

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

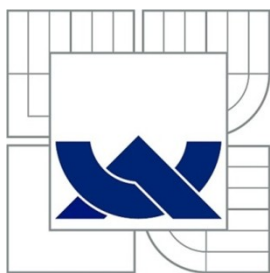
NAPÁJECÍ ZDROJ S REVERZACÍ PROUDU

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

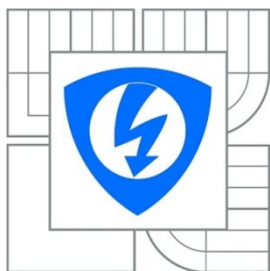
ADAM HRDINA

BRNO 2015



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A  
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING

## **NAPÁJECÍ ZDROJ S REVERZACÍ PROUDU**

POWER SUPPLY WITH CURRENT REVERSAL

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

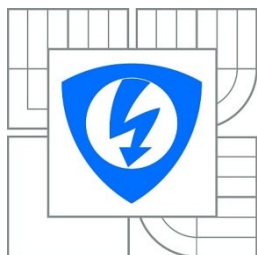
**ADAM HRDINA**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. PETR HUTÁK, Ph.D.**

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

**Student:** Adam Hrdina  
**Ročník:** 3

**ID:** 154737  
**Akademický rok:** 2014/2015

## NÁZEV TÉMATU:

### Napájecí zdroj s reverzací proudu

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte zapojení zdroje stejnosměrného napětí 0- 50 V s max. proudem +/-5A který umožňuje i opačný směr proudu - tzv. elektronická zátěž.
2. Dimenzujte výkonové součástky zdroje a navrhněte jejich chlazení.
3. Navrhněte DPS a zdroj realizujte.
4. Provedte měření a vyhodnocení parametrů zdroje.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Vorel, P.; Patocka, M.: Skripta, Průmyslová elektronika. VUT v Brně, 2007.  
[2] Patocka M.: Výkonová elektronika, 1. část - usměrňovače, střídavé menice napětí, skriptum FEKT, Brno, 2010 (CS)

**Termín zadání:** 22.9.2014

**Termín odevzdání:** 2.6.2015

**Vedoucí práce:** Ing. Petr Huták, Ph.D.

**Konzultanti bakalářská práce:**

**doc. Ing. Petr Toman, 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**

Práce se zabývá návrhem regulovaného napájecího zdroje, který umožňuje i opačný směr proudu. Zdroj také dokáže pracovat jako elektronická zátěž. Zdroj má plynulé nastavení výstupního napětí 0 až 50 V a plynulé nastavení maximálního proudu 0 až 5 A. V první části práce je uveden obecný popis napájecích zdrojů a elektronických zátěží. V druhé části práce je samotný návrh celkové koncepce zdroje a návrh jednotlivých částí.

## **Abstract**

This thesis describes the design of regulated power supply that allows the reverse direction of the current. The supply can as well work as an electronic load. The supply has continuous settings of voltage from 0 to 50 V and continuous settings of maximum current from 0 to 5 A. The first part of thesis consist general description of power supply and of electronic load. The second part then includes the main design of overall concept of the supply and design of individual components.

## **Klíčová slova**

Napájecí zdroj; regulovaný zdroj; lineární zdroj; elektronická zátěž; regulátor napětí; regulátor proudu;

## **Keywords**

Power supply; regulated supply; linear power supply; electronic load; voltage regulator; current regulator;

## **Bibliografická citace**

HRDINA, A. *Napájecí zdroj s reverzací proudu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 47 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Huták, Ph.D..

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Napájecí zdroj s reverzací proudu 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.

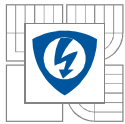
Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne ..... Podpis autora .....

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Hutákovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne ..... Podpis autora .....



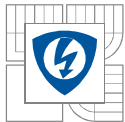
## OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK .....	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	10
ÚVOD .....	12
1 NAPÁJECÍ ZDROJE .....	12
2 ELEKTRONICKÁ ZÁTĚŽ .....	13
3 NÁVRH ELEKTRONICKÝCH KOMPONENTŮ ZDROJE.....	14
3.1 VÝKONOVÁ ČÁST ZDROJE PRACUJÍCÍ V I. KVADRANTU .....	15
3.2 VÝKONOVÁ ČÁST ZDROJE PRACUJÍCÍ II. KVADRANTU .....	16
3.3 OBVOD SNÍMÁNÍ NAPĚTÍ.....	17
3.4 OBVODY SNÍMÁNÍ PROUDU .....	18
3.5 REGULÁTORY .....	23
3.5.1 REGULÁTOR PROUDU PRO I. KVADRANT .....	24
3.5.2 REGULÁTOR NAPĚTÍ PRO I. KVADRANT .....	26
3.5.3 REGULÁTOR PROUDU PRO II. KVADRANT .....	27
3.5.4 REGULÁTOR NAPĚTÍ PRO II. KVADRANT.....	28
3.6 STABILIZACE NAPĚTÍ PRO OBVODY ZDROJE .....	29
3.7 PŘEPÍNÁNÍ PROVOZNIHO REŽIMU ZDROJE.....	31
3.8 TEPELNÁ OCHRANA VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK .....	33
4 CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK .....	35
5 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ .....	36
6 MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZDROJE .....	36
6.1 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI ZDROJE V NAPĚŤOVÉM REŽIMU .....	37
6.2 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI ZDROJE V PROUDOVÉM REŽIMU .....	37
6.3 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI ELEKTRONICKÉ ZÁTĚŽE V NAPĚŤOVÉM REŽIMU .....	38
6.4 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI ELEKTRONICKÉ ZÁTĚŽE V PROUDOVÉM REŽIMU .....	38
7 ZÁVĚR.....	40
LITERATURA .....	41
PŘÍLOHY .....	43



## SEZNAM OBRÁZKŮ

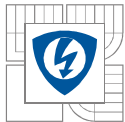
<i>Obrázek 1.1</i>	<i>Náhradní schéma zdroje napětí</i> .....	12
<i>Obrázek 1.2</i>	<i>Charakteristika napájecího zdroje s nadproudovou ochranou [2]</i> .....	13
<i>Obrázek 3.1</i>	<i>Blokové schéma zdroje s elektronickou zátěží</i> .....	14
<i>Obrázek 3.2</i>	<i>Pracovní oblast zdroje</i> .....	15
<i>Obrázek 3.3</i>	<i>Schéma zapojení výkonového tranzistoru <math>T_1</math> s budičem</i> .....	15
<i>Obrázek 3.4</i>	<i>Schéma zapojení výkonového tranzistoru <math>T_2</math></i> .....	16
<i>Obrázek 3.5</i>	<i>Snímač napětí</i> .....	17
<i>Obrázek 3.6</i>	<i>Snímač proudu</i> .....	19
<i>Obrázek 3.7</i>	<i>Graf závislosti zesílení invertujícího zesilovače na napětí bočníku</i> .....	21
<i>Obrázek 3.8</i>	<i>Graf závislosti zesílení neinvertujícího zesilovače na napětí bočníku</i> .....	23
<i>Obrázek 3.9</i>	<i>PI regulátor[8]</i> .....	23
<i>Obrázek 3.10</i>	<i>Blokové schéma regulátoru proudu</i> .....	24
<i>Obrázek 3.11</i>	<i>Blokové schéma regulace napětí</i> .....	26
<i>Obrázek 3.12</i>	<i>Blokové schéma regulace proudu</i> .....	27
<i>Obrázek 3.13</i>	<i>Blokové schéma regulace napětí</i> .....	28
<i>Obrázek 3.14</i>	<i>Stabilizátor napětí <math>U_{DD}</math> [9]</i> .....	30
<i>Obrázek 3.15</i>	<i>Stabilizátor referenčního napětí <math>U_W</math></i> .....	31
<i>Obrázek 3.16</i>	<i>zapojení komparátorů</i> .....	32
<i>Obrázek 3.17</i>	<i>tepelná ochrana</i> .....	33
<i>Obrázek 6.1</i>	<i>dynamické snížení zátěže</i> .....	37
<i>Obrázek 6.2</i>	<i>dynamické zvýšení zátěže</i> .....	37
<i>Obrázek 6.3</i>	<i>dynamické snížení zátěže</i> .....	37
<i>Obrázek 6.4</i>	<i>dynamické zvýšení zátěže</i> .....	37
<i>Obrázek 6.5</i>	<i>dynamické zvýšení napětí</i> .....	38
<i>Obrázek 6.6</i>	<i>dynamické snížení napětí</i> .....	38
<i>Obrázek 6.7</i>	<i>dynamické zvýšení napětí</i> .....	39
<i>Obrázek 6.8</i>	<i>dynamické snížení napětí</i> .....	39
<i>Obrázek 7.1</i>	<i>Úplné schéma zapojení zdroje</i> .....	44
<i>Obrázek 7.2</i>	<i>Deska plošných spojů</i> .....	45
<i>Obrázek 7.3</i>	<i>Rozmístění součástek</i> .....	45



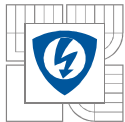
---

## SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 3.1</i>	<i>Naměřené a vypočtené hodnoty invertujícího zesilovače .....</i>	<i>20</i>
<i>Tabulka 3.2</i>	<i>Naměřené a vypočtené hodnoty neinvertujícího zesilovače .....</i>	<i>22</i>
<i>Tabulka 7.1</i>	<i>Seznam použitých součástek .....</i>	<i>46</i>

**SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK**

$C_{GS}$	(F)	Kapacita mezi „gate“ a „source“ unipolárního tranzistoru
DC		Direct Current
$f_{SP}$	(Hz)	Mezní frekvence snímače proudu
$F_B$	(-)	Přenos budiče výkonového tranzistoru
$F_{OM}$	(-)	Přenos optimálního modulu
$F_{RI}$	(-)	Přenos regulátoru proudu
$F_{RU}$	(-)	Přenos regulátoru napětí
$F_{SN}$	(-)	Přenos snímače napětí
$F_{SP}$	(-)	Přenos snímače proudu
$F_{TR}$	(-)	Přenos výkonového tranzistoru
$F_Z$	(-)	Celkový přenos zdroje
$h_{21e}$	(-)	Dynamický proudový zesilovací činitel
$I_B$	(A)	Proud bázi bipolárního tranzistoru
$I_C$	(A)	Proud kolektoru bipolárního tranzistoru
$I_D$	(A)	Proud kanálem unipolárního tranzistoru
$I_E$	(A)	Proud emitorem bipolárního tranzistoru
$I_F$	(A)	Pracovní proud svítivé diody
$I_{KA}$	(A)	Katodový proud stabilizátoru TL431
IO		Integrovaný obvod
$I_{OUT}$	(A)	Výstupní proud zdroje
$I_Z$	(A)	Proud Zenerovou diodou
$K_B$	( $\Omega$ )	Zesílení bočníku
$K_{IZ}$	(-)	Zesílení invertujícího zesilovače
$K_{NZ}$	(-)	Zesílení neinvertujícího zesilovače
$K_{SN}$	(-)	Zesílení snímače napětí
$K_{SP}$	( $\Omega$ )	Zesílení snímače proudu
$K_{TR}$	(-),(S)	Zesílení tranzistoru
MOS-FET		Metal Oxide Semiconductor - Field Effect Transistor
OZ		Operační Zesilovač
$p$		Laplaceův operátor
PI		Proporcionálně – Integrační regulátor
$P_{tot}$	(W)	Maximální ztrátový výkon
$R_I$		Regulátor proudu
$R_U$		Regulátor napětí
$R_g$	( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	Tepelný odpor



---

SN		Snímač proudu
SP		Snímač napětí
$U_B$	(V)	Napětí na bočníku
$U_{CE0}$	(V)	Napětí kolektor-emitor rozepnutého bipolárního tranzistoru
$U_D$	(V)	Napětí na „drain“ unipolárního tranzistoru proti zemi
$U_{DD}$	(V)	Napájecí napětí komponent zdroje
$U_F$	(V)	Prahové napětí svítivé diody
$U_{GS}$	(V)	Řídící napětí unipolárního tranzistoru
$U_I$	(V)	Výstupní napětí snímače proudu
$U_{IN}$	(V)	Napájecí napětí zdroje
$U_K$	(V)	Komparační napětí
$U_{offset}$	(V)	Napěťová nesymetrie na výstupu operačního zesilovače
$U_{OUT}$	(V)	Výstupní napětí zdroje
$U_{RI}$	(V)	Výstupní napětí regulátoru proudu
$U_{RU}$	(V)	Výstupní napětí regulátoru napětí
$U_U$	(V)	Výstupní napětí snímače napětí
$U_W$	(V)	Referenční napětí
$U_{WU}$	(V)	Žádané napětí
$U_{WI}$	(V)	Žádaný proud reprezentované napětím
$U_Z$	(V)	Zenerovo napětí
$\beta$	(-)	Statický proudový zesilovací činitel
$\vartheta_0$	(°C)	Teplota okolí
$\vartheta_c$	(°C)	Teplota pouzdra
$\vartheta_J$	(°C)	Teplota čipu
$\tau_{SN}$	(s)	Časová konstanta snímače napětí
$\tau_{SP}$	(s)	Časová konstanta snímače proudu
$\tau_{TR}$	(s)	Časová konstanta výkonového tranzistoru
$\tau_\sigma$	(s)	Součtová časová konstanta
+IN		Kladná napájecí svorka
-IN		Záporná napájecí svorka
+OUT		Kladná výstupní svorka
-OUT		Záporná výstupní svorka

## ÚVOD

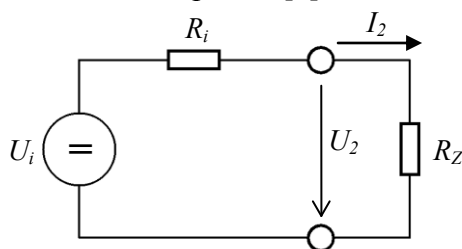
Tato práce se zabývá návrhem regulovaného napájecího zdroje stejnosměrného napětí. Zdroj by měl také pracovat jako elektronická zátěž, tj. proud teče do zdroje. Výstupní napětí zdroje je 0 až 50 V a maximální výstupní proud zdroje je  $\pm 5$  A. Zdroj však není klasicky napájen ze sítě (230 V, 50 Hz), ale stejnosměrným napětím 7 až 50 V získaného z předřazeného spínaného zdroje. Hlavním úkolem zdroje je stabilizovat výstupní napětí popř. proud na žádané hodnotě a automaticky vyhodnocovat kdy se chovat jako napájecí zdroj a kdy jako elektronická zátěž.

V první části práce je psáno o napájecích zdrojích a elektronické zátěži. Druhá část se věnuje návrhu konceptu zdroje. Nejprve je popsána celková koncepce zdroje s příslušným blokovým schématem. Následně je popsán postup návrhu jednotlivých komponent zdroje v jednotlivých podkapitolách. Zdroj je navržen tak, aby splňoval všechny požadované parametry. V dalších kapitolách je popsán návrh chlazení výkonových součástek, návrh desky plošných spojů a rozmístění součástek na desce. Poslední část práce obsahuje naměřené parametry navrženého a vyrobeného zdroje. V závěru je zhodnocen návrh a dále jsou hodnoceny výsledky práce.

## 1 NAPÁJECÍ ZDROJE

Každé elektrické zařízení potřebuje elektrickou energii ke své činnosti. Elektrická energie se získává z napájecích zdrojů. Ty dodávají elektrickému zařízení napětí a proud o určité hodnotě a průběhu. Zdroje se mohou dělit podle mnoha kritérií, např. podle základního fyzikálního principu činnosti, velikosti a druhu dodávaného výkonu, použití atd. Dále se však práce bude zabývat napájecími zdroji stejnosměrného napětí, které využívají jako primární zdroj rozvodnou síť [1].

Reálný napájecí zdroj stejnosměrného napětí lze popsat podle Theveninovi věty jako ideální zdroj napětí zapojeným do série s vnitřním odporem [2].



