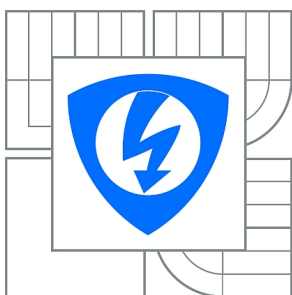


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## KVAZIREZONANČNÍ LABORATORNÍ NAPÁJECÍ ZDROJ

QUASI-RESONANT LABORATORY POWER SUPPLY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

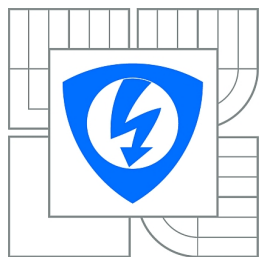
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

PAVEL HEJLEK

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Pavel Hejlek

**ID:** 106458

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

### Kvazirezonanční laboratorní napájecí zdroj

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte laboratorní napájecí zdroj spínané koncepce, který bude pracovat v kvazirezonančním módu. Zdroj by měl disponovat jedním symetrickým výstupem 0 až  $\pm 30$  V / 5A a jedním výstupem nesymetrickým +5V / 2A. Zařízení opatřete digitální indikací výstupního napětí a proudu a elektronickou ochranou při zkratu. Vlastnosti zdroje simulujte v programu PSpice, navrhněte příslušné desky plošných spojů v programu Eagle.

Na základě předchozích návrhových prací proveďte konstrukci kvazirezonančního laboratorního napájecího zdroje předepsaných parametrů, včetně návrhu vhodného transformátoru. Zapojení oživte a proveďte měření jeho parametrů, obdržené výsledky srovnajte s parametry očekávanými i získanými v rámci počítačové simulace.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KREJČÍŘÍK, A. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. 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:** 7.2.2011

**Termín odevzdání:** 27.5.2011

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida  
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.

LICENČNÍ SMLOUVA  
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO  
uzavřená mezi smluvními stranami:

**1. Pan**

Jméno a příjmení: Pavel Hejlek  
Bytem: Přichystalova 10/530, Tuřany, 62000, Brno, Česká re-  
publika

Narozen (datum a místo): 8.8.1987, Brno - Žabovřesky  
(dále jen autor)

a

**2. Vysoké učení technické v Brně**

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Technická 3058/10, 61600 Brno 16  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida  
(dále jen nabyvatel)

**Čl. 1**  
**Specifikace školního díla**

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☒ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako semestrální projekt

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Kvazirezonanční laboratorní napájecí zdroj  
Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.  
Ústav: Ústav radioelektroniky  
Datum obhajoby VŠKP: neuvedeno

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v<sup>1</sup>:

- ☐ tištěné formě — počet exemplářů 2
- ☐ elektronické formě — počet exemplářů 1

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

<sup>1</sup>hodící se zaškrtněte

## Čl. 2 Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
  - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
  - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením §47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Čl. 3 Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

Nabyvatel

Autor

**Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá teorií a návrhem zdroje pracujícího v kvazirezonančním režimu. Návrhem jednotlivých částí a jejich simulací v programu PSpice. Pro jednotlivé části jsou vytvořeny desky plošných spojů v programu Eagle. Součástí návrhu je i návrh transformátorů na jádrech EF20 a ETD39.

**Summary**

This bachelor thesis describes theory and design of quasiresonant power supply. Design of particular parts and their simulations using PSpice. For all parts are created printed circuit boards using Eagle. There are designs of transformers using cores EF20 and ETD39.

**Klíčová slova**

blokový měnič, napájecí zdroj, rezonance, transformátor

**Keywords**

flyback, power supply, resonance, transformer

HEJLEK, P. *Kvazirezonanční laboratorní napájecí zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 47 s. Vedoucí prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Kvazirezonanční laboratorní napájecí zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Lubomírovi Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce, dále děkuji Ing. Janu Prokopcovi, Ph.D. za pomoc se systémem LATEX, panu Karlu Čapkovi z Firmy TRONIC spol. s r. o. za pomoc s návrhem transformátoru, Ing. Michalu Kubičkovi, Ph.D. a doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za pomoc při oživování.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# Obsah

<b>1</b>	<b>Teorie spínaných zdrojů</b>	<b>2</b>
1.1	Topologie . . . . .	2
1.1.1	Akumulační měnič . . . . .	3
1.1.2	Propustný měnič . . . . .	3
1.1.3	Rezonanční měniče . . . . .	4
1.2	Popis jednotlivých bloků . . . . .	4
1.2.1	Vstupní usměrňovač . . . . .	4
1.2.2	Proudová ochrana . . . . .	4
1.2.3	Výstupní zátěž . . . . .	5
1.2.4	Kondenzátory ve spínaných zdrojích . . . . .	6
1.2.5	Indikace napětí a proudů . . . . .	6
1.2.6	Diody na sekundární straně . . . . .	7
<b>2</b>	<b>Obvod UCC28600</b>	<b>8</b>
<b>3</b>	<b>Obvody TOPSwitch-GX</b>	<b>11</b>
<b>4</b>	<b>Návrh</b>	<b>13</b>
4.1	Návrh usměrňovače . . . . .	13
4.2	Návrh zdroje s UCC28600 . . . . .	13
4.3	Návrh zdroje s obvodem TOPSwitch . . . . .	20
4.4	Návrh transformátorů . . . . .	23
4.5	Návrh indikace napětí a proudů . . . . .	25
<b>5</b>	<b>Oživení</b>	<b>27</b>
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>30</b>
<b>7</b>	<b>Seznam použitých zkratk a symbolů</b>	<b>33</b>
<b>8</b>	<b>Seznam příloh</b>	<b>34</b>
8.1	Návrh zapojení v PIExpert . . . . .	34
8.2	Realizované zapojení s obvodem TOPSwitch . . . . .	35
8.3	Realizovaný zdroj kladného napětí 0 až 30 V . . . . .	38
8.4	Realizovaný zdroj záporného napětí 0 až 30 V . . . . .	41
8.5	Realizovaný usměrňovač . . . . .	44
8.6	Vliv $C_{out}$ a $R_{out}$ . . . . .	46
8.7	Fotografie hotového zdroje . . . . .	47



# Seznam obrázků

1.1	Blokové schéma spínaného zdroje . . . . .	2
1.2	Schéma akumulačního měniče [1] . . . . .	3
1.3	Schéma propustného měniče [1] . . . . .	3
1.4	Obvod omezující výstupní proud . . . . .	5
2.1	Doporučené zapojení primární strany UCC28600 [7] . . . . .	8
2.2	Obvod regulace napětí . . . . .	9
2.3	Proudové omezení UCC28600 . . . . .	10
3.1	Doporučené zapojení obvodu TOPSwitch-GX [11] . . . . .	12
4.1	$R^2CD$ Snubber [7] . . . . .	14
4.2	PSPice - schéma napěťové regulace . . . . .	15
4.3	Simulace nastavení minimálního napětí . . . . .	15
4.4	Simulace nastavení maximálního napětí . . . . .	16
4.5	PSPice - schéma proudového omezení . . . . .	17
4.6	Simulace nastavení výstupního proudu . . . . .	17
4.7	Simulace nastavení výstupního proudu . . . . .	18
4.8	PSPice - schéma proudového omezení . . . . .	18
4.9	Simulace nastavení výstupního proudu . . . . .	19
4.10	PSpice - schéma proudového omezení . . . . .	21
4.11	PSpice - nastavení výstupního proudu . . . . .	21
4.12	PSpice - indikace proudového omezení . . . . .	22
4.13	Transformátor pro TOPSwitch . . . . .	23
4.14	Realizace jednotlivých vinutí transformátoru . . . . .	23
4.15	Orientace vinutí transformátorů s ETD39 . . . . .	25
4.16	Zapojení panelových měřidel . . . . .	26
5.1	Závislost výstupního napětí +5 V na odebíraném proudu zdroje . . . . .	28
5.2	Zvlnění výstupního napětí pro zátěž 0 A . . . . .	28
5.3	Zvlnění výstupního napětí pro zátěž 1 A . . . . .	29
8.1	Návrh zapojení pomocí PIExpert . . . . .	34
8.2	Realizované schéma s obvodem TOPSwitch . . . . .	35
8.3	Osazovací výkres (měřítko 1:1) . . . . .	36
8.4	Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	36
8.5	Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	37
8.6	Realizované schéma zdroje napětí 0 až 30 V . . . . .	38
8.7	Osazovací výkres (měřítko 1:1) . . . . .	39
8.8	Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	39
8.9	Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	40

8.10	Realizované schéma zdroje napětí 0 až -30 V . . . . .	41
8.11	Osazovací výkres (měřítko 1:1) . . . . .	42
8.12	Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	42
8.13	Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	43
8.14	Realizovaný usměrňovač . . . . .	44
8.15	Osazovací výkres (měřítko 1:1) . . . . .	44
8.16	Strana spojů na DPS (měřítko 1:1) . . . . .	45
8.17	Vliv výstupního rezistoru . . . . .	46
8.18	Vliv výstupního kondenzátoru . . . . .	46
8.19	Pohled dovnitř zdroje . . . . .	47
8.20	Pohled zepředu, zezadu . . . . .	48

# Úvod

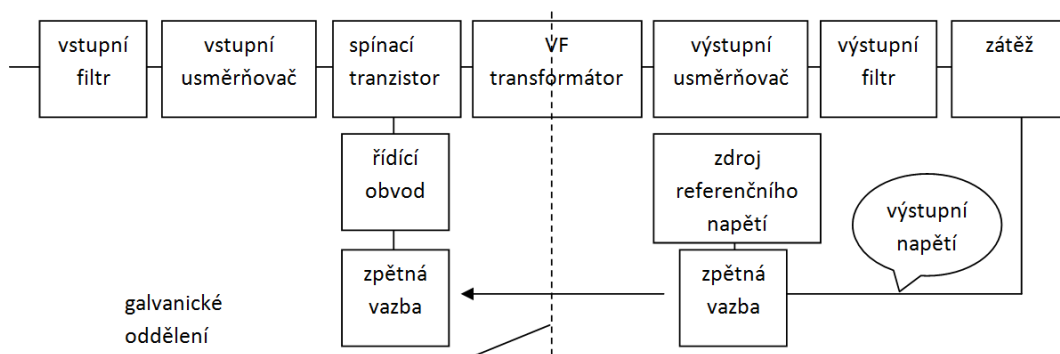
Tato bakalářská práce se zabývá teorií spínaných napájecích zdrojů, jejich topologiemi a návrhem, včetně návrhu transformátoru. Popisuje princip činnosti a odlišnosti kvazirezonančních spínaných zdrojů od spínaných zdrojů klasické koncepce. Dále se zabývá návrhem kvazirezonančního laboratorního zdroje včetně všech potřebných výpočtů, včetně návrhu pro praktickou realizaci.

Kvazirezonanční spínané zdroje dosahují účinnosti vyšší, než klasické zdroje spínané koncepce. Navíc způsobují menší rušení a pracují při vyšších kmitočtech, což umožňuje použití ještě menších součástek a tím zmenšuje náklady na stavbu. Vzhledem k hlavní odlišnosti pouze v řídicím obvodu, zpravidla integrovaném s potřebou relativně mála přidaných součástek a pouze drobnými změnami při návrhu, se jedná o vhodnou volbu pro moderní návrhy.

# Kapitola 1

## Teorie spínaných zdrojů

Spínané zdroje se oproti zdrojům klasické koncepce vyznačují vyšší účinností, menšími rozměry celého výrobku, větší složitostí návrhu a větším rušením v napájecí soustavě. Typické blokové schéma spínaného zdroje je na obrázku (1.1). Aby se potlačilo rušení ostatních zařízení v napájecí síti, jsou



Obrázek 1.1: Blokové schéma spínaného zdroje

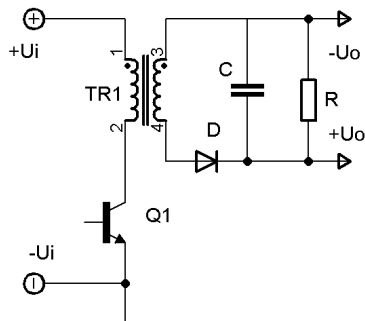
spínané zdroje vybaveny vstupním filtrem, který zmenšuje celkové rušení zdrojem. V moderních zdrojích je součástí vstupního filtru také tzv. obvod PFC (power factor correction), sloužící ke zmenšení fázového posuvu mezi odebíraným proudem a napětím sítě. Všechny síťové napájecí spínané zdroje pracují s usměrněným napětím s hodnotou kolem  $325\text{ V}$  ( $= 231 \cdot \sqrt{2}$ ). Vyfiltrované usměrněné napětí je přes spínací tranzistor přiváděno na VF transformátor. Frekvence síťových spínaných zdrojů klasické koncepce je v řádu  $\times 10\text{ kHz}$ . Spínání je řízeno řídicím obvodem, který vyhodnocuje informace ze zpětné vazby. Transformátor spolu se zpětnou vazbou zajišťují galvanické oddělení výstupní části zdroje od vstupní části. Výstupní usměrňovač spolu s výstupním filtrem se stará o výstupní napětí, které musí splňovat požadavky na maximální zvlnění a maximální rušivou složku. Napětí ze zátěže se porovnává s napětím referenčního zdroje a výsledná informace se přenáší přes zpětnou vazbu.

### 1.1 Topologie

Existuje několik různých topologií pro spínané zdroje, z nichž je rozhodující, jestli požadujeme napětí snižovat, zvyšovat nebo měnit oběma směry. Dále jaký požadujeme výstupní výkon. Z tohoto důvodu zde nebudu popisovat zapojení typu most nebo polomost, poněvadž navrhovaný zdroj bude mít u nejvýkonnějšího modulu výkon kolem  $150\text{ W}$ .

### 1.1.1 Akumulační měnič

Nazývaný také blokující měnič, je schopný napětí snižovat, zvyšovat nebo měnit oběma směry. Schéma akumulčního měniče je na obrázku (1.2). Označovaný také flyback nebo buck-boost. V době

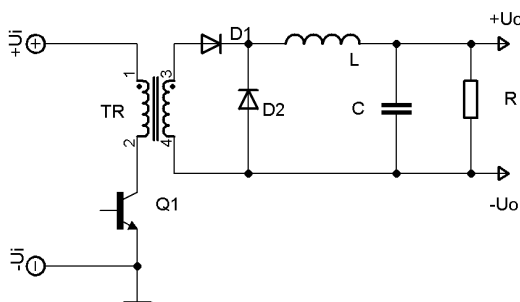


Obrázek 1.2: Schéma akumulčního měniče [1]

sepnutí tranzistoru  $Q_1$  ( $0T$  až  $\delta T$ ) prochází primárním vinutím transformátoru proud, přičemž dioda  $D$  je v závěrném směru a proud dodávaný do zátěže je odebírán z kondenzátoru  $C$ . V době rozepnutí tranzistoru  $Q_1$  ( $1 - \delta T$ ) teče proud sekundárním vinutím do zátěže a současně se nabíjí kondenzátor  $C$ . Akumulační měnič může pracovat v přerušovaném a nepřerušovaném režimu. V přerušovaném režimu se všechna energie z jádra transformátoru transformuje do sekundárního vinutí a v nepřerušovaném zůstane v každém cyklu nějaká energie v jádru transformátoru. U přerušovaného režimu se proud primárním vinutím vždy začíná zvětšovat z nulové hodnoty. Výhodami u tohoto režimu jsou menší potřebné indukčnosti primárního a sekundárního vinutí (tedy menší rozměr transformátoru), jednodušší stabilizace a větší pracovní rozsah [2].

### 1.1.2 Propustný měnič

Označovaný také jako buck converter, jeho schéma je na obrázku (1.3). Propustné měniče pracují s konstantním kmitočtem. V době sepnutí tranzistoru  $Q_1$  ( $0T$  až  $\delta T$ ) prochází proud primárním



Obrázek 1.3: Schéma propustného měniče [1]

vinutím a transformuje se do sekundárního vinutí. Proud sekundárního vinutí prochází diodou  $D_1$ , nabíjí kondenzátor  $C$ , teče do zátěže a akumuluje se v magnetickém poli tlumivky  $L$ . V době rozepnutí tranzistoru  $Q_1$  ( $1 - \delta T$ ) se do zátěže dodává energie z magnetického pole tlumivky - proud se uzavírá přes diodu  $D_2$ .

### 1.1.3 Rezonanční měniče

Spínané zdroje s PWM modulací mají vlivem parazitních reaktancí velký ztrátový výkon na spínacích prvcích, zvláště pak při větších frekvencích. Ztrátový výkon na tranzistoru s parazitní kapacitou  $C$  je vyjádřen rovnicí 1.1, převzatou z [1]:

$$P_{ztr} = \frac{1}{2}CU^2f, \quad (1.1)$$

kde  $U$  je napětí, na které je nabita parazitní kapacita a  $f$  je kmitočet spínání. Rezonanční zdroje také řeší problém s rozptylovou indukčností, a tedy není nutné chránit spínací prvek proti přepětí. Ušetřený ztrátový výkon je vyjádřen rovnicí 1.2, převzatou z [1]:

$$P_{ztr} = \frac{1}{2}LI^2f, \quad (1.2)$$

kde  $L$  je indukčnost primárního vinutí,  $I$  je proud procházející tlumícím členem a  $f$  je kmitočet spínání. Rezonanční měniče využívají rezonance kapacity a indukčnosti a omezují spínací ztráty tím, že se připojuje i odpojuje rezonanční indukčnost při nulové hodnotě magnetovacího proudu procházejícího touto indukčností (ZCS - spínání v nulové hodnotě proudu) nebo tím, že rezonanční kapacita se připojuje i odpojuje v nulové hodnotě napětí na této kapacitě (ZVS - spínání v nulové hodnotě napětí). Protože nedochází ke skokům napětí a proudů, tak se zmenšují ztráty i úroveň rušení (v porovnání s běžnými spínanými zdroji). Rezonanční člen může být tvořen diskrétními součástkami nebo přímo parazitními jevy, např. sériovou kombinací primárního vinutí transformátoru a parazitní kapacitou spínacího tranzistoru.

