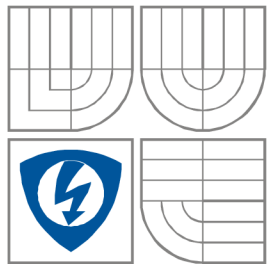


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**KONSTRUKCE STABILIZOVANÉHO DVOJITÉHO
NAPÁJECÍHO ZDROJE**
DESIGN OF STABILIZED DUAL POWER SUPPLY

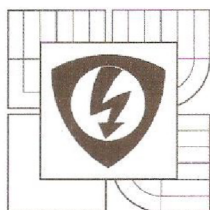
BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Tomáš Svoboda

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Tomáš Svoboda
Ročník: 3

ID: 164408
Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Konstrukce stabilizovaného dvojitého napájecího zdroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení stabilizovaného dvojitého napájecího zdroje $2 \times 0 - 25 \text{ V} / 3 \text{ A}$. Napájecí zdroj opatřete indikátory výstupního napětí a proudu a vhodnými elektronickými ochranami. Navržená zapojení nebo jejich části simulujte v programu PSpice.

Na základě předchozího návrhu proveďte konstrukci napájecího zdroje zadaných parametrů, včetně návrhu desek plošných spojů v programu Eagle a vhodného transformátoru. Proměřte parametry napájecího zdroje a výsledky porovnejte s počítačovou simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KREJČIŘÍK, A. Lineární napájecí zdroje. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] BASSO, Ch.P. Switch-Mode Power Supplies - Spice Simulations and Practical Designs. New York: McGraw-Hill Professional, 2008.

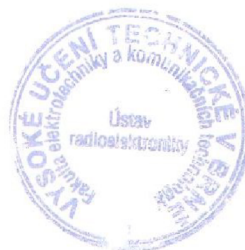
Termín zadání: 8. 2. 2016

Termín odevzdání: 26.5.2016

Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

Konzultanti bakalářské práce:


doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady



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

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a konstrukcí dvojitého stabilizovaného napájecího zdroje s regulovatelným výstupním napětím 0 - 30 V a regulovatelným proudovým omezením 0 - 3 A. Zdroj kombinuje použití síťového transformátoru, spínaného regulátoru a následnou aplikaci lineárního regulátoru pro lepší výstupní vlastnosti. Realizováno je také měření výstupního napětí a proudu mikrokontrolérem ATmega644, jehož vstupy jsou od zdroje galvanicky odděleny. V práci je proveden návrh zapojení, které je simulováno. Zapojení je ověřeno formou výroby prototypu a následně je provedena celková konstrukce zdroje. Tato konstrukce je testována měřením, které ověřuje správnost návrhu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Toroidní transformátor, spínaný předregulátor, lineární regulátor, optočlen, snímač proudu, ATmega644

ABSTRACT

This bachelor's thesis is focused on design and construction of stabilized dual power supply with adjustable output voltage in range 0 – 30 V and adjustable current limit in range 0 – 3 A. Power supply consists of line transformer, switching regulator and subsequent application of linear regulator for better output properties. Measurement of output voltage and current is realized by microcontroller ATmega644, which has optical separated inputs. In this thesis the device is designed and simulated. The design is verified by prototype device and then full construction is done. Construction is tested by measurements, which confirm a proper design.

KEYWORDS

Toroidal transformer, switching preregulator, linear regulator, optocoupler, current shunt, ATmega644

SVOBODA, T. Konstrukce stabilizovaného dvojitého napájecího zdroje. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 71 s., 21 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Konstrukce stabilizovaného dvojitého napájecího zdroje 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 projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 23.5.2016

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu práce prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za rady se zpracováním práce, jeho čas při konzultacích a vstřícnost při zajišťování měřicích přístrojů.

OBSAH

| | |
|--|------------|
| Seznam obrázků | x |
| Seznam tabulek | xii |
| Úvod | 1 |
| 1 Napájecí zdroje | 2 |
| 1.1 Rozdělení napájecích zdrojů | 2 |
| 1.2 Struktura síťových lineárních zdrojů | 2 |
| 1.3 Struktura síťových spínaných zdrojů | 4 |
| 1.4 Transformátory v napájecích zdrojích | 5 |
| 1.4.1 Obecný popis funkce | 5 |
| 1.4.2 Transformátory pro spojitý zdroj | 7 |
| 1.4.3 Transformátory pro spínaný zdroj | 7 |
| 1.5 Usměrňovače | 8 |
| 1.5.1 Jednocestné neřízené usměrňovače | 8 |
| 1.5.2 Dvoucestné neřízené usměrňovače | 9 |
| 1.5.3 Řízené usměrňovače | 11 |
| 1.5.4 Filtrační kondenzátor | 11 |
| 1.6 Spínané DC/DC měniče | 12 |
| 1.6.1 Snižující měniče | 13 |
| 1.6.2 Zvyšující měniče | 14 |
| 1.6.3 Invertující měniče | 15 |
| 1.6.4 Nábojové pumpy | 15 |
| 1.6.5 Izolovaná zapojení | 16 |
| 1.6.6 Integrovaná provedení | 16 |
| 1.7 Lineární stabilizátory | 16 |
| 1.7.1 Stabilizátor se zenerovou diodou | 17 |
| 1.7.2 Stabilizátor s tranzistorem | 18 |
| 1.7.3 Stabilizátor se zesilovačem regulační odchylky | 19 |
| 1.7.4 Integrovaná provedení | 19 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2 | Návrh zdroje | 21 |
| 2.1 | Vstupní požadavky pro návrh | 21 |
| 2.2 | Blokové schéma zdroje | 21 |
| 2.3 | Použité komerční integrované obvody | 22 |
| 2.3.1 | Spínaný regulátor LT1074 | 23 |
| 2.3.2 | Lineární regulátor LT1084 | 24 |
| 2.3.3 | Obvod snímání proudu LT6105 | 25 |
| 2.3.4 | Mikrokontrolér Atmega644 | 26 |
| 2.3.5 | Izolační zesilovač IL300 | 27 |
| 2.4 | Návrh síťového transformátoru | 28 |
| 2.5 | Návrh usměřovače s filtračním kondenzátorem | 30 |
| 2.5.1 | Výběr usměřovacích diod | 30 |
| 2.5.2 | Určení kapacity filtračního kondenzátoru | 31 |
| 2.6 | Předregulace | 32 |
| 2.6.1 | Důvody a princip předregulace | 32 |
| 2.6.2 | Návrh předregulačního obvodu | 33 |
| 2.7 | Návrh lineární části zdroje | 36 |
| 2.8 | Pomocné zdroje napětí | 37 |
| 2.9 | Proudové omezení zdroje | 38 |
| 2.10 | Měření napětí | 40 |
| 2.11 | Měření proudu | 41 |
| 2.12 | Optické oddělení | 43 |
| 2.13 | Mikrokontrolér | 44 |
| 2.13.1 | Zapojení mikrokontroléru | 44 |
| 2.13.2 | Zobrazování na LCD | 45 |
| 2.13.3 | Snímání teploty | 46 |
| 2.13.4 | Spínání relé a ventilátoru | 46 |
| 2.13.5 | Řídící program pro MCU | 47 |
| 2.14 | Simulace kompletního zapojení | 48 |
| 2.14.1 | Zatěžovací charakteristika | 48 |
| 2.14.2 | Výstupní napětí jednotlivých bloků zdroje | 49 |
| 2.14.3 | Výstupní zvlnění zdroje | 49 |
| 2.15 | Diskuze ztrát a návrh chlazení | 50 |
| 2.15.1 | Ztráty na lineárním stabilizátoru | 50 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.15.2 | Ztráty na spínaném stabilizátoru | 50 |
| 2.15.3 | Ostatní součástky | 51 |
| 2.16 | Ověření návrhu prototypem | 52 |
| 2.16.1 | Výstupní zvlnění | 52 |
| 2.16.2 | Vliv optického oddělení na přesnost měření..... | 52 |
| 2.16.3 | Zatěžovací charakteristika | 52 |
| 2.16.4 | Účinnost zdroje | 53 |
| 2.16.5 | Úpravy pro finální verzi..... | 53 |
| 3 | Konstrukce a testování zdroje | 55 |
| 3.1 | Mechanická konstrukce | 55 |
| 3.2 | Síťová část | 55 |
| 3.3 | Desky plošných spojů | 57 |
| 3.3.1 | Deska s usměřovači | 57 |
| 3.3.2 | Deska s regulátory | 57 |
| 3.3.3 | Pomocná deska s MCU..... | 58 |
| 3.4 | Měření parametrů zdroje..... | 59 |
| 3.4.1 | Zatěžovací charakteristiky | 59 |
| 3.4.2 | Přesnost měření výstupních veličin | 61 |
| 3.4.3 | Zvlnění výstupního napětí | 61 |
| 3.4.4 | Celková účinnost..... | 63 |
| 3.5 | Porovnání simulace s výsledky měření..... | 64 |
| 4 | Závěr | 65 |
| | Literatura | 66 |
| | Seznam symbolů, veličin a zkratk | 68 |
| A | Schéma zapojení | 70 |
| A.1 | Deska s usměřovači | 70 |
| A.2 | Deska kanálu zdroje..... | 71 |
| A.3 | Deska s MCU a relé..... | 72 |
| B | Návrhy DPS | 73 |
| B.1 | Deska s usměřovači | 73 |
| B.2 | Deska kanálu zdroj..... | 73 |
| B.3 | Deska s MCU a relé | 74 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| C | Osazovací plány | 75 |
| C.1 | Deska s usměřovači: top | 75 |
| C.2 | Deska kanálu zdroj: top | 75 |
| C.3 | Deska kanálu zdroje: bottom | 76 |
| C.4 | Deska s MCU: top..... | 76 |
| C.5 | Deska s MCU: bottom | 77 |
| D | Materiálová rozpiska | 78 |
| D.1 | Deska s usměřovači | 78 |
| D.2 | Deska kanálu zdroje 1 | 78 |
| D.3 | Deska s MCU a relé | 80 |
| D.4 | Další komponenty | 81 |
| E | Tabulky měřených hodnot | 82 |
| E.1 | Měření zatěžovacích charakteristik a účinnosti prototypu | 82 |
| E.2 | Zatěžovací charakteristika – oba kanály | 83 |
| E.3 | Účinnost zdroje | 84 |
| E.4 | Ověření přesnosti měření – kanál 1 | 85 |
| E.5 | Ověření přesnosti měření – kanál 2 | 86 |
| F | Oscilogramy | 87 |
| F.1 | Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30 \text{ V}$, $I_{OUT} \approx 0 \text{ A}$, 100 kHz..... | 87 |
| F.2 | Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30 \text{ V}$, $I_{OUT} = 3 \text{ A}$, 100 kHz..... | 87 |
| F.3 | Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30 \text{ V}$, $I_{OUT} = 3 \text{ A}$, 100 Hz..... | 87 |
| F.4 | Lineární regulátor: $U_{OUT} = 30 \text{ V}$, $I_{OUT} = 3 \text{ A}$, 100 kHz | 88 |
| F.5 | Lineární regulátor: $U_{OUT} = 30 \text{ V}$, $I_{OUT} = 3 \text{ A}$, 100 Hz | 88 |
| G | Fotodokumentace | 89 |
| G.1 | Mechanické provedení krabičky | 89 |
| G.2 | Vnitřní část zdroje..... | 89 |
| G.3 | Celkový pohled na zdroj – přední část..... | 90 |
| G.4 | Celkový pohled na zdroj – zadní část | 90 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|--------------|---|----|
| Obrázek 1.1 | Blokové schéma obecného lineárního síťového zdroje | 3 |
| Obrázek 1.2 | Časové průběhy napětí v obvodu usměrňovače s filtračním kondenzátorem | 3 |
| Obrázek 1.3 | Blokové schéma obecného spínaného síťového zdroje | 4 |
| Obrázek 1.4 | Obecná struktura transformátoru, převzato z [30] | 5 |
| Obrázek 1.5 | Základní zapojení jednocestné usměrňovače | 8 |
| Obrázek 1.6 | Časové průběhy napětí na vstupu a výstupu jednocestného usměrňovače | 8 |
| Obrázek 1.7 | Zapojení dvoucestného můstkového usměrňovače | 9 |
| Obrázek 1.8 | Časové průběhy napětí na vstupu a výstupu dvoucestného můstkového usměrňovače | 10 |
| Obrázek 1.9 | Jednocestný tyristorový usměrňovač | 11 |
| Obrázek 1.10 | Základní zapojení neizolovaného snižujícího měniče | 13 |
| Obrázek 1.11 | Základní zapojení neizolovaného zvyšujícího měniče | 14 |
| Obrázek 1.12 | Základní zapojení neizolovaného zvyšujícího měnič | 15 |
| Obrázek 1.13 | Jednoduchý stabilizátor se zenerovou diodou | 17 |
| Obrázek 1.14 | Stabilizátor s tranzistorem | 18 |
| Obrázek 1.15 | Stabilizátor se zesilovačem regulační odchylky | 19 |
| Obrázek 1.16 | Katalogové zapojení obvodu LM7805 | 20 |
| Obrázek 1.17 | Katalogové zapojení obvodu LM317 | 20 |
| Obrázek 2.1 | Blokové schéma navrhovaného zdroje | 22 |
| Obrázek 2.2 | Základní zapojení obvodu LT1074HV | 23 |
| Obrázek 2.3 | Základní zapojení obvodu LT1084IT | 24 |
| Obrázek 2.4 | Doporučené zapojení obvodu měření proudu LT6105 | 25 |
| Obrázek 2.5 | Pouzdro a popis vývodů mikrokontroléru ATmega644, převzato z [23] | 26 |
| Obrázek 2.6 | Vnitřní struktura optočlenu IL300 | 27 |
| Obrázek 2.7 | Zapojení obvodu spínaného předregulátoru | 34 |
| Obrázek 2.8 | Zapojení lineární části zdroje | 36 |
| Obrázek 2.9 | Obvod pro omezení proudu a jeho napojení na lineární regulátor | 38 |
| Obrázek 2.10 | Simulace obvodu proudové limitace | 39 |
| Obrázek 2.11 | Závislost maximálního proudu na nastavení potenciometru pro regulaci proudu | 40 |

| | | |
|--------------|--|----|
| Obrázek 2.12 | Závislost proudu zátěže na výstupním napětí měřiče proudu | 42 |
| Obrázek 2.13 | Zapojení obvodu pro měření proudu | 42 |
| Obrázek 2.14 | Zapojení obvodu IL300 pro oddělení měřeného napětí | 44 |
| Obrázek 2.15 | Zapojení mikrokontroléru do obvodu | 45 |
| Obrázek 2.16 | Příklad zobrazení na LCD | 45 |
| Obrázek 2.17 | Základní zapojení obvodu snímače teploty LM35 | 46 |
| Obrázek 2.18 | Spínání ventilátoru (vlevo) a relé (vpravo) z MCU | 47 |
| Obrázek 2.19 | Simulace zatěžovací charakteristiky zdroje | 48 |
| Obrázek 2.20 | Detail zatěžovací charakteristiky získané ze simulace pro $U_{OUT} = 30\text{ V}$ | 48 |
| Obrázek 2.21 | Simulace výstupních napětí a výstupního proudu | 49 |
| Obrázek 2.22 | Detail výstupního zvlnění lineárního regulátoru pro $U_{out} = 30\text{ V}$, $I_{out} = 3\text{ A}$ | 49 |
| Obrázek 2.23 | Měřená zatěžovací charakteristika hlavní desky zdroje | 53 |
| Obrázek 2.24 | Závislost účinnosti prototypu na výstupním výkonu | 54 |
| Obrázek 3.1 | Rozvržení předního panelu | 55 |
| Obrázek 3.2 | Použitý toroidní transformátor | 56 |
| Obrázek 3.3 | Zapojení vstupního síťového filtru | 56 |
| Obrázek 3.4 | Výsledná deska usměřovače | 57 |
| Obrázek 3.5 | Deska s regulátory a měřením pro oba kanály | 58 |
| Obrázek 3.6 | Pomocná deska s MCU a relé | 58 |
| Obrázek 3.7 | Zatěžovací charakteristika pro výstupní napětí cca 5 V – oba kanály | 60 |
| Obrázek 3.8 | Zatěžovací charakteristika pro výstupní napětí cca 30 V – oba kanály .. | 60 |
| Obrázek 3.9 | Závislost zvlnění 100 kHz složky na výstupním proudu pro spínaný a lineární regulátor | 62 |
| Obrázek 3.10 | Účinnost regulační části i celého zdroje na výstupním proudu | 63 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|-------------|---|----|
| Tabulka 2.1 | Základní typické parametry obvodu LT1074HV..... | 23 |
| Tabulka 2.2 | Základní typické parametry obvodu LT1084 | 24 |
| Tabulka 2.3 | Základní typické parametry obvodu LT6105 | 25 |
| Tabulka 2.4 | Základní typické parametry obvodu IL300 | 27 |
| Tabulka 2.5 | Výstupní data pro výrobu transformátoru..... | 30 |
| Tabulka 3.1 | Barevné značení vývodů použitého transformátoru | 56 |
| Tabulka 3.2 | Shrnutí měření zatěžovací charakteristiky | 59 |
| Tabulka 3.3 | Porovnání tvrdosti s dalšími dostupnými zdroji | 59 |
| Tabulka 3.4 | Přesnost měření výstupního napětí a proudu | 61 |
| Tabulka 3.5 | Zvlnění výstupního napětí spínaného a lineárního regulátoru..... | 62 |
| Tabulka 3.6 | Základní porovnání simulace a reálného měření celkového zdroje..... | 64 |

ÚVOD

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí dvojitého stabilizovaného napájecího zdroje, který bude umožňovat regulaci výstupního napětí v rozsahu 0 - 30 V s nastavitelným proudovým omezením až do hodnoty 3 A. Zdroj je doplněn o možnost spřažení kanálů pro získání symetrického zdroje. Napětí a proud bude měřen za pomoci MCU ATmega644 se zobrazením hodnot na LCD displeji. Využito je síťového toroidního transformátoru, integrovaného spínaného předregulátoru, pro snížení ztrát, a následně lineárního stabilizátoru, také v integrovaném provedení, pomocí kterého lze dosáhnout lepších vlastností výstupního napětí, především, co se týče zvlnění výstupního napětí.

Práce je členěna do tří základních částí. Kapitola 1 shrnuje obecné poznatky o napájecích zdrojích. Ve druhé kapitole je proveden detailní rozbor návrhu samotného zdroje, včetně návrhu síťového toroidního transformátoru. Poslední, třetí, kapitola se zabývá samotnou konstrukcí zdroje, jeho oživením a testováním. Shrnuty jsou výsledky jak z měření prototypu, tak z měření finální verze a základnímu porovnání s hodnot získaných počítačovou simulací.

1 NAPÁJECÍ ZDROJE

Tato kapitola poskytuje teoretický úvod do problematiky napájecích zdrojů, především lineárních a spínaných.

1.1 Rozdělení napájecích zdrojů

Obecně lze rozdělit napájecí zdroje podle různých hledisek. Většinou se jedná o rozdělení z hlediska jejich výkonu nebo ze způsobu získávání energie.

Podle výkonu lze rozdělit zdroje elektrické energie na:

- Zdroje malého výkonu
- Zdroje středního výkonu
- Zdroje velkého výkonu

Podle způsobu získávání energie to mohou být zdroje:

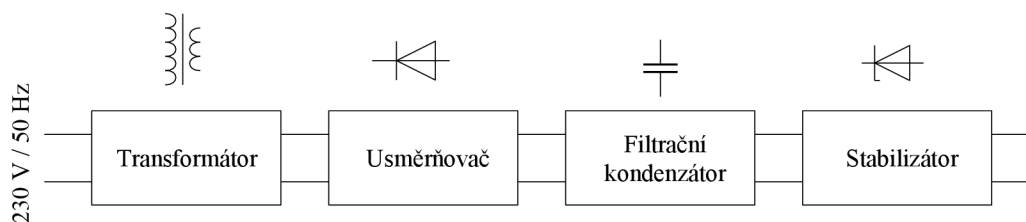
- Síťové (elektrická rozvodná síť)
- Akumulátorové / bateriové (akumulátor nebo baterie)
- Fotovoltaické (EM záření slunečního světla)
- Speciální (mechanické namáhání, okolní EM pole, apod.)

Zatímco první dva zdroje nejsou primárně závislé na vnějších vlivech, je zapotřebí u dalších dvou zdrojů dosáhnout vhodných podmínek okolního prostředí. Dále bude popis zaměřen na zdroje síťové.

1.2 Struktura síťových lineárních zdrojů

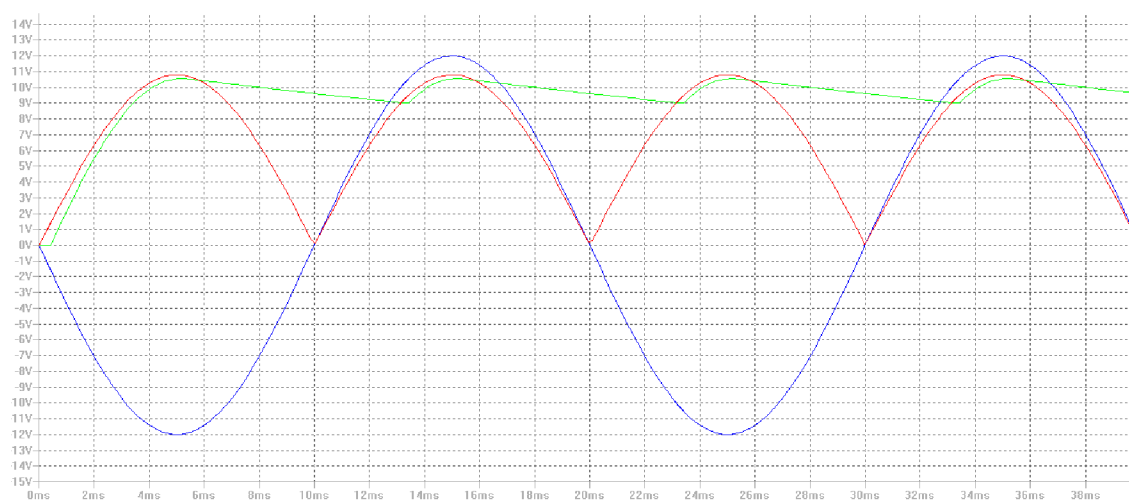
Blokové schéma tohoto typu zdroje je na obrázku 1.1. Vstupní síťové napětí s amplitudou přibližně 325 V a frekvencí 50 Hz (bez uvažování tolerance) je sinusové a je přivedeno na síťový transformátor. Na transformátoru je napětí, ve vhodném transformačním poměru, snižené (obrázek 1.2 – modrá křivka). Transformátor také plní funkci galvanického oddělení od sítě. Napětí má shodnou frekvenci, je stále sinusové, ale jeho amplituda je, ve vhodném transformačním poměru, snížena. Toto napětí je přivedeno na usměrňovač. Ten může být obecně jakéhokoliv typu, při popisu je dále uvažován dvoucestný můstkový usměrňovač. Usměrněné napětí stále nemá konstantní hodnotu, ale je pulzující (obrázek 1.2 – červená křivka) s amplitudu sniženou úbytkem napětí na dvou usměrňovacích diodách a pro námi popisovaný dvoucestný usměrňovač s frekvencí 100 Hz. Konstantní hodnoty napětí (resp. napětí s určitým činitelem zvlnění [1] dosáhneme zařazením filtračního kondenzátoru, který napětí „vyhladí“ (obrázek 1.2 – zelená křivka). Na obrázku průběhu napětí na kondenzátoru je napětí s určitou hodnotou činitele zvlnění. Výsledné zvlnění je závislé, při konstantním vstupním napětí, především na kapacitě kondenzátoru a zatěžovacím proudu, obecně s rostoucím proudem zvlnění roste. V případě potřeby můžeme za filtrační kondenzátor zařadit stabilizátor, který by měl na svém výstupu udržovat konstantní napětí, nezávislé na zatěžovacím proudu,

vstupním napětí nebo teplotě, to mj. znamená, že by měl úplně potlačit zvlnění [2]. Typ stabilizátorů je různý dle potřeb aplikace a především přenášeného výkonu. Hlavní zapojení jednotlivých obvodových bloků je pak popsáno v dalších kapitolách.



Obrázek 1.1 Blokové schéma obecného lineárního síťového zdroje

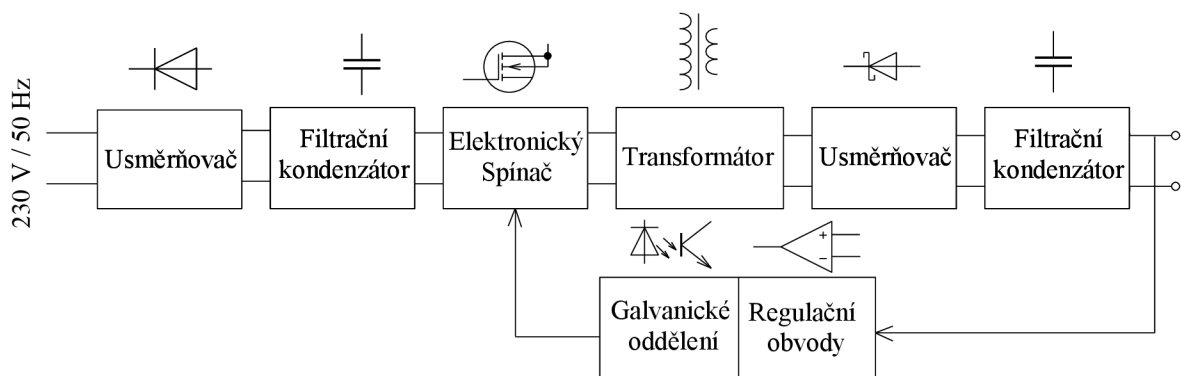
Mezi výhody lineárního zdroje patří ve většině případů jednodušší konstrukce, nízké zvlnění výstupního napětí, rychlá reakce na změnu zátěže a zanedbatelné rušení dalších bloků zařízení a okolí. Oproti tomu dosahují malé účinnosti a jsou poměrně těžké (ve srovnání se spínaným zdrojem stejného výkonu) [3]. Kapacita filtračního kondenzátoru v usměrňovači musí mít pro dosažení dostatečně nízkého zvlnění poměrně velkou velikost, to na druhou stranu způsobuje neharmonický odběr proudu (špičkový odběr při nabíjení kondenzátoru).



Obrázek 1.2 Časové průběhy napětí v obvodu usměrňovače s filtračním kondenzátorem

1.3 Struktura síťových spínaných zdrojů

Blokové schéma síťového spínaného zdroje je na obrázku 1.3, níže. Oproti lineárnímu zdroji, popsaného v kapitole 1.2, u kterých je vstupní síťové napětí nejdříve transformováno na nižší napětí a až poté zpracováváno dalšími obvody, je vstupní síťové napětí u spínaných zdrojů nejdříve usměrněno. Před tímto usměrňovačem je z důvodu zvýšení odolnosti vůči rušením EMI filtr, který odrušuje síť. Po usměrnění a následné filtraci, kde však nejsou kladeny takové požadavky na velikost kapacity kondenzátoru, jako u lineárních zdrojů, je napětí o špičkové hodnotě přibližně 325 V přivedeno na elektronický spínač ovládaný vnějším signálem. Spínač je tvořen v mnoha případech tranzistorem, dnes nejčastěji unipolárním. Frekvence spínání tranzistorů je v řádu kHz až MHz. Napětí o této vysoké frekvenci je transformováno. Výstupní napětí je usměrněno usměrňovačem z rychlých diod (Schottkyho) a vyhlazeno kondenzátorem, případně LC filtrem. Pro udržení konstantní hodnoty napětí je výstupní napětí snímáno a porovnáváno s referenčním. Výstupní napětí je pak regulováno řízením spínače pomocí proměnné střidy (PWM modulace). Zpětná vazba tohoto typu zdroje je z důvodu bezpečnosti galvanicky oddělena, nejčastěji optoelektronicky, případně transformátorovou vazbou [2].



Obrázek 1.3 Blokové schéma obecného spínaného síťového zdroje

Mezi hlavní výhody spínaných zdrojů patří především vysoká účinnost, s tím spojené nízké ztráty a malé rozměry (vzhledem k lineárním zdrojům téhož výkonu). Mezi hlavní nevýhody [3] pak patří poměrně velké zvlnění, možnost rušení okolních bloků zařízení a pomalá reakce na změnu zátěže.

Obecně lze spínané zdroje rozdělit podle dvou hlavních hledisek [4], a to:

Způsobu propojení vstupu a výstupem na:

- Izolované (s transformátorem)
- Neizolované (bez transformátoru)

Podle typu zapojení (resp. vztahu mezi vstupním a výstupním napětím) na:

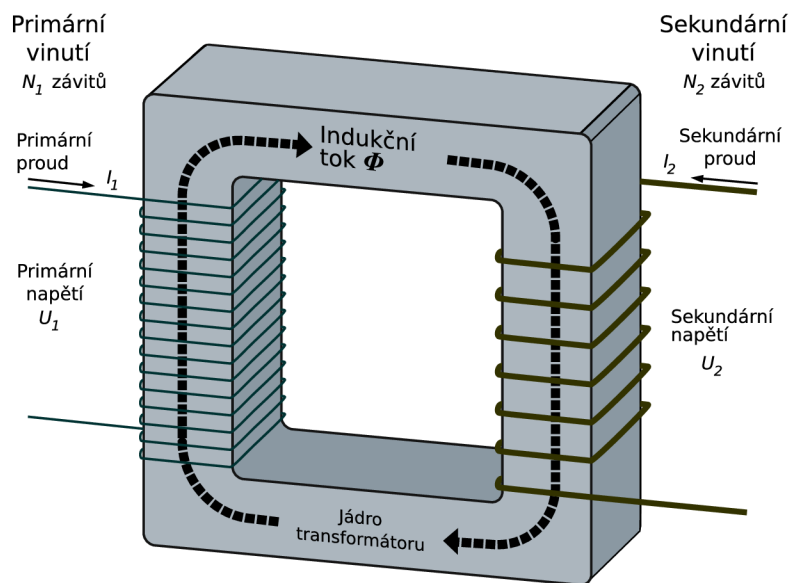
- Snižující (Buck, Step-Down)
- Zvyšující (Boost, Step-Up)
- Invertující (Buck and Boost, Inverting)
- Speciální topologie

1.4 Transformátory v napájecích zdrojích

Transformátor je pasivní obvodový dvojbran, který transformuje napětí (resp. proud či impedanci) ve vhodném, námi určeném, poměru. V této práci je popis zaměřen na jednofázové transformátory určené do napájecích zdrojů běžného výkonu,

1.4.1 Obecný popis funkce

Transformátor obecně se skládá z primárního vinutí, magneticky vodivého jádra a alespoň jednoho sekundárního vinutí. Obecná struktura transformátoru je na obrázku 1.4.



Obrázek 1.4 Obecná struktura transformátoru, převzato z [30]

Činnost transformátoru je založena na principu Maxwellových rovnic [5], především tedy na principu elektromagnetické indukce. Po připojení primárního vinutí ke zdroji časově proměnného napětí začne tímto vinutím procházet magnetizační proud I_{MAG} . Tento magnetizační proud vytváří proměnný magnetický tok ϕ . Tento proměnný magnetický tok indukuje v jednotlivých sekundárních vinutích napětí. Smysl tohoto indukovaného napětí odpovídá Lenzovu zákonu. Indukované napětí na sekundárním vinutí transformátoru je [6]:

$$u_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot N_2 \cdot \phi, \quad (1.1)$$

kde u_2 je napětí indukované v sekundárním napětí transformátoru ve V, f je frekvence napětí připojeného na primární vinutí v Hz, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí a ϕ magnetický indukční tok ve Wb.

Magnetický indukční tok v jádře vyvolaný střídavým napětím primárního vinutí je

$$\phi = \frac{1}{N_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1, \quad (1.2)$$

kde N_1 je počet závitů primárního vinutí a U_1 je efektivní hodnota primárního napětí ve V. Vztah je prakticky totožný se vztahem 1.1.

Každé jádro je charakterizováno maximální magnetickou indukcí B , pro správnou činnost transformátoru nelze tuto hodnotu překročit, jelikož by došlo k přesycení jádra.

Vztah mezi velikostí vstupního a výstupního napětí, resp. proudu pro ideální bezztrátový transformátor je dán převodním poměrem n :

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (1.3)$$

kde n je převodní poměr transformátoru, U_1 a U_2 primární, resp. sekundární napětí transformátoru ve V, I_1 a I_2 proud primárním, resp. sekundárním vinutím transformátoru v A.

Pro oddělovací transformátor má převodní poměr hodnotu 1, tedy vstupní napětí je rovno výstupnímu.

Každý reálný transformátor je ztrátový, ztráty lze rozdělit na ztráty v jádře a ztráty ve vinutí, obecně se jedná o ztráty [5], [6]:

- Ztráty ve vinutí způsobené Jouelovým teplem
- Hysterezní ztráty
- Ztráty vířivými proudy
- Rozptyl transformátoru

Ztráty ve vinutí jsou způsobené konečným odporem vinutí, na kterém při průchodu proudu vzniká úbytek napětí a tedy ztrátový výkon. Odpor vinutí je způsoben rezistivitou materiálu a konečnou hloubkou vniku. Odpor vinutí roste s teplotou.

Hysterezní ztráty jsou způsobeny změnou magnetické indukce v jádře v závislosti na rychlosti změny intenzity magnetického pole, což je přímo úměrné změně rychlosti pole elektrického – frekvencí primárního napětí.

Ztráty vířivými proudy jsou způsobeny částečně vodivým jádrem, kdy je napětí indukováno i do samotného jádra.

Rozptyl transformátoru je dán nedokonalou vazbou primárního a sekundárního vinutí, kdy je část magnetického toku rozptýlena do okolí.

Transformátor se využívá v obou koncepcích napájecích zdrojů, tedy jak v lineárních, tak spínaných. Obecný princip zůstává v obou koncepcích stejný, liší se však konstrukcí, provedením a rozměry.

1.4.2 Transformátory pro spojité zdroje

V tomto typu transformátoru se jádro obvykle skládá ze skládaných, vzájemně izolovaných, plechů, případně svinuté křemíkové oceli. Jádra mají nejčastěji tvar EI, C, Q nebo dnes velmi často toroidní jádro. Vodiče jsou tvořeny standardními měděnými lakovanými vodiči s průřezem, který odpovídá požadované proudové hustotě. Provedení je většinou jako toroidní, zalité pro montáž do DPS nebo pro klasickou montáž. Pro transformátory (a zvláště toroidní) od výkonu přibližně 200 VA a výše je vhodné omezit nárazový zapínací proud, který může svou velikostí vybavit jistič. Z tohoto důvodu se do primárního vinutí často zařazuje NTC termistor, který po zahřátí sníží svůj odpor. A jeho odpor je minimální (vzniká na něm však výkonová ztráta, která způsobuje jeho zahřívání). Transformátory lze většinou koupit jako hotové s běžnými parametry a běžným počtem vinutí, pro specifické požadavky nutno často řešit zakázkovou výrobou.