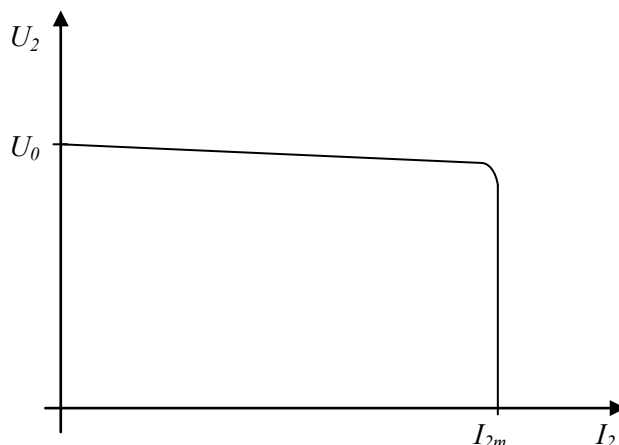
**Obrázek 1.1** Náhradní schéma zdroje napětí

Vnitřním odporem  $R_i$  protéká proud  $I_2$ . To způsobuje úbytek napětí na odporu  $R_i$ , který se navenek projevuje poklesem napětí zdroje  $U_2$  při zvýšení odebíraného proudu  $I_2$ . Hodnota vnitřního odporu je definována [2]:

$$R_i = \frac{U_i - U_2}{I_2} \quad (\Omega) \quad (1.1)$$

Velikost vnitřního odporu určuje tvrdost zdroje. O tvrdém zdroji se dá mluvit tehdy, kdy jeho vnitřní odpor je velmi malý a napětí s rostoucím proudem klesá minimálně. Naopak pokud napětí zřetelně klesá se zvyšujícím se proudem, jedná se o tzv. měkký zdroj.

Většina elektronických napájecích zdrojů má nadproudovou ochranu. Ta zajišťuje, že se proud nedostane nad určitou hodnotu, která bývá zpravidla nastavitelná. Při stavu když zátěž chce odebrat větší proud než dovolený, se napájecí zdroj chová jako zdroj konstantního proudu [2].



**Obrázek 1.2** Charakteristika napájecího zdroje s nadproudovou ochranou [2]

Lineární napájecí zdroje se skládají z následujících částí:

- **Transformátor** odděluje galvanicky zdroj od rozvodné sítě a transformuje síťové vstupní napětí na žádané.
- **Usměrňovač** slouží k usměrnění střídavého napětí z transformátoru na stejnosměrné. Nejčastěji je složen ze čtyř diod zapojených jako graetzův můstek.
- **Filtr** je použit, protože je napětí z usměrňovače velmi zvlněné. Filtrem je zvlnění zmírněno na přípustnou hodnotu, zpravidla 5 až 10 % výstupního napětí zdroje. Jako filtr se používá filtrační kondenzátor.
- **Stabilizátor** slouží k udržení stejnosměrného napětí na nastavené hodnotě, popřípadě stejnosměrného proudu. Stabilizované napětí a proud by se měli při vnějších vlivech co nejméně měnit, ideálně vůbec. Vnější vlivem se rozumí změna připojené zátěže (velikost nebo charakter), změna vstupního napětí a proudu, změna teploty okolí a rušení [1].

## 2 ELEKTRONICKÁ ZÁTĚŽ

Elektronická zátěž je zařízení, které je schopno měnit odpor na svorkách podle požadavků uživatele. Elektronické zátěže mohou pracovat v režimu konstantního napětí, konstantního proudu anebo v režimu konstantního výkonu. Nastavování bývá realizováno dvěma způsoby. Požadované hodnoty se nastavují analogově potenciometrem, nebo digitálně pomocí tlačítek. Proměnný odpor v elektronické zátěži je nejčastěji realizován bipolárními tranzistory v darlingtonově zapojení, nebo unipolárními tranzistory MOS-FET. Primárně se elektronické zátěže používají pro testování zdrojů a také pro testování baterií [3][4].

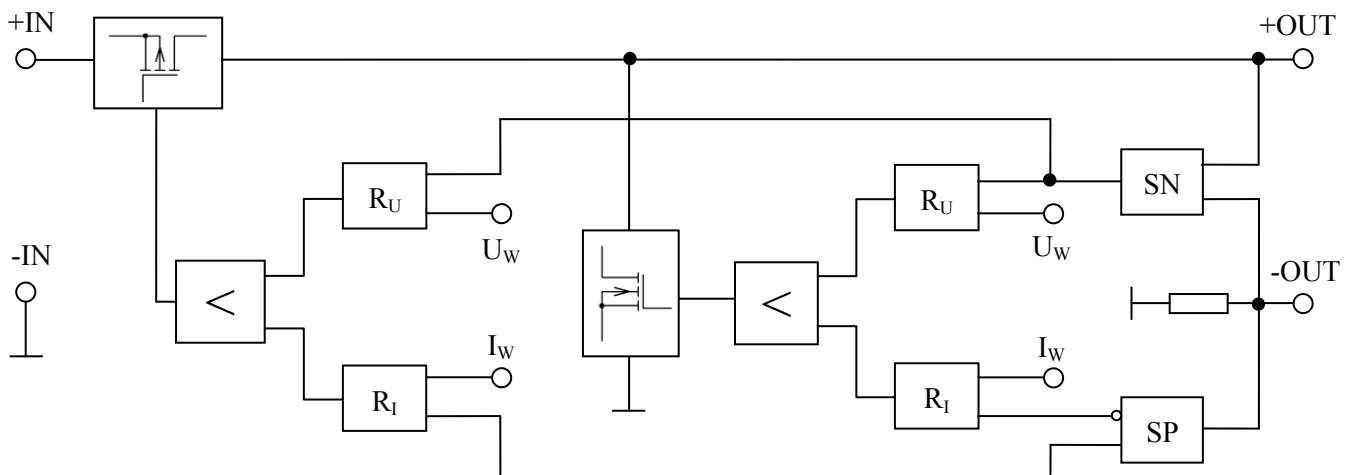
Z principu provozu elektronické zátěže je zřejmé, že na tranzistorech reprezentující odpor je mařen veškerý dodávaný výkon. Proto musí být tranzistory velmi dobře chlazeny. Zátěže tedy nesmí být přetěžována výkonem vyšším, než na který jsou dimenzovány, jinak by mohlo dojít k poškození, v nejhorším případě k úplnému zničení. Aby se zamezilo přetěžování, jsou

elektronické zátěže doplněny o nadproudovou a tepelnou ochranu. Převážná většina zátěží má také napěťovou ochranu a ochranu galvanickým oddělením[3].

### 3 NÁVRH ELEKTRONICKÝCH KOMPONENTŮ ZDROJE

Navrhovaný napájecí zdroj je napájen ze spínaného zdroje. Navrhovaný zdroj je tedy napájen kladným stejnosměrným napětím v rozsahu 7 až 50 V. Minimální vstupní napětí 7 V je potřebné k zajištění chodu zdroje. Předřazený spínaný zdroj napájí navrhovaný zdroj tak, aby bylo vstupní napětí o 2 V vyšší než výstupní napětí. Podle toho jak se chová napájené zařízení (zátěž, zdroj) se zdroj buď chová jako standardní regulovaný napájecí zdroj nebo jako elektronická zátěž s nastavitelným napětím nebo proudem. Pracovní oblast zdroje je znázorněna na obrázku 3.2.

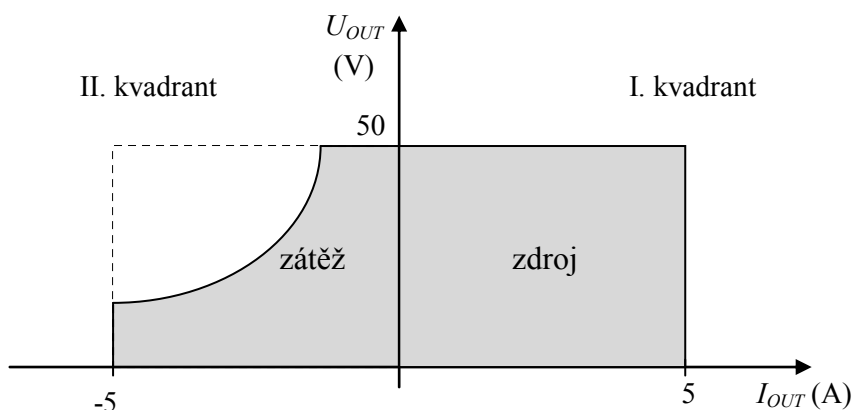
Zdroj je rozdělen na dvě hlavní části. První část je lineární zdroj napětí popř. proudu, zajišťuje chod zdroje v I. kvadrantu. Druhá část je elektronická zátěž, pracující v II. kvadrantu. Obě části mají své regulátory napětí a proudu. Snímače výstupních veličin jsou společné pro obě části zdroje. Blokové schéma zdroje je zobrazeno na obrázku 3.1.



**Obrázek 3.1** Blokové schéma zdroje s elektronickou zátěží

Parametry zdroje:

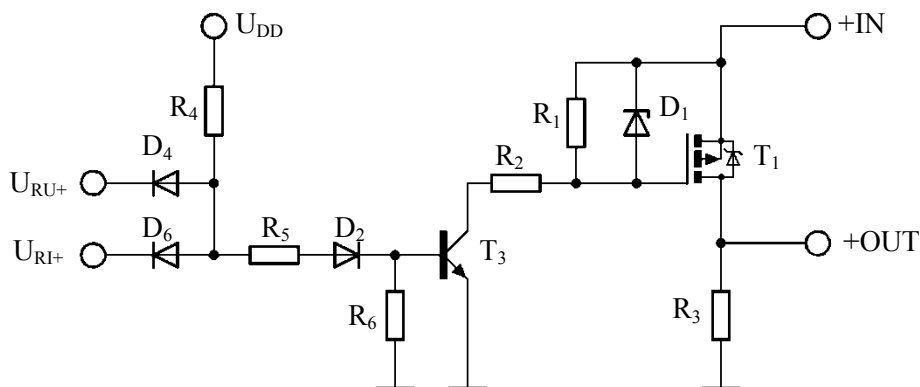
Napájecí napětí:	$U_{IN} = 7 \div 50 \text{ V/DC}$
Výstupní napětí:	$U_{OUT} = 0 \div 50 \text{ V/DC}$
Výstupní proud:	$I_{OUT} = \pm 0 \div 5 \text{ A}$
Výkon zdroje:	$P_{ZD} = 0 \div 250 \text{ W}$
Výkon eln. zátěže:	$P_{EZ} = 0 \div 80 \text{ W}$



**Obrázek 3.2** Pracovní oblast zdroje

### 3.1 Výkonová část zdroje pracující v I. kvadrantu

Výkonová část zdroje pro provoz v I. kvadrantu se skládá z výkonového tranzistoru a budiče. Výkonový tranzistor  $T_1$  je unipolární, typu MOS-FET, s indukovaným kanálem P, pracující v lineárním režimu. Jako tranzistor  $T_1$ , s ohledem na maximální ztrátový výkon, je vybrán tranzistor IRF9530 v pouzdře TO220. Jeho maximální dovolené napětí mezi „drain“ a „source“ je  $U_{DS} = -100$  V a maximální trvalý proud procházející tranzistorem je  $I_D = -12$  A [11]. Budič je tvořen z bipolárního tranzistoru NPN typu TIP29C, který má maximální dovolené napětí mezi kolektorem a emitorem  $U_{CE0} = 100$  V [12]. Zapojení výkonové části je znázorněné na obrázku 3.3.



**Obrázek 3.3** Schéma zapojení výkonového tranzistoru  $T_1$  s budičem

Tranzistor  $T_1$  nelze řídit přímo napětím z regulátoru. Výstupní napětí regulátoru je kladné a vztaženo proti zemi. Řídící napětí  $U_{GS}$  tranzistoru  $T_1$  je však záporné a je vztaženo proti kladné vstupní svorce. Napětí  $U_{GS}$  se získá z odporového děliče  $R_1 R_2$ , který je připojen mezi kladnou vstupní svorku zdroje a zem. Napětí  $U_{GS}$  je pak rovno napětí na rezistoru  $R_1$ . Aby se napětí na rezistoru  $R_1$  respektive napětí  $U_{GS}$  dalo plynule měnit, připojí se mezi rezistor  $R_2$  a zem tranzistor  $T_3$ , který je řízen signály z regulátorů. S ohledem na napětí, které bude na děliči a na dynamiku řízení tranzistoru  $T_1$  jsou zvoleny rezistory  $R_1 = 3,3$  k $\Omega$  a  $R_2 = 1$  k $\Omega$ .



Diody  $D_4$  a  $D_6$  slouží k tomu, aby vždy proud do báze tranzistoru  $T_3$  řídil ten regulátor, který má na výstupu nižší napětí. Rezistory  $R_4$ ,  $R_5$  a  $R_6$  nastavují pracovní bod tranzistoru  $T_3$ .

Hodnota rezistoru  $R_4$  se vypočítá za předpokladů, kdy na jednom z regulátorů je nulové napětí. Dále proud, ze zdroje napětí  $U_{DD}$ , teče pouze do regulátoru s nulovým výstupním napětím. Proud tekoucí do výstupu regulátoru je zvolen:  $I_{OR} = 2 \text{ mA}$ . Hodnota rezistoru  $R_4$  je:

$$R_4 = \frac{U_{DD} - U_{D4}}{I_{OR}} = \frac{7 - 0,6}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,2 \text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_4 = 3\text{k}3$ .

Hodnota rezistoru  $R_5$  se určí za podmínky, kdy na obou regulátorech je maximální napětí, tedy  $7 \text{ V}$ . Regulátory v tomto případě nemohou nijak ovlivnit bázevý proud  $I_B$  tranzistoru  $T_3$ . Proud do báze tranzistoru  $T_3$  je zvolen:  $I_B = 1 \text{ mA}$ . Podle II. Kirchhoffova zákona platí:

$$U_{DD} = (R_4 + R_5) \cdot I_B + U_{D2} + U_{BE} \quad (\text{V}) \quad (3.2)$$

Ze vztahu (3.2) se následně určí hodnota odporu  $R_5$ :

$$R_5 = \frac{U_{DD} - U_{D2} - U_{BE}}{I_B} - R_4 = \frac{7 - 0,6 - 0,6}{1 \cdot 10^{-3}} - 3300 = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (3.3)$$

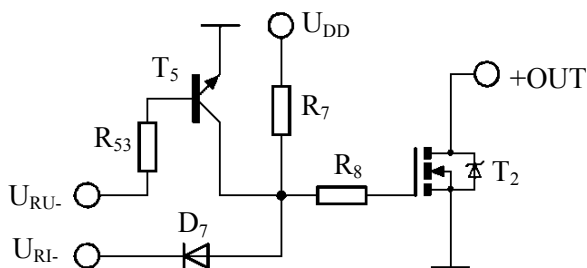
Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_5 = 2\text{k}7$ .

K ošetření báze tranzistoru  $T_3$  slouží rezistor  $R_6$ . Jeho hodnota je zvolena z řady E12:  $R_6 = 1\text{k}0$ .

Protože rezistory  $R_1$  a  $R_2$  tvoří dělič napětí, pak by při maximálním napájecím napětí mohlo být napětí  $U_{GS}$  větší jak  $15 \text{ V}$ , což by mohlo vést k poškození tranzistoru. Tomu se zabrání paralelním připojením Zenerovy diody, s napětím  $U_Z = 15 \text{ V}$ , k rezistoru  $R_1$ . Tím se zabezpečí, že napětí  $U_{GS}$  nebude vyšší než  $15 \text{ V}$ .

### 3.2 Výkonová část zdroje pracující II. kvadrantu

Zdroj se chová z pohledu výstupních svorek jako odporová zátěž. Elektrická energie přivedena do zdroje je mařena na odporu, jehož velikost je regulována podle požadované hodnoty napětí nebo proudu. Tento odpor je realizován výkonovým unipolárním tranzistorem MOS-FET s indukovaným kanálem typu N. Indukovaný kanál tranzistoru se chová jako odpor, jehož velikost se řídí velikostí napětí  $U_{GS}$ . Jako výkonový tranzistor  $T_2$ , s ohledem na maximální ztrátový výkon, je použit tranzistor IRFP240 v pouzdře TO247. Maximální dovolené napětí tranzistoru mezi „drain“ a „source“ je  $U_{DS} = 200 \text{ V}$ . Maximální trvalý proud procházející tranzistorem je  $I_D = 20 \text{ A}$  [13].

