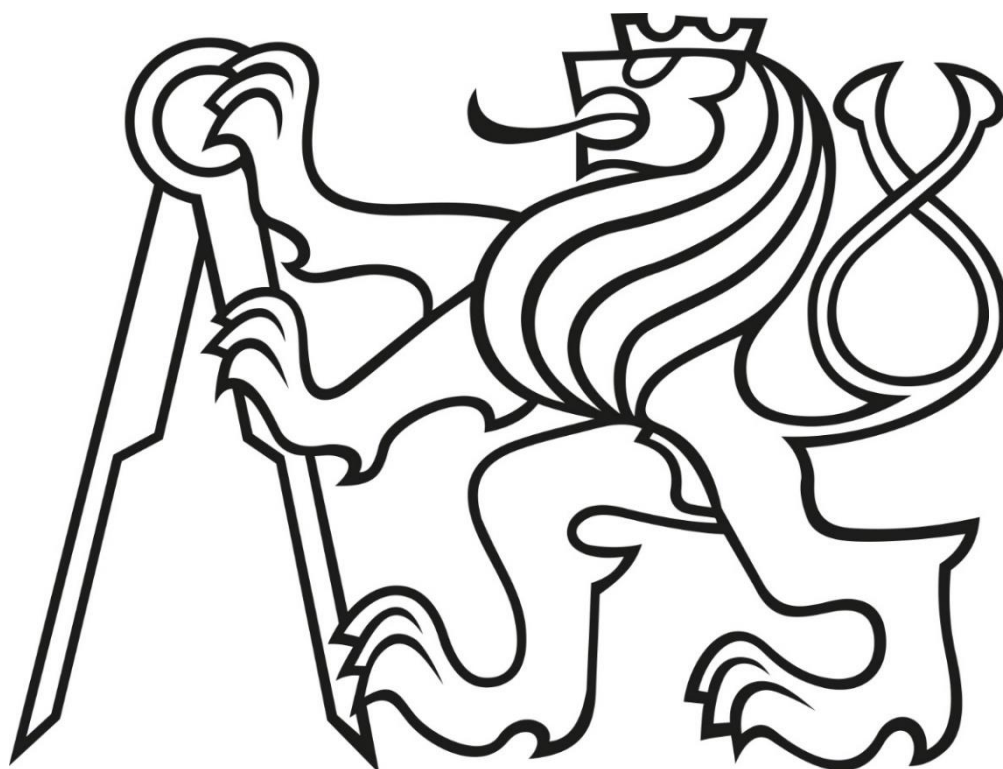


**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra elektrických pohonů a trakce**



**NÁVRH REGULOVANÉHO ZDROJE 1-30 V/2 A**

**DESIGN OF REGULATED SUPPLY 1-30 V/2 A**

**Bakalářská práce**

**Tomáš Dolenský  
2018**

## **Anotace**

Tato bakalářská práce se zabývá stručným popisem jednotlivých nejčastěji používaných zapojení jednotlivých částí napájecích zdrojů, jejich porovnáním a dále návrhem konkrétního univerzálního regulovaného zdroje. V jednotlivých kapitolách jsou popsány jeho jednotlivé části – návrh vlastního měniče, jeho napájení a ochran. Zvláštní kapitola je věnována návrhu systému chlazení výkonových součástí. Poslední kapitola se zabývá návrhem desky plošného spoje. Činnost jednotlivých částí jakož i zdroje jako celku byla odzkoušena s velmi dobrými výsledky. Popsané zařízení lze použít jako zdroj energie pro jakýkoliv spotřebič, který vyžaduje napájení stejnosměrným napětím s hodnotami nacházejícími se v jeho pracovní oblasti.

## **Abstract**

This bachelor thesis deals with a brief description of the most frequently used connections of individual parts of power supplies, their comparison and design of a particular universal regulated source. The individual chapters describe its individual parts - the design of its own inverter, its power supply and its protection. A special chapter is devoted to designing a cooling system for power components. The last chapter deals with the design of the printed circuit board. The activity of the individual parts as well as the source as a whole has been tested with very good results. The described device can be used as a power source for any appliance requiring DC power supply with the values in its working area.

## **Klíčová slova**

Napájecí zdroj, usměrňovač, filtr, transformátor, chladič, tranzistor, termistor, komparátor, stabilizátor

## **Keywords**

Power supply, rectifier, filter, transformer, heat sink, termistor, comparator, stabilisator

# Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne.....

.....

podpis



# ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Dolenský** Jméno: **Tomáš** Osobní číslo: **461400**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Návrh regulovaného zdroje 1-30V / 2A**

Název bakalářské práce anglicky:

**Design of Regulated Supply 1-30V / 2A**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Popište jednotlivé typy DC regulovaných zdrojů
- 2) Popište topologie používaných usměrňovačů a způsoby stabilizace jejich výstupního napětí
- 3) Navrhněte obvod usměrňovače, nadproudové ochrany a signalizačních obvodů
- 4) Navrhněte plošný spoj pro měnič v programu Eagle

Seznam doporučené literatury:

- [1] Napájecí zdroje pro elektroniku I. - III, A. Krejčířík, BEN 1996-99,
- [2] Navrhování napájecích zdrojů pro elektroniku, M. Syrovátka, SNTL 1977,
- [3] Navrhování napájecích zdrojů pro elektroniku, prof. M. Husák, skriptum ČVUT, Česká technika 2006,
- [4] Operační zesilovače, J. Dostál, BEN 2005.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

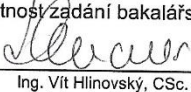
**Ing. Vít Hlinovský, CSc., katedra elektrických pohonů a trakce FEL**

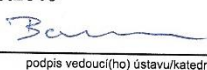
Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **26.04.2018**

Termín odevzdání bakalářské práce: **25.5.2018**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2019**

  
Ing. Vít Hlinovský, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

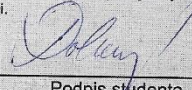
  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

  
prof. Ing. Pavl Ripka, CSc.  
podpis získána(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

**21.5.2018**  
Datum převzetí zadání

  
Podpis studenta

## **Obsah**

1. Úvod.....	6
2. Hlavní části napájecích zdrojů.....	7
Síťový transformátor.....	9
Usměrňovač a filtr.....	10
Stabilizátor.....	13
3. Koncepce napájecího zdroje.....	18
4. Napájecí část.....	20
5. Regulovaný zdroj.....	25
6. Chlazení výkonových polovodičů.....	27
7. Pomocné obvody.....	31
Nadproudové ochrany.....	31
Signalizace vypnutí doplňkové nadproudové ochrany.....	32
Ochrana proti tepelnému přetížení.....	33
Napájení a řízení chladicího ventilátoru.....	34
Obvod řízení tzv. soft-startu.....	36
Měření výstupního napětí a proudu.....	37
8. Návrh plošného spoje.....	38
9. Závěr.....	40
10. Literatura a prameny.....	40
Příloha č. 1.....	41
Příloha č. 2.....	42
Příloha č. 3.....	43
Příloha č.4.....	44

## **Seznam příloh**

- Příloha č. 1: Schéma regulační části zdroje a ochran – popis
- Příloha č. 2: Schéma regulační části zdroje a ochran – hodnoty součástek
- Příloha č. 3: Schéma zapojení pro automatický chod ventilátoru – popis
- Příloha č. 4: Schéma zapojení pro automatický chod ventilátoru – hodnoty součástek

# 1. Úvod

Nejdůležitější částí kteréhokoliv elektrického zařízení je napájecí zdroj. Jako měnič vstupní energie má za úkol přeměnit vstupní energii – např. elektrickou, elektrochemickou, tepelnou nebo solární, na energii elektrickou, která je dále napájeným zařízením zpracovávána. Z hlediska vstupní energie dělíme zdroje na:

- Síťové (zpravidla s napájením 230 V st.)
- Elektrochemické (akumulátory, baterie)
- Jiné (např. solární články)

Dále dělíme napájecí zdroje z hlediska výstupu na:

- Stejnoseměrné
- Střídavé
- S jiným průběhem (impulzní apod.)

Síťové napájecí zdroje lze dále v zásadě rozdělit do dvou hlavních skupin:

- Lineární
- Spínané

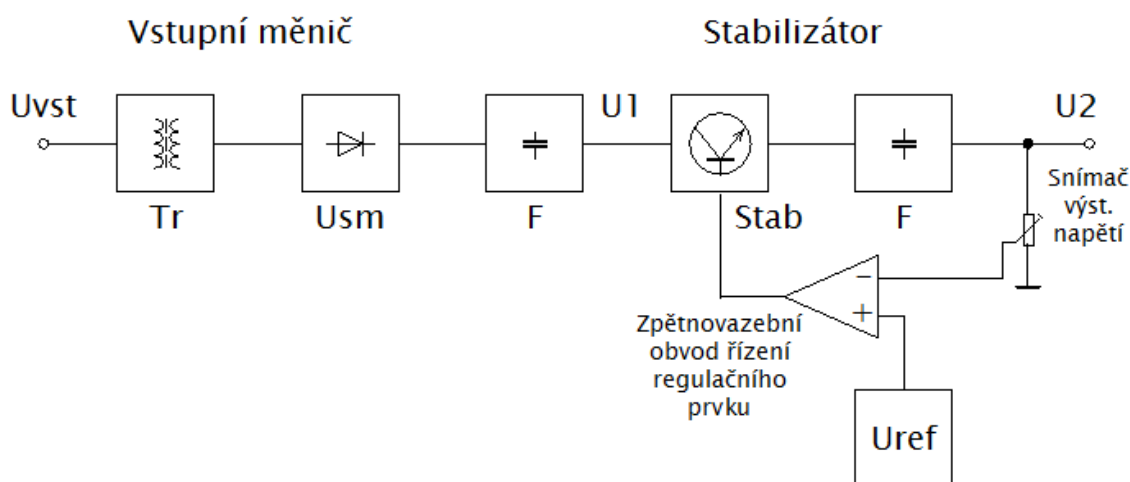
V současné době je módní používat téměř ve všech zařízeních spínané zdroje. Oproti klasickým lineárním zdrojům mají nespornou výhodu ve vyšší účinnosti – dosahuje až 80 % místo 30 -- 50 % u lineárního zdroje. Další hlavní výhodou je nižší hmotnost a menší rozměry celého zařízení. Spínaný zdroj totiž pracuje s daleko vyšší frekvencí než se sítovou 50 Hz. K dispozici jsou již výkonové součástky, umožňující konstrukci spínaného zdroje s pracovním kmitočtem 100 kHz, dokonce až 1 MHz. Pro takovéto pracovní frekvence vycházejí napájecí transformátory při stejném výkonu mnohem menší než pro 50 Hz. To se odráží ve zmíněné výhodě menších rozměrů a nižší hmotnosti. Naproti tomu nevýhodami spínaných zdrojů oproti lineárním jsou především: nepoměrně větší složitost celého řešení, vyšší cena součástek schopných spolehlivě pracovat při vysokých kmitočtech (mezní frekvence tranzistorů, diod, rozptylové kapacity transformátorů a stejnosměrné odpory elektrolytických kondenzátorů). Klesající trend ceny těchto součástek však posouvá ekonomickou rentabilitu spínaných zdrojů směrem k nižším výkonům. Další nevýhodou spínaných zdrojů je vyšší úroveň zvlnění výstupního proudu a vysoká úroveň vysokofrekvenčního rušení. Spínaný zdroj se proto musí doplnit účinnými filtry, které zamezují pronikání vf rušení do elektrorozvodné sítě, což jeho konstrukci dále komplikuje. Tabulka Tab. 1 převzatá z [1] stručně porovnává z několika hledisek spínané a lineární zdroje.

parametr	spínaný zdroj	lineární zdroj
účinnost [%]	75	30
měrná velikost [ $W/cm^3$ ]	0,2	0,05
měrná hmotnost [ $W/kg$ ]	100	20
výstupní zvlnění [mV]	50	5
šumové napětí [mV]	200	50
odezva na skok [ $\mu s$ ]	1000	20
doba náběhu [ms]	20	2
cena	přibližně stálá	roste s výkonem

Tab. 1

## 2. Hlavní části napájecích zdrojů

Na obr. 1 je znázorněno blokové uspořádání lineárního zdroje. Vstupní síťový střídavý proud (o napětí např. 230 V/50 Hz) je přiváděn do tzv. vstupního měniče, který se skládá zpravidla ze síťového transformátoru  $Tr$ , usměrňovače  $U_{sm}$  a filtru  $F$ . Odtud je stejnosměrný, zvlněný proud veden do stabilizátoru  $Stab$ , který má zajistit jednak dodatečnou filtraci stejnosměrného napětí, tedy co nejvíce odstranit střídavou složku a eliminovat tak zvlnění, které prošlo vstupním měničem a dále musí udržet na svém výstupu předem nastavenou velikost napětí, bez ohledu na změny proudu vyvolané připojenou zátěží, kolísání vstupního napětí či změny teploty. V této části probíhá regulace výstupního napětí. Je-li zapotřebí vyššího vstupního napětí pro stabilizátor, lze použít zapojení bez transformátoru  $Tr$ , avšak takový zdroj pak nemá galvanicky oddělený výstup od síťového napájení.

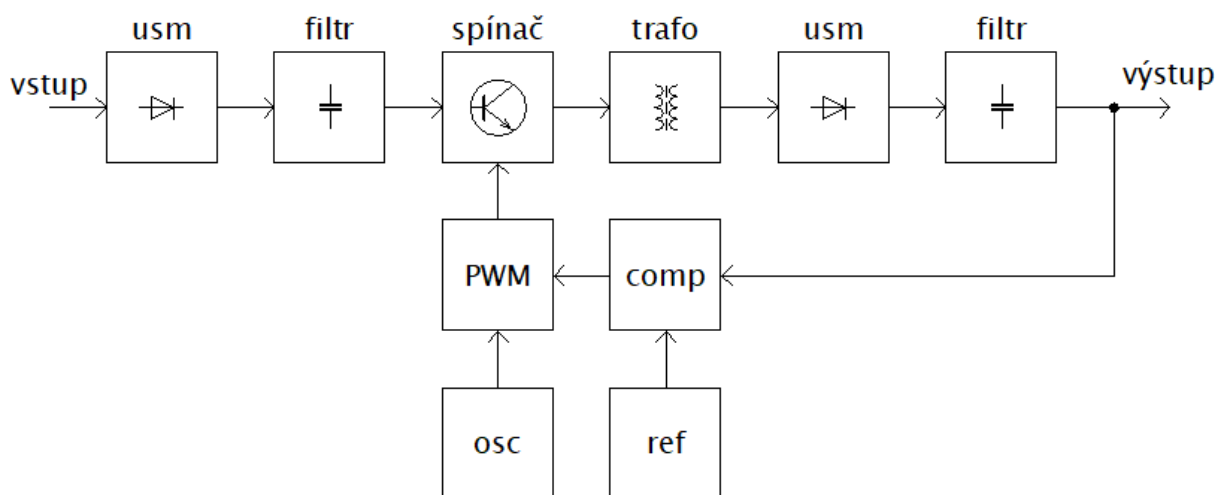


obr. 1

Spínané zdroje prošly v poslední době dynamickým vývojem. Liší se jednak pracovní frekvencí, způsobem zapojení – tedy způsobem činnosti, způsobem transformace (transformátorem, tlumivkou, kondenzátory apod.). V zásadě lze rozdělit do čtyř hlavních skupin:

- S pracovním kmitočtem 50 Hz
- S usměrněným střídavým napětím s  $f > 50$  Hz
- Nábojové pumpy (obvody bez indukčnosti) s  $f \approx \text{kHz} \rightarrow 1 \text{ MHz}$
- Obvody s indukčnostmi s  $f > 20 \text{ Hz} \rightarrow 1 \text{ MHz}$

Ať už je obvodové zapojení či princip činnosti spínaného zdroje jakýkoliv, více či méně odpovídá blokovému zapojení podle obr. 2. Některé prvky v daném konkrétním zapojení mohou však chybět, některé mohou být navíc. V zásadě lze tvrdit, že všechny spínané zdroje pracují se stejnosměrným napětím. Napájecí napětí je tedy nejprve usměrněno a pomocí účinného filtru zbaveno střídavé složky. Dále je „rozsekáno“ ventilem (v obr. 2 označen jako SPÍNAČ) - nejčastěji tranzistorem nebo tyristorem na krátké pulzy s danou pracovní frekvencí a střídou. Činnost ventilu je řízena zpětnovazebním obvodem. Výstupní napětí je přiváděno do komparátoru COMP, který jej porovnává s nastaveným napětím referenčního zdroje REF. Výsledek této operace přichází na vstup pulzně-šířkového modulátoru (PWM), kde se tento signál směšuje s pevným kmitočtem z oscilátoru OSC a vytváří se tak řídicí impulzy dané frekvence, ale proměnné střídy pro otevírání ventilu. Celý systém zpětnovazební regulace se v současné době realizuje výlučně jako speciální integrovaný obvod. Pulzující napětí z ventilu pak může být přivedeno do transformátoru. Následuje opět usměrnění a filtrace, tentokrát ovšem s daleko menšími nároky na filtr (na rozdíl od vstupního), zato však s většími nároky na kvalitu usměrňovacích prvků. Používají se rychlé Schottkyho diody, schopné spolehlivě pracovat na vysokých frekvencích.