1.4.3 Transformátory pro spínané zdroje

Princip činnosti transformátoru pro spínané zdroje je obdobný jako v případě klasického síťového transformátoru pro spojitý zdroj. Z hlediska kmitočtu transformovaného napětí (řády kHz a MHz) je však základem jádro z kvalitního materiálu, u kterého nenastanou vlivem vysoké frekvence velké ztráty v jádře. S vysokou frekvencí signálu se však také výrazně projevuje skin efekt [7], tj. klesá hloubka vniku a proud neteče v celém průřezu vodiče, čímž je aktivní plocha vodiče menší a více se zahřívá. Hloubku vniku lze spočítat jako:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu}}, \quad (1.4)$$

kde δ je hloubka vniku v metrech, ρ měrný odpor vodiče v $\Omega \cdot \text{m}$, f frekvence napětí v Hz a μ permeabilita materiálu.

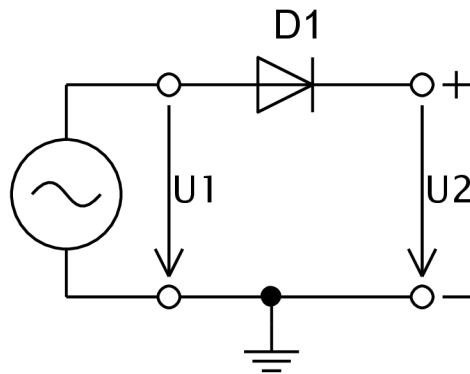
Ze vzorce 1.4 je vidět, že s rostoucí frekvencí hloubka vniku klesá. Z tohoto důvodu je nutné také použít speciální splétané vodiče (ideálně postříbřené či jinak upravené), což zajistí optimálnější rozložení proudu. Pozitivní vliv vysoké frekvence se odrazí převážně jen ve velikosti transformátoru, protože jím není přenášena souvislá hodnota výkonu. Nabídka hotových transformátorů je z hlediska velkého rozptylu požadovaných parametrů menší [8].

1.5 Usměrňovače

Pro dosažení stejnosměrného napětí (resp. proudu) se využívají usměrňovače. Ty lze rozdělit na řízené a neřízené. Popis se zde zaměřuje převážně na neřízené usměrňovače pro lineární koncepce zdrojů.

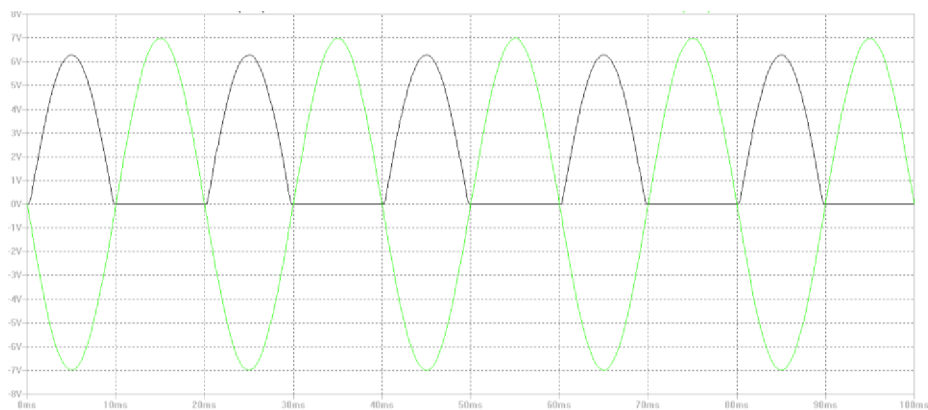
1.5.1 Jednocestné neřízené usměrňovače

Jednocestný usměrňovač vede na aplikaci jednoduchého PN přechodu. Ten je pro jednu polaritu orientován propustně (proud prochází) a pro opačnou polaritu naopak závěrně (proud neprochází, resp. prochází pouze proud minoritních nosičů). V případě jednocestného usměrňovače, s jednou diodou, jehož zapojení je na obrázku 1.5, je tedy dioda pro jednu půlvlnu polarizována propustně a pro opačnou půlvlnu naopak závěrně. Změnou polarizace diody změníme reakci na příslušnou půlvlnu.



Obrázek 1.5 Základní zapojení jednocestné usměrňovače

Na obrázku 1.6 je znázorněn průběh napětí na vstupu (zelená křivka) a výstupu (černá křivka) jednocestného usměrňovače zapojeného podle základního zapojení na obrázku 1.5. Obrázek je uveden pro usměrňované sinusové napětí s frekvencí 50 Hz a vstupním napětím s amplitudou přibližně 7 V. V souladu s popisem zapojení výše, je dioda otevřena pouze po dobu kladné půlperiody a výstupní napětí usměrňovače je sníženo o úbytek napětí na usměrňovací diodě (přibližně 0,6 - 1 V, dle typu diody). Pro zápornou půlvlnu je dioda uzavřena a protéká jí jen zanedbatelný proud daný minoritními nosiči.



Obrázek 1.6 Časové průběhy napětí na vstupu a výstupu jednocestného usměrňovače

Použité diody jsou nejčastěji klasické křemíkové diody pro usměrnění napětí o nízkých frekvencích (nejčastěji 50 Hz), pro usměrnění napětí o vysokých frekvencích (spínané zdroje) je pak nutno použít rychlé diody (Schottkyho), které mají malou dobu zotavení a jednotlivé nosiče stíhají rekombinovat při rychlých změnách.

Hlavními parametry při výběru vhodné usměrňovací diody je nutno zohlednit především maximální závěrné napětí, maximální proud v propustném směru [1], dobu zotavení (především při použití ve spínaných zdrojích).

Podmínka minimálního závěrného napětí diody:

$$U_{RMAX} > 2 \cdot U_0, \quad (1.5)$$

kde U_{RMAX} je minimální hodnoty potřebného závěrného napětí diody ve V a U_0 výstupní stejnosměrné napětí ve V.

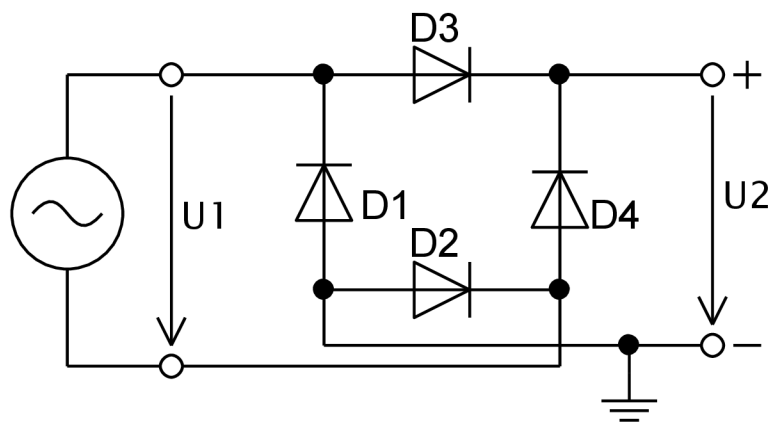
Podmínky minimálního proudového zatížení diody:

$$I_{FMAX} = I_0, \quad (1.6)$$

kde I_{FMAX} je minimální hodnota propustného proudu, na který je dioda dimenzována v A a I_0 výstupní stejnosměrný proud v A.

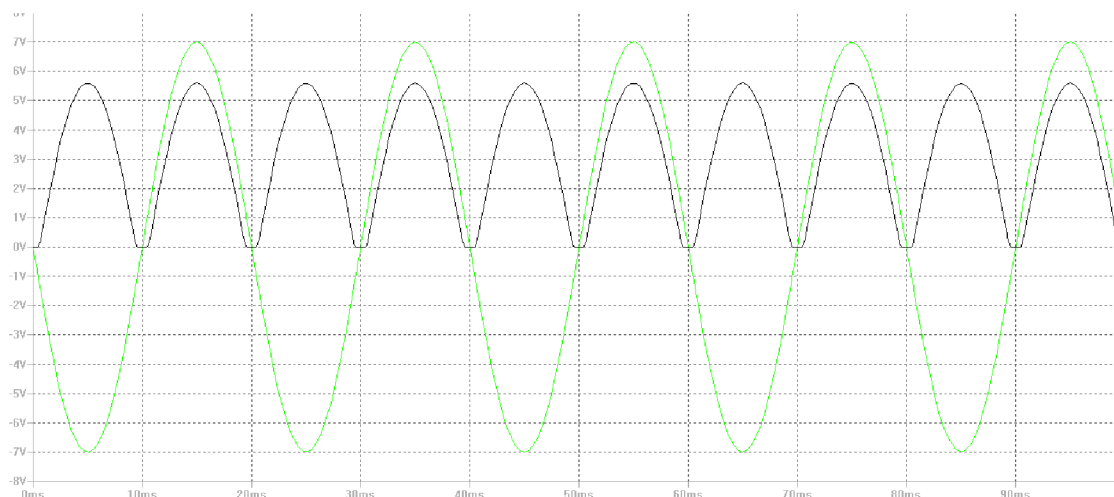
1.5.2 Dvoucestné neřízené usměrňovače

Dvoucestný usměrňovač je určitým vylepšením usměrňovače jednocestného. V případě jednocestného usměrňovače byla na výstup zpracována pouze jedna půlperioada. Doplněním usměrňovače o druhou diodu lze zpracovávat obě půlperiody, tj. pro jednu půlperioadu bude vždy jedna dioda zapojena propustně a druhá naopak závěrně. Velmi často se však místo dvou diod používá zapojení čtyř diod do tzv. Graetzova můstku, ten oproti usměrňovači s dvěma diodami nevyžaduje střed vinutí transformátoru. Zapojení tohoto můstkového usměrňovače je na obrázku 1.7.



Obrázek 1.7 Zapojení dvoucestného můstkového usměrňovače

Na obrázku 1.8 je znázorněn průběh napětí na vstupu (zelená křivka) a výstupu (černá křivka) dvoucestného usměrňovače zapojeného podle základního zapojení na obrázku 1.7. Obrázek je uveden pro usměrňované sinusové napětí s frekvencí 50 Hz a vstupním napětím s amplitudou přibližně 7 V. V souladu s popisem zapojení výše jsou v každé půlperiodě otevřeny vždy dvě diody. Výstupní napětí usměrňovače je snižené o úbytek napětí na celkem dvou usměrňovacích diodách zapojených v sérii (pro jednu diodu přibližně 0,6 – 1 V, dle typu diody). Tento typ usměrňovače tedy přibližně realizuje absolutní hodnotu vstupního sinusového napětí.



Obrázek 1.8 Časové průběhy napětí na vstupu a výstupu dvoucestného můstkového usměrňovače

O parametrech a typu diod platí totéž co u jednocestného usměrňovače v kapitole 1.5.1, pro nízké frekvence postačují křemíkové, pro vysoké frekvence je třeba použití rychlé diody. Klíčové parametry jsou stejné jako v případě jednocestného usměrňovače. Vzhledem k zapojení, však platí jiné podmínky pro jejich dimenzování [1].

Podmínka minimálního závěrného napětí diody:

Lze aplikovat podmínku jako v případě jednocestného usměrňovače danou vztahem 1.5, tedy:

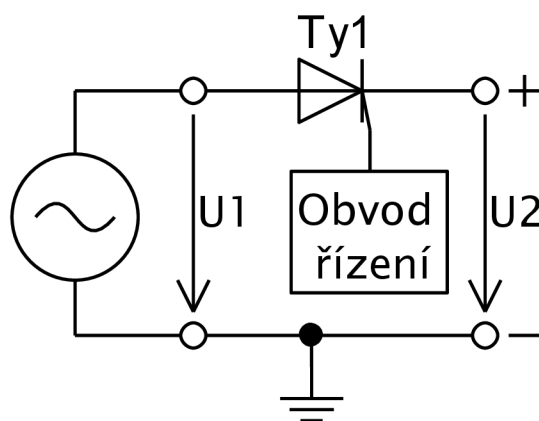
$$U_{RMAX} > 2 \cdot U_0$$

Podmínka minimálního proudového zatížení diody je pak:

$$I_{FMAX} = \frac{I_0}{2} \quad (1.7)$$

1.5.3 Řízené usměrňovače

U neřízených usměrňovačů (kapitola 1.5.1 a 1.5.2) je daná dioda, resp. diody vedou proud po celou dobu dané půlperrody a druhou půlperrodu jsou uzavřeny. O tom zda proud diodou prochází nebo neprochází nerozhoduje vnější signál, ale jen okamžitá hodnota vstupního napětí. V případě nahrazení diody ovladatelným prvkem (např. tyristorem) budeme mluvit o usměrňovači řízeném. Příklad jednoduchého jednocestného usměrňovače je na obrázku 1.9. Obvod řízení, kdykoliv v době první půlperrody, impulzem do elektrody gate převede tyristor do propustného stavu. Tyristor se sám uzavírá při opačné půlperrodě a pro celou tuto periodu je uzavřen.



Obrázek 1.9 Jednocestný tyristorový usměrňovač

Výhodou řízených usměrňovačů je, že dokáží řídit stejnosměrnou složku výstupního napětí, mj. dosahují nižších energetických ztrát. Nevýhodou je pak potřeba řízení a především rušení v energetickém spektru.

1.5.4 Filtrační kondenzátor

Filtrační kondenzátor má na výstupu usměrňovače vyhladit výstupní napětí, resp. snížit zvlnění. Kondenzátor se v době růstu napětí v rámci půlperrody nabíjí a v době poklesu napětí energii naopak dodává, čímž se snaží dorovnat pokles napětí. Je tedy zřejmé, že v případě jednocestného usměrňovače, kdy ve druhé půlperrodě je napětí na výstupu nulové, musí svou energii dodávat v delším časovém intervalu. Z toho vyplývá, že při stejné kapacitě kondenzátoru se u jednocestného usměrňovače projeví větší hodnota zvlnění, než v případě dvoucestného.

Velikost kapacity tohoto kondenzátoru má vliv na výsledné zvlnění, definované jako [4]:

$$p = \frac{U_{pp}}{U_0} \cdot 100, \quad (1.8)$$

kde p je výsledný činitel zvlnění v %, U_{pp} je zvlnění výstupního napětí (mezivrcholová hodnota) ve V a U_0 je stejnosměrná složka výstupního napětí ve V.

Velikost kapacity kondenzátoru pro lineární zdroj s dvoucestným usměřňovačem lze pak určit empirickým vztahem [1]: ,

$$C = \frac{300 \cdot I}{p \cdot U_0}, \quad (1.9)$$

kde C je kapacita potřebné kapacity kondenzátoru v μF a I maximální odebíraný proud v mA. Pro výpočet potřebné hodnoty kapacity jednocestného usměřňovače lze konstantu 300 ve vztahu 1.9 nahradit hodnotou 600 a potřebná kapacita tak bude dvojnásobná.

Z hlediska proudových požadavků od napájecího zdroje jsou kondenzátory většinou elektrolytické s různou hodnotou kapacity. Při výběru je nutno zohlednit mimo jeho kapacity také parametry jako ESR, průrazné napětí nebo maximální proud kondenzátorem. Hodnota ESR má velký vliv na schopnost dosažení nízkého zvlnění při stejné hodnotě kapacity.

Napětově kondenzátor dimenzujeme na hodnotu minimálně výstupnímu stejnosměrnému napětí. Nutno však volit dostatečnou rezervou (např. 30 %).

U kondenzátorů obecně platí, že je nutno ve většině případů volit hodnotu ESR co nejmenší. Nutno je však často nalézt kompromis mezi přijatelnými parazitními jevy a cenou. Někdy je naopak určitá hodnota ESR vyžadována pro zajištění stability (platí pro vstupní a výstupní kondenzátory stabilizátorů).

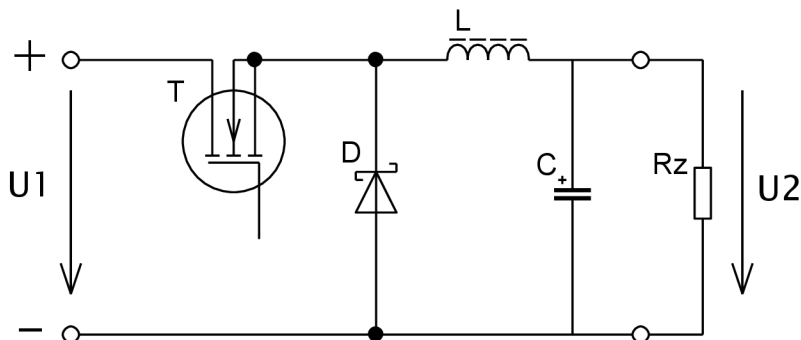
Odběr proudu ze sítě je při použití kapacit neharmonický. V tomto případě vznikají špičky při nabíjení kondenzátoru (na začátku přechodového děje představuje přibližně zkrat), což je zřetelnější s rostoucí filtrační kapacitou a zatížením zdroje. Proto je vhodné zařadit tzv. PFC obvod (Power Factor Correction), který odběr ze sítě harmonizuje. Použití PFC snižuje celkovou účinnost zařízení.

1.6 Spínané DC/DC měniče

Spínané DC/DC měniče slouží ke konverzi vstupního napětí U_1 s určitou hodnotou na hodnotu napětí U_2 s jinou hodnotou napětí U_2 s nespojitou regulací (spínané). Přičemž vstupní i výstupní napětí je stejnosměrné (DC/DC). Zaměřena je pozornost na neizolované topologie, které jsou vhodné především pro menší výkony.

1.6.1 Snižující měniče

Základní zapojení neizolovaného snižujícího měniče (Step-Down, Buck) je na obrázku 1.10 níže. Uvedený obvod realizuje konverzi vstupního napětí U_1 směrem dolů. Výstupní napětí U_2 je tedy nižší nebo maximálně rovno vstupnímu napětí U_1 .



Obrázek 1.10 Základní zapojení neizolovaného snižujícího měniče

V době sepnutí tranzistoru T je proud do zátěže dodáván přímo ze vstupního zdroje napětí přes cívku L , během této doby v sobě cívka průchodem proudu do zátěže akumuluje elektrickou energii. V době rozepnutí tranzistoru T je vstupní zdroj napětí odpojen. Zdrojem proudu se v této době stává cívka L na které je v této době opačná polarita napětí při zachování stejného smyslu proudu, dioda D slouží k uzavření obvodu. V první fázi (tranzistor sepnut) se tedy cívka chová jako spotřebič, ve druhé fázi (tranzistor rozepnut) se cívka chová jako zdroj. Kondenzátor C se nabíjí v době sepnutí tranzistoru a v době rozepnutí tranzistoru podporuje proud cívky do zátěže a snižuje tak výsledné zvlnění výstupního napětí [4].

Výstupní napětí tohoto obvodu lze spočítat jako

$$U_2 = U_1 \cdot s, \quad (1.10)$$

kde U_2 je výstupní napětí měniče ve V, U_1 vstupní napětí měniče ve V a s je střída spínání tranzistoru T a je obecně definována jako [9]:

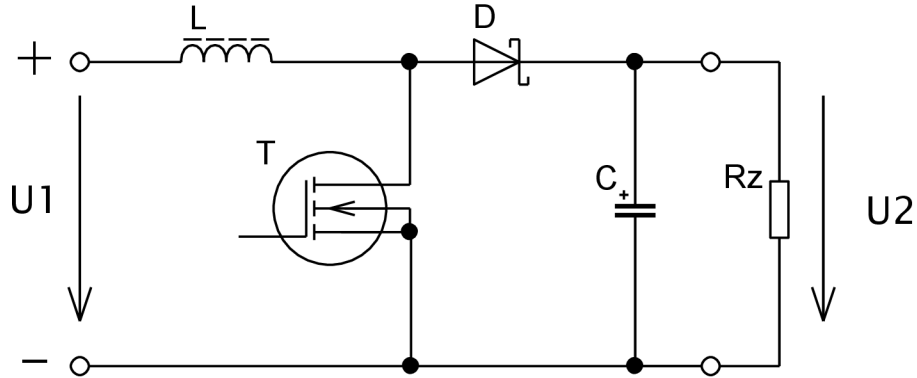
$$s = \frac{t_1}{t_1 + t_2}, \quad (1.11)$$

kde t_1 je doba sepnutí tranzistoru (označována často jako t_{on}) v s a t_2 doba rozepnutí tranzistoru (označována často jako t_{off}) v s. Součet t_1 a t_2 je perioda spínání.

Snižující měniče založené na tomto principu se často používají jako náhrada klasických lineárních stabilizátorů, především z hlediska účinnosti, a tím tedy nízké výkonové ztráty. Ne vždy tuto možnost lze ale použít, především z hlediska rušení a výsledného zvlnění.

1.6.2 Zvyšující měniče

Základní zapojení zvyšujícího měniče (Step-Up, Boost) je na obrázku 1.11, níže. Uvedený obvod realizuje konverzi vstupního napětí U_1 směrem nahoru. Výstupní napětí U_2 je tedy vyšší nebo minimálně rovno vstupnímu napětí U_1 .



Obrázek 1.11 Základní zapojení neizolovaného zvyšujícího měniče

Oproti snižujícímu měniči, kde akumulace energie probíhá v době sepnutí tranzistoru a její předávání v době rozepnutí, je tomu u zvyšujícího naopak. V době sepnutí tranzistoru T roste proud cívku L a energie se na ni ukládá ve formě magnetického pole. V tomto intervalu dodává energii do zátěže kondenzátor C a dioda D slouží k zamezení jeho vybíjení. Při rozepnutí tranzistoru přechází cívka L do režimu zdroje a společně se zdrojem vstupního napětí U_1 tvoří sériové spojení zdrojů napětí, čímž se dosáhne vyššího napětí. Toto napětí je poníženo o úbytek napětí na diodě a saturační napětí tranzistoru, tedy [4]:

$$U_2 = U_1 + U_L - U_D - U_{CES}, \quad (1.12)$$

kde U_2 je výsledné výstupní napětí měniče ve V , U_1 je vstupní napětí měniče ve V , U_L je napětí na cívce ve V , U_D je úbytek napětí na diodě ve V a U_{CES} je saturační napětí tranzistoru ve V .

Napětí U_{CES} je dán odporem $R_{DS(on)}$ kanálu, obecně platí, že je výhodné používat tranzistory s nízkým $R_{DS(on)}$, mj. z důvodu výkonových ztrát na tranzistoru v době sepnutí.

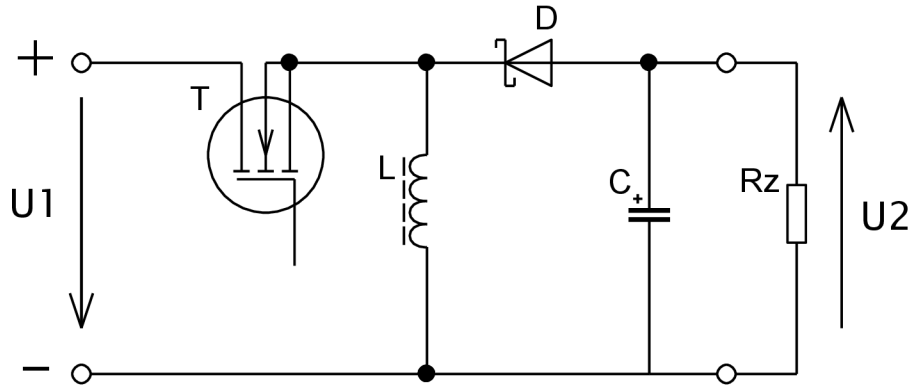
Ze střídý lze výstupní napětí vypočítat [9]

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{1}{1-s}, \quad (1.13)$$

Zvyšující měniče se často používají v zařízení s bateriovým napájením.

1.6.3 Invertující měniče

Základní zapojení [4] invertujícího měniče (Invert, Buck and Boost) je na obrázku 1. 12 níže.



Obrázek 1.12 Základní zapojení neizolovaného zvyšujícího měnič

V době sepnutí tranzistoru T prochází proud cívkou L a energie se na ní akumuluje ve formě magnetického pole. V této fázi se cívka chová jako spotřebič a proud zátěže je krytý kondenzátorem C. V době rozepnutí tranzistor T se cívka stává zdrojem, avšak polarita na ní je opačná a tedy i výstupní napětí má oproti vstupnímu opačnou polaritu.

Výstupní napětí tohoto měniče lze vypočítat opět v závislosti na střídě jako [9]:

$$U_2 = -U_1 \cdot \frac{1}{1-s} . \quad (1.14)$$

Obdoba tohoto měniče, který ale obsahuje již dvě cívky je Čukův, ten má oproti tomuto zapojení malé zvlnění výstupního napětí.

Použití tohoto měniče je možné nalézt v zařízení, kde výstupní napětí dosahuje jak menšího, tak i většího výstupního napětí než je vstupní.

1.6.4 Nábojové pumpy

Nábojové pumpy mají podobné využití jako měniče s indukčností popsané výše. Oproti nim však nábojové pumpy neobsahují indukčnost, což mj. znamená, že je lze použít jen pro nízké výkony. Akumulační prvky zde tvoří kondenzátory, které se nabíjejí a přepínají se řídicím obvodem do vhodné kombinace pro získání potřebné hodnoty napětí [10].

Použití je typicky v aplikacích s potřebou vyššího napětí, kde není velký proudový odběr.

1.6.5 Izolovaná zapojení

Izolovaná zapojení jsou výhodná v případě požadavku na galvanické oddělení, potřeby více výstupních napětí nebo při velkém výkonu, kdy by cívka pro dostatečně nízké zvlnění měla velké rozměry [4].

Izolované měniče lze rozdělit na:

- Jednočinné (akumulující, propustný, rezonanční)
- Dvojčinné (push-pull, polomost, plný most)

Práce však není na tyto topologie zaměřená a informace k jejich zapojení tak převyšují náplň této práce.

1.6.6 Integrovaná provedení

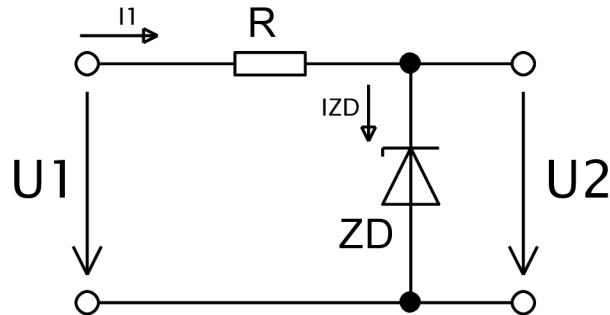
Pro návrh aplikace spínané koncepce zdroje běžného výkonu lze využít integrovanou formu. Ta buď plní pouze funkci řídicí (kdy spínací tranzistory jsou připojovány jako externí součástky) nebo jsou integrovány i tyto tranzistory a k obvodu je připojena jen cívka, vstupní kondenzátor, výstupní kondenzátor a součástky pro stabilitu zpětné vazby, případně odporový dělič pro nastavení výstupního napětí. Pro určité hodnoty lze nalézt i již hotový modul. Pro návrh těchto zapojení lze vhodně využít dostupné návrhové aplikace výrobce, které provádí návrh katalogových zapojení (např. TI Webench firmy Texas Instruments, LTPowerCAD firmy Linear Technology) nebo provádí návrh celého síťového zdroje (PI Expert firmy Power Integrations), případně vybrat již hotové aplikační zapojení. U takovýchto aplikačních zapojení lze předpokládat, že zapojení je vyřešeno a otestováno výrobcem, jak z pohledu stability, tak často i z pohledu celkového výběru součástek.

1.7 Lineární stabilizátory

Lineární stabilizátory slouží ke stabilizaci výstupního napětí na požadovanou hodnotu. Oproti spínaným stabilizátorům mají nízké zvlnění, ale poměrně nízkou účinnost. Lineární stabilizátory lze rozdělit na parametrické a zpětnovazební. Parametrické využívají jen malého dynamického odporu prvku, zpětnovazební využívají snímání výstupního napětí, porovnání s referenční hodnotou a následnou regulaci.

1.7.1 Stabilizátor se zenerovou diodou

Typické zapojení je na obrázku 1.13. Zapojení se skládá ze samotné zenerovy diody a omezovacího odporu R, který plní funkci proudového zdroje.



Obrázek 1.13 Jednoduchý stabilizátor se zenerovou diodou

U tohoto typu parametrického stabilizátoru se využívá nedestruktivního průrazu PN přechodu. Vlivem tohoto průrazu dochází k prudkému nárůstu proudu při malých změnách napětí. Toto napětí, které se ve velkém proudovém rozsahu mění velmi málo, nazýváme zenerovo napětí. Podle typu průrazu, který se zde uplatňuje, se rozlišuje průraz lavinový a průraz zenerův. Zenerův průraz převládá u diod s hodnotou přibližně do 6 V, tyto diody mají záporný teplotní součinitel napětí (průrazné napětí s rostoucí teplotou klesá). Lavinový průraz převládá naopak u diod nad hodnotu přibližně 6 V a diody mají kladný teplotní součinitel napětí (průrazné napětí s rostoucí teplotou roste). V běžné praxi se používá termín zenerova dioda i pro diody, které pracují na principu lavinového jevu.

Proudový činitel stabilizace je roven dynamickému odporu ve vyšetřovaném pracovním bodě a lze jej vypočítat jako [1]

$$S_I = \frac{dU_2}{dI_2} = R_d, \quad (1.15)$$

kde S_I je činitel proudové stabilizace v Ω , dU_2 (resp. ΔU_2 při uvážení reálného okolí pracovního bodu) je změna výstupního napětí V při změně výstupního proudu (proudu zátěže dI_2 (resp. ΔI_2 při uvážení reálného okolí pracovního bodu) v A a R_d je dynamický odpor diody v daném pracovním bodě. Tento vztah platí obecně. Ze vztahu je patrné, že dioda by měla mít optimálně malý dynamický odpor (požadujeme malou změnu výstupního napětí při velké změně výstupního proudu).

Obecně lze pro stabilizátory, obecně, definovat tzv. činitel zvlnění. Jeho hodnota udává schopnost potlačit zvlnění vstupního napětí. PSSR lze určit ze vztahu

$$\text{PSSR} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{2,pp}}{U_{1,pp}} \right), \quad (1.16)$$

kde PSSR je výsledný činitel zvlnění v dB a $U_{1,pp}$, resp. $U_{2,pp}$ je zvlnění vstupního, resp.

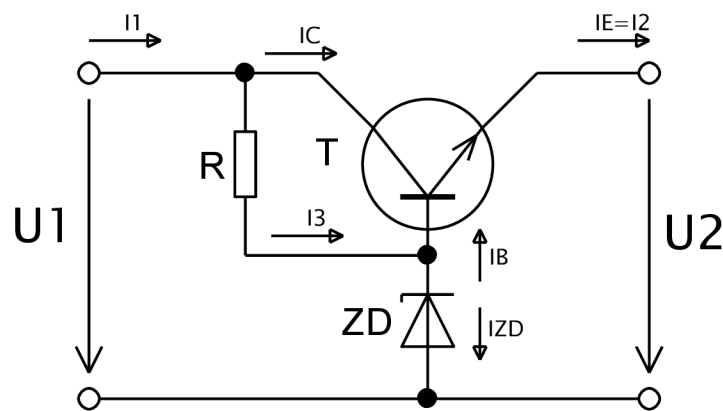
výstupního napětí. Tato hodnota je závislá na frekvenci (s rostoucí frekvencí PSSR klesá).

Při návrhu stabilizátoru je dodržet minimální proud diodou pro korektní činnost jako stabilizátoru a zároveň však nepřekročit maximální výkonovou ztrátu.

Tento typ stabilizátoru se používá spíše pro malé výkony a často jako zdroj referenčního napětí pro aplikace, které nevyžadují vynikající stabilitu.

1.7.2 Stabilizátor s tranzistorem

Oproti zapojení se zenerovou diodou popsanému v předešlé kapitole (1.7.1) je v tomto zapojení použita zenerova dioda jen jako zdroj referenčního napětí a samotný regulační prvek je zde tranzistor. Tomu odpovídá zapojení na obrázku 1.14.



Obrázek 1.14 Stabilizátor s tranzistorem

Pro správnou funkci nesmí proud diodou opět klesnout pod minimální hodnotu a tranzistor nesmí pracovat v saturaci, protože by tím ztratil schopnost regulace. Tranzistor zde mění svůj dynamický odpor, čímž udržuje hodnotu výstupního napětí

$$U_2 = U_{ZD} - U_{BE}, \quad (1.17)$$

kde U_2 je výstupní hodnota stabilizátoru ve V, U_{ZD} je průrazné napětí použité zenerovy diody ve V a U_{BE} napětí báze-emitor použitého tranzistoru, které má hodnotu přibližně 0,6 V.

Hodnotu rezistoru R lze bez odvození spočítat [11]:

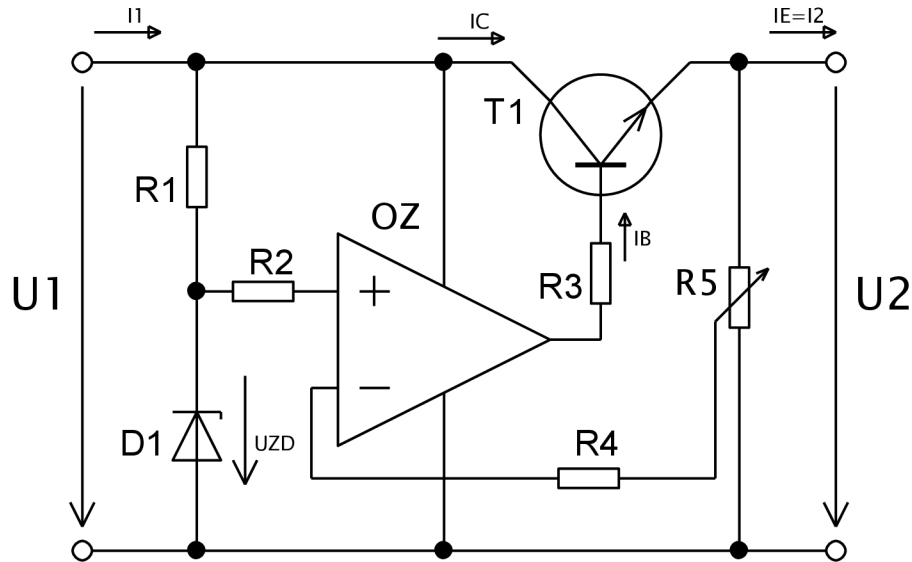
$$R = \frac{U_1 - U_{ZD}}{I_{ZD} + \frac{I_C}{h_{21}}}, \quad (1.18)$$

kde R je výsledná hodnota rezistoru v Ω , U_1 je vstupní napětí stabilizátoru ve V, U_{ZD} zenerovo napětí použité diody ve V, I_{ZD} proud zenerovou diodou v A, I_C proud kolektorem (resp. proud zátěží při zanedbání I_B) v A a h_{21} proudový zesilovací činitel tranzistoru.

Stabilizátor lze použít pro větší zatěžovací proudy s pevnou hodnotou výstupního napětí, které je dáno převážně hodnotou zenerova napětí použité diody.

1.7.3 Stabilizátor se zesilovačem regulační odchytky

Toto zapojení je určité vylepšení předchozího typu stabilizátoru. Na obdobném principu jsou založeny integrované formy lineárních stabilizátorů. Základem tohoto zapojení je regulační tranzistor T1, zdroj referenčního napětí D1 a zesilovač regulační odchytky OZ. Základní ideové zapojení tohoto stabilizátoru je na obrázku 1.15.



Obrázek 1.15 Stabilizátor se zesilovačem regulační odchytky

Mezi výstupní kladnou svorku a zem je připojen potenciometr R_5 . Tento potenciometr tvoří vlastně odporový dělič. Napětí na výstupu tohoto děliče je dáno natočením potenciometru, tedy jeho dělicím poměrem. Toto napětí je v zesilovači regulační odchytky porovnáváno s referenčním napětím, které je připojeno na neinvertující vstup OZ . Výstupním napětím OZ je pak ovládán tranzistor T_1 .