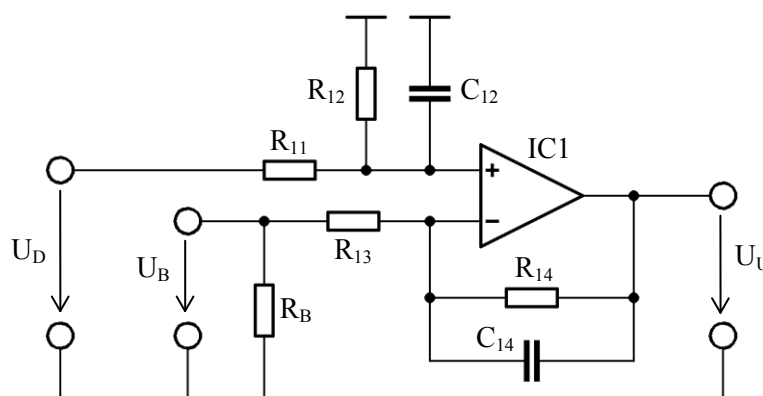


**Obrázek 3.4** Schéma zapojení výkonového tranzistoru  $T_2$

Na řídicí elektrodu tranzistoru  $T_2$  je přes odpory  $R_7$  a  $R_8$  přivedeno napětí. To je ovlivňováno regulátory. Regulátor proudu je spojen s řídicí elektrodou tranzistoru, tak jako regulátory I. kvadrantu, diodou  $D_7$ . Regulátor napětí však diodou připojen být nemůže. Důvodem je, že se výstupní napětí regulátoru mění v opačném smyslu, než je potřeba měnit napětí na řídicí elektrodě. Místo diody je regulátor napětí spojen s řídicí elektrodou bipolárním NPN tranzistorem  $T_5$  v zapojení „společný emitor“. Takto zapojený tranzistor obrátí smysl změny napětí regulátoru [5]. Rezistory jsou zvoleny  $R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_{53} = 2,2 \text{ k}\Omega$ . Celkové zapojení je znázorněné na obrázku 3.4.

### 3.3 Obvod snímání napětí

K regulaci napětí je potřeba měřit výstupní napětí zdroje, které dosahuje maximální hodnoty 50 V. Takové napětí je však příliš vysoké na to, aby se mohlo přivést na vstup regulátoru. Proto se musí převést na vhodné napětí  $U_U = 2,5 \text{ V}$ . Napětí na výstupu zdroje není však měřeno přímo proti zemi. Mezi svorkou „-OUT“ a zemí je připojen bočník pro měření proudu. Napětí na výstupu zdroje se získá jako rozdíl mezi napětím na svorce „+OUT“ a napětím na bočníku. Výstupní napětí zdroje je tedy měřeno pomocí diferenčního zesilovače [5]. Zapojení snímače napětí je na obrázku 3.5.



Obrázek 3.5 Snímač napětí

Při výpočtu rezistorů  $R_{11}$  až  $R_{14}$  je uvažováno maximální jmenovité napětí na výstupních svorkách zdroje. Výstupní napětí je rovno rozdílu napětí  $U_D$  na „drainu“ tranzistoru  $T_1$  a napětí  $U_B$  na proudovém bočníku.

$$U_{OUT} = U_D - U_B = 50 \text{ V} \quad (3.4)$$

Jak už bylo dříve řečeno, při napětí  $U_{OUT} = 50 \text{ V}$  bude na výstupu napěťového snímače napětí  $U_U = 2,5 \text{ V}$ . Z těchto hodnot se určí zesílení napěťového snímače.

$$K_{SN} = \frac{U_U}{U_{OUT}} = \frac{2,5}{50} = 0,05 \text{ (-)} \quad (3.5)$$

Hodnoty rezistorů se určí ze zesílení diferenčního zesilovače [5]:

$$K_{SN} = \frac{U_U}{U_{OUT}} = \frac{R_{12}}{R_{11}} = \frac{R_{14}}{R_{13}} \quad (-) \quad (3.6)$$

Hodnoty rezistorů  $R_{11}$  a  $R_{13}$  jsou zvoleny:

$$R_{11} = R_{13} = 200 \text{ k}\Omega$$

Ze vztahu (3.6) se vypočítají rezistory  $R_{12}$  a  $R_{14}$ :

$$R_{12} = R_{14} = K_{SN} \cdot R_{11} = 0,05 \cdot 200 \cdot 10^3 = 10 \text{ k}\Omega \quad (3.7)$$

Rezistory použité ve snímači musí mít přesné hodnoty, jinak by výstupní napětí snímače obsahovalo chybu. Rezistory jsou proto vybrány z odporové řady E24:

$$R_{11} = R_{13} = 200\text{k},$$

$$R_{12} = R_{14} = 10\text{k}.$$

K potlačení případného vysokofrekvenčního rušení jsou v obvodu snímače napětí zapojeny kondenzátory  $C_{12}$  a  $C_{14}$ . Ty jsou s odpory  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  respektive  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  zapojeny jako dolní propust I. řádu [6]. Kondenzátory jsou zvoleny  $C_{12} = C_{14} = 100 \text{ pF}$ .

K realizaci diferenčního zesilovače je použit integrovaný obvod TLC272. Ten obsahuje dva operační zesilovače. První je použit s příslušnými rezistory jako diferenční zesilovač. Druhý operační zesilovač zůstává nevyužitý [14].

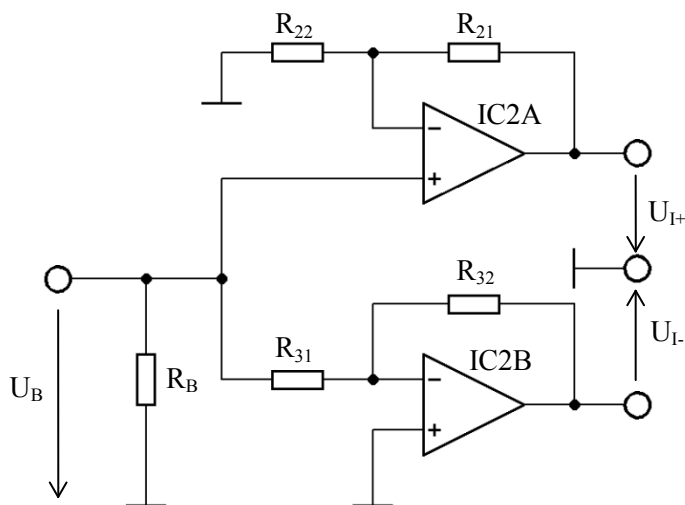
### 3.4 Obvody snímání proudu

Výstupní proud je snímán pomocí proudového bočníku. Odpor bočníku je zvolen  $R_B = 50 \text{ m}\Omega$ . Při průchodu maximálního proudu bočníkem, tj.  $I_{OUTmax} = 5 \text{ A}$ , je na bočníku napětí  $U_B$ :

$$U_B = R_B \cdot I_{OUTmax} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 0,25 \text{ V} \quad (3.8)$$

Tato hodnota napětí je příliš malá. Napětí na bočníku je tedy zesíleno pomocí operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení tak, aby při maximálním proudu bočníkem bylo na výstupu ze zesilovače napětí  $U_I = 2,5 \text{ V}$ .

Protože je operační zesilovač napájen z nesymetrického zdroje napětí, dokáže zesílit pouze kladné napětí na vstupu. Pokud bočníkem poteče proud opačným směrem, napětí na bočníku bude záporné a na výstupu zesilovače bude nulové napětí. Proto se musí snímač proudu doplnit zapojením operačního zesilovače v invertujícím zapojení. Zapojení snímače je na obrázku 3.6.



**Obrázek 3.6** Snímač proudu

K výpočtu hodnot odporů pro kladný směr proudu je uvažována maximální hodnota proudu, tj.  $I_{OUTmax} = 5$  A. Na výstupu z proudového snímače bude napětí  $U_{I+} = 2,5$  V reprezentující proud. Zesílení neinverujícího zesilovače IC2A je [7]:

$$K_{NZ} = \frac{R_{21}}{R_{22}} + 1 \quad (-) \quad (3.9)$$

Hodnota zesílení neinverujícího zesilovače se musí rovnat podílu výstupního napětí  $U_{I+}$  zesilovače a napětí  $U_B$  na bočníku.

$$K_{NZ} = \frac{U_{I+}}{U_B} = \frac{2,5}{0,25} = 10 \quad (-) \quad (3.10)$$

Hodnota rezistoru  $R_{21}$  je zvolena:

$$R_{21} = 20 \text{ k}\Omega$$

Pro zvolenou hodnotu rezistoru  $R_{22}$  je hodnota rezistoru  $R_{21}$  vypočítána pomocí vztahu (3.9):

$$R_{22} = (K_{NZ} - 1) \cdot R_{21} = (10 - 1) \cdot 20 \cdot 10^3 = 180 \text{ k}\Omega \quad (3.11)$$

K výpočtu hodnot odporů pro záporný směr proudu je uvažována maximální hodnota proudu tj.  $I_{OUTmax} = -5$  A. Na výstupu z proudového snímače bude napětí  $U_{I-} = 2,5$  V reprezentující proud.

Přenos inverujícího zesilovače IC2B je [7]:

$$K_{IZ} = -\frac{R_{31}}{R_{32}} \quad (-) \quad (3.12)$$

Hodnota zesílení invertujícího zesilovače se musí rovnat:

$$K_{IZ} = \frac{U_{I-}}{U_B} = \frac{2,5}{-0,25} = -10 \quad (-) \quad (3.13)$$

Hodnota rezistoru  $R_{31}$  je zvolena:

$$R_{31} = 20 \text{ k}\Omega$$

Pro zvolenou hodnotu rezistoru  $R_{31}$  je hodnota rezistoru  $R_{32}$  vypočítána pomocí vztahu (3.12):

$$R_{32} = -R_{31} \cdot K_{IZ} = -20 \cdot 10^3 \cdot (-10) = 200 \text{ k}\Omega \quad (3.14)$$

Operační zesilovače ve snímači jsou použity z integrovaného obvodu TLC272, který je schopen zpracovávat i záporná napětí při nesymetrickém napájení [14]. První OZ je zapojen, jako neinvertující zesilovač a druhý OZ je zapojen, jako invertující zesilovač. Hodnoty rezistorů jsou vybrány z odporové řady E24:

$$R_B = 0R05,$$

$$R_{21} = 20k,$$

$$R_{22} = 180k,$$

$$R_{31} = 20k,$$

$$R_{32} = 200k.$$

Operační zesilovače proudového snímače jsou napájeny pouze kladným napětím o hodnotě 7 V, nikoliv symetricky. Proto je provedeno měření zesilovací části snímače, které ověří funkčnost zesilovačů při nesymetrickém napájení. Místo bočníku je na vstupy zesilovačů připojen zdroj napětí.

**Tabulka 3.1** Naměřené a vypočtené hodnoty invertujícího zesilovače

	$U_B$	$U_{I(\text{offset})}$	$K_{IZ(\text{offset})}$	$U_{I-}$	$K_{IZ}$
	(mV)	(V)	(-)	(V)	(-)
offset	0	0,035	0,000	0,000	0,000
	-10	0,134	-13,400	0,099	-9,900
	-20	0,232	-11,600	0,197	-9,850
	-30	0,337	-11,233	0,302	-10,067
	-50	0,534	-10,680	0,499	-9,980
	-100	1,032	-10,320	0,997	-9,970
	-125	1,28	-10,240	1,245	-9,960
	-150	1,53	-10,200	1,495	-9,967
	-175	1,778	-10,160	1,743	-9,960
	-200	2,032	-10,160	1,997	-9,985
	-225	2,28	-10,133	2,245	-9,978
	-250	2,531	-10,124	2,496	-9,984
	-275	2,779	-10,105	2,744	-9,978
	-300	3,028	-10,093	2,993	-9,977

Offset na výstupu zesilovače je:  $U_{offset} = 0,035 \text{ V}$

Příklad výpočtu pro třetí řádek tabulky:

Zesílení s offsetem OZ:

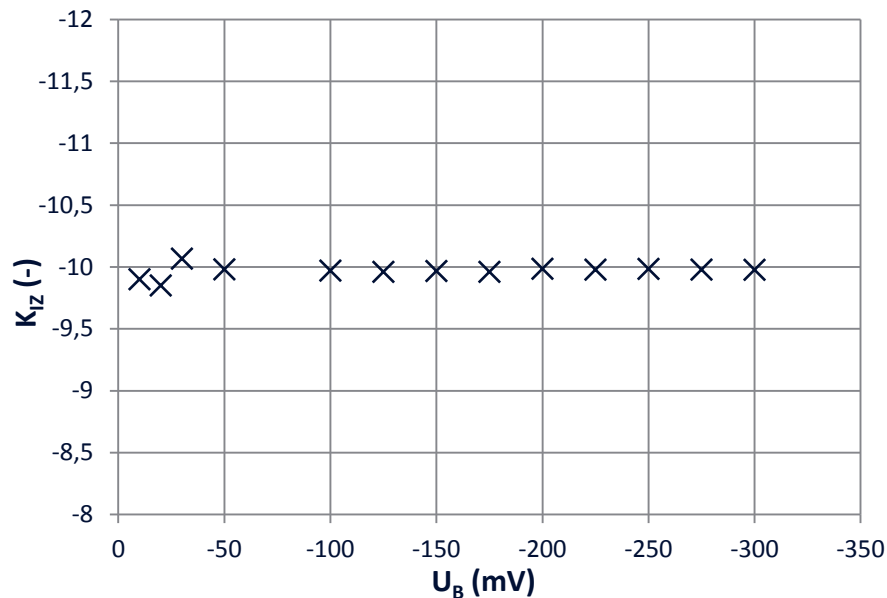
$$K_{IZ(offset)} = \frac{U_{I-(offset)}}{U_B} = \frac{0,232}{-20 \cdot 10^{-3}} = -11,60 (-) \quad (3.15)$$

Výstupní napětí po odečtení offsetu:

$$U_{I-} = U_{I-(offset)} - U_{offset} = 0,232 - 0,035 = 0,197 \text{ V} \quad (3.16)$$

Zesílení bez offsetu:

$$K_{IZ} = \frac{U_{I-}}{U_B} = \frac{0,197}{-20 \cdot 10^{-3}} = -9,85 (-) \quad (3.17)$$



**Obrázek 3.7** Graf závislosti zesílení invertujícího zesilovače na napětí bočnicku

**Tabulka 3.2** Naměřené a vypočtené hodnoty neinvertujícího zesilovače

	$U_B$ (mV)	$U_{I+(offset)}$ (V)	$K_{NZ(offset)}$ (-)	$U_{I+}$ (V)	$K_{NZ}$ (-)
offset	0	0,027	0,000	0,000	0,000
	10	0,129	12,900	0,102	10,200
	20	0,227	11,350	0,200	10,000
	30	0,330	11,000	0,303	10,100
	50	0,528	10,560	0,501	10,020
	100	1,025	10,250	0,998	9,980
	125	1,274	10,192	1,247	9,976
	150	1,522	10,147	1,495	9,967
	175	1,771	10,120	1,744	9,966
	200	2,024	10,120	1,997	9,985
	225	2,274	10,107	2,247	9,987
	250	2,523	10,092	2,496	9,984
	275	2,771	10,076	2,744	9,978
	300	3,020	10,067	2,993	9,977

Offset na výstupu zesilovače je:  $U_{offset} = 0,027 \text{ V}$

Příklad výpočtu pro třetí řádek tabulky:

Zesílení s offsetem OZ:

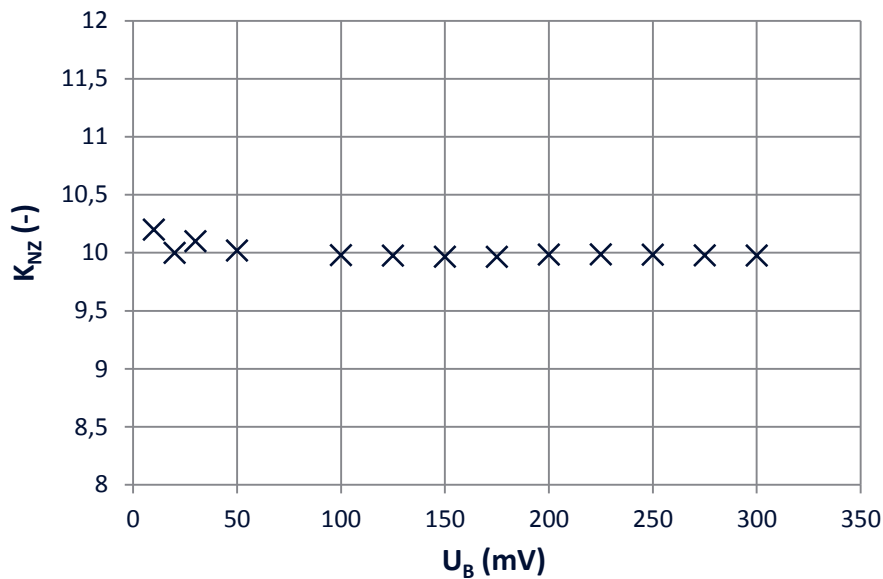
$$K_{NZ(offset)} = \frac{U_{I+(offset)}}{U_B} = \frac{0,227}{20 \cdot 10^{-3}} = 11,35 (-) \quad (3.18)$$

Výstupní napětí po odečtení offsetu:

$$U_{I+} = U_{I+(offset)} - U_{offset} = 0,227 - 0,027 = 0,200 \text{ V} \quad (3.19)$$

Zesílení bez offsetu:

$$K_{NZ} = \frac{U_{I+}}{U_B} = \frac{0,200}{20 \cdot 10^{-3}} = 10 (-) \quad (3.20)$$

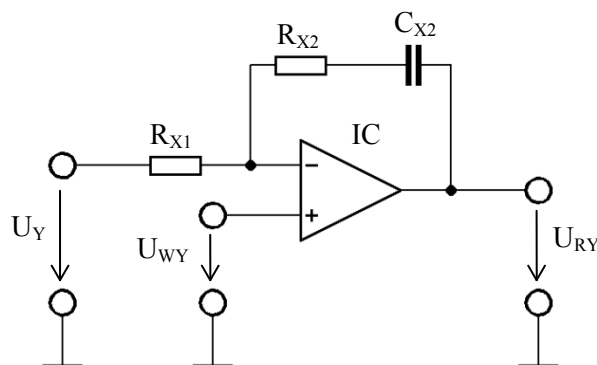


**Obrázek 3.8** Graf závislosti zesílení neinvertujícího zesilovače na napětí bočnicku

Měřením byla ověřena funkčnost snímače jak pro záporný směr proudu, tak i pro kladný směr proudu. Z naměřených hodnot jde vidět, že při malých proudech zanáší OZ chybu v podobě vyššího zesílení. To je způsobeno vstupní napěťovou nesymetrií (offsetem) operačních zesilovačů.

### 3.5 Regulátory

Ke stabilizaci a udržení napětí respektive proudu na žádané hodnotě, je potřeba tyto výstupní veličiny regulovat. Jak už bylo v předchozích kapitolách řečeno, zdroj obsahuje dvě výkonové části. Každé z nich náleží regulátor napětí a regulátor proudu. Z toho vyplývá, že jsou ve zdroji čtyři regulátory. Napěťový a proudový regulátor pro regulaci zdroje v I. kvadrantu a napěťový a proudový regulátor pro regulaci zdroje v II. kvadrantu (režim elektronické zátěže). Pro regulaci jsou použity PI regulátory s OZ [8]. Schéma zapojení každého regulátoru je na obrázku 3.9.



**Obrázek 3.9** PI regulátor [8]



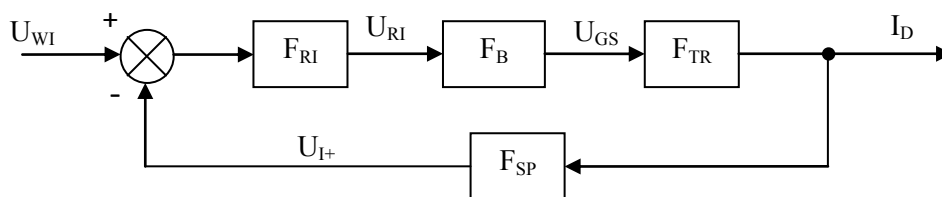
Přenosová funkce PI regulátoru [8]:

$$F_{RY}(p) = \frac{Z_{X2}}{Z_{X1}} = \frac{R_{X2} + \frac{1}{C_{X2} \cdot p}}{R_{X1}} = \frac{R_{X2} \cdot C_{X2} \cdot p + 1}{R_{X1} \cdot C_{X2} \cdot p} \quad (-) \quad (3.21)$$

X ... číslo příslušného regulátoru (4÷7)

Y ... symbol regulované veličiny (U,I)

### 3.5.1 Regulátor proudu pro I. kvadrant



**Obrázek 3.10** Blokové schéma regulátoru proudu

Pro určení přenosu regulátoru musí být určeny přenosy jednotlivých komponent zdroje.

Přenos budiče je poměr změny napětí  $U_{GS}$  na tranzistoru  $T_1$  a změny řídicího napětí  $U_{RI}$ .

$$F_B(p) = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta U_{RI}} \quad (-) \quad (3.22)$$

Napětí  $U_{GS}$  se vyjádří z odporového děliče  $R_1, R_2$ . Napětí na vstupu děliče je rovno úbytku napětí na rezistoru  $R_2$ . Napětí  $U_{RI}$  se určí pomocí odporu  $R_4$  a bázevého proudu  $I_B$  tranzistoru  $T_3$ .

$$F_B(p) = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta U_{RI}} = \frac{R_2 \cdot \Delta I_C}{(R_4 + R_5) \cdot \Delta I_B} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (-) \quad (3.23)$$

Obecně pro bipolární tranzistory platí [5]:

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (-) \quad (3.24)$$

Z katalogového listu tranzistoru TIP29C je zjištěna hodnota proudového zesilovacího činitele  $h_{21e} = 100$  (-) [12]. Pak výsledný přenos budiče je roven:

$$F_B(p) = \frac{R_2}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot h_{21e} = \frac{1000}{6000} \cdot \frac{3300}{4300} \cdot 100 = 12,791 \quad (-) \quad (3.25)$$

Přenos tranzistoru  $T_1$  je poměrem změny proudu  $I_D$  a změny napětí  $U_{GS}$ . Dále se však pro rychlé změny napětí  $U_{GS}$  uplatňuje vstupní kapacita tranzistoru  $C_{GS}$ . Ta společně s rezistorem  $R_2$  tvoří dolní RC propust I. řádu a její časová konstanta je  $\tau_{TR}$  [6]. Z katalogového listu tranzistoru IRF9530 jsou odečteny hodnoty:  $\Delta I_D = 7A$  při  $\Delta U_{GS} = 1V$  a  $C_{GS} = 1,22 nF$  [11].

Výpočet zesílení  $K_{TR}$  tranzistoru  $T_1$ :

$$K_{TR} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{7}{1} = 7 S \quad (3.26)$$

Výpočet časové konstanty  $\tau_{TR}$  tranzistoru  $T_1$ :

$$\tau_{TR} = C_{GS} \cdot R_2 = 1,22 \cdot 10^{-9} \cdot 1000 = 1,22 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.27)$$

Výsledný přenos tranzistoru  $T_1$ :

$$F_{TR}(p) = \frac{K_{TR}}{\tau_{TR} \cdot p + 1} = \frac{7}{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \quad (-) \quad (3.28)$$

Snímač proudu má celkové zesílení  $K_{SP}$ , to je získáno ze zesílení jednotlivých součástí snímače (bočník, zesilovač):

$$K_{SP} = R_B \cdot K_{NZ} = 0,05 \cdot 10 = 0,5 \Omega \quad (3.29)$$

Operační zesilovač ve snímači proudu má však vlastní mezní kmitočet. Ten je odečten z jeho amplitudové charakteristiky. Pro zesílení  $K_{nz} = 10$  (-) odpovídá mezní kmitočet  $f_{SP} = 200$  kHz [14]. Ten se přepočítá na časovou konstantu snímače proudu.

$$\tau_{SP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{SP}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 10^3} = 7,958 \cdot 10^{-7} \text{ s} \quad (3.30)$$

Výsledný přenos snímače proudu je:

$$F_{SP}(p) = \frac{K_{SP}}{\tau_{SP} \cdot p + 1} = \frac{0,5}{7,958 \cdot 10^{-7} \cdot p + 1} \quad (\Omega) \quad (3.31)$$

Přenos otevřené smyčky zdroje bez regulátoru:

$$F_Z(p) = F_B(p)F_{TR}(p)F_{SP}(p) = 12,791 \cdot \frac{7}{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \cdot \frac{0,5}{7,958 \cdot 10^{-7} \cdot p + 1} \quad (3.32)$$

$$F_Z(p) = \frac{44,767}{(1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1) \cdot (7,957 \cdot 10^{-7} \cdot p + 1)}$$

$$F_Z(p) = \frac{K_Z}{(\tau_{TR} \cdot p + 1) \cdot (\tau_{SP} \cdot p + 1)} \quad (-)$$

K návrhu regulátoru je použita metoda optimálního modulu. Standardní tvar otevřené smyčky pro optimální modul je [8]:

$$F_{OM}(p) = F_{RI}(p) \cdot F_Z(p) = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \quad (-) \quad (3.33)$$

Za časovou konstantu  $\tau_\sigma$  se dosadí časová konstanta s nejmenší hodnotou. Tou je časová konstanta snímače, tedy  $\tau_\sigma = \tau_{SP} = 7,958 \cdot 10^{-7}$  s. Pomocí vztahů (3.32) a (3.33) se vyjádří přenos regulátoru [8]:

$$F_{RI}(p) = F_{OM}(p) \frac{1}{F_Z(p)} = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \cdot \frac{(\tau_\sigma \cdot p + 1) \cdot (\tau_{TR} \cdot p + 1)}{K_Z} \quad (3.34)$$

$$F_{RI}(p) = \frac{\tau_{TR} \cdot p + 1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot K_Z} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{71,250 \cdot 10^{-6} \cdot p}$$

Aby nedocházelo k překmitu při skokové změně proudu, je zesílení regulátoru zmenšené 0,6krát. Výsledný přenos PI regulátoru je:

$$F_{RI}(p) = 0,6 \cdot \frac{R_{62} \cdot C_{62} \cdot p + 1}{R_{61} \cdot C_{62} \cdot p} = 0,6 \cdot \frac{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{71,250 \cdot 10^{-6} \cdot p} \quad (3.35)$$

Ze vztahu (3.35) se vyjádří dvě rovnice, ze kterých se následně vypočítají hodnoty součástek:

$$1,6\bar{6} \cdot R_{61} \cdot C_{62} = 118,75 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.36)$$

$$R_{62} \cdot C_{62} = 1,22 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.37)$$

Protože jsou dvě rovnice a tři neznáme, hodnota jedné součástky se zvolí. Hodnota kondenzátoru  $C_{62}$  se zvolí z řady E12. Rezistory  $R_{61}$  a  $R_{62}$  se dopočítají.

Z řady E12 je vybrán kondenzátor  $C_{62} = 1\text{n}0$ .

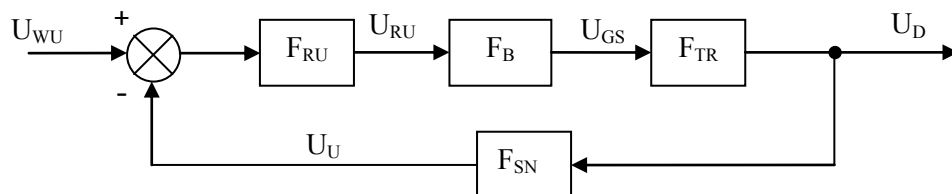
$$R_{61} = \frac{118,75 \cdot 10^{-6}}{C_{62}} = \frac{118,75 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 118,75 \text{ k}\Omega \quad (3.38)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{61} = 120\text{k}$ .

$$R_{62} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6}}{C_{62}} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 1,22 \text{ k}\Omega \quad (3.39)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{62} = 1\text{k}2$ .

### 3.5.2 Regulátor napětí pro I. kvadrant



**Obrázek 3.11** Blokové schéma regulace napětí

Přenos budiče:

$$F_B(p) = \frac{R_2}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} h_{21e} = \frac{1000}{6000} \cdot \frac{3300}{3300 + 1000} 100 = 12,791 (-) \quad (3.40)$$

Z katalogového listu tranzistoru IRF9530 jsou odečteny hodnoty:  $\Delta U_{DS} = 280 \text{ V}$  při  $\Delta U_{GS} = 1 \text{ V}$  [11]. Výpočet zesílení  $K_{TR}$  tranzistoru  $T_1$ :

$$K_{TR} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} = \frac{280}{1} = 280 (-) \quad (3.41)$$

Přenos tranzistoru  $T_1$ , přičemž časová konstanta  $\tau_{TR}$  zůstává stejná:

$$F_{TR}(p) = \frac{K_{TR}}{\tau_{TR} \cdot p + 1} = \frac{280}{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \quad (-) \quad (3.42)$$

Přenos snímače napětí:

$$F_{SN}(p) = \frac{K_{SN}}{\tau_{SN} \cdot p + 1} = \frac{0,05}{7,957 \cdot 10^{-7} \cdot p + 1} \quad (-) \quad (3.43)$$

Postup návrhu regulátoru je stejný jako u návrhu regulátoru proudu pro I. kvadrant.

Výsledný přenos PI regulátoru s operačním zesilovačem.

$$F_{RU}(p) = 0,6 \cdot \frac{R_{42} \cdot C_{42} \cdot p + 1}{R_{41} \cdot C_{42} \cdot p} = 0,6 \cdot \frac{1,22 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{285,0 \cdot 10^{-6} \cdot p} \quad (3.44)$$

Ze vztahu (3.44) se vyjádří dvě rovnice, ze kterých se následně vypočítají hodnoty součástek:

$$1,6\bar{6} \cdot R_{41} \cdot C_{42} = 475,00 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.45)$$

$$R_{42} \cdot C_{42} = 1,22 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.46)$$

Z řady E12 je vybrán kondenzátor  $C_{42} = 1\text{n}0$ .

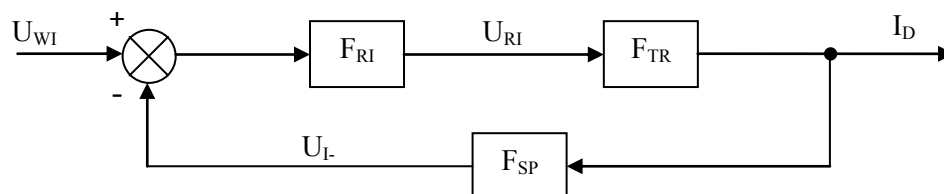
$$R_{41} = \frac{475,00 \cdot 10^{-6}}{C_{42}} = \frac{475,00 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 475,00 \text{ k}\Omega \quad (3.47)$$

Z řady E12 je vybrán kondenzátor  $R_{41} = 470\text{k}$ .

$$R_{42} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6}}{C_{42}} = \frac{1,22 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 1,22 \text{ k}\Omega \quad (3.48)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{42} = 1\text{k}2$ .

### 3.5.3 Regulátor proudu pro II. kvadrant



**Obrázek 3.12** Blokové schéma regulace proudu

Přenos tranzistoru  $T_2$  je poměrem změny proudu  $I_D$  a změny napětí  $U_{GS}$ . Dále se však pro rychlé změny napětí  $U_{GS}$  uplatňuje vstupní kapacita tranzistoru  $C_{GS}$ . Ta společně s rezistory  $R_7$  a  $R_8$  tvoří dolní RC propust I. řádu a její časová konstanta je  $\tau_{TR}$ . Z katalogového listu tranzistoru IRFP240 jsou odečteny hodnoty:  $\Delta I_D = 9\text{A}$  při  $\Delta U_{GS} = 1\text{V}$  [13].