## 1.2 Popis jednotlivých bloků

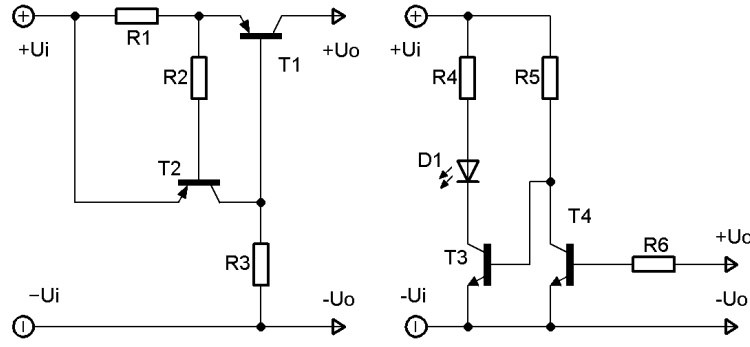
### 1.2.1 Vstupní usměrňovač

Při použití Graetzova můstku jako vstupního usměrňovače je nutné dbát na procházející proud a maximální přípustné závěrné napětí jednotlivých diod. Každá dioda musí být dimenzována na dvojnásobnou hodnotu maximálního napětí v napájecí síti v případě použití ve zdroji klasické koncepce (v nejhorším případě je kondenzátor Graetzova můstku nabit na  $231 \cdot \sqrt{2}$  voltů, kam je připojena katoda a na druhé anodě připojené k síťovému napětí je  $-231 \cdot \sqrt{2}$  voltů. V případě použití ve spínaném zdroji jsou nároky přísnější, neboť ze sekundárního vinutí transformátoru se může indukovat napětí zpět na primární vinutí. Pokud ve zdroji není proti tomuto jevu žádná ochrana, musí být usměrňovací diody dimenzovány minimálně na trojnásobnou hodnotu maximálního napětí v napájecí síti. Požadavky na kondenzátor v usměrňovači jsou popsány na straně 6.

### 1.2.2 Proudová ochrana

Z důvodu ochrany připojených zařízení i vlastního napájecího zdroje se používá proudová ochrana. U laboratorního zdroje musí být nastavitelná a nesmí ovlivňovat ostatní výstupy. U zdrojů malých výkonů se používá tranzistorová ochrana, jejíž předností je jednoduchý návrh a hlavní nevýhodou velká výkonová ztráta. Jedno z možných zapojení je na obrázku číslo (1.4). Rezistor  $R_3$  (rovnice 1.5) zajišťuje plné otevření tranzistoru  $T_1$ . Vyrůstající proud procházející rezistorem  $R_1$  (rovnice 1.3) vyvolá úbytek napětí, který po dosažení ekvivalentní hodnoty úbytku na diodě tranzistoru  $T_2$  mezi emitorem a bází vyvolá jeho otevření, čímž začne přivírat tranzistor  $T_1$ . Rezistor  $R_2$  (rovnice 1.4) omezuje maximální proud bází tranzistoru  $T_2$  při zkratu na výstupu.

$$R_1 = \frac{U_{beT_2}}{I_{max}}, \quad (1.3)$$



Obrázek 1.4: Obvod omezující výstupní proud

$$R_2 = \frac{+U_i - U_{beT_2}}{I_{R_3}} = \frac{+U_i - U_{beT_2}}{\frac{I_{max}}{\beta_{T_1}}}, \quad (1.4)$$

$$R_3 = \frac{+U_i - U_{beT_1}}{\frac{I_{max}}{\beta_{T_1}}}. \quad (1.5)$$

Signalizace spuštění proudové pojistky je provedena LED diodou  $D_1$ . Rezistor  $R_4$  (rovnice 1.6) omezuje maximální proud LED diodou. Tranzistor  $T_3$  spíná LED diodu a rezistorem  $R_5$  (rovnice 1.7) protéká proud potřebný pro maximální rozsvícení LED diody. Při běžném provozu bez zkratu na výstupu teče rezistorem  $R_6$  (rovnice 1.8) proud otevírající tranzistor  $T_4$ , který spojuje bázi tranzistoru  $T_3$  se zemí, čímž jej zavírá.

$$R_4 = \frac{+U_i - U_{D_1} - U_{beT_3}}{I_{D_1}}, \quad (1.6)$$

$$R_5 = \frac{+U_i - U_{beT_3}}{\frac{I_{D_1}}{\beta_{T_3}}}, \quad (1.7)$$

$$R_6 = \frac{+U_o}{\frac{I_{D_1}}{\frac{\beta_{T_3}}{\beta_{T_4}}}} = \frac{+U_o \cdot \beta_{T_3} \cdot \beta_{T_4}}{I_{D_1}}. \quad (1.8)$$

Výsledek simulace takového obvodu je v obrázcích 4.11 a 4.12.

### 1.2.3 Výstupní zátěž

Výstupní zátěž plní důležitou roli u spínaných zdrojů, které nemohou pracovat naprázdno. Jako výstupní zátěž může být použit diskretní rezistor nebo nějaký externí obvod, který bude splňovat požadavky na minimální proudový odběr, který bude neustále odebírán. Pro zvýšení účinnosti při práci naprázdno se používá rekuperační vinutí, které má stejný počet závitů jako primární vinutí, ale opačnou orientaci [1], [3]. U zdrojů s nastavitelným výstupním napětím je použití pouze rekuperačního vinutí nedostatečné. Pro plynulé snižování napětí je potřeba na výstup zdroje připojit rezistor. V případě výstupu naprázdno (bez rezistoru) by byl kondenzátor nabit na nejvyšší nastavené výstupní napětí, které by se snižovalo pouze parazitními vlastnostmi. V tomto případě by po připojení externího obvodu ke zdroji mohlo dojít k jeho poškození vlivem přepětí. Napětí na kondenzátoru je dáno rovnicí číslo (1.9) převzatou z [4]:

$$u_c(t) = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1.9)$$

kde  $u_c(t)$  je okamžitá hodnota napětí na kondenzátoru v čase  $t$ ;  $U_0$  je hodnota napětí na kondenzátoru v čase  $t = 0$  s;  $\tau$  je časová konstanta ( $\tau = R \cdot C$ );  $t$  je čas v sekundách. Z rovnice (1.9) je možné vyjádřit rovnici (1.10) pro výpočet potřebného rezistoru:

$$R = \frac{-t}{C \cdot \ln \frac{u_c(t)}{U_0}}. \quad (1.10)$$

Výsledný rezistor zvyšuje výsledné ztráty a musí se s nimi počítat již od začátku. Dále je nutné počítat s velkým odpadním teplem, na které je potřeba dimenzovat použitou součástku. Návrh je tedy kompromisem mezi velikostí ztrátového výkonu na rezistoru a dobou, za jakou poklesne napětí z maximální velikosti na minimální. V příloze na straně 46 jsou zobrazeny průběhy napětí v závislosti na hodnotě kondenzátoru a rezistoru.

#### 1.2.4 Kondenzátory ve spínaných zdrojích

Kondenzátory pracující ve spínaných zdrojích (na vysokých kmitočtech) se chovají jako kondenzátory se sériově řazeným rezistorem (ESR) podle vzorce 1.11. Z toho důvodu je nutné při návrhu kontrolovat jejich celkovou reaktanci, aby tento odpor příliš nedegradoval celkové vlastnosti kondenzátoru.

$$X = ESR + X_c = ESR + \frac{1}{2\pi f C}, \quad (1.11)$$

kde  $X$  je reaktance pro použití ve spínaných zdrojích,  $ESR$  je ekvivalentní sériový odpor,  $X_c$  je reaktance kondenzátoru,  $f$  je spínací kmitočet a  $C$  je kapacita kondenzátoru. Celková reaktance musí být menší, jak  $X_c$  (lze dosáhnout paralelním řazením kondenzátorů) [5]. Hodnota kapacity kondenzátoru v usměrňovači se spočítá pomocí vzorce 1.12 převzatého z [4].

$$C = \frac{P}{2f\eta(U_{max}^2 - U_{min}^2)}, \quad (1.12)$$

kde  $P$  je výkon dodávaný do zátěže,  $f$  je síťový kmitočet,  $\eta$  je odhadovaná účinnost zapojení a  $U_{max}$ ,  $U_{min}$  jsou maximální a minimální hodnoty napětí (efektivní hodnoty).

#### 1.2.5 Indikace napětí a proudů

Jednou z možností pro indikaci napětí a proudů je použití panelových měřících přístrojů, např. HD-3129. HD-3129 má čtyři napěťové rozsahy 200 mV, 20 V, 200 V a 500 V. Pro pevné nastavení napěťového rozsahu je nutné připojit k panelovému měřidlu rezistory podle katalogového listu [6]. Při nastaveném rozsahu větším jak 200 mV je nutné na HD-3129 přivádět poloviční hodnotu měřeného napětí. Vzhledem k vysoké vstupní impedanci (více jak 100 MΩ) je možné použít napěťový dělič o dvou shodných rezistorech téměř libovolné velikosti. Pro nízký ztrátový výkon lze použít rezistory až o velikosti 1 MΩ podle rovnice 1.13, protože podle rovnice 1.14 bude chyba způsobená děličem asi 1 %.

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \text{ M}\Omega \cdot 1 \text{ M}\Omega}{100 \text{ M}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} = 0,99 \text{ M}\Omega, \quad (1.13)$$

$$Chyba = \left(1 - \frac{R}{R_2}\right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{0,99 \text{ M}\Omega}{1 \text{ M}\Omega}\right) \cdot 100\% = 1\%, \quad (1.14)$$

kde  $R_1$  je vnitřní odpor panelového měřidla,  $R_2$  je rezistor v napěťovém děliči. Čím nižší bude hodnota rezistorů v tomto děliči, tím bude způsobená chyba menší. Pro měření proudu je potřeba měřit úbytek napětí na rezistoru zapojeném sériově s výstupem. Hodnota tohoto rezistoru musí být co nejmenší kvůli ztrátovému výkonu, ale současně musí být dekadickým násobkem jedničky (0,1; 1; 10; ...), aby po příslušném posunutí desetinné čárky odpovídala naměřená hodnota napětí ve voltech stejné hodnotě v ampérech. Napájecí napětí musí být v rozsahu 7 až 11 V.

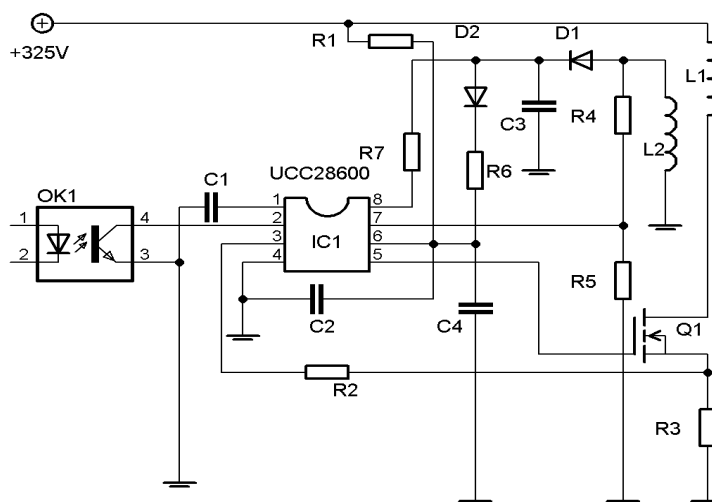


### 1.2.6 Diody na sekundární straně

Ve spínaných zdrojích je nutný pečlivý výběr diod použitých na sekundární straně. Vzhledem k pracovnímu kmitočtu je nutné použít rychlospínacích diod. Při nízkých hodnotách výstupních napětí by však úbytek napětí přibližně 0,7 až 1 volt mohl způsobit velkou výkonovou ztrátu v porovnání s výkonem dodaným do zátěže. Z tohoto důvodu je vhodné použít rychlospínací diody jen v případě vysokých výstupních napětí a nebo na pomocném (biasovacím) vinutí. Přestože biasovací vinutí poskytuje zpravidla nízké napětí, řádově volty určené pro napájení řídicího obvodu, mohou se na něm vyskytnout napěťové špičky o relativně vysoké hodnotě a je tedy nutné volit diodu s relativně velkou hodnotou závěrného napětí. Pro relativně nízké hodnoty výstupního napětí je vhodné volit Schottkyho diodu pro její malý úbytek v propustném směru. Závěrné napětí Schottkyho diod se pohybuje typicky od 20 do 80 V.

# Obvod UCC28600

Obvod UCC28600 vyráběný firmou Texas Instruments je integrovaný obvod řídící spínané zdroje, schopný pracovat v kvazirezonančním režimu (v závislosti na velikosti připojené zátěže), kdy využívá rezonance primárního vinutí a parazitní kapacity spínacího tranzistoru. Typické zapojení pracuje v topologii akumulárního měniče. Doporučené zapojení primární strany je na obrázku 2.1. Obvod je vybaven ochranou proti přetížení (maximální výstupní výkon), přehřátí (vypnutí při teplotě substrátu 140 °C) a proti proudovému přetížení. Vývod číslo jedna slouží pro nastavení soft-startu pomocí



Obrázek 2.1: Doporučené zapojení primární strany UCC28600 [7]

kondenzátoru  $C_1$ . Vývod číslo dva je vstup pro zpětnou vazbu a slouží pouze k připojení optočlenu. Podle velikosti napětí na tomto vývodu je UCC28600 v jednom ze třech možných pracovních stavů (kvazirezonanční pro zátěž 30 až 100 %, FFM pro zátěž 10 až 30 % a pro nižší zátěž ve speciálním úsporném režimu). Pro kvazirezonanční režim odpovídá hodnota napětí 2 až 4 V, FFM režim 1,4 až 2 V a pro úsporný režim se jedná o napětí menší jak 1,4 V. Maximální pracovní kmitočet je 130 kHz. Vývod číslo tři slouží k nastavení výkonového omezení a pro nastavení proudového omezení. Pro snímání proudového omezení slouží rezistor  $R_3$ , výkonové omezení určuje rezistor  $R_2$ . Vývod číslo pět slouží k ovládání spínacího tranzistoru typu mosfet, který dokáže dodat proud až 750 mA. Napětí na vývodu pět se může měnit od 0 V do nižší hodnoty z napětí na vývodu číslo šest (nápájecí napětí UCC28600) nebo do interního omezení 13 V. Tato napětí se musí blokovat keramickým kondenzátorem  $C_2$  o kapacitě 100 nF [7]. Pro bezchybný start po spuštění je nutný kondenzátor  $C_4$  s větší hodnotou,

$$R_1 = \frac{U_{min}}{I_{startup}}, \quad (2.1)$$

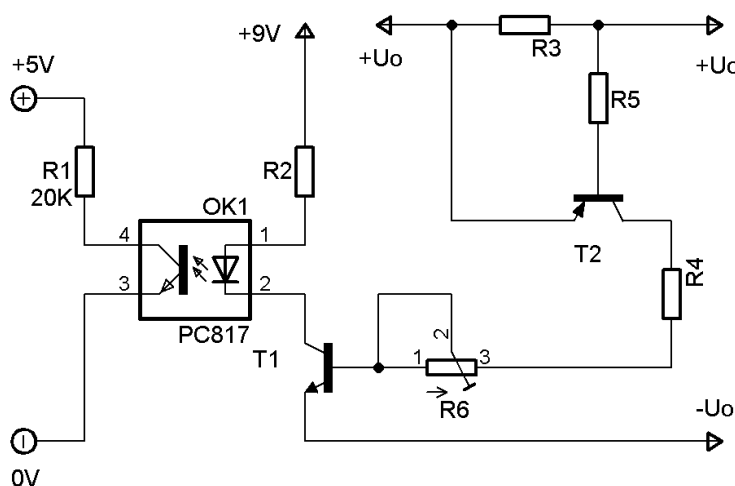
kde  $U_{min}$  je minimální hodnota na kondenzátoru v usměrňovači a  $I_{startup}$  je startovací napájecí proud typicky o hodnotě  $12 \mu A$ , maximálně  $25 \mu A$  [7]. Vývod číslo sedm slouží pro nastavení ochrany proti přepětí a dále slouží k detekci vhodných podmínek pro přepnutí do kvazirezonančního módu. Nastavení probíhá pomocí rezistorů  $R_4$  a  $R_5$ . Vývod číslo osm slouží k indikaci, že UCC28600 vstoupilo do úsporného režimu, je také určen k automatickému vypnutí obvodu PFC při přechodu do tohoto režimu. Vztahy pro výpočet hodnot některých prvků nejsou uvedeny, jelikož by pro jejich výpočet bylo potřeba znát parametry, které nejsou konstantní ani snadno zjistitelné nebo spočítatelné. Vhodné hodnoty takovýchto součástek lze zjistit z návrhářského kalkulátoru pro UCC28600 - [8]. Primární vinutí je označeno jako  $L_1$  a vinutí  $L_2$  slouží k napájení UCC28600 během pracovního režimu. Speciální úsporný režim vysílá na elektrodu gate spínacího tranzistoru impulzy o kmitočtu 40 kHz. Režim FFM (frequency foldback mode) se vyznačuje změnou spínacího kmitočtu v závislosti na napětí vývodu zpětné vazby. Nejmenší kmitočet je 40 kHz, nejvyšší 130 kHz.


$$R_2 = \frac{9 - U_{sat} - U_F}{I_{LED}}, \quad (2.2)$$

9

$$R_8 = \frac{(U_{max} - U_{BE})\beta_{T_3}}{I_{R_{5max}}}, \quad (2.3)$$

Obvod proudového omezení je na obrázku 2.3. Tento obvod chrání zdroj před zničením vlivem vysokého výstupního proudu. Výstupní proud zdroje procházející rezistorem  $R_3$  na něm vyvolává úbytek napětí, který otevírá tranzistor  $T_2$ . Podle zvoleného tranzistoru a potřebného proudu do báze tranzistoru  $T_1$  byla zvolena taková hodnota, aby při maximálním povoleném proudu byl úbytek na rezistoru  $R_3$  přibližně 0,65 V. Taková hodnota napětí zajistí, aby byl tranzistor  $T_2$  maximálně otevřen. Vzhledem k absenci prahového napětí u bipolárních tranzistorů (na rozdíl od tranzistorů FET) fungují i s malými hodnotami napětí na přechodu báze emitor, což zajistí správnou funkci i pro omezení pro menší hodnoty proudu. Rezistor  $R_5$  omezuje proud tekoucí bází tranzistoru  $T_1$ , jeho hodnota nemusí být příliš přesná a určuje se pro maximální výstupní napětí. Rezistor  $R_4$  určuje maximální hodnotu výstupního proudu (pro  $R_6 = 0 \Omega$ ). Maximální výstupní proud se nastavuje pomocí potenciometru  $R_6$ . Pro zdroj



záporného napětí budou použity analogické obvody pro regulaci napětí a proudové omezení fungující s napětím obrácené polarity.

## Kapitola 3

# Obvody TOPSwitch-GX

Řada obvodů TOPSwitch-GX obsahuje obvody TOP242 až TOP250. Odlišují se od sebe maximálním výstupním výkonem a typem pouzdra, které také určuje, jaké vývody ze sedmi možných jsou vyvedené. V obvodech TOPSwitch je zabudovaný spínací tranzistor typu MOSFET, řídicí obvod s PWM regulací a ochranné funkce. Typický pracovní režim je typu flyback.

