. V momentě, kdy je zdroj připojen k síti, je svorka 1 uzemněna přes kondenzátor až do doby jeho nabití, čímž je dosaženo pozvolného nárůstu výkonu. Dioda D15 slouží k rychlému vybití kondenzátoru po odpojení napájecího napětí.



Obrázek 19: Zapojení řídícího obvodu

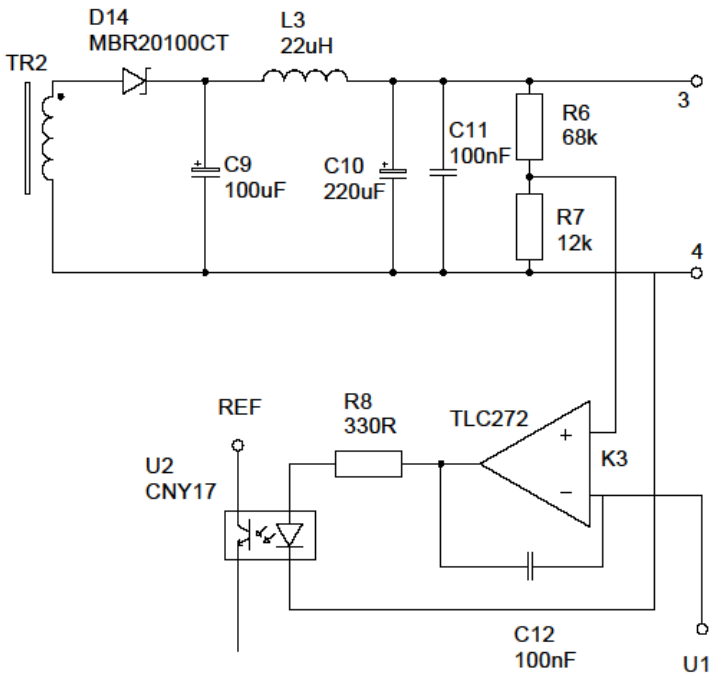
Jako výkonový spínací prvek byl zvolen tranzistor STP9NK70Z. Tento tranzistor by měl být dimenzován na závěrné napětí $U_{DS} = U_{in\,max} + n \cdot U_{out\,max} = 360 + 8 \cdot 35 = 640$ V. Vybraný tranzistor typu MOSFET s indukovaným n-kanálem s maximálním možným napětím U_{DS} = 700 V a proudem I_D = 7,5 A tento požadavek splňuje. Gate tohoto tranzistoru je ovládán z výstupní svorky 6. Rezistor R17 o hodnotě 22 Ω slouží ke zmírnění proudového namáhání výstupní svorky při nabíjení parazitní kapacity C_{GS}. Paralelně připojená dioda D17 slouží naopak k jejímu rychlému vybíjení a zrychlení uzavření tranzistoru. Vzhledem k maximálnímu možnému napětí spínacího tranzistoru U_{GS} = 30 V je v zapojení použita ochranná zenerova dioda D18 na napětí 25 V. Na výkonovém rezistoru R9 je snímán proud protékající tranzistorem. Velikost odporu volíme tak, aby proud nepřesáhl cca 2 A. Vzhledem k tomu, že je hodnota sejmutého napětí porovnávána s vnitřní hodnotou napětí 1 V, platí vtah:

$$I_{Smax} = \frac{1}{R_S}. \tag{6}$$

R_S volíme tedy 0,47 R a 3 W. K odfiltrování překmitů je zde použit RC článek složený z kondenzátoru C16 a rezistoru R11. Zpětná vazba je realizována přes optočlen U2 sloužící zároveň jako galvanické oddělení. Optočlen je připojen na referenční zdroj napětí (5 V 50 mA).

5.4.3 Zpětná vazba

Napětí na výstupu preregulátoru je snímáno odporovým děličem tvořeným rezistory R6 a R7 a to tak, aby při maximálním výstupním napětí 35 V bylo na neinvertující vstup komparátoru přivedeno 5 V. Na invertující vstup je přivedeno řídící napětí také v rozsahu (0–5) V. Toto napětí je porovnáváno s napětím sejmutým na výstupu. V případě, že je řídící napětí menší než napětí sejmuté na výstupu, komparátor se překlopí a na jeho výstupu se objeví kladné napájecí napětí, fotodiodou začne protékat proud a otevírá se fototranzistor, což následně způsobí zvětšení střídy řídícího obvodu. V opačném případě se na výstupu komparátoru objeví nulové napětí, fotodiodou přestává téci proud, tranzistor se zavírá a dojde ke zmenšení střídy a tedy i poklesu výstupního napětí. Schéma ukazuje obrázek Obrázek 20.



Obrázek 20: Zpětná vazba preregulátoru

5.4.4 Impulsní transformátor

Návrh transformátoru probíhal dle postupu uvedeného v [6]. Výpočty byly prováděny s modifikací pro krajní hodnoty výstupního napětí. Jelikož je potřeba, aby na vstupu lineární regulační smyčky bylo napětí o cca 5 V, výpočet probíhal pro mezní hodnoty 5 V a 35 V. Výsledný návrh musí být takový, aby byl měnič schopen pracovat v celém rozsahu zadaného napětí.

Spínací kmitočet předpokládáme 80 kHz. Tlumivka má pracovat na hranici nepřerušovaného režimu. Ideální podmínka převodu napětí je

$$U_{out} = \frac{1}{n}\, U_{in} \frac{\delta}{1 - \delta}, \tag{7}$$

kde δ značí střídu, n poměr počtu závitů primárního a sekundárního vinutí, U_{out} napětí na výstupu a U_{in} napětí na vstupu. Dále se předpokládá, že kondenzátory na vstupu při maximálním proudu nepřipustí větší zvlnění napětí než 15 %. Vzhledem k předpokládanému úbytku na diodovém můstku cca 2 V je špičkové minimální vstupní napětí rovno

$$U_{in\,min} = 300 - 300 \cdot 0{,}15 - 2 = 253 \text{ V} \tag{8}$$

Stejným způsobem určíme maximální napětí:

$$U_{in\,max} = 360 - 2 = 358 \text{ V} \tag{9}$$

Dosazením do přenosové rovnice pro krajní možnosti napětí dostáváme:

$$n \cdot 5{,}5 \cdot (1 - \delta_{min}) = 358 \cdot \delta_{min} \tag{10}$$

$$n \cdot 35{,}5 \cdot (1 - \delta_{max}) = 253 \cdot \delta_{max} \tag{11}$$

U_{out} je zde součtem výstupního napětí a úbytku na diodě při jednocestném usměrnění. Při volbě δ_{max} = 0,5 lze jednoznačně určit δ_{min} = 0,099 a n = 7,12. Úpravou n na hodnotu 7, δ_{min} klesne na 0,097. Pro hranici nepřerušovaného režimu platí:

$$I_o = \frac{I_{s\,max}}{2}\,(1 - \delta_{min}) \qquad a \qquad \Delta I_S = I_{s\,max} \tag{12}$$

Pro I_0 = 3 A a δ_{min} = 0,097 je Is_{max} = 6,65 A pro sekundár, pro primár ΔI_p = 0,95 A. Dále je potřeba určit hodnotu indukčnosti tlumivky pro krajní hodnoty napájecího napětí a střídy:

$$L_p = \frac{U_{in\,max}\,\delta_{min}T}{\Delta I_p} = \frac{358 \cdot 0{,}097}{0{,}95 \cdot 80 \cdot 10^3} = 457\ \mu\text{H} \tag{13}$$

$$L_s = \frac{456 \cdot 10^{-6}}{7^2} = 93\ \mu\text{H} \tag{14}$$

$$L_p = \frac{U_{1min}\,\delta_{max}T}{\Delta I_1} = \frac{253 \cdot 0{,}5}{0{,}95 \cdot 80 \cdot 10^3} = 1664\ \mu\text{H} \tag{15}$$

Je nutné použít vyšší hodnotu, aby nebyla překročena mezní hodnota ΔI_1. Dále je potřeba zjistit mezní hodnoty proudů tlumivkou pro obě krajní hodnoty střídy:

$$\Delta I_p = \frac{358 \cdot 0{,}097}{1664 \cdot\ 10^{-6} \cdot 80 \cdot 10^3} = 0{,}26\ \text{A}\,. \tag{16}$$

Tomu odpovídá ΔI_s = 0,26 · 7 = 1,8 A.

$$I_o T = \frac{I_{s\,max} + I_{s\,min}}{2}\,(1 - \delta)T \tag{17}$$

$$\Delta I_s = I_{s\,max} - I_{s\,min} \tag{18}$$

$$3 = \frac{I_{s\,max} + I_{s\,min}}{2}\,(1 - 0{,}097) \qquad 3 = \frac{I_{s\,max} + I_{s\,min}}{2}\,(1 - 0{,}5) \tag{19}$$

$$1{,}8 = I_{s\,max} - I_{s\,min} \tag{20}$$

$$I_{s\,max} = 4{,}2\ \text{A} \qquad I_{s\,max} = 6{,}9\ \text{A} \tag{21}$$

Průměry vodičů se vypočítají z efektivních hodnot proudů. Nejnepříznivější efektivní hodnota v sekundárním vinutí je 1,9 A. Pro primární vinutí odpovídá hodnota 1,9/7 = 0,27 A. Při uvažované proudové hustotě 4 A/mm^2 těmto proudům odpovídají vodiče o průměrech 0,77 mm a 0,29 mm.

Na základě pracovní frekvence 80 kHz a přenášeném výkonu 105 W bylo vybráno jádro N87. Vzhledem k použité koncepci akumulačního zapojení je potřeba použít jádro se vzduchovou mezerou. Zde byla zvolena mezera 0,5 mm po celém obvodu jádra. Pro tuto hodnotu disponuje jádro součinitelem indukčnosti A_L = 145 nH. Při 100 kHz a 200 mT má ztrátový výkon 100 mW/g.