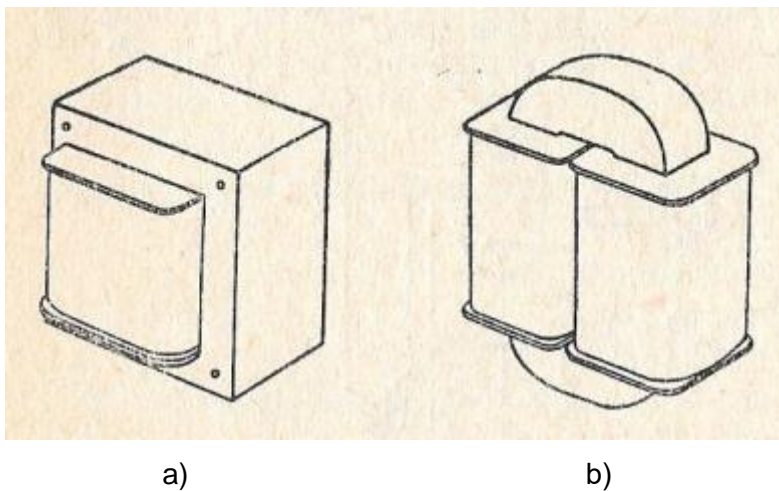
obr. 2



Vzhledem k uvedeným vlastnostem jednotlivých koncepcí napájecích zdrojů se pro návrh regulovatelného napájecího zdroje 1–30 V/2 A jeví jako nejvhodnější lineární zdroj. Zejména zmíněné vř rušení pronikající do sítě, velký šum a zvlnění výstupního napětí, produkující spínané zdroje, mohou při použití v laboratoři nepříznivě ovlivnit napájené úlohy. Blokově tedy bude odpovídat zdroji z obr. 1.

### Sít'ový transformátor

Transformátor je netočivý elektrický stroj pracující na principu elektromagnetické indukce, sloužící jednak k přeměně vstupního napětí a proudu jedné velikosti na napětí a proud jiné velikosti, dále k impedančnímu přizpůsobení vstupního a výstupního obvodu a v neposlední řadě k jejich galvanickému oddělení. Transformátory lze dělit podle mnoha hledisek – např. podle výkonu (malé, střední, velké), podle počtu fází (jednofázové, třífázové), způsobu provedení (jádrové, plášťové, toroidní), způsobu použití (sít'ové, oddělovací, výstupní, ...) atd. Vždy však obsahují (nejde-li o tzv. autotransformátor) minimálně dvě vinutí – primární a sekundární a jádro z feromagnetického materiálu, kterým se uzavírá magnetický obvod. Na obr. 3 jsou různá provedení jednofázových transformátorů a) – plášťové, b) jádrové.



obr. 3

Platí rovnice transformátoru:

$$p = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

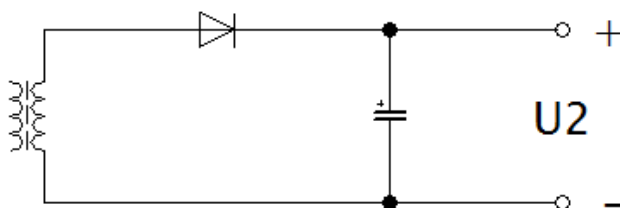
kde  $p$  je tzv. převod transformátoru,  $N_1$  a  $N_2$  počty závitů v primárním a sekundárním vinutí,  $U_1$  a  $U_2$  jejich napětí,  $I_1$  a  $I_2$  proudy ve vinutích a  $Z_1$  a  $Z_2$  jejich impedance.

### Usměrňovač a filtr

Usměrňovač je měnič převádějící vstupní střídavé napětí na výstupní stejnosměrné, s nulovými hodnotami. Ve slaboproudých zařízeních používáme v jejich napájecích částech několik osvědčených základních zapojení, podle požadovaných napětí, proudů a zvlnění. Téměř vždy je usměrňovač spojen s filtrem – nejčastěji nabíjecím kondenzátorem o velké kapacitě, který má vytvořit stejnosměrný průběh napětí s nenulovými hodnotami. Filtr se nepoužívá pouze v tyristorových obvodech, např. v nabíjecích akumulátorů. V zásadě používáme pro napájení s kmitočtem 50 Hz tři druhy usměrňovačů:

- Jednocestný
- Dvoucestný
- Můstkový (v Graetzově zapojení)

Schéma jednocestného usměrňovače je na obr. 4. Sekundární napětí z transformátoru je přes diodu, která propustí pouze jednu půlvlnu střídavého napětí, přivedeno na filtrační kondenzátor a výstupní svorky. Druhá půlvlna zůstane nevyužita. Je-li okamžitá hodnota napětí na katodě diody vyšší než okamžitá hodnota napětí na filtračním kondenzátoru, je tento dobíjen na napětí  $U_{max}$ . Poklesne-li napětí na katodě diody pod okamžitá napětí na kondenzátoru, a je-li k výstupu obvodu připojena zátěž, teče kondenzátorem vybíjecí proud. Průběh napětí na výstupních svorkách (napětí  $U_2$ )

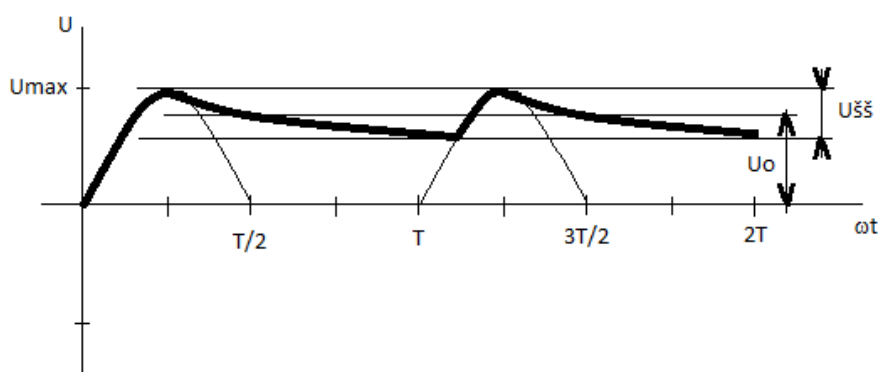


obr. 4

představuje na obr. 5 tučná křivka. Dále je zde patrný průběh usměrněného napětí před filtračním kondenzátorem (slabá křivka). Frekvence těchto pulzů odpovídá frekvenci napájecího napětí. Je dále patrné poměrně značné zvlnění výstupního napětí. Jeho velikost se udává v [%] a je definováno jako

$$p = \frac{U_{\text{šš}}}{U_0} * 100,$$

kde  $p$  je zvlnění,  $U_{ss}$  napětí špička-špička, tedy rozdíl mezi nejvyšší a nejnižší hodnotou stejnosměrného výstupního napětí (viz obr. 5) a  $U_0$  je střední hodnota výstupního napětí. Zapojení se tedy hodí jen pro malé výstupní proudy. Další nevýhodou tohoto zapojení je stejnosměrná magnetizace jádra transformátoru.



obr. 5

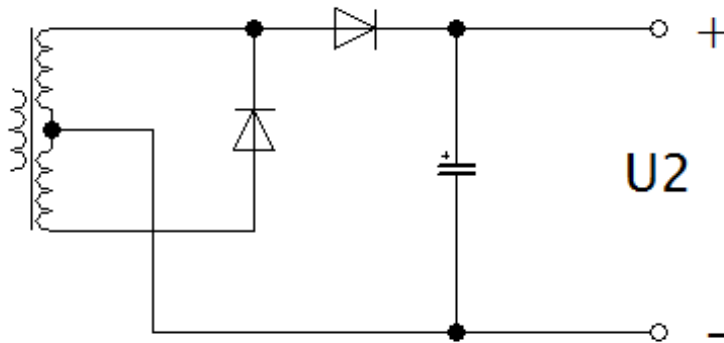
Pro výpočet kapacity filtračního kondenzátoru platí empirický vztah

$$C = 600 * \frac{I}{pU_0} \quad [\mu F; mA, \%, V],$$

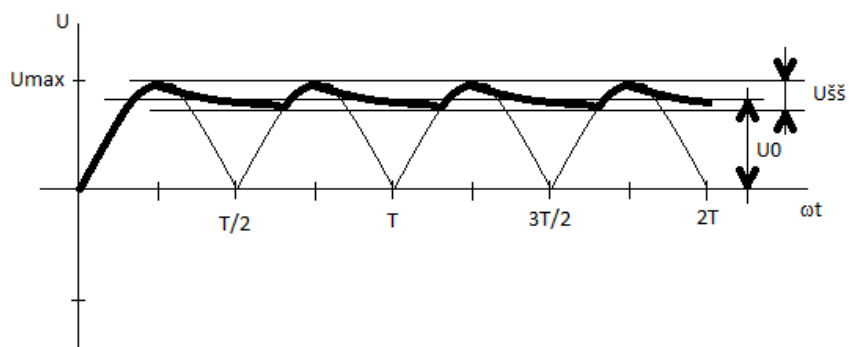
kde  $C$  je kapacita,  $I$  odebraný proud,  $p$  požadované zvlnění a  $U_0$  střední hodnota výstupního napětí.

Dvoucestný usměrňovač je znázorněn na obr. 6. Filtrační kondenzátor je během každé půlperrody nabíjen střídavě ze dvou sekundárních vinutí. Tento způsob zapojení nezpůsobuje stejnosměrnou magnetizaci jádra transformátoru a má menší zvlnění než jednocestný usměrňovač (viz obr. 7). Vyžaduje však transformátor se dvěma identickými sekundárními vinutími nebo s jedním vinutím, které má vyvedeno svůj střed. Aby byla dodržena podmínka dvou přesně stejných polovin sekundáru, navíjí se takové vinutí bifilárně, což ovšem vede na sníženou izolaci mezi oběma jeho částmi. Zapojení se hodí pro větší odebrané proudy. Pro výpočet zvlnění platí vztah uvedený v předchozím případě. Vzhledem ke dvojnásobné frekvenci usměrňovaného napětí před filtrem oproti frekvenci napájecího napětí, nestihne se při stejné zátěži jako u předchozího zapojení kondenzátor vybit na stejnou úroveň, je tedy menší napětí  $U_{ss}$  a tím i zvlnění. Jinak řečeno, pro stejnou úroveň zvlnění, jakou by měl jednocestný usměrňovač, je potřebná poloviční kapacita filtračního kondenzátoru. Pro výpočet její velikosti platí vzhledem ke dvěma proudovým cestám upravený vztah:

$$C = 300 * \frac{I}{pU_0} \quad [\mu\text{F}; \text{mA}, \%, \text{V}]$$

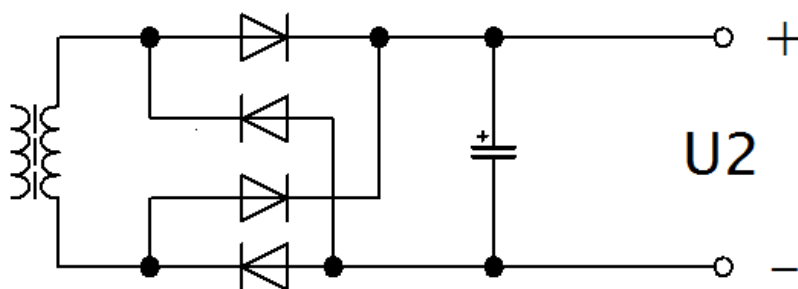


obr. 6



obr. 7

Můstkové zapojení usměrňovače je patrné z obr. 8. Toto zapojení spojuje výhody obou předcházejících typů – a sice potřebu jen jednoho sekundárního vinutí transformátoru a nižší úroveň zvlnění. Nevýhodou je stejnosměrná magnetizace jádra transformátoru a v porovnání s předchozím typem dvojnásobný počet diod. Ve většině aplikací však tyto nevýhody nevadí, a proto je můstkové zapojení nejpoužívanější. Průběh výstupního napětí odpovídá obr. 7., pro výpočet kapacity filtračního kondenzátoru platí stejný vztah jako pro dvoucestný usměrňovač.



obr. 7

## Stabilizátor

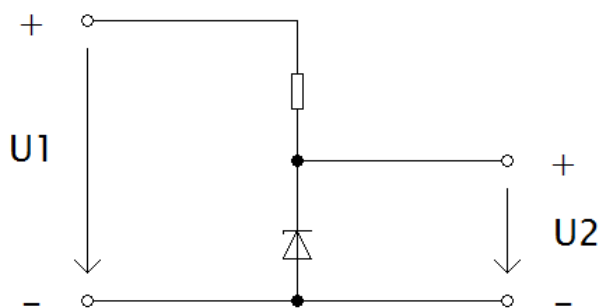
Jelikož se používají převážně stabilizátory napětí oproti stabilizátorům proudu, bude při použití termínu stabilizátor míněno stabilizátor napětí. Ty lze rozdělit do dvou hlavních skupin:

- Parametrické (pasivní)
- Zpětnovazební (aktivní)

Existuje mnoho zapojení stabilizátorů lišících se svou složitostí a tedy nároky, které dané zapojení splňuje. Nejjednodušším parametrickým stabilizátorem je Zenerova dioda zapojená se sériovým odporem (obr. 8), u níž se využívá prakticky kolmé koleno závěrné VA charakteristiky. Tento obvod se však hodí pro proudy do max.  $20 \approx 50$  mA, podle typu Zenerovy diody, přičemž pro spolehlivou funkci stabilizace by mělo platit

$$I_{ZD} \geq 5I_2,$$

kde  $I_{ZD}$  je proud Zenerovou diodou a  $I_2$  výstupní proud. To omezuje použití tohoto stabilizátoru spíše jako referenční zdroj napětí pro složitější obvody.