Popis jednotlivých vývodů[10], [11]:

**CONTROL (C)** Vstup chybového zesilovače a zpětné vazby. Také se používá pro obvody automatického restartu a pro připojení kompenzačního kondenzátoru.

**DRAIN (D)** Je připojen k vnitřní elektrodě drain tranzistoru MOSFET. Odebírá se z něj i proud pro napájení vnitřního zapojení.

**EXTERNAL CURRENT LIMIT (X)** Slouží k nastavení proudového omezení, vzdálenému vypínání, zapínání a k synchronizaci. Připojení k (S) vyřadí všechny zmíněné funkce z provozu.

**FREQUENCY (F)** Slouží pro nastavení spínacího kmitočtu. V případě spojení s vývodem (S) je pracovní kmitočet 132 kHz a s vývodem (C) 66 kHz. U pouzder bez tohoto vývodu je pracovní kmitočet 132 kHz.

**LINE-SENSE (L)** Slouží k připojení rezistoru nastavujícího maximální přepětí a podpětí. Interně je nastaveno, že maximální přepětí je 4,5 krát větší jak maximální podpětí. Přesné hodnoty se spočítají podle vzorců 3.1 a 3.2, převzatých z [11].

$$V_{UV} = I_{UV} \cdot R_3, \quad (3.1)$$

$$V_{OV} = I_{OV} \cdot R_3, \quad (3.2)$$

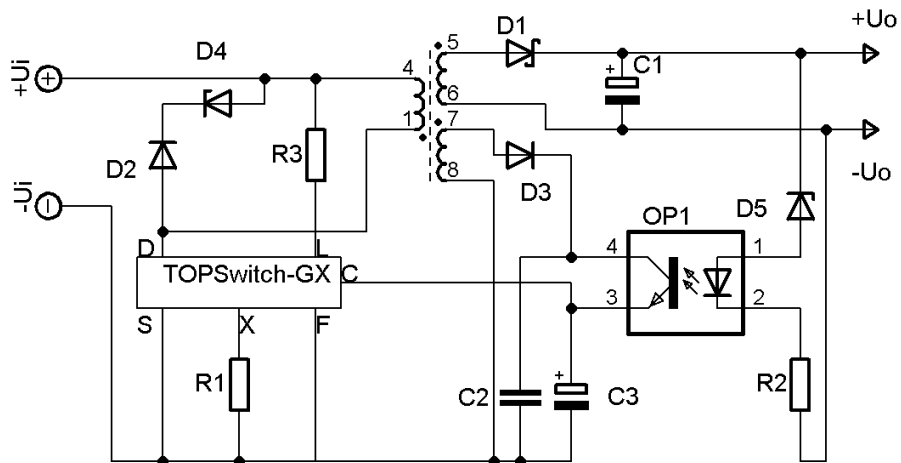
kde  $V_{UV}$  je minimální hodnota napětí  $+U_i$ , která způsobí, že se obvod odpojí,  $I_{UV}$  pak jemu odpovídající proud,  $V_{OV}$  a  $I_{OV}$  pak analogicky pro přepětí. Např. pro hodnotu  $R_3 = 2 \text{ M}\Omega$  vychází  $V_{UV} = 100 \text{ V}$  a  $V_{OV} = 450 \text{ V}$ . Dále se používá ke vzdálenému vypínání, zapínání a k synchronizaci. Připojení k (S) vyřadí všechny zmíněné funkce z provozu.

**MULTI-FUNCTION (M)** Zastává funkci vývodů (L) a (X).

**SOURCE (S)** Je připojen k vnitřní elektrodě source tranzistoru MOSFET a slouží jako společný bod (země) primárního obvodu.

Schéma akumulárního měniče s obvodem TOPSwitch je na obrázku (3.1).

Pro vstupní kondenzátor platí, že na každý jeden watt výstupního výkonu musí mít  $2 \mu\text{F}$  [11]. Pro návrh zdrojů s obvodem TOPSwitch dodává výrobce POWER Integrations vlastní návrhářský software PIExpert. Obvody TOPSwitch v pouzdru TO-220 mají kovovou část pouzdra spojenou s elektrodou (S), a proto musí být připojený chladič elektricky odizolován od pouzdra nebo musí být bezpečnost zajištěna jiným způsobem. Obvod je vybaven automatickou pojistkou, která při teplotě přibližně  $145^\circ\text{C}$  obvod vypne a zapne jej, až teplota poklesne. Je doporučeno zapojit speciální bezpečnostní



Obrázek 3.1: Doporučené zapojení obvodu TOPSwitch-GX [11]

odrušovací kondenzátor o hodnotě  $2,2 \text{ nF}$  mezi kladné napětí primární strany transformátoru a zemní vývod sekundárního vinutí transformátoru [10]. Napětí  $U_{DS}$  nesmí překročit  $700 \text{ V}$ , z tohoto důvodu je v zapojení  $D_2$  a  $D_4$ .  $D_4$  je zenerova dioda nebo transil.

# Kapitola 4

## Návrh

Celý zdroj se bude skládat z několika desek plošných spojů (DPS). První DPS bude obsahovat usměrňovač, další dvě DPS budou tvořit zdroje 1,5 až 30 V a na posledním bude zdroj napětí 5 a +/- 9 V. Ke každému zdroji 1,5 až 30 V budou dále připojena dvě panelová měřidla pro zobrazení aktuální hodnoty výstupního napětí a proudu. Symetrické napětí 30 V bude vytvořeno spojením dvou zdrojů v sérii.

### 4.1 Návrh usměrňovače

Výsledná hodnota kapacity usměrňovače se skládá ze dvou kondenzátorů spočítaných podle vzorce 1.12 a ještě jednoho s kapacitou potřebnou pro obvod TOPSwitch, čímž vznikne rovnice 4.1.

$$C = 2 \cdot \frac{P}{2f\eta(U_{max}^2 - U_{min}^2)} + C_{TOPSwitch},$$
$$C = \frac{2 \cdot 30,5,25}{2 \cdot 130 \cdot 10^3 \cdot 0,9 \cdot ((231,1,1)^2 - (231,0,9)^2)} + 2 \mu F \cdot (9,0,4 + 6,5,2,2), \quad (4.1)$$
$$C = 35,9 \mu F,$$

kde bylo počítáno s předpokládanou účinností 90 % pro zdroje s obvodem UCC28600. Pro realizaci bylo zvoleno použít deset paralelně zapojených kondenzátorů Hitano EXR 10  $\mu F$  / 400 V pro použití ve spínaných zdrojích. Jako usměrňovací můstek byl vybrán KBU8M, který je dimenzovaný na procházející proud 8 A a špičkový 200 A. Závěrné napětí zvoleného Graetzova můstku je 1000 V.

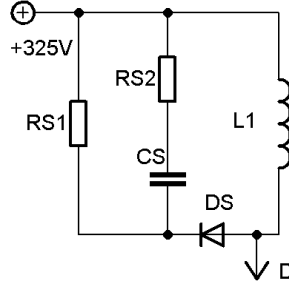
### 4.2 Návrh zdroje s UCC28600

Schéma zapojení primární strany obvodu UCC28600 je na obrázku 2.1. K vývodu číslo dva je připojen optočlen  $OK_1$  typu PC817. Obvod je napájen pomocí vývodu číslo 6, rezistor  $R_1$  má hodnotu 11  $M\Omega$  spočtenou podle rovnice 2.1. Keramický kondenzátor  $C_2$  má kapacitu 100 nF [7].

$$R_1 = \frac{U_{min}}{I_{startup}} = \frac{231,0,85 \cdot \sqrt{2}}{25 \cdot 10^{-6}} \doteq 11 M\Omega. \quad (4.2)$$

Jako spínací tranzistor  $Q_1$  byl vybrán typ IRFPC50 pro své parametry  $I_D = 7$  A při teplotě 100 °C,  $V_{DSS} = 600$  V a  $R_{DSon} = 0,6 \Omega$  [12]. Návrh byl prováděn pomocí kalkulátoru od TI [8] pro požadovaný výstupní výkon 158,1 W (= 31 V · 5,1 A). Napětí 31 V bylo navýšeno kvůli obvodům proudového omezení a pro měření výstupního proudu, proud byl navýšen na 5,1 A kvůli vybíjecímu kondenzátoru. Byly

určeny hodnoty kondenzátorů  $C_1 = 100 \text{ nF}$  a  $C_4 = 82 \text{ }\mu\text{F}$ . Dále byla opravena vypočtená hodnota rezistoru  $R_1$  na  $8,2 \text{ M}\Omega$  a určeny hodnoty  $R_2 = 470 \text{ }\Omega$ ,  $R_3 = 0,06 \text{ }\Omega$  tvořený trojicí paralelně řazených rezistorů o hodnotě  $0,18 \text{ }\Omega$  dimenzovaných alespoň na  $0,5 \text{ W}$ ,  $R_4 = 390 \text{ K}\Omega$ ,  $R_5 = 120 \text{ K}\Omega$  (zajišťují odpojení při napětí na kondenzátoru v usměrňovači menším jak přibližně  $220 \text{ V}$  a větším jak přibližně  $410 \text{ V}$ , hodnoty byly zvoleny tak, aby se obvod UCC28600 vypínal před obvodem TOPSwitch) a  $R_6 = 18 \text{ }\Omega$ . Rezistor  $R_7$  nebude osazen, protože obvod nebude použit k zapínání a vypínání PFC. Kondenzátory  $C_2$  a  $C_3$  mají hodnotu  $100 \text{ nF}$  podle [7]. Aby se zabránilo zareagovat přepětové ochraně během běžných pracovních podmínek, musí se k primárnímu vinutí zapojit tzv.  $R^2CD$  Snubber z obrázku 4.1, při vzniku napětových špiček na drainu spínacího tranzistoru [7]. Z kalkulátoru byly



Obrázek 4.1:  $R^2CD$  Snubber [7]

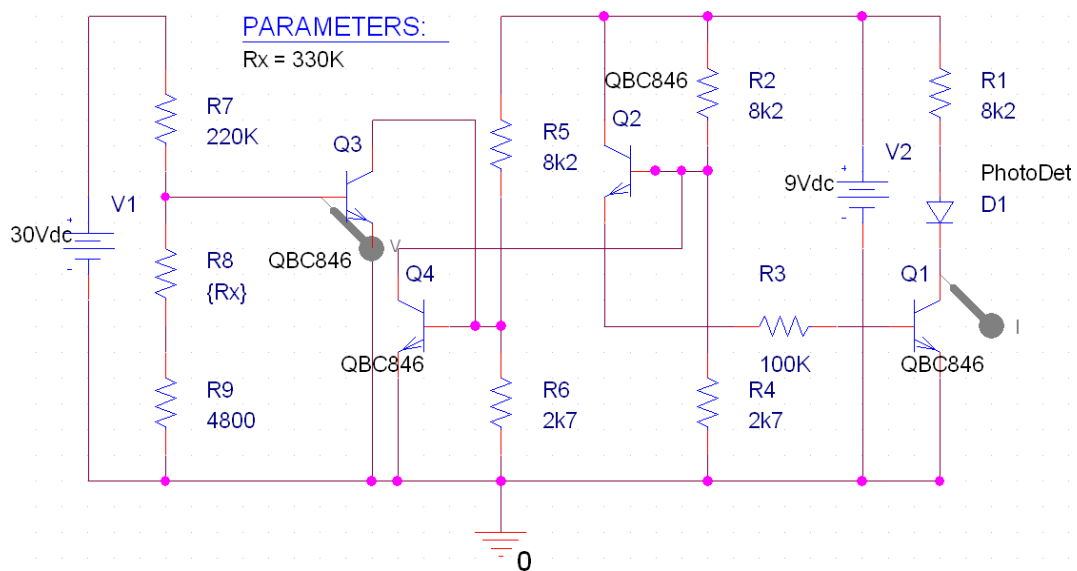
určeny tyto hodnoty  $RS_1 = 360 \text{ }\Omega/5,1 \text{ W}$  (bude složen ze tří sériově řazených rezistorů  $120 \text{ }\Omega/2 \text{ W}$ ),  $R_2 = 470 \text{ }\Omega$  a  $C_1 = 100 \text{ nF}$ . Na místě DS bude použita rychlá dioda BY500-1000, stejně jako na místě diod  $D_1$  a  $D_2$ .

Jako usměrňovací dioda na sekundární straně transformátoru byla zvolena MBR20100CT se závěrným napětím  $100 \text{ V}$  a maximálním povoleným proudem v propustném směru  $10 \text{ A}$ . Podle kalkulátoru vyšel výstupní kondenzátor s hodnotou  $3,6 \text{ mF}$  a hodnotou  $ESR < 14,1 \text{ m}\Omega$ , proto byl zvolen kondenzátor Hitano EXR  $4,7 \text{ mF}/35 \text{ V}$  s  $ESR = 10 \text{ m}\Omega$ . Jako hodnota rezistoru vybíjecího tento kondenzátor bylo  $390 \text{ }\Omega$  určeno podle obrázku 8.18. Protože celkový ztrátový výkon na něm bude při maximálním výstupním napětí přibližně  $2,5 \text{ W}$ , bude tvořen sériovou kombinací dvou rezistorů  $120 \text{ }\Omega/1 \text{ W}$  a  $270 \text{ }\Omega/2 \text{ W}$ . Obvod regulace napětí je na obrázku 2.2. Rezistory  $R_3 = 8,2 \text{ K}\Omega$ ,  $R_5 = 2,7 \text{ K}\Omega$  a  $R_6 = 8,2 \text{ K}\Omega$ ,  $R_5 = 2,7 \text{ K}\Omega$  byly zvoleny tak, aby tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  pracovaly v saturaci a aby nevadilo zvlněné napětí zdroje  $9 \text{ V}$ . Rezistor  $R_2$  byl spočítán podle vzorce 2.2.

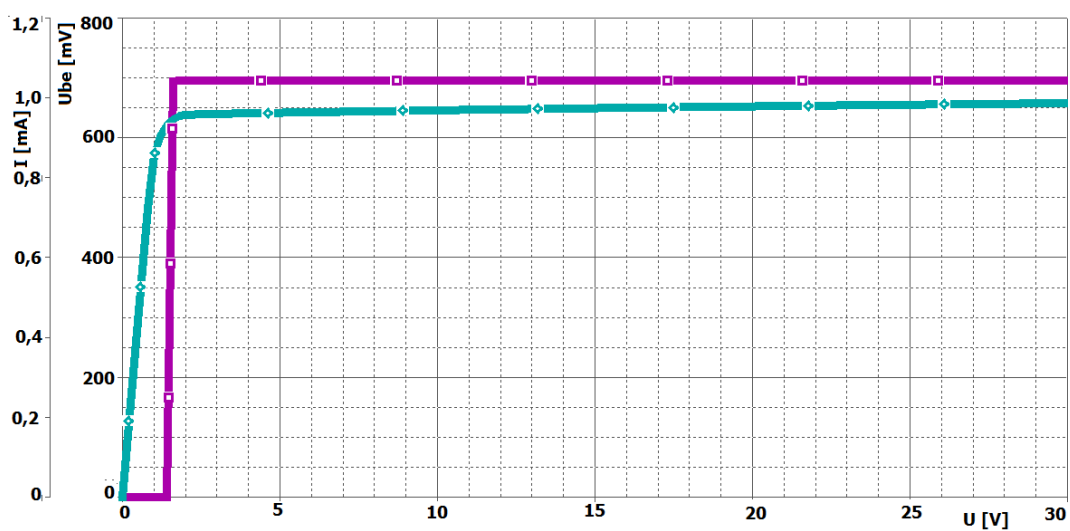
$$R_2 = \frac{9 - 20 \cdot 10^{-3} - 1,2}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,9 \text{ K}\Omega. \quad (4.3)$$

Hodnota rezistoru  $R_4$  byla zvolena pomocí simulace jako  $100 \text{ K}\Omega$ . Podle vzorce 2.3 vypočtená hodnota rezistoru byla přibližně o řád větší, než jak byla podle simulací zvolena. Ze simulace byly dále zvoleny hodnoty rezistorů  $R_8 = 220 \text{ K}\Omega$ ,  $R_{10} = 4,7 \text{ K}\Omega + 100 \text{ }\Omega$  a potenciometru  $R_9 = 330 \text{ K}\Omega$ . Simulované schéma v programu PSpice je na obrázku 4.2. Pro simulaci byly použité modely tranzistorů podle [13], [14] a jako model LED diody optočlenu byl použit [15], náležíci optočlenu BPY12. Rezistor  $R_8$  určuje nastavené napětí. Regulace se provádí změnou proudu LED diodou optočlenu, čím je menší proud, tím více je potřeba napětí zvýšit a naopak. Výsledek simulace pro  $R_8 = 330 \text{ K}\Omega$  je na obrázku 4.3. Na ose X se mění výstupní napětí zdroje. Fialový průběh odpovídá proudu LED diodou optočlenu (levá osa Y), pokud je výstupní napětí pod asi  $1,5 \text{ V}$ , tak žádný proud neteče a zdroj pracuje v kvazirezonančním režimu. Po zvýšení výstupního napětí přes  $1,5 \text{ V}$  se proud LED diodou zvýší na  $1 \text{ mA}$  a zdroj se přepne do speciálního úsporného režimu. Tyrkysový průběh odpovídá napětí tranzistoru  $Q_3$  (pravá osa Y). Pro nastavení maximálního výstupního napětí byla provedena simulace pro  $R_8 = 1 \text{ }\Omega$  na obrázku 4.4.