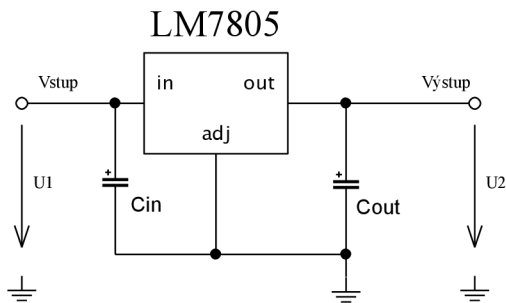
Od zesilovače regulační odchytky očekáváme velký zisk, od zdroje referenčního napětí pak stabilitu. Tranzistor je často výkonový a pro velké výkonové ztráty je lze sdružovat do více stupňů.

1.7.4 Integrovaná provedení

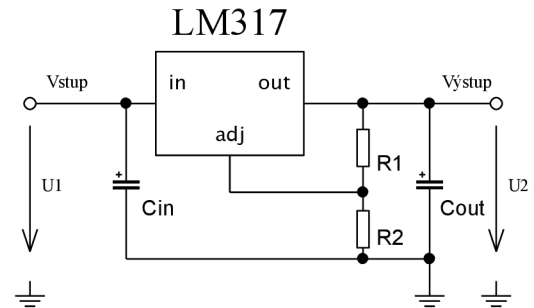
K dispozici jsou integrované stabilizátory napětí s fixní hodnotou výstupního napětí (nenastavitelné) a nastavitelné (adjustable). Integrované stabilizátory mají často již integrovanou nadproudovou vratnou ochranu a tepelnou ochranu. Mimo nastavení výstupního napětí integrované stabilizátory vyžadují připojení vstupního a výstupního kondenzátoru, které zajišťují stabilitu obvodu a pomáhají potlačit zvlnění. Tyto kondenzátory by měly být umístěny co nejbližší pouzdru obvodu. Některé stabilizátory mají funkci proudového omezení, vypnutí, apod. Tato integrovaná forma je značně omezena ztrátovým výkonem.

Jako zástupce nenastavitelného stabilizátoru lze uvést známé obvody 7805, jehož katalogové zapojení je uvedeno na obrázku 1.16. Ten je tvořen pouze samotným

obvodem, vstupním a výstupním kondenzátorem [12]. Jako zástupce nastavitelného stabilizátoru je uveden obvod LM317, jehož zapojení je na obrázku 1.17, ten se skládá ze vstupního a výstupního kondenzátoru a odporového děliče pro nastavení výstupního napětí. [13]. PSSR obvodu LM317 je pro frekvenci 50 Hz přibližně 60 dB, pro hodnotu 1 MHz pak již jen 20 dB.



Obrázek 1.16 Katalogové zapojení obvodu LM7805



Obrázek 1.17 Katalogové zapojení obvodu LM317

Výstupní napětí je pak dáno vztahem (1.19) níže, hodnota 1,25 ve vztahu je hodnota referenčního napětí tohoto obvodu:

$$U_2 = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right), \quad (1.19)$$

Ze vztahu 1.19 je patrné, že v základním zapojení bez záporného napětí nelze dosáhnout nižší hodnoty výstupního napětí než 1,25 V.

Uvedené informace platí pro velkou řadu dnes dostupných lineárních stabilizátorů. Na trhu jsou dnes dostupné i stabilizátory s velmi přesným nastavením proudového omezení, vysokou hodnotou činitele potlačení zvlnění a nízkým přidaným šumem. I v případě lineárních stabilizátorů lze použít obvody, které mají regulační tranzistor jako externí součástku, což je vhodné především pro velký ztrátový výkon na tomto regulačním prvku.

2 NÁVRH ZDROJE

V této kapitole je postupně proveden celkový návrh zdroje, včetně rozvahy chlazení. Vyžaduje-li si to povaha součástky v obvodu, je u ní provedena diskuze vhodného typu a hodnoty případně s uvedením vztahu pro výpočet.

2.1 Vstupní požadavky pro návrh

Cílem této práce je návrh dvojitého stabilizovaného zdroje s výstupním napětím v rozsahu 0-30 V a maximálním proudem každého kanálu až 3 A. Požadována je redukce ztrát při zachování dostatečné kvality výstupního napětí. Očekávána je možnost nastavení maximálního výstupního proudu a jeho měření, včetně měření napětí.

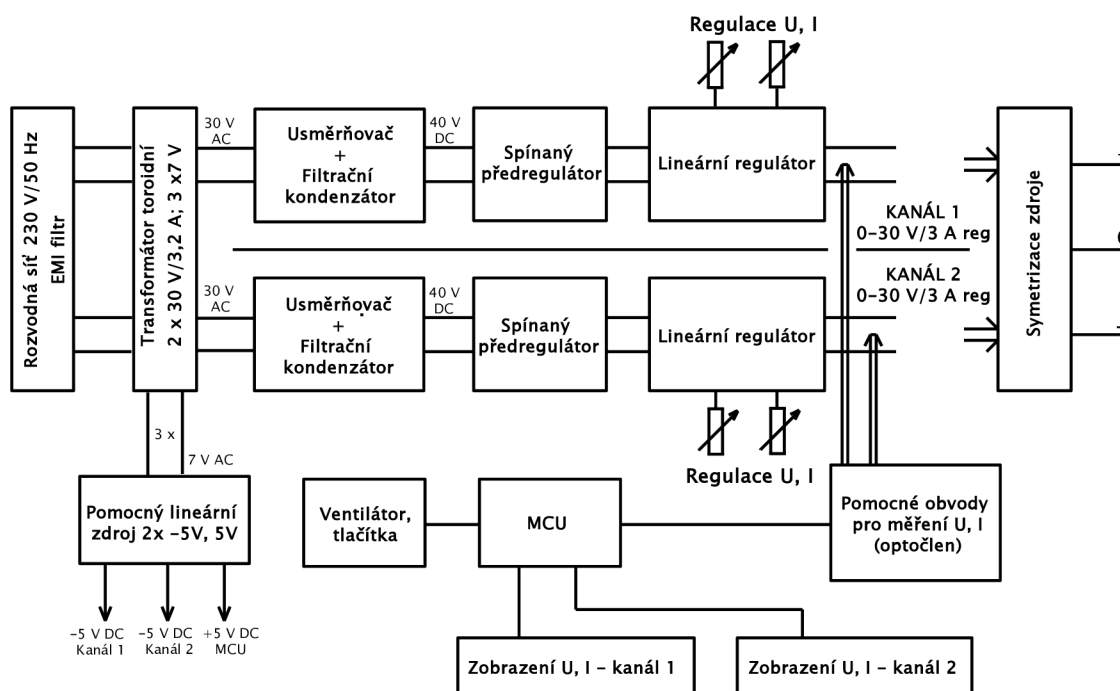
Pro zjištění potřebné hodnoty vstupního napětí lze vyjít z následující úvahy. Výstupní regulovatelné napětí má maximální hodnotu 30 V. Pro vstupní stejnosměrné napětí je nutno hodnotu navýšit o úbytek napětí na lineárním stabilizátoru (uvažujeme hodnotu 2,5 V) a úbytek napětí na spínaném regulátoru (je přibližně konstantní s hodnotou 2 V). Minimální hodnota stejnosměrného napětí je tedy přibližně s rezervou 35 V a při úbytku napětí přibližně 2 V na dvoucestném usměrňovači jde o hodnotu střídavého napětí 26 V. Pro nedokonalou filtraci kondenzátorem a neurčitost poklesu napětí při zatížení, dodaného transformátoru, je nutno provést návrh s hodnotou cca 30 V jmenovitého výstupního střídavého napětí transformátoru.

Hodnota potřebného vstupního proudu je dána především maximálním výstupním proudem a je uvažována s hodnotou 3,2 A.

2.2 Blokové schéma zdroje

Blokové schéma jednoho kanálu navrhovaného zdroje je na obrázku 2.1. Vstupní síťové napětí o efektivní hodnotě 230 V je transformováno síťovým toroidním transformátorem na efektivní hodnotu napětí o velikosti přibližně 30 V. Výstupní napětí transformátoru je usměrněno můstkovým usměrňovačem a vyfiltrováno sběracím kondenzátorem. Kondenzátor se nabíjí na maximální hodnotu usměrněného napětí. Výstupní napětí je tedy stejnosměrné s hodnotou přibližně 42 V při uvážení úbytku na usměrňovači (cca 2 V). Případné zvlnění má z principu použitého usměrňovače zvlnění 100 Hz. Výsledné napětí je přivedeno na vstup spínaného regulátoru (snížující), který je zařazen před regulátorem lineárním. Spínaný regulátor funguje jako předregulátor, který nastavuje výstupní napětí přibližně o 2,5 V více, než je požadovaná hodnota na výstupu lineárního regulátoru. Tato minimální hodnota je důležitá pro správnou funkci lineárního stabilizátoru a zároveň zajišťuje minimální výkonovou ztrátu na lineárním regulátoru. Spínaný předregulátor na sobě udržuje hodnotu přibližně 2 V. Další informace o nutnosti předregulace je uvedena v kapitole 2.6.1, která se zabývá diskuzí ztrát. Cílem lineárního regulátoru je dosažení lepších vlastností výstupního průběhu napětí (resp. proudu). Blok „Pomocné obvody pro měření U, I“ obsahuje obvody pro snímání proudu a napětí a optické oddělení. Blok označený MCU obsahuje mikrokontrolér ATmega644, ten zpracovává informace

z obvodů měření napětí a proudů, v podobě analogového výstupu, obou kanálů a provádí výpis těchto hodnot na LCD displej a ovládání výstupních svorek zdroje (připojování, odpojování). Každý kanál zdroje obsahuje ještě zdroj záporného napětí, ten již není pro přehlednost rozkreslen, ale jedná se o klasické zapojení lineárního zdroje se stabilizátorem pevné hodnoty, zdrojem je pomocné vinutí transformátoru. Uvedená topologie umožňuje poměrně levnou výrobu prototypu a transformaci zdroje na čistě lineární koncepci. Použitý mikrokontrolér a optočleny jsou napájeny napětím +5 V (opět nerozkresleno).



Obrázek 2.1 Blokové schéma navrhovaného zdroje

2.3 Použité komerční integrované obvody

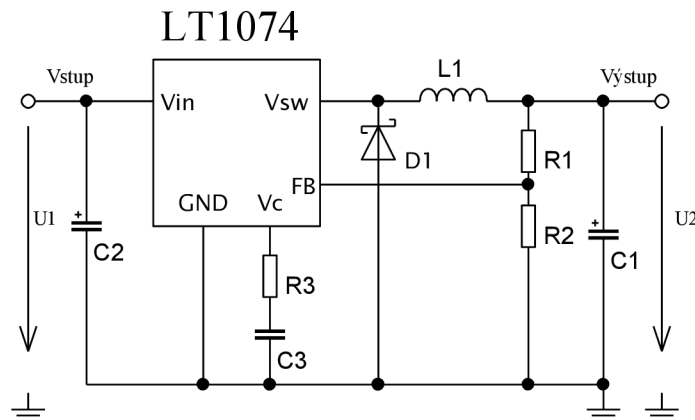
V této práci je použito několik komerčně dostupných integrovaných obvodů. Ty v drtivé většině případů zjednodušují návrh aplikace i následnou konstrukci. V případě obvodů, u kterých je nutno navrhnout externí součástky nabízí tyto výrobci možná zapojení pro konkrétní parametry, spread listy nebo počítačové aplikace. Nespornou výhodou jsou také malé rozměry, což pomáhá snížit i parazitní jevy. S rozměry souvisí jejich velká nevýhoda, a to v podobě právě malé plochy pro chlazení dané součástky, je-li to nutné. Dalším problémem integrované formy může být absence modelu pro simulační program.

2.3.1 Spínaný regulátor LT1074

LT1074 je spínaný regulátor typu step-down (snižující) s maximálním proudem 5 A. Dokáže pracovat s hodnotou vstupního napětí až 60 V (verze HV) a výstupní napětí lze nastavit v rozmezí 2,5 V - 50 V. Bez úpravy zapojení pracuje obvod s frekvencí 100 kHz. Důležité parametry obvodu [14] jsou shrnuty v tabulce 2.1, základní zapojení tohoto obvodu je na obrázku 2.2.

Tabulka 2.1 Základní typické parametry obvodu LT1074HV

| Parametr | Hodnota | Jednotka |
|----------------------------|---------------|------------|
| Maximální vstupní napětí | 60 | V |
| Výstupní napětí | 2,5-50 | V |
| Napěťová reference | 2,21 | V |
| Výstupní proud | 5 | A |
| Přibližný úbytek na obvodu | 2,2 | V |
| Vlastní proudový odběr | 9 | mA |
| Minimální střída [15] | 6 | % |
| Spínací frekvence | 100 | kHz |
| Přibližná cena | 300/11,8/12,5 | CZK/EUR/\$ |



Obrázek 2.2 Základní zapojení obvodu LT1074HV

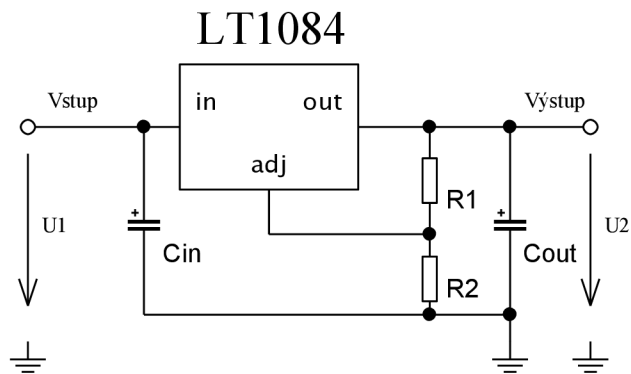
Obvod je vybaven nastavitelným proudovým omezením (v 7 svorkové verzi). Toto omezení je však nastavitelné až od proudu cca 0,7 A (omezeno nejnižší možnou hodnotou DCL) do hodnoty 7 A. Mimo nastavenou hodnotu tohoto omezení je vnitřní limitace pevně nastavena na hodnotu 7 A. Dále obvod disponuje možností shutdown (vypnutí obvodu) a tepelnou ochranou. Dostupný je v 5svorkové a 7svorkové verzi. Jak bylo zmíněno výše, 5svorková verze nedisponuje nastavitelným proudovým omezením.

2.3.2 Lineární regulátor LT1084

Jedná o třisvorkový lineární stabilizátor napětí s maximálním proudem až 5 A. Výstupní napětí lze v základním zapojení regulovat od hodnoty 1,25 V (vnitřní reference obvodu) do cca 30 V. Základní hodnoty parametrů obvodu [16] jsou shrnuty v tabulce 2.2, základní zapojení je pak na obrázku 2.3.

Tabulka 2.2 Základní typické parametry obvodu LT1084

| Parametr | Hodnota | Jednotka |
|--|-------------|------------|
| Maximální rozdíl $U_2 - U_1$ | 30 | V |
| Referenční napětí | 1,25 | V |
| Maximální výstupní proud | 5 | A |
| Proud svorky ADJ | 55 | uA |
| Maximální ztrátový výkon | 30 | W |
| Stabilitu výstupu při změně vstupních podmínek (Line Regulation) | 0,015 | % |
| Regulace změn na zátěži (Load Regulation) | 0,1 | % |
| Minimální proud zátěže | 10 | mA |
| Potlačení zvlnění pro 50Hz/100kHz | 65/25 | dB |
| Teplotní stabilita | 0,5 | % |
| Přibližná cena | 120/4,9/5,2 | CZK/EUR/\$ |

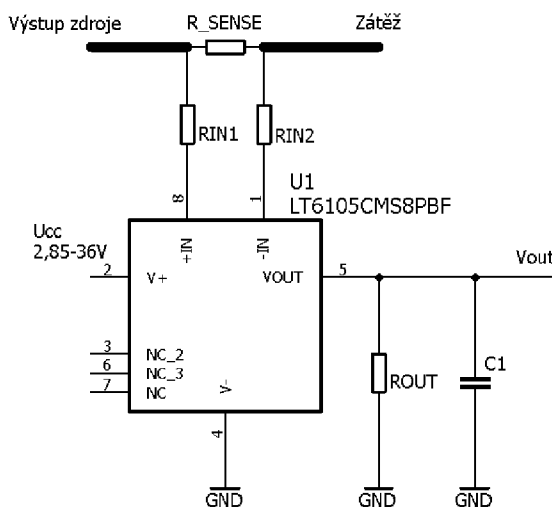


Obrázek 2.3 Základní zapojení obvodu LT1084IT

Obvod je vybaven vnitřní nadproudovou pojistkou, která je pevně nastavena na hodnotu 6 A a vnitřní tepelnou ochranou, která reaguje při teplotě čipu 100° C. Je to obvod typu LDO (low dropout), tzn. že obvod dokáže pracovat s nízkým rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím, u tohoto obvodu to je hodnota 1,5V při maximálním proudu, hodnota klesá s průchozím proudem a mění se s teplotou. Řada tohoto obvodu je dostupná ve třech verzích lišících se od sebe maximálním proudem, dostupné jsou i typy s pevně nastaveným výstupním napětím. Výstupní regulační tranzistor je typu NPN. Pro stabilitu obvodu je požadováno připojení vstupního kondenzátoru o hodnotě 10 uF a výstupního kondenzátoru, jehož hodnota je závislá na dalších okolnostech a pohybuje se v rozmezí 10 uF-150 uF.

2.3.3 Obvod snímání proudu LT6105

Použití tohoto obvodu nahrazuje nutnost snímat proud na snímacím rezistoru běžné hodnoty (často $1\ \Omega$), na kterém vzniká velký úbytek napětí a tedy i velká výkonová ztráta vč. nárůstu vnitřního odporu zdroje. Při použití tohoto obvodu je proud snímán diferenciálním zesilovačem na přesném rezistoru malé hodnoty (například $0,01\ \Omega$), který může být připojen v libovolné větvi zdroje. Jelikož je tato hodnota odporu malá, vzniká na něm i malá výkonová ztráta (dána součinem odporu a kvadrátem proudu). Úbytek napětí na tomto odporu je však v celém rozsahu měřeného proudu poměrně malý a nelze jej měřit přímo. Rezistor je do obvodu připojen tak, jak je naznačeno v doporučeném zapojení uvedeném na obrázku 2.4, níže.



Obrázek 2.4 Doporučené zapojení obvodu měření proudu LT6105

Jelikož je odpor velmi malý je nutno brát ohledu na kvalitu provedení spoje. Úbytek napětí je snímán vstupem diferenciálního operačního zesilovače. Výsledné napětí dané rozdílem je zesíleno a výsledné napětí, které je úměrné měřenému proudu, je již snadno měřitelné. Rozsah tohoto napětí je nastaven výstupním odporem na patřičném vývodu. Základní parametry obvodu [17] shrnuty v tabulce 2.3.

Tabulka 2.3 Základní typické parametry obvodu LT6105

| Parametr | Hodnota | Jednotka |
|--------------------------|------------|---------------|
| Napájecí napětí | 2,85-36 | V |
| Rozlišení Měření proudu | 1 | mA |
| Chyba napěťového zisku | 0,1 | % |
| Vstupní offset | 0,1 | mV |
| Proudový odběr | 200 | μA |
| Maximální výstupní proud | 1 | mA |
| Minimální úbytek napětí | 0,1 | mV |
| Přibližná cena | 43/1,7/1,8 | CZK/EUR/\$ |

2.3.4 Mikrokontrolér Atmega644

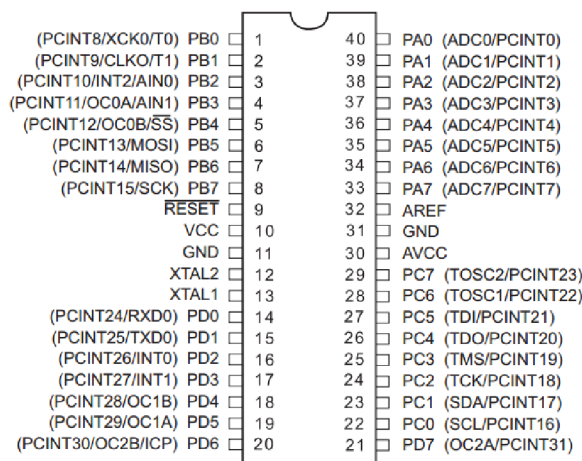
ATmega644 je mikrokontrolér rodiny AVR firmy Atmel. Jedná se o 8bitový mikrokontrolér se 4 vstupně-výstupními porty a pamětí programu Flash 64 KB. Popis jednotlivých pinů je pro pouzdro DIP znázorněn na obrázku 2.5. Oscilátor může být použit interní nebo lze připojit externí krystal až do frekvence 20 MHz.

Hodnota napájecího napětí je v rozmezí 1,8 - 5,5 V. Všechny piny jsou s otevřeným kolektorem a pull-up rezistory a maximální odběr z jednoho pinu je 40 mA, maximální proud obvodem je však limitován na 200 mA.

Obvod nabízí všechny klasické funkce. Především 8kanálovým 10bitovým A/D převodníkem na portu A, v reálném čase probíhá převod vždy jen na jednom z kanálů. Tento A/D převodník bude, ve spojení s pomocnými obvody, využit k měření napětí a proudu. Referenční napětí převodníku lze volitelně nastavit připojeným napětím na pin AREF (32) nebo nastavit vnitřní napěťové reference.

Pro případnou komunikaci, mikrokontroléru s vnějšími periferiemi, lze využít sběrnici UART, I2C, SPI nebo JTAG. Mikrokontrolér podporuje sériové programování a lze tak snadno ladit výsledný program přímo v dané aplikaci.

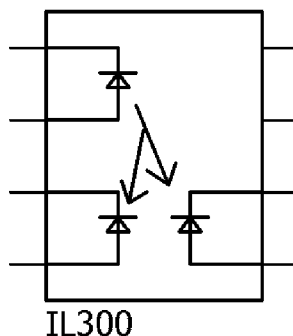
Obvod je pro danou aplikaci poměrně nadstandartní, nicméně byl použit z hlediska osobních zásob. To však nemá žádný vliv na technické vlastnosti zařízení. Co do zapojení lze použít například ATmega 16, které má stejné zapojení vývodů (až na absenci vnějších přerušení na portu B).



Obrázek 2.5 Pouzdro a popis vývodů mikrokontroléru ATmega644, převzato z [23]

2.3.5 Izolační zesilovač IL300

Struktura obvodu IL300 [18] je na obrázku 2.6. Obvod se skládá z jedné infračervené vyzařovací diody (AlGaAs) a dvojice přijímacích PIN fotodiod. Typy a materiál diod je dán převážně potřebou přenosu signálů vyšších frekvencí, čehož ale není v této práci využito. Izolační napětí obvodu je 5,3 kV, tato hodnota však není v této aplikaci primárně důležitá.



Obrázek 2.6 Vnitřní struktura optočlenu IL300

Oproti běžným optočlenům, kde je jen jedna dioda, obsahuje tento obvod druhou diodu, pomocí které je ve vhodném zapojení snížena převodní nelinearita optočlenu pomocí záporné zpětné vazby. Teplotní stabilita je pak zjištěna materiálovou shodností obou přijímacích diod. Druhým a hlavním problémem je přenos tohoto optočlenu, označovaný jako K_3 , který je definován jako

$$K_3 = \frac{I_{P2}}{I_{P1}}, \quad (2.1)$$

kde K_3 je přenos optočlenu a I_{P1} , resp. I_{P2} je proud ozařovanou (přijímací) diodou v A.

Tento přenos je napříč vyrobenými obvody různý a pohybuje se v rozmezí 0,56-1,61. Tento rozptyl lze pro návrh snížit výběrem označeného obvodu, pro který lze nalézt konkrétní rozptyl, například 0,950 – 1,056 pro přenos 1 (označení obvodu IL 300 A). Přenos lze samozřejmě, se znalostí přenosu optočlenu, nastavit přesně patřičným zapojením nebo použít nastavení v každém zapojení zvlášť, případně zjistit tuto konstantu kalibrací, je-li to možné. Jednotlivé mezní parametry obvodu [18] v tabulce 2.4.

Tabulka 2.4 Základní typické parametry obvodu IL300

| Parametr | Hodnota | Jednotka |
|-----------------------------|------------|------------|
| Linearita | 0,01 | % |
| Vstupní výkonová ztráta | 160 | mW |
| Výstupní výkonová ztráta | 50 | mW |
| Celková výkonová ztráta | 210 | mW |
| Propustný proud vstupu | 60 | mA |
| Závěrné napětí výstupu | 50 | V |
| Úbytek napětí vstupní diody | 1,5 | V |
| Přibližná cena | 43/1,7/1,8 | CZK/EUR/\$ |

2.4 Návrh síťového transformátoru

Cílem je navrhnout síťový toroidní transformátor s oddělenými výstupními napětími o efektivních hodnotách $2 \times 30 \text{ V}/3,2 \text{ A}$, $2 \times 7 \text{ V}/100 \text{ mA}$ a $1 \times 7 \text{ V}/300 \text{ mA}$. Více sekundárních napětí je požadováno z důvodu galvanického oddělení jednotlivých kanálů zdroje, při schopnosti poskytnout každému kanálu i malé záporné napětí pro regulaci napětí od hodnoty 0 V . Záporné napětí tedy není získáváno zdvojovačem ze sekundárního vinutí. Pomocná vinutí představovala zanedbatelné navýšení ceny vzhledem k hlavním dvěma vinutími). Transformátor bude napájen z rozvodné sítě $230 \text{ V} \pm 10 \%$, s frekvencí $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$. Pokud není uvedeno jinak, jsou veškeré hodnoty napětí a proudů uváděny v efektivních hodnotách a pro hodnoty zdánlivých výkonů je použito označení P v souladu s běžnou praxí pro transformátory, formálně je však toto označení vyhrazeno pro výkon činný.

Potřebný výkon, pro plné zatížení na libovolném vinutí, lze ze vztahu pro elektrický zdánlivý výkon vypočítat z mezních hodnot jako

$$P_{\text{out}} = I_{\text{out}} \cdot U_{\text{out}}, \quad (2.2)$$

kde P_{out} udává potřebný výkon daného vinutí ve V, I_{out} je maximální výstupní proud v A a U_{out} jmenovité výstupní napětí ve V.

Celkový potřebný výstupní výkon je pak dán součtem jednotlivých výkonů, tedy

$$P_{\text{out}} = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5, \quad (2.3)$$

kde P_{out} je celkový potřebný výstupní výkon ve VA a P_1 - P_5 jsou dílčí výstupní výkony ve VA.

Po spojení vztahu 2.2 a 2.3 a následném dosazení požadovaných hodnot v efektivních hodnotách, vychází potřebná hodnota výstupního výkonu 200 VA .

Vlivem zvýšení teploty při provozu je nutno výstupní výkon navýšit (v případě provozu transformátoru při nízké teplotě lze naopak provést v tomto kroku snížení). Potřebný koeficient snížení byl převzat z [6] a pro teplotu okolí $70 \text{ }^\circ\text{C}$ je třeba navýšit hodnotu výkonu o 40% . Poté vychází výsledná hodnota výkonu 280 VA .

Vypočítaný výstupní výkon není roven výkonu na primárním výkonu vlivem ztrát. Výkon lze odhadnout na základě přibližné účinnosti pro dané rozměry a daný výkon transformátoru. Výsledný transformátor bude lehce naddimenzován, a proto v případě odhadu vyšší účinnosti nedojde ve výsledku k přetěžování transformátoru. Potřebný vstupní výkon (příkon) lze určit jako

$$P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta}, \quad (2.4)$$

kde P_{in} je příkon transformátoru (výkon odebraný ze sítě) ve VA, P_{out} výstupní výkon transformátoru při plném zatížení ve VA a η účinnost transformátoru.

V [19] je uvedena přibližná velikost účinnosti jako funkce velikosti transformátoru (resp. možnému přenášenému výkonu) a podílu výstupního a nominálního výkonu, což

Lze pokládat za vyjádření zatížení. Pro výkon přibližně 300 VA a maximální zatížení lze odhadnout účinnost přibližně 90 %, resp. 0,9. Po dosazení této hodnoty do vztahu 2.4 vychází příkon transformátoru přibližně 310 VA. Ztrátový výkon je tedy (rozdíl příkonu a výstupního výkonu) 30 VA.

Proud primárním vinutím lze spočítat jako

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{U_{in}}, \quad (2.5)$$

kde I_{in} je proud primárním vinutím v A, P_{in} příkon transformátoru ve VA a U_{in} primární napětí transformátoru (napětí sítě) ve V. Při uvažování maximálního zatížení transformátoru vychází proud primárním vinutím přibližně 1,4 A.

Vlivem oteplení je nutno navýšit předpokládanou hodnotu výstupního napětí (oteplením dojde k jeho poklesu). Přibližným určením z grafu uvedeným v [19] lze odhadnout snížení asi o 8 %, což se shoduje s informací uvedenou v [6]. Při zaokrouhlení na celé číslo pak dostáváme s touto korekcí hodnoty napětí 2 x 32,5 V a 3 x 7,6 V.

Potřebný počet závitů jak pro primární, tak sekundární vinutí lze určit [6]:

$$N = \frac{U_1}{4,44 \cdot f \cdot S \cdot B}, \quad (2.6)$$

kde N je patřičný počet závitů, U amplituda napětí ve V, f frekvence v Hz, S průřez jádra a B maximální indukce v jádře v T, kdy ještě nedochází k přesycení jádra.

Hodnota magnetické indukce B je závislá na zvoleném jádře, obecně má však u toroidních jader vyšší hodnotu než u jader s EI plechy. Jádro bylo pro daný výkon zvoleno o rozměrech 100 x 60 x 40 mm s průřezem 8 cm z katalogu firmy THERMA FM, S.R.O [20].

Při uvažované hodnotě $B = 1,6$ T a dosazení (mění se pouze hodnoty daných napětí, ostatní veličiny jsou konstantní) dostáváme postupně počty závitů:

$$N_1 = 809, N_2 = N_3 = 105, N_4 = N_5 = 24.$$

Potřebné průřezy použitých vodičů pro jednotlivá vinutí lze určit ze vztahu pro proudovou hustotu. Vzhledem ke konstrukci toroidního transformátoru lze volit vyšší proudovou hustotu ve srovnání s transformátory s EI jádry.

$$S_{Cu} = \frac{I}{J}, \quad (2.7)$$

kde S je výsledný průřez použitého vodiče v mm^2 , proud vodičem v A a J uvažovaná proudová hustota v $\text{A} \cdot \text{mm}^2$.

Při uvážení proudové hustoty $3,8 \text{ A} \cdot \text{mm}^2$.

$$S_{PCu} = \frac{I_{in}}{J_{3,5}} = \frac{1,4}{3,8} = 0,36 \text{ mm}^2$$

$$S_{S1Cu} = S_{S2Cu} = \frac{I_{in}}{J_{3,5}} = \frac{3,2}{3,8} = 0,85 \text{ mm}^2$$

$$S_{S3Cu} = S_{S4Cu} = S_{S5Cu} = \frac{I_{in}}{J_{3,5}} = \frac{0,3}{3,8} = 0,08 \text{ mm}^2$$

$$S_{S3Cu} = S_{S4Cu} = S_{S5Cu} = \frac{I_{in}}{J_{3,5}} = \frac{0,1}{3,8} = 0,03 \text{ mm}^2$$

V tabulce 2.5, níže jsou shrnuty parametry transformátoru a data nutná pro případnou výrobu dle vypočtených parametrů. Průřezy byly vybrány pro běžně vyráběné a dostupné typy.

Tabulka 2.5 Výstupní data pro výrobu transformátoru

| Jádro | Therma FM 100x60x40, S = 8 cm ² [20] | |
|-----------------------------------|---|--------------|
| | S vodiče [mm ²] | Počet závitů |
| Primární vinutí (1x) | 0,3535 | 809 |
| Sekundární vinutí 30 V/ 3,2 A(2x) | 0,8796 | 105 |
| Sekundární vinutí 7 V/ 0,1 A(2x) | 0,0880 | 24 |
| Sekundární vinutí 7 V/ 0,3 A(1x) | 0,0314 | 24 |

Výsledná výroba transformátoru však byla zadána externí firmě, která si podle vstupních požadavků stanovila výrobní informace sama. Dodaný transformátor má rozměr přibližně 115 x 65 mm a jeho jádro je dimenzováno na výstupní výkon 208 VA

2.5 Návrh usměrňovače s filtračním kondenzátorem

2.5.1 Výběr usměrňovacích diod

Usměrňovač pro hlavní část zdroje (kanál A, B) bude složen z diskretních diod v můstkovém zapojení. Pro pomocný zdroj napětí byl vybrán zapouzdřený usměrňovač, jehož zapojení je obdobné.

Jak bylo uvedeno v kapitole 1.5.2, proudově diodu v dvoucestném usměrňovači dimenzujeme na polovinu středního průchozího proudu. Zvolíme-li tedy za maximální proud hodnotu 3,2 A, je nutno vybrat diodu s minimální hodnotou propustného proudu 1,6 A. Křemíkové usměrňovací diody jsou mnohonásobně proudově přetížitelné, přesto lze však diodu lehce naddimenzovat.

Napěťové dimenzování diod dvoucestného usměrňovače provedeno opět v souladu s kapitolou 1.5.2. Diodu tedy dimenzujeme na dvojnásobek závěrného napětí s rezervou 50%. Pro hodnotu výstupního stejnosměrného napětí 35 V se jedná tedy i hodnotu 105 V.

Z výše uvedených požadavků byla vybrána usměrňovací dioda 1N5402, která má maximální souvislý proud 3 A a maximální závěrné napětí 200 V. Z hlediska výkonové ztráty bude na diodě vznikat ztrátový výkon (při uvážení úbytku diodě $U_F = 700 \text{ mV}$ a proudu 3,2 A) přibližně 2,3 W.

Pro usměrnění pomocného zdroje byl vybrán zapouzdřený usměrňovač DB106. Ten má maximální proud v propustném směru 1 A, a závěrné napětí 600 V. Pro zdroj s výstupním stejnosměrným napětím cca 8 V a proudem cca 300 mA je plně dostačující.

2.5.2 Určení kapacity filtračního kondenzátoru

Při výběru vhodné kapacity filtračního kondenzátoru vyjdeme ze vztahu 1.9, který je uveden v kapitole 1.5.4. Jelikož se jedná o empirický vztah, který není plně přesný, bude k výsledné hodnotě přidána dostatečná rezerva a dostatečná kapacita bude ověřena na prototypu hlavní části zdroje. Není vhodné volit kapacitu zbytečně velké velikosti, jelikož se tím zvětšuje plocha desky a tedy i celé zařízení, rostou ekonomické náklady a hlavně dochází ke zvětšování doby špičkového odběru ze sítě, hodnota maximálního nabíjecího proudu je však poměrně omezena schopností transformátoru. Pro hlavní výkonovou větev zdroje lze tedy při uvážení maximálního proudu $I = 3,2 \text{ A} = 3200 \text{ mA}$, $U = 40 \text{ V}$ a činitel zvlnění 5 % a frekvenci dvoucestně usměrněného napětí o frekvence $f = 100 \text{ Hz}$.

$$C = \frac{300 \cdot I}{p \cdot U_0} = \frac{300 \cdot 3200}{10 \cdot 40} \doteq 5300 \mu\text{F}$$

V simulaci (viz dále) se však ukázalo, že na výstupu lineárního stabilizátoru je při plném zatížení zvlnění právě o frekvenci 100 Hz. Osvědčila se hodnot kapacity přibližně 7 000 μF .