obr. 8

Výrazným zvýšením zatížitelnosti se dosáhne zapojením podle obr. 9. Zenerova dioda zde slouží pouze jako zdroj referenčního napětí a vlastní stabilizace probíhá na tranzistoru vloženým do série se zátěží (není znázorněna). Výstupní napětí stabilizátoru  $U_2$  je tedy rovno

$$U_2 = U_{ZD} - U_{BE},$$

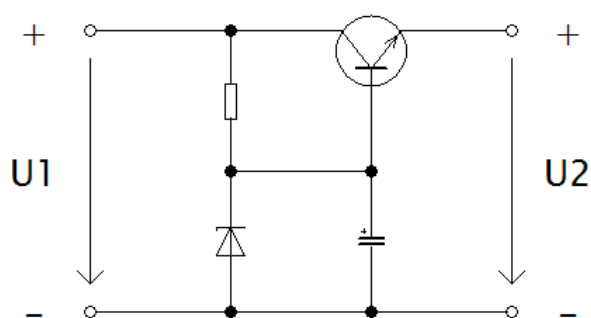
kde  $U_{ZD}$  je Zenerovo napětí a  $U_{BE}$  je napětí přechodu báze – emitor sériového tranzistoru. U křemíkových tranzistorů platí, že  $U_{BE} \approx 0,7$  V. Rezistorem zapojeným sériově se Zenerovou diodou nyní protéká jednak příčný proud  $I_{PŘ}$  daný vztahem

$$I_{PŘ} = \frac{U_1 - U_{ZD}}{R},$$

kde  $U_1$  je vstupní nestabilizované napětí a  $R$  je velikost sériového odporu, a jednak proud báze regulačního tranzistoru, pro který platí:

$$I_B = \frac{I_2}{h_{21E}},$$

kde  $I_2$  je výstupní proud stabilizátoru daný zátěží připojenou k jeho výstupu a  $h_{21E}$  je tzv. proudový zesilovací činitel tranzistoru.



obr. 9

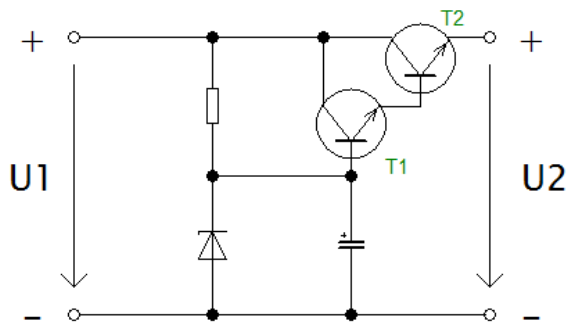
Ve schématu na obr. 9 se dále nachází elektrolytický kondenzátor vhodné kapacity, zapojený v obvodu báze regulačního tranzistoru. Je-li v daném konkrétním zapojení použit, má jednak příznivý vliv na kvalitu stabilizace a zároveň dostatečně vyhlazuje vstupní zvlněné napětí. Jeho velikost nesmí být příliš vysoká, neboť při velké časové konstantě  $RC$  obvodu by stabilizaci spíše

zhoršoval (dlouhá doba nabíjení a tím zkrat Zenerovy diody), a dále velká kapacita ani není potřeba, protože jeho filtrační účinek je znásoben hodnotou  $h_{21E}$  regulačního tranzistoru.

Je-li pro velký výstupní proud  $I_2$  potřeba použít výkonového tranzistoru, mohl by být obvod Zenerovy diody již značně zatížen, a neplatila by podmínka minimálně pětinásobku příčného proudu Zenerovou diodou oproti výstupnímu proudu tohoto referenčního zdroje, zajišťující spolehlivou stabilizaci. Výkonové tranzistory vykazují v porovnání s nevýkonovými malou hodnotu  $h_{21E}$ . Proud procházející kolektorem každého tranzistoru  $I_c$  se transformuje na proud báze, přičemž ten je právě  $h_{21E}$ -krát menší než  $I_c$ . Možné řešení nabízí obvod na obr. 10. Jsou zde použity dva různé tranzistory v tzv. Darlingtonově zapojení. Výkonový tranzistor T2 je vlastně proudový zesilovač stabilizátoru podle obr. 9. Proud báze tohoto tranzistoru je de facto kolektorovým proudem tranzistoru T1, který je nevýkonového provedení, tedy s velkým  $h_{21E}$ . Výstup referenčního zdroje – stabilizátoru se Zenerovou diodou je tedy zatížen proudem báze tranzistoru T1  $I_{B1}$ , pro který platí:

$$I_{B1} = \frac{I_2}{h_{21E1} * h_{21E2}},$$

kde  $h_{21E1}$  a  $h_{21E2}$  jsou proudové zesilovací činitele tranzistorů T1 a T2.



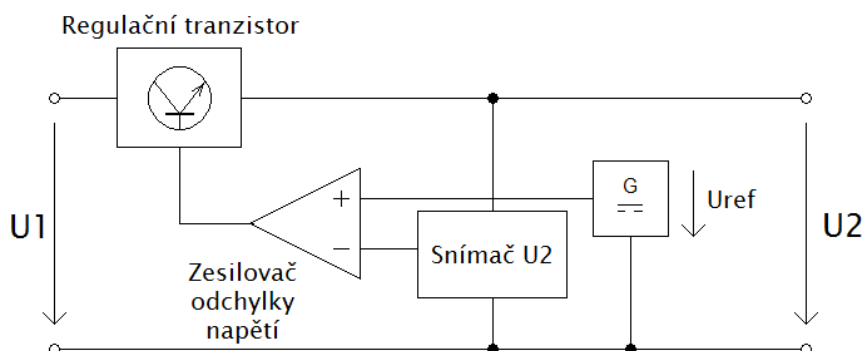
obr. 10

Uvedená zapojení se v praxi používají pouze v nenáročných aplikacích. Jednak mají poměrně dlouhou odezvu stabilizace na změny proudového zatížení a dále vykazují teplotní závislost. Jedná se o změny výstupního stabilizovaného napětí v důsledku změn teploty stabilizačního prvku – Zenerovy diody. Možným způsobem teplotní stabilizace je sériové zařazení prvku (např. Si diody) s opačným teplotním koeficientem  $\alpha$ , než má Zenerova dioda. Např. má-li Zenerova dioda teplotní koeficient  $\alpha_{TZD} = 2 \text{ mV/K}$ , bude nutné zařadit diodu s  $\alpha_{TD} = -2 \text{ mV/K}$ .

Odezva stabilizace výstupního napětí na změny proudového zatížení se výrazně zlepší použitím zpětnovazebního (aktivního) stabilizátoru. Ty lze dále rozdělit na stabilizátory

- Se spojitou regulací
- S impulzní regulací

Stabilizátory se spojitou regulací dále dělíme na sériové a paralelní. Nejlepších výsledků dosahují sériové stabilizátory se spojitou regulací. Princip takového regulátoru je uveden na obr. 11. Výstupní

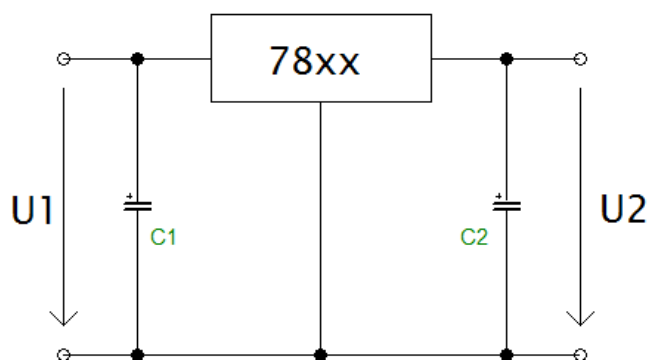


obr. 11

napětí je snímáno snímačem U2 realizovaným nejčastěji jako odporový dělič a přivedeno na jeden vstup diferenčního zesilovače. Do druhého vstupu je přivedeno pevně nastavené referenční napětí  $U_{ref}$ . Rozdíl napětí na obou vstupech tvoří tzv. regulační odchylku napětí, která je dále zesílena a přivedena do báze regulačního tranzistoru a tím řídí jeho otevření.

Nejpoužívanějším druhem výkonových stabilizátorů, odpovídajícím obecnému schématu podle obr. 11 jsou integrované stabilizátory napětí. Popsány budou pouze stabilizátory kladného napětí, ačkoliv se vyrábějí obvody i pro stabilizaci záporného napětí. Moderní obvody jsou vyráběny ve stejných pouzdrech jako tranzistory, přičemž jednotlivé vývody se dokonce označují stejně jako u tranzistoru. Proto jsou také označovány jako třísvorkové stabilizátory. Jsou dodávány pod označením 78xx (poslední dvojice číslic označuje výstupní stabilizované napětí), v různých pouzdrech pro různé výstupní proudy. Jejich základní zapojení je na obr. 12. Kondenzátor C1 se použije, je-li stabilizátor vzdálen od nabíjecího kondenzátoru usměrňovače. Na vzdálenost 5–10 cm by měl mít kapacitu 1  $\mu\text{F}$ . Jeho použití je však doporučeno, i pokud je tato vzdálenost menší, neboť blokuje přívod proudu do stabilizátoru proti vysokým kmitočtům. Je nutno použít vysokofrekvenčního kondenzátoru s malou



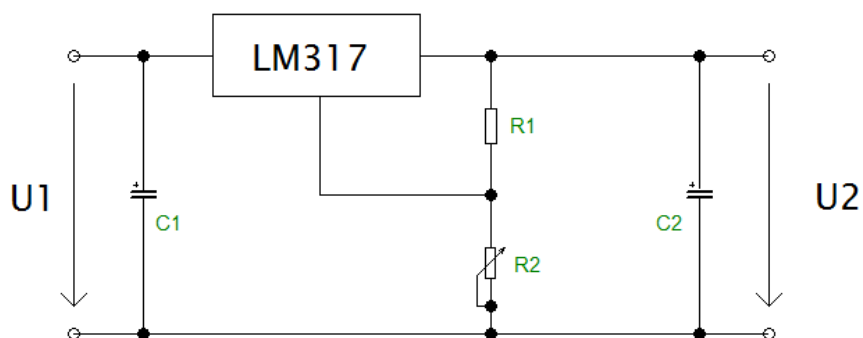


obr. 12

vlastní indukčností. Naproti tomu kondenzátor C2 zlepšuje impulzní odezvu zdroje. Doporučuje se jej opět blokovat paralelně připojeným vysokofrekvenčním kondenzátorem.

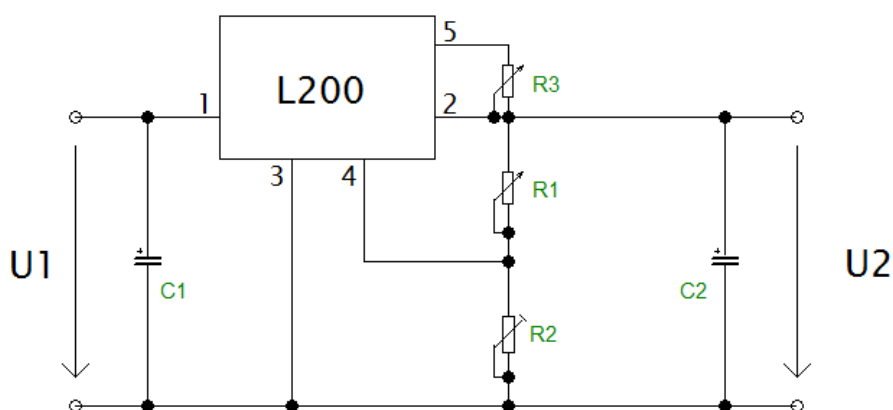
Ačkoliv je tento obvod vyráběn jako stabilizátor s pevným napětím, výstupní napětí lze posouvat od referenční hodnoty směrem výše – prakticky až téměř do hodnoty vstupního napětí  $U_1$ , a to zařazením zdroje napětí mezi prostřední svorku a zem. Zvedne se tak úroveň referenčního napětí. Nevýhodou této regulace je, že napětí lze regulovat od 5 V, neboť výrobní řada začíná od stabilizátoru 7805. Všechny tyto obvody mají zabudovanou ochranu proti tepelnému a proudovému přetížení. Lze použít napájecí napětí až 35 V, výjimku tvoří obvod 7824, kde lze přivést napětí ještě o něco vyšší. Pro spolehlivou funkci stabilizace se požaduje, aby vstupní napětí bylo minimálně o 3–5 V vyšší, než je hodnota požadovaného výstupního napětí.

Pro regulovatelné výstupní napětí se vyrábějí speciální integrované stabilizátory s nastavitelnou hodnotou referenčního napětí a malou vlastní spotřebou, která byla dalším nedostatkem při regulaci výstupního napětí u obvodů typu 78xx. Typickými představiteli těchto zdrojů jsou např. obvody typu LM150, LM250, LM350 nebo LM317 firmy Motorola. Jsou schopné dodávat proud až 3 A a minimální výstupní napětí okolo 1,2 V. Tyto obvody dnes patří mezi nejpoužívanější. Základní zapojení stabilizátoru LM317 s regulací výstupního napětí nalezneme na obr. 13. Obvod pracuje velmi spolehlivě, výstupní napětí se nastavuje potenciometrem R2.



obr. 13

Poslední obvod, který zde bude představen je L200. Jedná se o integrovaný výkonový stabilizátor s výstupním proudem 2 A, rozsahem napětí 2,85 – 36 V. Na rozdíl od předcházejících obvodů však umožňuje nastavení maximálního výstupního proudu a tím odpadá doplnění celého zařízení elektronickou pojistkou. Podle katalogových údajů je maximální vstupní napětí 40 V a rozsah pracovních teplot (teplot přechodu) -25–150 °C. Kromě obvyklých ochran má obvod dále poměrně citlivou vstupní ochranu proti překročení maximálního napájecího napětí. Základní zapojení tohoto stabilizátoru představuje obr. 14. Obvod se vyrábí v pouzdře typu pentawatt,



obr. 14

což je varianta známého typu TO-220, ovšem s pěti vývody. Na obrázku jsou čísla vývodů naznačena. Regulace napětí je lineární až do bodu omezení nastaveného maximálního proudu a provádí se potenciometrem R1, přičemž trimrem R2 se zkusmo nastaví rozsah regulace potenciometru R1. Naproti tomu silně nelineární průběh má regulace výstupního proudu, která se provádí potenciometrem R3. Ovšem vzhledem k tomu, že část obvodu mezi svorkami 2 a 5 stabilizátoru prochází celý výstupní proud, a hodnota R3 pro 2 A je asi 0,2  $\Omega$ , je použití potenciometru na tomto místě značně problematické. Je-li možné spokojit se se skokovou regulací výstupního proudu např. v 8 stupních, což většinou v praxi nevádí, je možné R3 realizovat jako soubor diskretních rezistorů s různou hodnotou odporu, přepínaných spolehlivým přepínačem, který bude s to přenést výstupní proud, a linearizovat tak průběh proudového omezení.