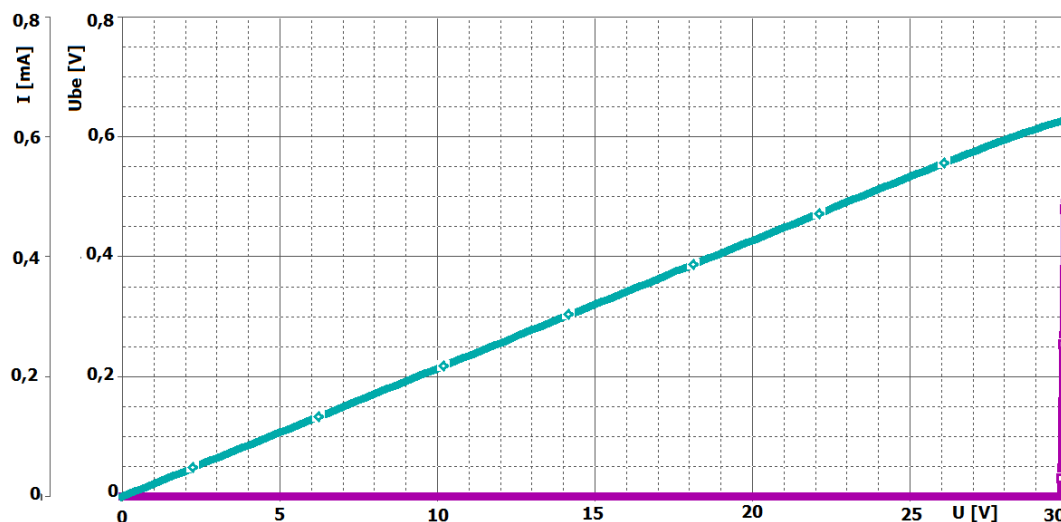




Obrázek 4.2: PSpice - schéma napěťové regulace



Obrázek 4.3: Simulace nastavení minimálního napětí

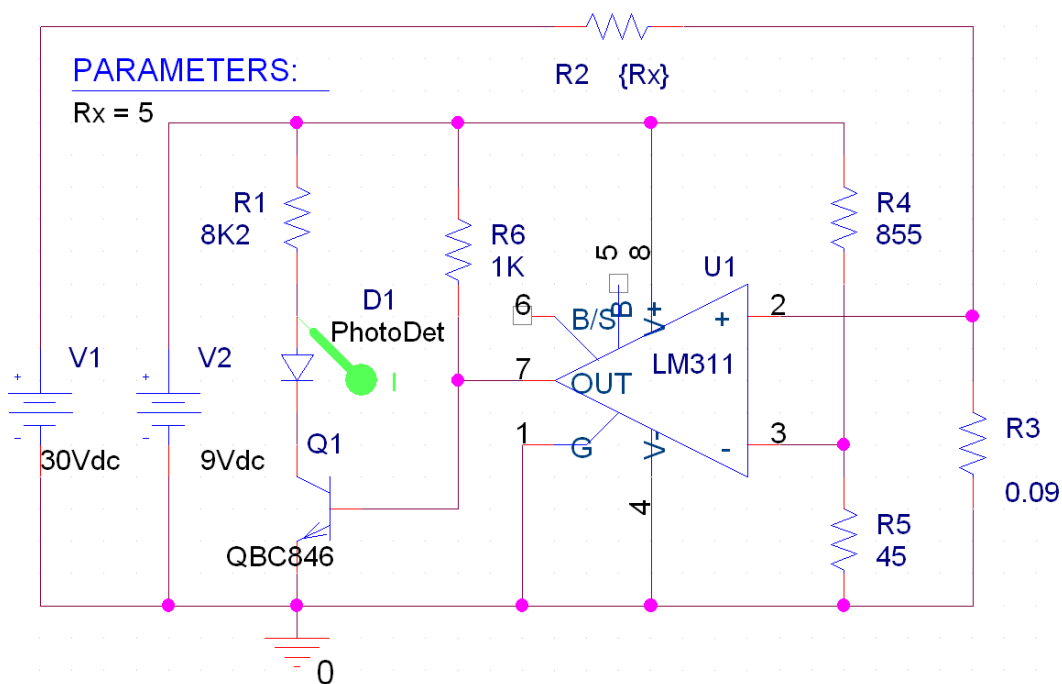


Obrázek 4.4: Simulace nastavení maximálního napětí

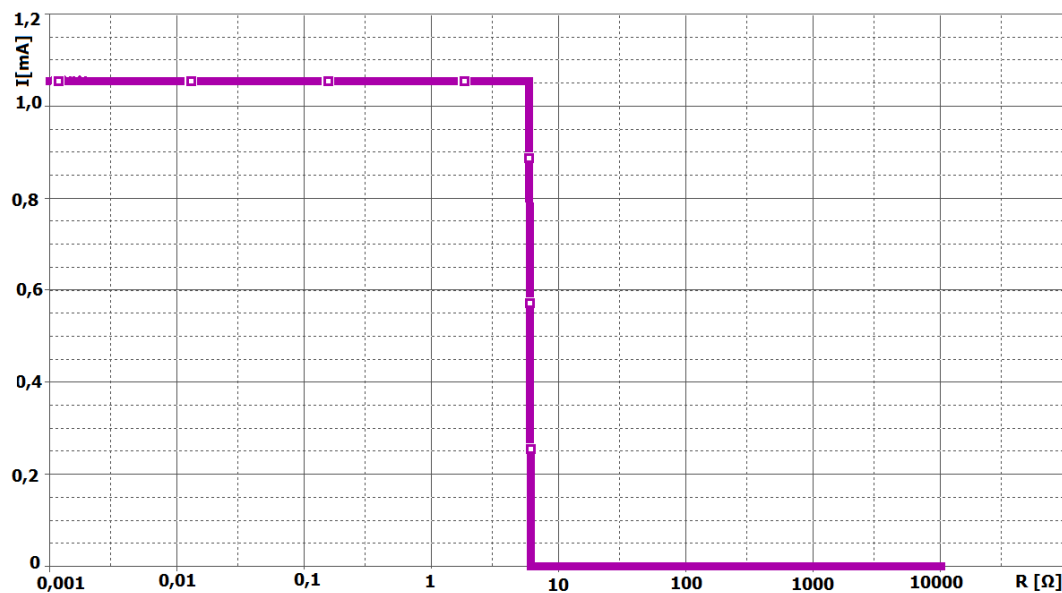
Obvod proudového omezení byl nejprve navrhován podle zapojení na obrázku 2.3, ovšem při simulacích se zjistilo, že by bylo potřeba potenciometr o hodnotě řádově sto  $M\Omega$ , tak se zapojení upravilo podle obrázku 4.5. Výhodou tohoto zapojení je kromě použití vyráběných hodnot součástek také výrazně zmenšená závislost nastavení hodnoty proudového omezení na výstupním napětí. Rezistor  $R_1$  a LED dioda  $D_1$  (součást optočlenu PC817) jsou sdílené s obvodem pro regulaci napětí. Rezistor  $R_2$  zde představuje zátěž připojenou na výstup zdroje a rezistor  $R_3$  tvořený dvojicí paralelně řazených rezistorů o hodnotě  $0,18\ \Omega$  dimezovaných na  $5\ W$  slouží ke snímání procházejícího proudu do zátěže. Rezistory  $R_4$  a  $R_5$  připojené k pomocnému napětí  $+9\ V$  ( $V_2$ ) tvoří odporový dělič nastavující maximální proud do zátěže. Jako rezistor  $R_4$  je použit trimr o hodnotě  $5\ K\Omega$  a jako rezistor  $R_5$  je použit potenciometr o hodnotě  $100\ \Omega$  slouží k nastavení proudového omezení. Komparátor LM311 porovnává napětí na invertujícím vstupu (napětí na děliči  $R_4, R_5$ ) s napětím na rezistoru  $R_3$ . Pokud proud tekoucí výstupní zátěží vyvolá na rezistoru  $R_3$  větší úbytek napětí, než jaké je na invertujícím vstupu, dojde k překlopení výstupu komparátoru, což otevře tranzistor  $Q_1$  a proud protékající LED diodou optočlenu způsobí zmenšení napětí na výstupu. Rezistor  $R_6$  plní funkci proudového omezení do báze tranzistoru  $Q_1$  a také zvedá hodnotu napětí na výstupu komparátoru v případě proudového omezení. Model komparátoru LM311 byl použit podle [16]. Zdroj  $V_1$  v simulaci představuje výstup navrhovaného zdroje. Simulace vlivu nastavení proudového omezení (pro omezení při maximální hodnotě procházejícího proudu  $5\ A$ ) byla provedena pro výstupní napětí zdroje  $30\ V$  na obrázku 4.6 a pro výstupní napětí  $1,5\ V$  na obrázku 4.7. V obou grafech je na ose X odpor připojené zátěže ( $R_2$ ), na ose Y proud LED diodou optočlenu. Princip proudového omezení je založen na zvedajícím se proudu báze tranzistoru  $Q_1$ , tedy na zvyšujícím se proudu LED diodou optočlenu, který způsobí přechod UCC28600 do úsporného režimu.

Výsledné navržené zapojení je na obrázcích 8.2, 8.10 a 8.10.

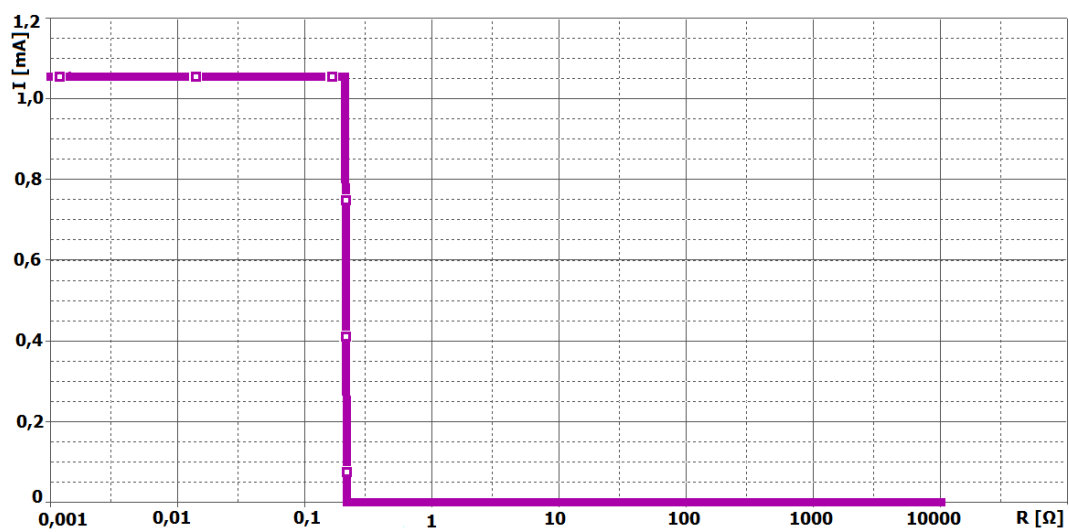
Pro část zdroje dodávajícího záporné napětí bylo nutné použít k regulaci výstupního proudu pozměněné zapojení podle obrázku 4.8. Princip funkce je shodný se zapojením v kladné části. Komparátor  $U_1$  způsobuje proudové omezení, pokud je výstupní napětí přibližně v rozsahu  $0$  až  $-7,5\ V$  a komparátor  $U_2$  pokud je výstupní napětí přibližně v rozsahu  $-5$  až  $-30\ V$ . V zapojení je navíc použit rezistor  $R_7$  o hodnotě  $100\ \Omega$  sloužící k ochraně před napěťovými špičkami, neboť napájecí napětí komparátoru LM311 nesmí překročit  $36\ V$ . Simulace pro výstupní napětí  $-10\ V$  je v obrázku 4.9.



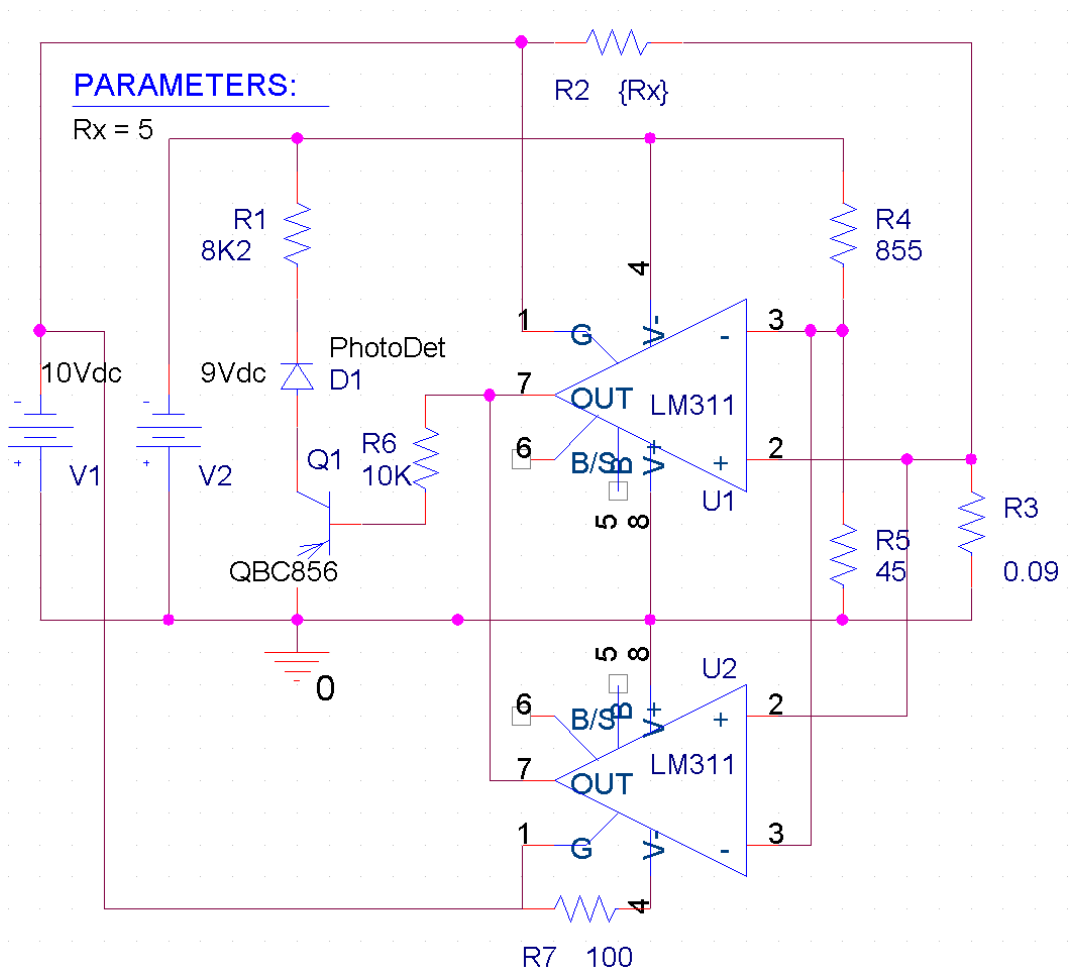
Obrázek 4.5: PSPice - schéma proudového omezení



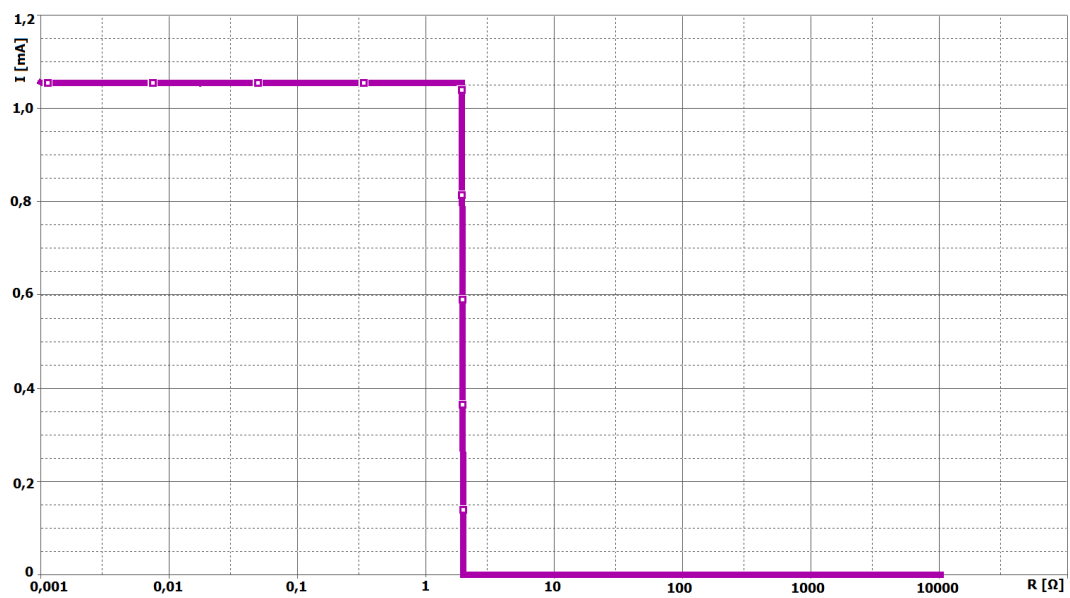
Obrázek 4.6: Simulace nastavení výstupního proudu



Obrázek 4.7: Simulace nastavení výstupního proudu



Obrázek 4.8: PSPice - schéma proudového omezení



Obrázek 4.9: Simulace nastavení výstupního proudu

### 4.3 Návrh zdroje s obvodem TOPSwitch

Návrh zdroje byl prováděn v programu PIExpert, takto navržený zdroj je na obrázku 8.1. Požadavky na zdroj jsou, aby poskytoval napětí  $+5\text{ V} / 2\text{ A}$  a všechna další pomocná napětí. Z tohoto důvodu byl navržen tak, aby dodával symetrické napětí  $9\text{ V}$  (maximálně  $200\text{ mA}$ ) a nesymetrické napětí  $+6,5\text{ V}$  (maximálně  $2,2\text{ A}$ ). Podle vzorců 3.1 a 3.2 bylo spočítáno, že zdroj se vypne při poklesu napětí v usměrňovači pod přibližně  $100\text{ V}$  a nebo při překročení přibližně  $450\text{ V}$ . Tento napěťový rozsah je větší, jak u zdroje s UCC28600, což je důležité, protože pomocné symetrické napětí napájí obvody zpětné vazby pro UCC28600.

