

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ**

# **BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Napájecí zdroj s více výstupy a proudovým omezením**

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**Fakulta elektrotechnická**

**Akademický rok: 2011/2012**

## **ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE**

**(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)**

Jméno a příjmení: **Petr JANČO**  
Osobní číslo: **E09B0278P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**  
Název tématu: **Napájecí zdroj s více výstupy a proudovým omezením**  
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

### **Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :**

1. Seznamte se s principy a zapojeními klasických napájecích zdrojů s proudovým omezením o výkonu řádově 100W.
2. Navrhněte strukturu modulárního napájecího zdroje s výstupy 4x 9V/5A a 4x 15V/5A s proudovým omezením.
3. Navrhněte desky plošných spojů a realizujte funkční vzorek napájecího zdroje podle pokynů vedoucího práce.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Michal Kubík**  
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací


Konzultant bakalářské práce: **Ing. Michal Kubík**  
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: **17. října 2011**

Termín odevzdání bakalářské práce: **3. června 2012**

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

## **Anotace**

Cílem této bakalářské práce je návrh a realizace lineárního zdroje s více výstupy a proudovým omezením v řádech stovek wattů. Návrh obsahuje vylepšenou konstrukci aktivního usměrňovače s velkou účinností, malou vlastní spotřebou a díky tomu jen malé potřeby pasivního chlazení. Pro ochranu vstupního transformátoru má zdroj implementovanou ochranu pro omezení náběžných proudů a ochranu proti zkratovým proudům (tzv. hot swap / in-rush kontrolér). Zdroj je navržen pro ochranu jednotlivých připojených zařízení nezávisle na sobě, díky speciálním obvodům nadproudové ochrany, s možností nezávislého řízení a kontroly stavu. Dále má každá větev možnost přesného měření protékaného proudu, díky velmi přesnému snímači proudu. Práce zahrnuje schéma zapojení zdroje, vhodný výběr součástek a návrh plošných spojů, včetně výpočtů proudové ochrany.

## **Klíčová slova**

Aktivní usměrňovač, N-MOSFET tranzistor, high and low side budič, bootstrap, komparátor, zdvojovač, in-rush controller, omezovač proudu, proudová ochrana, přepět'ová ochrana, podpět'ová ochrana, měření proudu.

## Abstract

Jančo, Petr. *Multichannel power supply with current limiter* [Napájecí zdroj s více výstupy a proudovým omezením]. Pilsen, 2012. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Ing. Michal KUBÍK Ph.D.

---

The aim of the bachelor's work is the design and implementation of a linear voltage source with multiple outputs and current limit in hundreds of watts. The proposal includes an improved design of active rectifier with high efficiency, low consumption and thus needs only a small passive cooling. In order to protect the input transformer, the voltage source protection is implemented to reduce inrush currents and short circuit currents (hot swap/in-rush controller). The voltage source is designed to protect individual devices connected independently, with a special circuit overcurrent protection with the possibility of independent control and regulating the condition. Furthermore, each lateral has the option of an accurate measurement of current passing through due to a very precise current sensor. The work includes the (voltage source) circuit diagram, proper selection of components and printed circuit board (PCB) design, including calculations of current protection.

## Key words

Active rectifier, N-MOSFET transistor, high and low side driver, bootstrap, comparator, Voltage multiplier, in-rush controller, current limit, current protection, overvoltage protection, undervoltage protection, current measurement.

## **Prohlášení**

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 3.6.2012

Petr JANČO

.....

## Obsah

<b>OBSAH</b> .....	<b>6</b>
<b>SEZNAM POUŽITÝCH OBRÁZKŮ</b> .....	<b>8</b>
<b>SEZNAM POUŽITÝCH GRAFŮ</b> .....	<b>8</b>
<b>SEZNAM POUŽITÝCH OBRÁZKŮ V PŘÍLOHÁCH</b> .....	<b>8</b>
<b>SEZNAM POUŽITÝCH TABULEK V PŘÍLOHÁCH</b> .....	<b>8</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>9</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>10</b>
<b>1 KLASICKÝ NAPÁJECÍ ZDROJ S OMEZENÍM VĚTŠÍCH VÝKONŮ</b> .....	<b>11</b>
VLASTNÍ NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE.....	11
<b>2 ZDROJ STRÍDAVÉHO NAPĚTÍ</b> .....	<b>11</b>
<b>3 USMĚRŇOVAČE</b> .....	<b>12</b>
3.1 OBEČNĚ.....	12
3.2 AKTIVNÍ ŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ.....	13
3.2.1 <i>Princip aktivního usměrňovače</i> .....	13
3.2.2 <i>Návrh aktivního můstkového usměrňovače</i> .....	15
3.2.3 <i>Vzorce a výpočty pro návrh aktivního můstkového usměrňovače</i> .....	17
3.2.4 <i>Napájecí obvod aktivního můstkového usměrňovače</i> .....	18
<b>4 OBVODY OMEZENÍ PROUDU</b> .....	<b>19</b>
4.1 OBEČNĚ O OBVODECH OMEZENÍ PROUDU.....	19
4.2 PRINCIP FUNKCE IN-RUSH CONTROLLERU.....	20
4.2.1 <i>Zapínací sekvence in-rush controlleru</i> .....	20
4.2.2 <i>Omezení proudu in-rush controlleru</i> .....	21
4.2.3 <i>Omezení ztrátového výkonu MOSFET tranzistoru v in-rush controlleru</i> .....	21
4.2.4 <i>Zkrat na zátěži</i> .....	22
4.2.5 <i>Stav poruchy a restartování</i> .....	22
4.2.6 <i>Výpočty návrhu in-rush controlleru</i> .....	22
<b>5 PROUDOVÁ OCHRANA SE ČTYŘMI VÝSTUPY</b> .....	<b>24</b>
5.1 OBEČNÝ POPIS PROUDOVÉ OCHRANY NÁVRHU.....	24
5.2 PRINCIP PROUDOVÉ OCHRANY LM5060.....	24
5.2.1 <i>Spouštěcí sekvence</i> .....	24
5.2.2 <i>Řízení hradla G</i> .....	25
5.2.3 <i>Časovač poruchy</i> .....	25
5.2.4 <i>Poruchové stavy při sledování napětí mezi pinem SENSE a OUT</i> .....	26
5.2.5 <i>Nadproudová ochrana</i> .....	27
5.2.6 <i>Přepětíová a podpětíová ochrana</i> .....	27
5.2.7 <i>Doba náběhu</i> .....	27
5.2.8 <i>Výpočty pro návrh nadproudové ochrany</i> .....	27
5.2.9 <i>Měření proudu ve větvi</i> .....	29
<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>31</b>
<b>POUŽITÁ LITERATURA</b> .....	<b>32</b>

<b>PŘÍLOHY .....</b>	<b>33</b>
<b>A 1. SCHÉMA ZAPOJENÍ.....</b>	<b>33</b>
<b>A 2. SCHÉMA ZAPOJENÍ.....</b>	<b>34</b>
<b>A 3. SCHÉMA ZAPOJENÍ.....</b>	<b>35</b>
<b>A 4. SCHÉMA ZAPOJENÍ.....</b>	<b>36</b>
<b>B 1. SEZNAM SOUČÁSTEK NAVRŽENÉ KONSTRUKCE .....</b>	<b>37</b>
<b>C 1. NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE.....</b>	<b>40</b>
<b>C 2. NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE.....</b>	<b>41</b>