### **3. Koncepce napájecího zdroje**

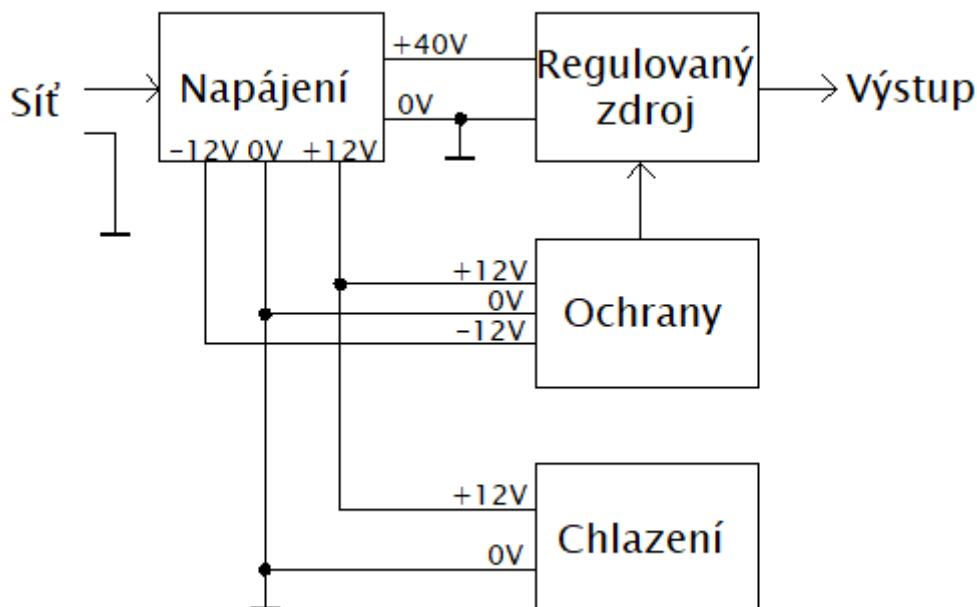
Jako nejjednodušší by se jevilo použít upravené zapojení vycházející z obr. 10 se Zenerovou diodou jako zdrojem referenčního napětí a dvojicí tranzistorů v Darlingtonově zapojení. S ohledem lepší teplotní stabilitu celého zařízení však bude použito integrovaného stabilizátoru LM317

s proudovým posílením výstupu. Ačkoliv se vyrábějí integrované stabilizátory, které dovolují odebrat výstupní proud vyšší než 2 A a konstrukce celého zařízení by se značně zjednodušila použitím jediného integrovaného stabilizátoru se všemi ochranami ve jednom pouzdře, přesto bude použito zapojení s výkonovým tranzistorem se samostatnou doplňkovou nadproudovou a tepelnou ochranou. Má-li být celé zařízení totiž univerzálně použitelné, nešlo by vzhledem k účinným nadproudovým ochranám napájet obvod s nelineární impedancí (např. větší žárovku). Vlastní ochrany obvodu začínají ihned během nárůstu výstupního proudu, takže se vlákno žárovky nestačí nažhavit a zvětšit tak svůj odpor. Nadproudovou ochranu bude tedy nutné vypínat, což přímo nelze ani u jednoho uvedeného obvodu. Z toho plyne zbytečnost integrovaného stabilizátoru s nastavitelnou úrovní proudové ochrany (L200). V jeho neprospěch hovoří i větší velikost minimálního výstupního napětí, protože by bylo požadovanou hodnotu výstupního napětí 1 V obtížné realizovat, a dále výše zmíněné potíže s nastavováním a linearitou proudového omezení.

Obvodové řešení vlastního zdroje bude tedy vycházet ze zapojení na obr. 13. Zde bude doplněn sériový regulační tranzistor a nadproudová a tepelná ochrana. Úplné schéma zapojení vlastního zdroje včetně příslušných ochrany je na obrázku v Příloze č. 1 a jeho funkce bude podrobně popsána v následující kapitole. Jelikož návrh regulovaného zdroje jako kompletního zařízení vyžaduje pro větší přehlednost modulárního způsobu popisu, budou ve schématech označeny jednotlivé obvodové prvky tak, aby se v rámci celého zařízení jednotlivá označení vyskytovala pouze jednou. Proto tedy například na obrázku v příloze č. 1 je relé označeno jako KR2, ačkoliv je v daném schématu jediné.

Zapojení jednotlivých částí je blokově znázorněno na obr. 15. Síťové napětí je přivedeno do napájecí části – blok Napájení, na jehož výstupu se nachází nestabilizované napětí 40 V pro napájení regulovaného zdroje a dále symetrické stabilizované napětí 12 – 0 –12 V pro napájení pomocných obvodů – bloky Ochrany a Chlazení.

Výstupní napětí bude vyvedeno na přístrojové svorky umístěné na čelním panelu zařízení. Tyto musí být dostatečně robustní, vzhledem k poměrně velkému výkonu, který má napájecí zdroj dodat. Mezi těmito svorkami a výstupem z regulovaného zdroje bude ještě zapojeno sdružené číslicové měřidlo, pro měření velikosti výstupního napětí a výstupního proudu, které bude rovněž umístěno na čelním panelu přístroje. Toto měřicí zařízení má sloužit spíše k indikaci než k přesnému měření, ačkoliv opakované zkoušky prokázaly, že měří jak proud, tak napětí velmi přesně. Při požadavku na měření přesných hodnot napětí a proudu lze kdykoliv připojit cejchované měřidlo zvnějšku



obr. 15

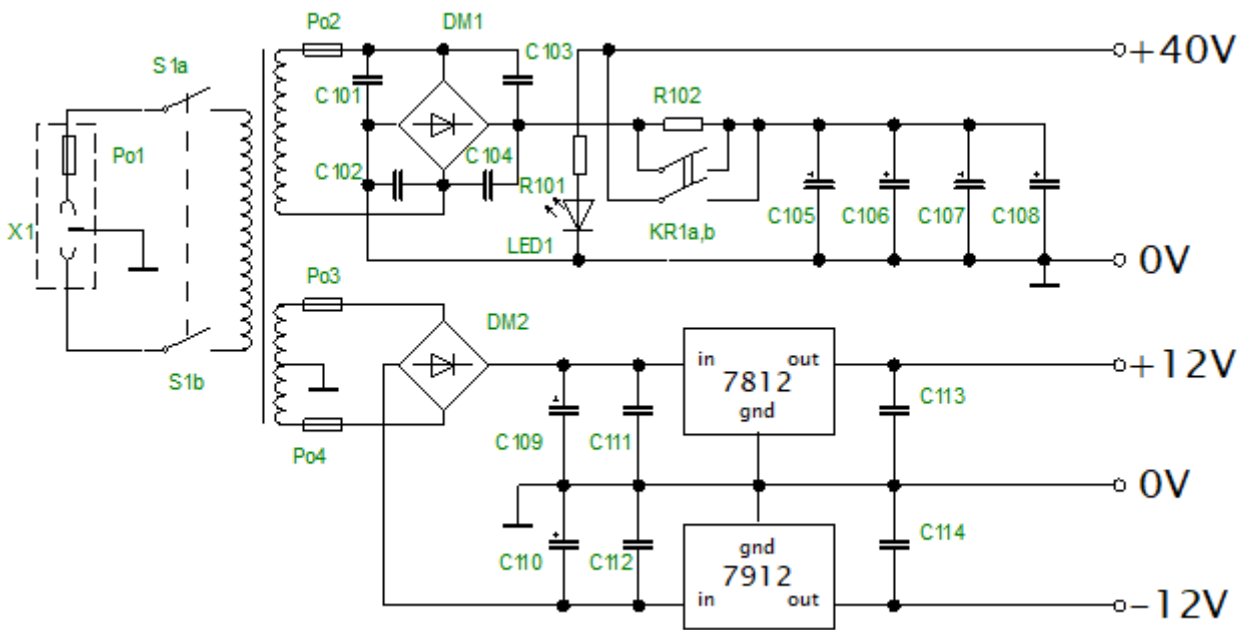
Kromě výstupních svorek, uvedeného měřidla a potenciometrů sloužících k nastavení úrovní výstupního napětí a proudu, bude dále na čelním panelu přístroje umístěn dvoupólový síťový vypínač S1 s doutnavkou, sloužící pro indikaci zapnutí přístroje, dále zelená luminiscenční dioda, ve schématech označená jako LED1 indikující připravenost k provozu, dále červená LED2 indikující zaúčinkování některé z ochran, červená LED3, která přerušovaným svitem upozorňuje obsluhu na vypnutí doplňkové nadproudové ochrany, páčkový přepínač S2 sloužící k vyřazení doplňkové nadproudové ochrany z činnosti a konečně tlačítko S3 sloužící k rušení ochran. Popis jednotlivých ochran bude uveden v následujících kapitolách.

Celé zařízení bude umístěno v plechové skřínce s větracími otvory. Na zadním panelu bude umístěn napájecí síťový konektor X1 se zabudovaným pojistkovým pouzdrem a samostatné pojistkové pouzdro pro Po 2. Síťové napětí bude z konektoru X1 přes kolébkový vypínač S1 do transformátoru vedeno vodiči umístěnými v zvláštní izolační bužírce. Střední kolík konektoru X1 sloužící k připojení ochranného vodiče bude vodivě spojen se chassis přístroje.

## **4. Napájecí část**

Schéma vstupní napájecí části je uvedeno na obr. 16. Ze vstupního konektoru X1 je síťové napětí vedeno přes integrovanou pojistku Po1 a kolébkový dvoupólový vypínač S1 do primárního vinutí síťového transformátoru. Z prvního (hlavního) sekundáru je proud vedeno přes pojistku Po2 do

můstkového usměrňovače DM1 s dovoleným proudem  $I_F \geq 3$  A. Paralelně k jednotlivým diodám můstku DM1 jsou připojeny blokovací kondenzátory C101 – C104, sloužící k potlačení vysokofrekvenčního rušení způsobeného nelinearitou polovodičových diod, ze kterých je můstek DM1 sestaven, a které by se mohlo nepříznivě projevit při použití přístroje k napájení vysokofrekvenčních obvodů.



obr. 16

Ačkoliv by podle [1] pro napájení stabilizátoru postačilo zvlnění  $p = 10\%$  a tím pro  $U_0 = 40$  V a  $I = 2$  A podle vzorce

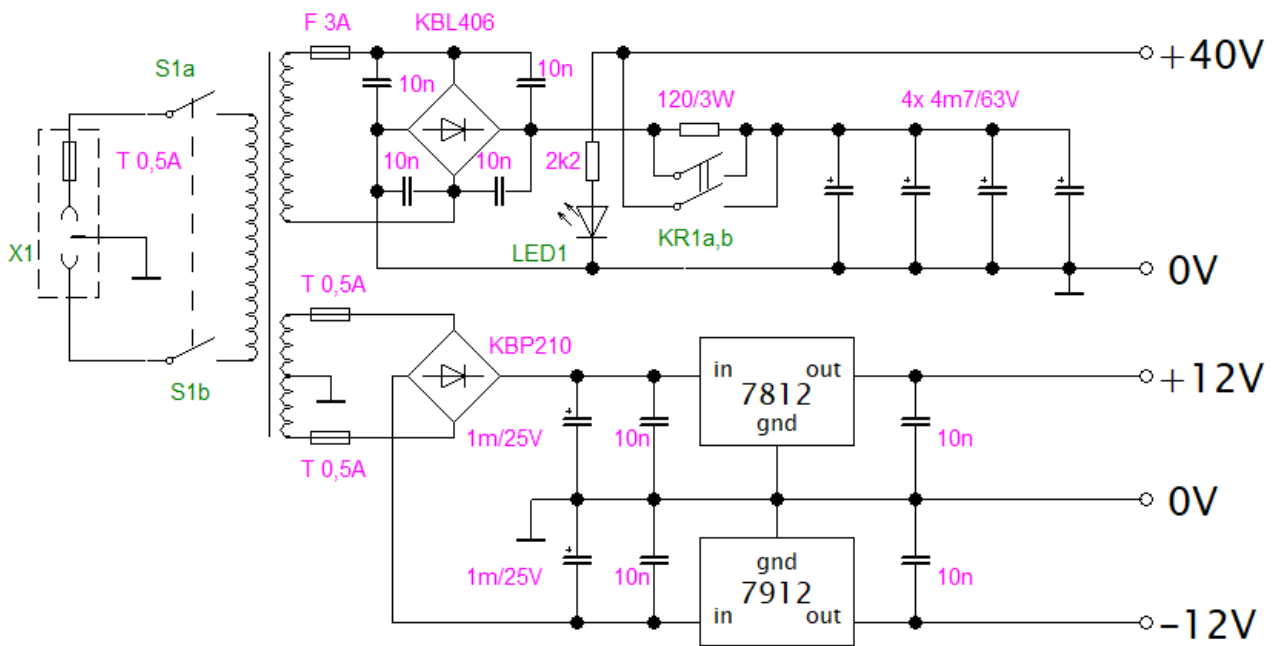
$$C = 300 * \frac{I}{pU_0} \quad [\mu\text{F}; \text{mA}, \%, \text{V}],$$

minimální kapacita filtračního kondenzátoru  $1500 \mu\text{F}$ , bude lépe použít s ohledem na zlepšení odezvy na možný impulzní odběr napájeného zařízení filtračního kondenzátoru s minimálně desetinásobnou kapacitou. Takto dimenzovaný filtr již představuje dostatečnou zásobu energie i pro vykrytí krátkodobých proudových špiček na mezi maximálního proudu bez větší újmy na kvalitě stejnosměrného výstupního proudu. Jelikož kondenzátory s takto velikou kapacitou, navíc určené pro napětí minimálně  $63$  V jsou dosti nákladné a rozměrné, je zde filtr řešen jako kondenzátorová

baterie sestávající ze čtyř kondenzátorů C105 – C108, každý o kapacitě 4,7 mF a určený pro napětí minimálně 63 V. Toto uspořádání je výhodné i s ohledem na rovnoměrnější rozprostření náboje.

Takto veliká kapacita již však představuje poměrně velké nabíjecí proudy, které je třeba při zapnutí přístroje, kdy jsou kondenzátory vybité, omezit. Nejen s ohledem na vlastní životnost kondenzátorů, ale i na dimenzování rozvodů elektrické energie v objektu, kde se bude přístroj nacházet. Tato kapacita již může vyvolat takovou proudovou špičku, že dojde k zásahu jističe, chránícího přívod do zásuvkového obvodu, který přístroj napájí. Proto je tento vybaven obvodem tzv. soft-startu, který omezí nabíjecí proud kondenzátorové baterie. Ve schématu na obr. 16 je tento obvod představován rezistorem R102 a přemostovacím relé KR1. Po zapnutí přístroje spínačem S1 je relé KR1 odpadlé, neboť je napájené ze zvláštního zpoždovacího obvodu (jeho princip bude popsán dále), a kondenzátorová baterie filtru je nabíjena definovaným proudem přes rezistor R102. Po nabití na cca 90 % napájecího napětí sepne relé KR1 a tím svými pracovními kontakty KR1a jednak přemostí nabíjecí odpor R102, ale zároveň druhými kontakty KR1b připojí vstup regulovaného zdroje k napájecí části. Tím se rozsvítí také zelená LED1, která informuje obsluhu o pohotovosti k provozu. Toto uspořádání je zvláště výhodné, neboť zamezuje provozu regulovaného zdroje během nabíjení filtru a zároveň, jak vyplývá z dalšího popisu, nedojde k provozu přístroje při poruše napájení ochranných obvodů.