Návrh proudové ochrany probíhal podle rovnic 1.3 až 1.8, vlastní výpočet 4.4 až 4.9.

$$R_1 = \frac{0,7}{2} = 0,35\ \Omega \Rightarrow 0,33\ \Omega, \quad (4.4)$$

$$R_2 = \frac{6,5 - 0,7}{\frac{2}{2000}} = 5,8\text{ K}\Omega \Rightarrow 5,6\text{ K}\Omega, \quad (4.5)$$

$$R_3 = \frac{6,5 - 1,5}{\frac{2}{2000}} = 5\text{ K}\Omega \Rightarrow 5,6\text{ K}\Omega, \quad (4.6)$$

$$R_4 = \frac{6,5 - 2 - 0,75}{20 \cdot 10^{-3}} = 187,5\ \Omega \Rightarrow 180\ \Omega, \quad (4.7)$$

$$R_5 = \frac{6,5 - 0,75}{\frac{20 \cdot 10^{-3}}{110}} = 31,625\text{ K}\Omega \Rightarrow 33\text{ K}\Omega, \quad (4.8)$$

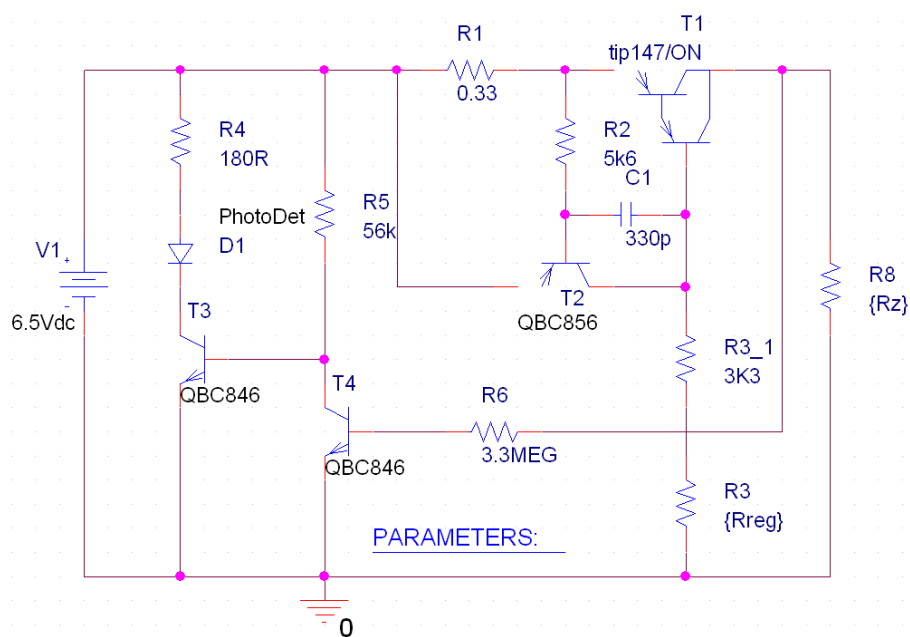
$$R_6 = \frac{5 \cdot 110 \cdot 110}{20 \cdot 10^{-3}} = 3,025\text{ M}\Omega \Rightarrow 3,3\text{ M}\Omega. \quad (4.9)$$

Pomocí simulací v programu PSpice se dále optimalizovaly hodnoty rezistorů  $R_5 = 56\text{ K}\Omega$  a rezistoru  $R_3$ . Rezistor  $R_3$  bude v realizovaném zdroji tvořen rezistorem o hodnotě  $3,3\text{ K}\Omega$  a potenciometru o hodnotě  $18\text{ K}\Omega$ . Tranzistor  $T_1$  musí být vybaven chladičem, typ TIP147 byl vybrán pro své parametry podle [17]. Schéma simulovaného obvodu je na obrázku 4.10. Diody  $D_1$  až  $D_3$  nahrazují LED diodu, která má při protékajícím proudu  $20\text{ mA}$  úbytek napětí přibližně  $2\text{ V}$ .

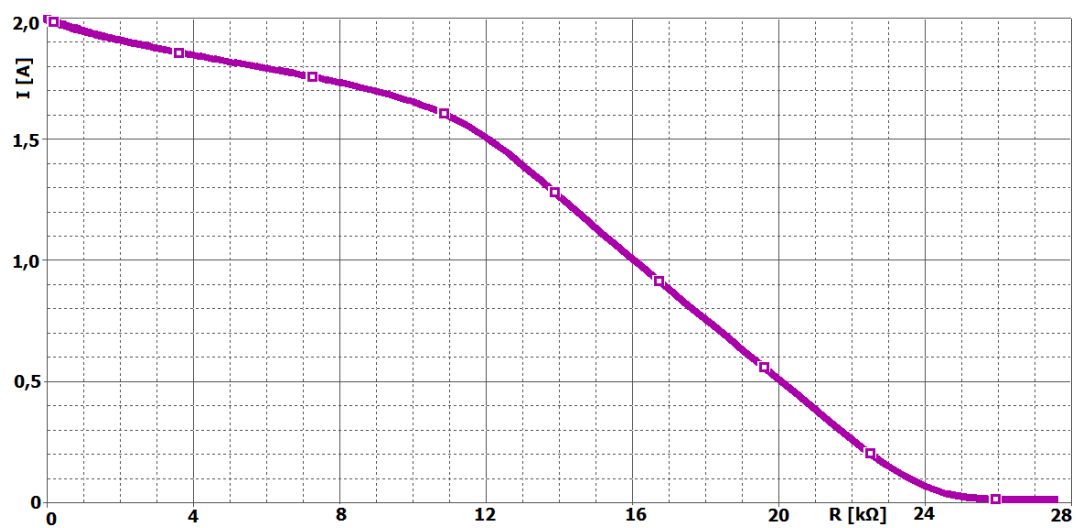
Při připojení zátěži  $R_z = 0,5\ \Omega$  byla provedena simulace vlivu odporu rezistoru tvořící  $R_3$  na výstupní proud. Výsledek simulace je na obrázku 4.11, kde na ose X je hodnota potenciometru a na ose Y je hodnota proudu tekoucího do zátěže.

Pro nastavení hodnoty potenciometru ( $R_3$ ) na hodnotu  $1,5\text{ K}\Omega$  byla provedena simulace proudu LED diodou při proudovém omezení. Výsledek simulace je na obrázku 4.12, kde na ose X je hodnota zátěže a na ose Y je hodnota proudu tekoucího do zátěže (vlevo; fialový průběh) a hodnota proudu tekoucí LED diodou tekoucí (vpravo; tyrkysový průběh).

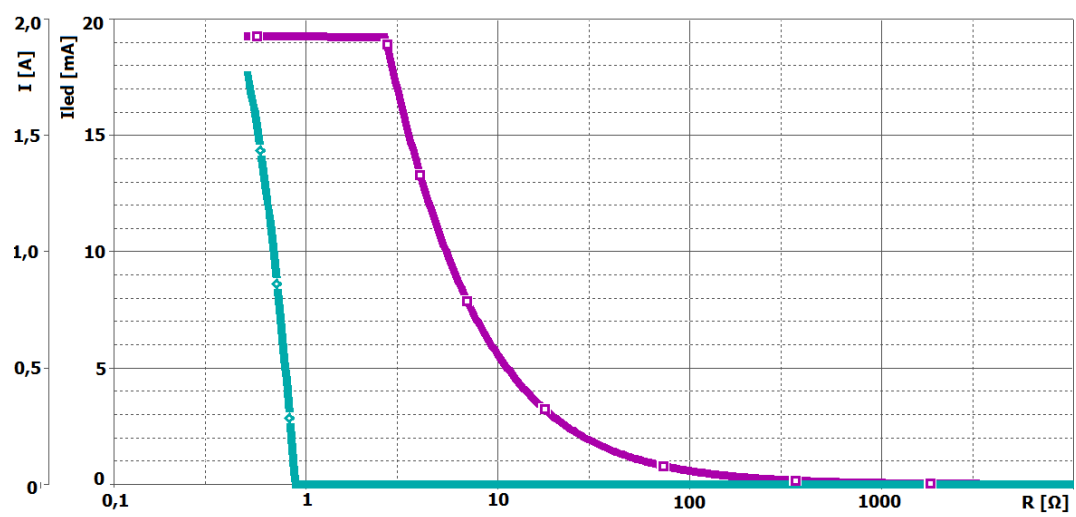
Všechny tři zdroje (2x s UCC28600 a 1x s TOPSwitch) budou používat společný Graetzův můstek, po úpravě zapojení 8.1 a dodání obvodu proudového omezení vznikne použité schéma zapojení na obrázku 8.2.



Obrázek 4.10: PSpice - schéma proudového omezení



Obrázek 4.11: PSpice - nastavení výstupního proudu



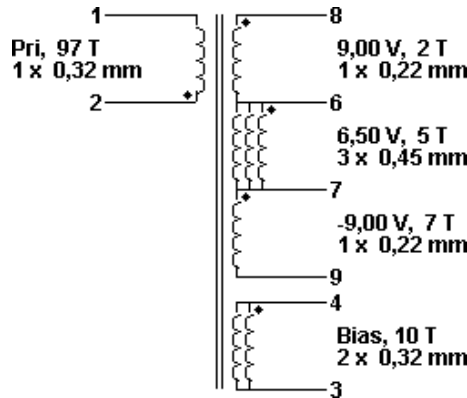
Obrázek 4.12: PSpice - indikace proudového omezení



## 4.4 Návrh transformátorů

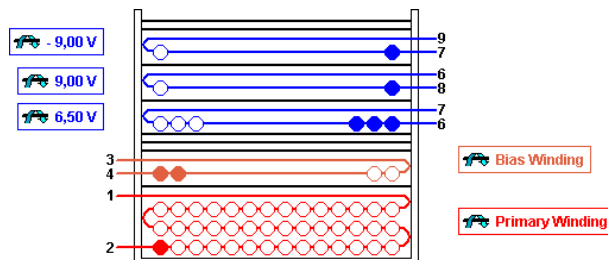
Navržené transformátory budou vyrobené firmou TRONIC spol. s r. o. (<http://www.trafo.cz/>).

Návrh transformátoru pro zdroj s TOPSwitch je na obrázku 4.13. Navržené jádro E20/10/6 (EF20),



Obrázek 4.13: Transformátor pro TOPSwitch

NC-2H s mezerou pro  $A_{LG} = 139 \text{ nH/T}^2$  bude realizováno jako jádro firmy Ferroxcube v provedení 3F3 s mezerou pro  $A_{LG} = 160 \text{ nH/T}^2$ . Vybráno bylo jádro E20/10/6-3F3-A160. Primární vinutí bude realizováno 97 závitů drátu s průměrem 0,32 mm, biasovací vinutí bude realizováno 10 závitů dvojitého drátu s průměrem 0,32 mm. Tři sekundární vinutí budou spojena, část pro +6,5 V bude realizováno pěti závitů trojitým vinutím drátu s poloměrem 0,45 mm. Zbylá část pro +9 V vinutí (2 závitů) a část pro -9 V (7 závitů) budou realizovány drátem o poloměru 0,22 mm. Jak budou vinutí uspořádána, je na obrázku 4.14. Šipky značí směr vinutí. Oproti návrhu v Programu PIExpert



Obrázek 4.14: Realizace jednotlivých vinutí transformátoru

byla změněna vzdálenost mezi vývody primárního vinutí z vývodů 1,2 na vývody 1,3 pro větší izolační vzdálenost a nepoužitý vývod číslo dva byl pomocí kleští odstraněn. Z tohoto důvodu bylo biasovací vinutí posunuto na vývody 4 a 5.

Návrh transformátoru pro zdroj s UCC28600. Akumulační měniče akumulují přenášenou energii v jádru transformátoru a proto bylo zvoleno jádro ETD34. Pomocí kalkulatoru [8] byla určena požadovaná indukčnost primárního vinutí na 19,5  $\mu\text{H}$ , poměr počtu závitů primárního vinutí k sekundárnímu (1,093) a primárního k biasovacímu (2,186). Dále byly určeny proudy jednotlivými vinutími. Proud primárním vinutím 2,7 A, sekundárním vinutím 7,58 A a biasovacím vinutím 35,8 mA. Výpočet transformátoru byl prováděn pomocí rovnic převzatých z [18]. Bylo vybráno jádro firmy Ferroxcube ETD34/17/11-3C96 s parametry  $S = 97,1 \text{ mm}^2$ ,  $l_e = 78,6 \text{ mm}$ ,  $A_L = 2500 \text{ nH/T}^2 \pm 25 \%$  a  $\mu_e \approx 1610$ . Maximální hodnota magnetické indukce  $B_{max}$  byla zvolena 100 mT.

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1MAX}}{B_{MAX} \cdot S} = \frac{19 \cdot 10^{-6} \cdot 12,99}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 97,1 \cdot 10^{-6}} \approx 25 \text{ z}, \quad (4.10)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = 1,093 \rightarrow N_2 = \frac{N_1}{1,093} \approx 23 \text{ z}, \quad (4.11)$$

$$\frac{N_1}{N_B} = 2,186 \rightarrow N_B = \frac{N_1}{2,186} \approx 11 \text{ z}, \quad (4.12)$$

$$l_v = \left( \frac{N_1^2}{L_1} - \frac{l_e}{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot S} \right) \cdot \mu_0 \cdot S = \left( \frac{25^2}{19 \cdot 10^{-6}} - \frac{78,6 \cdot 10^{-3}}{1610,4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 97,1 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 97,1 \cdot 10^{-6} = 3,96 \text{ mm}. \quad (4.13)$$

Pro všechna vinutí byla zvolena stejná proudová hustota  $J = 2 \text{ A/mm}^2$  a vypočten průřez vodiče:

$$S_1 = \frac{I_{1RMS}}{J} = \frac{2,7}{2} = 1,35 \text{ mm}^2, \quad (4.14)$$

$$S_2 = \frac{I_{2RMS}}{J} = \frac{7,58}{2} = 3,79 \text{ mm}^2, \quad (4.15)$$

$$S_B = \frac{I_{BRMS}}{J} = \frac{0,0358}{2} = 17,9 \text{ } \mu\text{m}^2, \quad (4.16)$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_1}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,35}{\pi}} = 1,31 \text{ mm}, \quad (4.17)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_2}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3,79}{\pi}} = 2,2 \text{ mm}, \quad (4.18)$$

$$d_B = \sqrt{\frac{4 \cdot S_B}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 17,9}{\pi}} = 5 \text{ } \mu\text{m}. \quad (4.19)$$

Podle rovnice 4.20 převzaté z [18] byly dále upraveny průřezy vodičů primárního a sekundárního vinutí vzhledem ke skinefektu. Na  $d_1 = 4,0,325 \text{ mm}$  a  $d_2 = 7,0,325 \text{ mm}$ , protože z rovnice plyne, že největší přípustný průřez vodiče je  $0,416 \text{ mm}$ .

$$d_i [\text{mm}] < 2 \cdot \delta = 2 \cdot \frac{75}{\sqrt{f}} = 2 \cdot \frac{75}{\sqrt{130 \cdot 10^3}} = 0,416 \text{ mm}, \quad (4.20)$$

kde  $\delta [m]$  je hloubka průniku a  $f [Hz]$  kmitočet.

Takto navržený transformátor nebyl použit, neboť firma starající se o jeho výrobu nebyla z důvodu stěhování schopná dodat jej včas. Použitý transformátor byl vyrobený firmou TRONIC spol. s r. o., bohužel vzhledem k parametrům (zejména kvůli relativně vysokému pracovnímu kmitočtu) nebyla schopna jej vyrobit, a proto po konzultaci s jejich technikem byl návrh upraven následujícím způsobem: Nejprve byl určen činitel plnění  $D = 0,5$  (přerušovaný režim), délka vzduchové mezery  $l_v = 1 \text{ mm}$  a jádro ETD39 vzhledem k vysokému pracovnímu kmitočtu, aby byla co nejmenší hodnota magnetické indukce  $B_{max}$ . Vlastní výpočet proběhl následovně:

$$L_2 [\mu H] = \frac{U_2}{8 \cdot I_2 \cdot f} = \frac{30}{8 \cdot 5 \cdot 130 \cdot 10^{-3}} = 6 \text{ } \mu H, \quad (4.21)$$

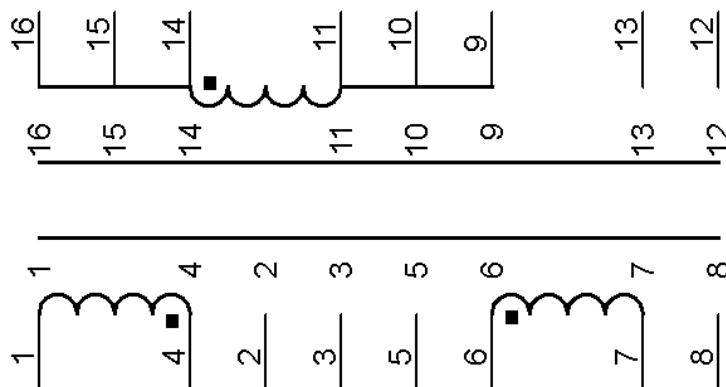
$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2 \cdot l_v}{\mu_0 \cdot S}} = \sqrt{\frac{6 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 125 \cdot 10^{-6}}} \approx 6 \text{ z}, \quad (4.22)$$

kde  $S = 125 \text{ mm}^2$  je průřez jádra ETD39 podle [19].

$$B_{max} = \frac{4.L_2.I_2}{N_2.S} = \frac{4.6.10^{-6}.5}{23.125.10^{-6}} = 160 \text{ mT}, \quad (4.23)$$

$$N_1 = \frac{U_1}{U_2}.\eta.N_2 = \frac{220}{30}.0.9.6 \approx 40 \text{ z}, \quad (4.24)$$

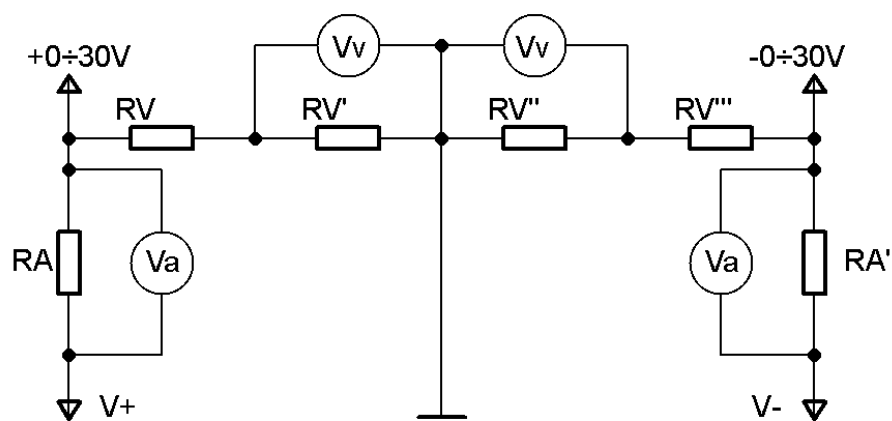
pro případ, že minimální hodnota vstupního napětí bude  $U_1 = 220 \text{ V}$  a očekávaná účinnost bude  $\eta = 90 \%$ . Pro primární vinutí byly zvoleny tři vodiče o průměru  $0,335 \text{ mm}$ , pro biasovací vinutí pak samotný vodič také o průměru  $0,335 \text{ mm}$  a pro sekundární vinutí bylo určeno VF lanko  $2 \times 120 \times 0,01 \text{ mm}$  (dvě paralelně vinutá lanka se 120 žilami s průměrem  $0,01 \text{ mm}$ ). Primární vinutí bylo navinuto mezi vývody 1 a 4, pomocné vinutí mezi 6 a 7 a sekundární vinutí mezi vývody 9, 10, 11 a 14, 15, 16. Orientace vinutí je patrná z obrázku 4.15.