## Seznam použitých obrázků

Obr. 1	Blokové schéma .....	11
Obr. 2	Dvoucestní diodový usměřovač	
Obr. 3	Průběhy vstupního a výstupního napětí .....	12
Obr. 4	Základní princip řízení tranzistoru MOSFET jako usměřovače, převzato z [1] .....	15
Obr. 5	Schéma zapojení aktivního můstkového usměřovače .....	15
Obr. 6	Napájecí obvod aktivního můstkového usměřovače.....	19
Obr. 7	Schéma obvodu pro omezení náběhového proudu.....	20
Obr. 8	Průběh zapínání obvodu LM5069, převzato z [3] .....	21
Obr. 9	Spouštěcí sekvence obvodu LM5060, převzato z [4] .....	25
Obr. 10	Schéma nadproudové ochrany a měřiče proudu.....	26

## Seznam použitých grafů

Graf 1	Výkonové ztráty usměřovačů .....	13
--------	----------------------------------	----

## Seznam použitých obrázků v přílohách

Obr. A 1	Active Rectifier - Podrobné schéma navrženého aktivního usměřovače.....	33
Obr. A 2	In-rush controller - Podrobné schéma navrženého omezovače náběžného proudu.....	34
Obr. A 3	Current protection - Podrobné schéma navržené proudové ochrany (pro první dvě větve) .....	35
Obr. A 4	Current protection - Podrobné schéma navržené proudové ochrany (pro druhé dvě větve).....	36
Obr. C 1	Printed circuit board (PCB) - Návrh desky plošných spojů.....	40
Obr. C 2	Printed circuit board (PCB) - Návrh desky plošných spojů.....	41

## Seznam použitých tabulek v přílohách

Tab. 1	Tabulka součástek navržené konstrukce.....	39
--------	--	----

## Seznam symbolů a zkratk

MOSFET.....	Polem řízený tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
VF.....	Vysokofrekvenční
$R_{DS(on)}$ .....	Odpor v otevřeném stavu mezi D-S MOSFET tranzistoru
S.....	Source
G.....	Gate
D.....	Drain
PGD.....	Power Good (indikátor OK do vysokého stavu)
NPGD.....	Negative Power Good (indikátor OK do nízkého stavu)
IGBT.....	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
SOA.....	Safe operating area (oblast bezpečného provozu)

## Úvod

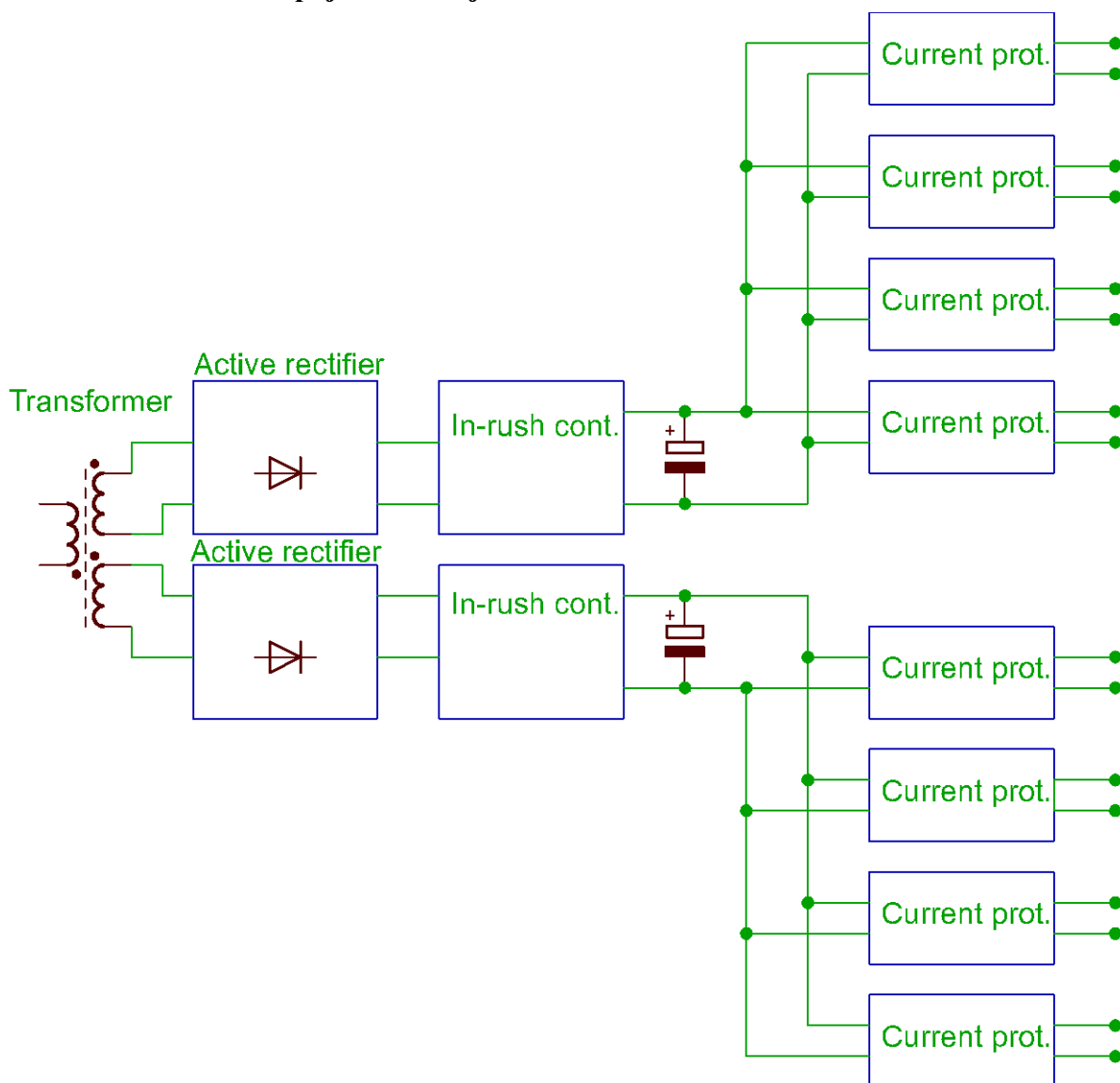
Tato práce se zabývá problematikou klasických lineárních zdrojů s vylepšeními v oblasti vlastní spotřeby a dalších prvků. V současné době, kdy je elektrická energie čím dál dražší, se člověk snaží šetřit, kde jen lze. Je tedy na místě vytvářet a navrhovat taková elektrická zařízení, která vykazují extrémně nízkou vlastní spotřebu a veškerý výkon tudíž putuje na výstup při zachování stále stejných, či naopak lepších parametrů.

Předmětem mé bakalářské práce je návrh napájecího zdroje s více výstupy a proudovým omezením, u kterého jsem zvolil právě výše uvedený požadavek na minimální vlastní spotřebu a minimalizaci potřeby chlazení. U zvoleného návrhu zdroje s klasickým transformátorem (disponibilní součástka) se předpokládá vysoká odolnost proti zkratům. Jeho výstupní napětí bude dále usměrněno pomocí tzv. aktivních usměrňovačů a rozvětveno na požadované čtyři větve s proudovou ochranou. Kromě již zmiňované podmínky využití disponibilních zásob (transformátor), což je z konstrukčního hlediska lehká nevýhoda z důvodu větší hmotnosti transformátoru, má toto zapojení oproti lehčím spínaným zdrojům nesporné výhody z hlediska vysoké stability. Například u spínaných zdrojů nelze dokonale potlačit vysokofrekvenční rušení, které způsobuje nepříjemné akustické projevy, zpravidla pískání, což vadí zejména v audio technice.