Druhé (pomocné) sekundární vinutí napájecího transformátoru slouží k napájení pomocných obvodů. Mezi ně patří ochrany (nadproudová a tepelná) a obvod napájení chladicího ventilátoru pro výkonový tranzistor. Jelikož, jak bude popsáno dále, vyhodnocovací obvody jednotlivých ochrany jsou realizovány pomocí operačních zesilovačů, je nutné k jejich činnosti symetrické stejnosměrné napětí. Toto vinutí má tedy vyvedeno svůj střed, který je spojen s chassis přístroje, a který rozděluje toto vinutí na dvě stejné části. V místě, kde je provedeno propojení středu vinutí s kostrou přístroje, je společný zemní bod, kam je dále připojen zemní kolík vstupního napájecího síťového konektoru X1, záporný pól napájení hlavního obvodu (regulovaného zdroje) a konečně střed kapacitního filtru za usměrňovačem napájecí části pomocných obvodů, tvořeným sériovou kombinací kondenzátorů C109 a C110. Napětí z obou volných konců druhého sekundáru je přivedeno přes pojistky Po3 a Po4 na vstup můstkového usměrňovače DM2. Odtud je odváděno usměrněné napětí do zmíněného filtru C109 + C110. Na jeho výstupu je již symetrické stejnosměrné napětí. Aby byla zaručena správná činnost operačních zesilovačů a tím spolehlivost ochrany, je nutné toto symetrické napětí stabilizovat. Proto jsou dále v cestě zapojeny integrované stabilizátory napětí 7812 pro kladnou větev a 7912 pro zápornou větev. Na jejich výstupu je tedy získáno symetrické stabilizované napětí +12 - 0 - -12 V. Ve schématu jsou ještě zakresleny blokovací kondenzátory C111 – C114, které jsou zapojeny v souladu s doporučeným zapojením výrobce integrovaných stabilizátorů a které slouží k blokování zapojení pro vysoké kmitočty.



obr. 17

Na obr. 17 je již překreslené schéma napájecí části s uvedenými hodnotami součástek. Na místě blokovacích kondenzátorů C101 – C104 jsou použity svitkové nebo tantalové kondenzátory o kapacitě 10 nF a napětí nejméně 100 V. Jako usměrňovač je s ohledem na výkonovou rezervu zvolen diodový můstek KBL406 s dovoleným proudem  $I_f = 4$  A. Takto dimenzovaný usměrňovač se nebude v provozu při průchodu jmenovitého proudu tak zahřívat. Jak již bylo uvedeno, k omezení počátečního nabíjecího proudu kondenzátorové baterie hlavního filtru slouží rezistor R102. Celková jmenovitá kapacita těchto kondenzátorů činí 18,8 mF. K určení velikosti odporu R102 vyjdeme ze zjednodušujícího předpokladu stejnosměrného vyhlazeného napájecího napětí, ačkoliv na výstupu usměrňovače DM1 je napětí stejnosměrné tepavé. Zvolíme-li jako maximální hodnotu nabíjecího proudu při zcela vybitém filtru  $I = 500$  mA, pak velikost odporu nabíjecího rezistoru je

$$R_n = \frac{U_{CC}}{I_n} = \frac{40 \text{ V}}{0,5 \text{ A}} = 80 \Omega.$$

$R_n$  je nabíjecí odpor,  $U_{CC}$  napájecí napětí a  $I_n$  je zvolený nabíjecí proud. Pro uvedené hodnoty proudu  $I_n$  a odporu  $R_n$  by byl potřebný příkon rezistoru

$$P = R_n I_n^2 = 80 * 0,5^2 = 20 \text{ W},$$

avšak takto vysoký proud prochází jen na počátku nabíjení. Se stoupajícím napětím na kondenzátorech nabíjecí proud klesá podle funkce

$$I_n(t) = I_n e^{-\frac{t}{\tau}},$$

kde  $I_n(t)$  je okamžitá hodnota nabíjecího proudu v čase  $t$ ,  $I_n$  jeho maximální hodnota při počátku nabíjení a  $\tau$  je časová konstanta nabíjecího RC obvodu ( $\tau = RC$ ). Pro uvedené hodnoty součástek je  $\tau = 1,5$  s. Za dobu  $t = \tau = 1,5$  s tedy nabíjecí proud klesne zhruba na třetinu své původní hodnoty. Za dobu  $t = 3\tau$ , tedy  $t = 4,5$  s jsou kondenzátory již nabitě zhruba na 95 % velikosti napájecího napětí a nabíjecí proud klesl na

$$I_n(4,5) = 0,5 * e^{-3} = 25 \text{ mA}.$$

Činnost přemostovacího relé KR1 bude tedy řízena tak, aby připojilo hlavní filtr k napájecímu napětí v době, kdy jsou jeho kondenzátory dostatečně nabitě, tedy v rozmezí 4 – 5 s. Popsaný přechodný děj probíhá během provozu přístroje pouze jednorázově, a to při jeho zapnutí. Je tedy zbytečné, určovat přesně potřebný příkon rezistoru R102, stačí se omezit pouze na střední hodnotu procházejícího proudu, která je při jeho zjednodušující linearizaci přibližně rovna  $\bar{I} \approx 240$  mA. Pro tuto hodnotu je pak potřebný příkon rezistoru  $P = 4,5$  W. Z výrobní řady rezistorů pak vyhoví např. metal-oxidový rezistor 82  $\Omega/5$  W.

Rezistor R101 omezuje proud luminiscenční diodou. Jeho velikost je dána zvoleným proudem diody, jejím a napájecím napětím. Pro zelenou platí  $U_f = 2,2$  V,  $I_{dmax} = 30$  mA. Pak pro zvolenou velikost proudu procházejícího diodou  $I_d = 20$  mA určíme velikost předřadného odporu:

$$R_p = R_{101} = \frac{U_{CC} - U_f}{I_d} = \frac{(40 - 2,2) \text{ V}}{0,02 \text{ A}} = 1890 \Omega.$$

Zde je  $U_{CC}$  velikost napájecího napětí dané větve, kam je obvod s diodou připojen. Zvolíme z výrobní řady součástek nejbližší vyšší hodnotu, tedy 2100  $\Omega$ . Při tomto odporu bude diodou procházet proud



$I_f = 18 \text{ mA}$ . Tento postup je uplatněn při výpočtu předřadných odporů k ostatním použitým LED-diodám. Zbývá určit potřebný příkon rezistoru:

$$P = R_p I_d^2 = 2100 * 0,018^2 = 0,7 \text{ W}.$$

Bude tedy třeba vzhledem k poměrně vysokému napájecímu napětí použít rezistoru o příkonu minimálně 1 W.

Pro výpočet kondenzátorů C109 a C110 při předpokládaném odběru především kladné větve 500 mA, napájecím napětí 15 V a zvlnění  $p = 10 \%$  platí známý vztah

$$C = 300 * \frac{I}{pU_0} = 300 * \frac{500}{10 * 15} \mu F = 1000 \mu F.$$

Vzhledem k dostatečné rezervě zvolíme kondenzátory pro napětí 25 V. Jako blokovací kondenzátory C111 – C114 jsou osazeny v souladu s doporučením výrobce integrovaných stabilizátorů 7812 a 7912 kapacity 10 nF. Stabilizátory jsou zvoleny pro proud 1 A a jsou umístěny na chladiči.

## **6. Regulovaný zdroj**

Následující popis vychází z obrázku v příloze č. 1. Do schématu vstupují dvě různá napájecí napětí – hlavní 40 V a dále symetrické +/- 12 V, sloužící pro napájení operačních zesilovačů. Ty jsou realizovány jako integrovaný obvod 1458, který obsahuje dva operační zesilovače v jednom pouzdře (ve schématu označeny jako IO1/1 a IO1/2). Proto je symetrické napájecí napětí přivedeno pouze do jednoho z operačních zesilovačů, neboť napájení druhého je realizováno již vnitřním zapojením integrovaného obvodu. V přívodu jsou zapojeny kondenzátory C4 – C7, které zabraňují rozkmitání obvodu. Jejich velikost je volena s ohledem na všeobecné zásady při konstrukci zařízení s operačními zesilovači a doporučení výrobce. Tyto dodatečné filtry musí být umístěny na desce plošného spoje (DPS) co nejbližší napájecím svorkám obvodu 1458.

Vstupní usměrněné a řádně vyhlazené napětí 40 V je přivedeno jednak na vstupní svorku integrovaného stabilizátoru LM 317 a dále na kolektor výkonového regulačního tranzistoru T1. Na jeho místě je zvolen s ohledem na značnou výkonovou ztrátu při minimálním výstupním napětí a maximálním výstupním proudu (téměř 80 W) výkonový tranzistor typu MJ800. Jak tranzistor, tak integrovaný stabilizátor jsou proti nebezpečnému závěrnému napětí při poruše v napájecí části

zařízení chráněny diodami D2, D3 a D4. Jejich funkce spočívá v odvedení náboje ze všech kondenzátorů připojených na výstupní svorky, ale též z kondenzátorů C2 a C8 při poruše (zkratu) v napájecí části. Výstupní napětí je dále přivedeno přes pracovní kontakty ochranného relé KR2 k výstupním svorkám z desky plošného spoje. Zde se nachází ještě blokovací kondenzátor C8, který dále zlepšuje impulzní odezvu zdroje. K nastavení velikosti výstupního napětí slouží potenciometr P1, který spolu s odporovým trimrem Rt3 tvoří napěťový dělič. Trimrem Rt3 se upravuje rozsah regulace výstupního napětí tak, aby při plném vytočení potenciometru P1 bylo na výstupu zdroje právě maximální požadované napětí. Kondenzátor C3 slouží jako blokovací, zlepšuje vyhlazení výstupního napětí. Na jeho místě je nejlépe použít kvalitní tantalový kondenzátor, ale vyhoví i běžný elektrolytický. Stejně tak i na pozici kondenzátorů C1 a C8. Další prvky slouží jako ochranné a jejich princip bude dále popsán u popisu jednotlivých ochran. Zde je třeba jen popsat jejich činnost v rámci celého obvodu. Dojde-li k zásahu některé z ochran objeví se přes diody D5 nebo D6, které tvoří logické hradlo OR a rezistor R7 napětí na řídicí elektrodě tyristoru Ty1. Jelikož je tento připojen přes rezistor R2 k napájecímu napětí v propustném směru a nachází se v blokovacím stavu, jsou příchodem zapínacího impulsu dané velikosti určené výstupním napětím operačních zesilovačů a rezistorem R7 splněny podmínky pro jeho sepnutí. Dojde-li k sepnutí, uzemní se báze tranzistorů T2 a T3, které se uzavřou. Uzavřením tranzistoru T3 stoupne na jeho kolektoru napětí, což je příčinou otevření tranzistoru T4, který uzemní řídicí elektrodu integrovaného regulátoru a nastaví tak minimální hodnotu výstupního napětí. Tím dojde k velmi rychlému proudovému omezení. Současně s tímto pochodem (avšak mnohem pomaleji) dochází k odpojení výstupu od zdroje prostřednictvím relé KR2. To odpadne, neboť jak bylo uvedeno, zavírá se sepnutím tyristoru Ty1 i tranzistor T2, který v otevřeném stavu uzemňuje cívku relé KR2. Ta je napájena přes předřadný rezistor R1 přímo ze vstupního napětí 40 V. Tento způsob je zvolen z důvodu nedostupnosti relé, jejichž cívka umožňuje provoz na 40 V a zároveň s kontakty, které jsou s to přenést proudy nad 1 A. Po vypnutí relé KR2 připojí jeho klidové doteky červenou LED přes rezistor R14, který omezuje její proud, k napájecímu napětí a ta následně svým svitem signalizuje obsluze zásah některé z ochran. Pro vybavení ochran slouží tlačítko S3, které přivede kladné napájecí napětí na katodu tyristoru a tím dojde k jeho vypnutí. Pokud se již nenachází kladné napětí na jeho řídicí elektrodě, uvede se do blokovacího stavu.

Vzhledem k tomu, že zdroj má být schopen dodat proud 2 A a to i při impulzním odběru, je nutné vytvořit na vstupním napětí dostatečnou rezervu. Běžné integrované stabilizátory typu LM 317 však dovolují na svoji vstupní svorku přiložit napětí maximálně 40 V. Zároveň však potřebují pro svojí spolehlivou činnost napětí nejméně o 3 V vyšší, než je předpokládané výstupní napětí. Zde tedy vzniká poměrně úzký interval hodnot, ve kterých je třeba vstupní napětí udržovat. Toho lze dosáhnout buď tzv. předstabilizací v napájecí části, což ovšem činí celkové zapojení složitějším, anebo použít na místě klasického obvodu LM 317 stabilizátor LM 317 HVT, který umožňuje přivést na svoji vstupní svorku napětí až 60 V.

Na obrázku v Příloze č. 2 je schéma zapojení překreslené s hodnotami součástek.

## 7. Chlazení výkonových polovodičů

V celém zařízení je několik polovodičových součástek, kterým je potřeba zabezpečit řádný odvod tepla. Především se jedná o sériový regulační tranzistor, na kterém vzniká největší výkonová ztráta. Hlavně v době, kdy je na výstupu regulovaného zdroje minimální napětí a je odebírán maximální proud. Proto je třeba pečlivě nejen vybírat vhodný tranzistor, ale také správně navrhnout jeho chlazení [10]. K tomu se užívá tzv. tepelných schémat, které jsou analogiemi schémat elektrických. Na straně zdrojů zde vystupují ztrátové výkony, které je potřeba zmařit a na straně spotřebičů jednotlivé komponenty tepelného obvodu, na kterých vzniká teplotní úbytek a které jsou zde znázorněny ve formě tepelných odporů. Tyto tepelné odpory  $R_{\vartheta}$  jsou důležitými parametry charakterizující součástky z hlediska jejich konstrukce (pouzdra apod.). Zároveň takto charakterizují jednotlivé chladiče -  $R_{\vartheta}$  závisí na jeho materiálu, tvaru, povrchu, povrchové úpravě, ale také na jeho umístění či způsobu odvodu tepla z něj (sáláním, ofukem apod.). Rozměrem  $R_{\vartheta}$  je K/W, příp. °C/W. Hodnoty tepelných odporů pouzder součástek jsou v katalogu uvedeny, stejně jako v katalogu jednotlivých chladičů. Jsou-li takto jednotlivé komponenty jednoznačně určeny, lze při známém ztrátovém výkonu, známé počáteční a koncové teplotě snadno určit potřebný tepelný odpor chladičího zařízení. Jelikož platí

$$P_1 = P_2 = P$$

a zároveň

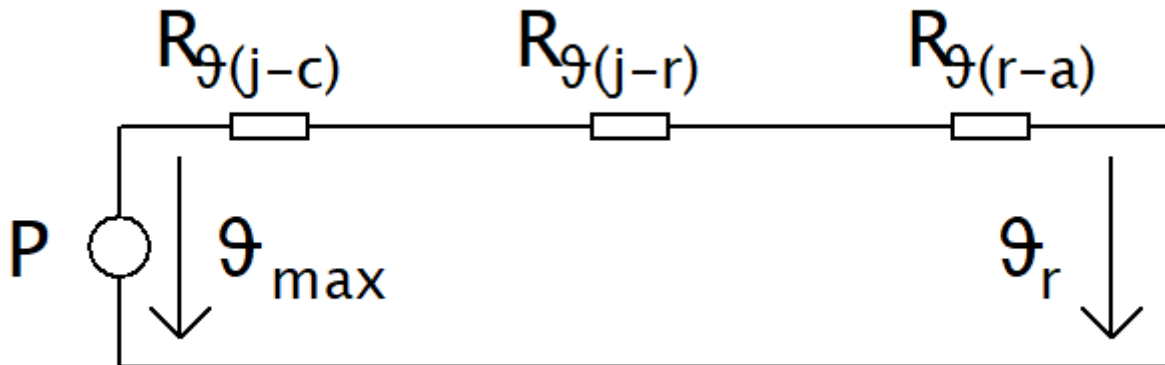
$$R_{\vartheta} = \frac{\Delta\vartheta}{P}$$

lze snadno určit potřebný tepelný odpor chladiče jako

$$R_{\vartheta} = \frac{\vartheta_p - \vartheta_k}{P}$$

kde  $\vartheta_p$  je počáteční teplota,  $\vartheta_k$  konečná teplota a  $P$  ztrátový výkon, který je nutno zmařit. Při návrhu chladičů pro polovodičové součástky bývá jako počáteční teplota dosazována nejvyšší přípustná teplota polovodičového přechodu  $\vartheta_{\max}$  a jako koncová teplota se zpravidla dosazuje teplota okolního prostředí, ve kterém je chladič nebo jen součástka umístěna ( $\vartheta_r$ ). Hodnota  $R_{\vartheta}$  je dána součtem všech

tepelných odporů, na kterých vzniká úbytek teploty. Situaci pro součástku umístěnou na chladiči znázorňuje obr. 18.



obr. 18

Pro tuto situaci platí:

$$R_{\vartheta} = R_{\vartheta(j-a)} = R_{\vartheta(j-c)} + R_{\vartheta(c-r)} + R_{\vartheta(r-a)}$$

kde  $R_{\vartheta(j-a)}$  je celkový tepelný odpor,  $R_{\vartheta(j-c)}$  je tepelný odpor spojení polovodičový přechod – pouzdro součástky,  $R_{\vartheta(c-r)}$  je tepelný odpor místa styku pouzdra s chladičem a  $R_{\vartheta(r-a)}$  je tepelný odpor chladiče. Hodnotu  $R_{\vartheta(j-c)}$  udává výrobce každé součástky pro daný typ pouzdra v katalogu, hodnota  $R_{\vartheta(c-r)}$  je dána kvalitou provedení místa styku mezi pouzdem součástky a chladičem. Nabývá zpravidla hodnot 0,2 – 1 °C/W v závislosti na druhu izolační podložky (je-li použita).