Pro zdroj kladného napětí +5 V byl vybrán vzhledem k většímu proudu pro ventilátor kondenzátor 2200 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ a pro zdroje pomocného napětí -5 V postačí kondenzátor 820 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ (sekundární vinutí pro zdroj -5 V nebudou plně zatěžována).

Napěťově je nutno kondenzátor dimenzovat na maximální hodnotu usměrněného napětí a je nutno vzít v potaz možné výchylky napětí v rozvodné síti ($\pm 10\%$). Kondenzátory často nemají rezervu a jsou velmi náchylné na překročení tohoto napětí. Rezerva byla zvolena 30 %, a jelikož maximální usměrněné napětí (po odečtení úbytku na usměrňovacích diodách) je 38 V je nutno vybrat kondenzátor dimenzovaný minimálně na napětí cca 50 V.

Podle výše uvedených informací byl vybrán kondenzátor s kapacitou 4700 μF a průrazným napětím 63 V. Výsledné kapacity bude tedy dosaženo paralelním spojením dvou těchto kondenzátorů a výsledná kapacita tak bude 9400 μF (bez uvážení tolerance). V dané koncepci by vyhověl i kondenzátor s menší kapacitou, ovšem usměrňovač je navrhován tak, aby mohl v případě potřeby napájet i klasickou lineární koncepci. Pro pomocné zdroje pak byly zvoleny kondenzátory s maximálním provozním napětím 16 V a kapacitou 2200 μF a 820 μF .

2.6 Předregulace

Předregulace prakticky znamená, že v obvodu není zařazen pouze jeden (výstupní) regulační obvod, ale před tímto samotným obvodem je zařazen jeden nebo i více předregulačních obvodů. Může se jednat o postupné připojování, resp. odpojování jednotlivých vinutí, řízení usměrňovače, předregulaci spínaným regulátorem, případně kombinace těchto a i jiných možností. Tato volba umožní dosáhnout snížení ztrát. Předregulaci lze označit za „hrubou“ regulaci. V této práci je použito spínaného regulátoru pro snížení ztrát, nevýhodou je však zhoršení parametrů výstupního napětí. „Míra“ zhoršení pak závisí na vhodně zvoleném koncovém regulátoru.

2.6.1 Důvody a princip předregulace

Většina konstrukcí lineárních zdrojů se potýká s problémem velkého ztrátového výkonu. Ten vzniká především v důsledku úbytku napětí na regulačním prvku, který je dán rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím regulátoru.

Při zanedbání vnitřní spotřeby regulátoru můžeme tento ztrátový výkon vypočítat jako

$$P_Z = I_Z \cdot (U_2 - U_1), \quad (2.8)$$

kde P_Z představuje ztrátový výkon na regulačním prvku, I_Z udává proud procházející regulačním prvkem (tj. proud zátěže), U_2 vstupní napětí a U_1 výstupní napětí.

Ze vzorce 2.8 je patrné, že ztrátový výkon roste přímo úměrně s rostoucím úbytkem napětí na regulátoru a procházejícím proudem (proudem zátěže). Nejhorší případ tedy nastává při odběru velkého proudu při malém výstupním napětí. V limitním případě je maximální ztrátový výkon roven prostému součinu vstupnímu napětí a maximálnímu procházejícímu proudu (tj. U_1 se limitně blíží nule).

Ztrátový výkon se mění v teplo, čímž roste teplota součástky a dochází k zahřívání okolí a okolních součástek. Tato teplota se s hodnotou ztrátového výkonu zvětšuje. S rostoucím teplem může docházet k snižování životnosti součástek a v případě vysoké teploty pak především k zničení součástky samotné. Tyto problémy mají fakticky za následek, že je velmi těžké a rizikové, v případě lineární regulace, pracovat s velkým odebíraným proudem a nízkým výstupním napětím při vysoké hodnotě napětí vstupního.

Integrované regulátory jsou vybaveny integrovanou pojistkou, která sleduje překročení maximálního proudu a teploty. V případě překročení hodnoty na to vhodně zareaguje (vypnutí, snížení proudu, apod.). V případě lineárního regulátoru z diskretních součástek je prevence zničení součástek těžší. Na čipu regulačního prvku (tranzistoru) není provedeno snímání teploty a lze hlídat externě pouze teplotu pouzdra. Existují však i tranzistory, které toto snímání zavedeno mají.

V obou výše uvedených formách realizace je potřeba použít dostatečný chladič. V případě nedostatečného chlazení první formy realizace (integrovaná podoba) dojde pouze k dočasnému omezení funkce obvodu, v případě druhé formy realizace (diskretní podoba) pak dojde k destrukci součástky nebo součástek. Vždy je potřeba takovýto univerzální zdroj dimenzovat na dlouhodobý chod, případně jej doplnit samočinným

odpojením v případě vysoké teploty.

V případě návrhu tohoto regulovatelného zdroje, kde očekáváme požadavky regulace napětí od 0 V do maximální hodnoty 30 V a možnost odběru maximálního proudu, při jakékoliv hodnotě výstupního napětí v daném rozsahu, je forma realizace v podobě lineárního regulátoru vzhledem k poznatkům uvedeným výše velmi problematická z důvodu chlazení. Vezmeme-li do úvahy nejhorší případ, kdy výstupní napětí se limitně blíží nule (0 V), výstupní proud je nastaven na maximální hodnotu (3 A) a vstupní napětí má hodnotu $U_1=30$ V můžeme pomocí vzorce 2.8 vypočítat výkonovou ztrátu jednoho kanálu zdroje 90 W. V případě stejného stavu na druhé větvi zdroje se jedná o ztrátový výkon o hodnotě 180 W.

Tento ztrátový výkon můžeme snížit určitými způsoby předregulace, to zajistí, že na vstupu lineárního stabilizátoru nebudeme udržovat celou hodnotu napětí, ale pouze nutnou část nutnou pro dosažení správné hodnoty výstupního napětí. Prakticky se jedná minimálně o hodnotu

$$U_{1\min} = U_2 + U_{\text{drop}}, \quad (2.9)$$

kde U_{drop} je úbytek na lineárním regulátoru.

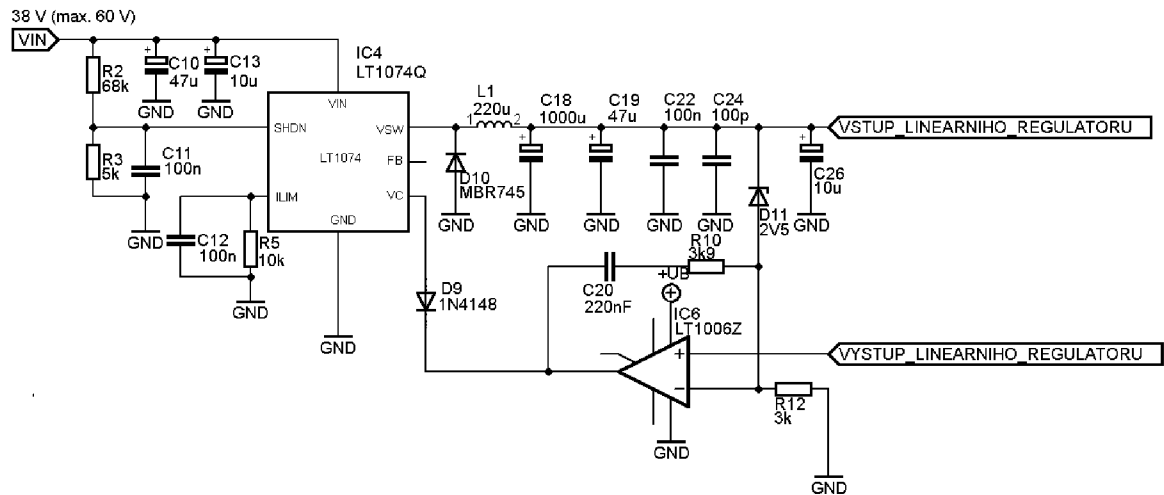
Není vhodné pracovat s nejnižší možnou hodnotou úbytku na stabilizátoru. Důvodem je lepší potlačení zvlnění, kdy hodnota potlačení zvlnění (PSSR) obecně s tímto úbytkem napětí roste. Je tedy nutno najít kompromis mezi vhodnou velikostí úbytku na regulátoru a zároveň přiměřeným ztrátovým výkonem. S rezervou byla zvolena hodnota napětí, udržovaného na lineárním stabilizátoru, 2,4 V. Pro předregulaci byl použit spínaný regulátor LT1074 firmy Linear Technology popsáný v kapitole 2.3.2

2.6.2 Návrh předregulačního obvodu

Při návrhu předregulačního obvodu se vyšlo ze základního, katalogového, zapojení obvodu LT1074 uvedeného v kapitole 2.2.1 a aplikačních poznámek společnosti Linear Technology [21], [15]. Za tímto obvodem bude zapojen lineární regulátor LT1084, ovšem použitý obvod předregulace bude spolehlivě fungovat na všech lineárních regulátorech (i diskretních), ovšem pouze za předpokladu, že meze napětí a proudu budou odpovídat rozsahu obvodu LT1074. Zapojení výsledného předregulačního obvodu společně s jeho důležitými součástkami je na obrázku 2.7.

Oproti běžným zapojením, kde je pro nastavení výstupního napětí použitý výstupní odporový dělič a napětí je snímáno na pinu FB (vstup chybového zesilovače) je v tomto zapojení pin FB nevyužit. Napětí je zde nastavováno pomocí pinu VC (Voltage control), který je napojen přímo na výstup chybového zesilovače a obchází tak pin FB (FeedBack). OZ IC₈ nám tak tvoří „externí“ chybový zesilovač, kde referenční napětí je výstupní napětí lineárního regulátoru a vstupní napětí výstup spínaného regulátoru poníženo o úbytek na zenerově diodě. Pin FB lze připojit na zem přes kondenzátor (jednotky nF). V aplikačním zapojení uvedeném v [21], je rozdíl napětí, přibližně 2 V, pro OZ získáván třemi diodami. V této konstrukci byly tyto tři diody nahrazeny jednou diodou zenerovou D₁₀ s napětím 2,4 V. Kondenzátor C₂₆ a R₈ slouží ke stabilizaci zpětnovazební smyčky a hodnota byla ponechána v souladu s aplikačním zapojením. Hodnota napětí zenerovy

diody určuje, s menší odchylkou úbytek na lineárním regulátoru a je nutno volit optimum mezi správnou funkcí lineárního stabilizátoru a danou výkonovou ztrátou. Větší úbytek napětí však vede ke zvýšení PSSR, nicméně je možné tuto hodnotu snížit, až na přibližně 1,5 V. Dioda D₉ připojuje výstup OZ, pouze tehdy, je-li na výstupu napětí menší než standardní napětí na VC (2,21 V).



Obrázek 2.7 Zapojení obvodu spínaného předregulátoru

Výběr cívky

Cívka byla vybrána na základě požadované indukčnosti a maximálního proudu. Jelikož hodnota odporu vinutí je dána převážně odporem vodiče vinutí a je tedy závislé na indukčnosti (počet závitů – délka vodiče) a na maximálním proudu – průřez vodiče. Výběr v této oblasti je tedy omezen.

Minimální indukčnost lze spočítat ze vztahu

$$L_{\text{MIN}} = \frac{V_{\text{OUT}} \cdot (V'_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{2 \cdot f \cdot V'_{\text{IN}} \cdot (I_{\text{M}} - I_{\text{OUT}})}, \quad (2.10)$$

kde L_{MIN} je minimální požadovaná hodnota indukčnosti v H, V'_{IN} je vstupní napětí spínaného regulátoru ponížený o úbytek na něm ($\approx 2,3$ V) ve V, I_{M} je maximální proud spínaného regulátoru v A (pro LT 1074 5A), V_{OUT} je výstupní napětí spínaného regulátoru (přibližně o 2,5 V vyšší oproti celkovému výstupu zdroje)

Zde je nutno najít extrém tak, aby vypočtená indukčnost byla dostatečná pro jakýkoliv stav zdroje. V aplikačním zapojení je uvedena hodnota 150 µH, při praktických testech se však více osvědčila indukčnost 220 µH, při které bylo dosaženo uspokojivého zvlnění. Zvětšující indukčnost má pozitivní vliv na výstupní zvlnění (s rostoucí indukčností klesá), částečně snižuje požadavky výstupního kondenzátoru a snižuje ztráty v jádře. S rostoucí indukčností však zdroj špatně reaguje na rychlé změny. Zvolená indukčnost byla zvolena pro proud 5 A, což je jednak dostatečná rezerva a jednak se tím sníží odpor vinutí cívky (je použit i jiný vodič s větším průřezem). Maximální proud je důležitý především pro filtrační schopnosti tlumivky, při vysokém proudu by došlo k přesycení jádra a tlumivka by ztratila filtrační schopnosti.

Výběr výstupního kondenzátoru

Výstupní kondenzátor byl vybrán na základě kapacity, pracovního napětí, hodnoty ESR a dovoleným proudem kondenzátorem. Pro výstupní kondenzátor s doporučenou hodnotou 1000 μF lze vypočítat maximální hodnotu ESR jako

$$ESR_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{PP}} \cdot L_1 \cdot f}{V_{\text{OUT}} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)}, \quad (2.11)$$

kde ESR_{MAX} je maximální hodnota ekvivalentního sériového odporu použitého kondenzátoru v Ω a V_{PP} je požadována (maximální) hodnota zvlnění výstupního napětí.

Maximální hodnota ESR pro krajní případ je přibližně 30 m Ω , použitý kondenzátor má ESR 25 m Ω . V případě potřeby lze zařadit dva kondenzátory paralelně.

Proud kondenzátorem není úplně kritický, jelikož tlumivka má poměrně velkou hodnotu, nicméně po výpočtu ze vztahu

$$I_{\text{RMS}} = \frac{0,29 \cdot V_{\text{OUT}} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)}{L_1 \cdot f}, \quad (2.12)$$

kde I_{RMS} je efektivní hodnota zvlněného proudu kondenzátorem v A.

Vypočítaná hodnota 0,76 A je hluboko pod hodnotou proudu pro použitý kondenzátor (2,5 A).

Kondenzátory C_{10} a C_{13} jsou vstupní a v dané koncepci postačuje malá kapacita. Další úprava vedla na připojení dalších kondenzátorů C_{18} , C_{19} , C_{22} , C_{24} paralelně k doporučenému výstupnímu kondenzátoru což vedlo k celkovému zlepšení výstupních vlastností. Dioda D_{10} je typu Schottky uzavírá obvod v době uzavření tranzistor a její typ je použit v souladu s doporučeným zapojením.

Rezistor R_5 nastavuje pevné proudové omezení na hodnotu proudu přibližně 3,2 A. Kondenzátor C_{12} slouží pro zpomalený náběh výstupu zdroje (softstart). Po zapnutí zdroje představuje kondenzátor zkrat a proud je tedy plně omezen. Kondenzátor se postupně nabíjí a proud roste až do nabití kondenzátoru, kdy je proud omezen právě odporem R_6 pro případ selhání obvodu nastavitelného proudového omezení.

Hodnotu R_5 lze určit ze vztahu

$$R_5 = 1,25 \cdot I_{\text{max}} \cdot 2 \text{ [k}\Omega\text{]} + 1 \text{ [k}\Omega\text{]}, \quad (2.13)$$

kde I_{MAX} je hodnota maximálního proudu v A. Po překročení tohoto proudu se výstup tohoto obvodu bude chovat jako proudový zdroj. Odchylka nastavení proudu může být až 25 %, což vyjadřuje právě konstanta 1,25.

Pro výše uvedený proud 3,2 A má hodnotu 9 k Ω , což při výběru z řady E24 představuje volbu hodnoty 9,1 k Ω , odchylka bude minimální.

Hodnotu kondenzátoru lze podle požadované délky náběhu zdroje lze určit jako

$$C_{11} = 10^{-4} \cdot t, \quad (2.14)$$

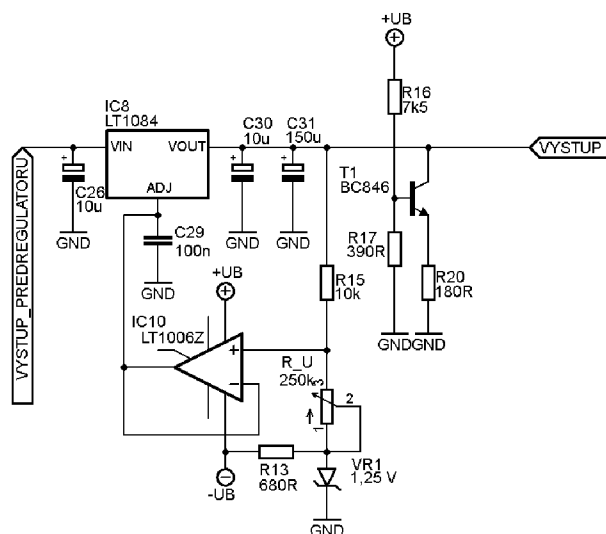
kde t je požadovaná doba náběhu zdroje v s.

Byl volen kondenzátor s hodnotou 100 nF, čemuž odpovídá doba přibližně 1ms.

Odporový dělič $R_2 - R_3$ nastavují minimální vstupní napětí zdroje jako určitá podpěťová ochrana. Obvod se zapíná při dosažení napětí na pinu shutdown 2,45 V, vhodným poměrem děliče je nastavena hodnota tohoto napětí přibližně 35 V. Kondenzátor C_{11} vnáší zpoždění reakce při zapnutí obvodu.

2.7 Návrh lineární části zdroje

Lineární stabilizátor je založen na aplikaci klasického třísvorkového stabilizátoru. Ten je možné použít, neboť výkonová ztráta na něm bude v nejhorším případě cca 7 W (kapitola 2.6.1). Použitý lineární stabilizátor je LT1084 blíže popsany v kapitole 2.2.2, jedná se o obdobu známého LM317, oproti němu však má vylepšené parametry a je dimenzován na větší proud bez potřeby posilovacího tranzistoru. Návrh vychází se základního zapojení s výstupním odporovým děličem a napájecím napětím jedné polaroty. V tomto zapojení nelze dosáhnout nižší hodnoty výstupního napětí než 1,25 V, což je hodnota jeho vnitřní napěťové reference.



Obrázek 2.8 Zapojení lineární části zdroje

Regulace napětí od nuly lze dosáhnout připojením snímacího děliče na záporný potenciál místo připojení na potenciál 0 V. Hodnota záporného napětí není úplně kritická, nicméně optimální volba je v jednotkách voltů. Pro tento případ byla zvolena napěťová reference 1,25 V obvodu LT1004, který je pro tyto účely vhodný. Tato reference je získána z pomocného zdroje záporného napětí -5 V. Hodnotu odporu rezistoru R_{13} lze určit ze vztahu:

$$R_{11} \leq \frac{V^- - 1}{0,015}, \quad (2.15)$$

kde V^- je hodnota napájecího záporného napětí ve V.

Druhou úpravou je nahrazení děliče v řádu stovek ohmů děličem v řádu k Ω [21]. $R_{15}=10$ k Ω , $R_U = 250 - 260$ k Ω . Hodnotu R_{13} je nutno volit větší, aby vlivem tolerance potenciometru nebyl omezen rozsah regulace výstupního napětí. Takto velká hodnota děliče ve spojení s napěťovým sledovačem umožňuje snadnější jemnou regulaci napětí a zmenšuje proud děličem. Obvod je doplněn vstupním a výstupním kondenzátorem, vč. kondenzátoru mezi pinem ADJ a GND.

U použitého lineárního stabilizátoru je nutno zajistit minimální odběr proudu. Jelikož regulace výstupního napětí je zajištěna děličem s poměrně velkým celkovým odporem (viz výše), nelze uspokojit potřebu minimálního odběru proudu touto možností. Nezajištění minimálního odběru proudu se projevovalo v simulaci i v praktické realizaci nárůstem napětí na maximální hodnotu, což znemožnilo nastavení výstupního napětí naprázdno. Určitý odběr proudu lze zajistit pevným výstupním odporem, nicméně jeho hodnota by musela být poměrně malá pro zajištění minimálního odběru pro všechna výstupní napětí a tím pádem by na něm vznikala poměrně velká výkonová ztráta. Odběr je zjištěn jednoduchým proudovým zdrojem, který je tvořený tranzistorem T_1 , nastavovacím děličem R_{16} , R_{17} a emitorovým rezistorem R_{20} . Napětí báze je odvozeno pomocí děliče ze stabilizované hodnoty napětí (stejně napětí, kterým jsou napájeny OZ) a hodnota tak bude konstantní. Rezistorem R_{20} , resp. R_{17} lze nastavit daný proud. Pro náš případ jde o hodnotu asi 5 mA. Proud se bude vlivem výstupního napětí měnit v poměrně malém rozmezí, ale přesná hodnota proudu pro dané použití není důležitá (v rámci jednotek mA). Při daném proudu vznikne na tranzistoru dovolená výkonová ztráta, přibližně 130 mW.

2.8 Pomocné zdroje napětí

První pomocný zdroj je tvořen stabilizací vstupního napětí. Stabilizace tohoto napětí se osvědčila pro napájení OZ, obvodu snímání proudu a proudového zdroje a optočlenů. Stabilizace je provedena stabilizátorem LM317, ten je v pouzdře TO-92. Výkonová ztráta na něm, je i přes větší odběr optočlenů v dovolených mezích. Výpočet výstupního děliče pro nastavení výstupního napětí lze provést pomocí vztahu uvedenému v kapitole 1.7.4, vstupní a výstupní kondenzátory postačují s hodnotou 100 nF (prakticky vyzkoušeno).

Pomocný zdroj záporného napětí slouží pro možnost regulace napětí od hodnoty 0 V. Jelikož možnost samostatného vinutí znamenala navýšení ceny zakázkového transformátoru pouze nepatrně, byla zvolena tato možnost jako nejspolehlivější, i když v mnoha konstrukcích je tato záležitost často řešena zdvojovačem napětí. Zdroj je tvořen pevným stabilizátorem 7905, který je napájen z pomocného usměrňovače.

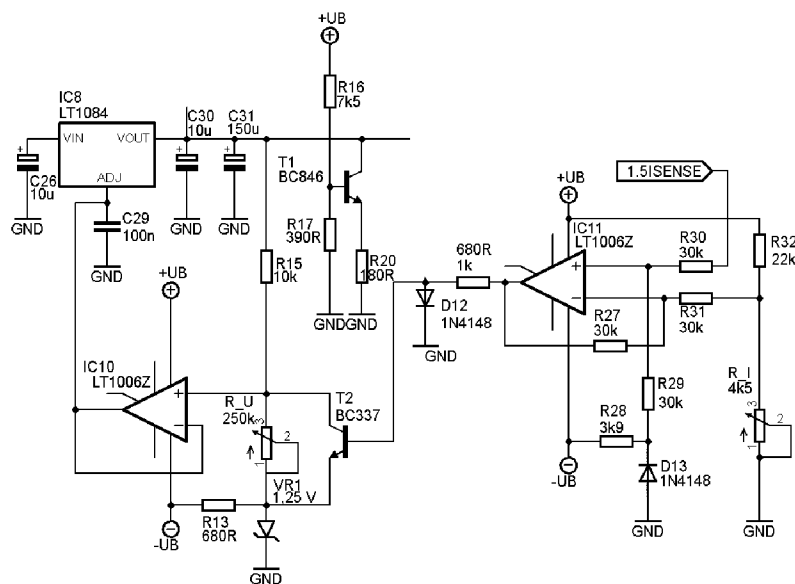
2.9 Proudové omezení zdroje

Proudové omezení je možnost obecně řešit více způsoby. V případě navrhovaného zdroje lze využít tyto možnosti

- Využití nastavitelného proudového omezení u spínaného stabilizátoru
- Využití funkce shutdown u spínaného stabilizátoru
- Řízení zpětné vazby lineárního stabilizátoru
- Externí obvod proudového omezení zařazený za výstup lineárního stabilizátoru.

První možnost by byla nejspolehlivější a nejméně složitá, avšak obvod spínaného stabilizátoru (LT1074) má možnost regulovat proud až od hodnoty přibližně 1 A (dáno nejnižší možnou hodnotou DCL obvodu [15]). Druhou možnost nelze použít při požadavku pouhého omezení proudu. Implementace čtvrté možnosti je poměrně jednoduchá a lze dosáhnout dobrých vlastností, nicméně z hlediska ztrátového výkonu se jedná o nejméně efektivní možnost (obvod se prakticky chová proměnný odpor, na kterém vzniká ztrátový výkon). Proudová limitace samotného lineárního regulátoru je omezena jen konstrukčním řešením stabilizátoru a je pevně nastavena na hodnotu přibližně 5 A.

Proudová limitace proudu je řešena přes ovládání napětí samotného lineárního stabilizátoru. Mezi pin ADJ obvodu LT1084 a záporný potenciál je zapojen bipolární NPN tranzistor. Zapojení tohoto obvodu pro omezení proudu je na obrázku 2.9 (obvod lineárního regulátoru zakreslen zjednodušeně).



Obrázek 2.9 Obvod pro omezení proudu a jeho napojení na lineární regulátor

Připojení emitoru tranzistoru na záporný potenciál je nutné z důvodu limitace proudu již od malých hodnot proudů, tj. docílení možnosti malého (nulového) výstupního napětí. Báze tranzistoru je připojena na výstup operačního zesilovače, tranzistor je tedy tímto OZ ovládán. Pro zjištění hodnoty proudu zátěží je použit výstup obvodu pro měření proudu (princip blíže mj. popsáný v kapitole 2.11 dále), který je použit i pro samotné měření proudu. Operační zesilovač pracuje jako univerzální algebraický člen s přenosem 1

(zajištěno vhodnými odpory rezistorů $R_{27}, R_{29} - R_{31} = 30 \text{ k}\Omega$). Operační zesilovač musí mít i záporné napájecí, z důvodu připojení emitoru tranzistoru na záporný potenciál, jinak by nemohlo být omezeno výstupní napětí k hodnotě nižší než 1,25 V). Na neinvertující vstup IC9 (OZ) je přiváděno napětí přímo úměrné měřenému proudu ($1,5 \cdot I$) a záporné napětí získáno klasickou diodou (přibližně 0,65 V). Na invertující pak prahová úroveň napětí nastavená děličem R_{27}, R_{28} (R_{28} je potenciometr). Uvedené zapojení realizuje přibližně funkci:

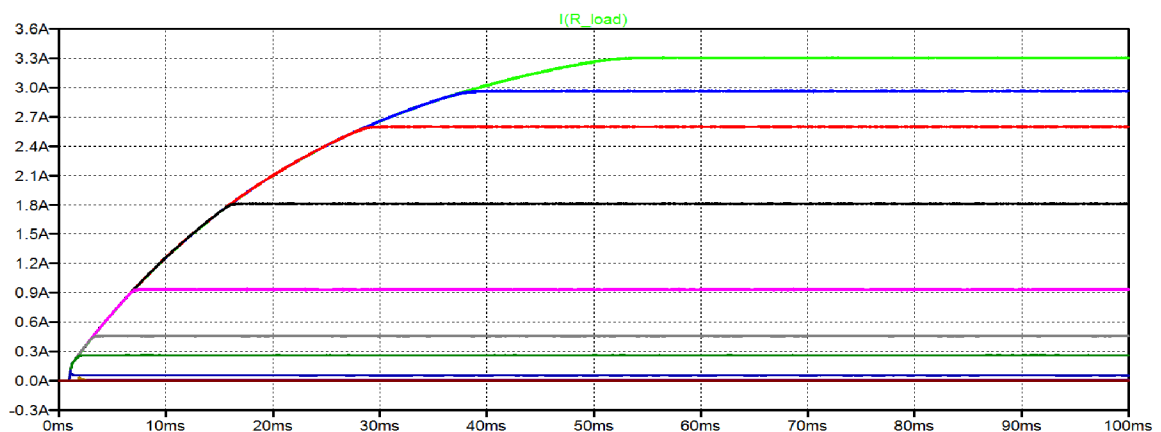
$$U_{\text{OUT, OZ}} = [(-0,65) + 1,5 \cdot I_Z]_{\text{NEINV}} - [U_{R_I}]_{\text{INV}}, \quad (2.16)$$

kde $U_{\text{OUT, OZ}}$ je výstupní napětí OZ, které je přivedeno na bázi tranzistoru, I_Z je proud zátěží a spolu s koeficientem 1,5 tvoří napětí přivedené na neinvertující vstup a U_{R_I} je napětí přivedeno na invertující vstup, které je odvozeno od nastavení potenciometru pro nastavení maximálního proudu. Hodnota -0,65 je přibližně hodnota napětí ve V přivedeného na neinvertující vstup.

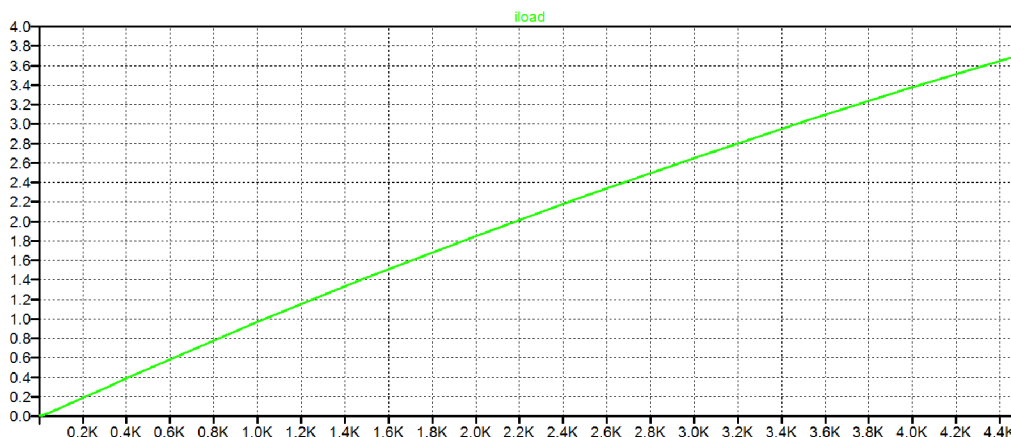
Z uvedeného vztahu lze vidět, že pro proud zátěží 3 A bude na neinvertujícím vstupu přibližně 3,85 V, pro regulaci tranzistorem musí být napětí pro plný rozsah regulace na invertujícím vstupu hodnotu v rozsahu cca 0 – 4,7 V, což určuje odporový dělič $R_{32} - R_I$. Záporné napětí je na neinvertující vstup zařazeno z důvodu omezení proudu malých hodnot, kdy by nebylo možné docílit při těchto hodnot napětí na jednotlivých vstupech výstupního záporného napětí OZ. Dioda D_{12} zajišťuje pouze záporné napětí na výstupu OZ.

Zapojení bylo testováno jak formou simulace, tak formou fyzického prototypu a vykazovalo žádané vlastnosti.

Na obrázku 2.10 je uvedena závislost výstupního proudu zdroje na čase, kde parametrem je hodnota potenciometru pro nastavení proudu. Jeho odpor byl měněn v hodnotách: 4000 (odpovídá maximálnímu proudu přibližně 3 A), 3500, 3000, 2000, 1000, 500, 300, 400, 300, 200, 100, 50, 20, 10 Ω (hodnota proudu blíží se nule). Zdroj byl v případě zatížení odporovou zátěží 1 Ω . Na obrázku 2.11 je pak maximální proudu v závislosti na nastavení potenciometru pro maximální výstupní proud. Hodnoty nastavení potenciometru jsou pouze přibližné, v simulaci nebylo napětí pro dělič odvozené z pomocného stabilizátoru.



Obrázek 2.10 Simulace obvodu proudové limitace



Obrázek 2.11 Závislost maximálního proudu na nastavení potenciometru pro regulaci proudu

2.10 Měření napětí

Obvod měření napětí se skládá ze vstupního děliče pro snížení měřeného napětí ve vhodném poměru a optického oddělení, kterému je věnována samostatná kapitola. Výstup obvodu měření je pak připojen k A/D převodníku mikrokontroléru, jehož referenční napětí bude 5 V. Měření napětí bude v rozsahu 0 - 30 V. Referenční napětí je získáváno ze vstupního stabilizátoru. Tato možnost samozřejmě není vhodná, jelikož výstupní napětí nebude plně stabilní (kolísavý odběr vlivem napájení cívky relé, přesnost nastavení, apod.), nicméně při praktickém testování se ukázalo, že tato volba nemá dopad na přesnost měření v daném rozlišení.

Pomocí odporového děliče je měřené napětí pro celý měřený rozsah sníženo do rozmezí 0 - 4,5 V. Hodnota 0,5 V slouží jak určitá rezerva a zabrání překročení referenčního napětí, což by mělo za následek indikaci chybné hodnoty. Dělič je zapojen na výstup lineárního regulátoru, až za snímací rezistor pro měření proudu. Převodní poměr odporového děliče lze vypočítat jako podíl maximální hodnoty napětí měřené A/D převodníkem a maximálního výstupního napětí zdroje (30 V). Tedy:

$$p = \frac{U_{mer,max}}{U_{vyst,max}}, \quad (2.17)$$

kde p je převodní poměr děliče, $U_{mer,max}$ je maximální uvažované napětí na vstupu A/D převodníku ve V a $U_{vyst,max}$ maximální výstupní napětí zdroje ve V.

Hodnota při požadovaném rozsahu měření 0 – 4,5 V a výstupním napětí zdroje 30 V je hodnota $p = 0,15$.

Samotný převodní poměr u odporového děliče lze spočítat jako:

$$p = \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}}, \quad (2.18)$$

kde R_{25} a R_{26} jsou jednotlivé hodnoty odporu rezistorů v děliči v Ω .

Nyní je potřeba vhodně zvolit hodnoty rezistorů R_{25} a R_{26} tak, aby splňovaly daný převodní poměr a zároveň aby se jednalo o hodnoty z dostupné řady (E24). Tomuto výběru odpovídají hodnoty rezistorů $R_{25}=680 \text{ k}\Omega$ a $R_{26}=120 \text{ k}\Omega$.

Při chodu zařízení a změny teploty může dojít vlivem teplotní závislosti ke změně hodnot odporů použitých rezistorů. To by mělo za následek změnu převodního poměru děliče, a tím tedy i chybné měření, jelikož je hodnota převodního poměru uložena jako konstanta v programu v rámci mikrokontroléru. Tento problém lze vyřešit použitím rezistorů ze stejného materiálu, kdy budou mít oba rezistory stejný teplotní součinitel odporů a při změně jejich odporu zůstane převodní poměr stále zachován.

Napěťové rozlišení měření A/D převodníkem lze vypočítat jako

$$\Delta U = \frac{U_{\max}}{2^{10} - 1}, \quad (2.19)$$

kde ΔU je nejnižší rozlišitelný krok měření ve V, U_{\max} je maximální měřené napětí ve V. Pro použitý 10bitový A/D převodník a maximální měřené napětí 5 V je teoretický nejnižší rozlišitelný krok 4,887 mV, tedy přibližně 5 mV.

Měření napětí není na A/D převodník převedeno přímo, ale přes optočlen s lineární převodní charakteristikou.