## 1 Klasický napájecí zdroj s omezením větších výkonů

Při návrhu konstrukce zdroje jsem se seznámil s několika návrhy jiných výkonových zdrojů a po zvážení všech výhod i nedostatků jsem se rozhodl k návrhu níže uvedené konstrukce. V dalších kapitolách budu popisovat jednotlivé části konstrukce, jak z hlediska obecné funkce, tak z hlediska konkrétního návrhu.

### Vlastní návrh napájecího zdroje



Obr. 1 Blokové schéma

## 2 Zdroj střídavého napětí

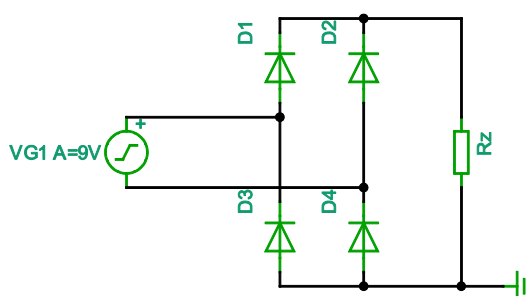
Nebudu podrobně rozebírat zdroje střídavých napětí, protože v tomto případě jde o dostupnou součástku - transformátor s primárním vinutím na jedno fázové napětí sítě 230V~ a se dvěma sekundárními vinutími s napětími 7 a 11V~ a předpokládaným výstupním proudem až 20A pro každé vinutí.

### 3 Usměrňovače

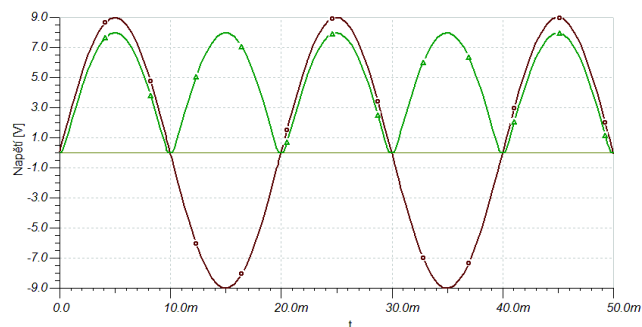
V této kapitole popíši činnost obecně dostupných usměrňovačů a princip činnosti takzvaného aktivního usměrňovače, který jsem použil ve svém návrhu konstrukce.

#### 3.1 Obecně

Základním principem usměrňovače je získat stejnosměrné napětí na výstupu. Usměrňovače lze rozdělit do více kategorií. Existují například usměrňovače selenové, diodové-jednocestné, diodové-dvoucestné, můstkové apod. Avšak nejčastěji používaným je dvoucestný usměrňovač za použití Graetzova můstku. Toto zapojení je dnes v drtivé většině nepoužívanější až už tím, že v případě dvoucestného usměrňovače s transformátorem, vyvedeným středem sekundárního vinutí nemáme k dispozici onen transformátor, který je navíc mnohem dražší než další diody. Základní princip dvoucestného usměrňovače je na obrázku 2 a 3;



Obr. 2 Dvoucestní diodový usměrňovač

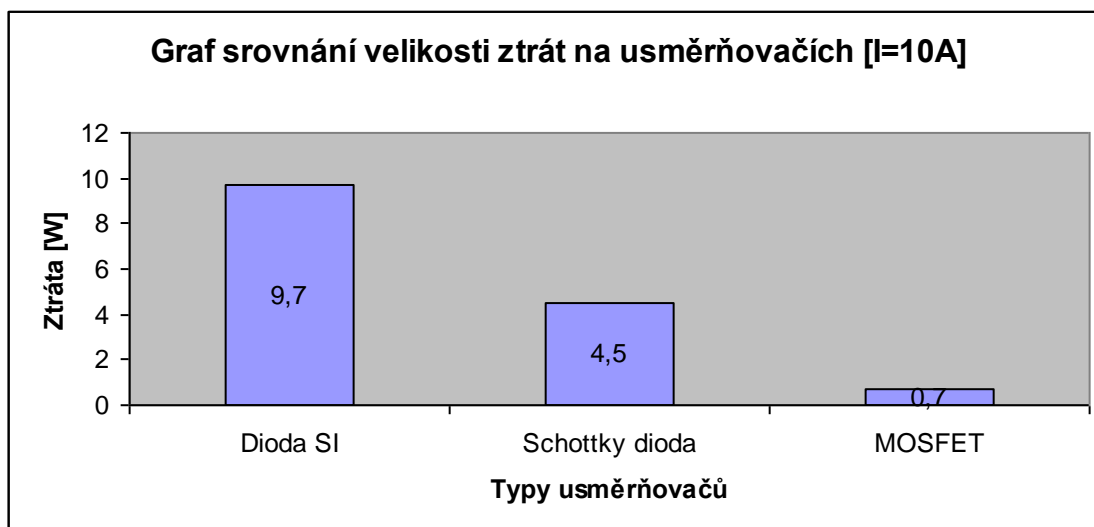


Obr. 3 Průběhy vs tupního a výstupního napětí

V momentu, kdy střídavé napětí dosáhne polaroty +, jak je uvedeno na **obr. 2**, poteče proud diodou D1 a uzavře se přes diodu D4, pokud se polarita otočí, poteče proud diodou D2 a uzavře se přes diodu D3. Průběhy jsou vidět na **obr. 3**. Průběh tmavé barvy (průběh s kolečkem) znázorňuje střídavé napětí na zdroji VG1, zelený (s trojúhelníkem) znázorňuje napětí na zátěži.

Lze si všimnout úbytku napětí na zátěži oproti napětí zdroje. Tento úbytek je daný součinem velikostí procházejícího proudu diodou a odporem v propustném stavu. Vyzářený výkon na diodě je dán vzorcem  $P = R \cdot I^2$  a tento výkon se v další části mé práce budu snažit minimalizovat na co nejmenší hodnotu a tím zvyšovat účinnost usměrňování. V neposlední řadě se tak ochrání součástky (usměrňovací diody) před extrémními teplotami a tím se lze vyhnout potřebě aktivního chlazení. Abych dosáhl snížení odporu usměrňovače v otevřeném stavu, použiji součástku, která je schopná usměrňovat a nabízí nám menší ztrátový výkon. Jedna z možností je použít tzv. Schottkyho diodu. Ta sice nabízí lepší parametry ohledně ztrátového

výkonu, ovšem běžně se nevyrábí pro tak velká napětí. I kdybych pominul tuto zjevnou překážku a potřebné Schottkyho diody na vyšší napětí sehnal, tak jejich parametry v propustním stavu nejsou nikterak úchvatné, navíc se dělají jen do hodnot 20-30A a cena je v poměru k efektu snížení ztrátového výkonu neadekvátní. Další z možností je sáhnout po složitější metodě s využitím MOSFET tranzistorů jako aktivního řízeného usměrňovače. Pro představu, jaký rozdíl je v těchto třech možných řešeních, jsem připravil jednoduchý graf, který představuje výkonovou ztrátu na jednotlivých prvcích.



Graf 1 Výkonové ztráty usměrňovačů, převzato z [1]

Jak můžeme vidět, rozdíl mezi klasickou diodou a MOSFET tranzistorem je z tohoto hlediska více než desetinásobný, to znamená, že úspora energie je vcelku značná.