Pro tranzistor MJ802 výrobce udává maximální povolenou celkovou ztrátu  $P_{tot} = 200$  W, ovšem vztáženou k teplotě  $t_{ref} = 25$  °C. Tohoto výkonu lze tedy teoreticky dosáhnout, budeme-li udržovat teplotu přechodu na této teplotě. To je v praxi nereálné, a tak s rostoucí teplotou PN přechodu dovolená výkonová ztráta lineárně klesá, až při teplotě  $\vartheta_{max}$  nelze tranzistor zatížit vůbec. Dále jsou v katalogu uvedeny hodnoty  $\vartheta_{max} = 200$  °C a  $R_{\vartheta(j-c)} = 0,875$  °C/K. Pokud hodnotu  $R_{\vartheta(c-r)}$  odhadneme na 0,2 °C/W, což je vzhledem k použití kvalitní silikonové izolační podložky a potření obou styčných ploch teplovodivou silikonovou vazelinou reálná hodnota, teplota  $\vartheta_{max} = 200$  °C a teplotu okolí  $\vartheta_r = 45$  °C, máme již dostatek údajů k určení potřebného tepelného odporu chladiče. Pro něj platí:

$$R_{\vartheta(r-a)} = R_{\vartheta(j-a)} - R_{\vartheta(j-c)} - R_{\vartheta(c-r)}$$

Celkový tepelný odpor soustavy je roven:

$$R_{\vartheta(j-a)} = \frac{\vartheta_{max} - \vartheta_r}{P}$$

a potřebný tepelný odpor chladiče po dosažení tedy je:

$$R_{\vartheta(r-a)} = \frac{\vartheta_{max} - \vartheta_r}{P} - R_{\vartheta(j-c)} - R_{\vartheta(c-r)}$$

$$R_{\vartheta(r-a)} = \frac{200 - 45}{80} - 0,875 - 0,2 = 0,863 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Potřebný tepelný odpor chladiče je tedy 0,863 °C/W. Tato hodnota není nereálná, avšak chladič by byl neúměrně velký vzhledem k celému zařízení. Proto bude pro veliké výkony zvoleno nucené chlazení přídavným ventilátorem.

Dalším prvkem, kterému je třeba zabezpečit chlazení je integrovaný stabilizátor LM 317 HVT, z jehož výstupu je odebírán proud daný podílem velikostí výstupního proudu a proudového zesilovacího činitele regulačního sériového tranzistoru. Vzhledem k tomu, že proudový zesilovací činitel u výkonových tranzistorů bývá poměrně malý (jak bylo uvedeno ve druhé kapitole), nemusí být právě malý proud procházející integrovaným stabilizátorem. Spolu s případným nízkým nastaveným výstupním napětím na něm rovněž vzniká výkonová ztráta a tím teplo, které samotné pouzdro není schopné vyzářit a bude třeba opatřit integrovaný stabilizátor chladičem. Jak vyplynulo z předchozího textu, bude jako regulačního prvku použito tranzistoru MJ802. Výrobce udává hodnotu  $h_{21E}$  pro tento tranzistor v rozmezí 20 – 100. V nejnepříznivějším případě bude tedy z obvodu LM 317 HVT odebírán proud 100 mA a při minimálním výstupním napětí vznikne na něm výkonová ztráta přibližně 4 W. Výrobce tohoto obvodu stanovil maximální odebíraný výkon na  $P = 20 \text{ W}$ , maximální teplota přechodu je  $\vartheta_{max} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$ . Obvod se vyrábí v klasickém tranzistorovém pouzdře TO220, pro který platí  $R_{\vartheta} = 3,13 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ . Dosadíme-li do známých vztahů uvedené hodnoty, dostáváme pro maximální tepelný odpor chladiče:

$$R_{\vartheta(r-a)} = \frac{150 - 45}{4} - 3,13 - 0,2 = 23 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Stačí vybrat vhodný chladič z katalogu. Vzhledem k vypočtené hodnotě vyhoví malý chladič z hliníkového profilu určený přímo pro pouzdra typu TO 220.

Podobně je tomu i u stabilizátorů 7812 a 7912 sloužící pro napájení pomocných obvodů. Více zatížen bude kladný stabilizátor 7812, neboť bude krom operačních zesilovačů napájet relé KR1, všechny LED diody a ventilátor chladiče výkonového tranzistoru. Běžné ventilátory, používané např. ve stolních počítačích mají odběr 100 – 250 mA, použité relé KR1 asi 20 mA a dále tři LED diody – celkově odebírají asi 50 mA. Odběr operačních zesilovačů lze zanedbat. S ohledem na rezervu bude předpokládaný proud odebíraný ze stabilizovaného zdroje asi 500 mA. Bude-li napájecí napětí pro stabilizátory 7812 a 7912 činit +/- 15 V, pak lze stanovit při uvažovaném proudu  $I = 500$  mA výkonovou ztrátu na

$$P = \frac{U_{CC} - U_{out}}{I} = \frac{15 - 12}{0,5} W = 6 W$$

Tyto obvody se vyrábějí rovněž v pouzdrech typu TO 220 a lze tedy známým způsobem stanovit maximální tepelný odpor chladiče:

$$R_{\theta(r-a)} = \frac{150 - 45}{6} - 3,13 - 0,2 = 14,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Budou-li oba integrované obvody umístěny společně na jednom chladiči, bude maximální hodnota tepelného odporu chladiče podle [10] rovna polovině vypočtené hodnoty, tedy 7,1 °C/W. Tento chladič je již poněkud rozměrnější než u obvodu LM 317 HVT, ale i v tomto případě lze tento problém pomocí standardních chladičů uspokojivě vyřešit.

Posledními polovodičovými součástkami jsou diodové usměrňovací můstky DM1 a DM2. Vzhledem k tomu, že proudy jimi procházející jsou stanoveny na poloviční hodnoty jejich dovolených maximálních proudů, a jim odpovídajícím ztrátovým výkonům, které jsou jejich pouzdra schopná vyzářit, není třeba jejich chlazení věnovat zvláštní pozornost.

## **8. Pomocné obvody**

V této kapitole budou popsány jednotlivé pomocné a ochranné obvody. Ačkoliv se může zdát poněkud složité a zbytečné řešení některých ochran pomocí operačních zesilovačů, k tomuto kroku bylo přistoupeno především pro jasně definované a skokové inicializační úrovně napětí jednotlivých ochran, které usnadňují hledání případné závady, umožňují připojení jakékoliv doplňkové signalizace, ba dokonce po úpravě velikostí napětí např. připojení logických obvodů.

### **a) Nadproudové ochrany**

K ochraně proti účinkům nadměrného proudu bude přístroj opatřen účinnou rozpojovací ochranou. Její činnost v hlavním obvodu regulovaného zdroje byla popsána v kapitole 5. Zde bude popsána její inicializační část. Popis odpovídá obrázku v Příloze č. 1. Nadproudová ochrana se skládá ze dvou částí:

- aa) Základní nadproudové ochrany
- bb) Doplňkové nadproudové ochrany.

Základní nadproudová ochrana chrání především vlastní napájecí zdroj. Je nevypínatelná a pevně nastavená na hodnotu 3 A. Doplňková nadproudová ochrana je obsluhou vypínatelná a nastavitelná plynule v rozmezí 50 mA – 2 A. Slouží k ochraně napájeného zařízení. Její vypnutí je obsluhu signalizováno přerušovaným svitem diody LED 3.

Pracovní proud procházející hlavním obvodem vytváří na rezistoru R6 úbytek napětí, který je přiveden přes rezistor R9 do neinvertujícího vstupu operačního zesilovače – v obr. označeném jako IO1/2. Tento je zapojen jako komparátor (bez zpětné vazby) porovnávající velikost napětí přivedených na jeho vstupy. Do invertujícího vstupu je připojeno referenční napětí. Je-li toto napětí větší než napětí na neinvertujícím vstupu, nachází se výstup operačního zesilovače v tzv. záporné saturaci. Na jeho výstupu se nachází napětí blízké zápornému napájecímu napětí (zmenšené o úbytek koncových tranzistorů uvnitř operačního zesilovače). Stoupne-li nyní velikost napětí na neinvertujícím vstupu nad úroveň napětí na invertujícím vstupu, přejde operační zesilovač skokem do tzv. kladné saturace a na jeho výstupu se objeví napětí blízké kladnému napájecímu napětí. Toto napětí se pak přenesení přes diodu D5 a rezistor R7 na řídicí elektrodu vypínacího tyristoru se všemi důsledky tak, jak bylo popsáno v kapitole 5.

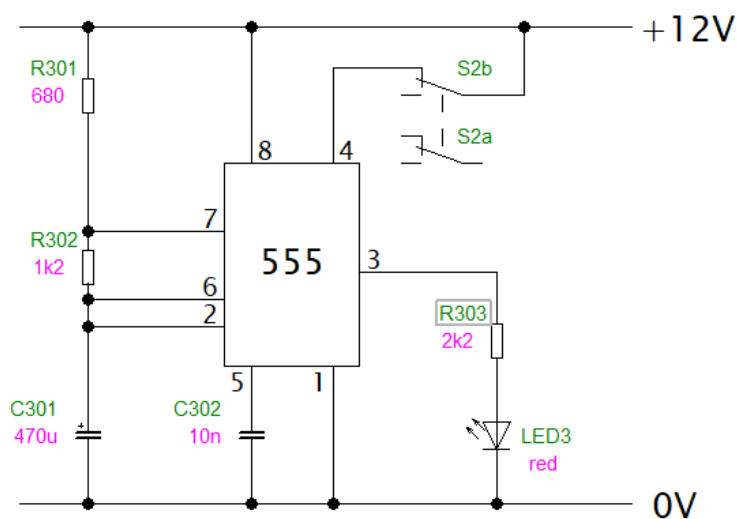
Referenční napětí přivedené na invertující vstup je určeno jedním z odporových děličů. Ty jsou napájeny ze stejného napětí jako vlastní operační zesilovač. Výběr děliče, ze kterého bude přivedena referenční hodnota na invertující vstup je uskutečněn polohou jedné části dvoupólového přepínače S2 (S2a). Druhá část je zapojena v obvodu signalizace vypnutí doplňkové ochrany, jak

bude popsáno v následující odrážce. Levý dělič složený z rezistoru R4, odporového trimru Rt1 a potenciometru P1 slouží k nastavení referenční hodnoty doplňkové nadproudové ochrany. Dovolенý pracovní proud, a tedy napětí přivedené na invertující vstup zesilovače se nastavuje potenciometrem P2, jehož hřídel je vyvedena na čelní panel přístroje. Trimrem Rt1 se upravuje rozsah potenciometru tak, aby jeho plné vytočení do krajní polohy odpovídalo maximálnímu proudu. Pravým odporovým děličem složeným z R5 a Rt2 se nastavuje hodnota proudu základní nadproudové ochrany. Dvoupólovým přepínačem S2 se tedy vypíná doplňková nadproudová ochrana a automaticky se uvádí v činnost nadproudová ochrana základní.

Jako poslední záchrana nechránící však prvky v přístroji, ale (nejen) celé zařízení proti požáru je tavná pojistka 4 A zařazená před výstupními svorkami (ve schématu není zakreslena). Je umístěna v pouzdře, které je vyvedeno na čelní panel přístroje.

### **b) Obvod signalizace vypnutí doplňkové nadproudové ochrany**

Tento obvod je vyobrazen na obr. 19. Základem je univerzální časovač č. 555 zapojený jako astabilní klopný obvod (tzv. multivibrátor). Tento časovač se vyrábí jako integrovaný obvod, nejčastěji v pouzdře DIP 8, tj. se čtyřmi vývody po každé delší straně pouzdra. Ve schématu na obr. 19. jsou čísla jednotlivých vývodů uvedena. Přivedením kladného napětí na vývod č. 4 přes druhou část dvoupólového přepínače S2 (S2b) začne obvod generovat na svém výstupu (vývod č. 3) obdélníkovou vlnu. Její kmitočet je určen hodnotami odporů a kapacity RC prvků v levé části obvodu.



obr. 19



S uvedenými hodnotami bude tento kmitočet přibližně 1 Hz. Tímto obdélníkovým signálem je přes rezistor 2100  $\Omega$  napájena červená LED 3. Kondenzátor 10 nF připojený na vývod 5 se na vlastní činnosti obvodu nijak neuplatní, slouží jen jako blokovací proti vysokofrekvenčnímu rušení. Jak z obr. 19 dále vyplývá, je tento obvod napájen z kladné poloviny souměrné stabilizované sítě. Napětí +12 V je přivedeno na vývod č. 8 integrovaného obvodu, vývod č. 1 je spojen s kostrou (nulovým potenciálem).

### c) Ochrana proti tepelnému přetížení

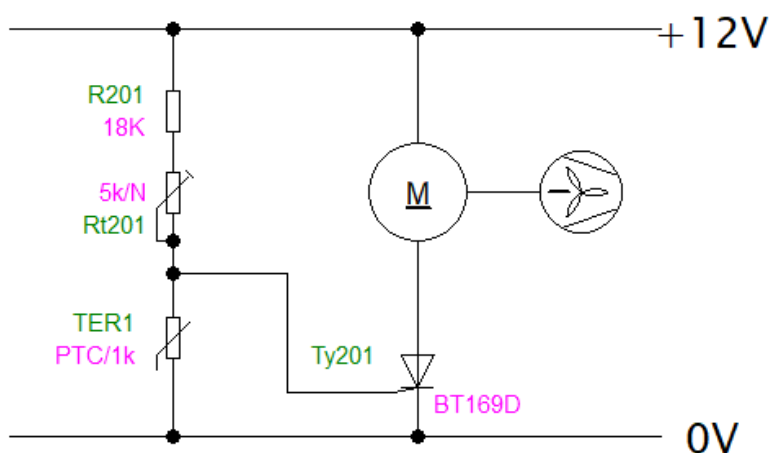
Ochrana proti tepelnému přetížení je koncipována podobně jako ochrana nadproudová s použitím operačního zesilovače zapojeného jako komparátoru. Bude využito druhé poloviny integrovaného obvodu 1458 (IO1/1). Popis opět vychází ze schématu na obrázku v Příloze č. 1. Komparátor nyní porovnává napětí z děliče tvořeného rezistorem R12 a odporovým trimrem Rt4, přivedené do invertujícího vstupu s napětím z děliče tvořeného rezistorem R13 a termistorem TER, přivedeným do vstupu neinvertujícího. Termistor TER je typu PTC, tedy zvyšující svůj odpor v důsledku rostoucí teploty. Termistor je umístěn přímo na chladiči regulačního výkonového tranzistoru v těsném tepelném spojení tak, aby nebyl ofukován proudem vzduchu z chladičového ventilátoru. Jelikož jsou oba děliče napájené ze stejného zdroje stabilizovaného napětí, bude se s rostoucí teplotou chladiče zvětšovat úbytek napětí na termistoru, přičemž napětí na trimru Rt4 v druhém děliči je pevně nastaveno a slouží jako referenční. Je-li napětí na trimru Rt4 větší než úbytek napětí na termistoru TER, nachází se výstup operačního zesilovače IO1/1 v tzv. záporné saturaci, podobně jako je tomu u principu nadproudové ochrany, popsáném v odrážce a). Zvětší-li se úbytek napětí na termistoru nad hodnotu napětí na trimru Rt4, překlopí se opět výstup operačního zesilovače do tzv. kladné saturace a kladné napětí asi +12 V se přeneso tentokrát přes diodu D6 a rezistor R7 na řídicí elektrodu vypínacího tyristoru Ty1.