Pro určení rozměrů jádra se vychází z následujících nerovností:

$$\frac{B_S}{2} > \mu_o \mu_e \frac{N_s I_{Lmax}}{l_e} \qquad \frac{B_S}{2} > \frac{L_s I_{Lmax}}{N_s S_e}, \tag{22}$$

kde l_e je ekvivalentní délka magnetické siločáry, B_S je magnetická indukce nasycení a S_e ekvivalentní průřez jádra. Za N_s dosadíme

$$N_s = \frac{S_v \, a_v}{2 \, d_2^2}, \tag{23}$$

kde S_v je průřez pro vinutí, který je pro E jádra přibližně roven S_e, d je průměr vodiče a a_v je činitel vinutí. Činitel vinutí udává poměr prakticky navinutých závitů k teoretickému předpokladu. Je definován takto:

$$a_v = p \frac{d^2}{d_i^2}, \tag{24}$$

kde d je čistý průměr vodiče, d_i vnější průměr vodiče a p činitel přesnosti vinutí (obvykle 0,85).

Dosazením do nerovnosti dostáváme

$$0{,}2 > \frac{93 \cdot 10^{-6} \cdot 6{,}9 \cdot 2 \cdot 0{,}77 \cdot 10^{-6}}{0{,}81 \cdot S_e^2} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{S_e^2}. \tag{25}$$

Odtud plyne

$$S_e > \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-9}}{0{,}2}} = 70 \cdot 10^{-6}\,. \tag{26}$$

Tomuto průřezu je blízký rozměr označený E32 (S_e = 83 mm^2).

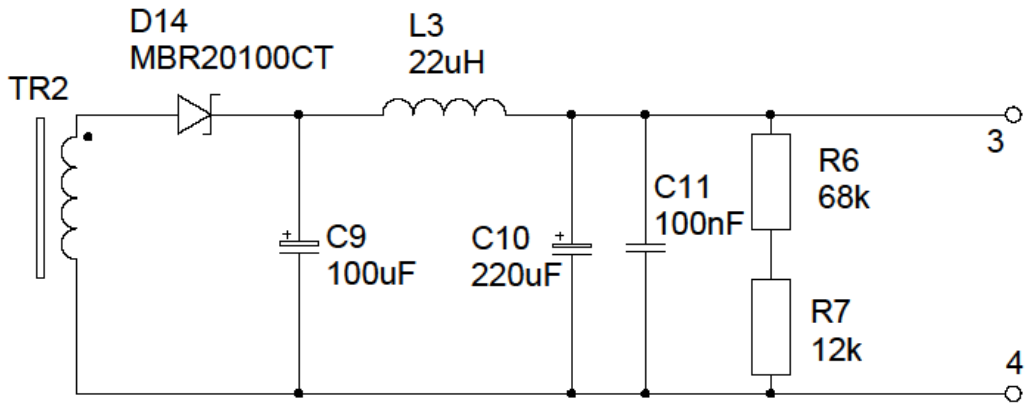
Pro určení počtu závitů sekundárního vinutí použijeme vztah

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_s l_e}{\mu_o \mu_e S_e}} = \sqrt{\frac{93 \cdot\ 10^{-6} \cdot 74 \cdot 10^{-3}}{1{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot \mu_e \cdot\ 83 \cdot 10^{-6}}}\,. \tag{27}$$

Hodnota μ_e pro jádro N87 se vzduchovou mezerou je 100 Hm^{-1}. Dosazením do předchozí rovnice dostáváme výsledek 25,9 závitů. Tuto hodnotu je nutné upravit na 30. Počet závitů primárního vinutí vychází 30 · 7 = 210.

5.4.5 Výstupní usměrnění a filtrace

Schéma usměrnění a filtrace spínaného prereguolátoru je uvedeno na Obrázek 21. K jednocestnému usměrnění je použita dvojitá Schottkyho dioda MBR20100CT s úbytkem na napětí v propustném směru U_f = 0,85 V a dostatečnou proudovou rezervou. K potlačení zvlnění výstupního napětí slouží LC filtr.



Obrázek 21: Usměrnění a filtrace

Kondenzátor C9 slouží ke snížení zvlnění usměrněného napětí. Filtr je tvořen kondenzátory C10, C11 a tlumivkou L3. Při volbě kondenzátorů je potřeba brát zřetel na hodnotu ESR, tak aby nebyla větší než cca 0,25 Ω.

Pro výpočet byl použit postup uvedený v [6]. Nejprve je potřeba definovat činitel vyhlazení $q = U_1/U_Z$. Předpokládáme $\omega L \gg R_Z \gg 1/\omega C$, kde $R_Z = 10\ \Omega$ je odpor zátěže při maximálním výkonu.

$$q = \frac{Z_L + Z_C}{Z_C} = \omega^2 \cdot LC - 1 \tag{28}$$

Rezonanční kmitočet je:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{29}$$

Dále uvažujeme spínací kmitočet $f_{sp} = 80$ kHz, $q = 20$ a $1/\omega C = 0{,}1$. Po úpravách můžeme pro rezonanční kmitočet psát:

$$f_r = \frac{f_{sp}}{\sqrt{q+1}} = \frac{80 \cdot 10^3}{\sqrt{20+1}} = 17{,}5\ \text{kHz}, \tag{30}$$

$$C > \frac{1}{2\pi \cdot f_{sp} \cdot \frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1} = 19\ \mu\text{F}, \tag{31}$$

$$C > \frac{1}{2\pi \cdot f_{sp} \cdot \frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1} = 19\ \mu\text{F}\,, \tag{32}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C} = 4{,}4\ \mu\text{H}\,. \tag{33}$$

Kondenzátor byl nakonec zvolen o značně větší kapacitě 220 µF, než je vypočtená hodnota. Do zapojení byl ještě zařazen keramický kondenzátor o kapacitě 100 nF pro filtraci na vyšších kmitočtech. Hodnota indukčnosti tlumivky byla zvolena 22 µH, tak aby odpovídala běžně dostupným hodnotám.

Rezistory R6 a R7 slouží ke snímání výstupního napětí a to tak aby se při maximálním napětí 35 V na výstupu, objevilo na děliči 5 V. Toho lze docílit zvolením R6 a R7 v poměru 6.

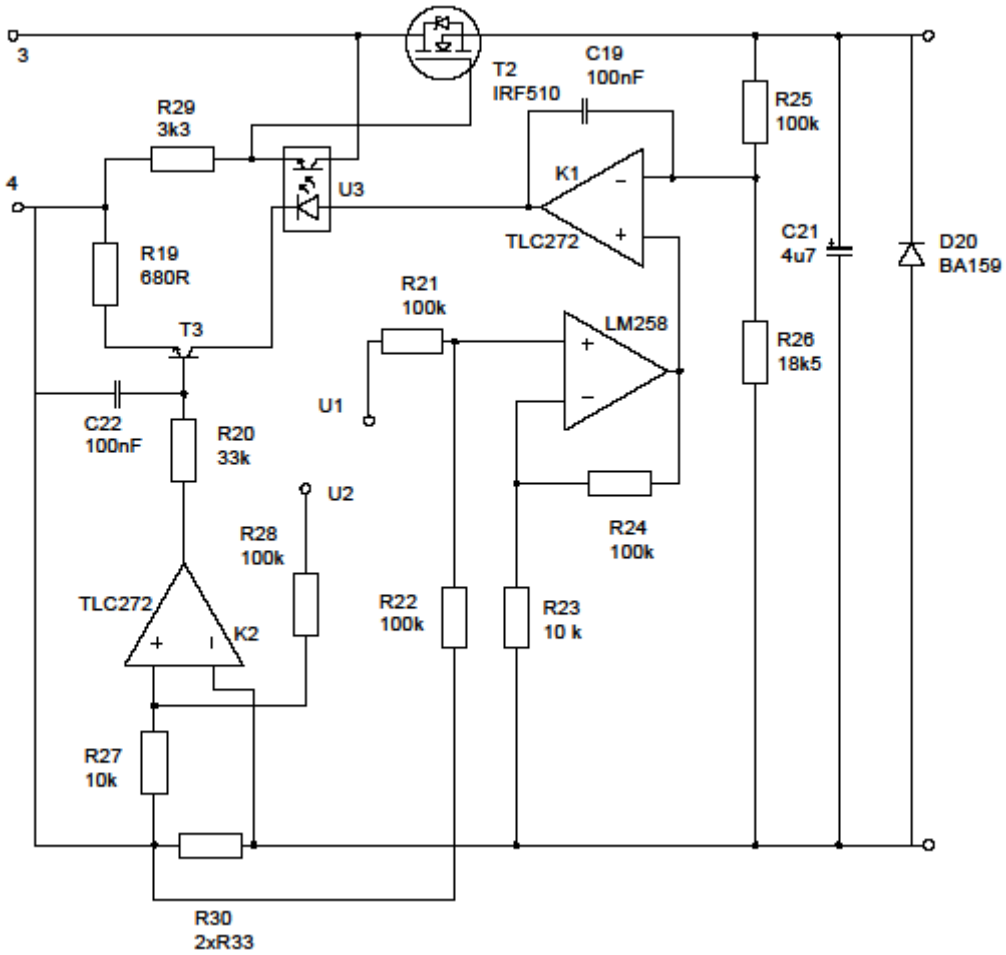
5.4.6 Lineární regulační smyčka

Tato část zapojení bude sloužit ke konečnému přesnému nastavení výstupní hodnoty napětí a proudového omezení. Princip tohoto zapojení byl již popsáno v kapitole 5.2.

Schéma je zobrazeno na obrázku. K účinné regulaci výstupního výkonu je zde použit unipolární výkonový tranzistor IRF520. Tento typ tranzistorů požaduje pouze malou hodnotu budícího proudu do báze, a proto k jeho ovládání postačuje pouze signál z optočlenu. Výstupní proud je snímán pomocí rezistoru R29, na kterém se při průchodu proudu objeví úbytek napětí. Nastavení proudového omezení je stejné jako u regulace napětí. Probíhá napěťovým signál v rozsahu (0–5) V. Vzhledem ke ztrátovému výkonu není dost dobře možné vytvořit na snímacím rezistoru úbytek napětí 5 V, proto je zde použit napěťový dělič pro úpravu vstupního řídícího signálu tvořený rezistory R27 a R28. Při průchodu maximálního proudu vzniká úbytek pouze 0,5 V, proto je nutné napěťové dělič zvolit s rezistory v poměru 1:10. Snímací rezistor R29 rozděluje vedení na dvě části s různým potenciálem. Výstupní napětí je snímáno vůči výstupní zemi, naproti tomu operační zesilovače, komparátory a příchozí napěťové řídící signály se opírají o vstupní zem „uvnitř“ obvodu. Proto je zde nutné korigovat tuto vzniklou odchylku. Příchozí signál pro řízení výstupního napětí je nejprve přiváděn do rozdílového zesilovače, který zajišťuje odečtení úbytku vznikajícím na snímacím rezistoru. K snímání proudu jsou použity dva paralelně zapojené výkonové rezistory každý o hodnotě 0,33 Ω.