Výpočet zesílení  $K_{TR}$  tranzistoru  $T_2$ :

$$K_{TR} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{9}{1} = 9 \text{ S} \quad (3.49)$$

Výpočet časové konstanty  $\tau_{TR}$  tranzistoru  $T_2$ :

$$\tau_{TR} = C_{GS} \cdot (R_7 + R_8) = 1,25 \cdot 10^{-9} \cdot 3200 = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.50)$$

Přenos tranzistoru  $T_2$ :

$$F_{TR}(p) = \frac{K_{TR}}{\tau_{TR} \cdot p + 1} = \frac{9}{4 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \text{ (S)} \quad (3.51)$$

Postup návrhu regulátoru je stejný jako u návrhu regulátoru proudu pro I. kvadrant.

Výsledný přenos PI regulátoru s operačním zesilovačem.

$$F_{RI}(p) = 0,6 \cdot \frac{R_{72} \cdot C_{72} \cdot p + 1}{R_{71} \cdot C_{72} \cdot p} = 0,6 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{7,162 \cdot 10^{-6} \cdot p} \quad (3.52)$$

Ze vztahu (3.52) se vyjádří dvě rovnice, ze kterých se následně vypočítají hodnoty součástek:

$$1,6\bar{6} \cdot R_{71} \cdot C_{72} = 11,937 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.53)$$

$$R_{72} \cdot C_{72} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.54)$$

Z řady E12 je vybrán kondenzátor  $C_{72} = 1\text{n}0$ .

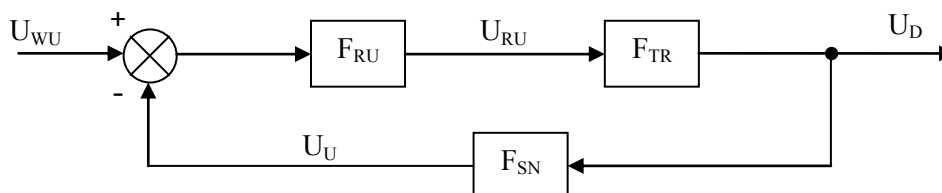
$$R_{71} = \frac{11,937 \cdot 10^{-6}}{C_{72}} = \frac{11,937 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 11,937 \text{ k}\Omega \quad (3.55)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{71} = 12\text{k}$ .

$$R_{72} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{C_{72}} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 4 \text{ k}\Omega \quad (3.56)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{72} = 3\text{k}9$ .

### 3.5.4 Regulátor napětí pro II. kvadrant



**Obrázek 3.13** Blokové schéma regulace napětí

Z katalogového listu tranzistoru IRFP240 jsou odečteny hodnoty:  $\Delta U_{DS} = 200\text{V}$  při  $\Delta U_{GS} = 1\text{V}$  Výpočet zesílení  $K_{TR}$  tranzistoru  $T_2$ :

$$K_{TR} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} = \frac{200}{1} = 200 \text{ (-)} \quad (3.57)$$

Přenos tranzistoru  $T_2$ :

$$F_{TR}(p) = \frac{K_{TR}}{\tau_{TR} \cdot p + 1} = \frac{200}{4 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \quad (-) \quad (3.58)$$

Postup návrhu regulátoru je stejný jako u návrhu regulátoru proudu pro I. kvadrant.

Výsledný přenos je roven přenosu PI regulátoru s operačním zesilovačem.

$$F_{RU}(p) = 0,6 \cdot \frac{R_{52} \cdot C_{52} \cdot p + 1}{R_{51} \cdot C_{52} \cdot p} = 0,6 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{15,915 \cdot 10^{-6} \cdot p} \quad (3.59)$$

Ze vztahu (3.59) se vyjádří dvě rovnice, ze kterých se následně vypočítají hodnoty součástek:

$$1,6\bar{6} \cdot R_{51} \cdot C_{52} = 26,525 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.60)$$

$$R_{52} \cdot C_{52} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (3.61)$$

Z řady E12 je vybrán kondenzátor  $C_{52} = 1\text{n}0$ .

$$R_{51} = \frac{26,525 \cdot 10^{-6}}{C_{52}} = \frac{26,525 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 26,525 \text{ k}\Omega \quad (3.62)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{51} = 27\text{k}$ .

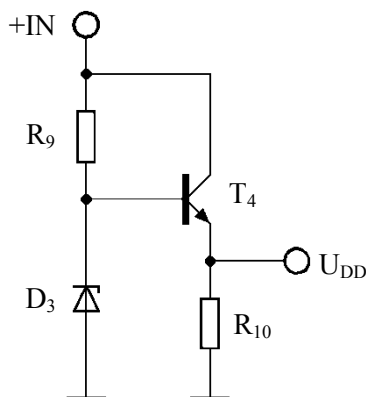
$$R_{52} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{C_{52}} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 4 \text{ k}\Omega \quad (3.63)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{52} = 3\text{k}9$ .

Jako OZ jsou použity dva integrované obvody TLC272. První integrovaný obvod TLC272 je použit k regulaci napětí a proudu ve zdrojovém režimu (I. kvadrant). Přičemž první OZ je zapojen v obvodu regulátoru napětí a druhý OZ je zapojen v obvodu regulátoru proudu. Operační zesilovače z druhého integrovaného obvodu TLC272 jsou zapojeny stejným způsobem, a jsou použity k regulaci v režimu zátěže (II. kvadrant).

### 3.6 Stabilizace napětí pro obvody zdroje

Většina obvodů zdroje je složena z operačních zesilovačů, které potřebují ke správné funkci minimální napájecí napětí 3 V [14]. Dále je potřeba napětí pro budiče tranzistorů. Vzhledem k prahovým napětím výkonových tranzistorů a napájecího napětí operačních zesilovačů byla zvolena hodnota napětí  $U_{DD} = +7 \text{ V}$ . Ke stabilizaci je dostačující sériový stabilizátor napětí se Zenerovou diodou a bipolárním tranzistorem, viz obrázek 3.14. Napájen je ze vstupních svorek zdroje [9].



**Obrázek 3.14** Stabilizátor napětí  $U_{DD}$  [9]

Napětí Zenerovy diody je:  $U_Z = 7,5$  V. Toto napětí je zároveň na bázi tranzistoru  $T_4$ . Po odečtení napětí  $U_{BE} = 0,6$  V je na emitoru tranzistoru  $T_4$  napětí přibližně  $U_E = U_{DD} = 7$  V [9].

Tranzistor  $T_4$  je zvolen podle napětí  $U_{CE0}$  a proudu  $I_C \approx I_E$ . Napětí  $U_{CE0}$  se spočítá jako rozdíl maximálního napětí na vstupních svorkách zdroje  $U_{+IN} = 50$  V a napětí emitoru  $U_E = 7$  V.

$$U_{CE0} = U_{+IN} - U_E = 50 - 7 = 43 \text{ V} \quad (3.64)$$

Odebíraný proud z emitoru se předpokládá  $I_E = 50$  mA. Podle výše uvedených parametrů je vybrán bipolární tranzistor TIP29C, který má maximální dovolené napětí  $U_{CE0} = 100$  V. Při proudu  $I_C = 50$  mA má tranzistor proudový zesilovací činitel  $\beta = 100$  (-) [12]. Proud  $I_B$  do báze tranzistoru  $T_4$  je [5]:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{100} = 0,5 \text{ mA} \quad (3.65)$$

Zenerova dioda je vybrána BZX55C7V5. Maximální výkon na diodě je  $P_{tot} = 500$  mW [15]. Maximální proud zenerovou diodou je:

$$I_{Zmax} < \frac{P_{tot}}{U_Z} = \frac{500 \cdot 10^{-3}}{7,5} = 66,67 \text{ mA} \quad (3.66)$$

S dostatečnou rezervou je maximální proud diodou zvolen  $I_{Zmax} = 40$  mA.

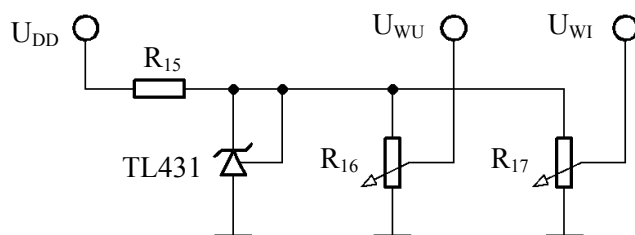
Při výpočtu rezistoru  $R_9$  je uvažováno maximální napětí na vstupu zdroje  $U_{+IN} = 50$  V. Hodnota rezistoru  $R_9$  se pak vypočítá:

$$R_9 = \frac{U_{+IN} - U_Z}{I_{Zmax} + I_B} = \frac{50 - 7,5}{(40 + 0,5) \cdot 10^{-3}} = 1,049 \text{ k}\Omega \quad (3.67)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_9 = 1\text{k}0$ .

K Emitoru tranzistoru  $T_4$  je připojena předzátěž v podobě rezistoru  $R_{10} = 10\text{k}$ .

K nastavování žádané hodnoty napětí a proudu na regulátorech je potřeba velmi přesné stabilizované napětí. Jak už bylo zmíněno v kapitolách 3.3 a 3.4, napětí ze snímačů se pohybuje v rozmezí 0 až 2,5 V. Napěťová reference pro nastavení žádané hodnoty napětí a proudu by se měla pohybovat ve stejném rozmezí. K přesné stabilizaci referenčního napětí  $U_W = 2,5$  V je použit integrovaný stabilizátor TL431 [16]. Stabilizátor je napájen přes rezistor  $R_{15}$  napětím  $U_{DD}$  z předchozího stabilizátoru. Referenční napětí je k regulátorům přivedeno přes jezdcy potenciometrů  $R_{16}$  a  $R_{17}$ . Zapojení je znázorněné na obrázku 3.15.



**Obrázek 3.15** Stabilizátor referenčního napětí  $U_W$

Pracovní katodový proud stabilizátoru  $I_{KA}$  se pohybuje v rozmezí 1 až 100 mA [16]. Vzhledem k tomu, aby nebyl příliš zatěžován regulátor napětí  $U_{DD}$  je zvolen provozní katodový proud  $I_{KA} = 25$  mA. Proudový odběr vstupů regulátorů je minimální. Proto hodnoty odporu potenciometrů mohou být vyšší. Zároveň tím také bude stabilizátor referenčního napětí  $U_W$  minimálně proudově zatížen, což přispěje k vyšší stabilitě referenčního napětí  $U_W$ . Potenciometry  $R_{16}$  a  $R_{17}$  jsou lineární a jejich hodnota odporu je zvolena 10k $\Omega$ . Hodnota rezistoru  $R_{15}$  se dopočítá ze známých veličin, přičemž proud potenciometry se při výpočtu zanedbá.

$$R_{15} = \frac{U_{DD} - U_W}{I_{KA}} = \frac{7 - 2,5}{25 \cdot 10^{-3}} = 180 \Omega \quad (3.68)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{15} = 180R$ .

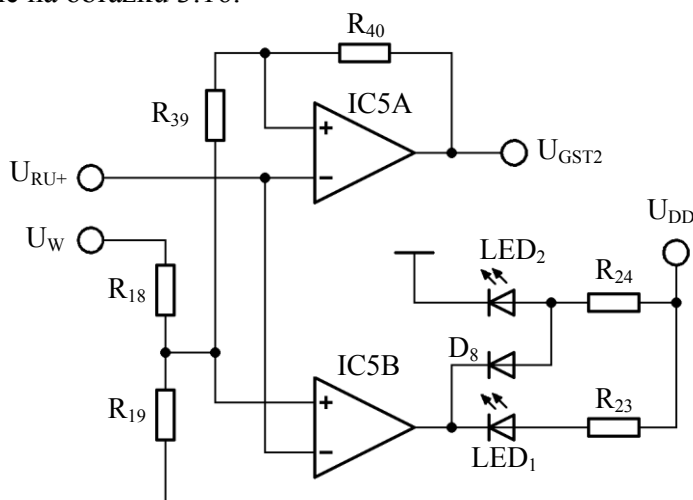
### 3.7 Přepínání provozního režimu zdroje

Zdroj je rozdělen do dvou hlavních částí podle smyslu proudu. Aktivní může být pouze jedna z nich. Jinak by mohli regulátory působit proti sobě. V režimu, kdy proud teče ze zdroje do napájeného zařízení, nesmí být elektronická zátěž aktivní. To znamená, že tranzistorem  $T_2$  nesmí protékat žádný proud. Aby tranzistorem  $T_2$  netekl žádný proud, musí být jeho řídicí napětí  $U_{GS}$  nulové. K zajištění nulového řídicího napětí tranzistoru je použit komparátor s otevřeným kolektorem. Na jeho invertující vstup je přiveden signál z regulátoru napětí I. kvadrantu. To je porovnáváno s napětím 0,5 V, které je přivedeno na neinvertující vstup komparátoru. V režimu zdroje, kdy proud teče ze zdroje do napájeného zařízení, je napětí na regulátoru napětí vyšší jak 0,5 V. Řídicí elektroda tranzistoru  $T_2$  je tedy zkratována přes koncový tranzistor komparátoru se zemí.

V režimu elektronické zátěže, zajišťuje uzavření tranzistoru  $T_1$  regulátor napětí I. kvadrantu. Vysvětlení je následující: Pokud má proud téct z napájeného zařízení do zdroje, musí být na svorkách zařízení vyšší napětí, než je nastavené na zdroji. Na zvýšení napětí na svorkách zdroje reaguje regulátor napětí tím, že uzavře tranzistor  $T_1$ .



Jako komparátor s otevřeným kolektorem je použit integrovaný obvod LM393 [17]. Ten obsahuje dva komparátory. Druhý komparátor slouží k signalizaci směru proudu. Schéma zapojení je znázorněné na obrázku 3.16.



**Obrázek 3.16** zapojení komparátorů

Komparační napětí  $U_K = 0,5 \text{ V}$  se přivede na neinvertující vstupy komparátorů pomocí odporového děliče složeného z rezistorů  $R_{18}$  a  $R_{19}$ . Odporový dělič je napájen referenčním napětím  $U_W = 2,5 \text{ V}$ . Pro komparační napětí  $U_K$  platí:

$$U_K = U_W \frac{R_{19}}{R_{18} + R_{19}} \quad (\text{V}) \quad (3.69)$$

Z řady E12 je zvolen rezistor  $R_{19} = 4\text{k}7$ . Ze vztahu (3.69) se následně dopočítá hodnota rezistoru  $R_{18}$ .

$$R_{18} = R_{19} \frac{U_W - U_K}{U_K} = 4,7 \cdot 10^3 \frac{2,5 - 0,5}{0,5} = 18,800 \text{ k}\Omega \quad (3.70)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{18} = 18\text{k}$ .

V situaci, kdy bude napětí regulátoru  $U_{RU+}$  přibližně stejné jako komparační napětí  $U_K$ , může docházet nežádoucím zákmitům komparátoru. Proto je komparátor IC5A doplněn o hysterezi [5].

Vztah pro velikost hysterezního napětí je následující [5]:

$$U_h = U_{GST2} \frac{R_{39}}{R_{39} + R_{40}} \quad (\text{V}) \quad (3.71)$$

Předpokládá se, že napětí  $U_{GST2}$  je přibližně 4 V. Hysterezní napětí je zvoleno  $U_h = 50 \text{ mV}$ . Dále je zvolen z řady E12 rezistor  $R_{40} = 220\text{k}$ . Rezistor  $R_{39}$  se dopočítá ze vztahu (3.71):

$$R_{39} = R_{40} \frac{U_h}{U_{GST2} - U_h} = 220 \cdot 10^3 \frac{0,05}{4 - 0,05} = 2,785 \text{ k}\Omega \quad (3.72)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{39} = 2\text{k}7$ .