Termistor je – jak bylo uvedeno v úvodu – typu PTC se základní hodnotou odporu  $R = 1 \text{ k}\Omega$  při  $t = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . V katalogu výrobce lze vyčíst, že při teplotě  $t = 100 \text{ }^\circ\text{C}$  má termistor odpor 1696  $\Omega$ . Platí-li přibližně lineární závislost hodnoty odporu na teplotě, pak lze snadno stanovit hodnotu odporu při určité teplotě. Druhou možností je odečíst hodnotu odporu při určité teplotě přímo z grafu v katalogových listech od výrobce. Tepelná ochrana bude nastavena na  $75 \text{ }^\circ\text{C}$ . Při této teplotě má mít termistor odpor 1424  $\Omega$ ,  $\pm 10 \%$ . Uvedená tolerance není na závadu, přesná hodnota teploty, při které dojde k začátku tepelné ochrany bude nastavena experimentálně trimrem Rt4, pomocí nezávislého měření teploty. Hodnoty součástek obou děličů (viz. obr. v příloze č. 2) byly vypočteny s ohledem na zvolené příčné proudy oběma děliči 100  $\mu\text{A}$  a referenční napětí přibližně 1 V. Jelikož má termistor odpor při dané teplotě přibližně 1,4 k $\Omega$ , je při stejných rezistorech v horních částech děličů ( $R12 = R13$ ) zvolen trimr Rt4 s odporem 2,5 k $\Omega$ , aby se přesné nastavení vypínací teploty nacházelo přibližně ve středu odporové dráhy.

#### d) Napájení a řízení chladičícího ventilátoru

K odvodu tepla z chladiče regulačního výkonového tranzistoru bude použito axiálního ventilátoru klasického provedení, tak jak se používá např. v napájecích zdrojích pro PC. Jeho činnost bude řízena tak, aby se uvedl do chodu, dosáhne-li chladič teploty  $\vartheta_s = 60\text{ }^\circ\text{C}$ . Ke snímání této teploty bude opět použito termistoru shodného typu a umístění jako pro tepelnou ochranu. Schéma zapojení je na obr. 20.

Obvod je opět napájen z kladné poloviny souměrného stabilizovaného napětí. Ventilátor je připojen kladným pólem k napětí +12 V přímo, záporný pól je připojen přes tyristor k nulovému potenciálu. Tyristor je řízen děličem v levé části obrázku. S rostoucí teplotou chladiče opět stoupá úbytek napětí na termistoru, až dosáhne hodnoty přibližně 0,7 V. Toto napětí se nachází zároveň na řídicí elektrodě tyristoru a jsou-li splněny podmínky pro zapnutí tyristoru, tyristor zapne. Pro použitý tyristor BT169D výrobce předepisuje minimální proud řídicí elektrody  $I_{GT} = 50\text{ }\mu\text{A}$ . Hodnota horní části děliče je tedy volena nejen s ohledem na potřebný úbytek 0,7 V, ale též na potřebný proud řídicí elektrody.



obr. 20

Odporový trimr slouží k nastavení spínací teploty. Jeho nastavení bude provedeno opět experimentálně pomocí nezávislého měření teploty. Po sepnutí ventilátoru a ochlazení chladiče na předepsanou teplotu, zůstává ventilátor v provozu v režimu dochlazování.

Při požadavku na automatický provoz lze použít zapojení dle obrázku v příloze č. 3. S výhodou lze opět využít přítomnosti zdroje symetrického napětí a k řízení provozu ventilátoru použít operační zesilovače. Je tedy opět použito integrovaného obvodu 1458 (IO2/1 a IO2/2) s dvojicí operačních zesilovačů zapojenými jako komparátory. Běh ventilátoru lze řídit takřka v libovolných mezích. Zde bude zvolena jako spínací teplota stejně jako u předešlého popisu poloautomatického provozu  $\vartheta_s =$

60 °C, k jejímu nastavení slouží trimr Rt202 a teplota vypnutí  $\vartheta_v = 50$  °C, která se nastaví trimrem Rt201. Teplota chladiče je tedy tentokrát snímána dvěma termistory TER201 a TER202. TER201 je typu NTC, zatímco TER202 je typu PTC. Jejich umístění na chladiči je v souladu s výše uvedenými zásadami. Vyjdeme ze situace, kdy při zapnutí přístroje má chladič teplotu okolí např. 25 °C. Bude-li vypínací teplota nastavená trimrem Rt201 rovna  $\vartheta_v = 50$  °C, bude na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače IO2/2 vyšší napětí než na jeho invertujícím vstupu a výstup IO2/2 se nachází v kladné saturaci. Toto napětí se přes diodu D202 a rezistor R209 přenesse na řídicí elektrodu vypínacího tyristoru Ty202. Jelikož jsou splněny podmínky pro jeho sepnutí, Ty202 sepne. Pro činnost obvodu se nestane nic důležitého, pouze začne tyristorem Ty202 procházet proud daný velikostí odporu R211 a komutační kondenzátor C201 se přes cívku relé KR3 nabije na polaritu naznačenou v závorkách. Zahříváním chladiče klesá odpor termistoru TER201 a tím na něm klesá úbytek napětí. Při teplotě 50 °C dojde k překlopení komparátoru IO2/2 do záporné saturace, neboť napětí na neinvertujícím vstupu kleslo pod úroveň referenčního napětí na vstupu invertujícím. Tím se ztratí kladné napětí na řídicí elektrodě a bude-li odpor R211 dostatečně velký, klesne proud tyristorem Ty202 pod úroveň vratného proudu  $I_H$  a tyristor vypne. Při dalším zahřívání se při teplotě chladiče 60 °C překlopí druhý komparátor IO2/1 do kladné saturace, neboť termistor TER202 je typu PTC a s rostoucí teplotou se na něm zvyšuje úbytek napětí. Přivedením kladného napětí z výstupu komparátoru IO2/1 přes diodu D201 a rezistor R210 na řídicí elektrodu hlavního tyristoru Ty201 tento sepne a tím připojí cívku relé KR3 k zápornému napětí. Relé KR3 sepne a svými kontakty připojí chladič ventilátor k napájecímu napětí. Zároveň se však komutační kondenzátor přebíjí na polaritu naznačenou bez závorek.

Dojde-li nyní k ochlazení chladiče regulačního tranzistoru, jako první se překlopí komparátor IO2/1 opět do záporné saturace, čímž odezní zapínací impulz na řídicí elektrodě Ty201, avšak tento zůstává nadále sepnut a ventilátor chladí. S klesající teplotou chladiče ovšem pozvolna roste úbytek napětí na termistoru TER201 až při teplotě 50 °C je tento úbytek opět dostatečně velký, aby překlopil zpět do kladné saturace komparátor IO2/2. Tím spíná vypínací tyristor Ty202. Kladný náboj z komutačního kondenzátoru se přes otevřený tyristor Ty202 dostává na katodu hlavního tyristoru Ty201, který - jsou-li splněny podmínky pro jeho úspěšné vypnutí - vypne. Tím se obvod nachází ve výchozím stavu. Schéma zapojení s uvedenými hodnotami součástek je na obr. v příloze č. 4. Všechny součástky jsou navrženy v souladu s obecně platnými nebo výše uvedenými zásadami. Příčné proudy všech děličů jsou zvoleny na 100  $\mu$ A. Tyristor Ty201 je dimenzován na průchod proudu ovládací cívkou relé KR3 – přibližně 20 mA. Pro použitý tyristor výrobce udává maximální hodnotu vratného proudu  $I_H = 2$  mA. S ohledem na jistou rezervu a výrobní toleranci lze proud procházející vypínacím tyristorem zvolit na 800  $\mu$ A. Pro minimální velikost komutačního kondenzátoru při vypínání zátěže indukčního charakteru platí podle [11] vztah

$$C \geq \frac{t_q I_T}{U} \quad [\mu F; \mu s, A, V],$$

kde C je kapacita komutačního kondenzátoru,  $t_q$  vypínací doba tyristoru,  $I_T$  proud procházející tyristorem a U napájecí napětí. V katalogu je pro tyristor BT169D uvedena hodnota  $t_q = 100 \mu s$ . Pro uvažovaný proud tyristorem  $I_T = 20 \text{ mA}$  a napájecí napětí  $U = 12 \text{ V}$  vychází minimální kapacita komutačního kondenzátoru:

$$C \geq \frac{100 * 0,02}{12} \mu F; \quad C \geq 0,17 \mu F.$$

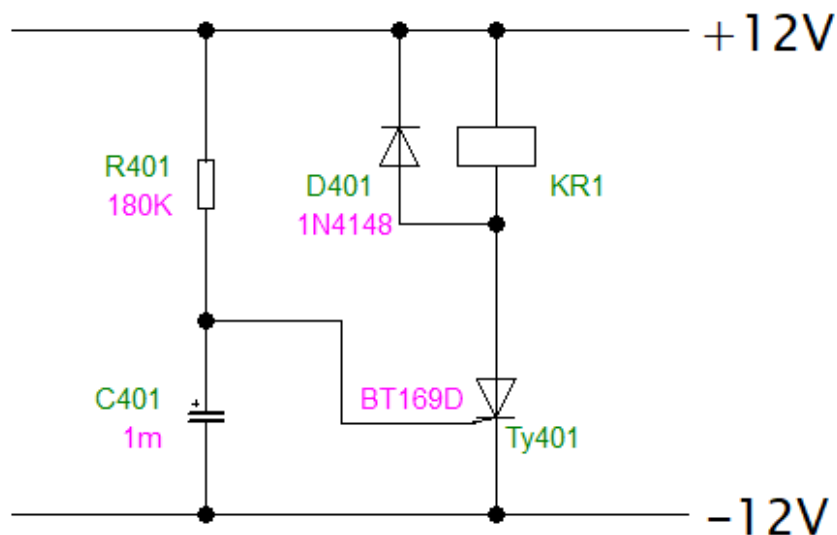
Z výrobní řady tedy použijeme např. fóliový kondenzátor 220 nF.

#### e) Obvod řízení tzv. soft-startu

Jak již bylo uvedeno, bude zařízení vybaveno obvodem tzv. soft-startu, který má za úkol omezit proudový náraz při zapnutí přístroje. Jeho působení v obvodu napájecí části bylo podrobně popsáno v příslušné kapitole. Zde bude popsána jeho řídicí část. Jak vyplývá ze schématu na obr. 17, relé KR1 slouží jednak k přemostění nabíjecího odporu R102 (kontakty KR1a) a dále k připojení vlastního regulovaného zdroje k napájecímu napětí (kontakty KR1b) po ukončení nabíjecího procesu kondenzátorové baterie hlavního filtru C105 – C108. Činnost relé KR1 je řízena obvodem na obr. 21.

Obvod je nyní napájen jak z kladné, tak ze záporné části zdroje stabilizovaného souměrného napětí. Tento způsob zapojení slouží jako ochrana proti provozu přístroje při poruše napájení tepelné a nadproudové ochrany a tím k jejich vyřazení, neboť prostřednictvím kontaktů KR1b nedojde k připojení regulovaného zdroje k napájení. Správnou činnost a pohotovost k provozu pak signalizuje zelená LED1 (zakreslená ve schématu na obr. 17), umístěná na čelním panelu přístroje.

Jak je patrné z obr. 21, je ovládací cívka relé KR1 zapojena ke kladnému napětí +12 V přímo a k zápornému napětí -12 V přes tyristor. Po zapnutí přístroje síťovým spínačem S1 se téměř okamžitě objeví na výstupních svorkách symetrického zdroje napětí. Přes rezistor R201 se začne pomalu nabíjet kondenzátor C201. Dostoupí-li napětí na kondenzátoru hodnoty asi 0,7 V, tyristor sepne a tím připojí ovládací cívku relé KR1 k zápornému pólu zdroje. S uvedenými hodnotami součástí, které byly navrženy v souladu s požadovanou hodnotou časové konstanty a zároveň s dovoleným proudem řídicí elektrody použitého tyristoru, dojde k sepnutí tyristoru asi za 4,5 – 5 s, což je v souladu s požadavky uvedenými v kapitole 4.

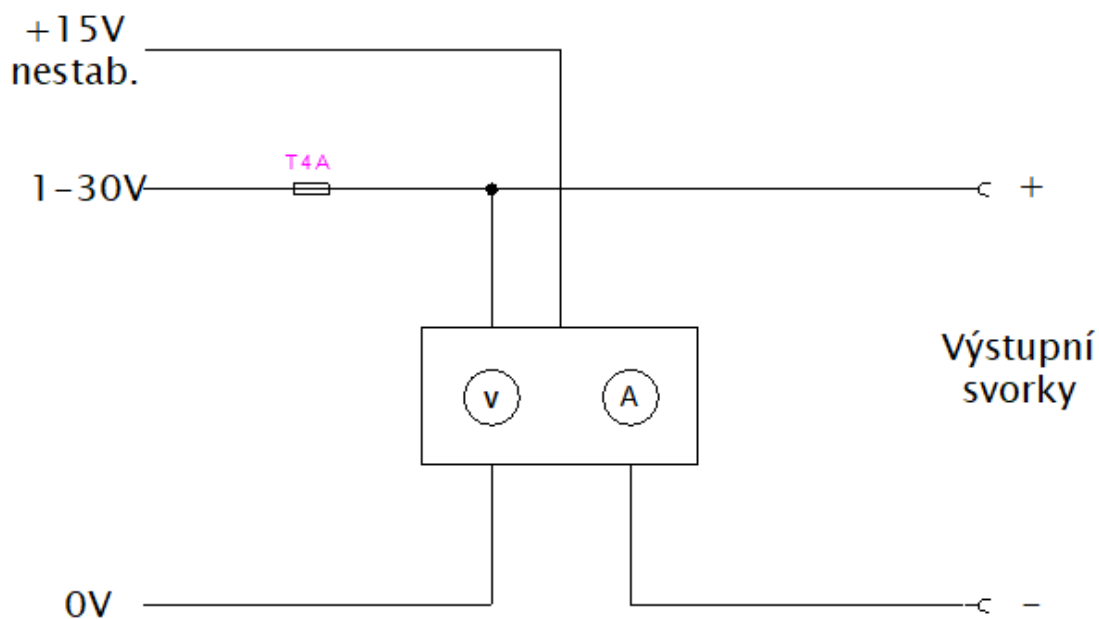


obr. 21

#### f) Měření výstupního napětí a proudu

V minulých kapitolách bylo předesláno, že k měření výstupního napětí a proudu bude použito digitálního kombinovaného panelového měřidla. Na trhu je dostupná celá škála těchto jednoduchých, a přesto poměrně přesných měřidel. Zapojení jednoho z nich, které má displej rozdělen na dvě části – jedna pro zobrazení napětí, druhá pro zobrazení procházejícího proudu je na obr. 22. Použité měřidlo umožňuje měřit stejnosměrná napětí v rozsahu 0 – 100 V a stejnosměrné proudy v rozsahu 0 – 10 A. Napájet jej lze napětím 4 – 30 V, takže připojení do kladné části souměrného zdroje plně vyhovuje. Dokonce je možné jej připojit na nestabilizovanou část před integrovaný stabilizátor 7812. Vzorkovací perioda je dle údajů výrobce asi 300 ms.