Použité komparátory jsou nesymetricky napájené TLC272 od firmy Texas Instruments. Jako operační zesilovač plně vyhoví LM258. K odfiltrování rušivé složky a zabránění nutné výstup komparátoru K2 přemostit na zem kondenzátorem C19 100 nF. Tím dojde k vytvoření integračního článku a poměrně dobrému odstranění rušení. Stejné opatření bylo provedeno i u báze tranzistoru T3. Přidání kondenzátoru C22 zajišťuje stabilitu celkového zapojení.

Odpory R21–R24 o hodnotách 100 kΩ slouží k nastavení rozdílového zesilovače. Rezistory R29 a R19 nastavují maximální proudy jednotlivými větvemi obvodu.

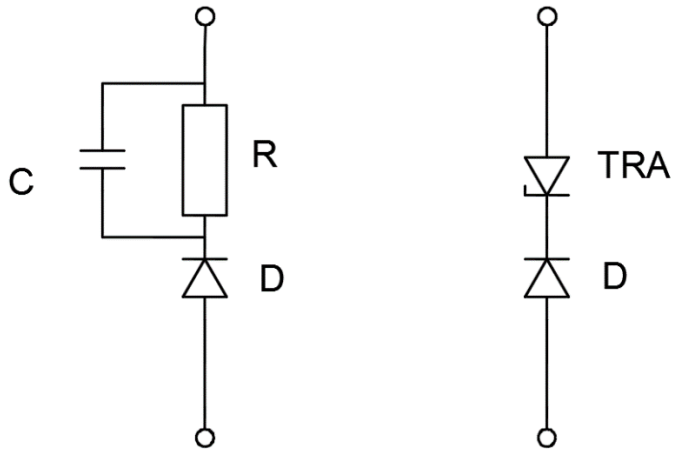


Obrázek 22: Lineární regulační smyčka

Na výstup je umístěna stabilizační kapacita o hodnotě 4,7 μF a dioda chránící zdroj proti připojení napětí opačné polarity. Popis tohoto zapojení lze také nalézt v [4].

5.4.7 Ochranný obvod

Paralelně k primárnímu vinutí je připojen ochranný obvod. Cílem je chránit spínací tranzistor před proražením indukovaným napětím. Existují dvě varianty tohoto zapojení. První varianta obsahuje sériové spojení diody a transilu. V zapojení je použita druhá možnost složená z diody, kondenzátoru a rezistoru ukázaná na Obrázek 23. Tento obvod zajišťuje, aby napětí U_{DS} nepřekročilo maximální přípustnou hodnotu. Zde vyhoví dioda BA159, foliový kondenzátor (10 nF, 2 kV) a výkonový rezistor (18 kΩ, 3 W).

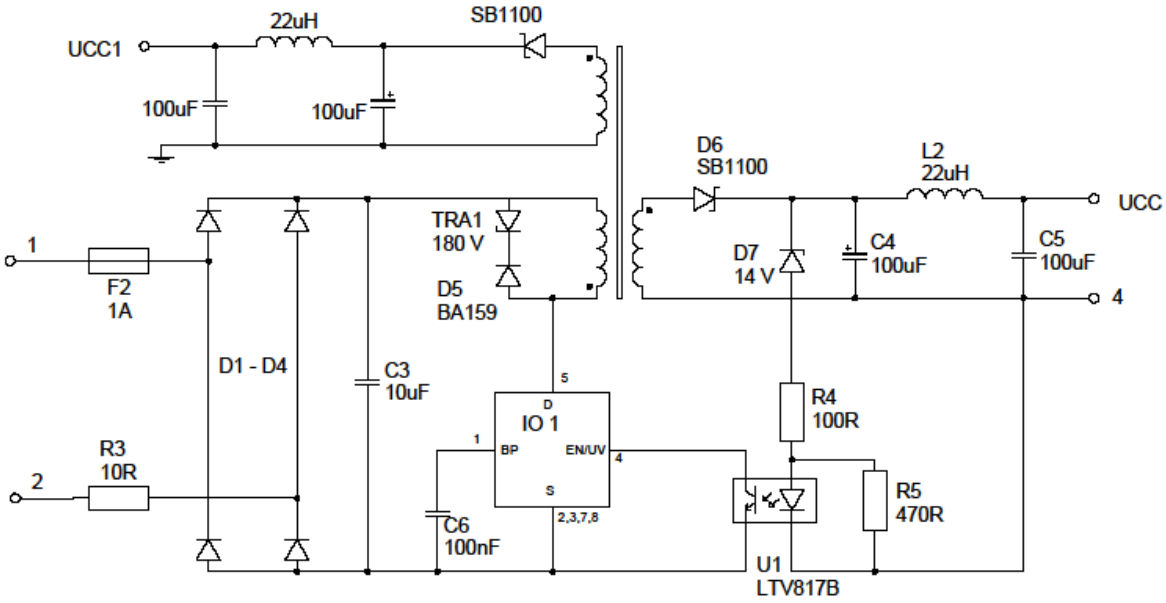


Obrázek 23: Ochranný obvod

5.4.8 Pomocný zdroj s TNY268

Vzhledem k předpokladu nutnosti napájení řídících obvodů i při nízkých nastavených hodnotách výstupního napětí je potřeba do koncepce zařadit pomocný zdroj 14 V 200 mA. Snahou bylo tento zdroj realizovat co možná nejjednodušším způsobem. K tomuto účelu dobře poslouží obvod TNY268PN z rodiny TinySwitch-II od firmy Power Interations, které jsou určeny pro zdroje spínané o výkonech řádově jednotek W.

Obvod TNY268PN obsahuje řídící obvody a integrovaný MOSFET tranzistor. Vnitřní oscilátor pracuje s fixní frekvencí 132 kHz. Obvod obsahuje tepelnou pojistku, proudovou ochranu a funkci auto-restart. Zapojení ukazuje Obrázek 24.



Obrázek 24: Schéma pomocného zdroje

Na vstupu je zařazena pojistka F1 o hodnotě 1 A a rezistor R3 10 Ω sloužící k utlumení proudových nárazů při připojení do sítě. Vstupní napětí je usměrněno můstkovým usměrňovačem tvořeným čtyřmi diodami. Následuje vyhlazovací kondenzátor C3. Ochranu spínacího tranzistoru proti napěťovým špičkám tvoří transil TRA1 a dioda D5 v paralelní zapojení s primárním vinutím.

Jádro transformátoru by mělo obsahovat vzduchovou mezeru pro zlepšení akumulace energie v době, kdy je tranzistor sepnut. Vhodný poměr počtu vinutí je n = 4–6. V tomto případě plně vyhoví např. transformátor MYRRA 74014. Napětí na výstupu je jednocestně usměrněno diodou D6 a vyhlazeno kondenzátorem C4. Tlumivka L2 společně s kondenátorem C5 tvoří výstupní filtr, aby bylo dosaženo co nejmenšího zvlnění. Stabilizace výstupního napětí je dosaženo pomocí zpětné vazby realizované přes optočlen U1. Výstupní napětí odpovídá součtu napětí na zenerově diodě D7 a diodě optočlenu. V případě, že napětí přesáhne požadovanou hodnotu, začne diodou protékat proud, dojde k otevření fototranzistoru a řídící obvod sníží střídu spínacích cyklů. Rezistor R5 upravuje hodnotu proudu protékající přes fotodiodu. R4 slouží k doladění přesného výstupního napětí. Obě výstupní větve mají shodné parametry a poskytují stejné výstupní napětí.

5.4.9 Chlazení výkonových prvků

V celém zapojení se nachází tři výkonové prvky, které je potřeba chladit. Jedná se o spínací tranzistor v preregulátoru, usměrňovací dioda a výkonový tranzistor lineární regulace. U těchto prvků bude nutné instalovat pasivní chladiče.

Ztrátový výkonový tranzistor lineární regulace bude v nejnepříznivějším případě zatěžován proudem 3 A. Maximální napěťová ztráta na tomto tranzistoru by neměla přesáhnout 5 V. Ztrátový výkon vypočítáme ze vztahu

$$P_z = U \cdot I = 5 \cdot 3 = 15\ W. \tag{34}$$

Pod tranzistor byla umístěna silikonová izolační podložka s tepelným odporem R_{t1} = 0,3 W/mK a pasta s R_{t2} = 0,5 W/mK. Cílem je vypočítat maximální tepelný odpor chladiče. Vzhledem k předpokládanému vnitřnímu umístění a pasivnímu chlazení je uvažována teplota okolí ϑa = 35 °C. Maximální teplota tranzistoru IRF510 je podle katalogového listu výrobce ϑj = 175 °C. Vnitřní tepelný odpor je R_{ti} = 0,5 K/W. Výpočet probíhal podle vztahů uvedených v [7]. Pro tepelný odpor chladiče lze psát:

$$R_{tch} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_z} - (R_{ti} + R_{t1} + R_{t2}) = \frac{175 - 35}{15} - (0{,}5 + 0{,}3 + 0{,}5) = \\ = 8{,}03\ K/W \tag{35}$$

$$R_{tch} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_z} - (R_{ti} + R_{t1} + R_{t2}) = \frac{175 - 35}{15} - (0{,}5 + 0{,}3 + 0{,}5) = \\ = 8{,}03\ K/W \tag{36}$$

Pro aplikaci byl zvolen chladič s R_{tch} = 2,4 K/W. Dále je potřeba ověřit teplotu chladiče a teplotu přechodu tranzistoru.

$$\vartheta_{ch} = \vartheta_a + R_{tch} \cdot P_z = 35 + 2{,}4 \cdot 15 = 71\ ℃ \tag{37}$$

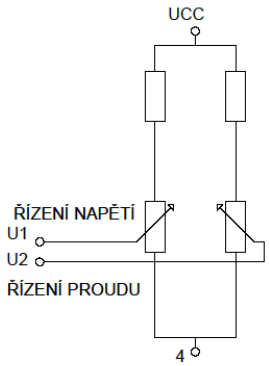
$$\vartheta_j = \vartheta_a + (R_{tch} + R_{t1} + R_{t2} + R_{ti}) \cdot P_z = \\ = 35 + (2{,}4 + 0{,}3 + 0{,}5 + 0{,}5) \cdot 15 = 90{,}5℃ \tag{38}$$

Vybraný chladič je pro tuto aplikaci vyhovující. Obdobný výpočet byl použit pro výpočet chlazení usměrňovací diody a spínacího tranzistoru. Nakonec byly zvoleny chladiče s tepelnými odpory R_{tch} = 8,2 K/W resp. R_{tch} = 4,8 K/W.