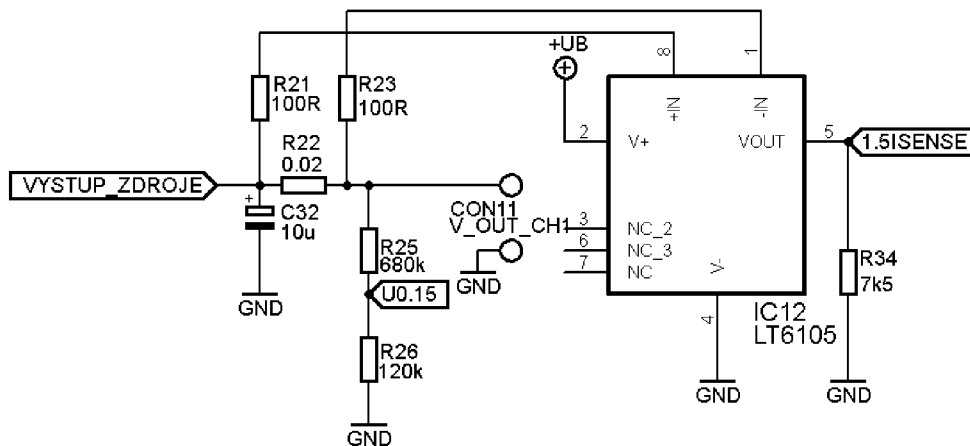
2.11 Měření proudu

Pro měření proudu je použit obvod LT6105, blíže popsáný v kapitole 2.3.3. Zapojení tohoto obvodu je na obrázku 2.13. Rezistor R_{22} je snímací a je použit s hodnotou $20 \text{ m}\Omega$. Rezistory R_{21} a R_{23} byly zvoleny s hodnotou 100Ω , jsou to vstupní odpory diferenciálního zesilovače. Je třeba navrhnout výstupní rezistor R_{34} . Účelné je, aby výstupní napětí bylo úměrné procházejícímu proudu s převodní konstantou 1,5. Takto bude pro maximální proud zátěží 3 A mít měřené napětí hodnotu 4,5 V. A pro minimální rozlišení 10 mA bude mít tedy relevantní oblast měření napětí rozsah 15 mV – 4,5 V. Použitý A/D převodník je stejný jako při měření napětí a rozlišení je tedy 5 mV.

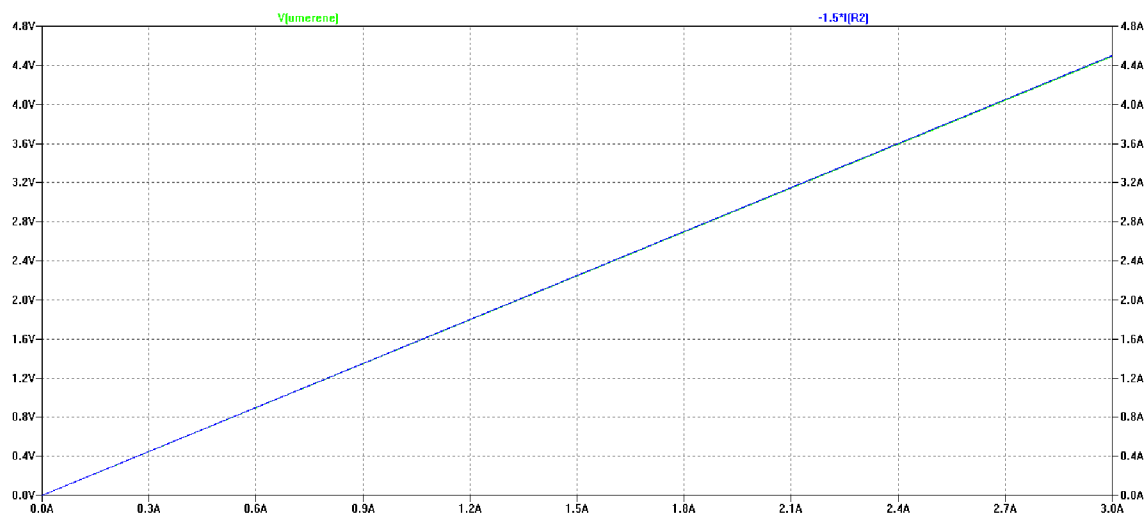
Hodnotu odporu výstupního rezistoru lze spočítat jako [17]:

$$U_{\text{merene}} = R_{22} \cdot I \cdot \frac{R_{34}}{R_{21}}, \quad (2.20)$$

Po odvození a dosazení vyjde hodnota výstupního rezistoru 7,5 k Ω . Výstupní napětí je na A/D převodník opět přivedeno přes lineární optočlen. Při nevhodně zvoleném poměru rezistorů R_{21} , R_{23} (R_{IN}) – R_{34} (R_{OUT}) bude výstupní napětí nelineárně závislé na měřeném proudu, což bylo zjištěno při testování prototypu.



Obrázek 2.13 Zapojení obvodu pro měření proudu



Obrázek 2.12 Závislost proudu zátěže na výstupním napětí měřiče proudu

Na obrázku 2.12 – zelená křivka je simulovaná závislost výstupního napětí obvodu pro měření proudu v závislosti na proudu snímacím rezistorem. Tato závislost je překryta teoretickou závislosti $1,5 \cdot I$, což je žádaný průběh. Závislosti se většinou překrývají a lze usoudit, že výstupní napětí odpovídá měřenému proudu v daném poměru a v celé oblasti měřeného proudu. Při proudu $I=0$ A je výstupní napětí dáno offsetem přibližně 296 μ V.

2.12 Optické oddělení

Jelikož je navrhovaný zdroj koncipovaný jako dvoukanálový, je požadována možnost spojení kanálů za účelem získání symetrické výstupu ± 30 V proti zemi, která musí být mezi jednotlivými kanály oddělná. Při přímém připojení měřeného napětí na vstup použitého A/D převodníku by došlo ke spojení zemi. Tento problém řeší použití izolačního zesilovače s optickým oddělením. Optické oddělení také ochrání desku s pomocným mikrokontrolérem i pro případ vysokého napětí na výstupu zdroje a tedy snížení škod, což však není primárním účelem v této aplikaci.

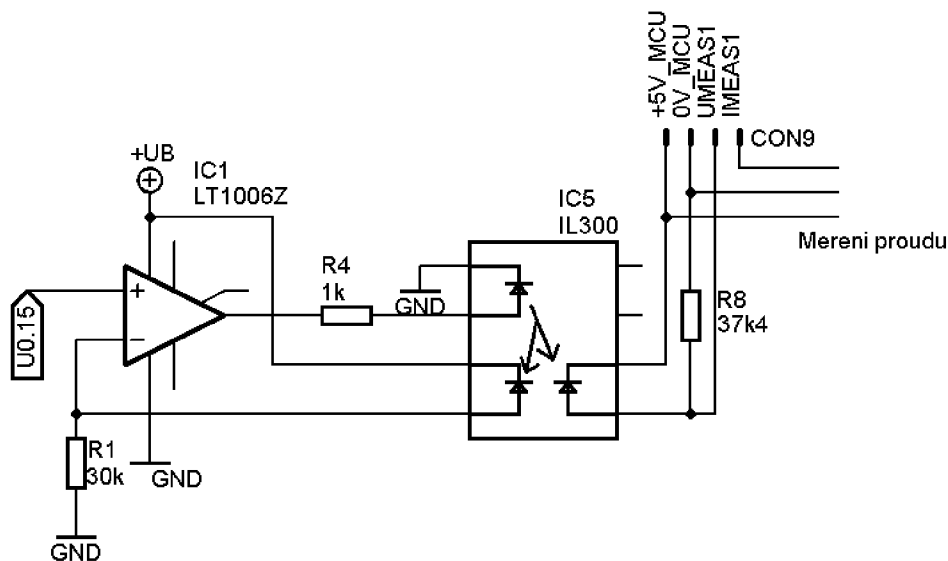
Optické oddělení řeší obvod IL300 popsáný v kapitole 2.3.5. U samotného obvodu není problém s nelinearitou (ta je kompenzována operačním zesilovačem). Problémem je ale v tomto případě převodní konstanta, která není u všech vyrobených obvodů stejná. Převodní konstanta označována jako K_3 se u vyrobených obvodů pohybuje v rozmezí přibližně 0,5-1,5. Obvody jsou dostupné v několika řadách, což zmenšuje rozptyl této konstanty, při dodání obvodu ale nelze zaručit, že budou dodány obvody se stejnou konstantou. Řešení může spočívat v prostém přizpůsobení návrhu pro dodaný obvod, což je při výrobě více vzorků zbytečně pracné. Další možností je použití trimru, kdy bude každý vzorek samostatně kalibrován pro dosažení cílené konstanty, na kterou byl přizpůsoben návrh. Asi nejlepší možností při zachování tohoto obvodu se jeví automatická kalibrace, kdy bude na vstup obvodu přivedeno známé napětí a měřením pomocí A/D převodníku a následným výpočtem bude tato konstanta určena a mikrokontrolér s ní pak již bude dále pracovat. Pro náš případ bude provedena úprava výstupního odporu pro dodaný obvod. Dalším způsobem galvanického oddělení může být použití externího A/D převodníku nebo obvodu „power monitor“ a jednoduché optické oddělení (dvoustavové).

Zapojení s obvodem IL300 pro oddělení je na obrázku 2.14, níže. Odporů rezistorů R_1 , R_8 lze navrhnout pro ze vztahu [22]

$$\frac{U_2}{U_1} = K_3 \cdot \frac{R_8}{R_1}, \quad (2.21)$$

kde konstanta K_3 je definovaná vztahem 2.1.

Pro přenos optočlenu s $K_3 = 1$ jsou odpory totožné. Hodnota $30 \text{ k}\Omega$ vyhovuje. Při celkové konstrukci budou hodnoty přizpůsobené dodanému obvodu, což si v tomto případě lze dovolit. Rezistor R_1 bude konstantní s hodnotou $30 \text{ k}\Omega$, rezistor R_8 má hodnotu $37,4 \text{ k}\Omega$ pro obvodu IL300D a $30 \text{ k}\Omega$ pro obvodu IL300G. Hodnota rezistoru R_4 se volí dle požadovaného maximálního proudu diodou. Optimální je nastavit maximální proud na hodnotu $10 - 20 \text{ mA}$, což zajišťuje rezistor $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$. Zapojení pro oddělení obvodu pro měření proudu je totožné.



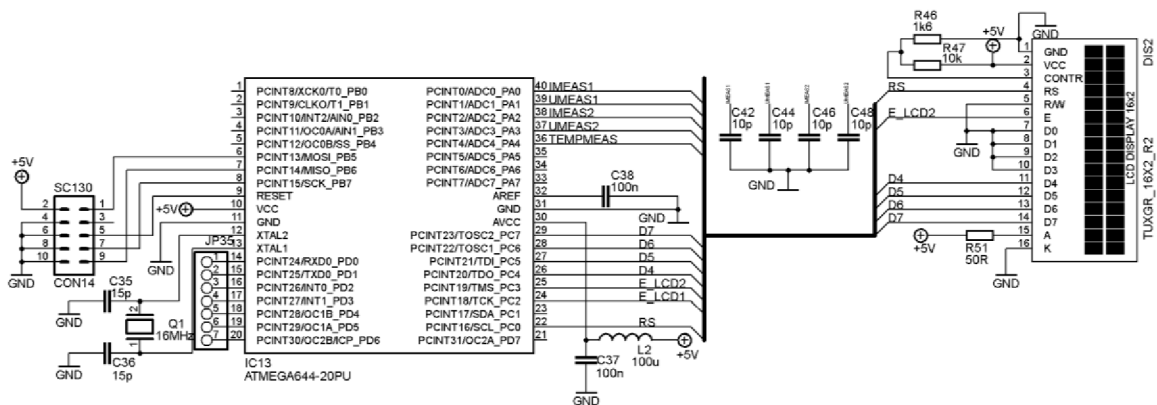
Obrázek 2.14 Zapojení obvodu IL300 pro oddělení měřeného napětí

2.13 Mikrokontrolér

Použitý mikrokontrolér je ATmega644, blíže popsany v 2.3.4, ten bude použit pro měření napětí, proudu, zobrazování těchto hodnot na LCD, ovládání relé pro připojení výstupních svorek a sepnutí ventilátoru při překročení měřené teploty analogovým snímačem teploty. Mikrokontrolér lze programovat přes sběrnici SPI v již hotovém zařízení, čehož je zde využito programátorem Atmel Ice.

2.13.1 Zapojení mikrokontroléru

Základní zapojení s mikrokontrolérem je na obrázku 2.15. Napájení obvodu je realizováno 5V stabilizátorem 7805 (nezakreslen). Konektor CON₁₄ slouží pro připojení k ISP programátoru. Krystal je zvolen s frekvencí 16 MHz společně s doporučenou hodnotou kondenzátorů podle [23]. Piny 31-32 slouží k připojení externího referenčního napětí, jelikož není tato možnost použita je doporučeno uzemnit vstup AREF přes kondenzátor. Součástky L₂ a C₃₇ tvoří jednoduchý filtr typu dolní propust. Napájení přes tento filtr je vyžadováno pro napájení analogové části mikrokontroléru. Součástky byly zvoleny podle [24]. Na piny 1-7 jsou připojována tlačítka a tranzistory pro spínání relé (pro jednoduchost nezakresleno). Piny 40-36 slouží pro měření napětí, proudů a teploty. Piny 25-29 slouží k připojení LCD displeje, který využívá 4bitovou komunikaci. Kondenzátory C₄₂, C₄₄, C₄₆, C₄₈ pomáhají snížit rušení na vstupu A/D převodníku.



Obrázek 2.15 Zapojení mikrokontroléru do obvodu

2.13.2 Zobrazování na LCD

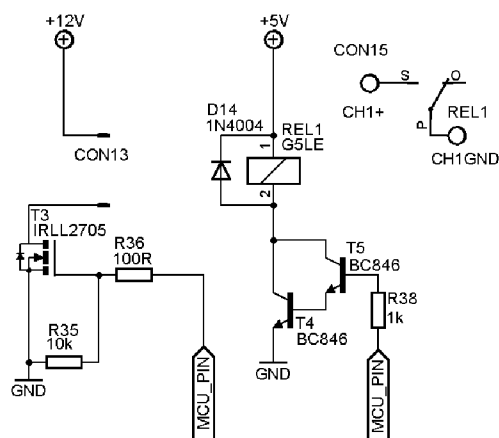
Displej je připojen k použitému MCU a slouží pro zobrazování výstupního napětí a proudu. Pro každý kanál bude použit samostatný displej. Jedná se o displej 16x2, tj. dvouřádkový displej po šestnácti znacích na řádek. Displej je vybaven řadičem HD44780 (případně ekvivalent), což zjednodušuje komunikaci s ním. Základní zapojení s tímto displejem je na obrázku 2.15, společně se zapojením mikrokontroléru.

Dělič R₄₆-R₄₇ slouží k nastavení kontrastu, rezistor R₄₂ nastavuje jas displeje. Displej využívá čtyřbitovou komunikaci (D₄-D₇), D₁-D₃ jsou tedy nevyužity. Řídicí pin R/W určitě zápis nebo čtení z displeje. V aplikaci je použit pouze zápis a řídicí vstup je tedy na potenciálu 0 V. Signál RS slouží pro rozlišení dat nebo instrukcí, signál E je signál enable, který povoluje komunikaci. Datové vodiče a signál R/S obou displejů jsou připojeny ke stejným pinům portu. Signál E je veden separátně. Na začátku aplikace je nutné postupně oba displeje inicializovat patřičnými povely.

Na obrázku 2.16 je příklad zobrazení na LCD. První řádek zobrazuje hodnotu napětí s rozlišením jednoho desetinného místa a informaci o připojení svorek (zapnuto/vypnuto). Druhý řádek pak obsahuje hodnotu proudu s rozlišením dvou desetinných míst, případné spojení zdrojů pro dosažení symetrického zdroje je indikováno textem „1+2“ na obou LCD.



Obrázek 2.16 Příklad zobrazení na LCD



Obrázek 2.18 Spínání ventilátoru (vlevo) a relé (vpravo) z MCU

2.13.5 Řídící program pro MCU

Výsledný kód pro použitý MCU je psán v jazyce ANSI C v prostředí Atmel Studio. Jelikož zde neprobíhá žádná komunikace po sběrnici s okolním HW je výsledný program poměrně jednoduchý. Program provádí sběr hodnot z jednotlivých kanálů AD převodníku (teplota, napětí a proud obou kanálů), provádí jejich přepočít. Hodnoty napětí a proudu jsou zobrazovány na LCD displeji. Displej byl také použit pro zobrazení informace o stavu výstupních svorek (odpojeno/připojeno). Knihovna pro LCD byla použita z [24] s následnou úpravou pro dva LCD displeje. Při překročení teploty cca 40 °C dojde k sepnutí ventilátoru až do poklesu teploty cca 35 °C, v případě potřeby lze naprogramovat i odpojení svorek při dosažení určité teploty nebo hodnoty teplot změnit. Poslední funkcí programu je řízení relé pro odpojování výstupních svorek, což je řízeno jednotlivými tlačítky.

Na začátku programy je ve funkci main provedeno nastavení veškerých periférií mikrokontroléru (čítač/časovač, A/D převodník, vstupy/výstupy, inicializace obou LCD displejů). V nekonečné smyčce vytvořené pomocí while(1) je poté jen srovnávána teplota a řízen chod ventilátoru (bez regulace). Veškeré další operace jsou řešeny přes obsluhu přerušení.

Přibližně každých 8 ms dojde ke spuštění A/D převodu pomocí časovače. V této obsluze je proveden odečet patřičných hodnot, její přepočít a nastavení na další kanál: (příklad pro čtení A/D převodníku s napětím úměrnému proudu výstupu)

```
AD=ADCW;AD = AD*5/1024/0.15;ADMUX++;channel++;Cch1=Cch1+AD;break;
```

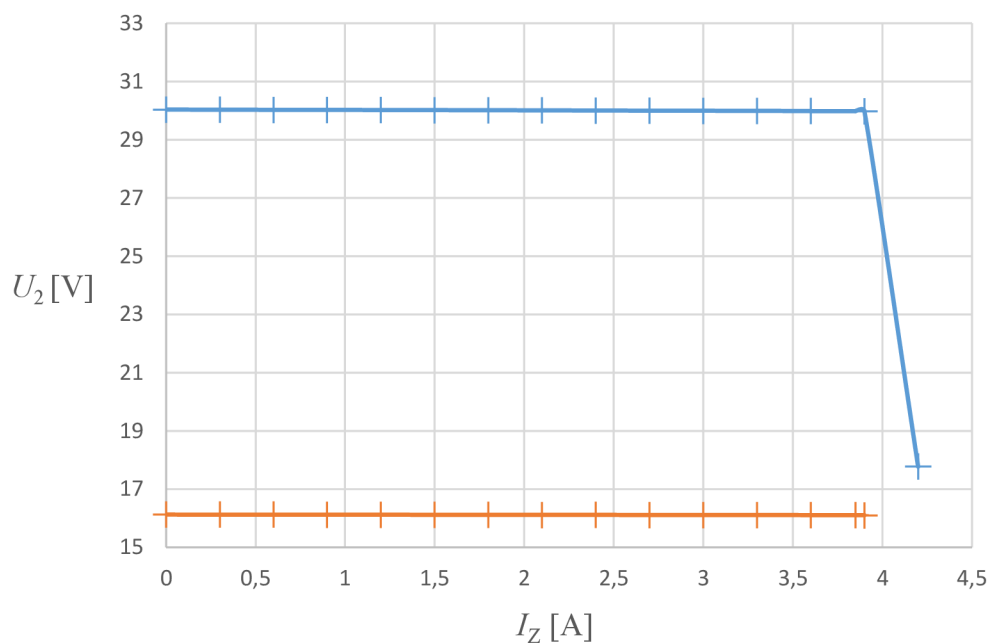
V případě odečtu ze všech kanálů se provede nastavení na první kanál a celý cyklus se opakuje. Výpis hodnot je průměrem každé hodnoty z 10 měření (obecně nastaveno direktivou averaging), hodnota teplot průměrována není. Po zprůměrování proběhne výpis na LCD. Obnovovací doba dat na LCD probíhá přibližně každých 300 ms.

Tlačítka pro odpojování výstupních svorek jsou řízena přes přerušení změny stavu na příslušném pinu. Výpis na LCD zde proběhne až společně s výpisem změřených hodnot, což si lze kvůli poměrně velké rychlosti obnově hodnot na LCD dovolit.

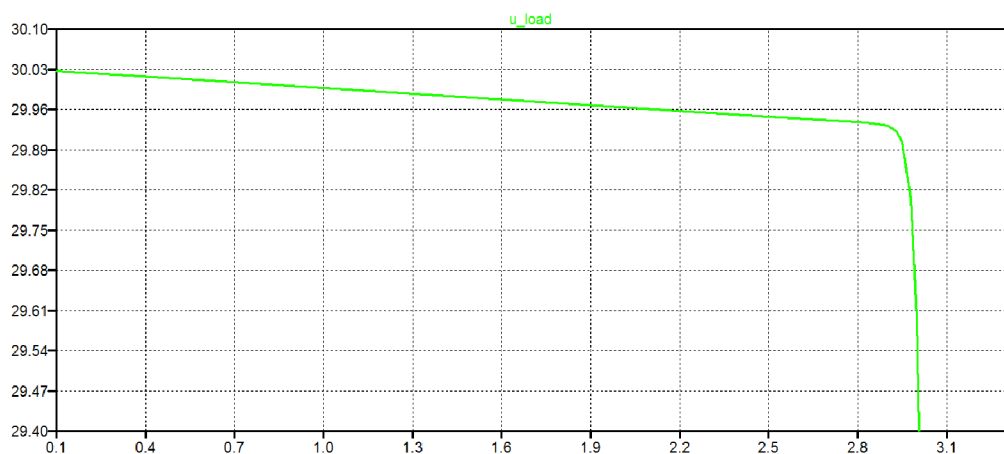
2.14 Simulace kompletního zapojení

2.14.1 Zatěžovací charakteristika

Průběh zatěžovací charakteristiky (závislost výstupního napětí U_2 na výstupním proudu I_Z) pro 30 V, resp. 16 V je uveden na obrázku 2.19, detail pro výstupní napětí cca 30 V pak na obrázku 2.20. Obrázek 2.19 znázorňuje zatěžovací charakteristiku při odpojeném obvodu proudové limitace, obrázek 2.20 pak detail zatěžovací charakteristiky s nastavenou limitací na cca 3 A. Pokles napětí při plném zatížení oproti stavu naprázdno je 98 mV. První zatěžovací charakteristika (obrázek 2.19) je omezena pouze proudem interního proudového omezení spínaného regulátoru, druhá (obrázek 2.20) pak vlivem obvodu omezení, zapojeného podle obrázku 2.9.



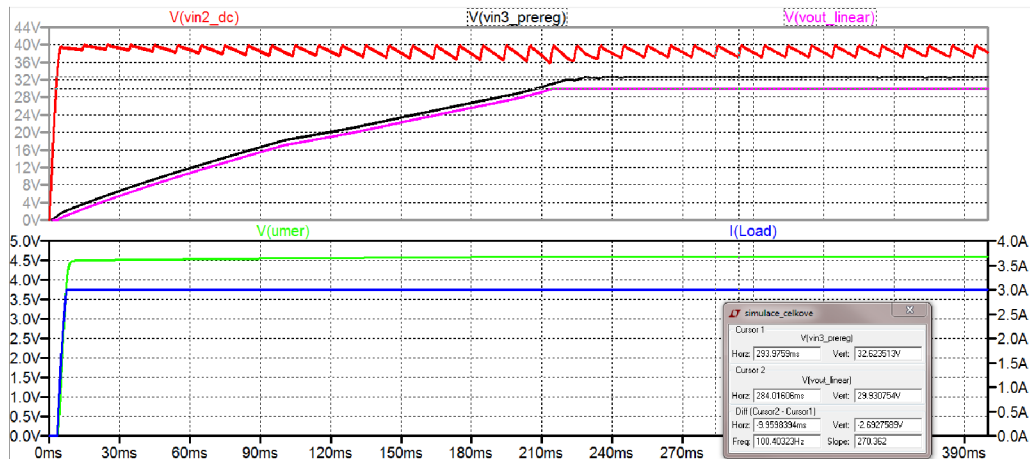
Obrázek 2.19 Simulace zatěžovací charakteristiky zdroje



Obrázek 2.20 Detail zatěžovací charakteristiky získané ze simulace pro $U_{OUT} = 30$ V

2.14.2 Výstupní napětí jednotlivých bloků zdroje

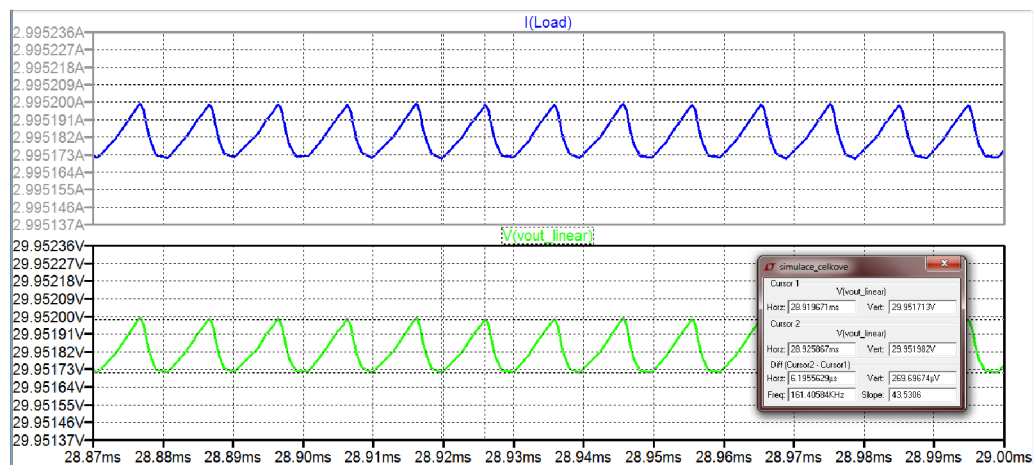
Na obrázku 2.21 jsou zobrazené průběhy výstupního napětí při zatěžovacím proudu 3 A. Vstupní usměrněné napětí po filtraci kondenzátorem ($V_{\text{vin2_dc}}$). Zde je patrné zvlnění o frekvenci 100 Hz. Mezi výstupním napětím předregulátoru ($V_{\text{vin3_prereg}}$) a výstupním napětím lineárního regulátoru ($V_{\text{vout_linear}}$) lze vidět rozdíl těchto napětí přibližně 2,7 V. Průběh (I_{LOAD}) je průběh proudu zátěži a (V_{umer}) je výstupní napětí obvodu snímání proudu (4,5 V při 3 A).



Obrázek 2.21 Simulace výstupních napětí a výstupního proudu

2.14.3 Výstupní zvlnění zdroje

Na obrázku 2.22 je detail výstupního 100kHz zvlnění (zelená křivka). Zvlnění má při plném zatížení (modrá křivka) hodnotu cca 270 μV a s klesajícím zatížením klesá. 100Hz zvlnění má při simulaci mizivou hodnotu, byť je vstupní zdroj modelován sinusovým zdrojem a dvoucestným usměřňovačem s filtračním kondenzátorem, stejně jako v cílovém zařízení (kondenzátor modelován i hodnotou ESR).



Obrázek 2.22 Detail výstupního zvlnění lineárního regulátoru pro $U_{\text{out}} = 30 \text{ V}$, $I_{\text{out}} = 3 \text{ A}$

2.15 Diskuze ztrát a návrh chlazení

Při určení maximální výkonové ztráty na regulačních částech se vyšlo z nejhorsího možného případu, který může za běžného provozu vzniknout. Sledována byla především ztráta na spínaném [26] a lineárním stabilizátoru.

2.15.1 Ztráty na lineárním stabilizátoru

Na lineárním regulátoru maximální výkonová ztráta daná vztahem (2.8), tedy

$$P_Z = I_Z \cdot (U_2 - U_1)$$

Při udržování úbytku napětí na lineárním regulátoru přibližně 2,5 V a maximálním zatěžovacím proudem vznikne při jakékoliv hodnotě výstupního napětí a při hodnotě maximálního výstupního proudu výkonová ztráta:

$$P_Z = I_Z \cdot (U_2 - U_1) = 3 \cdot 2,5 = 7,5 \text{ W}$$

Maximální tepelný odpor chladiče lze spočítat jako:

$$R_{TH_HS} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - R_{TH_C-HS} - R_{TH_J-C}, \quad (2.22)$$

kde R_{TH_HS} je tepelný odpor chladiče (heatsink) v $K \cdot W^{-1}$, T_J teplota na čipu (junction) v K, T_A teplota okolí (ambient) v K, R_{TH_C-HS} je tepelný přechodu pouzdro-chladič v $K \cdot W^{-1}$ a R_{TH_J-C} je tepelný odpor přechodu čip-pouzdro v $K \cdot W^{-1}$.

Maximální teplota na čipu výkonového tranzistoru je pro použitý obvod 150 °C a pro teplotu na čipu řídicí části 125 °C. Pro výpočet chladiče je zvolena teplota 100 °C, čímž nebude překročena teplota žádné z částí a zároveň se teplota bude pohybovat pod touto hranicí s dostatečnou rezervou, což bude mít pozitivní vliv i na životnost součástek. Teplota okolí je zvolena 60 °C. Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro je pro použitý obvod 0,75 $K \cdot W^{-1}$ pro řídicí část a 2,3 $K \cdot W^{-1}$ pro výkonový tranzistor, pro výpočet bude uvažována hodnota 2,3 $K \cdot W^{-1}$. Tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič je dáno případnou izolační podložkou U dané podložky lze uvažovat tepelný odpor 0,3 $K \cdot W^{-1}$.

Potřebný tepelný odpor chladiče je tedy:

$$R_{TH_HS} = \frac{100 - 60}{7,5} - 0,3 - 2,3 = 2,7 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}.$$

2.15.2 Ztráty na spínaném stabilizátoru

Z katalogového listu obvodu LT1074 je možné zjistit vztah pro výpočet výkonové ztráty na samotném obvodu, ty lze spočítat jako [21], [14]:

$$P_Z = U_{IN} \cdot (7[\text{mA}] + 5[\text{mA}] \cdot DCL + 2 \cdot I_{OUT} \cdot t_{SW} \cdot f) + \\ + DCL \cdot (I_{OUT} \cdot 1,8[\text{V}] + 0,1[\Omega] \cdot I_{OUT}^2), \quad (2.23)$$

kde P_Z je ztrátový výkon ve W, U_{IN} je vstupní napětí ve V, DCL je střída, I_{OUT} je výstupní proud v A, t_{SW} je minimální doba sepnutí spínacího tranzistoru v s a f je spínací frekvence v Hz.

Hodnota 7 mA a $DCL \cdot 5$ mA je proud spotřebovaný obvodem, frekvence spínání je konstantní a má hodnotou 100 kHz.

Střídu DCL lze vypočítat jako

$$DCL = \frac{U_{OUT} + 0,5[\text{V}]}{U_{IN} - 2[\text{V}]} \quad (2.24)$$

a dobu t_{sw} lze spočítat

$$t_{SW}[\text{ns}] = 50[\text{ns}] + 3 \left[\frac{\text{ns}}{\text{A}} \right] \cdot I_{OUT} \quad (2.25)$$

Z jednotlivých vztahů vyplývá, že největší výkonové ztráty dosáhneme při maximálním výstupním napětí a proudu. Frekvence a U_{IN} mají konstantní hodnotu. Pro výpočet se tedy vychází z výstupního napětí 33 V (nutno navýšit výstupní napětí zdroje o úbytek na lineárním regulátoru), zatěžovacím proudu 3,2 A, frekvencí 100 kHz a vstupním napětí 36 V.

Po hodnot dosazení do vztahu 2.24 pro DCL a 2.25 pro t_{sw} vychází $DCL = 0,99$ a $t_{sw} = 59$ ns. Po dosazení těchto hodnot do vztahu 2.23 pro celkovou ztrátu vychází výkonová ztráta přibližně 7 W. Což potvrzuje, že na spínaném regulátoru je konstantní úbytek napětí přibližně 2 – 2,5 V. Tepelný odpor čip-pouzdro použitého pouzdra je $2,5 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ a při uvážení tepelného odporu podložky $0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$. Potřebný tepelný odpor chladiče lze spočítat ze vztahu 2.22 a výsledná hodnota je $2,9 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$.

Výsledný potřebný tepelný odpor chladiče má podobnou hodnotu jako v případě lineárního stabilizátoru a lze tak použít totožný chladič. Při konstrukci byl použit společný chladič. Tento společný chladič by měl mít poloviční tepelný odpor. Při konstrukci byl však z úsporných důvodů použit poddimenzovaný chladič (typ SK514 s tepelným odporem cca $2,2 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$), i při tomto chladiči zdroj vykazoval stejné vlastnosti při hodinovém zatížení. Nicméně rozměrově je možné použít i rozměrnější chladič s nižším tepelným odporem. Uvnitř zařízení bude mj. ventilátor.

2.15.3 Ostatní součástky

Mezi další polovodičové součástky s větším ztrátovým výkonem lze zařadit usměrňovací diody, spínací dioda na výstupu spínaného regulátoru a stabilizátor 7805 na desce s MCU. Lze však dojít k výsledku, že výsledná ztráta je v dovozených mezích i bez chladiče.

2.16 Ověření návrhu prototypem

Při návrhu zdroje došlo k výrobě prototypu. To umožnila především ověřit celkové zapojení a reální chování zdroje. Především se jednalo o tvrdost samotného zdroje, výstupní zvlnění, účinnost a stabilitu zdroje v různých stavech zatížení. Prototyp byl napájen z laboratorního stabilizovaného zdroje. Oproti schématu však nebyl v první fázi testování odzkoušen obvod měření proudu a obvod proudového limitace, a to z důvodu nedodání tohoto obvodu do včasného data. Ve verzi prototypu bylo provedeno pouze provizorní chlazení. Nicméně optické oddělení bylo odzkoušeno na části měření napětí, což pro posouzení možnosti použití lineárního optočlenu postačuje. Pozdější testování potvrdilo funkčnost obvodu proudové limitace, optického oddělení při měření proudu a také funkci jednoduchého proudového zdroje na výstupu.

2.16.1 Výstupní zvlnění

V této fázi testování mělo smysl se zaměřit jen na zvlnění pronikajícího ze spínaného regulátoru. Prototyp byl napájen z laboratorního stabilizovaného zdroje a 100Hz zvlnění by tak bylo nulové nebo z našeho hlediska nepodstatné.