## 3.2 Aktivní řízený usměrňovač

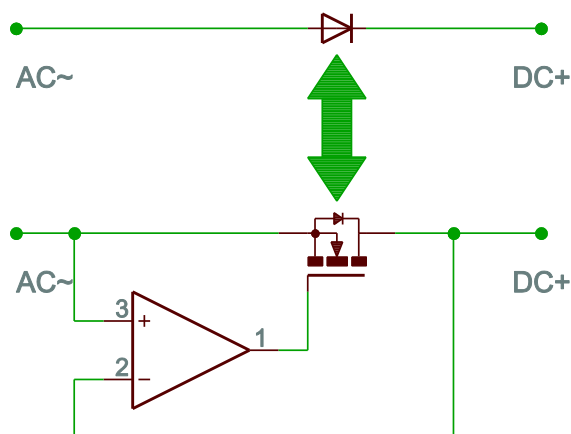
### 3.2.1 Princip aktivního usměrňovače

Princip aktivního usměrňovače spočívá v tom, že tranzistory musí sepnout ve stejnou dobu, jako by na jejich místě vedly usměrňovací diody. Princip je sice jednoduchý, ovšem praktická realizace nikoliv. Jen málo kvalitních publikací se zabývalo tímto problémem a jen velmi málo zapojení bylo funkčních. Navíc někteří autoři použili místo čtyř stejných tranzistorů MOSFET raději dva N-MOSFET a dva P-MOSFET. Teoreticky je toto řešení také funkční, ovšem tranzistory P a N MOSFET se stejnými parametry nenajdeme. Další zapojení bylo se dvěma N-MOSFET tranzistory a transformátorem s vyvedeným středem. Toto zapojení sice řeší problém nesymetričnosti MOSFETů, ale nasazení tohoto řešení namísto stávajícího, většinou nelze kvůli výše zmíněnému transformátoru. Navíc, i když obě zapojení jsou ve většině publikací ekvivalentní, rozdíl spočívá ve vinutí transformátoru s vyvedeným

středem, kde vždy v daný okamžik je odebírán proud pouze z jedné poloviny vinutí, zatímco druhá polovina je blokována druhou diodou. Tudíž u tohoto zapojení, to, co ušetříme na aktivním usměrňovači, ztratíme na vinutí transformátoru. A proto je lepší spojit obě vinutí a použít aktivní můstkový usměrňovač.

Další problém nastává, jak a čím budit tranzistory MOSFET, například při usměrňování vyššího napětí, než je maximální napájecí napětí operačních zesilovačů nebo naopak, při příliš malém usměrňovaném napětí. Pro kvalitní vybuzení výkonových MOSFET tranzistorů je potřeba dostatečně velkého nabíjecího proudu, řádově stovky mA až jednotky A, což běžný operační zesilovač není schopen dodat. Samozřejmě potřeba tak velkého proudu netrvá dlouhou dobu, maximálně několik milisekund, poté už je třeba jen napětí na hradle, ale pro zavření tranzistoru je opět potřeba relativně velký vybíjecí proud, aby se vybil kapacita hradla a tranzistor nezůstal pootevřený. Tento nabíjecí a vybíjecí proud roste se spínací frekvencí a během té doby se tranzistor nachází „někde mezi“ a protéká jím už tak velký proud při velkém úbytku napětí na přechodu D-S a vznikají zbytečné výkonové ztráty. Další podceňovaná věc je velikost napětí na hradle. Bez této podmínky se tranzistor pořádně neotevře a i při perfektní hodnotě  $R_{DSon}$  se bude chovat jako řízený odpor. Toto ovšem platí i v opačném případě. Při vypnutí je třeba co nejmenší napětí, aby tranzistor ani částečně nevedl. Z těchto důvodů použijí mezi vstupní komparátor a hradlo speciální budič/driver, který zajistí perfektní vlastnosti a spínání tranzistorů. Mimo to, použijí opravdový komparátor, nikoliv operační zesilovač v zapojení jako komparátor, který je o řád pomalejší.

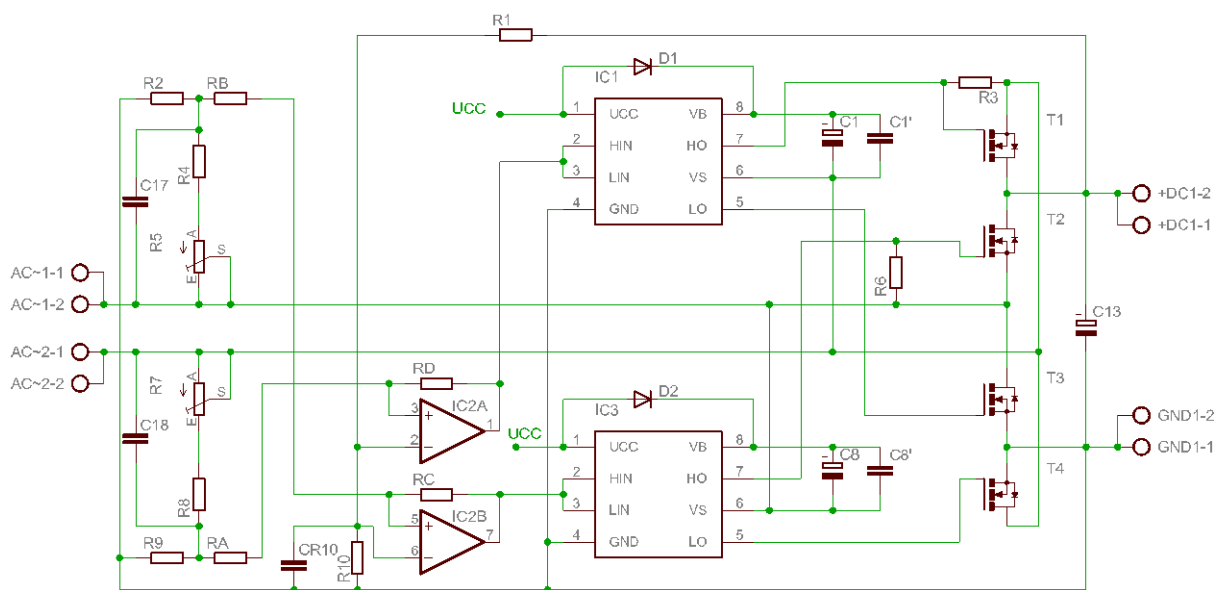
Při konstrukci můstkového aktivního usměrňovače počítám výhradně s tranzistory MOSFET s N kanálem, oproti MOSFETU s P kanálem, který nabízí daleko lepší parametr  $R_{DSon}$  a cenově i výběrem jsou na tom o poznání lépe. Nevýhodou je složitější obvodové řešení a nutnost použití obvodu pro posuv stejnosměrné úrovně (bootstrap - vysvětleno později). Při použití integrovaných budičů (HIGH AND LOW SIDE DRIVER) lze usměrňovat až do 600V. Naopak při usměrňování nízkých napětí se volí komponenty pro nízká napětí nebo použití speciálních násobiček napětí či nábojových pump.