K signalizaci směru proudu jsou použity svítivé diody. Pro kladný směr proudu je zvolená zelená svítivá dioda a pro záporný směr proudu červená. Provozní proud diodou je  $I_F = 5 \text{ mA}$ . Prahové napětí svítivé diody je přibližně:  $U_F = 2 \text{ V}$ . Hodnoty rezistorů  $R_{23}$  a  $R_{24}$  se dopočítají.

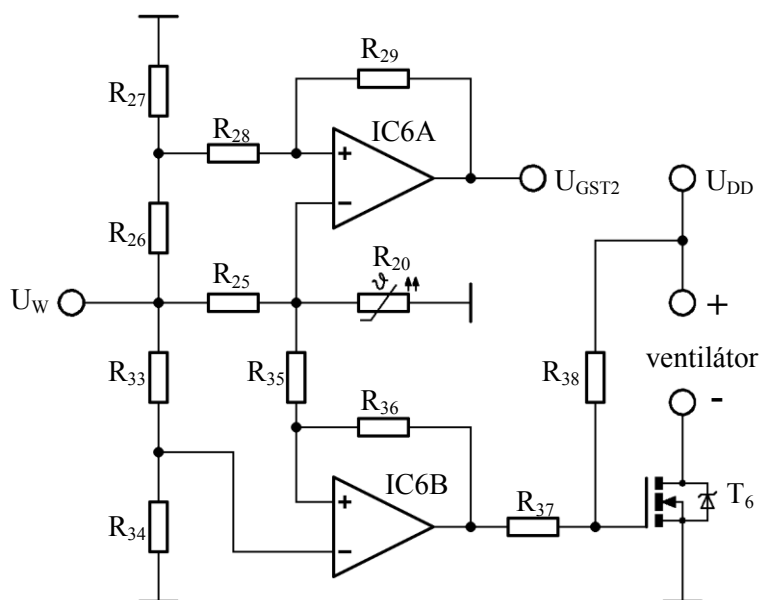
$$R_{23} = R_{24} = \frac{U_{DD} - U_F}{I_F} = \frac{7 - 2,15}{5 \cdot 10^{-3}} = 970 \Omega \quad (3.73)$$

Z řady E12 jsou vybrány rezistory  $R_{23} = R_{24} = 1k0$ .

### 3.8 Tepelná ochrana výkonových součástek

Výkonové součástky se při provozu zahřívají, zejména tranzistor  $T_2$  tvořící elektronickou zátěž. Proto musí být zajištěna jeho ochrana před přehřátím. Pokud se tranzistor zahřeje na více než  $60 \text{ }^\circ\text{C}$ , zapne se ventilátor. Pokud se bude nadále tranzistor  $T_2$  zahřívát a jeho teplota dosáhne kritické teploty  $140 \text{ }^\circ\text{C}$ , ochrana tranzistor rozepne a tím zabrání jeho dalšímu zahřívání.

Ke snímání teploty je využit odporový snímač teploty KTY81-210 [18]. Ten je zapojen společně s rezistorem jako napěťový dělič, který je napájen z napěťové reference  $2,5 \text{ V}$ . K vyhodnocování kritické teploty je použit komparátor otevřeným kolektorem. Na invertující vstup komparátoru je přivedeno napětí z děliče se snímačem teploty. Na neinvertující vstup je přivedeno takové napětí, které je rovno napětí na děliči s rezistorem při teplotě, kdy má komparátor sepnout. Toto napětí je získáno z dalšího děliče napětí napájeného též z napěťové reference. K vyhodnocování teploty, kdy má být zapnut ventilátor, je použit též komparátor otevřeným kolektorem. Rozdíl je pouze v zapojení vstupů komparátoru. Komparátory představuje integrovaný obvod LM393 [17]. Zapojení ochrany sestávající se ze dvou komparátorů (první pro vypínání elektronické zátěže a druhý pro zapínání ventilátoru) a tří děličů napětí je na obrázku 3.17.



Obrázek 3.17 tepelná ochrana

Podle katalogového listu má snímač teploty při teplotě okolí  $\vartheta_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  hodnotu odporu  $R_{20,25^\circ\text{C}} = 2000 \Omega$  [18]. Hodnota rezistoru  $R_{25}$  je zvolena tak, aby při teplotě okolí  $\vartheta_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  bylo na snímači teploty přibližně polovina napětí  $U_w$ . Z řady E12 je tedy vybrán rezistor  $R_{25} = 2k2$ .

K překlopení komparátoru IC6A dojde tehdy, kdy bude na snímači teploty vyšší napětí než na rezistoru  $R_{27}$ . Hodnota teploty snímače, kdy dojde k překlopení komparátoru, je  $\vartheta_c = 140^\circ\text{C}$ . Při této teplotě má snímač odpor  $R_{20,140^\circ\text{C}} = 4166 \Omega$  [18]. Rezistory  $R_{26}$  a  $R_{27}$  se určí za podmínky, kdy bude napětí  $U_{R27}$  na rezistoru  $R_{27}$  rovno napětí  $U_{R20}$  na snímači. Napětí na snímači je:

$$U_{R20} = U_W \frac{R_{20,140^\circ\text{C}}}{R_{25} + R_{20,140^\circ\text{C}}} \quad (\text{V}) \quad (3.74)$$

Rezistor  $R_{26}$  je zvolen a vybrán z řady E24:  $R_{27} = 2\text{k}7$ . Hodnota odporu rezistoru  $R_{27}$  se určí z následujícího vztahu:

$$R_{27} = R_{26} \frac{U_{R27}}{U_W - U_{R27}} = R_{26} \frac{U_{R20}}{U_W - U_{R20}} \quad (\Omega) \quad (3.75)$$

Po dosazení za  $U_{R20}$  ze vztahu (3.74) a následné úpravě vztahu (3.75) je vztah pro výpočet rezistoru  $R_{27}$  následující:

$$R_{27} = \frac{R_{26} \cdot R_{20,140^\circ\text{C}}}{R_{25}} = \frac{2700 \cdot 4166}{2200} = 5,113 \text{ k}\Omega \quad (3.76)$$

Z řady E24 je vybrán rezistor  $R_{27} = 5\text{k}1$ .

Komparátor IC6A je doplněn o hysterezi. Důvod je stejný jako u komparátoru IC5A v kapitole 3.7. Postup výpočtu rezistorů je totožný. Hysterezní napětí je zvoleno  $U_h = 50 \text{ mV}$ . Z řady E12 je zvolen rezistor  $R_{29} = 220\text{k}$ . Rezistor  $R_{28}$  se dopočítá pomocí vztahu (3.71):

$$R_{28} = R_{29} \frac{U_h}{U_{GST2} - U_h} = 220 \cdot 10^3 \frac{0,05}{4 - 0,05} = 2,785 \text{ k}\Omega \quad (3.77)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{39} = 2\text{k}7$ .

Postup výpočtu rezistorů  $R_{33}$  a  $R_{34}$  je totožný jako výpočet rezistorů  $R_{26}$  a  $R_{27}$ . Výpočet je však řešen pro teplotu snímače  $\vartheta_c = 60^\circ\text{C}$ . Při této teplotě má snímač odpor  $R_{20,60^\circ\text{C}} = 2597 \Omega$  [18]. Rezistor  $R_{33}$  je zvolen a vybrán z řady E24:  $R_{33} = 3\text{k}3$ .

$$R_{34} = \frac{R_{33} \cdot R_{20,60^\circ\text{C}}}{R_{25}} = \frac{3300 \cdot 2597}{2200} = 3,896 \text{ k}\Omega \quad (3.78)$$

Z řady E24 je vybrán rezistor  $R_{27} = 3\text{k}9$ .

Komparátor IC6B má spínat ventilátor. Proud ventilátoru je ale několikrát větší než maximální proud komparátoru. Proto komparátor IC6B spíná ventilátor pomocí tranzistoru  $T_6$ . Rezistory  $R_{37}$  a  $R_{38}$  slouží ke správnému zapnutí a vypnutí tranzistoru  $T_6$ . Rezistory jsou vybrány zvoleny  $R_{37} = 100 \Omega$ ,  $R_{38} = 1 \text{ k}\Omega$  [5].

Komparátor IC6B je též doplněn o hysterezi. Při výpočtu rezistorů se předpokládá, že řídicí napětí tranzistoru  $T_6$  je přibližně  $7 \text{ V}$ . Hysterezní napětí je zvoleno  $U_h = 50 \text{ mV}$ . Z řady E12 je zvolen rezistor  $R_{36} = 270\text{k}$ . Rezistor  $R_{35}$  se dopočítá pomocí vztahu (3.71):

$$R_{35} = R_{36} \frac{U_h}{U_{GST6} - U_h} = 270 \cdot 10^3 \frac{0,05}{7 - 0,05} = 1,942 \text{ k}\Omega \quad (3.79)$$

Z řady E12 je vybrán rezistor  $R_{35} = 2\text{k}2$ .

## 4 CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK

Výkonové tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  pracují v lineárním režimu a musí být při provozu chlazeny. Avšak jak z funkčního principu zdroje vyplývá, že vždy je aktivní pouze jeden z výkonových tranzistorů. Proto mohou být oba výkonové tranzistory na jednom společném chladiči. K výběru chladiče je potřeba vypočítat jeho tepelný odpor  $R_{\vartheta H}$ . Ten se vypočítá pomocí Fourierova zákona [10]. Při všech výpočtech se uvažuje teplota okolí  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Tepelný odpor chladiče  $R_{\vartheta H}$  vyjádřený pomocí Fourierova zákona [10]:

$$R_{\vartheta H} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_0}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CH} \quad (\text{ }^\circ\text{C/W}) \quad (4.1)$$

Kde:  $\vartheta_J$  ... teplota čipu

$\vartheta_0$  ... teplota okolí

$P_{ZTR}$  ... ztrátový výkon na součástce

$R_{\vartheta JC}$  ... tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem

$R_{\vartheta CH}$  ... tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem

Pro výpočet tepelného odporu chladiče jsou použity hodnoty tepelných odporů zjištěné z katalogového listu tranzistoru IRF9530:  $R_{\vartheta JC} = 1,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$  a  $R_{\vartheta CH} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Dále byla zjištěna maximální teplota čipu  $\vartheta_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$  [11]. Ztrátový výkon zdroje se určí za podmínek, kdy bude na tranzistoru  $T_1$  nejvyšší možné napětí a zároveň zdrojem bude protékat maximální proud, tj. 5 A. Spínaný zdroj, ze kterého je navrhovaný zdroj napájen, bude regulovat napětí tak, aby na vstupních svorkách navrhovaného zdroje bylo napětí o 2 V vyšší než na výstupních svorkách navrhovaného zdroje. Toho však nelze dosáhnout při výstupním napětí menší, než 7 V. Navrhovaný zdroj ke své správné funkci musí mít na vstupních svorkách minimální napětí 7 V. Tranzistor  $T_1$  se bude nejvíce zahřívat tehdy, kdy na výstupních svorkách zdroje bude téměř nulové napětí a bude jím téct maximální proud. Ztrátový výkon na tranzistoru  $T_1$  je roven:

$$P_{ZTR} = U_{DSmax} \cdot I_{Dmax} = 7 \cdot 5 = 35 \text{ W} \quad (4.2)$$

Nyní lze vypočítat tepelný odpor chladiče pro aktivní tranzistor  $T_1$  ze vztahu (4.1):

$$R_{\vartheta H1} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_0}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CH} = \frac{150 - 40}{35} - 1,7 - 0,5 = 0,943 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.3)$$

Následně se vypočte tepelný odpor chladiče při aktivním tranzistoru  $T_2$ . K výpočtu jsou použity hodnoty zjištěné z katalogového listu tranzistoru IRFP240: tepelné odpory  $R_{\vartheta JC} = 0,83 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ,  $R_{\vartheta CH} = 0,24 \text{ }^\circ\text{C/W}$  a maximální teplota čipu  $\vartheta_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$  [13]. Hodnota ztrátového výkonu je rovna hodnotě výkonu elektronické zátěže,  $P_{ZTR} = P_{EZ} = 80 \text{ W}$ .

Hodnota tepelného odporu chladiče pro aktivní tranzistor  $T_2$  je:

$$R_{\vartheta H1} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_0}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CH} = \frac{150 - 40}{80} - 0,83 - 0,24 = 0,305 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.4)$$

Porovnáním vypočtených hodnot tepelného odporu chladiče je zřejmé, že výběr chladiče se bude vztahovat k hodnotě vypočtené pro tranzistor  $T_2$ .

Chladič je použit černý žebrovaný, vyrobený z hliníku s rozměry 100x120x50 mm a tloušťkou základny 8 mm. Jeho tepelný odpor je  $R_{\vartheta H} = 0,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$  [19]. Proto je dále chladič osazen ventilátorem na jmenovité napájecí napětí 12 V/DC, jehož rozměry jsou 92x92x25 mm.

Také je třeba chladit tranzistor  $T_4$  stabilizátoru napětí  $U_{DD}$ . Nejvyšší výkonová ztráta na tomto tranzistoru je při maximálním napájecím napětí, tj. 50 V. Dále se uvažuje, že tranzistorem teče maximální proud 200 mA. Maximální ztrátový výkon tranzistoru  $T_4$  je:

$$P_{ZTR} = U_{CEmax} \cdot I_{Emax} = (50 - 7) \cdot 0,2 = 8,6 \text{ W} \quad (4.5)$$

K výpočtu tepelného odporu chladiče tranzistoru  $T_4$  jsou použity hodnoty zjištěné z katalogového listu tranzistoru TIP29C: tepelný odpor tranzistoru  $R_{\vartheta JC} = 4,167 \text{ }^\circ\text{C/W}$  a maximální teplota čipu  $\vartheta_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$  [12].

Hodnota tepelného odporu chladiče tranzistoru  $T_4$  je:

$$R_{\vartheta H2} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_0}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta JC} = \frac{150 - 40}{8,6} - 4,167 = 8,62 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.6)$$

Tranzistor  $T_4$  je osazen černým hliníkovým chladičem s rozměry 37,5x29x12 mm a tepelným odporem  $R_{\vartheta H} = 8,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$  [20].

## 5 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ

Deska plošných spojů je navržena tak, aby cesty výkonových spojů byly co nejkratší. Výkonové tranzistory, které potřebují být chlazeny, jsou umístěny na zadní část desky tak, aby mohli být připevněny k chladiči. Výkonové cesty jsou tedy umístěny, spolu s tranzistorem, na zadní část desky. V pravé části desky jsou umístěny vstupní svorky zdroje. Ke vstupním svorkám je umístěn stabilizátor napětí  $U_{DD}$ . Snímače výstupních veličin jsou umístěny v levé části desky, co nejbližší k výstupním svorkám zdroje. Potenciometry pro nastavování napětí a proudu jsou umístěny na přední část desky pro snadné nastavování. Taktéž jsou na přední část desky umístěny signalizační diody, pro jejich dobrou viditelnost. Ostatní součástky jsou optimálně rozmístěny do skupin podle funkcí.

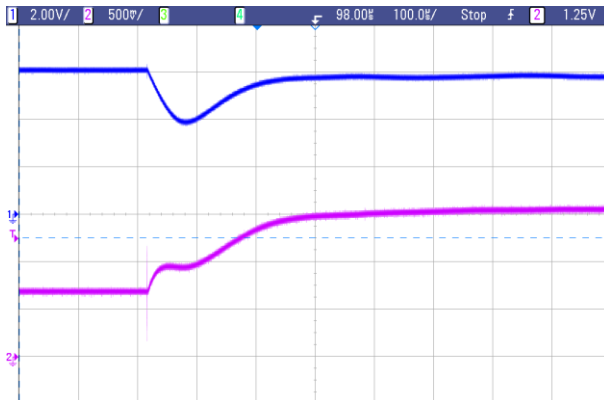
Deska je vyrobena z jednostranného materiálu FR2 o rozměrech 145x90x1,5 mm. Síla mědi na desce je 35  $\mu\text{m}$ . Integrované obvody IC1 až IC6 jsou vsazeny do patič s osmi piny pro jejich případné vyjmutí z desky. Návrh desky plošných spojů je na obrázku 7.2 v příloze 2.1. Rozmístění součástek je na obrázku 7.3 v příloze 2.2.