5.4.10 Řízení zdroje

Nastavení výstupního napětí i proudového omezení probíhá pomocí napěťových signálů. Byla zde snaha řešit regulaci co možná nejuniverzálnějším způsobem tak, aby bylo možné v budoucnu tento systém modifikovat. Základní zapojení počítá pouze s regulací potenciometry, nicméně koncepce zanechává možnost snadného přechodu na různé způsoby digitálního řízení. Z tohoto důvodu byl rozsah těchto signálů volen v rozmezí od 0 do 5 V.

Do bloku spínaného preregulátoru vstupuje pouze signál pro řízení výstupního napětí. Do finální regulační smyčky vstupují oba řídící signály. Tyto signály budou tvořeny úpravou napětí na výstupu pomocného zdroje za použití rezistorů a potenciometrů jak ukazuje Obrázek 25. Zde jsou kladeny poměrně vysoké nároky na stabilitu napětí na výstupu pomocného zdroje. V případě, že by zvlnění bylo příliš veliké, bude nutné ještě dodatečné doplnění lineárního stabilizátoru. Zde by bylo vhodné použití např. třísvorkového stabilizátoru řady 78XX. Tato regulace bude součástí DPS pomocného zdroje a řídící signály budou vedeny do ostatních bloků společně s napájecím napětím a vodičem nulového potenciálu.



Obrázek 25: Schéma řízení potenciometry

Pro přechod na digitální řízení by bylo potřeba ještě vyřešit snímání výstupního napětí, tak aby jeho hodnota byla vhodná pro digitální zpracování. Vzhledem k rozdělení zemí v regulační smyčce by bylo nutné snímané napětí upravit pomocí rozdílové zesilovače tak, aby se vykompenzoval úbytek vzniklý na snímacím rezistoru. Pro měření proudu by bylo nutné hodnotu napětí vynásobit tak, aby byla v požadovaném rozsahu. K tomuto účelu by byl opět vhodný operační zesilovač.

Konverzi signálu na digitální formu by zajistily ADC převodníky. Pro následné zpracování se nabízí několik možností. Vhodnými řešeními je například použití PC. Toto řešení vyžadovalo vytvoření vhodného ovládacího programu, který by mohl zajišťovat celou škálu doplňkových funkcí (generování signálu, záznamy časových průběhů napětí, proudu, výkonu…). Dalším řešením je použití FPGA programovatelných hradlových polí či mikrokontrolérů. Řízení za pomoci mikrokontrérů není tak variabilní jako ostatní možnosti, ale nabízí řešení s dobrým poměrem cena výkon. V dnešní době je na trhu řada mikrokontrolérů s celou škálou periferií jako např. displeje pro zobrazení nastavených hodnot. Napájení případného digitálního řízení by bylo vcelku bezproblémové vzhledem k přítomnosti pomocného zdroje v celkové koncepci. V práci [4] lze nalézt jedno z možných řešení řízení za pomoci mikrokontrolérů.

6 Výsledná realizace

6.1 Návrh DPS

Návrh plošného spoje probíhal v programu Eagle 7.2.0. Celkem byly navrženy tři samostatné desky pro pomocný zdroj, preregulátor a lineární regulaci. K výrobě DPS byla použita jednostranná cuprexitová deska s měděnou folií o tloušťce 35 µm. Z ohledem na jednoduchost montáže a výrobní náklady byla zvolena klasická koncepce vývodových součástek. Při návrhu byla respektována dostatečná tloušťka spojů pro navrhované proudy dle grafů zatížitelnosti uvedených v [8]. Vzhledem k tomu, že část obvodů pracuje se síťovým napětím, bylo nutné dodržet dostatečnou izolační vzdálenost mezi primární a sekundární stranou. K integrovaným obvodů byly přidány blokovací kondenzátory o kapacitě 100 nF. Tyto kondenzátory byly umisťovány do bezprostřední blízkosti integrovaných obvodů. V celkovém schématu nejsou uvedeny.

6.2 Výroba transformátoru

Výroba transformátoru se odvíjela od výpočtů uvedených v kapitole 15.4.4. Bylo použito jádro N87 od firmy Epcos s průřezem E32. Navíjení probíhalo ručně na kostru příslušnou zvolenému průřezu. Byly použity lakované měděné vodiče Kemo o průměrech 0,3 mm a 1,2 mm. Nejprve byly navinuty tři vrstvy primárního vinutí, vždy prokládané vrstvou polyamidové izolační pásky. Byl kladen důraz na rovnoměrnost a těsné uspořádání závitů aby bylo dosaženo co nejlepší indukční vazby a tím i maximální účinnosti přenosu energie. Poté následovaly tři vrstvy izolační pásky a dvě vrstvy sekundárního vinutí. Poté opět tři vrstvy izolační pásky.

6.3 Oživení DPS

Jednotlivé desky byly osazeny a poté postupně oživovány. Nejprve byla oživena deska pomocného zdroje. Tento měnič pracoval od počátku bez problémů a nebylo potřeba přistoupit k úpravám. Bylo naměřeno výstupní napětí 14,52 V a při odběru 200 mA došlo k poklesu na 14,41 V. Osciloskopem bylo zjištěno zvlnění přibližně 500 mV při odebíraném proudu 200 mA. Tyto parametry se pro napájení řídících obvodů ukázaly jako dostatečné.

U desky spínaného preregulátoru s obvodem UC3845 byla nejprve ověřena funkčnost zpětné vazby. Z laboratorního zdroje bylo přivedeno napájecí napětí pro TLC272 a signál pro regulaci výstupního napětí. Měřením byla ověřena hodnota odporu na optočlenu na svorkách tranzistoru. Multimetr ukázal hodnotu 4,9 kΩ. Dále byl připojen externí zdroj na výstupní svorky a postupně zvyšováno napětí. V momentě kdy napětí připojené na výstup přesáhlo hodnotu nastavenou regulačním signálem, odpor optotranzistoru řádově klesl. Zpětná vazba se ukázala jako funkční. Dále bylo z pomocného zdroje přivedeno napětí na napájecí svorku IO UC3845. Pomocí osciloskopu byla zkontrolována přítomnost budících pulzů na svorce gate spínacího tranzistoru.

Po připojení síťového napětí zdroj nepracoval zcela spolehlivě. Příčinou těchto problémů se ukázalo být napájecí napětí na pomocném vinutí. Vzhledem ke značné změně střídy pro různá nastavená výstupní napětí docházelo k nepřípustnému kolísání a aktivace funkce Under-Voltage Lockout, což způsobovalo ukončení činnosti obvodu. K tomuto problému pravděpodobně také přispěla pozice pomocného vinutí na kostře transformátoru – bylo vinuto jako poslední, tudíž s nejhorší vazbou na vinutí primární. Přivedení napájecího napětí z externího zdroje potíže odstranilo. Řešením tohoto problému by bylo přivedení napájecího napětí z pomocného zdroje s TNY268. Tímto by však bylo znehodnoceno galvanické oddělení, jelikož z pomocného zdroje jsou napájeny taktéž operační zesilovače na sekundární straně zdroje a desce lineární regulace. Nejjednodušším možným řešením by bylo přidání třetího vinutí do koncepce pomocného zdroje se stejnými parametry jako má již navržená sekundární strana. Tím by bylo dosaženo galvanického oddělení. Tento koncept je již zahrnut do celkového schématu.

Další úpravou provedenou po oživení bylo zvětšení filtračního kondenzátoru u větve proudového limitu primárním vinutím, jelikož se na snímacím rezistoru vyskytovaly indukované špičky, které způsobovaly omezení výstupních impulzů. Kapacita kondenzátoru byla zvětšena z 1 nF na 68 nF.

Dále bylo testováno, zda spínaný zdroj nezatíženém stavu reaguje na regulační signál pro řízení napětí. Tato regulace se ukázala být v zadaném rozsahu (5-35) V plně funkční.

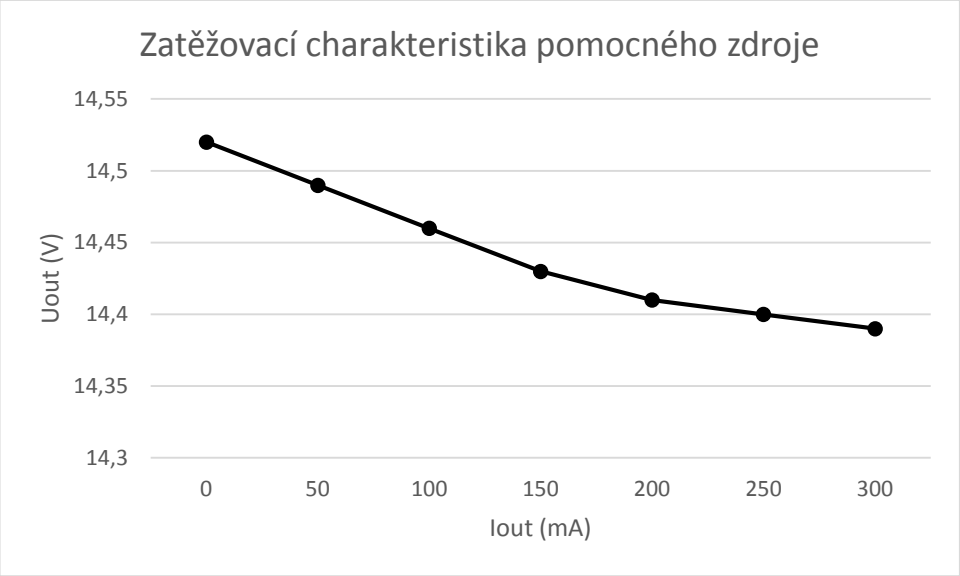
Deska lineární regulace byla bez problémů oživena. Bylo úspěšně ověřeno, že správně reaguje na vstupní signály a umožňuje regulaci napětí na výstupu.