Obr. 4 Základní princip řízení tranzistoru MOSFET jako usměrňovače, převzato z [1]

Na obr. 4 je vidět jednoduché řízení MOSFETU jako usměrňovače. Jak již bylo zmíněno, řízení operačním zesilovačem je značně nedostačující a je použito pouze jako názorný princip. Na neinvertující (+) svorku se přivede střídavé AC~ napětí a na invertující (-) usměrněné napětí DC+. Tato napětí se v komparátoru porovnají, a pokud je vstupní napětí menší než výstupní, je MOSFET komparátorem odpojen. V opačném případě je tranzistor otevřen a chová se jako ideální dioda v propustném stavu s velmi malým odporem přechodu  $R_{D_{Son}}$  mezi svorkami D-S. Většina tranzistorů MOSFET má v sobě také integrovanou vlastní diodu k ochraně přechodu D-S před zpětnými rázy vysokého napětí, to znamená, že i bez jakéhokoliv řízení by tranzistor měl usměrňovat jako klasické diody se všemi neduhy.

### 3.2.2 Návrh aktivního můstkového usměrňovače



Obr. 5 Schéma zapojení aktivního můstkového usměrňovače



V návrhu aktivního můstkového usměrňovače (obr. 5) jsem místo klasických diod použil tranzistory MOSFET s kanálem N stejných parametrů. Důvody jsou uvedeny v předcházející pasáži. Problém komplikovanějšího řízení tranzistorů N-MOSFET jsem vyřešil použitím dvou speciálních budičů (IR2101). Každý obsahuje jeden „low side“ a „high side“ výstup, včetně odvodu bootstrap, který je použit pro získání vyššího řídicího napětí pro hradlo.

V předcházejícím schématu na vstupní svorky AC je přivedeno střídavé napětí, jak pro usměrňovací tranzistory T1 až T4, tak pro dva děliče tvořící rezistory R2,R4,R5 a R9,R8,R7. Napětí z děliče je dále přes odpor RA a RB přivedeno na neinvertující (+) vstup komparátoru IC2A a IC2B. Odporů RA a RD, RB a RC tvoří spolu s komparátorem hysterese, která není bezpodmínečně nutná, ale pro testovací účely je zde zařazená. Na invertující (-) vstupy je přivedeno napětí z děliče R10, R1, které poskytuje informaci o výstupním DC napětí. Obě napětí jsou v komparátoru porovnávána a v závislosti na jejich okamžitých hodnotách se buď na výstupu komparátoru objeví kladné saturační napětí, nebo nulové napětí, protože napájení obou komparátorů je nesymetrické. Toto napětí je následně přivedeno na budiče, které se starají o bezproblémové spínání tranzistorů.

Nyní však k samotné činnosti. Pokud je na svorce AC~1 střídavé napětí s kladnou okamžitou hodnotou převyšující aktuální výstupní usměrňované napětí (+DC), dojde k překlopení výstupu komparátoru IC2B na vyšší úroveň. To následně aktivuje budič IC3 a sepne tranzistory T2 a T4. To znamená, že přes tranzistor T2 je usměrňována kladná půlvlna (výstup +DC) a přes tranzistor T4 je usměrňována záporná půlvlna (GND). Tranzistory T2 a T4 zůstávají sepnuté jen do té doby, než se nabijí výstupní vyhlazovací kondenzátory a převýší vstupní okamžitou hodnotu střídavého napětí. Všechny tranzistory (T1-T4) tvořící můstek jsou tedy vypnuty, včetně jejich vnitřních diod, protože výstupní napětí převyšuje vstupní, a tím pádem jsou polarizovány v závěrném směru. Tento stav trvá do okamžiku, než se polarita vstupního střídavého napětí otočí. Po určité době se na svorce AC~2 objeví okamžitá hodnota střídavého napětí převyšující aktuální výstupní usměrňované napětí a zajistí sepnutí komparátoru IC2A na vyšší úroveň a následné sepnutí tranzistoru T1 a T3 přes budiče. To znamená, že přes tranzistor T1 je usměrňována kladná půlvlna (+DC) a přes T3 záporná půlvlna (GND). Tranzistory T1 a T3 jsou sepnuty pouze do doby, než výstupní napětí převýší vstupní napětí. Tento proces se opakuje s frekvencí vstupního napětí.

Za předpokladu odpojení veškerého řízení nebo výskytu chyby nedojde k sepnutí tranzistorů. Tím pádem budou vnitřní diody schopny usměrňovat jako klasický Graetzův můstek se všemi „mizernými“ parametry křemíkových diod. Principem efektivního usměrňování s malými ztrátami, je přemostění vnitřních diod, aby byť jen z části nevedly a

veškerý výkon šel přes tranzistory s malým odporem  $R_{Dson}$ . To znamená, že rozdíl okamžitých hodnot napětí na vstupu a výstupu nesmí být větší než napětí otevírající vnitřní křemíkové diody. Z tohoto důvodu jsem zařadil v děličích na vstupu komparátoru malé trimry (R5, R7), kterými lze jemně nastavit toto rozdílové napětí (od několika desítek milivoltů až po 270mV). Tranzistory T1 a T2 musí být (z důvodu polarizace vnitřních diod) připojeny elektrodou D s kladnou výstupní svorkou +DC. Pro řádné spínání tranzistorů je třeba na svorce G většího napětí, než na elektrodě S, a k tomu slouží obvod „bootstrap“, tvořený diodou D1 a kondenzátorem C1 a C1' pro tranzistor T1. V případě tranzistoru T2 je to dioda D2 a kondenzátor C8 a C8'. Pokud je spodní vývod kondenzátoru na nízkém potenciálu, ten se přes diodu nabije na napájecí napětí budiče  $U_{cc}$ . Poté se napětí na spodním vývodu začne zvyšovat, kondenzátor zůstane nabitý na původní hodnotu  $U_{cc}$  a je oddělen od napájení  $U_{cc}$  díky diodě v závěrném směru. Spodní vývod kondenzátoru je spojen s elektrodou S tranzistoru a horní vývod kondenzátoru je spojen se vstupem VB (High Side budiče), tím je napájena elektroda G vyšším napětím (z výstupu HO) než je na elektrodě S.

### 3.2.3 Vzorce a výpočty pro návrh aktivního můstkového usměrňovače

Napětí děliče, které je na vstupu komparátoru s hysterezí IC2B (při kladné půlplně na AC~1) nebo IC2A (při kladné půlplně na AC~2) se vypočítá dle rovnice (3.1).

$$U_{ACm} = U_{AC} \frac{R_2}{R_4 + R_5 + R_2} \quad 3.1$$

Napětí na invertujícím vstupu IC2 je podle rovnice (3.2)

$$U_{DCm} = U_{DC} \frac{R_{10}}{R_{10} + R_1} \quad 3.2$$

Velikost hystereze se spočítá dle rovnice (3.3) pro správnou funkci spínání musí být stejná hystereze, jak pro IC2A, tak pro IC2B, to znamená, že odpory  $R_A = R_B$ ,  $R_D = R_C$

$$H = 2U_s \frac{R_A}{R_D} \quad 3.3$$

Horní překlápěcí mez se spočítá (3.4):

$$U_{p+} = U_{DC} \frac{R_{10}}{R_{10} + R_1} * \frac{R_A + R_D}{R_D} + U_s \frac{R_A}{R_D} \quad 3.4$$

Spodní překlápěcí mez se spočítá (3.5):

$$U_{p-} = U_{DC} \frac{R_{10}}{R_{10} + R_1} * \frac{R_A + R_D}{R_D} - U_s \frac{R_A}{R_D} \quad 3.5$$

Při nastavení trimru R5 a R7 na  $500\Omega$  a při vstupní amplitudě napětí 15V, dále předpokládáme, že maximální odebíraný proud bude až 20A. Ze vzorce (3.6) jsem vypočetl a