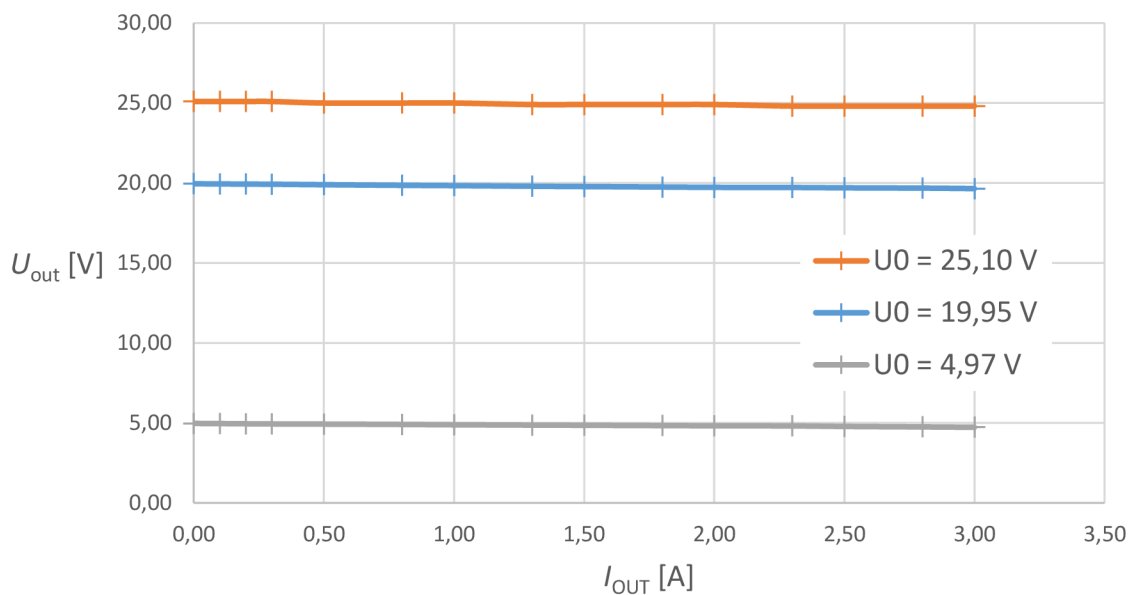
Zvlnění 100 kHz složky mělo při plném zatížení (30 V/3 A) hodnotu 10,4 mV, což je poměrně velká hodnota vzhledem k lineárnímu regulátoru. Vhodnými úpravami zapojení, které spočívali ve zvětšení tlumivky a úpravou kondenzátoru pinu ADJ u lineárního regulátoru, se podařilo zvlnění snížit na hodnotu cca 3 mV. Ještě nižšího zvlnění by šlo dosáhnout případně i změnou rozvodu země.

2.16.2 Vliv optického oddělení na přesnost měření

Použitý optočlen s nepřesně definovanou konstantou přenosu vnáší do problematiky měření napětí málo přesný vztah mezi skutečným výstupním napětím a napětím, které získáme měřením. Ukázalo se, že při přesně nastaveném převodu optočlenu (K3) a odporového děliče lze dosáhnout chyby měření okolo 1 %.

2.16.3 Zatěžovací charakteristika

Na obrázku 2.23 je průběh zatěžovací charakteristiky zdroje pro tři různá výstupní napětí na prázdko. Pokles výstupního napětí je při plném zatížení oproti stavu naprázdno maximálně 300 mV. Pokles je zde způsoben jednak úbytkem na snímacím rezistoru (při proudu 3 A je úbytek 60 mV), tak výsledným spojením od výstupu obvodu až k výstupním svorkám zdroje – při měření bylo napětí měřeno na zátěži připojené kabely, aby byl „simulován“ i vliv odporů vodičů ve finálním zařízení. Úpravou DPS (vhodné napojení snímacího děliče na výstup) se úbytek podařilo snížit na cca 220 mV. Pro eliminaci vlivu vnitřního odporu by bylo třeba použít obvod pro vzdálené snímání, který by snímal napětí na výstupních svorkách zdroje nebo přímo na zátěži (remote sense).



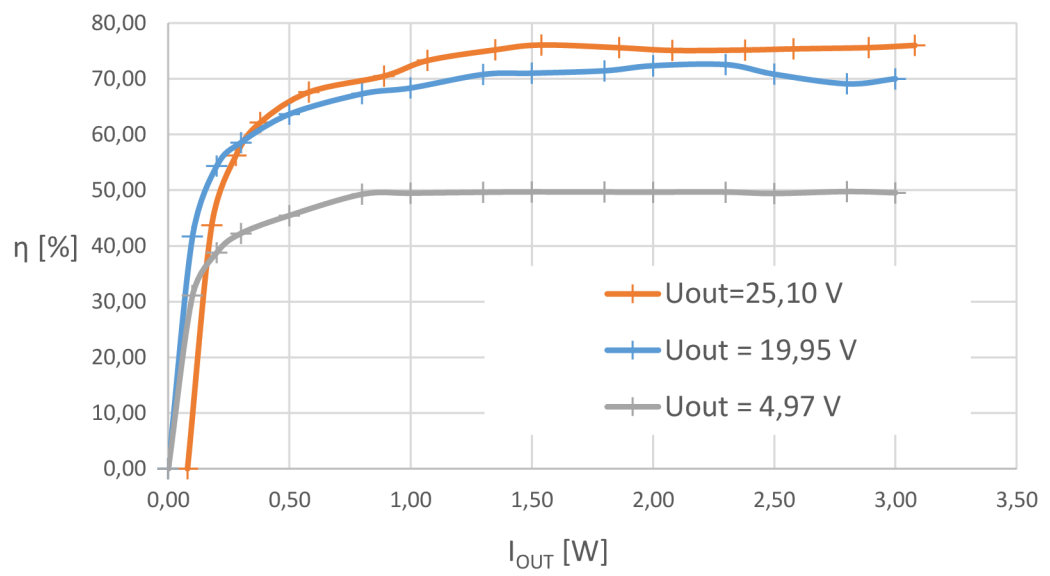
Obrázek 2.23 Měřená zatěžovací charakteristika hlavní desky zdroje

2.16.4 Účinnost zdroje

Závislost účinnosti hlavní části zdroje je na obrázku 2.24. Maximální účinnosti tento zdroj dosahuje při výstupním napětí 25,1 V a maximální účinnost má v tomto případě hodnotu přibližně 76%. Při reálném použití zdroje se síťovým toroidním transformátorem lze očekávat pokles účinnosti vlivem ztrát na transformátoru, usměrňovači a pomocných obvodech (MCU, LCD, relé). Při uvážení účinnosti transformátor 0,9 (optimistický odhad) by byla maximální účinnost daná součinem jednotlivých účinností (v bezrozměrném vyjádření) a dosahovala by hodnoty přibližně 70 %.

2.16.5 Úpravy pro finální verzi

1. Zvětšena velikost indukčnosti cívky L_1 z doporučených 150 μH na 220 μH
2. Doplnění zapojení o vstupní a výstupní kondenzátory spínaného regulátoru
3. Doplnění zdroje proudu pro zajištění minimálního odběru lineárního regulátoru

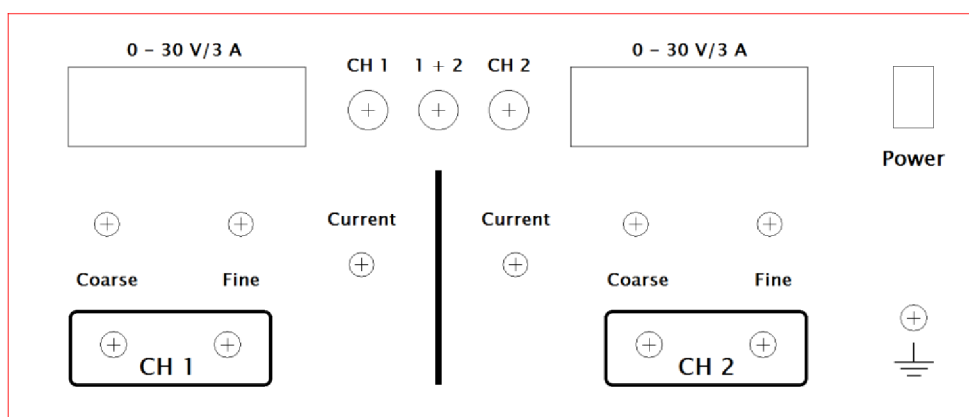


Obrázek 2.24 Závislost účinnosti prototypu na výstupním výkonu

3 KONSTRUKCE A TESTOVÁNÍ ZDROJE

3.1 Mechanická konstrukce

Výsledné zařízení je osazeno do plechové krabičky vnějších rozměrů (ŠxVxH) 302x127x217 mm (komerční označení U-KK12-30221 firmy EZK). V zadní části je otvor pro vsazení síťového konektoru a otvor pro ventilátor. Přední panel obsahuje otvory pro všechny regulační (potenciometry), ovládací (tlačítka) a zobrazovací prvky (LCD displeje), pro lepší obsluhu je síťový spínač v předním panelu. Prvky jsou do předního panelu instalovány samostatně a následně propojeny vodiči (opatřenými konektory) do jednotlivých desek. Prvky tedy nejsou do předního panelu vsazeny formou upevnění na desce plošného spoje. Rozvržení předního panelu je na obrázku 3.1 (M 3:1).



Obrázek 3.1 Rozvržení předního panelu

3.2 Síťová část

Síťový přívod je realizován přes síťový EURO konektor s EMI filtrem. Tento konektor je v těsném kontaktu s plechovou krabičkou, která je zemněna (spojen s PE vodičem sítě). Plášť filtru (stínění) je pak s krabičkou v tomto kontaktu ve vodivém spojení). Konektor obsahuje v sobě pouzdro pro jištění jednoho vodiče (L či N – dle zapojení zásuvky). Použitá je pojistka 1, 2 A v souladu s doporučením výrobce použitého transformátoru). Jeden z vodičů (L či N) je přes tuto pojistku a síťový spínač v předním panelu veden na primární vinutí transformátoru, vodič N (či L) je veden přímo.

V zařízení je zemněna použitá plechová krabička, plášť filtru v použitém konektoru, stínění mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru a použité chladiče na hlavních deskách.

Transformátor je bezpečnostní a plně odděluje síť, žádná jiná část zařízení se síťovou částí již nepracuje. Upevnění je realizováno středovým šroubem a podložkami. Použitý transformátor je na obrázku 3.2 (rozměry 115 x 65 mm). Barevné značení jednotlivých vodičů je uvedeno v tabulce 3.1. Vinutí se stejným barevným označením lze rozlišit například pomocí ohmetru - vodiče jednoho vinutí budou vykazovat velmi malý odpor (vinutí se pro testovací stejnosměrný signál chová jako vodič s malým odporem).

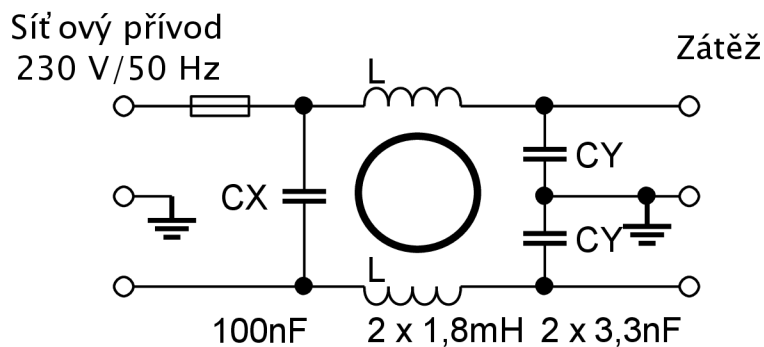
Tabulka 3.1 Barevné značení vývodů použitého transformátoru

| Typ vinutí | Barevné značení |
|-------------------------|--------------------------------------|
| Primární: 230 V | Šedá – Šedá |
| Sekundární: 32 V/ 3,2 A | Zelená – Oranžová, Zelená – Oranžová |
| Sekundární: 7 V/ 0,1 A | Modrá – Černá, Modrá – Černá |
| Sekundární: 7 V/ 0,3 A | Žlutá – Žlutá |



Obrázek 3.2 Použitý toroidní transformátor

Zapojení použitého EMI filtru je na obrázku 3.3. Použitá koncepce filtru slouží primárně pro odrušení ze sítě do zařízení, nicméně částečně tlumí i rušení směřující ze zařízení do sítě. Navrhovaný kmitočet pro tento filtr je nízký. Typ filtru je YL06T1[27], na proud 3 A (dáno především použitými tlumivkami), při větším proudu by se jádro přesytilo a tlumivky by tak ztratily filtrační schopnost.



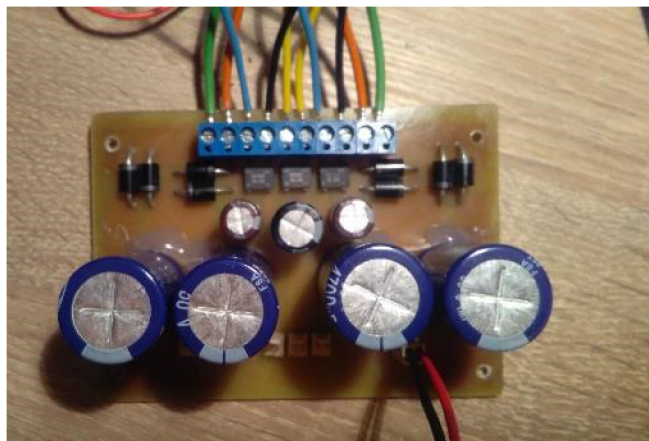
Obrázek 3.3 Zapojení vstupního síťového filtru

3.3 Desky plošných spojů

Celkový zdroj se skládá celkem ze 4 DPS. Dvě desky tvoří samostatné kanály zdroje 0 - 30 V/3 A. Třetí deska slouží pro usměrňovač. Čtvrtá deska pak na sobě obsahuje pomocný MCU sloužící pro měření a zobrazování hodnot a ovládání relé. Desky jsou zhotoveny jako jednostranné na substrátu FR4 s tloušťkou měděné vrstvy 75 μm . Desky byly vyrobeny vlastní výrobou.

3.3.1 Deska s usměrňovači

Deska má rozměr přibližně 105 x 75 mm, výška desky s osazenými součástkami je přibližně 50 mm. Osazení je provedeno čistě drátovými součástkami, rozměrné kondenzátory pro dvě hlavní větve jsou fixovány. Jednotlivá vinutí transformátoru se připojují skrze šroubovací svorkovnice, usměrňovaná napětí se pak v zařízení rozvádí přes přímé konektory se zámkovým mechanismem. Montáž desky je realizována 4 šrouby přes kovové distanční sloupky k pomocné laminátové desce, která je připevněna na středový šroub transformátoru. Usměrňovače je možnost integrovat na dané desky a snížit tak počet desek na tři. Deska usměrňovače samostatně je vhodná pro snadnou a méně nákladnou výrobu prototypu hlavní desky a případné úpravy zdroje v budoucnu.

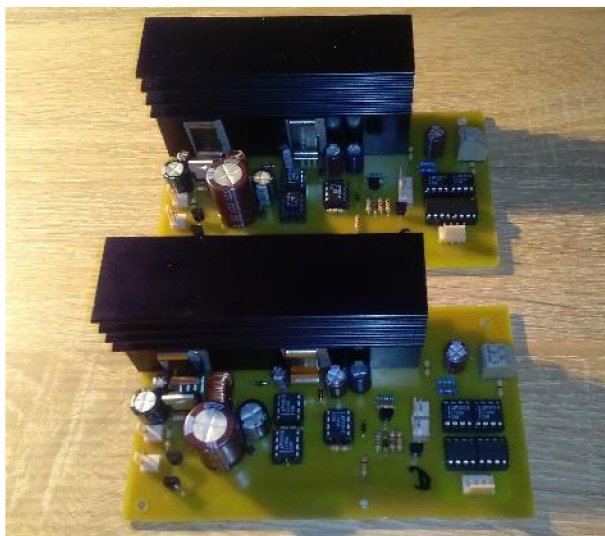


Obrázek 3.4 Výsledná deska usměrňovače

3.3.2 Deska s regulátory

Rozměr desky je přibližně 130 x 70 mm, výška osazené desky je přibližně 30 mm, 55 mm s chladičem. Součástky jsou kombinací THT součástek a součástek SMD. V SMD provedení jsou především rezistory, blokovací kondenzátory a obvod měření proudu (SSOP). Klíčové součástky (lineární a spínaný regulátor) jsou v provedení THT (pouzdro TO220). Provedení SMD těchto klíčových součástek by byl vhodnější jak z hlediska EMC, jak celkových vlastností zapojení (stabilita, zvlnění, napěťové špičky), nicméně se v této verzi nevyrábí. Provedení v pouzdru TO 220 však umožňuje lepší podmínky pro chlazení – upevnění chladiče. Z hlediska použití spínaného regulátoru se jako vhodnější řešení jeví použít oboustrannou desku a jednu vrstvu vyhradit ro rozvod země (GND), případně v kombinaci s rozvodem napájení pro použité operační zesilovače. Prototyp na

jednostranné desce však dosahoval žádaných vlastností a tak byla jednostranná deska ponechána. Pro snížení proudové hustoty byla hlavní silová cesta pocínovaná, čímž se zvýší průřez tohoto plošného vodiče a sníží se jeho odpor.



Obrázek 3.5 Deska s regulátory a měřením pro oba kanály

3.3.3 Pomocná deska s MCU

Rozměr pomocné desky s mikrokontrolérem je přibližně 105 x 80 mm, výška 25 mm. Použité součástky jsou opět kombinací THT a SMD. Na desce jsou konektory pro přímé konektory se zámkovým mechanismem. Přes tyto konektory jsou připojovány tlačítka, ventilátor a případně indikační LED pro stav kanálu. LED nakonec v zařízení připojeny nejsou, jelikož stav kanálu je zobrazován na LCD. LCD se připojuje přes pinové lišty vyrobeným kabelem. Dva čtyř-pinové konektory slouží pro měření na hlavních deskách. (napájení optočlenů a měření analogové hodnoty napětí a proudu na napětí převedeného). 10pinový ISP konektor slouží k připojení programátoru se sériovým programováním. Pro případné další využití MCU jsou některé piny vyvedeny. Připojení vodičů relé je skrze šroubovací svorkovnice. Teplotní analogové čidlo bude při kompletaci vyvedeno vodiči do prostoru mezi silové desky.



Obrázek 3.6 Pomocná deska s MCU a relé

3.4 Měření parametrů zdroje

3.4.1 Zatěžovací charakteristiky

Zatěžovací charakteristika je závislost výstupního napětí zdroje na zatěžovacím proudu. Ideálně by mělo být výstupní napětí nezávislé na zatěžovacím proudu. Reálně vzniká při zatížení pokles napětí. Tuto vlastnost lze označit tzv. vnitřním odporem (R_i) a lze jej definovat jako

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_0 - U_z}{I_z}, \quad (3.1)$$

V dané konstrukci lze očekávat vnitřní odpor minimálně 20 m Ω (tj. při proudu 3 A na něm vznikne úbytek 60 mV), další odpor budou představovat vodiče jak na desce plošného spoje, tak vodiče svorkovnice – relé – výstupní svorky. Jak již bylo zmíněno, výstupní napětí pro zpětnou vazbu není snímáno přímo na výstupních svorkách.

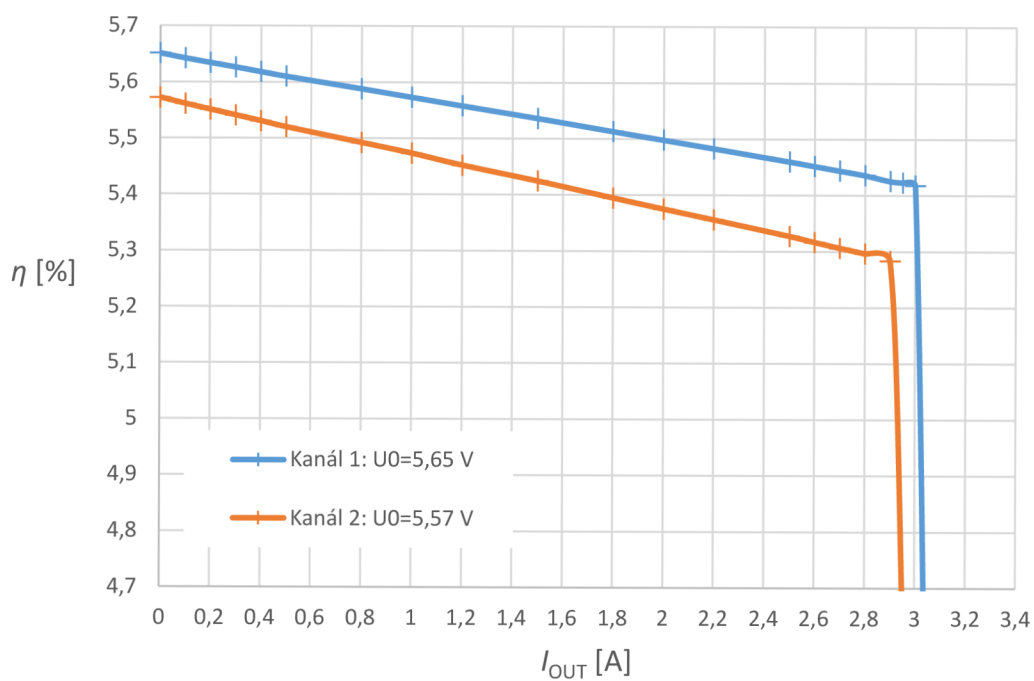
Při měření byl použit stolní multimetr Agilent 34410A, ruční multimetr UNI-T UT61E (TRMS) a elektronická zátěž GW Instek PEL-300. Výsledné zatěžovací charakteristiky jsou pro oba kanály zdroje na obrázku 3.7 pro napětí naprázdno cca 5,5 V, resp. na obrázku 3.8 pro napětí naprázdno cca 30 V. Tabulka 3.2 zachycuje základní mezi stavy při měření. Kanál 2 má omezenější rozsah regulace, což lze řešit výměnou potenciometru, použitý potenciometr byl nejspíše na spodní hranici tolerance ($\pm 10\%$), z hlediska zadání je ale rozsah regulace v pořádku. Z charakteristik je patrný i prudký pokles napětí při překročení nastaveného maximálního proudu, kanál 2 je zřejmě nastaven na nižší hodnotu maximálního proudu. Porovnání s jinými zdroji dostupnými v laboratoři poskytuje tabulka 3.3, kde lze vidět, že tvrdost zdroje je ve srovnání s komerčně dostupnými zdroji přibližně na stejné úrovni.

Tabulka 3.2 Shnutí měření zatěžovací charakteristiky

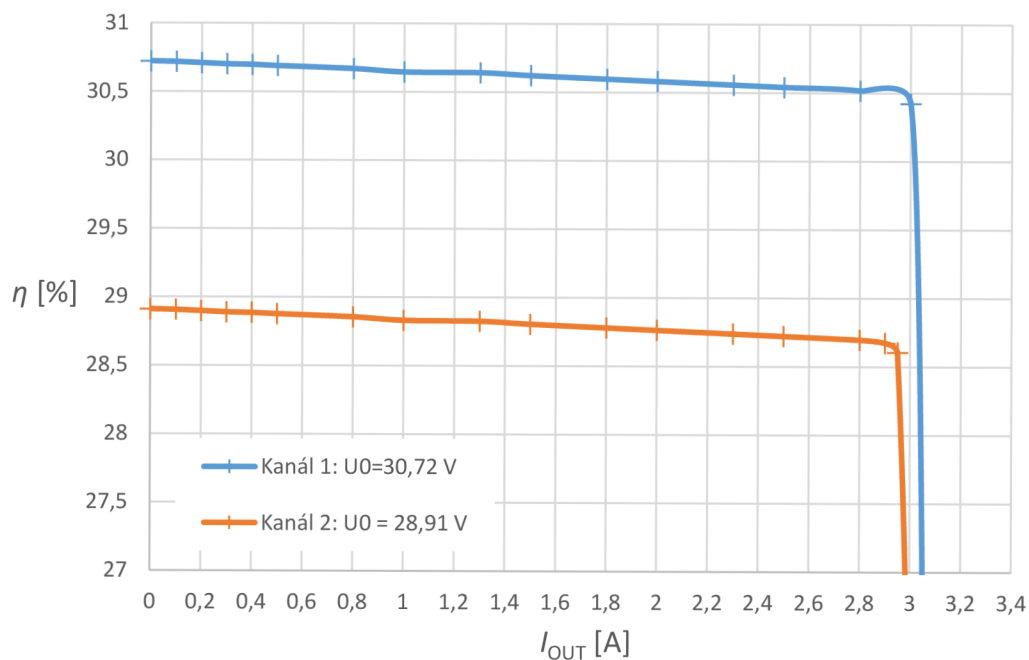
| | U_0 [V] Napětí naprázdno | U_z [V] Napětí při $I = 3\text{ A}$ | ΔU [V] Pokles při zatížení | R_i [m Ω] Vnitřní odpor |
|------------|----------------------------------|---|--|--------------------------------------|
| Kanál 1 | 5,651 | 5,418 | 0,233 | 77,6 |
| | 30,72 | 30,493 | 0,227 | 75,6 |
| Kanál 2 | 5,572 | 5,274 | 0,298 | 99,3 |
| | 28,91 | 28,672 | 0,238 | 79,3 |

Tabulka 3.3 Porovnání tvrdosti s dalšími dostupnými zdroji

| Zdroj | U_0 [V] | U_z [V], $I = 3\text{ A}$ | ΔU [V] | R_i [Ω] |
|--------------------|-----------|-----------------------------|----------------|--------------------|
| Testovaný 30 V/3 A | 28,91 | 28,672 | 0,238 | 0,079 |
| Axiomet AX-3005DS | 29,825 | 29,582 | 0,270 | 0,090 |
| Diametral HCD2304G | 30,381 | 30,129 | 0,252 | 0,084 |
| HQ power PS613 | 28,972 | 28,778 | 0,194 | 0,064 |



Obrázek 3.7 Zatěžovací charakteristika pro výstupní napětí cca 5 V – oba kanály



Obrázek 3.8 Zatěžovací charakteristika pro výstupní napětí cca 30 V – oba kanály

3.4.2 Přesnost měření výstupních veličin

Měření výstupních hodnot (napětí a proudu) je realizováno bez komerčně dostupných panelových měřidel, a je proto žádané ověřit správnou funkci části měření.

Vlivem problematicky lineárních optočlenů (kap. 2.12) je problematické docílit touto metodou oddělení lepšího rozlišení než jednoho desetinného místa při měření napětí (100 mV) a dvou desetinných míst při měření proudu (10 mA)

Ověření přesnosti měření výstupního napětí a proudu bylo provedeno pomocí stolního multimetru Agilent. Chybu měření lze stanovit podle vztahu:

$$\delta_{X\%} = \frac{X_M - X_S}{X_S} \cdot 100, \quad (3.2)$$

kde $\delta_{X\%}$ je procentní odchylka měření vztažená ke konvenčně správné hodnotě, X_M je měřená hodnota ověřovaného měřidla a X_S hodnota referenčního měřidla.

Tabulka 3.4 Přesnost měření výstupního napětí a proudu

| | Kanál 1 | | | | Kanál 2 | | | |
|--|-----------------|--------|-----------------|--------|-----------------|--------|-----------------|--------|
| | $\delta_{\%,U}$ | | $\delta_{\%,I}$ | | $\delta_{\%,U}$ | | $\delta_{\%,I}$ | |
| | MIN | MAX | MIN | MAX | MIN | MAX | MIN | MAX |
| $U_M > 2 \text{ V}$ $I_M > 0,3 \text{ A}$ | 0,011 | 2,580 | 0,107 | 3,442 | 0,012 | 2,321 | 0,126 | 3,441 |
| $0,2 < U_M < 2 \text{ V}$ $0,1 < I_M < 0,3 \text{ A}$ | 0,579 | 37,027 | 8,140 | 62,492 | 6,958 | 37,772 | 8,099 | 40,221 |

3.4.3 Zvlnění výstupního napětí

Zvlnění složky 100 Hz je dáno použitým dvoucestným usměrňovačem, zvlnění vyššího kmitočtu (přibližně 100 kHz) je dáno použitými spínaným regulátorem. Ze změřených hodnot lze vypočítat parametr PSSR dle vztahu 1.16.

Měření bylo realizováno digitálním osciloskopem Agilent DSO-X 2012A. Měření je provedeno přímo na výstupním kondenzátoru pomocí vhodně upravené sondy, kde zemní vodič není tvořen klasickou krokosvorkou na kabelu, ale je tvořen pouze zemní pružinkou o velmi krátké vzdálenosti, která je v těsném kontaktu se zemí [28]. Dělicí poměr sondy byl 1:1, tedy bez útlumu.

V příloze F jsou uvedeny vybrané oscilogramy výstupního napětí spínaného a lineárního regulátoru pro 2 mezní stavy (naprázdno a při zatížení). Zvlnění výstupního napětí na výsledném lineárním stabilizátoru při plném zatížení je pro frekvenci 100 Hz pod 1 mV, což lze považovat za velmi dobrý výsledek.

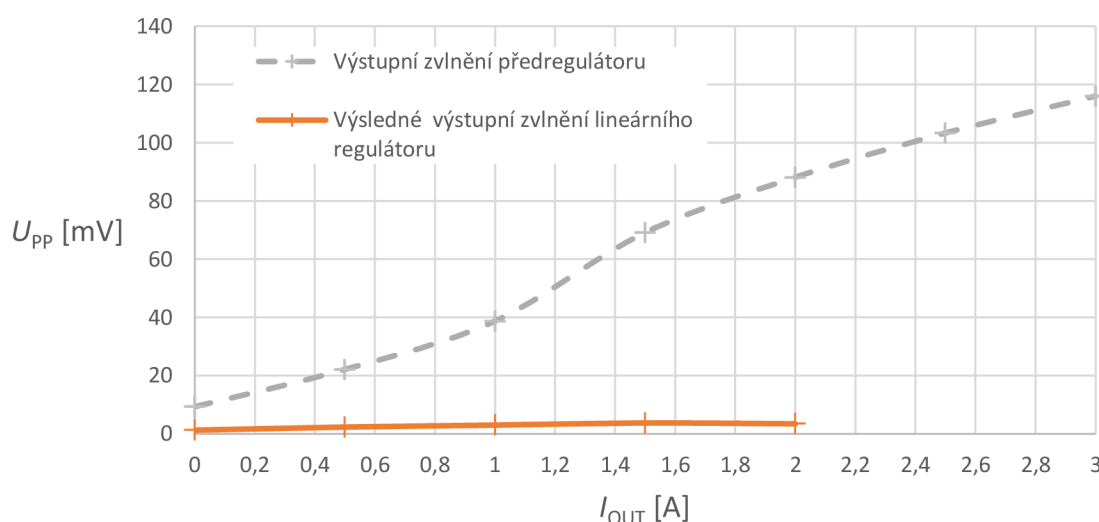
Zvlnění výstupního napětí pro frekvenci 100 kHz při stejných podmínkách je přibližně 3,5 mV, vzhledem k použití jednostranné desky a THT spínanému regulátoru

Lze výsledek považovat za uspokojivý. Nižší hodnoty lze dosáhnout použitím lineárního regulátoru s vyšším činitelem PSSR na dané frekvenci, případně potlačení špiček na výstupu spínaného regulátoru, které vznikají při spínání tranzistoru, což lze řešit odlehčovacím obvodem – tzv. snubberem [29]. Nižšího zvlnění by se také dosáhlo optimalizací výstupního napětí transformátoru, aby jeho výstupní napětí nebylo vyšší než potřebné pro zajištění celého rozsahu regulace.

Na obrázku 3.9 je vidět závislost zvlnění 100 kHz složky na výstupu spínaného regulátoru a výsledné zvlnění na výstupu lineárního regulátoru. Lze vidět, že lineární regulátor dokáže toto zvlnění úspěšně potlačit, prakticky o cca 30 dB (přibližně 30 x). PSSR pro složku 100 Hz je větší než 40 dB a hodnoty jsou kvůli malé hodnotě už špatně měřitelné. Zvlnění na výstupu spínaného regulátoru je však z hlediska celkového zdroje irelevantní a důležité je především zvlnění na výstupu lineárního regulátoru. V tabulce 3.6 jsou zvýrazněné hodnoty zvlnění, které jsou z hlediska výstupních svorek směrodatné.

Tabulka 3.5 Zvlnění výstupního napětí spínaného a lineárního regulátoru

| I_{OUT} [A] | 0 | 0,5 | 1 | 1,5 | 2 | 2,5 | 3 |
|-------------------------------------|---------|-------|-------|-------|-------|--------|------|
| U_{PP} [V] 50 Hz / spínaný | <131 mV | | | | | | |
| U_{PP} [mV] 50 Hz / lineární | <1 | | | | | | |
| $PSSR$ [dB]/ 50Hz | >40 | | | | | | |
| U_{PP} [mV] 100 kHz / spínaný | 9,35 | 22,16 | 38,76 | 69,14 | 88,12 | 103,33 | 116 |
| U_{PP} [mV] 100 kHz / lineární | <1 | <1 | 1,36 | 2,4 | 3,1 | 3,8 | 3,55 |
| $PSSR$ [dB]/ 100 kHz | >20 | >27 | 29,1 | 29,1 | 29,1 | 28,7 | 30,4 |



Obrázek 3.9 Závislost zvlnění 100 kHz složky na výstupním proudu pro spínaný a lineární regulátor

3.4.4 Celková účinnost

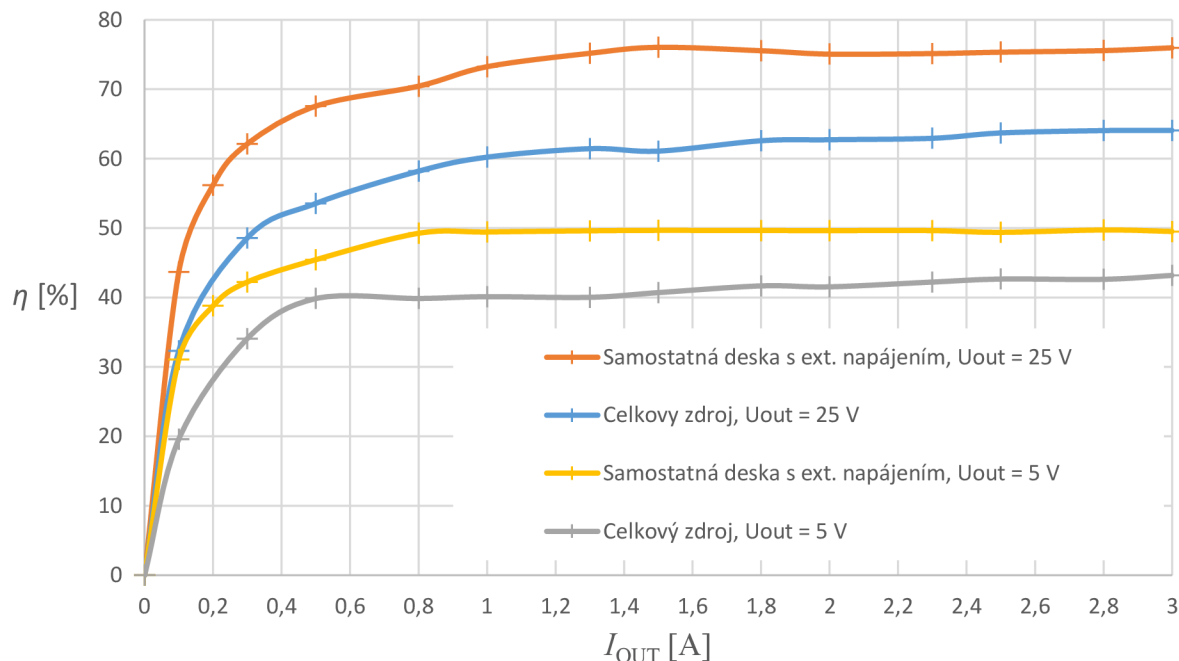
V kapitole 2.16.2 je uvedena účinnost samotného modulu, který je napájen z laboratorního zdroje, a nejsou tedy zahrnuty ztráty na dalších částech zařízení.