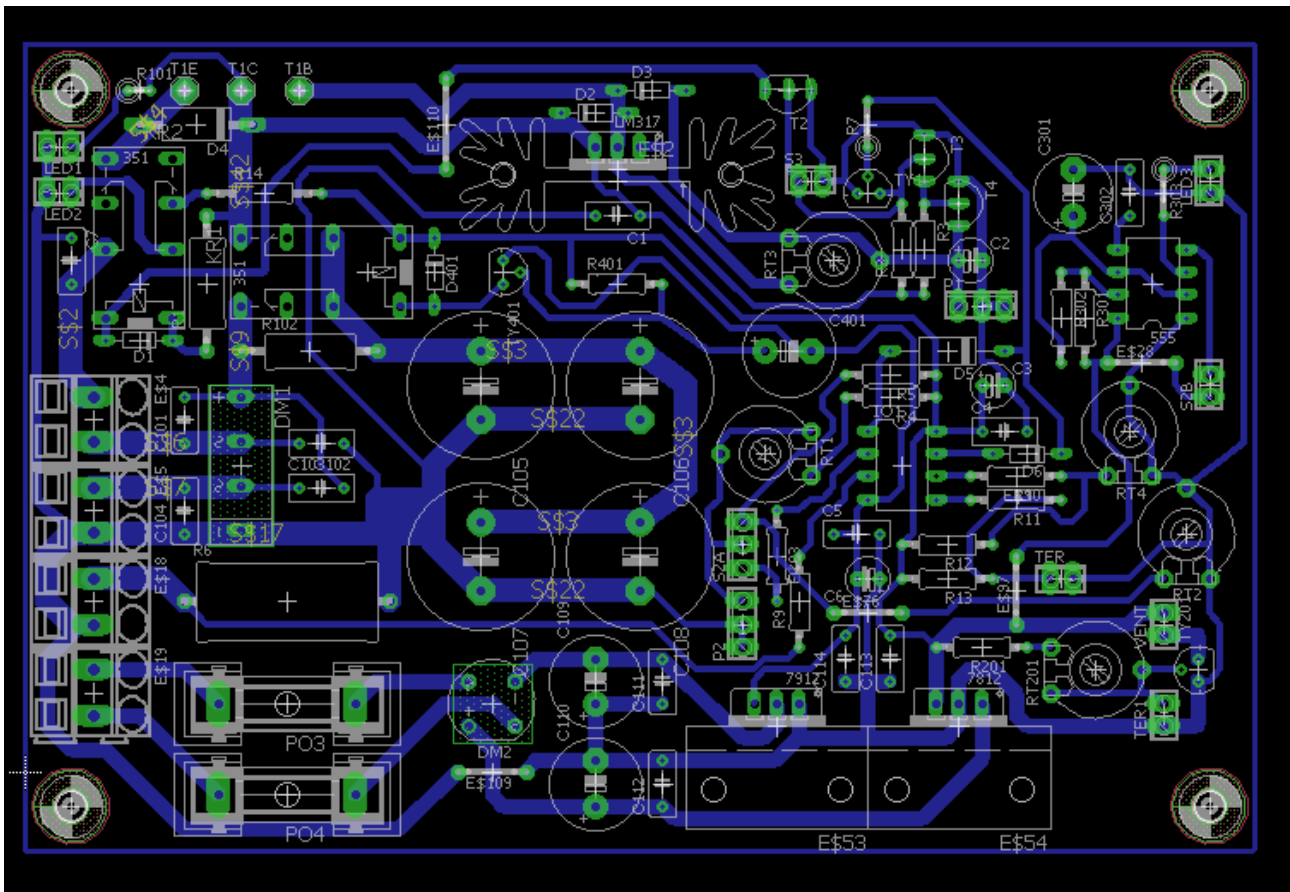
Z výstupu regulovaného zdroje přichází měřené napětí přes pojistku 4 A do napěťové části sdruženého měřidla a současně na kladnou výstupní svorku na čelním panelu přístroje. Měřidlo, není-li v souladu s nařízením výrobce napájené z plovoucího cizího napětí, má zápornou svorku společnou jak pro napěťový, tak pro proudový obvod. Proud je tedy měřen až po průchodu napájeným spotřebičem. Ze záporné výstupní svorky na čelním panelu přístroje, označené jako „-“, ačkoliv je připojena na nulový potenciál, se tedy proud vrací přes proudovou část panelového měřidla zpět.



obr. 22

## 9. Návrh plošného spoje

Jednostranný plošný spoj byl navržen v programu Eagle a nachází se na obr. 23. Vzhledem k provázanosti všech obvodů jsou na jediné desce soustředěny téměř všechny komponenty vyjma ovládacích prvků, snímacích termistorů, výkonového tranzistoru a většiny pojistek - přímo na desce plošného spoje se nacházejí pouze pojistky Po3 a Po4. K připojení obou vinutí sekundáru a výstupu z měniče slouží osmipólová svorkovnice se šroubovacími kontakty pro připojení vodičů, umístěná při levém okraji. Shora dolů jsou jednotlivé kontakty očíslovány číslicemi 1 – 8. Přiřazení jednotlivých pinů ke komponentům v přístroji je uvedeno v tabulce Tab 3. Dále se na desce nachází několik dvoupólových a trojpólových minikonektorů, sloužících k připojení prvků umístěných mimo plošný spoj. Pro názornost je každý z těchto konektorů označen v souladu se schématy zapojení názvem prvku, který se k němu má připojit. V levé části horního okraje se dále nacházejí tři „solpady“, označené jako T1E, T1B a T1C, sloužící k připojení výkonového tranzistoru T1. Přiřazení jednotlivých padů odpovídajícím vývodům výkonového tranzistoru je nasnadě – písmena E, B a C určují připojení emitoru, báze a kolektoru. Na plošném spoji je navržena verze s poloautomatickým chodem chladícího ventilátoru.



obr. 23

Takto navrženou desku lze pomocí programu Eagle rozložit zvlášť na tzv. osazovací výkres, kde jsou uvedeny jednotlivé součástky nacházející se na straně součástek plošného spoje, a na tzv. layout, tedy obrazec vodivých cest, který pak lze vhodným způsobem – např. fotocestou přenést na tzv. kuprexit – tedy tenkou měděnou fólii nanesenou na desce z izolantu, a následně vyrobit plošný spoj.

číslo pinu	propojení
1	výstupní svorka "+"
2	hlavní sekundár přes pojistku Po2
3	hlavní sekundár
4	spojení s kostrou přístroje
5	výstupní svorka "-"
6	střed vinutí pomocného sekundáru
7	pomocný sekundár
8	pomocný sekundár

Tab. 3

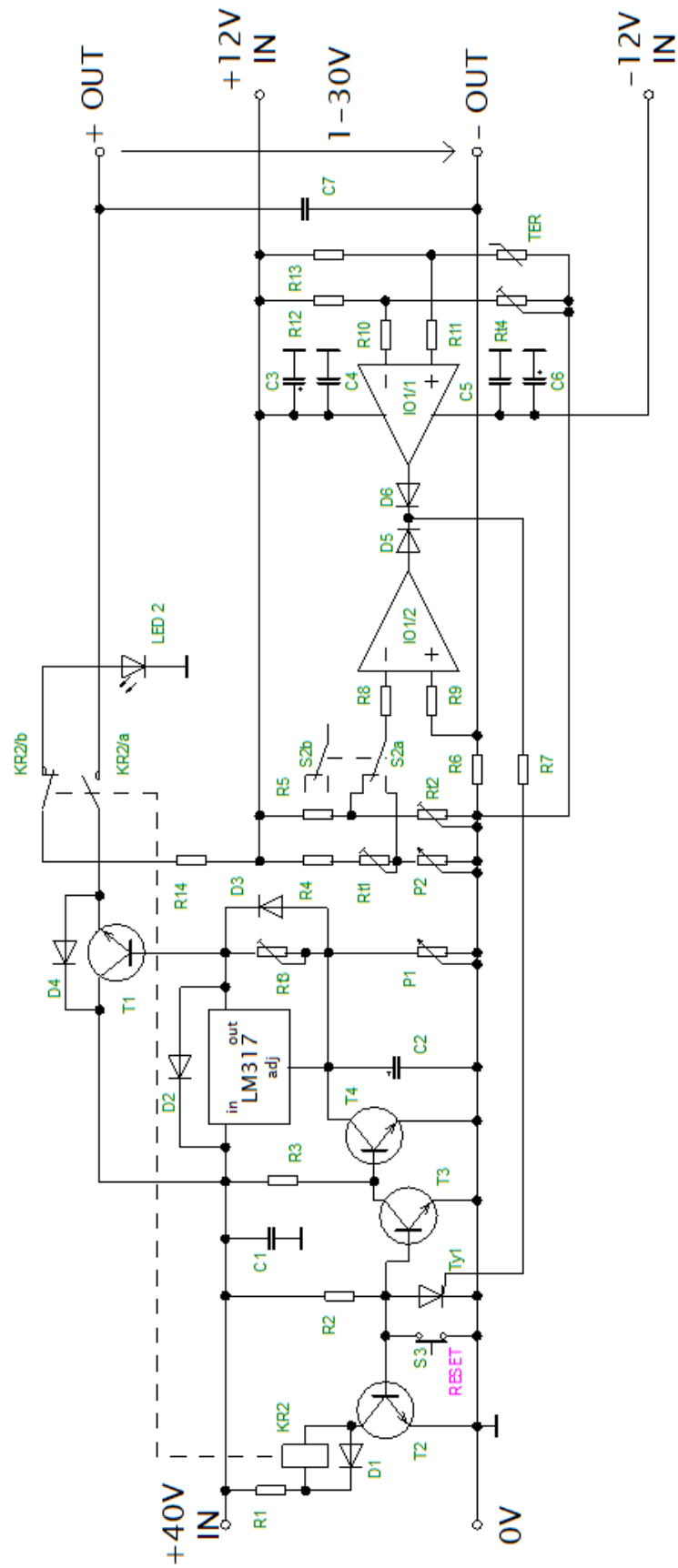
## 10. Závěr

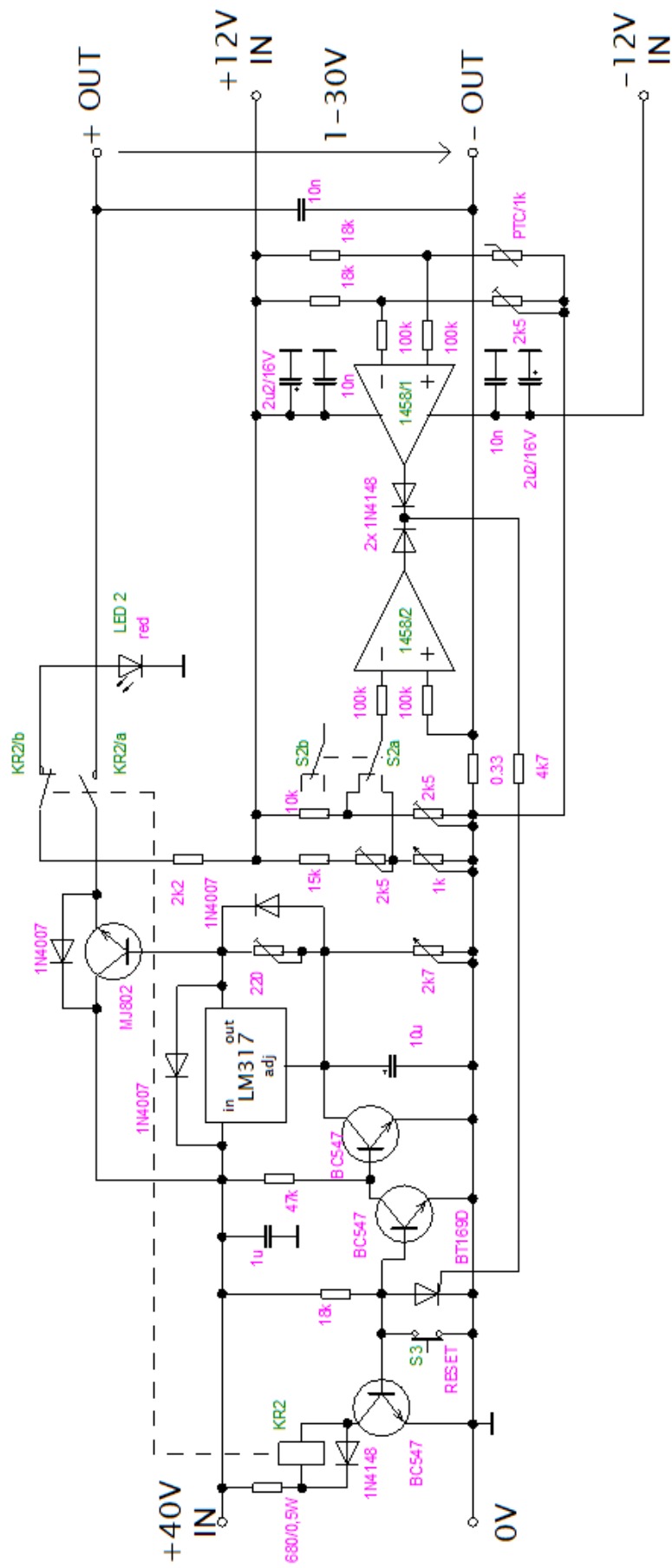
Popsaný napájecí zdroj lze použít pro napájení jakéhokoliv zařízení, které pro svou činnost vyžaduje stejnosměrné napětí uvedených hodnot. V nouzi jej lze použít dokonce též k pomalému nabíjení akumulátorů. I přes svou poměrně jednoduchou konstrukci vykazuje přiměřený komfort, bezpečnost nejen vlastního provozu a spolehlivost.

## 11. Literatura a prameny

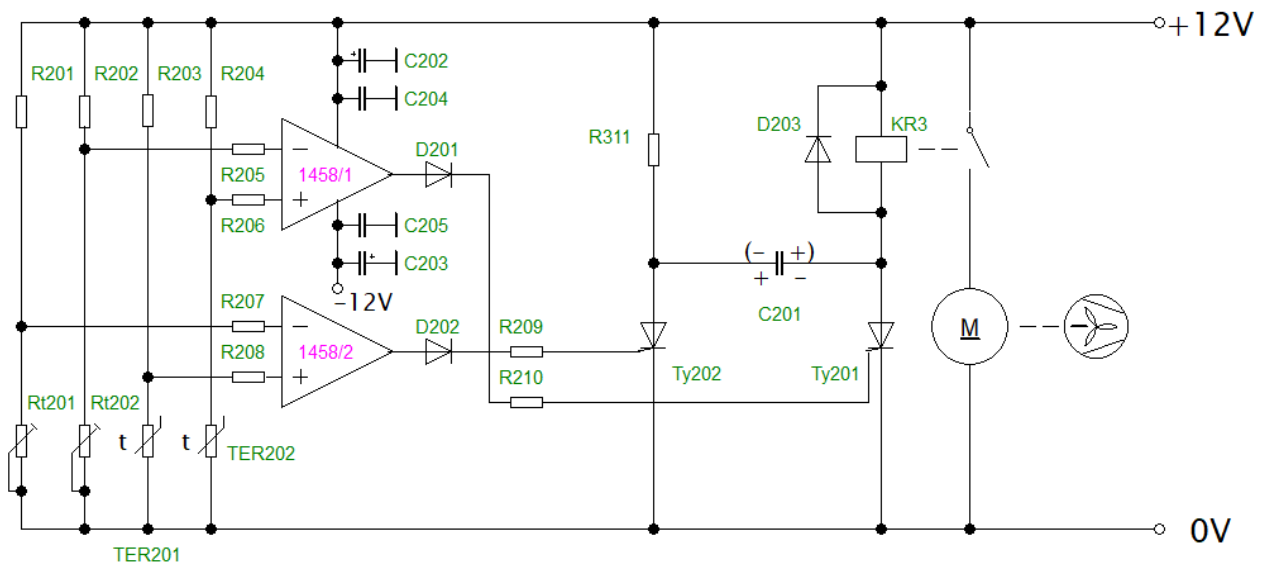
- [1] Napájecí zdroje I., A. Krejčířík, BEN 1996
- [2] Napájecí zdroje II., A. Krejčířík, BEN 1996
- [3] Napájecí zdroje III., A. Krejčířík, BEN 1999
- [4] Návrh napájecích zdrojů pro elektroniku – skriptum ČVUT, prof. M. Husák, Česká technika – nakladatelství ČVUT 2006
- [5] Operační zesilovače, J. Dostál, BEN 2005
- [6] Navrhování napájecích zdrojů pro elektroniku, M. Syrovátka, SNTL 1977
- [7] Katalog polovodičových součástek Tesla
- [8] [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com)
- [9] Věrný zvuk, J. Lukeš, SNTL 1961
- [10] Výkonové tranzistory v nízkofrekvenčních obvodech, J. Stach, SNTL 1979
- [11] Bezkontaktní spínání, J. Heřman, SNTL 1983







Příloha č. 3



Příloha č. 4