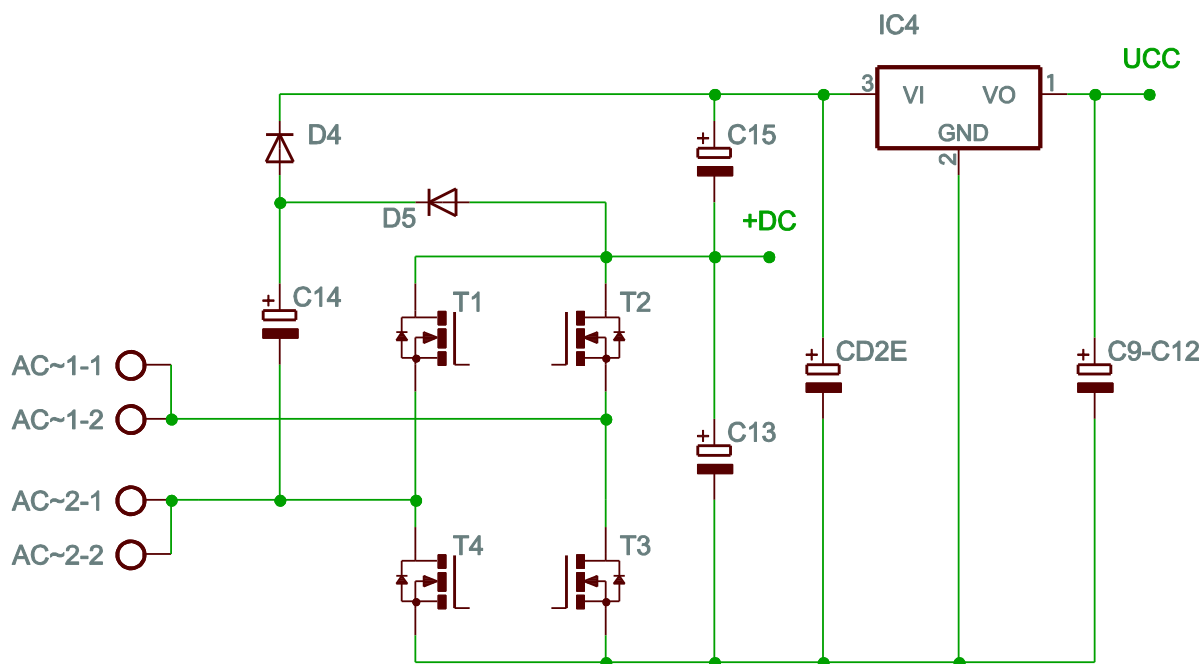
zaokrouhlil maximální dovolené zvlnění  $du_c = 2V$ . Velikost hystereze jsem zvolil  $H = 20mV$ . Saturační napětí komparátoru je  $15V$ .

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad 3.6$$

Napětí děliče R10, R1 při maximálním zvlnění ( $U_{DC} = 13V$ ) je po dosazení do rovnice (3.2)  $U_{DCm} = 4,643V$ . Aby došlo k opětovnému sepnutí jednoho z komparátorů IC2, musí napětí z děliče R2, R4, R5 z rovnice (3.1) překročit horní překlápěcí mez z rovnice (3.4), konkrétně hodnotu  $U_{P+} = 4,656V$ . To znamená, že po dosazení této hodnoty za  $U_{ACm}$  rovnice (3.1) dostáváme okamžitou hodnotu  $U_{AC} = 13,270V$ , kdy se komparátor překlápí do kladné saturační meze a tím sepne dané tranzistory. Po rozdílu okamžitých hodnot  $U_{AC}$  a  $U_{DC}$  dostáváme rozdílové napětí  $U_{roz} = 0,270V$ , které musí být na vstupu k výstupu, aby došlo ke spínání tranzistorů. Tato hodnota musí být vždy menší, než hodnota otevírající vnitřní diody v tranzistorech, jinak značně stoupá ztrátový výkon a tím klesá účinnost celého zdroje. Naopak při stejných parametrech, za podmínky, že trimr je nastaven na minimum  $R_7 = R_5 = 0\Omega$  vychází tento rozdíl pouze na  $U_{roz} = 0,037mV$ , což však může způsobovat různé rušení, či náhodné spínání tranzistorů při nasuperponovaném VF signálu na vstupní napětí. Proto při konstrukci volím kompromis mezi maximální a minimální hodnotou trimrů. Hodnoty výpočtů se mohou mírně lišit od skutečnosti, díky různé toleranci součástek. Stejně vzorce platí i pro modul zdroje, kde je amplituda vstupního napětí  $9V$ . Saturační napětí je pro oba moduly stejné, a to  $U_S = 15V$ .

### 3.2.4 Napájecí obvod aktivního můstkového usměrňovače

Jelikož mám zkonstruovat zdroj, který má usměrňovat již od  $9V$ , je potřeba pro jeho bezproblémovou funkci zajistit napájení budičů a komparátorů alespoň  $15V$ . Na obr. 6 je výřez napájecího zdroje pro budiče a komparátory. K dosažení většího napětí použiji mírně upravenou verzi „Delonova zdvojovače“ tvořeným diodami D4, D5 a kondenzátory C14, C15. Princip je jednoduchý. Pokud je na svorce AC~1 kladná okamžitá hodnota, nabije se kondenzátor C14 přes diodu D5 na špičkovou hodnotu. Stejně tak se nabije i kondenzátor C13 přes Graetzův můstek. Pokud se polarita otočí, předchodí nulový potenciál spodního vývodu kondenzátoru C14 se začne zvyšovat. Toto plovoucí napětí na kondenzátoru C14 nemá „jinou možnost“ než nabít kondenzátor C15 přes diodu D4. Dvojitě napětí mezi kondenzátorem C15 a C13 je přivedeno na vstup stabilizátoru IC4 (7815), kde je stabilizováno na  $U_{cc} = 15V$  a přivedeno na jednotlivé budiče a komparátory.



Obr. 6 Napájecí obvod aktivního můstkového usměrňovače

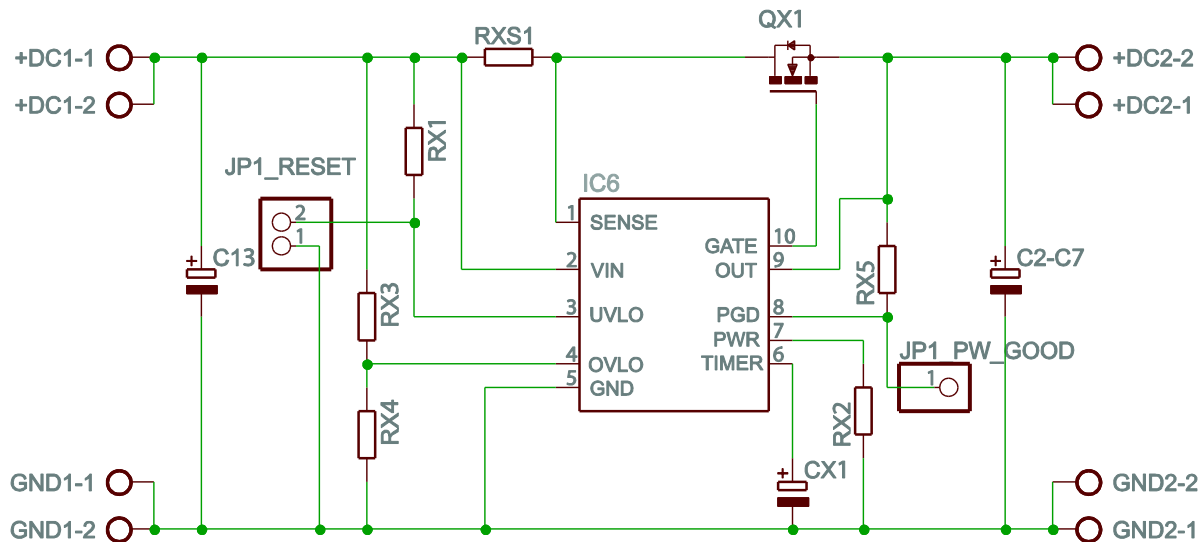
## 4 Obvody omezení proudu.