## 6 MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZDROJE

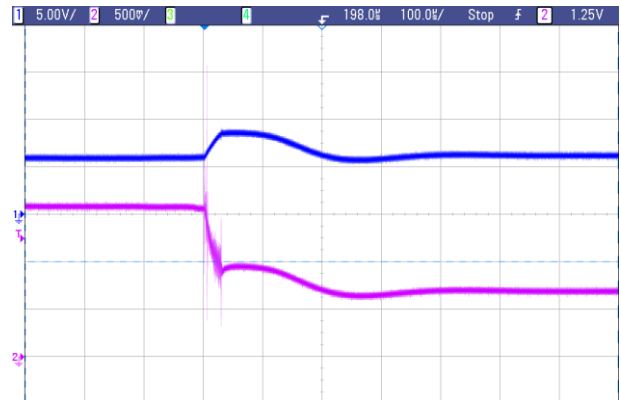
Tato kapitola je zaměřena na chování zdroje při dynamických změnách zátěže. U elektronické zátěže se jedná o odezvu na dynamickou změnu napětí a proudu. Jednotlivá měření jsou rozdělena do podkapitol.

## 6.1 Dynamické vlastnosti zdroje v napět'ovém režimu

Bylo provedeno měření k zachycení odezvy regulátoru napětí na změnu zátěže, přičemž regulátor proudu byl vyřazen z činnosti, nastavením na maximální proud. K výstupním svorkám zdroje byla připojena zátěž, u které se přepínáním měnil odpor z hodnoty  $4,11 \Omega$  na hodnotu  $2 \Omega$ . Měření bylo provedeno při napájecím napětí  $U_{IN} = 8 \text{ V}$ . Výstupní napětí bylo nastaveno regulátorem napětí na hodnotu  $U_{OUT} = 6 \text{ V}$ . Modře je zobrazen průběh výstupního napětí, fialově průběh výstupního proudu. K měření proudu je využit snímač proudu zdroje. Při nastavení rozlišení napětí  $500 \text{ mV/dílek}$ , odpovídá 1 dílek hodnotě  $1 \text{ A}$ .



Obrázek 6.1 dynamické snížení zátěže

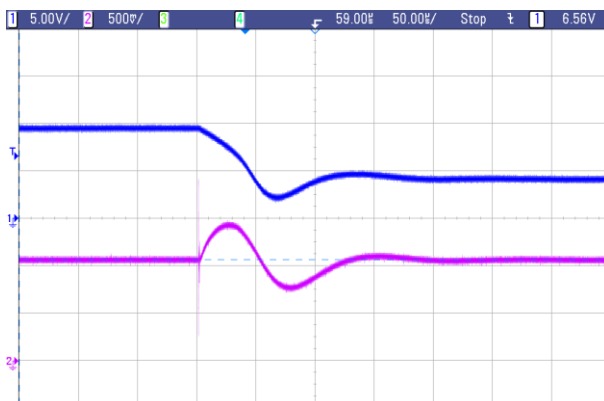


Obrázek 6.2 dynamické zvýšení zátěže

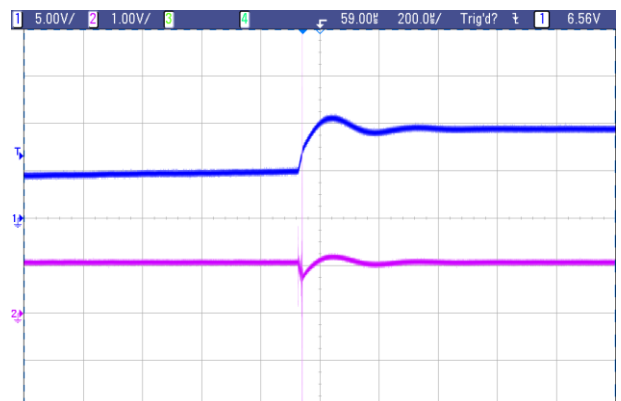
Z obrázku 6.1 jde vidět, že při přepnutí na nižší hodnotu odporu zátěže, výstupní napětí kleslo o  $2,1 \text{ V}$  a během  $290 \mu\text{s}$  se vrátilo na původní hodnotu. Proud zdroje vzrostl z  $1,43 \text{ A}$  na  $3 \text{ A}$ . Naopak při přepnutí na vyšší hodnotu odporu zátěže, znázorněném na obrázku 6.2, se výstupní napětí zvýšilo o  $2,6 \text{ V}$  a během  $350 \mu\text{s}$  se vrátilo na původní hodnotu.

## 6.2 Dynamické vlastnosti zdroje v proudovém režimu

Bylo provedeno měření k zachycení odezvy regulátoru proudu na změnu zátěže, přičemž regulátor napětí byl vyřazen z činnosti, nastavením na maximální napětí. Odpor zátěže se přepínal z hodnoty  $4,43 \Omega$  na hodnotu  $1,87 \Omega$ . Měření bylo provedeno při napájecím napětí  $U_{IN} = 11 \text{ V}$ . Výstupní proud byl nastaven regulátorem proudu na hodnotu  $I_{OUT} = 2,14 \text{ A}$ . Modře je zobrazen průběh výstupního napětí, fialově průběh výstupního proudu.



Obrázek 6.3 dynamické snížení zátěže



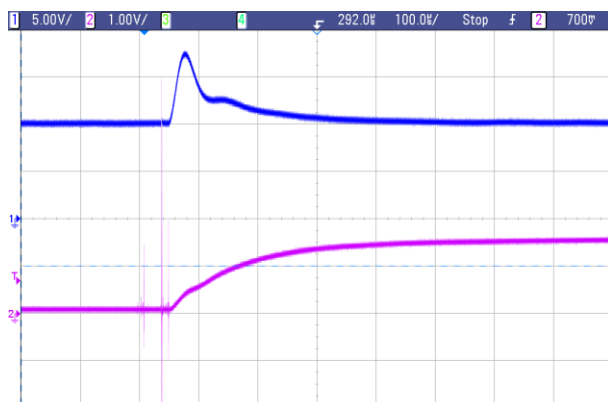
Obrázek 6.4 dynamické zvýšení zátěže

Z obrázku 6.3 jde vidět, že při přepnutí na nižší hodnotu odporu zátěže došlo k překmitu proudu s amplitudou 0,737 A. Doba ustálení proudu byla 200  $\mu\text{s}$ . Výstupní napětí zdroje kleslo z 9,47 V na 4 V. Na obrázku 6.4 je průběh proudu přepnutí na vyšší hodnotu odporu zátěže. Proud téměř skokově klesl o 0,737 A. Následně se s překmitem ustálil na původní hodnotě za 365  $\mu\text{s}$ .

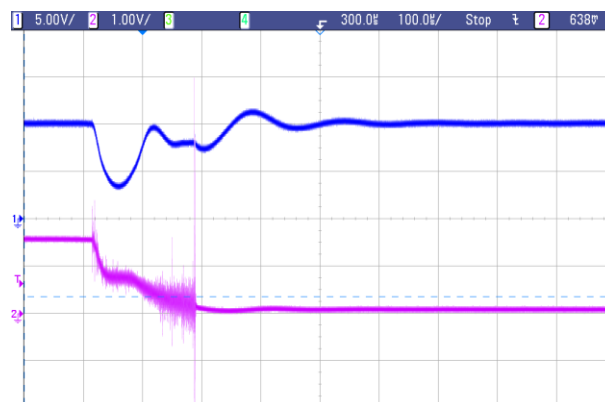
### 6.3 Dynamické vlastnosti elektronické zátěže v napět'ovém režimu

Bylo provedeno měření k zachycení odezvy regulátoru napětí elektronické zátěže na změnu napětí zdroje, který byl připojen s odporem v sérii k výstupním svorkám měřeného zdroje. Regulátor proudu byl vyřazen z činnosti, nastavením na maximální proud. Napětí se měnilo pomocí odporu, který se přepínáním měnil z hodnoty 100  $\Omega$  na hodnotu 2,63  $\Omega$ . Měření bylo provedeno při napájecím napětí  $U_{IN} = 12$  V. Výstupní napětí bylo nastaveno regulátorem napětí na hodnotu  $U_{OUT} = 10$  V. Napětí na připojeném zdroji bylo  $U_{zd} = 18$  V. Modře je zobrazen průběh výstupního napětí, fialově průběh výstupního proudu. K měření proudu je využit snímač proudu elektronické zátěže. Při nastavení rozlišení napětí 1 V/dílek, odpovídá 1 dílek hodnotě 2 A.

Pozn.: Proud měřeného zdroje v režimu elektronické zátěže nabývá záporných hodnot. Avšak průběhy proudu na obrázcích 6.5 a 6.6 jsou kladné. Znaménko proudu otáčí snímač proudu elektronické zátěže (viz kapitola 3.4).



**Obrázek 6.5** dynamické zvýšení napětí



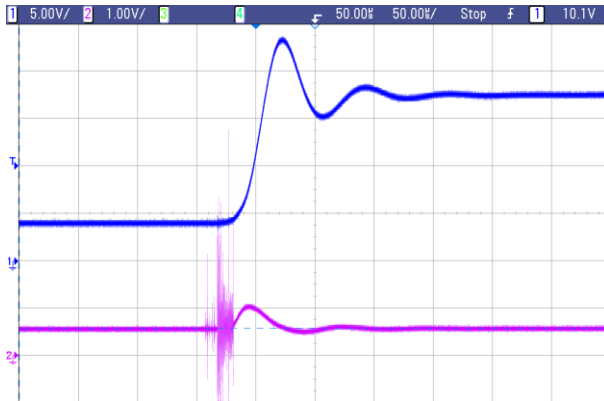
**Obrázek 6.6** dynamické snížení napětí

Z obrázku 6.5 jde vidět, že při přepnutí na nižší hodnotu odporu vzrostlo napětí na elektronické zátěži o 7,5 V a následně kleslo na nastavenou hodnotu. Přechodný děj trval 300  $\mu\text{s}$ . Přechodný děj při přepnutí odporu na vyšší hodnotu je na obrázku 6.6. Napětí na zátěži kleslo o 7,5 V a následně se vrátilo na původní hodnotu. Průběh proudu byl ovlivněn obloukem vzniklým při přepínání. Přechodný děj trval 387  $\mu\text{s}$ .

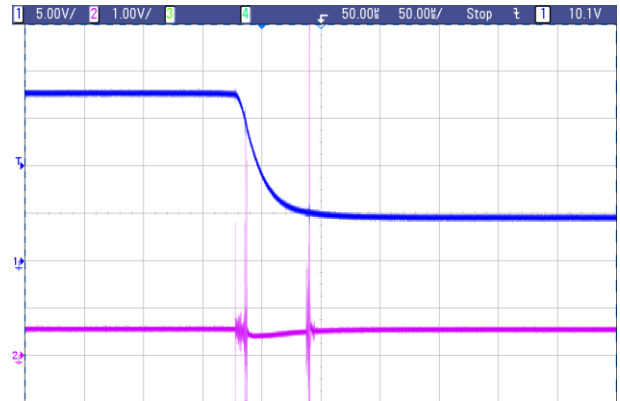
### 6.4 Dynamické vlastnosti elektronické zátěže v proudovém režimu

Bylo provedeno měření k zachycení odezvy regulátoru proudu elektronické zátěže na změnu proudu zdroje, který byl připojen s odporem v sérii k výstupním svorkám měřeného zdroje. Regulátor napětí byl vyřazen z činnosti, nastavením na nulové napětí. Proud se měnil odporem, jehož hodnota se měnila přepínáním mezi 14,55  $\Omega$  a 2,18  $\Omega$ . Měření bylo provedeno při napájecím napětí  $U_{IN} = 12$  V. Výstupní proud byl nastaven regulátorem proudu na hodnotu

$I_{OUT} = -1,1$  A. Napětí na připojeném zdroji bylo  $U_{zd} = 20$  V. Modře je zobrazen průběh výstupního napětí, fialově průběh výstupního proudu.



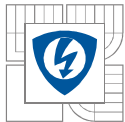
**Obrázek 6.7** dynamické zvýšení napětí



**Obrázek 6.8** dynamické snížení napětí

Z obrázku 6.7 jde vidět, že při přepnutí na nižší hodnotu odporu vzrostl proud o 1,1 A a následně klesl na nastavenou hodnotu. Přechodný děj trval 184  $\mu$ s. Napětí na elektronické zátěži vzrostlo ze 4 V na 17,5 V. Při snížení přepnutí proudu na nižší hodnotu, proud elektronické zátěži klesl o 0,526 A. Proud se ustálil po 73  $\mu$ s na původní hodnotě. Přechodný děj je na obrázku 6.8.





## 7 ZÁVĚR

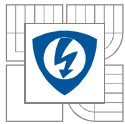
Cílem této práce bylo navrhnout koncepci regulovaného napájecího zdroje, který pracuje i jako elektronická zátěž. Dále navrhnout jednotlivé komponenty zdroje. Zdroj realizovat a proměřit jeho parametry.

První část práce byla zaměřena na stručný popis napájecích zdrojů, konkrétněji popis stejnosměrných napájecích zdrojů. Dále byl jednoduše popsán princip funkce elektronických zátěží. Bylo uvedeno, k čemu se nejčastěji elektronické zátěže používají.

Další částí práce byl návrh zdroje. Nejprve byla navržena celková koncepce zdroje. Zdroj byl rozdělen na dvě hlavní části. První částí je výkonový tranzistor  $T_1$  s budičem. Druhá část je tranzistor  $T_2$  reprezentující elektronickou zátěž. Koncepce zdroje je znázorněna na obrázku 3.1. Dále je na obrázku 3.2 znázorněna pracovní oblast zdroje. V následujících podkapitolách byly uvedeny jednotlivé návrhy komponentů zdroje. V každé podkapitole byla nejprve uvedena problematika návrhu. Následně byl popsán postup návrhu dané části zdroje s příslušnými výpočty. Na základě výpočtů byly zvoleny jednotlivé součástky. Pro část snímače proudu zesilující napětí z bočního bylo, v rámci návrhu, provedeno měření. Výsledky ukázaly, že snímač pracuje jak při kladném proudu, tak při záporném proudu. Z naměřených hodnot bylo zjištěno, že při malých hodnotách proudu se uplatňuje napěťová nesymetrie vstupů operačních zesilovačů. Pro způsob nastavování žádané hodnoty proudu však nebylo nutné napěťovou nesymetrii kompenzovat.

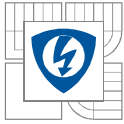
V kapitole čtvrté byl popsán návrh chlazení výkonových součástek. Na základně vypočtených hodnot byly zvoleny chladiče součástek. V další kapitole byl popsán návrh desky plošných spojů a bylo popsáno rozmístění součástek na desce.

Deska plošných spojů byla vyrobena dle návrhu a osazena součástkami. Poté proběhlo oživení zařízení a doladění regulátorů. Následně byly proměřeny dynamické vlastnosti zařízení jak v režimu zdroje, tak v režimu elektronické zátěže. Výsledky měření byly vypsány v šesté kapitole.