6.3.1 Měření na prototypu a rozbor dosažených výsledků

K měření byly použity následující přístroje:

- Programovatelný laboratorní zdroj Hammeg HM7044 32 V 3 A
- Multimetr Keithley 2000
- Multimetr Fluke 189
- Elektronická zátěž Statron Electronical load Type 3227
- Osciloskop Metrix OX7102-C

Nejprve byla měřena zatěžovací charakteristika pomocného zdroje. Zdroj byl napájen síťovým napětím a připojen k elektronické zátěži Statron. Vzhledem k možnosti pouze hrubého odečtu proudu na displeji zátěže byl protékající proud kontrolován multimetrem Fluke 189. Napětí bylo měřeno digitálním multimetrem Keithley 2000. Naměřené hodnoty uvádí Obrázek 26. Kompletní tabulka hodnot je uvedena v příloze.



Obrázek 26: Zatěžovací charakteristika pomocného zdroje

Na spínaném preregulátoru byly měřeny zatěžovací charakteristiky. Zdroj byl napájen síťovým napětím a zatěžován elektronickou zátěží Statron. Výstupní proud byl měřen multimetrem Fluke 189. Měření probíhalo pro nastavená výstupní napětí v rozsahu (0–35) V s krokem 5 V. Tato napětí byla vždy nastavena pomocí řídících potenciometrů v nezatíženém stavu (I_{out} = 0 A). Výstupní napětí bylo měřeno digitálním multimetrem Keithley 2000.

Měnič pracoval spolehlivě do výstupního výkonu přibližně 15 W. Při požadavku na větší výkon docházelo ke zničení diody v ochranném obvodu zapojeném paralelně k primárnímu vinutí transformátoru a k destrukci spínacího tranzistoru. Tento problém nebyl v době odevzdání práce uspokojivě vyřešen. Možnou příčinou je nedokonalé vinutí transformátu. Bylo by vhodné nechat tento transformátor zakázkově vyrobit, aby dosahoval navrhovaných parametrů s větší přesností a bylo dosaženo menší hodnoty rozptylové indukčnosti. Tabulka 3 ukazuje hodnoty zatěžovacích charakteristik, které byly dostupné v době odevzdání práce.

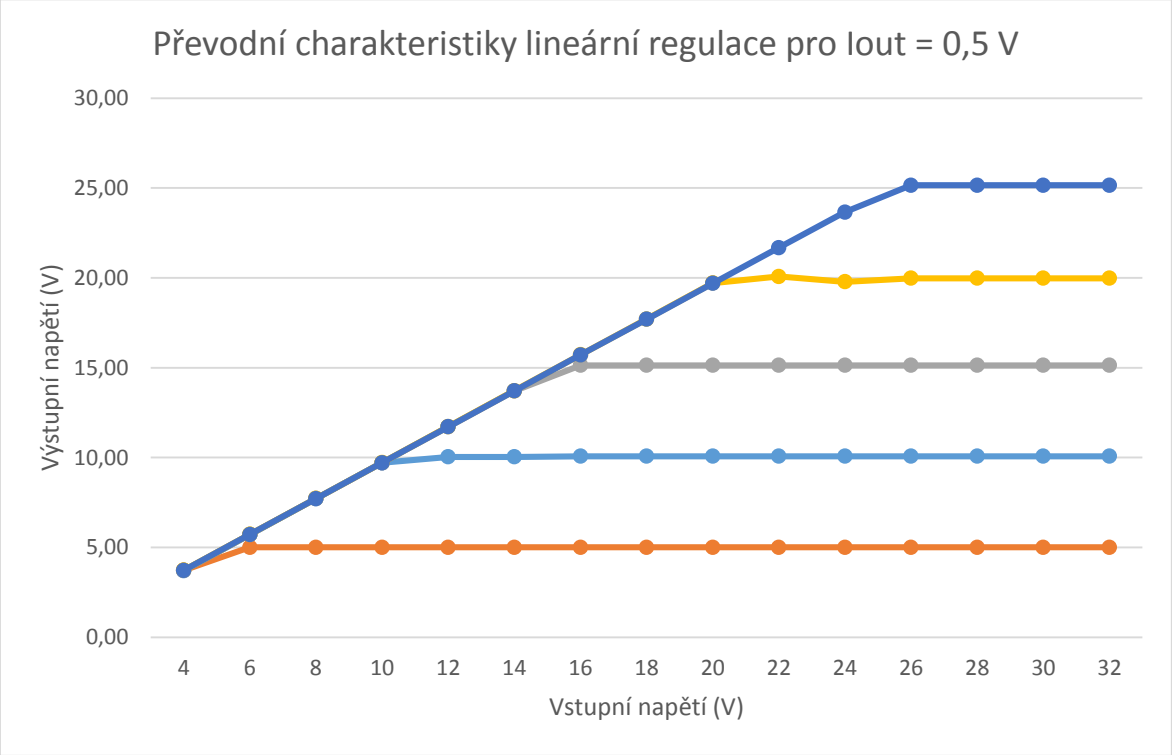
Iout (A)	0	0,25	0,5	1	1,5	2	2,5
Uout05 (V)	5,4	5,59	5,59	5,59	5,58	5,57	5,5
Uout10 (V)	10,28	10,41	10,41	10,41	x	x	x
Uout15 (V)	15,60	16,60	15,52	15,42	x	x	x
Uout20 (V)	20,10	20,20	19,92	x	x	x	x
Uout25 (V)	25,40	25,50	x	x	x	x	x
Uout30 (V)	29,90	30,22	x	x	x	x	x

Tabulka 3: Zatěžovací charakteristiky spínaného preregulátoru

Měření části lineární regulace bylo prováděno obdobným způsobem. Na vstup bylo přivedeno napětí z laboratorního zdroje. Řídící a napájecí napětí poskytoval pomocný zdroj s regulačními potenciometry. Opět byla použita elektronická zátěž Statron a multimetr Fluke 189 pro kontrolní měření výstupního proudu. Napětí na výstupu bylo měřeno digitálním multimetrem Keithley 2000. Nejprve byly určovány převodní charakteristiky pro výstupní napětí v rozsahu (5-30) V s krokem 5 V. Napětí na vstupu se pohybovalo v rozsahu (4-32) V s krokem 2 V (32 V je maximální napětí poskytované zdrojem HM7044).

Při měření v napěťovém režimu se ukázalo, že při malém nastaveném výstupním napětí do cca 8 V není lineární regulace schopna propustit dostatečný proud. Maximální proud nepřekročil zhruba 1,5 A. Jako příčina se nakonec ukázalo nedostatečné napětí U_{GS} na výkonovém tranzistoru IRF510. Z katalogového listu dodávaného výrobcem bylo zjištěno, že pro propuštění proudu I_D = 3 A je nutné napětí U_{GS} přibližně 9 V. Při ideální součinnosti s preregulací je napětí na vstupu lineární regulace o cca 5 V větší než napětí výstupní. V případě, že je na výstupu požadováno napětí např. 5 V, je na vstupu lineární regulace přibližně 10 V. Při požadavku dodání 3 A by bylo nutné na napětí U_{GS} = 9 V. To je v tomto případě nesplnitelné, jelikož by na vstupu lineární regulace muselo být napětí zhruba 15 V.

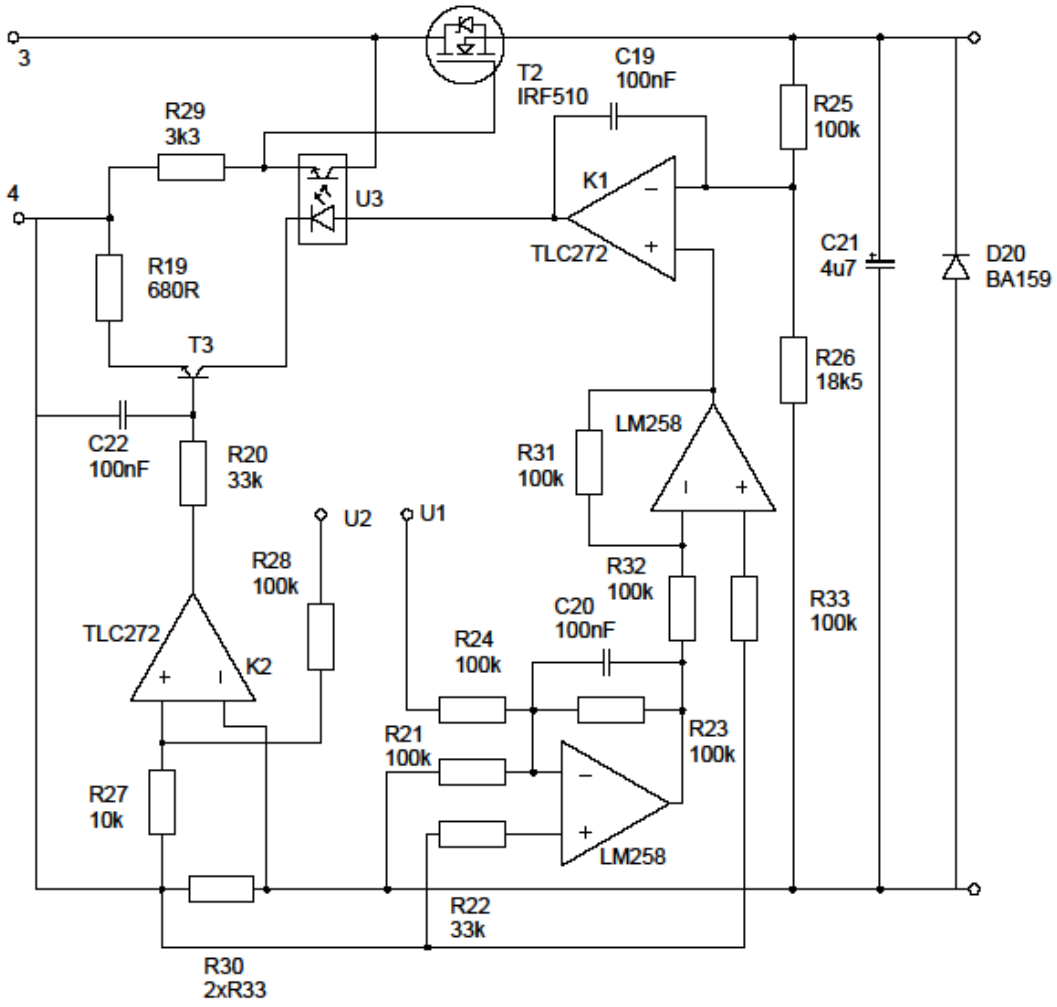
To by přinášelo nepřípustně velké ztráty a nastával by problém s chlazením tranzistoru. Jako řešení tohoto problému se nabízí přivedení dostatečného napětí na kolektor optočlenu tak, aby došlo k dostatečnému otevření tranzistoru. Toto napětí by bylo možné získávat například přidáním dalšího vinutí do bloku preregulace. Nabízené řešení bylo testováno úpravou DPS a přivedením vyššího napětí na emitor optočlenu. Po této úpravě se podařilo realizovat dostatečný výstupní proud v souladu se zadáním. Dalším možným řešením by bylo použití bipolárních tranzistorů v darlingtonově zapojení. Zde by bylo nutné použít optočlen s dostatečným proudem a vhodný bipolární tranzistor tak, aby bylo dosaženo požadovaných parametrů. Obrázek 27 ukazuje převodní charakteristiky pro nastavený výstupní proud 0,5 A. Kompletní tabulky hodnot jsou uvedeny v příloze.