Obrázek 4.15: Orientace vinutí transformátorů s ETD39

## 4.5 Návrh indikace napětí a proudů

Napětí a proudy indikují čtyři voltmetry. Dva měří přímo výstupní napětí a dva měří úbytek napětí, který přímo odpovídá výstupnímu proudu. Zapojení měřících panelů HD-3129 je na obrázku 4.16, Vv jsou voltmetry zobrazující napětí a Va jsou voltmetry zobrazující proud. Řada panelových měřidel HD-3129 obsahuje 2 modely, z nichž byl vybrán model s nezávislým napájením PM129A. Rezistory  $R_V$ ,  $R_{V'}$ ,  $R_{V''}$  a  $R_{V'''}$  mají stejnou hodnotu  $100 \text{ K}\Omega$ , aby na nich byl co nejmenší ztrátový výkon, při co nejmenším zkreslení měřené hodnoty, spočítaný podle rovnice 1.13. Chyba způsobená děličem napětí pak bude přibližně  $0,1 \%$ . Ideální hodnota rezistorů  $R_A$  a  $R_{A'}$  je jeden  $1 \Omega$ , protože protékajícímu proudu  $1 \text{ A}$  by odpovídal úbytek napětí  $1 \text{ V}$ . Takto způsobená tepelná ztráta pro proud  $5 \text{ A}$  by byla  $P = U.I = 5.5 = 25 \text{ W}$ . Z tohoto důvodu je vhodnější použít rezistory  $0,1 \Omega$ , kdy výkonová ztráta bude jen  $2,5 \text{ wattů}$ . Tento rezistor bude tvořen dvěma rezistory o hodnotě  $0,18 \Omega$  a odchylka se doladí pomocí potenciometru na panelovém měřidle. Napájení bude odebráno ze zdroje  $+9 \text{ voltů}$  pro měřidla zdroje  $0$  až  $+30 \text{ V}$  ( $-9 \text{ voltů}$  pro měřidla zdroje  $0$  až  $-30 \text{ V}$ ), protože panelová měřidla požadují napájecí napětí v rozsahu  $7$  až  $11 \text{ voltů}$ , není třeba žádné dodatečné ochrany.



Obrázek 4.16: Zapojení panelových měřidel

## Kapitola 5

# Oživení

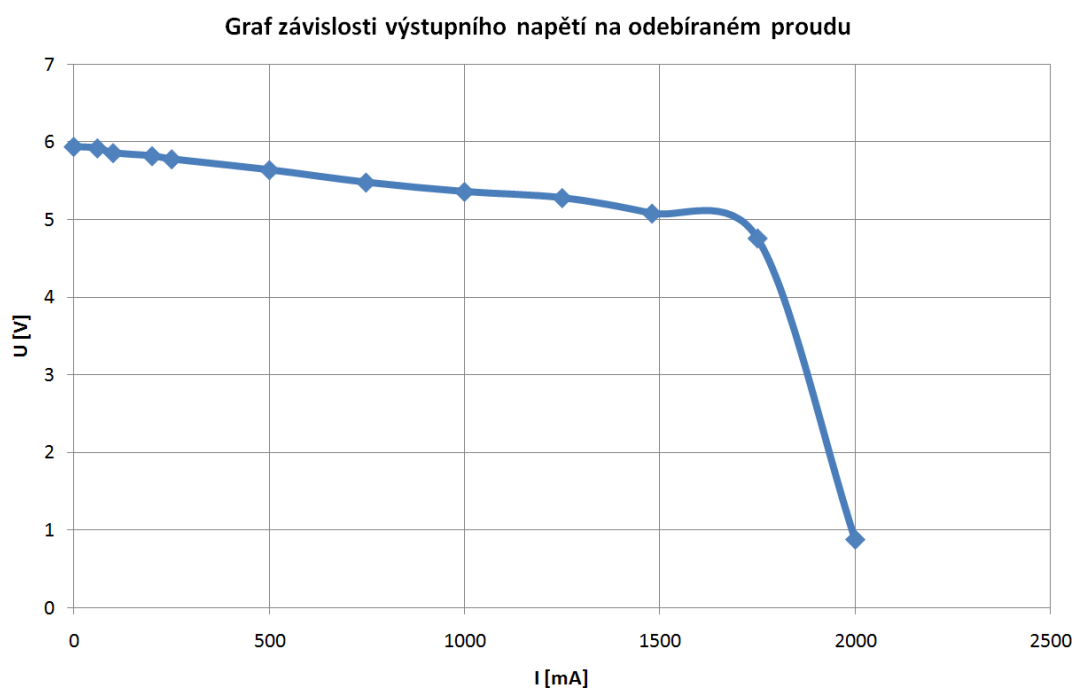
Oživování sestaveného zdroje probíhalo při použití oddělovacího transformátoru TESLA PSK 92015, e.č. 624-571. Jedná se o oddělovací transformátor 230 V/ 230 V, 200 VA umožňující připojit sondu osciloskopu i na primární část zdroje. Vzhledem k vysoké hodnotě usměrněného napětí (320 V) bylo nutné použít sondu 10:1. Po prvním zapnutí zdroje se část řízená obvodem TOPSwitch 243YN neustále znovu spouštěla a vypínala s kmitočtem přibližně 9 Hz. Chyba byla způsobena chybnou hodnotou rezistoru  $R_{10}$  ve schématu 8.2, místo hodnoty 1 kΩ zde byla hodnota 18 Ω zabraňující zpětné vazbě v očekávané funkci, neboť napěťový dělič tvořený rezistory  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  a  $R_{10}$  na LED diodě optočlenu způsoboval příliš malý úbytek napětí. Po výměně za správnou hodnotu již část řízená obvodem TOPSwitch začala pracovat a zdroj poskytoval napětí +5 V a pomocné symetrické napětí  $\pm 9$  V napájející panelová měřidla, ale bylo nutné připojit na výstup předzátěž 120 Ω. Závislost výstupního napětí na odebíraném proudu je znázorněna v tabulce 5.1.

U	[V]	5,94	5,92	5,86	5,82	5,78	5,64	5,48	5,36	5,28	5,08	4,76	0,88
I	[mA]	0	60,6	100,8	200,6	250,8	500,8	748	1000	1250	1480	1750	2000

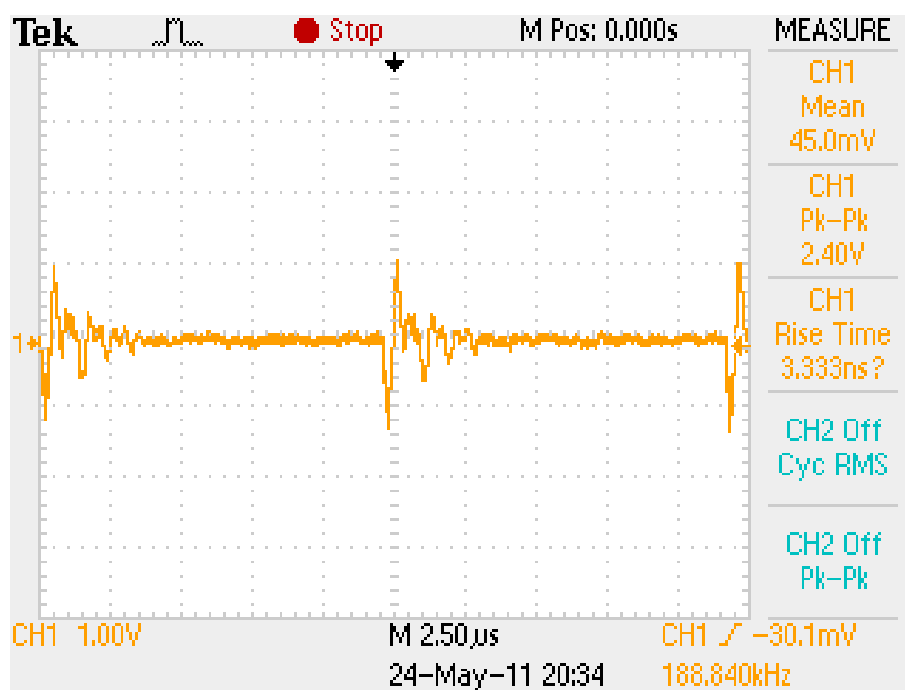
Tabulka 5.1: Závislost výstupního napětí +5 V na odebíraném proudu zdroje

V grafu 5.1 je závislost výstupního napětí +5 V na odebíraném proudu znázorněna graficky. Pro měření byla použita programovatelná zátěž GW Instek PEL-300, která zároveň posloužila i jako voltmetr. Pro zjištění výstupního zvlnění posloužil osciloskop Tektronix TDS2022B (v.č. C056755). Na obrázku 5.2 je znázorněna velikost zvlnění výstupního napětí pro odebíraný proud 0 A a na obrázku 5.3 pro odebíraný proud 1 A.

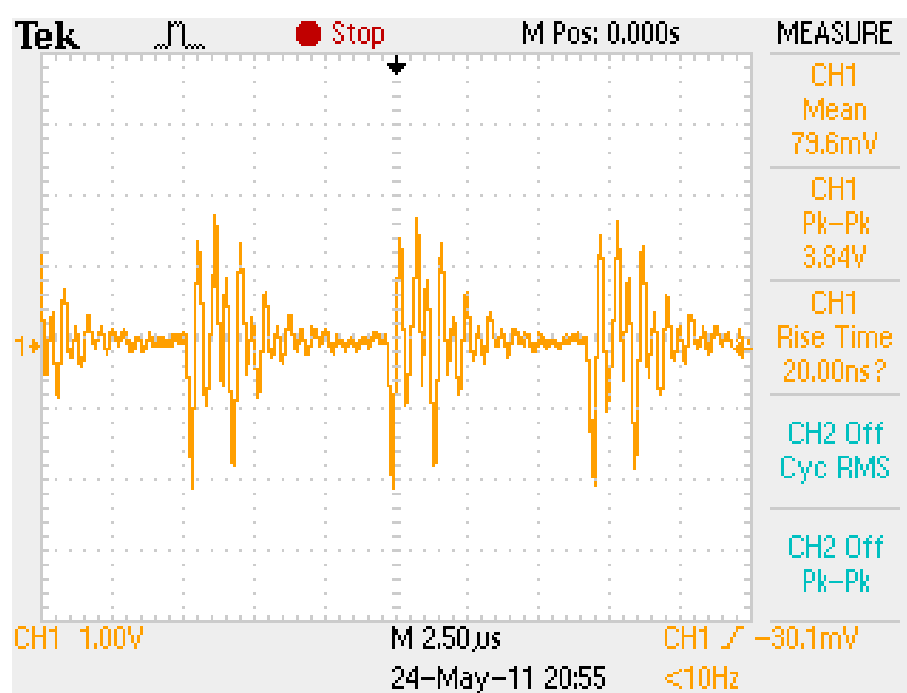
Přestože transformátory byly objednány dne 21. února a firma zabývající se jejich výrobou garantuje jejich dodání za 3 až 5 týdnů, vzhledem ke stěhování do nových prostor byly transformátory dodány konkurencí po 11 týdnech, autor již nebyl schopen uvést do provozu zbývající symetrickou část.



Obrázek 5.1: Závislost výstupního napětí +5 V na odebíraném proudu zdroje



Obrázek 5.2: Zvlnění výstupního napětí pro zátěž 0 A



Obrázek 5.3: Zvlnění výstupního napětí pro zátěž 1 A

## Kapitola 6

# Závěr

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem kvazirezonančního zdroje se symetrickým výstupem 0 až 30 V/5 A a jedním nesymetrickým výstupem +5 V/2 A. Navržené části byly simulovány v programu PSpice s výjimkou částí s řídicími integrovanými obvody, pro které nejsou dostupné modely pro simulaci. Navržený zdroj je opatřen digitální indikací výstupního napětí, proudu a vybaven obvodem pro ochranu při proudovém přetížení. Dále byly navrženy transformátory a desky plošných spojů v programu Eagle. Navržený zdroj byl sestaven a zabudován do kovového krytu. Při oživování byla zprovozněna část poskytující +5 V, která byla také změřena. Přestože transformátory byly objednány dne 21. února a firma zabývající se jejich výrobou garantuje jejich dodání za 3 až 5 týdnů, vzhledem ke stěhování do nových prostor byly transformátory dodány konkurencí po 11 týdnech, autor již nebyl schopen uvést do provozu zbývající symetrickou část.



# Literatura

- [1] FAKTOR, Z.: *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. 230 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [2] BROWN, M.: *Practical Switching Power Supply Design*. San Diego: Academic press, inc., 1990. 240 s. ISBN 0-12-137030-5.
- [3] FAKTOR, Z.: *Transformátory a cívky*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. 400 s. ISBN 80-86056-49-X.
- [4] SEDLÁČEK, J., VALSA J.: *Elektrotechnika II*. Brno: VUT Brno, FEKT, 2004. s. 1-145. ISBN: 80-214-2573-3.
- [5] BASSO, CH.P.: *Switch-Mode Power Supplies - Spice Simulations and Practical Design*. New York: McGraw-Hill Professional, 2008. 890 s. ISBN 978-0-07-150859-9.
- [6] GM Electronic. *Katalogový list HD-3129* [online]. [citace 4.12.2010]. Dostupný z WWW: <[http://www.gme.cz/\\_dokumentace/dokumenty/722/722-199/czn.722-199.1.pdf](http://www.gme.cz/_dokumentace/dokumenty/722/722-199/czn.722-199.1.pdf)>
- [7] Texas Instruments. *Katalogový list UCC28600* [online]. [citace 12.6.2010]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28600.pdf>>
- [8] Texas Instruments. *UCC28600 Design Calculator (Rev. F)* [online]. [citace 20.11.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.ti.com/litv/zip/slvc104f>>
- [9] Sharp. *Katalogový list PC817* [online]. [citace 4.12.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.classiccmp.org/rtellason/chipdata/pc817.pdf>>
- [10] KREJČÍŘÍK, A.: *Spínané zdroje s obvody TOPSwitch*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. 398 s. ISBN 80-7300-031-8.
- [11] POWER Integrations. *Katalogový list TOP242-250* [online]. [citace 23.10.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.powerint.com/sites/default/files/product-docs/top242.250.pdf>>
- [12] International Rectifier. *Katalogový list IRFPC50* [online]. [citace 5.2.2011]. Dostupný z WWW: <<http://www.ges.cz/sheets/i/irfpc50.pdf>>
- [13] Philips. *PSpice model tranzistoru BC846* [online]. [citace 14.11.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.nxp.com/models/spicespar/data/BC846.html>>
- [14] Philips. *PSpice model tranzistoru BC856* [online]. [citace 14.11.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.nxp.com/models/spicespar/data/BC856.html>>
- [15] Cadence. *Application Note* [online]. [citace 18.12.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.orcad.com/documents/community.an/pspice/tn27.aspx>>

- [16] Texas Instruments. *LM311 Spice model* [online]. [citace 14.3.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.ti.com/litv/zip/slcj012>>
- [17] ON Semiconductor. *Katalogový list TIP147* [online]. [citace 21.11.2010]. Dostupný z WWW: <<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/1/02k23cstd4wwcwqzox54treihpy.pdf>>
- [18] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M.: *Napájení elektronických zařízení*. Brno: ÚREL FEI VUT v Brně, 1999. 129 s. ISBN: 80-214-1090-6.
- [19] Ferroxcube. *Katalogový list ETD39* [online]. [citace 1.2.2011]. Dostupný z WWW: <<http://www.ferroxcube.com/prod/assets/etd39.pdf>>

## Kapitola 7

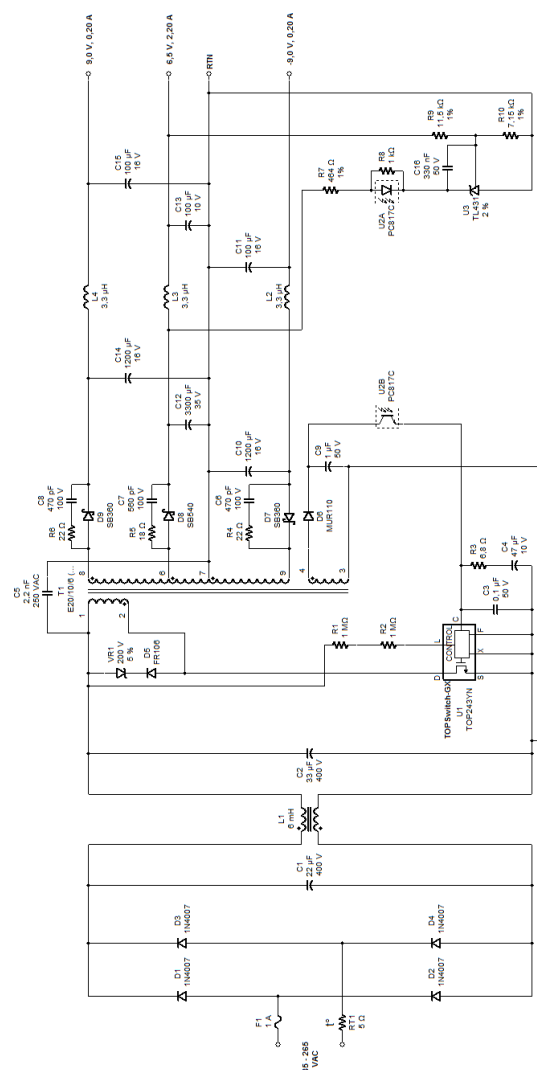
# Seznam použitých zkratek a symbolů

$A_{LG}$	činitel indukčnosti [ $H/z^2$ ]
B	magnetická indukce [T]
e	Eulerova konstanta (2,718281828)
ESR	equivalent series resistance, ekvivalentní sériový odpor [ $\Omega$ ]
FFM	frequency foldback mode
PFC	power factor correction
PWM	pulse width modulation, pulzně-šířková modulace
$U_0$	napětí v čase $t = 0$ s [V]
$U_i$	vstupní napětí [V]
$U_o$	výstupní napětí [V]
$u(t)$	napětí v čase (t) [V]
t	čas [s]
VF	vysokofrekvenční, označení pro kmitočty od x10 kHz
$X_c$	reaktance kondenzátoru [ $\Omega$ ]
ZCS	zero current switching
ZVS	zero voltage switching
$\delta$	činitel plnění impulsu
$\delta_{max}$	maximální hodnota činitele plnění impulsu
$\delta_{min}$	minimální hodnota činitele plnění impulsu
$\tau$	časová konstanta (R.C) [s]