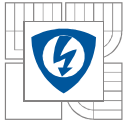


## LITERATURA

- [1] ZELINOVÁ, L. *Laboratorní zdroj s vysokou účinností*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.
- [2] VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 139 s.
- [3] PIVOŇKA, V. *Elektronická zátěž*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 64 s. Vedoucí bakalářské práce byl doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.
- [4] Umělá zátěž s konstantním proudem. *Pandatron.cz - Elektrotechnický magazín* [online]. 20. 5. 2014 [cit. 2014-12-12]. Dostupné z: [http://pandatron.cz/?3945&umela\\_zatez\\_s\\_konstantnim\\_proudem](http://pandatron.cz/?3945&umela_zatez_s_konstantnim_proudem)
- [5] PATOČKA, M., VOREL, P. *Průmyslová elektronika*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2007, 151 s.
- [6] PATOČKA, M., VOREL, P. *Řídící elektronika - pasivní obvody*, Díl I. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2004, 106 s.
- [7] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 495 s. ISBN 80-730-0059-8.
- [8] SKALICKÝ, J. *Teorie řízení*. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 103 s.
- [9] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje I: Základní zapojení analogových a spínaných a pájecích zdrojů*. 2. vyd. Praha: BEN, 1997, 341 s. ISBN 80-860-5602-3.
- [10] PATOČKA, M., *Vybrané statě z výkonové elektroniky*, sv. 1. Skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2005, 61 s.
- [11] IRF9530 [online]. Vishay Siliconix, 2011, [cit. 2014-12-06]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91076/91076.pdf>
- [12] TIP29 [online]. On Semiconductor, 2014, [cit. 2014-12-11]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/TIP29B-D.PDF>
- [13] IRFP240 [online]. Vishay Siliconix, 2011, [cit. 2014-12-08]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91210/91210.pdf>
- [14] TLC272 [online]. Texas Instrument, 2002, [cit. 2014-12-06]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc272.pdf>
- [15] BZX55C7V5 [online]. FAIRCHILD Semiconductor, 2007, [cit. 2014-12-06]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BZ/BZX55C7V5.pdf>



- 
- [16] TL431 [online]. Texas Instrument, 2004, [cit. 2014-12-06]. Dostupné z:  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [17] LM393-N [online]. Texas Instrument, 1999, [cit. 2014-12-06]. Dostupné z:  
<http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/lm393-n.pdf>
- [18] KTY81 series [online] NXP Semiconductors, 2008 [cit. 2015-03-11]. Dostupné z:  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/KTY81\\_SER.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/KTY81_SER.pdf)
- [19] SK 57, Standard extruded heatsinks, Heatsinks f.cool, Fischer Elektronik. *Fischer elektronik* [online]. [cit. 2015-04-16]. Dostupné z:  
[http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/A01/Standard%20extruded%20heatsinks/PR/SK57\\_/\\$productCard/parameters/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/A01/Standard%20extruded%20heatsinks/PR/SK57_/$productCard/parameters/index.xhtml)
- [20] SK29-38S - Chladič: lisovaný. *TME Czech Republic s.r.o. - Elektronické součástky.* [online]. [cit. 2015-04-16]. Dostupné z:  
<http://www.tme.eu/cz/details/sk29-38s/chladice/#>

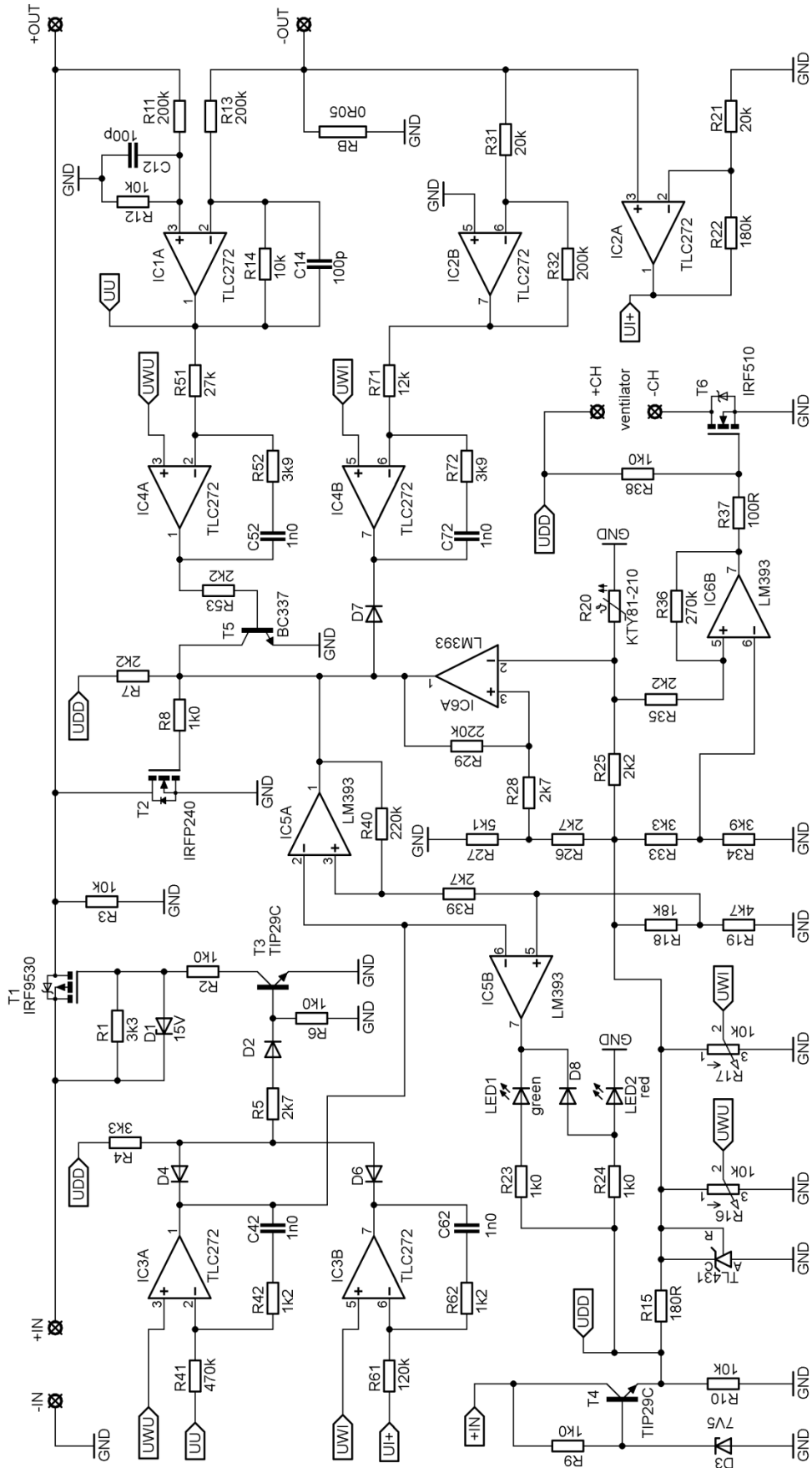


---

## **PŘÍLOHY**

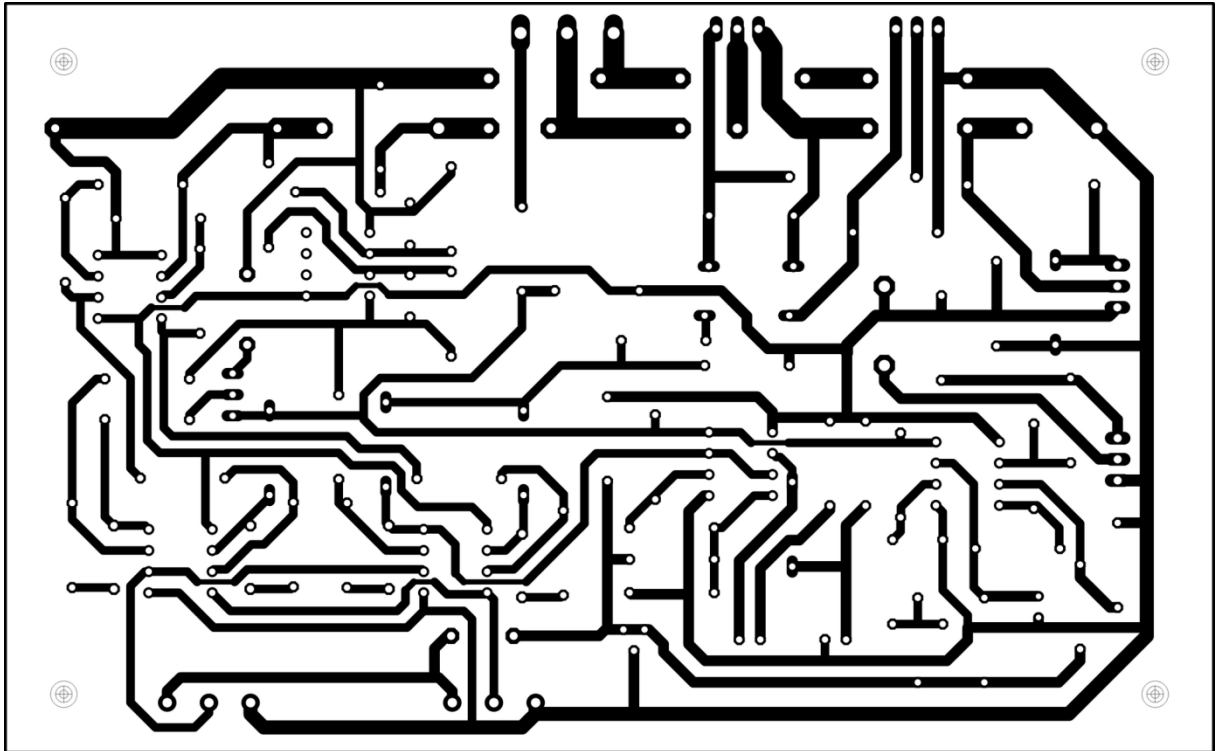
- Příloha 1: Úplné schéma zapojení napájecího zdroje**
- Příloha 2.1: Deska plošných spojů**
- Příloha 2.2: Rozmístění součástek na desce**
- Příloha 3: Seznam použitých součástek**

**Příloha 1: Úplné schéma zapojení napájecího zdroje**



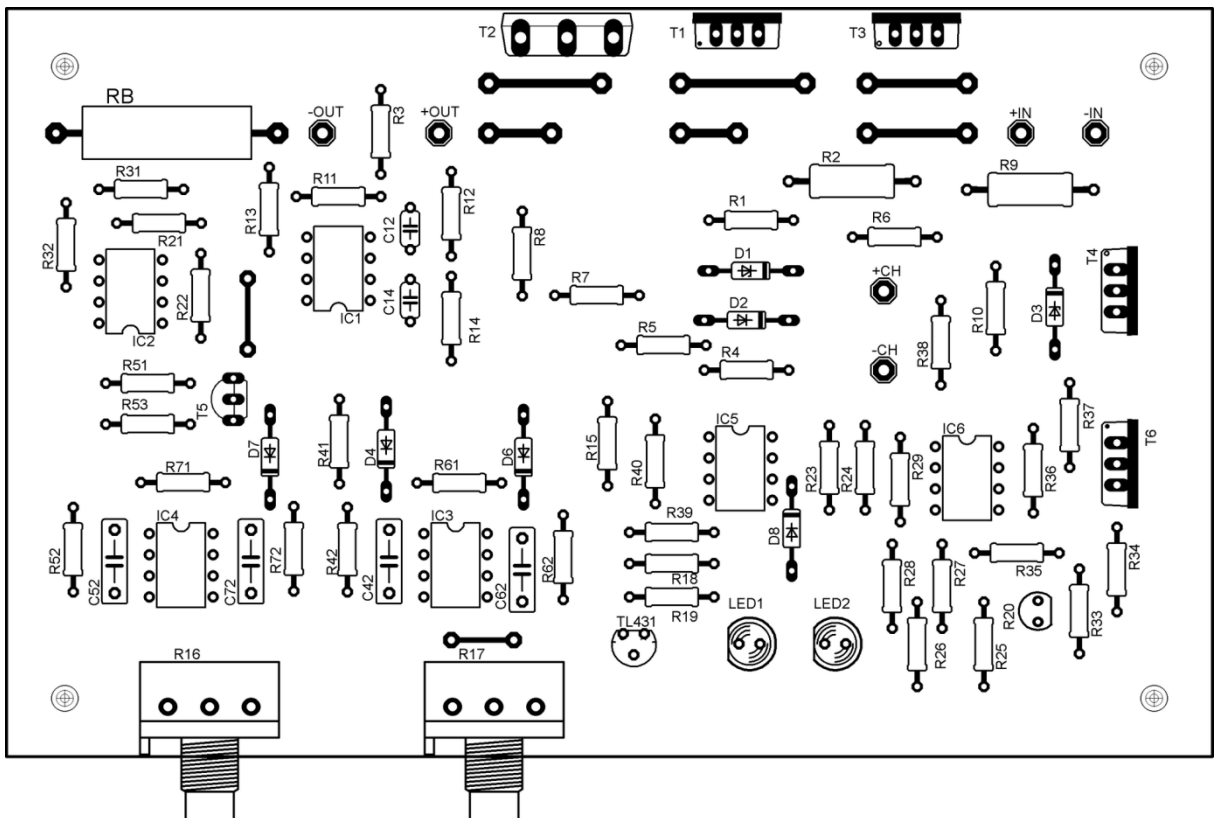
**Obrázek 7.1** Úplné schéma zapojení zdroje

### Příloha 2.1: Deska plošných spojů

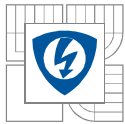


Obrázek 7.2 Deska plošných spojů

### Příloha 2.2: Rozmístění součástek na desce



Obrázek 7.3 Rozmístění součástek



### Příloha 3: Seznam použitých součástek

Tabulka 7.1 Seznam použitých součástek

označení	hodnota	popis	pouzdro
C <sub>12</sub> , C <sub>14</sub>	100p	kondenzátor keramický	Ø5mm
C <sub>42</sub> , C <sub>52</sub> , C <sub>62</sub> , C <sub>72</sub>	1n0	kondenzátor keramický	Ø5mm
D <sub>1</sub>	BZX85C15	dioda Zenerova	DO41
D <sub>2</sub> , D <sub>4</sub> , D <sub>6</sub> , D <sub>7</sub> , D <sub>8</sub>	1N4001	dioda usměrňovací	DO41
D <sub>3</sub>	BZX55C7V5	dioda Zenerova	DO35
IC <sub>1</sub> , IC <sub>2</sub> , IC <sub>3</sub> , IC <sub>4</sub>	TLC272CP	zesilovač operační	DIP8
IC <sub>5</sub> , IC <sub>6</sub>	LM393AP	komparátor diferenční	DIP8
LED <sub>1</sub>	L-53DG	dioda LED zelená	Ø5mm difuzní zelené
LED <sub>2</sub>	L-53ID	dioda LED červená	Ø5mm difuzní červené
R <sub>1</sub> , R <sub>4</sub> , R <sub>33</sub>	3k3	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>2</sub> , R <sub>9</sub>	1k0	rezistor metal oxidový 5%	0411 2W
R <sub>3</sub> , R <sub>10</sub>	10k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>5</sub> , R <sub>26</sub> , R <sub>28</sub> , R <sub>39</sub>	2k7	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>6</sub> , R <sub>8</sub> , R <sub>23</sub> , R <sub>24</sub> , R <sub>38</sub>	1k0	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>7</sub> , R <sub>25</sub> , R <sub>35</sub> , R <sub>53</sub>	2k2	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>11</sub> , R <sub>13</sub> , R <sub>32</sub>	200k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>12</sub> , R <sub>14</sub>	10k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>15</sub>	180R	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>16</sub> , R <sub>17</sub>	R16110N-B10K	potenciometr uhlíkový 20%	Ø17x9,5mm
R <sub>18</sub>	18k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>19</sub>	4k7	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>20</sub>	KTY81-210	čidlo teploty	SOD70
R <sub>21</sub> , R <sub>31</sub>	20k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>22</sub>	180k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>27</sub>	5k1	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>29</sub> , R <sub>40</sub>	220k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>34</sub> , R <sub>52</sub> , R <sub>72</sub>	3k9	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>36</sub>	270k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>37</sub>	100R	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>41</sub>	470k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>42</sub> , R <sub>62</sub>	1k2	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>51</sub>	27k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>61</sub>	120k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>71</sub>	12k	rezistor metalizovaný 1%	0207 0,6W
R <sub>B</sub>	0R05	rezistor drátový 1%	Ø8,38x23,5mm 5W



T <sub>1</sub>	IRF9530	tranzistor unipolární P-MOSFET	TO220AB
T <sub>2</sub>	IRFP240	tranzistor unipolární N-MOSFET	TO247AC
T <sub>3</sub> , T <sub>4</sub>	TIP29C	tranzistor bipolární NPN	TO220
T <sub>5</sub>	BC337	tranzistor bipolární NPN	TO92
T <sub>6</sub>	IRF510	tranzistor unipolární N-MOSFET	TO220AB
TL431	TL431	stabilizátor napětí	TO92