### 4.1 Obecně o obvodech omezení proudu.

V této kapitole chci nastínit, jak lze řešit problém omezení náběžného proudu při připojení zařízení (modulu 15V,9V) na zdroj. Základní funkce obvodů, které omezují počáteční proud, je chránit zařízení, osoby nebo obojí. Mým úkolem je omezit počáteční proud do vyhlazovacích kondenzátorů C2-C7, který může růst teoreticky až k nekonečnu, reálně však k 20 – 40 násobku normálního DC proudu. Nejjednodušším řešením je zařadit před vyhlazovací kondenzátory rezistor a ten přemostit MOSFET tranzistorem a jeho spouštění zpozdít RC článkem. Toto řešení je sice nejlevnější, ovšem má nedostatky, které mohou v průběhu provozu zařízení vadit. Například nemožnost vypnutí při zkratu, oznámení aktuálního stavu, ochranu přepětí a podpětí atd. Proto použiji speciální „in-rush current controller“ (LM5069 nebo LM25069 pro menší napětí), který umožní nastavit proudový limit, horní a spodní úroveň napětí, a v neposlední řadě také ochranu proti zkratu. Původně byl obvykle „in-rush controller“ (LM5069) určen pro ochranu napájecích a dalších obvodů na kartě, která se zasouvá do slotů. Účel to splní, a to zejména při zapnutí, kde omezí proud a bude hlídat zařízení před zkratem a vyšším či naopak nižším napětím. Stav obvodu se lze dozvědět díky kontrolce (PGD), aktivní (OK) do vysoké úrovně. Na obr. 7 je typické schéma zapojení s obvodem LM5069.

## 4.2 Princip funkce in-rush controlleru

Obvod LM5069 je schopen kontrolovat náběžný proud do zátěže, čímž omezí pokles napětí na straně zdroje (transformátoru) a sníží rychlost změny napětí ( $dU/dt$ ) na straně zátěže těsně po zapnutí. Přechodné jevy v obvodu těsně po zapnutí jsou tedy minimalizovány a je možné předcházet nechtěným výkyvům a resetům. K dispozici je také vstup pro kontrolované vypnutí či restartování obvodu na schématu označeno JP1\_RESET.

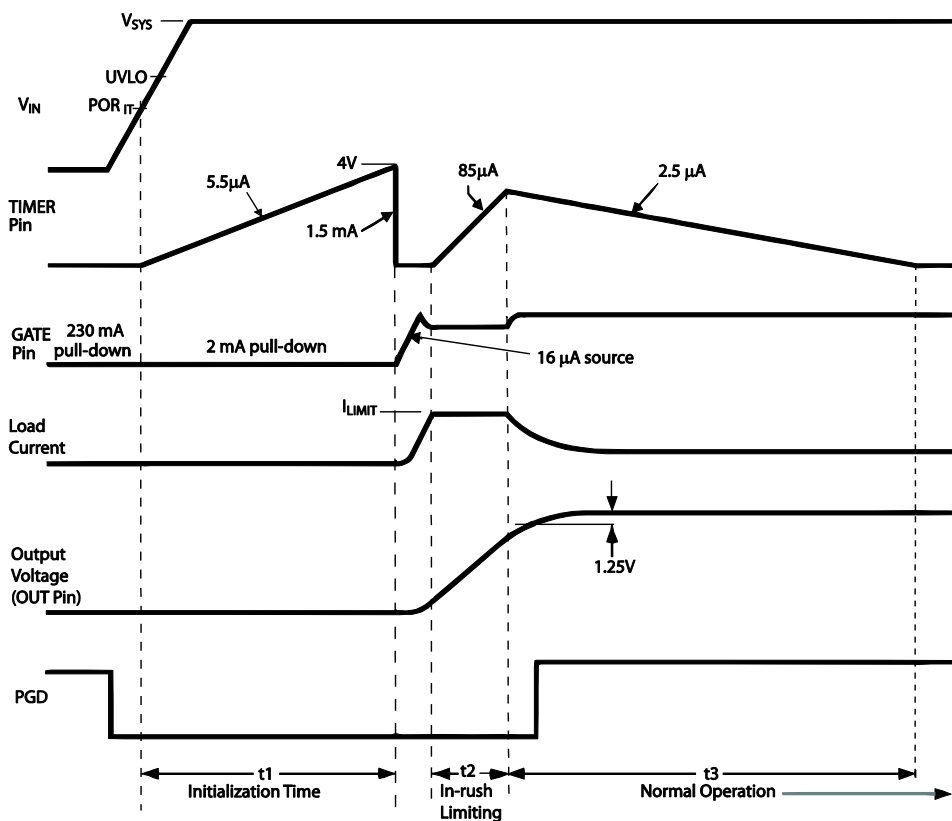


Obr. 7 Schéma obvodu pro omezení náběžového proudu

### 4.2.1 Zapínací sekvence in-rush controlleru

Obvod LM5069 (ve schématu označen jako IC6 viz obr. 7) pracuje v rozsahu od +9V do +80V. Spouštěcí sekvence je vidět na obr. 8. S rostoucím vstupním napětím VIN je hradlo G tranzistoru QX1 připojeno k zemi, aby se předešlo nechtěnému otevření tranzistoru a jakákoliv zbývající kapacita včetně „Millerovy“ kapacity mezi G-D byla vybita vybíjecím proudem 230mA. Kromě toho je i pin „TIMER“ připojen k zemi, aby se odčerpala zbývající kapacita z kondenzátoru CX1. Pokud napětí VIN překročí hranici  $POR_{IT}$  (7,6V), začne takzvaná „inicializační“ doba po kterou je nabíjen kondenzátor CX1 proudem 5,5 $\mu$ A. Tranzistor QX1 je stále vypnut, ale hradlo G je vybíjeno už jen 2mA, bez ohledu na velikost vstupního napětí. Inicializační doba skončí, když kondenzátor na svorce TIMER dosáhne 4V. Poté je rychle vybit vybíjecím proudem 1,5mA. Předpokládám, že napětí během inicializačního času překročí nastavitelnou prahovou hodnotu napětí (UVLO) a tranzistor QX1 se na konci této doby sepne nabíjecím proudem 16 $\mu$ A z integrované nábojové pumpy. Jak roste výstupní napětí, obvod LM5069 reguluje náběžový proud a výkonovou ztrátu na tranzistoru QX1. Během té doby se nabíjí i kondenzátor CX1 proudem 85 $\mu$ A, který nesmí dosáhnout během této fáze napětí 4V, jinak obvod nedokončí startovací sekvenci a stále by

docházelo k restartování (viz bod 4.2.5 Stav poruchy a restartování). Pokud náběžný proud a ztrátový výkon klesne pod limitní hodnoty, nabíjení kondenzátoru CX1 je přerušeno a následně je lehce vybiten proudem  $2,5\mu\text{A}$ . Startovací sekvence je dokončena, pokud se výstupní napětí neliší od vstupního o více než  $1,25\text{V}$  a indikátor se přepne do vysoké úrovně.