## Kapitola 8

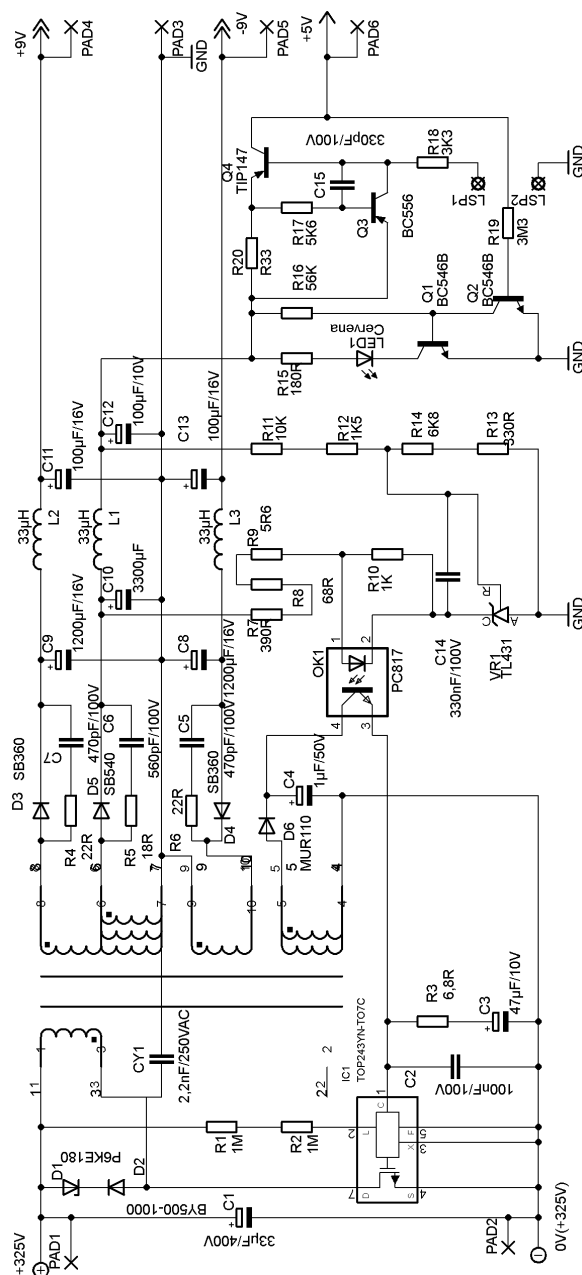
# Seznam příloh

### 8.1 Návrh zapojení v PIExpert

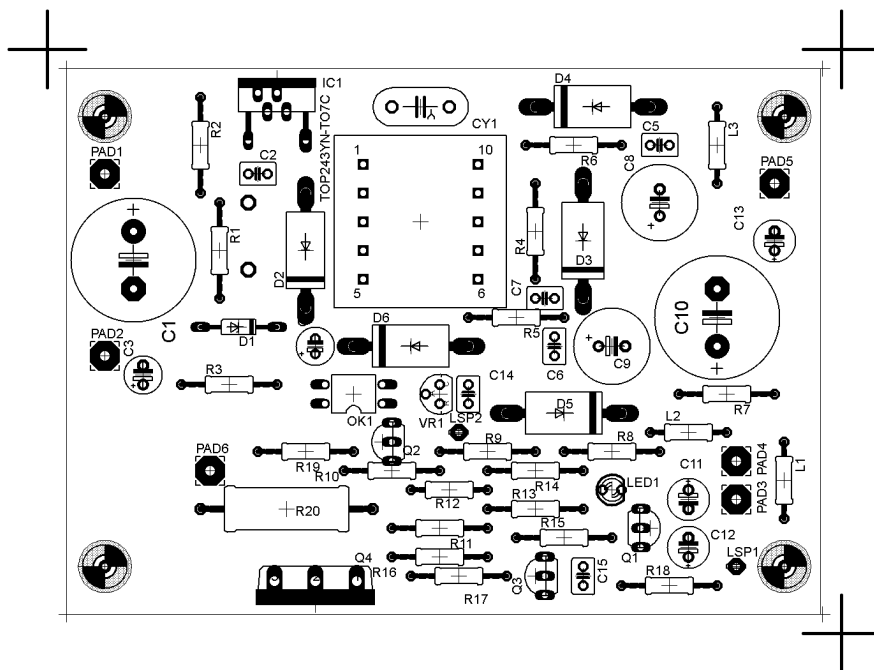


Obrázek 8.1: Návrh zapojení pomocí PIExpert

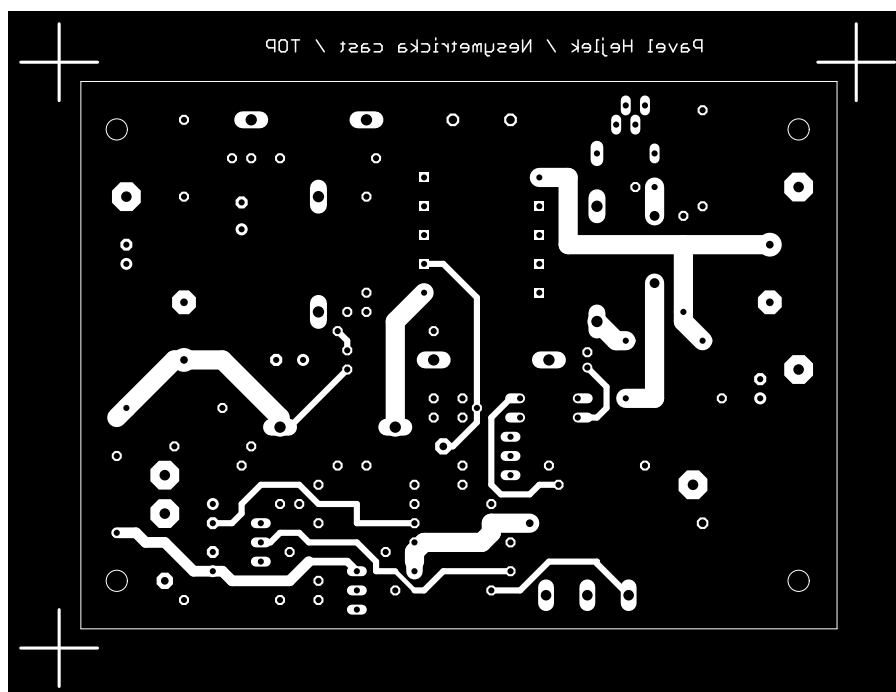
## 8.2 Realizované zapojení s obvodem TOPSwitch



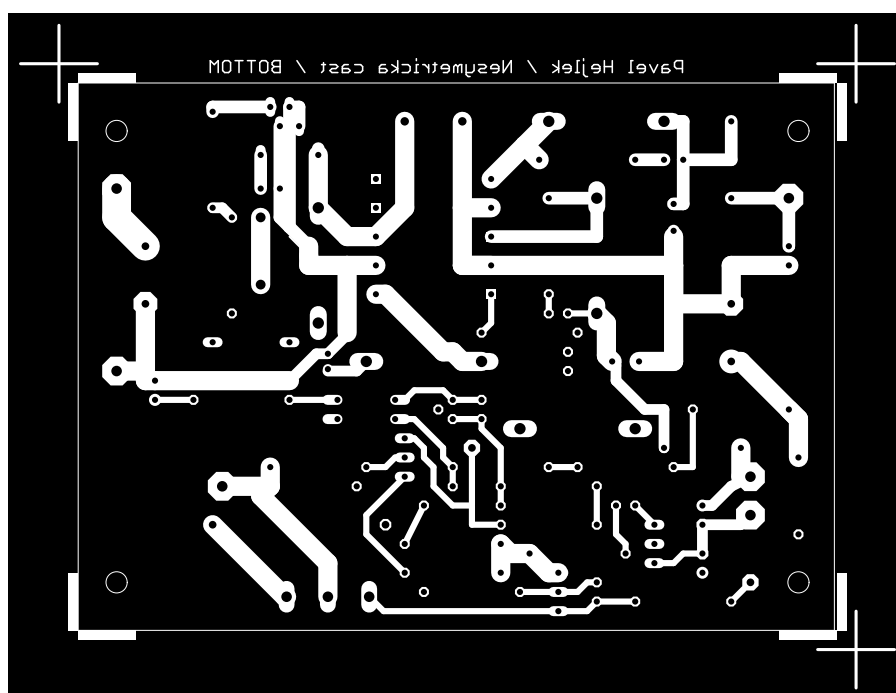
Obrázek 8.2: Realizované schéma s obvodem TOPSwitch



Obrázek 8.3: Osazovací výkres (měřítko 1:1)

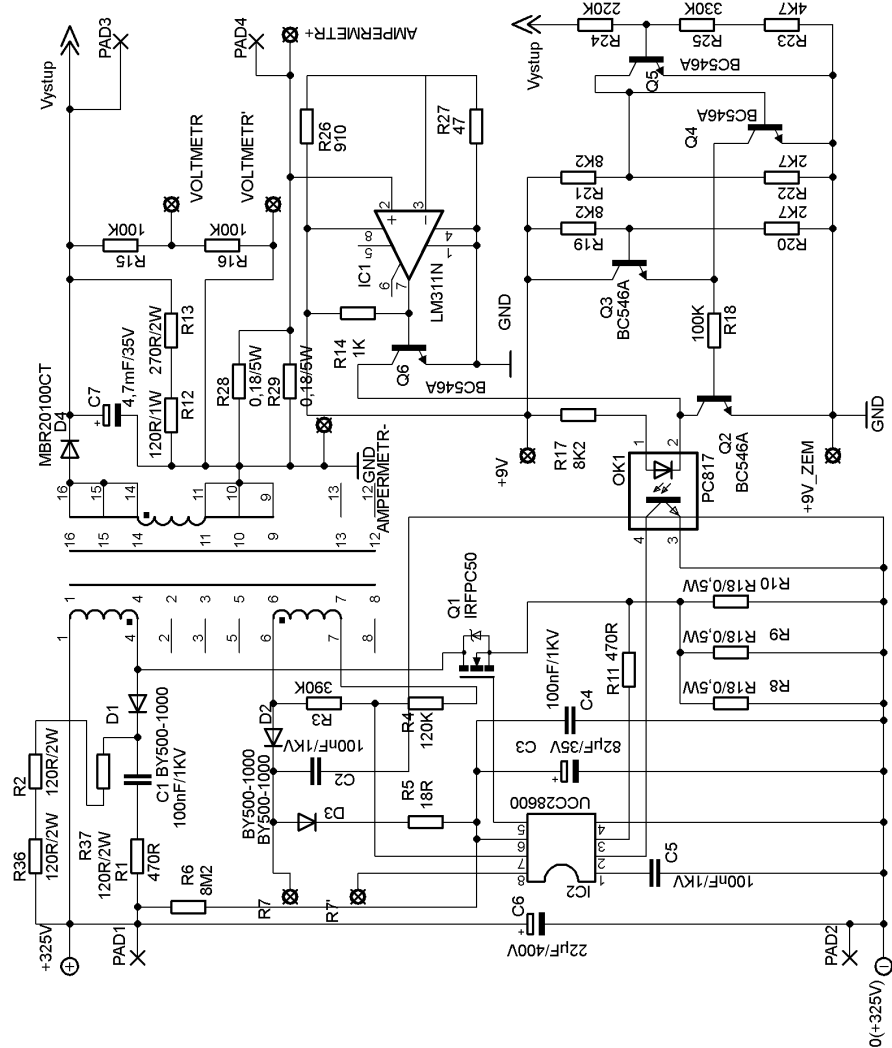


Obrázek 8.4: Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)



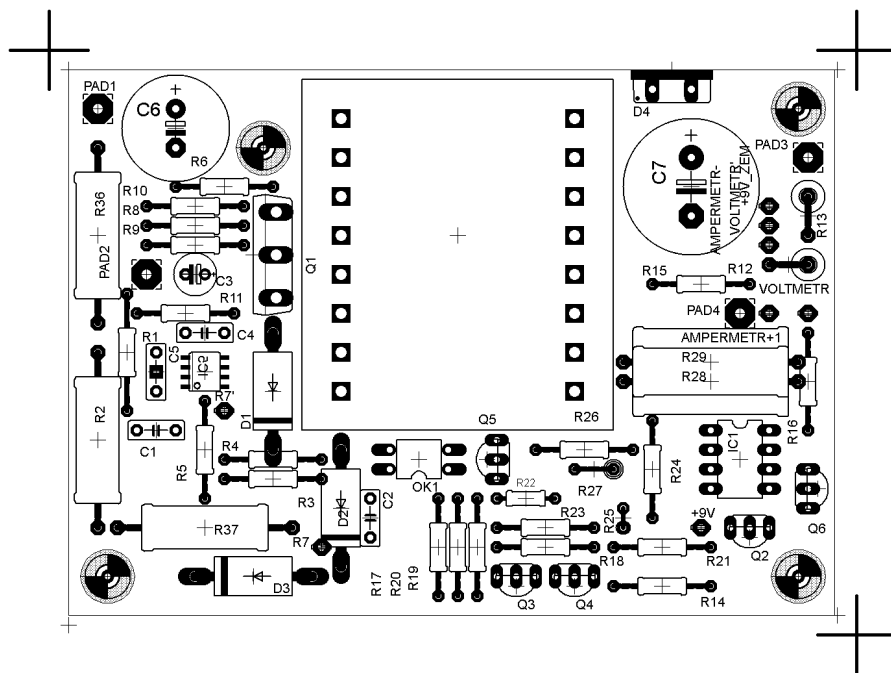
Obrázek 8.5: Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

### 8.3 Realizovaný zdroj kladného napětí 0 až 30 V

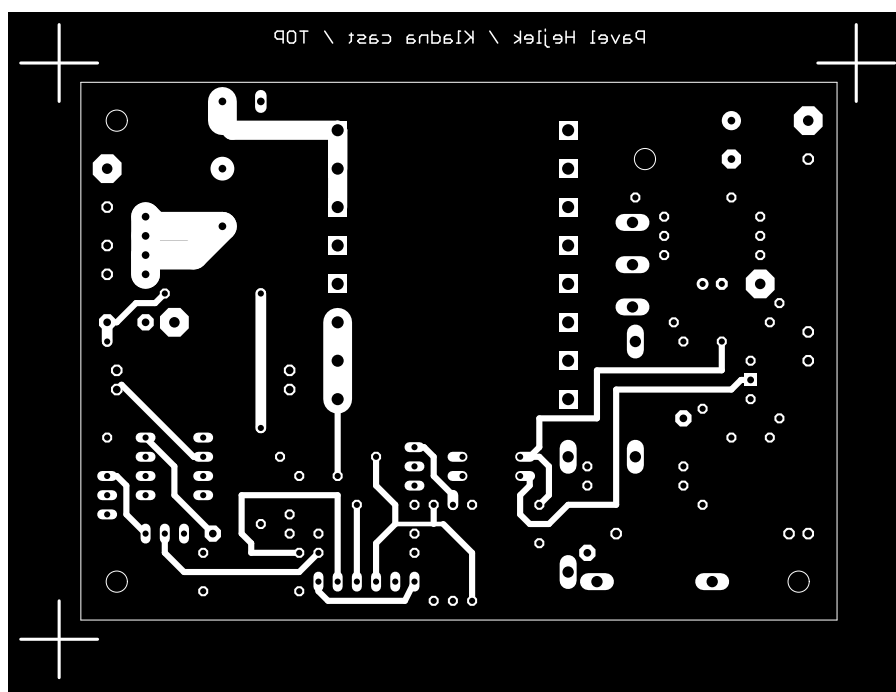


Obrázek 8.6: Realizované schéma zdroje napětí 0 až 30 V

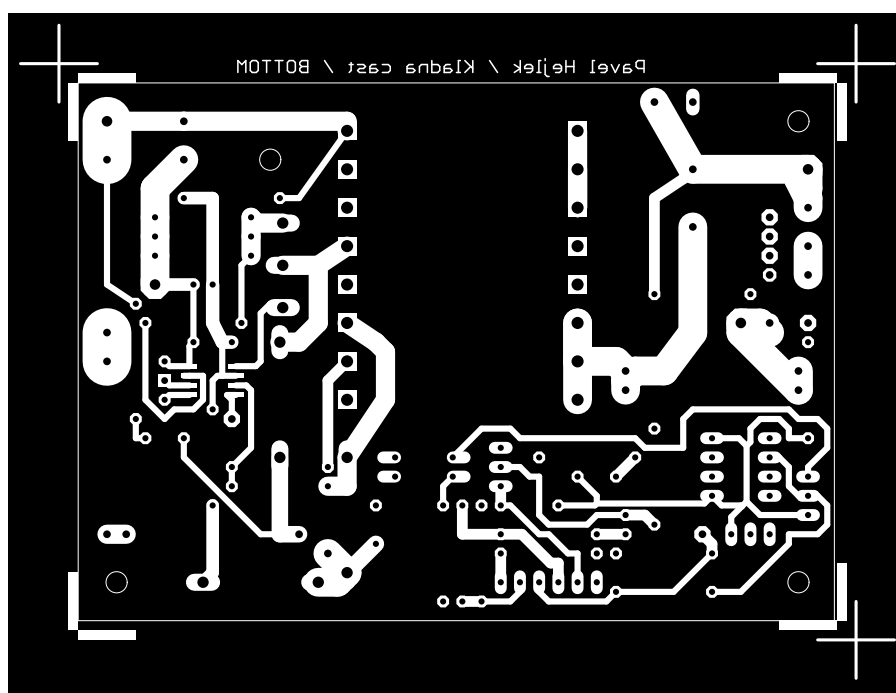




Obrázek 8.7: Osazovací výkres (měřítko 1:1)