Obrázek 27:Převodní charakteristiky lineární regulace

Při měření zatěžovacích charakteristik lineární regulace byl zjištěn neakceptovatelně vysoký výstupní odpor o hodnotě cca 2,5 Ω. Jako příčina se ukázalo nevhodné zapojení operačních zesilovačů. Principiální zapojení popsané v kapitole 5.4.6 počítá s úpravou vstupního řídícího signálu za pomoci rozdílového zesilovače. Od tohoto signálu je odečítán úbytek vzniklý na rezistorech pro měření proudu. Tím dochází k jeho zmenšování s rostoucím

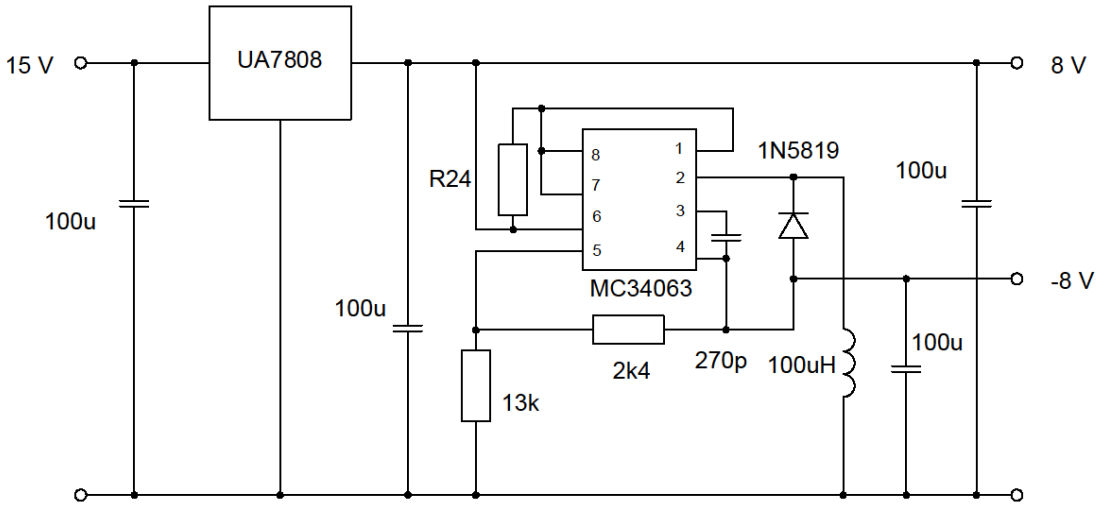
výstupním proudem a tím i poklesu výstupního napětí. Pro správnou funkci celého zapojení je potřeba realizovat součet vstupního signálu a úbytku na měřícím rezistoru, nikoli rozdíl. Toho lze dosáhnout použitím dvojice OZ. Úpravu provedenou pro správnou funkci zapojení ukazuje Obrázek 28.



Obrázek 28: Schéma lineární regulace

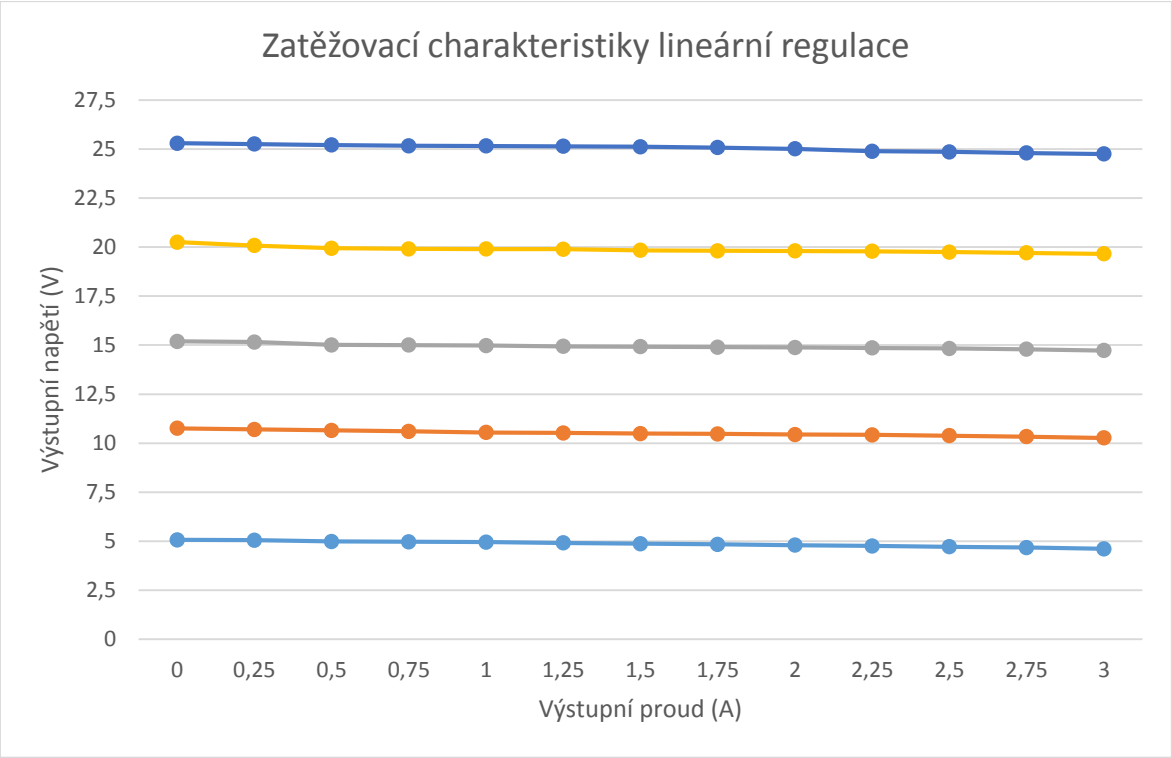
Jsou zde použity dva OZ LM258. Jeden v zapojení sumátoru a druhý v zapojení invertujícího zesilovače s jednotkovým zesílením. Pro správnou funkci tohoto zapojení je potřeba symetrického napájení. Vzhledem k maximálnímu požadovanému výstupnímu signálu 5,5 V bude pro správnou funkci plně postačující napájení ±8 V. K dispozici je napětí 14,5 V z pomocného zdroje. 8 V lze snadno vytvořit použitím jednoduchého zapojení lineárního stabilizátoru UA7808. Pro zdroj -8 V lze použít katalogové zapojení MC34063

v invertujícím zapojení. Schéma uvádí Obrázek 29. Po realizaci vhodného napájecího napětí fungovala lineární regulace požadovaným způsobem.



Obrázek 29: Napájení pro OZ

Dále byly měřeny zatěžovací charakteristiky. Na vstup bylo přivedeno napětí z laboratorního zdroje o 5 V větší než napětí požadované na výstupu. Tento stav odpovídá optimální spolupráci s preregulačním blokem. Výkonová ztráta je ještě relativně dobře zvládnutelná za pomoci pasivního chlazení. Měření bylo prováděno pro výstupní napětí v rozsahu (5-25) V s krokem 5 V. Proudové zatížení bylo testováno v rámci zadání, tj. do 3 A. Zatěžovací charakteristiky ukazuje následující Obrázek 30. Kompletní přehled hodnot je uveden v příloze.



Obrázek 30: Zatěžovací charakteristiky lineární regulace

Pomocí vztahu

$$R_i = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta I_{out}} \tag{39}$$

byl určen výstupní odpor zdroje pro různá výstupní napětí. Hodnota výstupního odporu se pohybuje kolem hodnoty kolem 150 mΩ. Kompletní hodnoty jsou uvedeny v tabulkách v příloze.

Další částí měření bylo ověření proudového omezení. Kontrola probíhala měřením poklesu napětí při zásahu proudového omezení za „kolenem“ zatěžovací charakteristiky. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v příloze. Dle vztahu 39 byl určen výstupní odpor. Hodnota tohoto odporu se pohybovala řádově v jednotkách až desítkách kΩ.

7 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout a otestovat laboratorní zdroj s nastavitelným výstupním napětím a proudovým omezením. V práci byla prostudována problematika spínaných zdrojů a jejich aplikací. Stručně jsou zde popsány výhody a nevýhody jednotlivých topologií. V rámci parametrů zadání byla ke konstrukci zvolena topologie akumulačního spínaného zdroje a následné lineární regulace, jejíž principiální zapojení plynulo ze zadání.