Při měření účinnosti bylo zařízení napájeno přes střídavý oddělovací zdroj Diametral AC250K2D. Vzhledem k snadné dostupnosti měřidel byl však vstupní příkon měřen pomocí ručních multimetrů typu TRMS (UNIT- T UT61E). Při tomto měření však nedochází k měření činného výkonu, ale k měření výkonu zdánlivého (účinník $\cos \varphi$ je při tomto měření tedy ignorován). Jelikož je však zdánlivý výkon vždy vyšší (maximálně roven při čistě odporové zátěži) nedojde tedy k situaci, že by změřená účinnost byla vyšší než reálná, bude naopak menší a získáme tak hodnotu účinnosti s jistou rezervou. Použití měřidel typu TRMS je nutné z důvodu neharmonického odběru proudu. Pro správné měření činného výkonu by bylo zapotřebí použití přímo určené wattmetry nebo analyzátor sítě, který měří všechny druhy výkonů, vč. účinníku. Jalový výkon transformátoru lze uvažovat maximálně okolo 3 - 5 % jmenovitého výkonu transformátoru.

$$P = \sqrt{S^2 - Q^2}, \quad (3.3)$$

kde P je činný výkon ve W, S zdánlivý výkon ve VA a Q jalový výkon ve VAR.

Z tohoto vztahu lze vidět, že vstupní činný výkon bude ve skutečnosti nižší a celková účinnost vyšší (max. jednotky %). Závislost účinnosti na výstupním proudu je na obrázku 3.10 níže. Pro porovnání je vynesena i závislost pro samostatný „modul“ s regulátory, kde lze vidět, že za dalším poklesem účinnosti ve výsledném zařízení stojí především transformátor, usměrňovač a další pomocné obvody (displeje, relé).



Obrázek 3.10 Účinnost regulační části i celého zdroje na výstupním proudu

3.5 Porovnání simulace s výsledky měření

V tabulce 3.6 jsou shrnuty hlavní výsledky, které byly jak simulované, tak měřené.

Možné disproporce mezi výsledky ze simulace a měření jsou způsobeny hlavně

- Reálným odporem vodičů – v simulaci nebyl uvažován odpor vodiče, kvůli kterému v reálném zařízení vzniká úbytek napětí, což je příčinou hlavně v rozporu zatěžovacích charakteristik.
- Reálným vlastnostem součástek – v simulaci byly u polovodičových součástek použity skutečné modely, u pasivních součástek typu L a C pak byly tyto součástky doplněny o hodnotu ESR, popř. ESL, i tak se však u součástek vyskytují parazitní vlastnosti, které nelze modelovat jen parametrem ESR či ESL. Celkově se tak jedná o nepřesnost daného obvodového bloku.
- Návrh layoutu – tento problém lze přirovnat k výše uvedeným problémům. Jednotlivé spoje na DPS vykazují odpor, indukčnost, vzájemné spoje pak kapacitu. Tyto vlastnosti jsou v drtivé většině případů nežádoucí (například odpor zemní smyčky), ale v minoritním počtu mohou být i pozitivní (například kapacita mezi aktivním vodičem i zemí, což pomáhá odstranit rušení. Vhodně zvolený layout a vícevrstvá DPS mohou tyto problémy zmenšit.
- Reálný transformátor – především se jedná o výstupní napětí, které se mění se zatížením a přesná hodnota výstupního napětí dodaného transformátoru nebyla při simulaci známa.

Tabulka 3.6 Základní porovnání simulace a reálného měření celkového zdroje

| Parametr | Simulace | Měření |
|---|--------------------------|--------|
| Pokles napětí při $U_0 = 30 \text{ V}$ a zatížení $I_Z = 3 \text{ A}$ | 99 mV | 290 mV |
| Pokles napětí při $U_0 = 5 \text{ V}$ a zatížení $I_Z = 3 \text{ A}$ | 78 mV | 233 mV |
| Zvlnění složky 100 Hz na výstupu zdroje, stav naprázdno | ≈ 0 | < 1mV |
| Zvlnění složky 100 kHz na výstupu zdroje, stav naprázdno | ≈ 0 | < 1mV |
| Zvlnění složky 100 Hz na výstupu zdroje, stav při zatížení $I_Z = 3 \text{ A}$ | $\approx 0,1 \text{ mV}$ | < 1mV |
| Zvlnění složky 100 kHz na výstupu zdroje, stav při zatížení $I_Z = 3 \text{ A}$ | 0,3 mV | < 4mV |

4 ZÁVĚR

V rámci této práce byl proveden celkový návrh a následná simulace dvoukanalového stabilizovaného napájecího zdroje dle požadavků zadání, včetně celkové konstrukce, úspěšného oživení a výsledného měření. Samotné konstrukci předcházela výroba prototypu.

Maximální hodnotu zvlnění (max. 0,5 mV/100 Hz, resp. 3,5 mV/100 kHz) lze pokládat za dobrý výsledek. Zvlnění složky 100 kHz pochází ze spínaného regulátoru, pomocí kterého je zvýšena účinnost (až 65 %) celého zdroje, která leží někde mezi účinností čistě spínané koncepce a čistě lineární koncepce, hlavně zde ale nevzniká velká výkonová ztráta na samotném regulačním prvku. Maximální odchylku měření napětí a proudu, která činí průměrně pod 1 % lze pokládat vzhledem k aplikaci optočlenu za uspokojivý výsledek. Z hlediska měření proudu by bylo vhodnější dosáhnout menšího minimálního měřeného proudu. Díky oddělení kanálů, lze však zdroj spojit sériově či paralelně pro dosažení většího výstupního napětí, resp. proudu. Maximální pokles napětí je při plném zatížení 250 mV, resp. 300 mV. Funkční je i obvod proudové limitace, u kterého by bylo ale žádoucí dosáhnout větší strmosti po dosažení maximálního proudu.

Lepších vlastností (hlavně výstupního zvlnění) lze dosáhnout při použití oboustranné DPS nebo lineárním stabilizátorem s vyšším PSSR, vyšší účinnosti pak při snížení úbytku na lineárním stabilizátoru a snížení výstupního napětí transformátoru. Mnohem vyšší účinnosti lze dosáhnout za použití čistě spínané vstupní koncepce, tedy bez klasického transformátoru, zde je ale již cenově nákladnější výroba prototypu. Při požadavku správného měření napětí pod cca 0,4 V, resp. proudu pod 0,1 A by bylo nutné nejspíše změnit koncepci měření a použít buď externí A/D převodníky s jednoduchým optočlenem nebo již integrovaný obvod (power monitor), který provádí měření jak napětí, tak proudu a digitální výstup oddělit jednoduchým optočlenem. Pro lepší posouzení celkové stability zdroje by bylo vhodné zdroj otestovat i pro jiné typy zátěže.

Při drobných obvodových změnách (spočívajících především v nastavení maximálního proudu) a úpravě chlazení lze danou koncepci a především integrované obvody použít pro získání proudu až 5A.

LITERATURA

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Lineární napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001, 136 s. ISBN 80-730-0002-4.
- [2] LÁNÍČEK, Robert. *Elektronika: obvody, součástky, děje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 479 s. ISBN 80-860-5625-2.
- [3] AGILENT TECHNOLOGIES. *Application Note: 90B, DC Power supply handbook*. USA, 2000.
- [4] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. 1. vyd. Praha: BEN, 2001, 111 s. ISBN 80-730-0045-8.
- [5] MAYER, Daniel. *Aplikovaný elektromagnetismus: úvod do makroskopické teorie elektromagnetického pole pro elektrotechnické inženýry*. 2. vyd. České Budějovice: Kopp, 2012, 538 s. ISBN 978-80-7232-436-1.
- [6] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a cívky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999, 393 s. ISBN 80-86056-49-x.
- [7] DADAFSHAR, Majid a Gerard HEALY. *Porovnání planárních a klasických transformátorů* [online]. b.r., 2014(6) [cit. 2015-12-12]. Dostupné z: <http://www.dps-az.cz/soucastky/id:20044/porovnaní-planárních-a-klasických-transformátorů>
- [8] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-860-5691-0.
- [9] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 2002, 140 s. ISBN 80-214-2300-5.
- [10] HUMLHANS, Jan. *Nábojové pumpy: funkce, přehled a použití*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 191 s. ISBN 80-730-0046-6.
- [11] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1996, 341 s. ISBN 80-860-5602-3.
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *Datasheet: LM78XX Series Voltage Regulators* [PDF]. 2013 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7805c.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. *Datasheet: LM317 3-Terminal Adjustable Regulator* [PDF]. 2014 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>
- [14] LINEAR TECHNOLOGY. *Datasheet: Step-Down Switching Regulator LT1074* [PDF]. b.r. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1074fds.pdf>
- [15] *Analog circuit and system design: a tutorial guide to applications and solutions / edited by Bob Dobkin, Jim Williams*. Editor Bob Dobkin, Jim Williams. Boston, MA: Elsevier/Newnes, 2011, xii, 932 p. ISBN 01-238-5185-8.
- [16] LINEAR TECHNOLOGY. *Datasheet: Low Dropout Positive Adjustable Regulator LT1084* [PDF]. b.r. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/108345fh.pdf>

- [17] LINEAR TECHNOLOGY. *Datasheet: Precision, Extended Input Range Current Sense Amplifier LT6105* [PDF]. b.r. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6105fa.pdf>
- [18] VISHAY. *Datasheet: Linear Optocoupler IL300* [PDF]. 2014 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf>
- [19] TORTRAN. *Tortran transformer design guide* [PDF]. b.r. [cit. 12.12.2015]. Dostupné z: http://www.tortran.com/pdf/tortran_transformer_design_guide.pdf
- [20] THERMA FM, S.R.O. *KATALOG VINUTÝCH MAGNETICKÝCH JADER* [PDF]. b.r., 67 s. [cit. 11.12.2015]. Dostupné z: <http://www.toroid-unicore.de/downloads/Produktov%C3%BD%20katalog.pdf>
- [21] LINEAR TECHNOLOGY. *Application Note 35: Step-Down Switching Regulators* [PDF]. b.r. [cit. 13.12.2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an35f.pdf>
- [22] VISHAY. *Application Note: AN50, Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler* [PDF]. 2012 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83708/appn50.pdf>
- [23] ATMEL. *Datasheet: ATmega644 8-bit Atmel Microcontroller* [PDF]. b.r., 2012 [cit. 12.12.2015]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/images/doc2593.pdf>
- [24] MATOUŠEK, David. *Aplikace mikrokontrolérů ATmega644*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2013, ca 200 s. v různém stránkování. ISBN 978-80-7300-492-7.
- [25] FROHN, Manfred. *Elektronika: polovodičové součástky a základní zapojení*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 479 s. ISBN 80-730-0123-3.
- [26] FUKÁTKO, Jaroslav, Jiří ŠINDELKA a Tomáš FUKÁTKO. *Teplota a chlazení v elektronice*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1997, 30 s. ISBN 80-860-5624-4.
- [27] YUNPEN. *YL-T1 SERIES: Specifikace*. b.r.. Dostupné také z: <http://www.yunpen-usa.com/index/yl%20series/ytl1/ytl1.htm>
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. *Understanding, Measuring, and Reducing Output Voltage Ripple*. b.r.. Dostupné také z: https://e2e.ti.com/support/power_management/simple_switcher/w/simple_switcher_wiki/2243.understanding-measuring-and-reducing-output-voltage-ripple
- [29] ON SEMICONDUCTOR. *Switcher Efficiency & Snubber Design*. b.r.. Dostupné také z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/TND396-D.PDF
- [30] Transformátor. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Transformer>

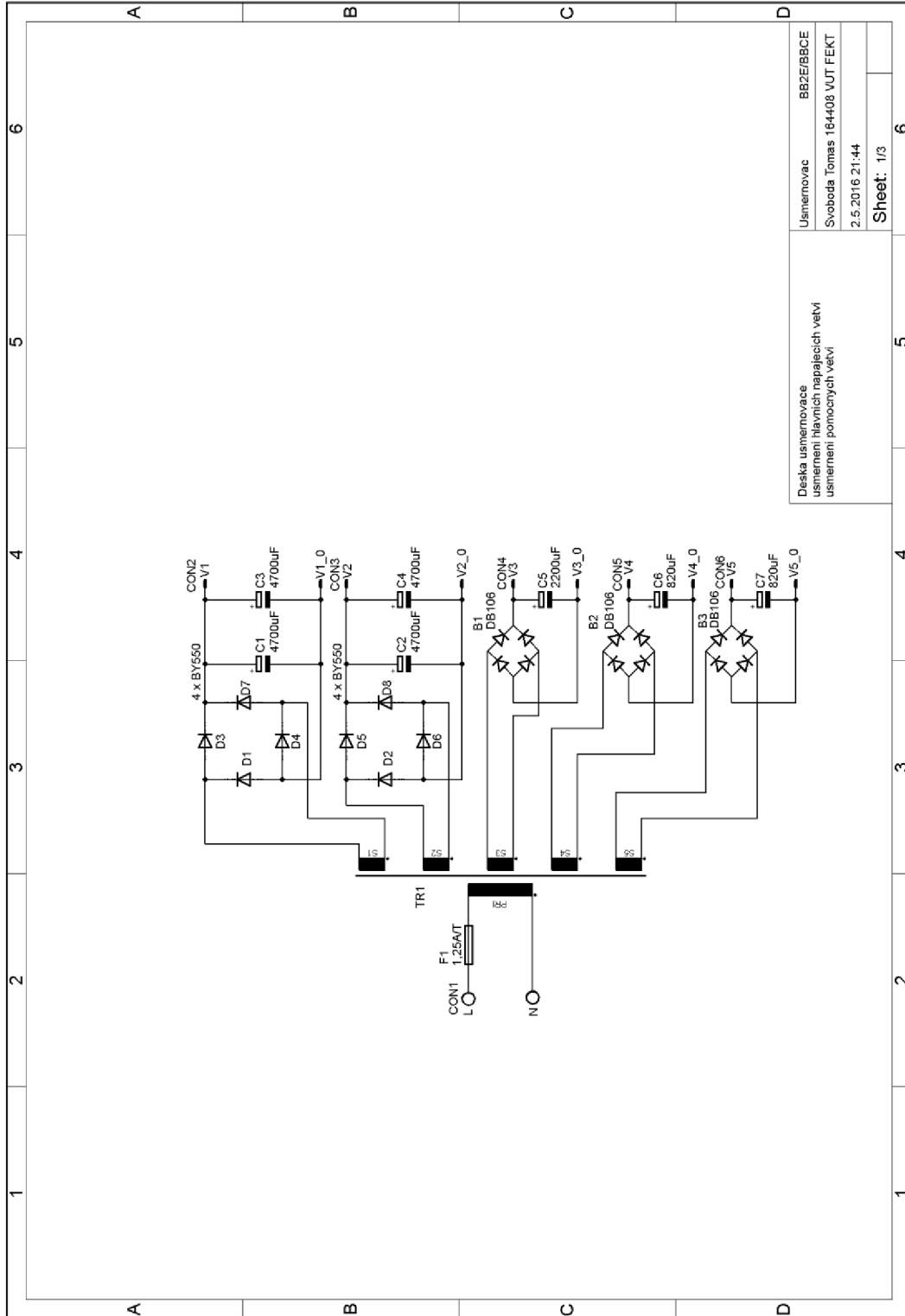
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

| | |
|------------|---|
| B | Magnetická indukce |
| f | Frekvence signálu |
| h_{21} | Proudový zesilovací činitel tranzistoru |
| I_0 | Stojnosměrný složka proudu |
| I_F | Proud diody v propustném směru |
| I_{OUT} | Výstupní proud |
| J | Proudová hustota |
| K_3 | Přenosová konstanta optočlenu |
| N | Počet závitů vinutí |
| P | Činný výkon |
| P_Z | Ztrátový výkon |
| Q | Jalový výkon |
| R_d | Dynamický odpor |
| R_i | Vnitřní odpor |
| s | Střída |
| S | Plocha (průřez) |
| S | Zdánlivý výkon |
| S_I/S_U | Činitel proudové/ napěťové stabilizace |
| T | Perioda |
| ΔU | Úbytek napětí, příp. napěťové rozlišení |
| U_0 | Stojnosměrná složka napětí, příp. napětí naprázdno |
| U_{CES} | Saturační napětí přechodu kolektor-emitor, popř. drain-source |
| U_{DROP} | Úbytek napětí |
| U_{OUT} | Výstupní napětí |
| U_{pp} | Mezivrcholová hodnota napětí (špička-špička) |
| U_R | Závěrné napětí diody |
| μ | Permeabilita |
| ϕ | magnetický indukční tok |

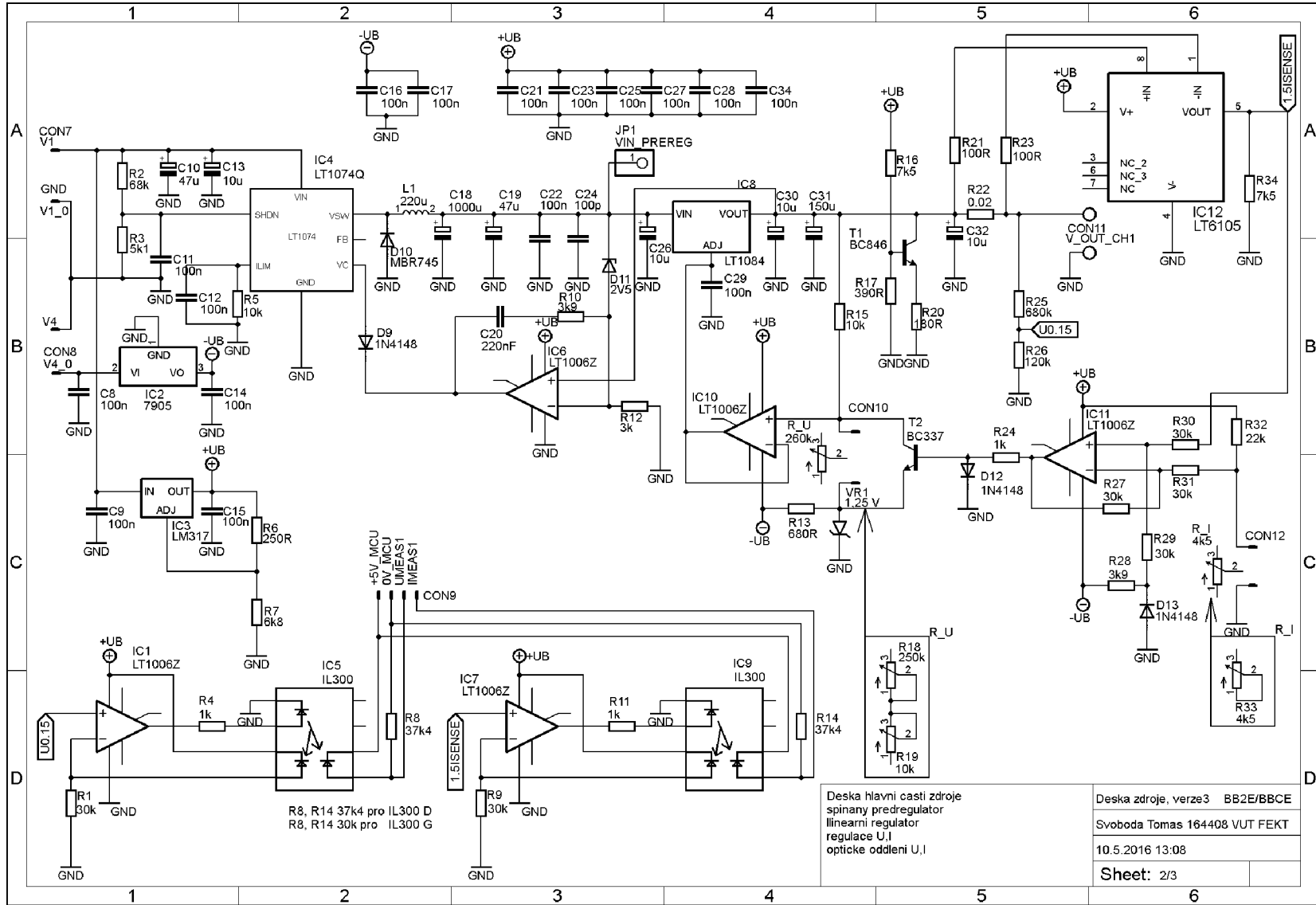
| | |
|------|---|
| DC | Stejnoseměrný proud |
| DCL | Střída |
| DPS | Deska plošného spoje |
| EM | Elektromagnetické/ý (např. pole) |
| EMI | Elektromagnetická interference (rušení) |
| ESR | Ekvivalentní sériový odpor |
| ESL | Ekvivalentní sériová indukčnost |
| MCU | Mikrokontrolér |
| OZ | Operační zesilovač |
| PSSR | Činitel potlačení zvlnění |
| PWM | Pulzně šířková modulace |

A SCHÉMA ZAPOJENÍ

A.1 Deska s usměrňovači



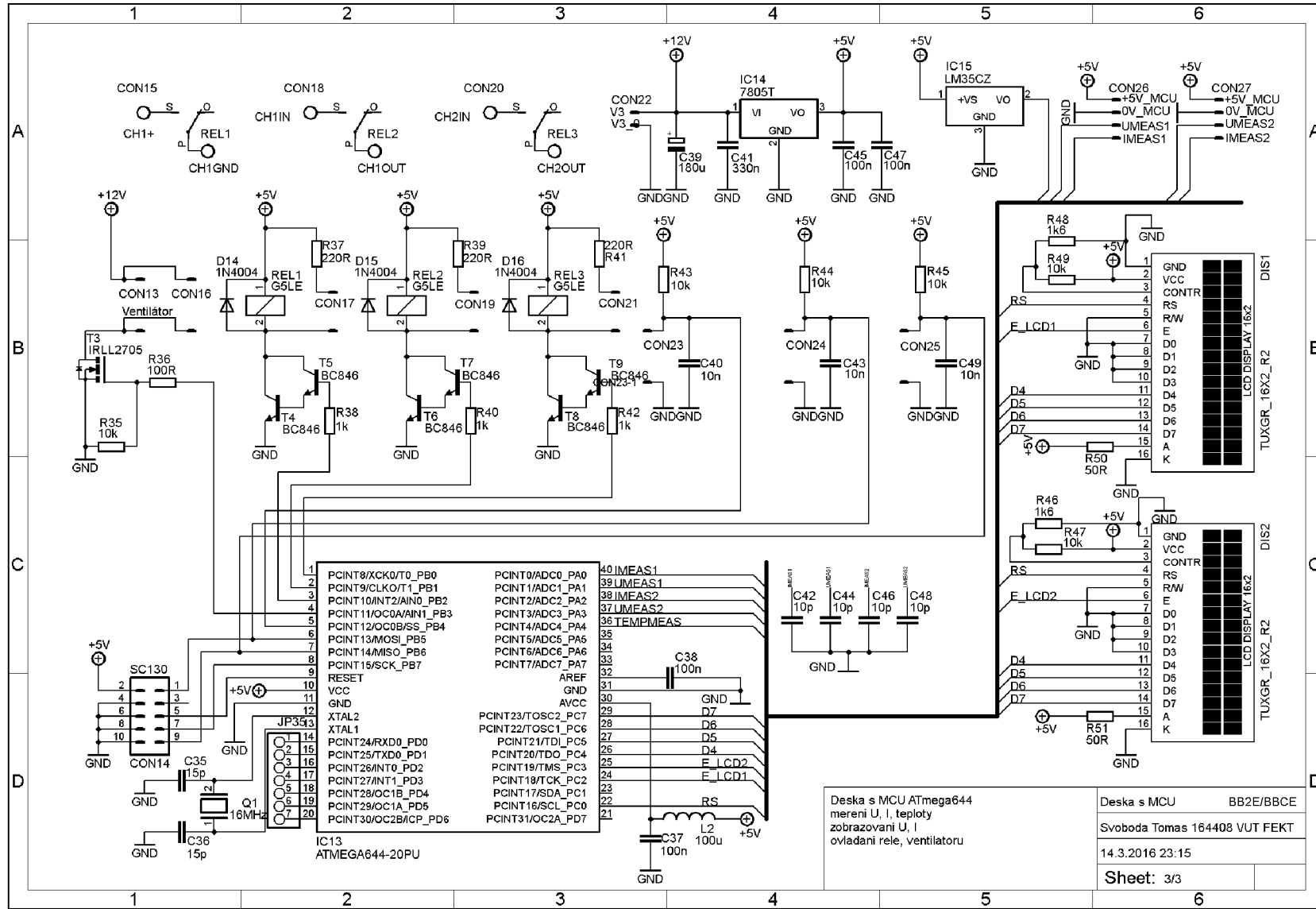
A.2 Deska kanálu zdroje



Deska hlavní části zdroje
 spinany predregulator
 lineární regulátor
 regulace U,I
 optické oddělení U,I

Deska zdroje, verze3 BB2E/BBCE
 Svoboda Tomas 164408 VUT FEKT
 10.5.2016 13:08
 Sheet: 2/3

A.3 Deska s MCU a relé

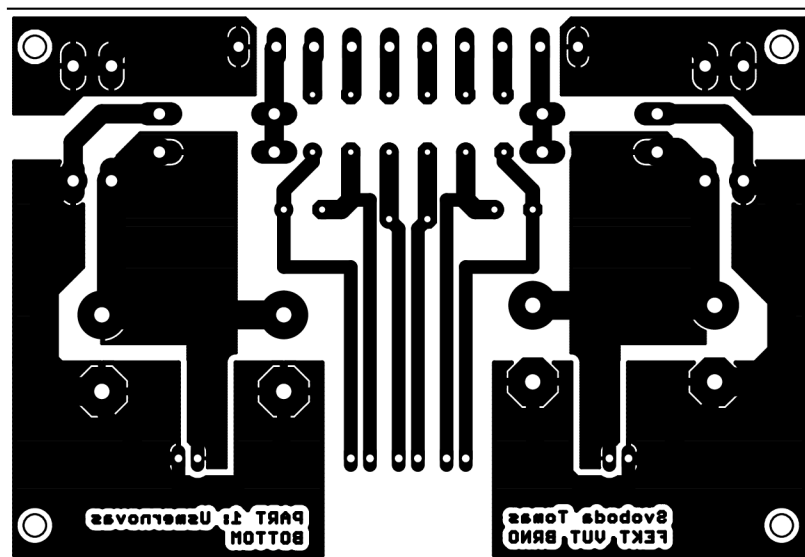


| | |
|---|---|
| Deska s MCU ATmega644 mereni U, I, teploty zobrazovani U, I ovladani rele, ventilatoru | Deska s MCU BB2E/BBCE Svoboda Tomas 164408 VUT FEKT 14.3.2016 23:15 Sheet: 3/3 |
|---|---|

B NÁVRHY DPS

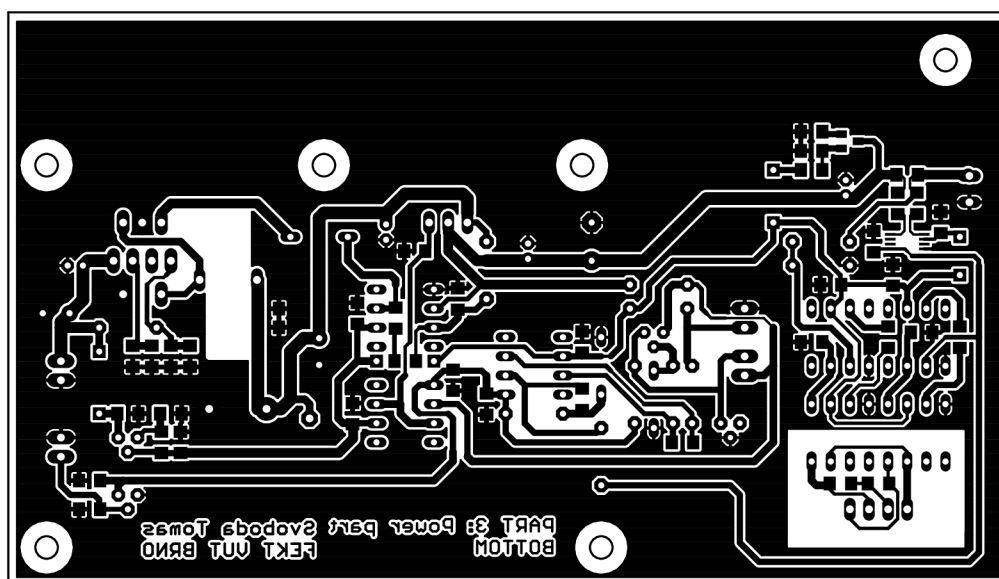
B.1 Deska s usměrňovači

Rozměry: 107 x 74 [mm], M 1:1



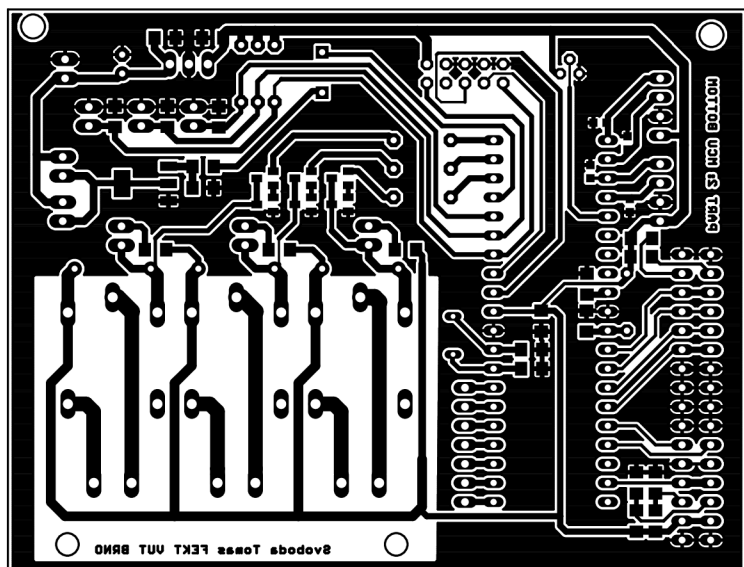
B.2 Deska kanálu zdroj

Rozměry: 134 x 77 [mm], M 1:1

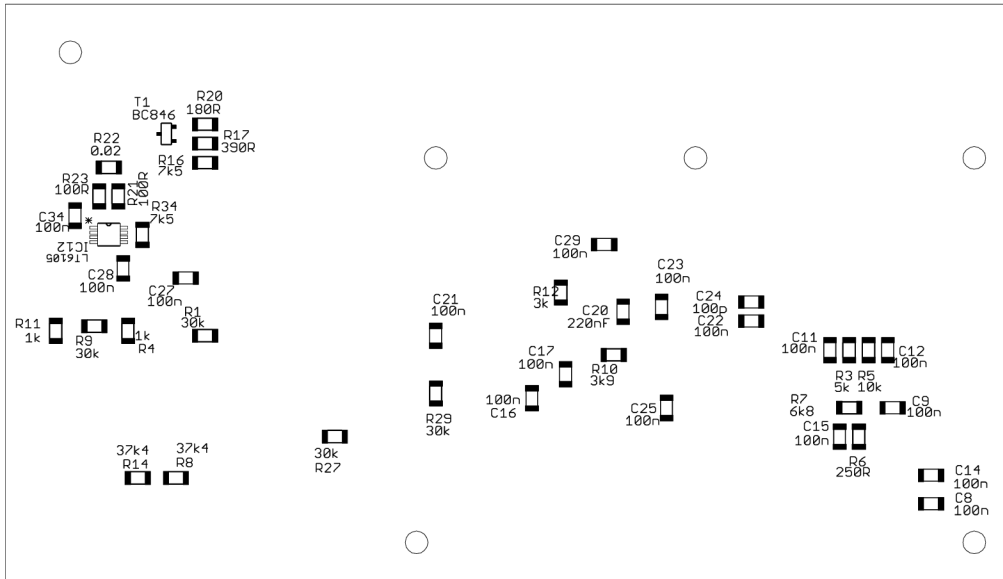


B.3 Deska s MCU a relé

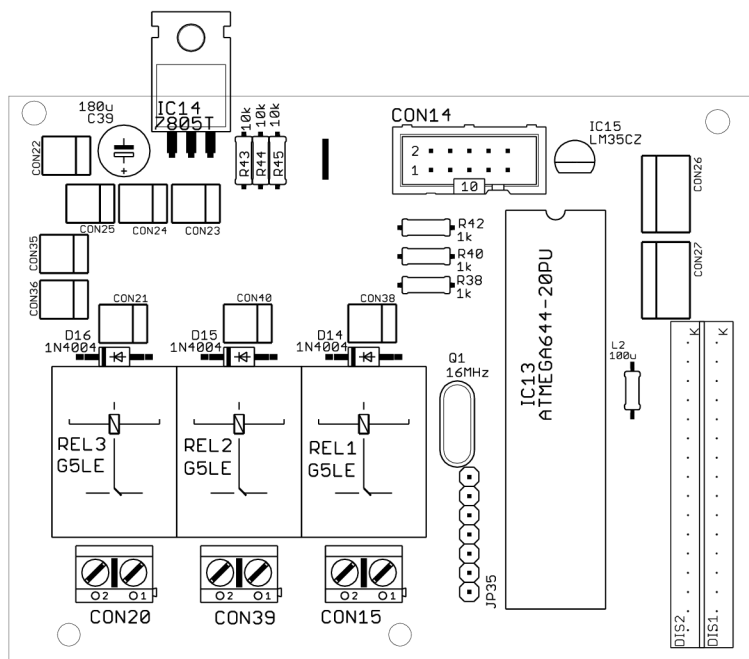
Rozměry: 100 x 76 [mm], M 1:1



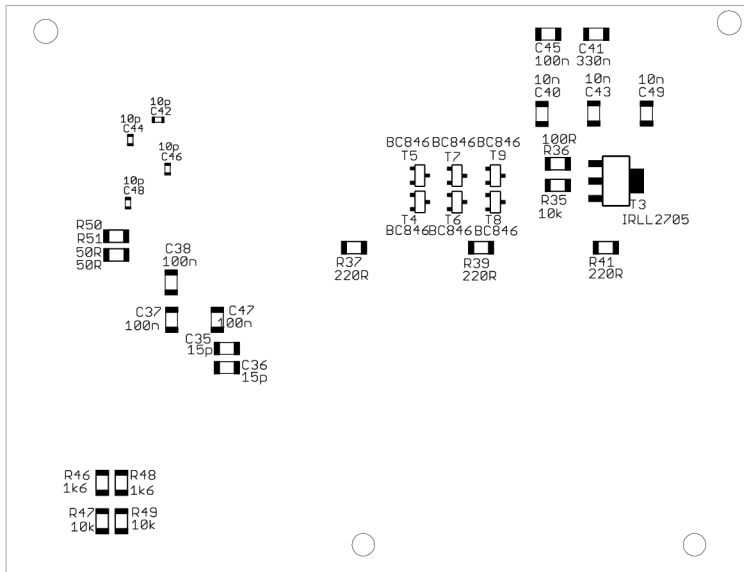
C.3 Deska kanálu zdroje: bottom



C.4 Deska s MCU: top



C.5 Deska s MCU: bottom



D MATERIÁLOVÁ ROZPISKA

D.1 Deska s usměrňovači

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|------------|-----------------|----------|-------------------------------|
| B1-B3 | DB106 | B-DIL | Můstek usměrňovací 1A/600V |
| C1-C4 | 4700u/63V | E22.5-40 | Kondenzátor elektrolytický |
| C5 | 2200u/63V | E5-13 | Kondenzátor elektrolytický |
| C6-C7 | 820u/16V | E5-10.5 | Kondenzátor elektrolytický |
| CON1-CON5 | EBBA-02-C-SS-BU | — | Svorkovnice šroubovací do DPS |
| CON6-CON10 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| D1-D8 | BY 550-400 | DO27 | Dioda usměrňovací 5A/400V |