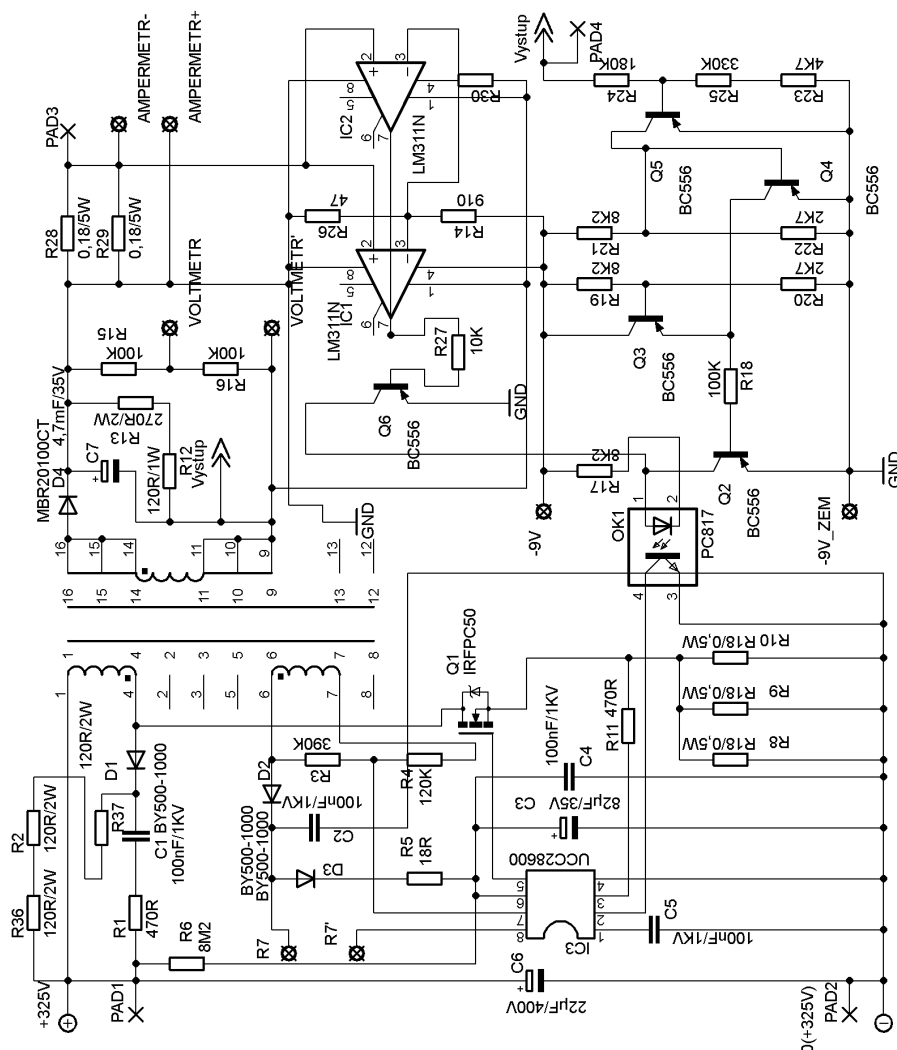


Obrázek 8.8: Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

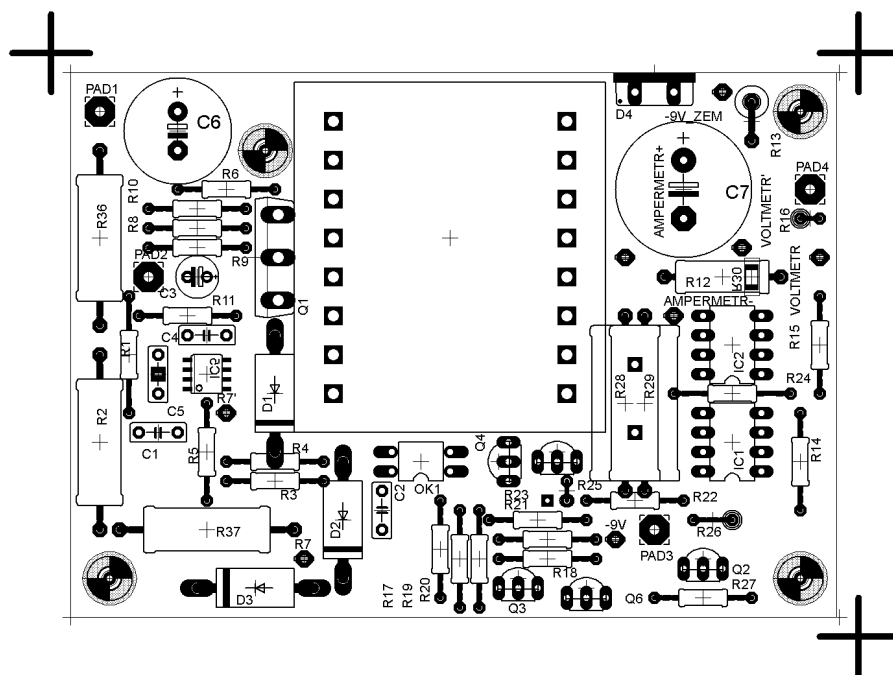


Obrázek 8.9: Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

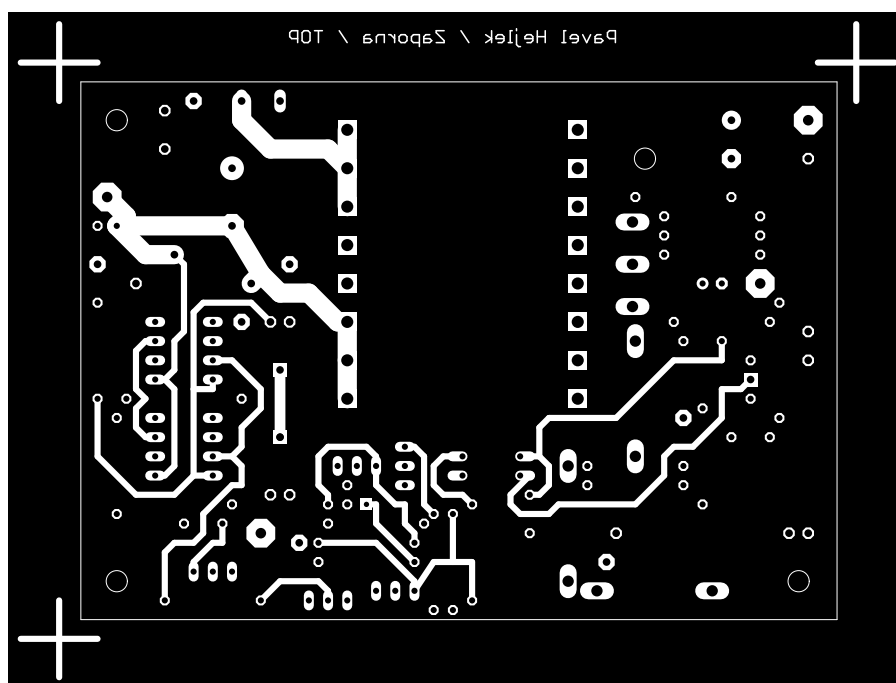
## 8.4 Realizovaný zdroj záporného napětí 0 až 30 V



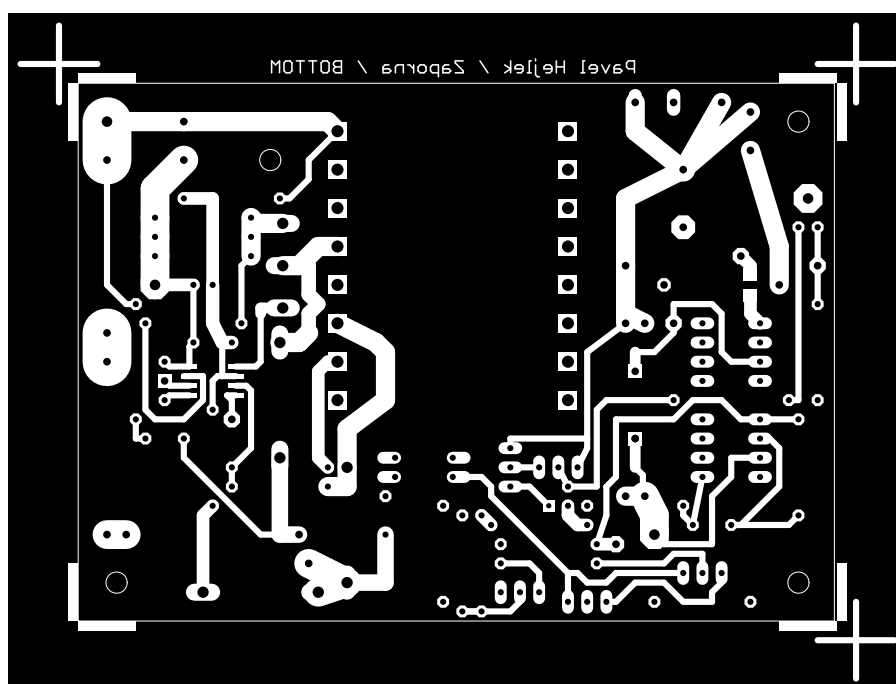
Obrázek 8.10: Realizované schéma zdroje napětí 0 až -30 V



Obrázek 8.11: Osazovací výkres (měřítko 1:1)

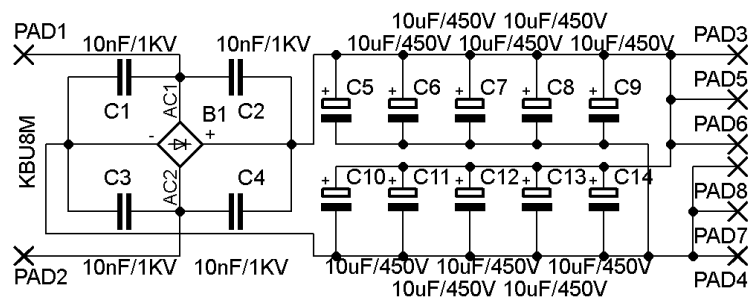


Obrázek 8.12: Vrchní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

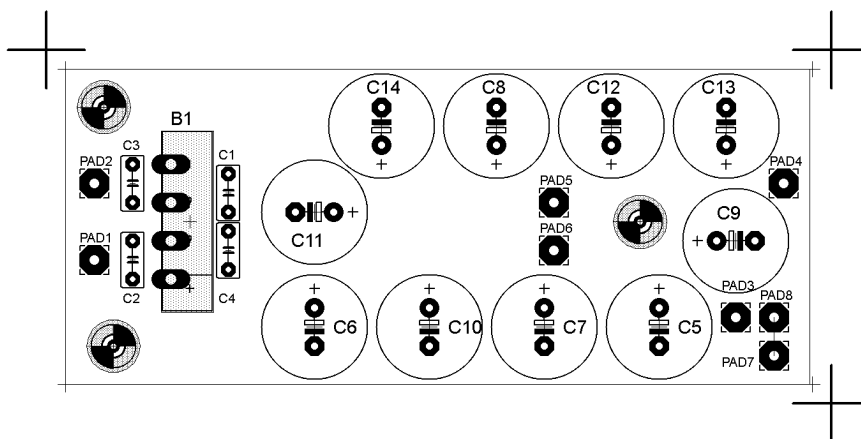


Obrázek 8.13: Spodní strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

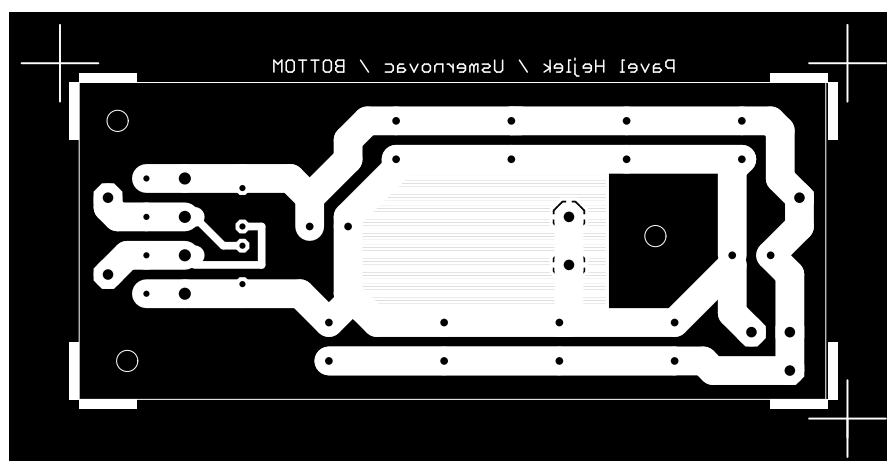
## 8.5 Realizovaný usměrňovač



Obrázek 8.14: Realizovaný usměrňovač



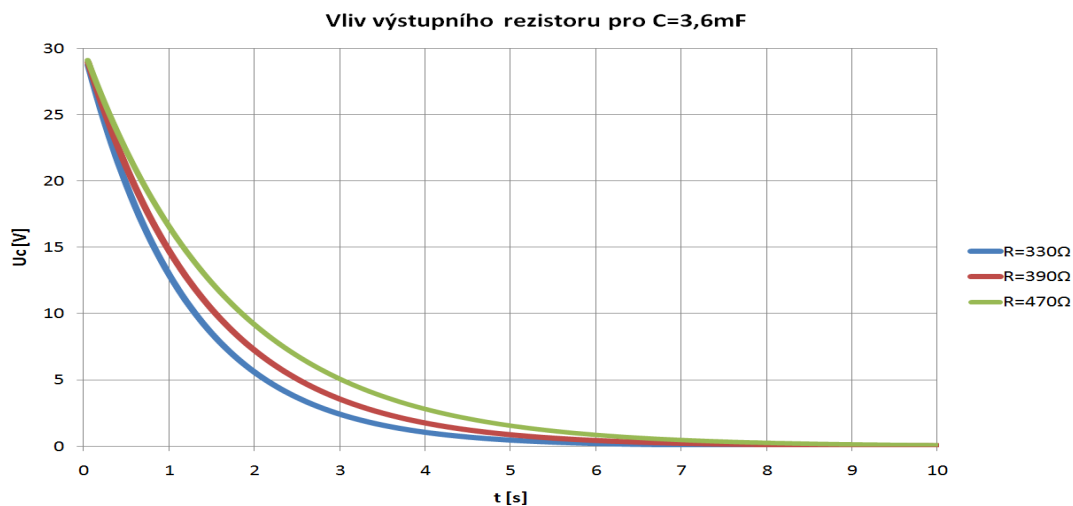
Obrázek 8.15: Osazovací výkres (měřítko 1:1)



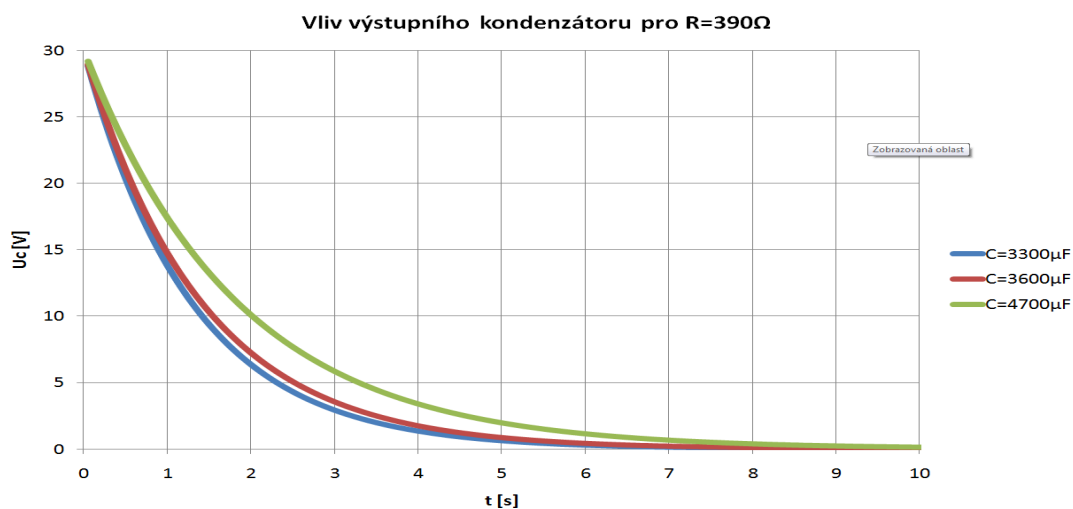
Obrázek 8.16: Strana spojů na DPS (měřítko 1:1)

## 8.6 Vliv $C_{out}$ a $R_{out}$

Pro doporučenou hodnotu výstupního kondenzátoru podle [8] je na obrázku 8.17 naznačen vliv vybíjecího rezistoru pro pokles napětí z maximální hodnoty v závislosti na čase. Vliv hodnoty kapacity pro vybíjecí rezistor o hodnotě  $390\ \Omega$  je naznačen na obrázku 8.18. Pro oba grafy platí, že v čase  $t = 0\text{ s}$  je kondenzátor nabit na napětí o hodnotě  $30\text{ V}$ .



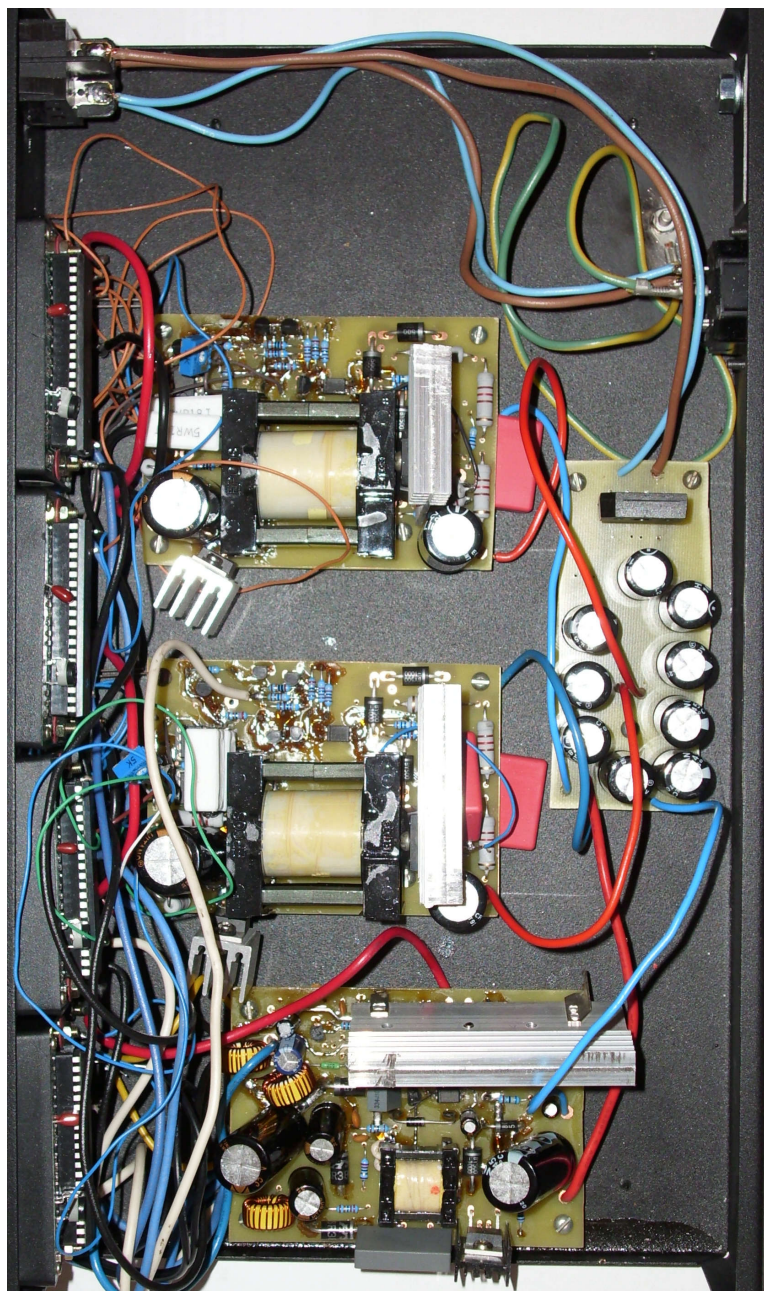
Obrázek 8.17: Vliv výstupního rezistoru



Obrázek 8.18: Vliv výstupního kondenzátoru



## 8.7 Fotografie hotového zdroje



Obrázek 8.19: Pohled dovnitř zdroje



Obrázek 8.20: Pohled zepředu, zezadu