Návrh měniče byl rozdělen do tří samostatných celků – spínaná preregulace, lineární regulace a pomocný zdroj. Pomocný zdroj byl realizován jako spínaný zdroj s použitím obvodu Tiny Switch. Prototyp této části zapojení plně vyhovoval zadání a nebylo nutné ho dál upravovat.

Jako preregulátor byl navrhnut jednočinný spínaný akumulační měnič s obvodem UC3845 pracujícím na kmitočtu 80 kHz. Dále byly určeny parametry transformátoru, navrženy výkonové prvky společně s jejich chlazením. Pro realizaci vzorku byla nakreslena DPS v programu Eagle. V práci jsou popsány postupy oživení tohoto zdroje. V době odevzdání práce zdroj nebyl schopen poskytnout plný výkon dle zadaných parametrů, nicméně byla provedena základní v měření ve funkčním rozsahu. Ze zatěžovacích charakteristik je patrné, že nedocházelo k většímu poklesu napětí při zatížení.

Další samostatnou částí byl blok lineární regulace. Zde bylo zejména nutné odstranit sklony k nestabilitě celého zapojení. To se podařilo docílit přidáním kondenzátorů či zvětšením jejich kapacit oproti původnímu návrhu. Dále byl řešen problém s propuštěním dostatečného proudu výkonovým tranzistorem při malých výstupních napětích. Pro správnou funkci celého zapojení byl přepracován systém řízení s OZ. Poté lineární regulace splňovala zadané parametry.

Pro dokončení zdroje jako celku v celém rozsahu zadaných parametrů je nutné pouze doladění spínaného preregulátoru.

Prostor pro další vylepšení zdroje je zejména v oblasti jeho řízení. Vzhledem k pojetí celkové koncepce je relativně jednoduché přejít k digitální regulaci za pomoci mikrokontrolérů či PC. Teoretický rozbor těchto možností je taktéž v práci obsažen.

8 Použitá literatura

1. **Husák, Miroslav.** *Návrh napájecích zdrojů pro elektroniku - přednášky.* Praha : nakladatelství ČVUT, 2006.

2. **Krejčiřík, Alexandr.** *Napájecí zdroje I.* Praha : Technická literatura BEN, 1997. 2. vydání.

3. **Köhler, Tomáš.** *Impulsní napájecí zdroj 100W.* Plzeň : Diplomová práce ZČU, 2013.

4. **Vávra, Martin.** *Nápájecí zdroj řízený počítačem.* Praha : Diplomová práce ČVUT, 2009.

5. **Krejčiřík, Alexandr.** *Napájecí zdroje III.* Praha : Technická literatura BEN, 1999.

6. **Faktor, Zdeněk.** *Transformátory a tlumivky pro snínané napájecí zdroje.* Praha : Technická literatura BEN, 2002.

7. **Jaroslav Fukátko, Tomáš Fukátko, Jiří Šindelka.** *Teplo a chlazení v elektronice.* Praha : Technická literatura BEN, 1997.

8. **Záhlava, Vít.** *Metodika návrhu plošných spojů.* Praha : ČVUT, 2000.

9. **Krejčiřík, Alexandr.** *Napájecí zdroje II.* Praha : Technická literatura BEN, 1998.

10. **Faktor, Zdeněk.** *Transformátory a cívky.* Praha : Technická literatura BEN, 1999.

11. **Brown, Marty.** *Power Sources and Supply.* Oxford : Elsevier, 2008.

9 Seznam příloh

Příloha 1: Celkové schéma zapojení

Příloha 2: Tabulka měření zatěžovací charakteristiky pomocného zdroje

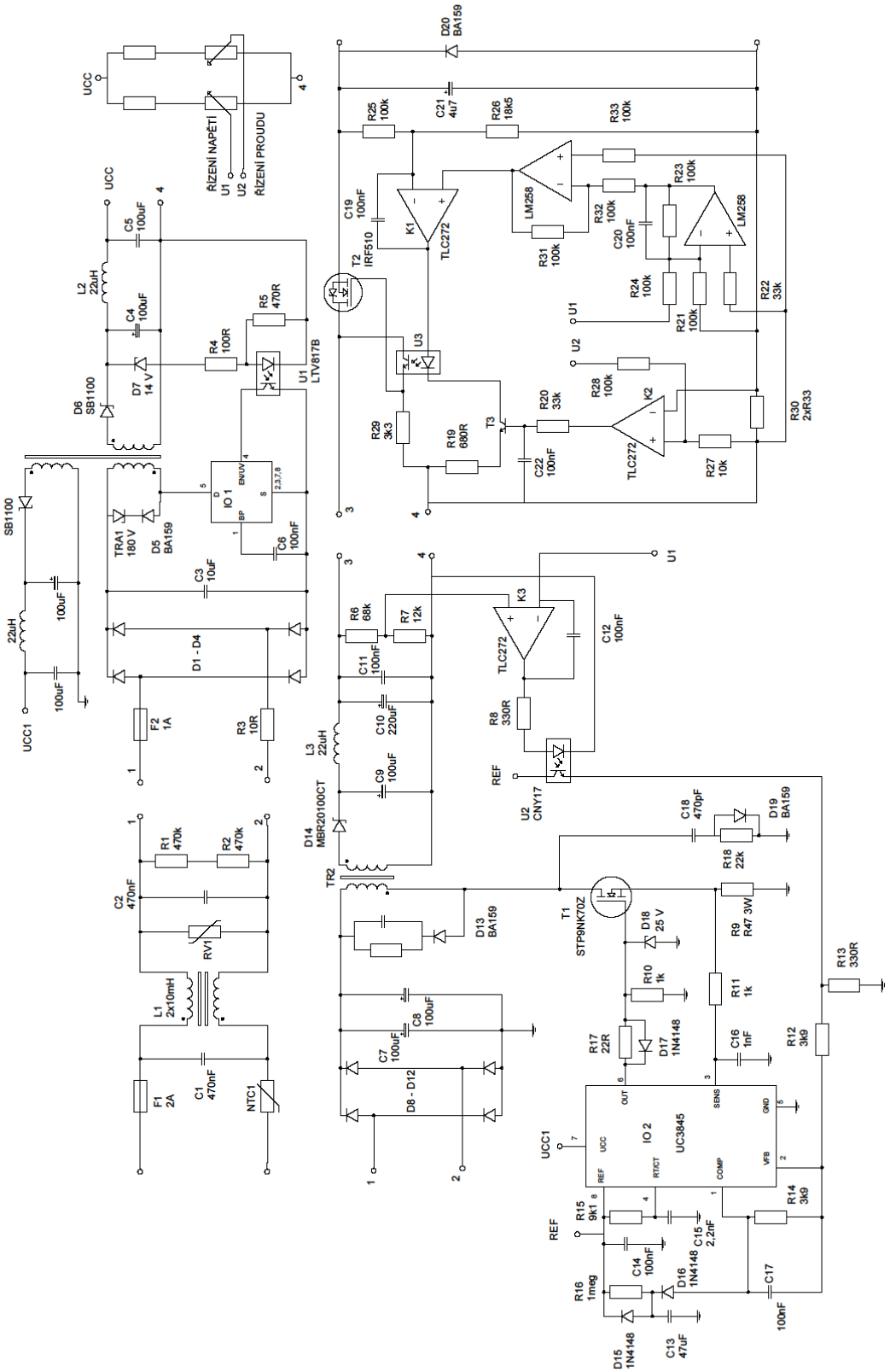
Příloha 3: Tabulka měření převodních charakteristik lineární regulace

Příloha 4: Tabulka měření zatěžovacích charakteristik lineární regulace

Příloha 5: Tabulka měření charakteristik lineární regulace v proudovém režimu

Příloha 6: Fotografická dokumentace prototypu

Příloha 1: Celkové schéma zapojení



Příloha 2: Tabulka měření zatěžovací charakteristiky pomocného zdroje

Iout (mA)	0	50	100	150	200	250	300
Uout (V)	14,52	14,49	14,46	14,43	14,41	14,4	14,39

Příloha 3: Tabulka měření převodních charakteristik lineární regulace

proud I (A)	Uin	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
0	Uout	3,99	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	5,07	x
0,5	Uout	3,72	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	5,01	x	x
1	Uout	3,44	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	4,94	x	x	x
1,5	Uout	3,15	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	4,88	x	x	x	x
2	Uout	2,85	4,82	4,82	4,82	4,82	4,82	4,82	4,82	4,82	4,82	x	x	x	x	x
2,5	Uout	2,50	4,51	4,76	4,46	4,73	4,76	4,76	4,76	4,76	x	x	x	x	x	x
3	Uout	2,44	4,18	4,70	4,55	4,58	4,59	4,69	4,69	x	x	x	x	x	x	x

proud I (A)	Uin	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
0	Uout	3,99	5,99	7,99	9,99	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13	10,13
0,5	Uout	3,71	5,71	7,71	9,71	10,04	10,04	10,07	10,07	10,07	10,07	10,07	10,07	10,07	10,07	x
1	Uout	3,43	5,43	7,43	9,42	9,99	9,99	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	10,00	x	x
1,5	Uout	3,15	5,15	7,15	9,14	9,94	9,94	9,94	9,94	9,94	9,94	9,94	9,94	x	x	x
2	Uout	2,84	4,84	6,84	8,83	8,83	9,86	9,87	9,87	9,87	9,87	9,87	x	x	x	x
2,5	Uout	2,48	4,49	6,49	8,48	10,47	9,76	9,78	9,81	9,82	x	x	x	x	x	x
3	Uout	2,44	4,21	6,21	8,19	10,17	9,73	9,73	9,74	9,76	x	x	x	x	x	x

proud I (A)	Uin	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
0	Uout	3,99	5,99	7,99	9,99	11,99	13,99	15,19	15,19	15,19	15,19	15,19	15,19	15,19	15,19	x
0,5	Uout	3,72	5,72	7,72	9,71	11,71	13,71	15,13	15,13	15,13	15,13	15,13	15,13	15,13	x	x
1	Uout	3,44	5,44	7,43	9,43	11,43	13,42	15,41	14,85	14,94	14,96	14,96	14,96	14,96	x	x
1,5	Uout	3,16	5,15	7,15	9,15	11,14	13,13	13,45	14,90	14,90	14,90	14,90	14,90	x	x	x
2	Uout	2,85	4,85	6,85	8,84	10,83	12,82	14,82	14,92	14,92	14,92	14,92	x	x	x	x
2,5	Uout	2,51	4,51	6,50	8,49	10,48	12,46	14,45	14,88	14,88	14,88	x	x	x	x	x
3	Uout	2,44	4,15	6,15	8,13	10,26	12,10	14,08	14,81	14,81	x	x	x	x	x	x