D.2 Deska kanálu zdroje 1

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|-----------|----------------|---------|---|
| C8-C9 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C10 | 47u/50V | E3,5-8 | Kondenzátor elektrolytický |
| C11-C12 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C13 | 10u/50V | E2-5 | Kondenzátor elektrolytický |
| C14 – C17 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C18 | 1000u/50V | E7,5-16 | Kondenzátor elektrolytický ESR 0,025 Ω , I_{RMS} 2,55 A |
| C19 | 47u/50V | E3,5-8 | Kondenzátor elektrolytický |
| C20 | 220n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C21-C23 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C24 | 100p | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C25 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C26 | 10u/50V | E2-5 | Kondenzátor elektrolytický |
| C27-C29 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C30 | 10u/50V | E2-5 | Kondenzátor elektrolytický |
| C31 | 150u | E5-10,5 | Kondenzátor elektrolytický |
| C32 | 10u/50V | E2-5 | Kondenzátor elektrolytický |
| C33-C34 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| CON7-CON8 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON9 | NS25-W4P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON10 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON11 | EB59A-1-02-A-R | — | Svorkovnice s tlačítkem do DPS |
| CON12 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| D9 | 1N4148 | DO35 | Dioda křemíková |
| D10 | MBR745 | TO220 | Dioda Schottkyho, 7A/ 45V |
| D11 | BZX55C2V4 | DO35 | Zenerova dioda 2.4V, 0.5W |
| D12-D13 | 1N4148 | DO35 | Dioda křemíková |
| IC1 | LT1006 | DIP8 | Operační zesilovač přesný |

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|-----------|------------|---------|---|
| IC2 | MC790L5 | TO92 | Integrovaný lineární stabilizátor, pevný, -5 V, 100mA |
| IC3 | LM317LZG | TO92 | Integrovaný lineární stabilizátor nastavitelný LM317, 100mA |
| IC4 | LT1074HV | TO220 | Integrovaný snižující měnič 5A |
| IC5 | IL300 | DIP8 | Optočlen lineární |
| IC6-IC7 | LT1006 | DIP8 | Operační zesilovač přesný |
| IC8 | LT1084HV | TO220 | Integrovaný lineární LDO stabilizátor nastavitelný 5A |
| IC9 | IL300 | DIP8 | Optočlen lineární |
| IC10-IC11 | LT1006 | DIP8 | Operační zesilovač přesný |
| IC12 | LT6105 | MSOP-8 | Obvod snímání proudu |
| L1 | 220uH | — | Tlumivka toroidní |
| R1 | 30k | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R2 | 68k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R3 | 5k1 | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R4 | 1k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R5 | 10k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R6 | 250R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R7 | 6k8 | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R8 | 37k4(27k6) | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R9 | 30k | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R10 | 3,9k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R11 | 1k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R12 | 3k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R13 | 680R | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R14 | 37k4(27k6) | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R15 | 10k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R16 | 7k5 | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R17 | 390R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R18 | 250k | — | Potenciometr lineární |
| R19 | 10k | — | Potenciometr lineární |
| R20 | 180R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R21 | 100R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R22 | 20m | 1206 | Rezistor snímací |
| R23 | 100R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R24 | 1k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R25 | 680k | 0207 | Rezistor metalizovaný, 1% |
| R26 | 120k | 0207 | Rezistor metalizovaný, 1%, |
| R27 | 30k | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R28 | 3k9 | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R29 | 30k | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| R30-R31 | 30k | 0207 | Rezistor metalizovaný, 1% |
| R32 | 22k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R33 | 5k | — | Potenciometr lineární |
| R34 | 7k5 | 1206 | Rezistor vrstvý, 1% |
| T1 | BC846 | SOT23 | Tranzistor bipolární NPN |
| T2 | BC337 | TO92 | Tranzistor bipolární NPN |
| VR1 | LT1004 | TO92 | Napěťová reference 1,2 V |
| — | — | — | Chladič SK514, 2,2 K /W |

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|----------|---------|---------|---------------------------------------|
| — | — | — | Podložka pro TO220, 0,4 K/W |
| — | — | — | Přítlačná pružinka pro chladič SK 514 |

D.3 Deska s MCU a relé

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|-------------|-----------------|---------|--|
| C35,C36 | 33p | 1206 | Kondenzátor keramický, C0G |
| C38-C38 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C39 | 180u/16 V | E2,5-7 | Kondenzátor elektrolytický |
| C40 | 10n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C41 | 330n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C42 | 10p | 603 | Kondenzátor keramický, C0G |
| C43 | 10n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C44 | 10p | 0603 | Kondenzátor keramický, C0G |
| C45 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C46 | 10p | 0603 | Kondenzátor keramický, C0G |
| C47 | 100n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| C48 | 10p | 0603 | Kondenzátor keramický, C0G |
| C49 | 10n | 1206 | Kondenzátor keramický, X7R |
| CON13 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON14 | T821-1-10-S1 | — | Zásuvka IDC 2x5; 2,54mm |
| CON15 | EBBA-02-C-SS-BU | — | Svorkovnice šroubovací do DPS |
| CON16,CON17 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON18 | EBBA-02-C-SS-BU | — | Svorkovnice šroubovací do DPS |
| CON19 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON20 | EBBA-02-C-SS-BU | — | Svorkovnice šroubovací do DPS |
| CON21-CON25 | NS25-W2P | — | Konektor přímý do DPS |
| CON26,CON27 | NS25-W4P | — | Konektor přímý do DPS |
| DIS1, DIS2 | — | — | LCD displej dvouřádkový 16x2 |
| D14-D16 | 1N4007 | DO41 | Dioda křemíková, 1A |
| IC13 | ATmega 644 | DIP40 | MCU ATmega 644 |
| IC14 | MC7805CTG | TO220 | Integrovaný lineární stabilizátor, pevný, 5 V, 100mA |
| IC15 | LM35Z | TO92 | Snímač teploty 10mV/°C |
| L2 | 100 µH | 207 | Tlumivka |
| Q1 | 16 MHz | — | Krystal 16 MHz, nízký |
| REL1-REL3 | G5LE | — | Relé G5LE 5V, 80mA, do DPS |

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|----------|----------|---------|--------------------------------|
| R35 | 10k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R36 | 100R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R37 | 220R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R38 | 1k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R39 | 220R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R40 | 1R | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R41 | 220R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R42 | 1k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R43-R45 | 10k | 0207 | Rezistor metalizovaný |
| R46 | 1k6 | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R47 | 10k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R48 | 1k6 | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R49 | 10k | 1206 | Rezistor vrstvý |
| R50-R51 | 56R | 1206 | Rezistor vrstvý |
| T3 | IRLL2705 | SOT223 | Tranzistor HEXFET, logic level |
| T4-T9 | BC846 | SOT323 | Tranzistor bipolární NPN |

D.4 Další komponenty

| Popis | Množství |
|--|----------|
| Pojistka 1,2 A, T (pomalá) | 1 |
| Síťový konektor s filtrem YL03T1 | 1 |
| Ventilátor EB60251S3-999, 12 V, 27,04m ³ /h | 1 |
| Mřížka ventilátoru PB-06, 60x 60 mm | 1 |
| Zdířka přístrojová zelená, 4mm banánek | 1 |
| Zdířka přístrojová černá D-3231, 4mm banánek | 2 |
| Zdířka přístrojová červená D-3230, 4mm banánek | 2 |
| Knoflík potenciometru GW21B, 21.5 mm | 4 |
| Knoflík potenciometru GMN-4RD, 16 mm | 2 |
| Spínač 250V/ 16A GRS-4011-0140 | 1 |
| Tlačítko NINIGI PS33BBK | 3 |
| Krabička kovová U-KK12-30221, 302 x 124 x 217 | 1 |
| Transformátor toroidní (2x28V/3A, 2x5V/0,1A, 1x5V/0,3A), zakázkový | 1 |

E TABULKY MĚŘENÝCH HODNOT

E.1 Měření zatěžovacích charakteristik a účinnosti prototypu

| U_{IN} [V] | I_{IN} [A] | U_{OUT} [V] | I_{OUT} [A] | η [%] | U_{IN} [V] | I_{IN} [A] | U_{OUT} [V] | I_{OUT} [A] | η [%] |
|-----------------|-----------------|------------------|------------------|---------------|-----------------|-----------------|------------------|------------------|---------------|
| 31,90 | 0,06 | 19,95 | 0,00 | 0,00 | 31,90 | 0,08 | 25,10 | 0,00 | 0,00 |
| 31,90 | 0,15 | 19,94 | 0,10 | 41,67 | 31,90 | 0,18 | 25,10 | 0,10 | 43,71 |
| 31,90 | 0,23 | 19,93 | 0,20 | 54,33 | 31,90 | 0,28 | 25,10 | 0,20 | 56,20 |
| 31,90 | 0,32 | 19,92 | 0,30 | 58,54 | 31,90 | 0,38 | 25,10 | 0,30 | 62,12 |
| 31,90 | 0,49 | 19,89 | 0,50 | 63,62 | 31,90 | 0,58 | 25,00 | 0,50 | 67,56 |
| 31,90 | 0,74 | 19,85 | 0,80 | 67,27 | 31,90 | 0,89 | 25,00 | 0,80 | 70,44 |
| 31,90 | 0,91 | 19,83 | 1,00 | 68,31 | 31,90 | 1,07 | 25,00 | 1,00 | 73,24 |
| 31,90 | 1,14 | 19,79 | 1,30 | 70,74 | 31,90 | 1,35 | 24,90 | 1,30 | 75,17 |
| 31,90 | 1,31 | 19,77 | 1,50 | 70,96 | 31,90 | 1,54 | 24,90 | 1,50 | 76,03 |
| 31,90 | 1,56 | 19,74 | 1,80 | 71,40 | 31,90 | 1,86 | 24,90 | 1,80 | 75,54 |
| 31,90 | 1,71 | 19,72 | 2,00 | 72,30 | 31,90 | 2,08 | 24,90 | 2,00 | 75,05 |
| 31,90 | 1,96 | 19,71 | 2,30 | 72,50 | 31,90 | 2,38 | 24,80 | 2,30 | 75,13 |
| 31,90 | 2,18 | 19,69 | 2,50 | 70,78 | 31,90 | 2,58 | 24,80 | 2,50 | 75,33 |
| 31,90 | 2,50 | 19,67 | 2,80 | 69,06 | 31,80 | 2,89 | 24,80 | 2,80 | 75,56 |
| 31,90 | 2,64 | 19,64 | 3,00 | 69,96 | 31,80 | 3,08 | 24,80 | 3,00 | 75,96 |

| U_{IN} [V] | I_{IN} [A] | U_{OUT} [V] | I_{OUT} [A] | η [%] |
|-----------------|-----------------|------------------|------------------|---------------|
| 31,90 | 0,02 | 4,97 | 0,00 | 0,00 |
| 31,90 | 0,05 | 4,96 | 0,10 | 31,09 |
| 31,90 | 0,08 | 4,95 | 0,20 | 38,79 |
| 31,90 | 0,11 | 4,94 | 0,30 | 42,23 |
| 31,90 | 0,17 | 4,93 | 0,50 | 45,45 |
| 31,90 | 0,25 | 4,91 | 0,80 | 49,25 |
| 31,90 | 0,31 | 4,89 | 1,00 | 49,44 |
| 31,90 | 0,40 | 4,87 | 1,30 | 49,61 |
| 31,90 | 0,46 | 4,86 | 1,50 | 49,67 |
| 31,90 | 0,55 | 4,84 | 1,80 | 49,65 |
| 31,90 | 0,61 | 4,83 | 2,00 | 49,64 |
| 31,90 | 0,70 | 4,82 | 2,30 | 49,64 |
| 31,90 | 0,76 | 4,79 | 2,50 | 49,39 |
| 31,90 | 0,84 | 4,76 | 2,80 | 49,73 |
| 31,90 | 0,90 | 4,74 | 3,00 | 49,52 |

E.2 Zatěžovací charakteristika – oba kanály

| Kanál 1 | | | | Kanál 1 | | | |
|-----------------------|----------------|------------------------|----------------|-----------------------|----------------|------------------------|----------------|
| $U_0 = 5,6 \text{ V}$ | | $U_0 = 30,7 \text{ V}$ | | $U_0 = 5,5 \text{ V}$ | | $U_0 = 29,9 \text{ V}$ | |
| $I [\text{A}]$ | $U [\text{V}]$ | $I [\text{A}]$ | $U [\text{V}]$ | $I [\text{A}]$ | $U [\text{V}]$ | $I [\text{A}]$ | $U [\text{V}]$ |
| 0 | 5,651 | 0 | 30,720 | 0 | 5,572 | 0 | 28,910 |
| 0,10 | 5,642 | 0,1 | 30,716 | 0,1 | 5,561 | 0,1 | 28,905 |
| 0,20 | 5,634 | 0,2 | 30,708 | 0,2 | 5,550 | 0,2 | 28,897 |
| 0,30 | 5,626 | 0,3 | 30,700 | 0,3 | 5,540 | 0,3 | 28,889 |
| 0,40 | 5,618 | 0,4 | 30,696 | 0,4 | 5,530 | 0,4 | 28,884 |
| 0,50 | 5,609 | 0,5 | 30,688 | 0,5 | 5,519 | 0,5 | 28,876 |
| 0,80 | 5,588 | 0,8 | 30,668 | 0,8 | 5,492 | 0,8 | 28,855 |
| 1,0 | 5,573 | 1 | 30,644 | 1 | 5,473 | 1 | 28,830 |
| 1,20 | 5,558 | 1,3 | 30,640 | 1,2 | 5,452 | 1,3 | 28,825 |
| 1,50 | 5,536 | 1,5 | 30,620 | 1,5 | 5,424 | 1,5 | 28,804 |
| 1,80 | 5,513 | 1,8 | 30,596 | 1,8 | 5,395 | 1,8 | 28,779 |
| 2,0 | 5,498 | 2 | 30,580 | 2 | 5,375 | 2 | 28,763 |
| 2,20 | 5,483 | 2,3 | 30,556 | 2,2 | 5,356 | 2,3 | 28,738 |
| 2,50 | 5,460 | 2,5 | 30,540 | 2,5 | 5,327 | 2,5 | 28,721 |
| 2,60 | 5,452 | 2,8 | 30,516 | 2,6 | 5,316 | 2,8 | 28,696 |
| 2,70 | 5,444 | 3 | 30,423 | 2,7 | 5,306 | 2,9 | 28,674 |
| 2,80 | 5,436 | 3,05 | 26,957 | 2,8 | 5,296 | 2,95 | 28,604 |
| 2,90 | 5,425 | 3,1 | 13,700 | 2,9 | 5,283 | 3 | 25,370 |
| 2,95 | 5,423 | 3,15 | 0,737 | 2,95 | 4,691 | 3,05 | 12,691 |
| 3,0 | 5,417 | 3,2 | 0,170 | 3 | 3,473 | 3,1 | 7,021 |
| 3,05 | 4,241 | – | – | 3,05 | 2,660 | 3,15 | 2,517 |
| 3,10 | 2,198 | – | – | 3,1 | 1,816 | 3,2 | 0,425 |
| 3,15 | 0,820 | – | – | 3,15 | 0,753 | 0 | 28,910 |
| 3,20 | 0,144 | – | – | 3,2 | 0,417 | 0,1 | 28,905 |

E.3 Účinnost zdroje

| $U_0 \doteq 26,6 \text{ V}$ | | | | | $U_0 \doteq 5,2 \text{ V}$ | | | | |
|-----------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|---------------|----------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|---------------|
| U_{IN} [V] | I_{IN} [A] | U_{OUT} [V] | I_{OUT} [A] | η [%] | U_{IN} [V] | I_{IN} [A] | U_{OUT} [V] | I_{OUT} [A] | η [%] |
| 240,1 | 0,017 | 26,621 | 0 | 0 | 242,3 | 0,016 | 5,231 | 0 | 0 |
| 240,2 | 0,035 | 26,617 | 0,1 | 31,7 | 242,1 | 0,011 | 5,224 | 0,1 | 19,6 |
| 239,7 | 0,07 | 26,601 | 0,3 | 47,6 | 241,2 | 0,016 | 5,207 | 0,3 | 40,5 |
| 239,2 | 0,106 | 26,589 | 0,5 | 52,4 | 241,1 | 0,025 | 5,188 | 0,5 | 43,0 |
| 239,1 | 0,156 | 26,566 | 0,8 | 56,9 | 241,3 | 0,045 | 5,17 | 0,8 | 38,1 |
| 238,3 | 0,189 | 26,55 | 1 | 58,9 | 242,2 | 0,054 | 5,15 | 1 | 39,4 |
| 239,9 | 0,239 | 26,531 | 1,3 | 60,2 | 241,4 | 0,069 | 5,129 | 1,3 | 40,0 |
| 239,1 | 0,278 | 26,503 | 1,5 | 59,8 | 241,3 | 0,078 | 5,108 | 1,5 | 40,8 |
| 238,1 | 0,327 | 26,499 | 1,8 | 61,3 | 241,3 | 0,091 | 5,084 | 1,8 | 41,7 |
| 238,4 | 0,362 | 26,497 | 2 | 61,4 | 241,3 | 0,101 | 5,062 | 2 | 41,5 |
| 238,2 | 0,415 | 26,48 | 2,3 | 61,6 | 240,9 | 0,114 | 5,042 | 2,3 | 42,2 |
| 237,3 | 0,447 | 26,457 | 2,5 | 62,4 | 240,9 | 0,125 | 5,015 | 2,5 | 41,6 |
| 236,5 | 0,499 | 26,421 | 2,8 | 62,7 | 240,5 | 0,138 | 4,979 | 2,8 | 42,0 |
| 236,2 | 0,531 | 26,413 | 3 | 63,2 | 240,1 | 0,147 | 4,977 | 3 | 42,4 |

E.4 Ověření přesnosti měření – kanál 1

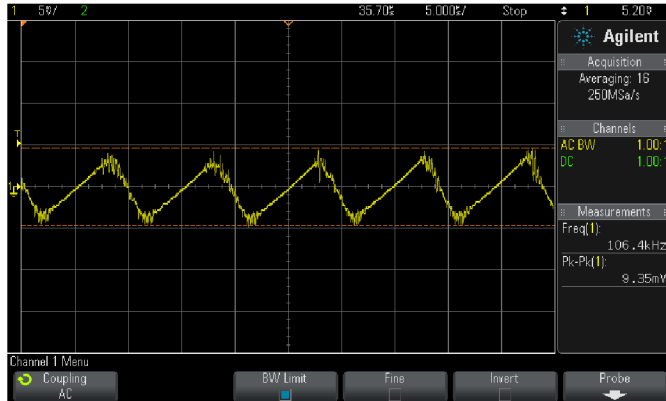
| Měření napětí | | | Měření proudu | | |
|--------------------|-------------------|---------------------|----------------------|-------------------|---------------------|
| Referenční měřidlo | Měřidlo na zdroji | Odchylka | Referenční měřidlo 1 | Měřidlo na zdroji | Odchylka |
| U [V] | U [V] | $\delta_{\%,U}$ [%] | I [A] | I [A] | $\delta_{\%,I}$ [%] |
| 0,1257 | 0 | >100 | 0 | 0 | 0 |
| 0,3176 | 0,2 | -37,03 | 0,049987 | 0 | >100 |
| 0,4332 | 0,3 | -30,75 | 0,079981 | 0,03 | -62,49 |
| 0,6035 | 0,6 | -0,58 | 0,10024 | 0,05 | -50,12 |
| 1,0405 | 0,9 | -13,50 | 0,15027 | 0,13 | -13,49 |
| 1,5024 | 1,4 | -6,82 | 0,20031 | 0,18 | -10,14 |
| 2,0227 | 1,9 | -6,07 | 0,25038 | 0,23 | -8,14 |
| 2,4427 | 2,4 | -1,75 | 0,30034 | 0,29 | -3,44 |
| 3,0722 | 3 | -2,35 | 0,50071 | 0,49 | -2,14 |
| 4,0033 | 3,9 | -2,58 | 0,60072 | 0,58 | -3,45 |
| 5,0934 | 5 | -1,83 | 0,69701 | 0,69 | -1,01 |
| 6,0438 | 6 | -0,72 | 0,79821 | 0,78 | -2,28 |
| 7,1382 | 7,1 | -0,54 | 0,8993 | 0,88 | -2,15 |
| 8,0961 | 8 | -1,19 | 0,99763 | 0,98 | -1,77 |
| 9,0512 | 9 | -0,57 | 1,09721 | 1,08 | -1,57 |
| 10,0089 | 10 | -0,09 | 1,19662 | 1,18 | -1,39 |
| 10,1097 | 10,1 | -0,10 | 1,2986 | 1,28 | -1,43 |
| 10,2136 | 10,2 | -0,13 | 1,3979 | 1,39 | -0,57 |
| 10,3158 | 10,3 | -0,15 | 1,4972 | 1,49 | -0,48 |
| 10,4159 | 10,4 | -0,15 | 1,5968 | 1,58 | -1,05 |
| 10,5219 | 10,5 | -0,21 | 1,6963 | 1,69 | -0,37 |
| 10,6143 | 10,6 | -0,13 | 1,7955 | 1,79 | -0,31 |
| 10,7054 | 10,7 | -0,05 | 1,8976 | 1,89 | -0,40 |
| 10,8059 | 10,8 | -0,05 | 1,997 | 1,99 | -0,35 |
| 10,9185 | 10,9 | -0,17 | 2,0368 | 2,03 | -0,33 |
| 11,0013 | 11,0 | -0,01 | 2,0567 | 2,05 | -0,33 |
| 12,081 | 12,1 | 0,16 | 2,0765 | 2,07 | -0,31 |
| 15,168 | 15,1 | -0,45 | 2,0964 | 2,09 | -0,31 |
| 18,069 | 18,1 | 0,17 | 2,1956 | 2,19 | -0,26 |
| 20,046 | 20,1 | 0,27 | 2,2958 | 2,29 | -0,25 |
| 21,504 | 21,6 | 0,45 | 2,3964 | 2,4 | 0,15 |
| 24,998 | 25,1 | 0,41 | 2,4965 | 2,49 | -0,26 |
| 27,001 | 27,2 | 0,74 | 2,5954 | 2,59 | -0,21 |
| 28,025 | 28,2 | 0,62 | 2,6947 | 2,69 | -0,17 |
| 29,063 | 29,2 | 0,47 | 2,793 | 2,79 | -0,11 |
| 30,003 | 30,1 | 0,32 | 2,8959 | 2,9 | 0,14 |
| 30,582 | 30,7 | 0,39 | 2,995 | 2,99 | -0,17 |

E.5 Ověření přesnosti měření – kanál 2

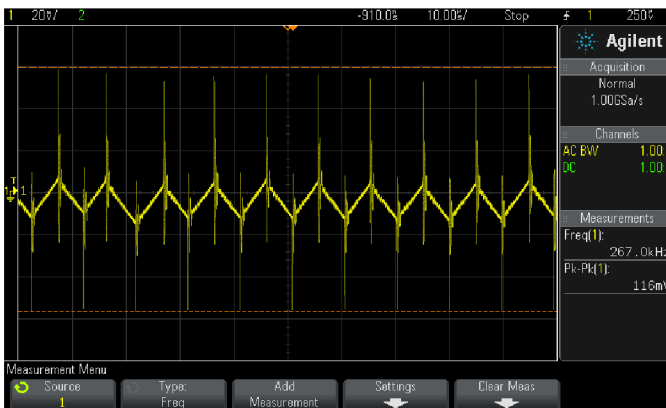
| Měření napětí | | | Měření proudu | | |
|--------------------|-------------------|---------------------|----------------------|-------------------|---------------------|
| Referenční měřidlo | Měřidlo na zdroji | Odchylka | Referenční měřidlo 1 | Měřidlo na zdroji | Odchylka |
| U [V] | U [V] | $\delta_{\%,U}$ [%] | I [A] | I [A] | $\delta_{\%,I}$ [%] |
| 0,098 | 0 | -100,00 | 0 | 0 | 0 |
| 0,2567 | 0,2 | -22,09 | 0,050026 | 0 | -100,00 |
| 0,4821 | 0,3 | -37,77 | 0,080011 | 0,05 | -37,51 |
| 1,0125 | 0,9 | -11,11 | 0,10037 | 0,06 | -40,22 |
| 1,5047 | 1,4 | -6,96 | 0,15028 | 0,11 | -26,80 |
| 2,0796 | 1,9 | -8,64 | 0,20035 | 0,16 | -20,14 |
| 2,5037 | 2,5 | -0,15 | 0,25027 | 0,23 | -8,10 |
| 3,0713 | 3 | -2,32 | 0,30034 | 0,29 | -3,44 |
| 4,0013 | 4 | -0,03 | 0,50068 | 0,49 | -2,13 |
| 5,0804 | 5 | -1,58 | 0,60074 | 0,59 | -1,79 |
| 6,0062 | 6 | -0,10 | 0,69758 | 0,68 | -2,52 |
| 7,0016 | 7 | -0,02 | 0,79919 | 0,79 | -1,15 |
| 8,0347 | 8 | -0,43 | 1,00823 | 0,99 | -1,81 |
| 9,0065 | 9 | -0,07 | 1,09736 | 1,08 | -1,58 |
| 10,0012 | 10 | -0,01 | 1,19611 | 1,19 | -0,51 |
| 10,1126 | 10,1 | -0,12 | 1,2987 | 1,29 | -0,67 |
| 10,2048 | 10,2 | -0,05 | 1,3982 | 1,39 | -0,59 |
| 10,3021 | 10,3 | -0,02 | 1,4976 | 1,49 | -0,51 |
| 10,3976 | 10,4 | 0,02 | 1,5971 | 1,6 | 0,18 |
| 10,5027 | 10,5 | -0,03 | 1,6968 | 1,69 | -0,40 |
| 10,6022 | 10,6 | -0,02 | 1,8976 | 1,9 | 0,13 |
| 10,7068 | 10,7 | -0,06 | 1,9972 | 2 | 0,14 |
| 10,8079 | 10,8 | -0,07 | 2,007 | 2,01 | 0,15 |
| 10,9077 | 10,9 | -0,07 | 2,0269 | 2,03 | 0,15 |
| 11,0198 | 11 | -0,18 | 2,0468 | 2,05 | 0,16 |
| 12,003 | 12 | -0,02 | 2,066 | 2,06 | -0,29 |
| 15,04 | 15,1 | 0,40 | 2,0864 | 2,09 | 0,17 |
| 18,012 | 18,1 | 0,49 | 2,0964 | 2,1 | 0,17 |
| 20,035 | 20,1 | 0,32 | 2,1957 | 2,19 | -0,26 |
| 21,489 | 21,6 | 0,52 | 2,2956 | 2,29 | -0,24 |
| 24,987 | 25,1 | 0,45 | 2,3969 | 2,4 | 0,13 |
| 27,075 | 27,2 | 0,46 | 2,496 | 2,5 | 0,16 |
| 28,026 | 28,1 | 0,26 | 2,5951 | 2,59 | -0,20 |
| 28,84 | 28,9 | 0,21 | 2,6945 | 2,69 | -0,17 |
| - | - | - | 2,7938 | 2,79 | -0,14 |
| - | - | - | 2,8956 | 2,89 | -0,19 |
| - | - | - | 2,9948 | 2,99 | -0,16 |

F OSCILOGRAMY

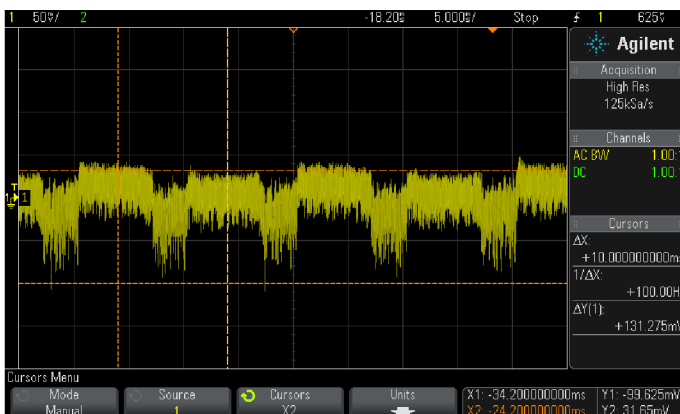
F.1 Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} \approx 0\text{ A}$, 100 kHz



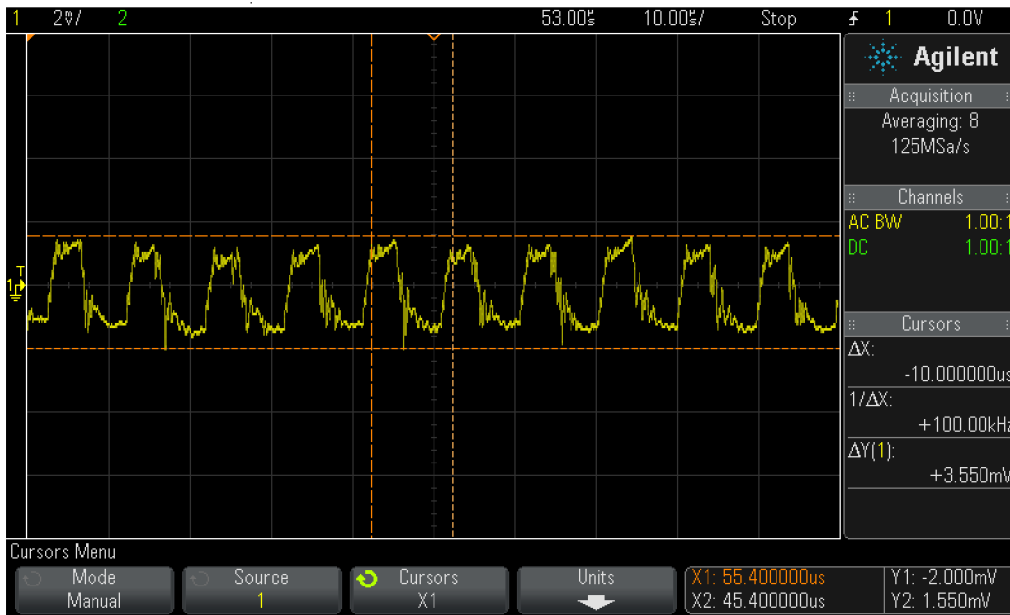
F.2 Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, 100 kHz



F.3 Spínaný regulátor: $U_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, 100 Hz

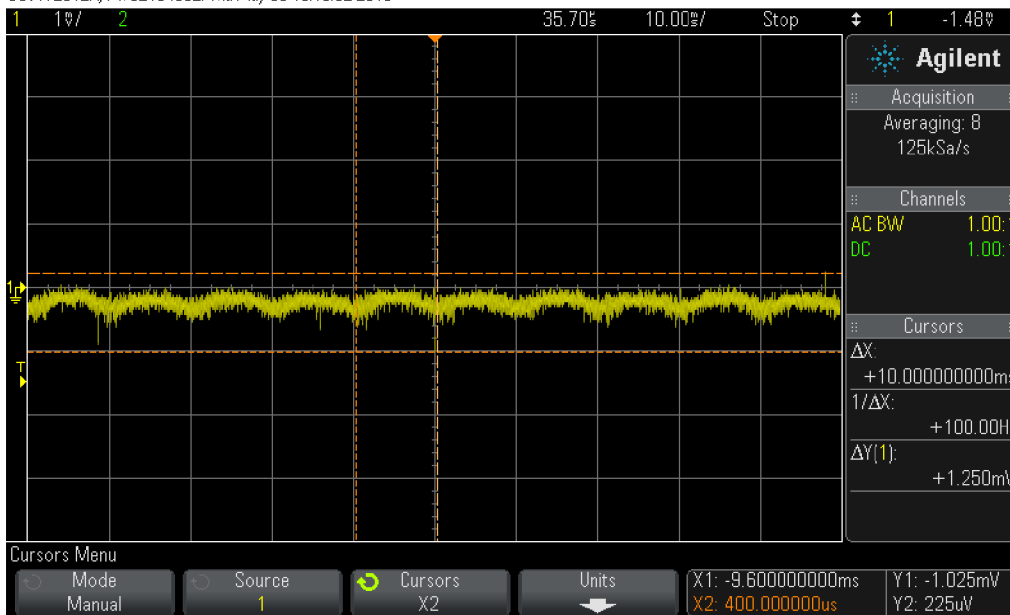


F.4 Lineární regulátor: $U_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, 100 kHz



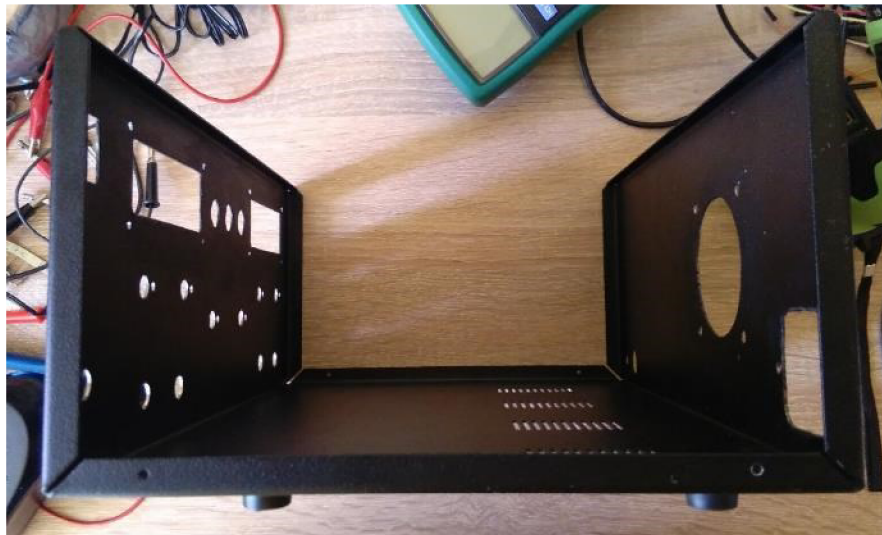
F.5 Lineární regulátor: $U_{OUT} = 30\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, 100 Hz

DSO-X 2012A, MY52164382: Thu May 05 16:18:32 2016

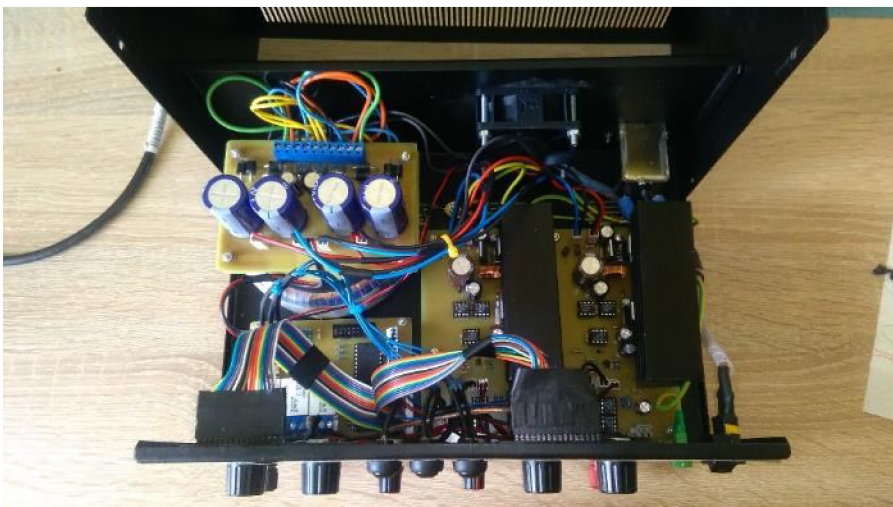


G FOTODOKUMENTACE

G.1 Mechanické provedení krabičky



G.2 Vnitřní část zdroje



G.3 Celkový pohled na zdroj – přední část



G.4 Celkový pohled na zdroj – zadní část