proud I (A)	Uin	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
0	Uout	3,99	5,99	7,99	9,99	11,99	13,99	15,99	17,99	19,99	20,26	20,26	20,26	20,26	20,26	20,26
0,5	Uout	3,73	5,73	7,72	9,72	11,72	13,72	15,72	17,71	19,71	20,08	19,78	19,98	19,98	19,98	19,98
1	Uout	5,44	7,44	9,43	11,43	13,42	13,42	15,42	17,41	19,40	20,01	19,71	19,95	19,95	19,95	x
1,5	Uout	3,15	5,15	7,15	9,14	11,14	13,13	15,12	17,10	19,08	19,76	19,78	19,88	19,88	x	x
2	Uout	2,86	4,86	6,85	8,85	10,84	12,83	14,81	16,79	18,77	20,72	19,85	19,85	x	x	x
2,5	Uout	2,57	4,57	6,56	8,55	10,54	12,52	14,51	16,48	18,44	19,89	19,89	19,89	x	x	x
3	Uout	2,45	4,24	6,23	8,23	10,21	12,19	14,16	16,13	18,09	19,86	19,86	x	x	x	x

proud I (A)	Uin	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
0	Uout	3,99	5,99	7,99	9,99	11,99	13,99	15,99	17,99	19,99	21,99	23,99	25,31	25,31	25,31	25,31
0,5	Uout	3,72	5,72	7,71	9,71	11,71	13,71	15,71	17,70	19,69	21,68	23,66	25,15	25,15	25,15	25,15
1	Uout	3,48	5,48	7,47	9,47	11,47	13,46	15,45	17,45	19,43	21,41	23,38	25,22	25,22	25,22	x
1,5	Uout	3,20	5,19	7,19	9,19	11,18	13,17	15,16	17,15	19,13	21,09	23,03	24,84	25,13	25,16	x
2	Uout	2,91	4,90	6,90	8,89	10,88	12,87	14,86	16,84	18,81	20,76	22,68	24,46	25,05	x	x
2,5	Uout	2,59	4,58	6,58	8,57	10,55	12,54	14,52	16,51	18,46	20,41	22,31	24,05	24,7	x	x
3	Uout	2,46	4,26	6,25	8,24	10,22	12,21	14,18	16,15	18,11	22,03	21,92	23,63	24,36	x	x

Příloha 4: Tabulka měření zatěžovacích charakteristik lineární regulace

Uin (V)	10												
Uout (V)	5,07	5,05	4,99	4,97	4,95	4,91	4,87	4,84	4,8	4,76	4,72	4,68	4,61
Iout (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
Ri (Ω)	x	0,08	0,24	0,08	0,08	0,16	0,16	0,12	0,16	0,16	0,16	0,16	0,28

Uin (V)	15												
Uout10 (V)	10,8	10,7	10,7	10,6	10,6	10,5	10,5	10,5	10,4	10,4	10,4	10,3	10,3
Iout (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
Ri (Ω)	x	0,24	0,2	0,2	0,2	0,12	0,12	0,08	0,12	0,08	0,16	0,2	0,24

Uin (V)	20												
Uout15 (V)	15,2	15,2	15	15	15	14,9	14,9	14,9	14,9	14,9	14,8	14,8	14,7
Iout (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
Ri (Ω)	x	0,12	0,6	0,04	0,08	0,16	0,08	0,08	0,08	0,08	0,12	0,16	0,24

Uin (V)	25												
Uout20 (V)	20,3	20,1	19,9	19,9	19,9	19,9	19,8	19,8	19,8	19,8	19,8	19,7	19,7
Iout (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
Ri (Ω)	x	0,68	0,56	0,12	0,04	0,04	0,2	0,12	0,04	0,04	0,16	0,16	0,2

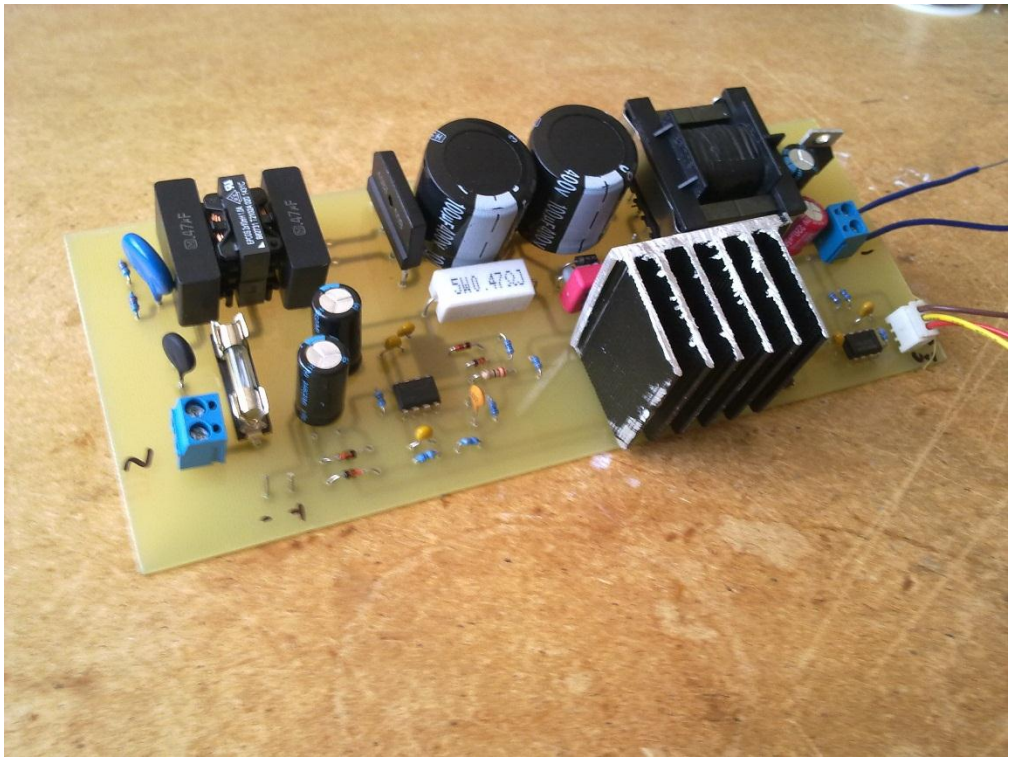
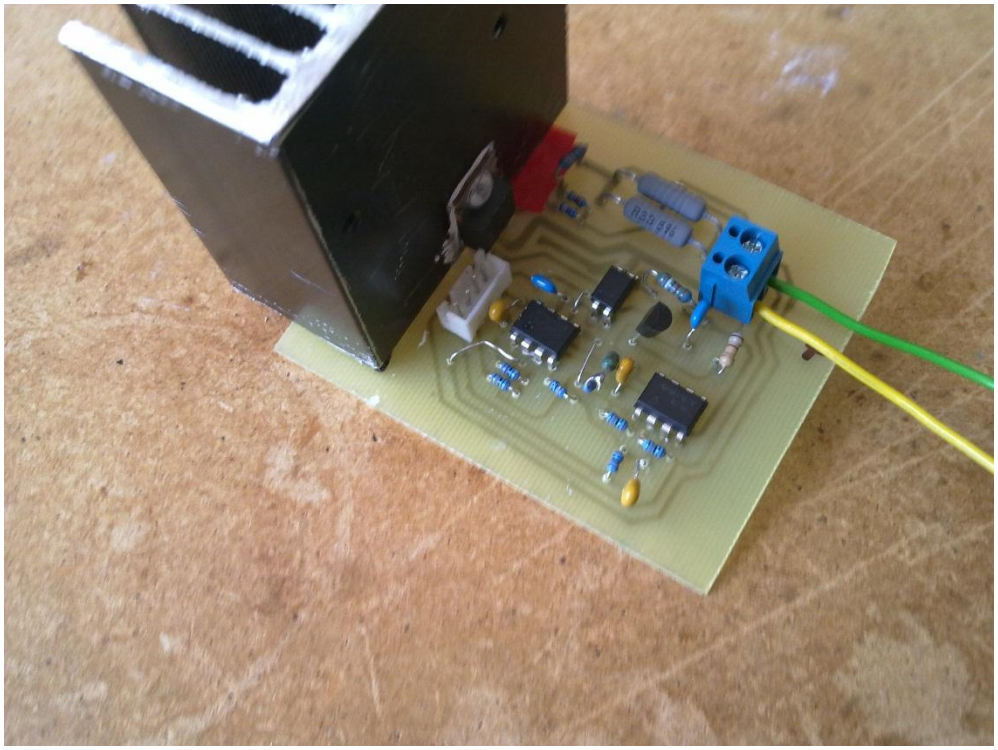
Uin (V)	30												
Uout25 (V)	25,3	25,3	25,2	25,2	25,2	25,1	25,1	25,1	25	24,9	24,9	24,8	24,8
Iout (A)	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
Ri (Ω)	x	0,16	0,2	0,16	0,04	0,08	0,08	0,16	0,28	0,48	0,12	0,24	0,2

Příloha 5: Tabulka měření charakteristik lineární regulace v proudovém režimu

5 V	0,5 A				
Iout	0,4966	0,4967	0,4968	0,4970	0,4971
Uout	5,3	4,69	4,5	3,96	0,15
Ri	x	6100	1900	2700	38100

15 V	0,5 A				
Iout	0,4966	0,4967	0,4968	0,4970	0,4971
Uout	15,85	2,11	1,02	0,86	0,12
Ri	x	137400	10900	800	7400

5 V	1,5 A				
Iout	1,4857	1,4875	1,4880	1,4882	1,4883
Uout	4,66	4,58	4,05	3,75	3,05
Ri	x	44	1060	1500	7000

15 V	1,5 A				
Iout	1,4857	1,4875	1,4880	1,4882	1,4883
Uout	7,4	6,38	5,2	3,63	2,33
Ri	x	567	2360	7850	13000

Příloha 6: Fotografická dokumentace prototypu