Obr. 8 Průběh zapínání obvodu LM5069, převzato z [3]

#### 4.2.2 Omezení proudu in-rush controlleru

K proudovému omezení se obvod na obr. 7 dostane, pokud úbytek na rezistoru RXS1 (mezi piny VIN a SENSE) dosáhne  $55\text{mV}$ . Současně je napětí hradla G tranzistoru QX1 řízeno tak, aby nebyl překročen nastavený proud. Jednoduše řečeno, pokud obvod dojde do stavu, kdy má omezovat proud, udělá z tranzistoru QX1 řízený odpor. Po dobu omezení proudu je aktivován časovač, a pokud proud neklesne pod danou hranici, než časovač dočítá, dojde k vypnutí QX1 (viz bod 4.2.5 Stav poruchy a restartování). Pro bezproblémový chod není vhodné volit odpor RXS1 větší než  $100\text{m}\Omega$ .

#### 4.2.3 Omezení ztrátového výkonu MOSFET tranzistoru v in-rush controlleru

Důležitou funkcí obvodu LM5069 je omezení ztrátového výkonu MOSFET tranzistoru z důvodu udržení tranzistoru MOSFET v bezpečné provozní oblasti (SOA). Obvod LM5069 tohoto dosáhne relativně jednoduše, a to tak, že monitoruje napětí mezi vývody Drain a

Source (viz obr. 7-IC6 piny SENSE a OUT) a současně také proud na rezistoru R<sub>XS1</sub> (piny VIN a SENSE). Výsledkem proudu a napětí je výkon, který se porovnává s prahem výkonu naprogramovaného rezistorem R<sub>X2</sub> na pinu PWR. Jestliže ztrátový výkon tranzistoru překročí limit, napětí na hradle G je zregulováno tak, aby došlo ke snížení procházejícího proudu tranzistorem QX1. Během toho je opět aktivován časovač, a pokud se to té doby nezmenší ztrátový výkon, dojde k vypnutí tranzistoru QX1 (viz bod 3.2.5 Stav poruchy a restartování).

#### 4.2.4 Zkrat na zátěži

Pokud proud tranzistorem QX1 roste příliš rychle, například při zkratu, procházející proud odporem R<sub>XS1</sub> je překročen dříve, než řídicí obvod dokáže zareagovat. To znamená, jakmile úbytek na odporu R<sub>XS1</sub> je překročen dvojnásobně (105mV), tranzistor QX1 je rychle vypnut vybíjecím proudem (230mA) z hradla G a začíná odpočet časovače poruchy. Jestliže napětí na R<sub>XS1</sub> klesne pod hranici 105mV, vybíjecí proud 230mA hradla G je vypnut a napětí je opět přiváděno na hradlo G a je stanoveno podle současného stavu proudu nebo limitu ztrátového výkonu.

#### 4.2.5 Stav poruchy a restartování

K aktivování časovače poruchy dojde, pokud je překročen limit proudu nebo limit ztrátového výkonu tranzistoru. V té době je napětí na hradle G modulováno, aby nedošlo k překročení limitů. Pokud je tedy tato funkce aktivována, tak je kondenzátor C<sub>X1</sub> na pinu TIMER6 nabíjen proudem 85μA a jestliže proud a ztrátový výkon na tranzistoru QX1 klesnou pod hranici limitu, než se tento kondenzátor nabije na hodnotu napětí 4V, in-rush controller LM5069 obnoví normální provoz a postupně vybíjí kondenzátor 2,5μA. Pokud proud a ztrátový výkon neklesne pod limit dříve, než se kondenzátor C<sub>X1</sub> nabije na hodnotu napětí 4V, tak je tranzistor QX1 vypnut vybíjecím proudem 2mA z hradla G. Tento stav trvá do doby, než dojde k odpojení napájení nebo restartu a podle verze obvodu LM5069 je k dispozici s automatickým (LM5069-2) nebo manuálním (LM5069-1) restartem. Pro tento účel počítám s manuálním restartováním z důvodu lepší externí ovladatelnosti.

#### 4.2.6 Výpočty návrhu in-rush controlleru

Výpočet hodnoty rezistoru R<sub>XS1</sub> jsem provedl na základě zvolení maximálního proudu. Celkový maximální proud by v tomto případě neměl překročit  $I_{LIM} = 20A \pm 2A$ . K omezení proudu dojde, pokud úbytek napětí na rezistoru R<sub>XS1</sub> překročí 55mV. Po dosazení do rovnice (3.1) vychází rezistor  $R_{SX1} = 2,5m\Omega$ . Rezistor by měl být dimenzován alespoň na výkon 1W.

$$R_{XS1} = \frac{55mV}{I_{LIM}} \quad 3.1$$

Na základě rezistoru  $R_{SX1} = 2,5m\Omega$  a maximální výkonové ztráty N-MOSFET tranzistoru jsem určil rezistor limitující ztráty výkonového tranzistoru podle rovnice (3.2) Pro tranzistor PSMN1R7-30YL  $P_{FET(LLIM)} = 109W$  vychází  $R_{X2} = 34k\Omega$ . Tento rezistor zabrání krátkodobému přetěžování tranzistoru během zapínání nebo při zkratu.

$$R_{X2} = 1.25 * 10^5 * R_{XS1} * P_{FET(LIM)} \quad 3.2$$

Doba náběhu při omezení proudu a ztrátového výkonu se spočítá dle rovnice (3.3). C2-C7 jsou vyhlazovací kondenzátory s celkovou kapacitou 132mF.  $U_{DC}$  je usměrněné vstupní napětí. Po dosazení do rovnice (3.3) pro 15V modul usměrňovače je čas náběhu  $t_{ON} = 154ms$  a pro 9V modul  $t_{ON} = 67ms$ .

$$t_{ON} = \frac{C_{2-7} * U_{DC}^2}{2 * P_{FET(LIM)}} + \frac{C_{2-7} * P_{FET(LIM)}}{2 * I_{LIM}^2} \quad 3.3$$

$t_{FAULT}$  musí být větší než  $t_{ON}$ , jinak by docházelo k neustálému restartování. Kapacita kondenzátoru CX1 se tedy spočítá z rovnice (3.4). Pokud dosadím  $t_{ON}$  za  $t_{FAULT}$ , dostanu minimální hodnotu kondenzátoru CX1, který musím použít.

$$C_{X1} = \frac{t_{FAULT} * 85\mu A}{4V} \quad 3.4$$

Ze znalosti použitého kondenzátoru CX1 lze spočítat inicializační čas z rovnice (3.5). Při kondenzátoru  $C_{X1} = 4,7mF$  vychází čas inicializace  $t_1 = 3,4s$

$$t_1 = \frac{4V * C_{X1}}{5.5\mu A} \quad 3.5$$

Počáteční proud při nulovém výstupním napětí se spočítá dle rovnice (3.6).  $U_{DS}$  je napětí na tranzistoru QX1 při nulovém výstupním napětí. Pro 15V modul je počáteční proud  $I_{init} = 7,3A$  pro 9V je  $I_{init} = 12,1A$ .

$$I_{init} = \frac{R_{X2}}{U_{DS} * R_{XS1} * 1.25 * 10^5} \quad 3.6$$

Rezistory RX3 a RX4 slouží k nastavení prahu přepětí (OVLO) dosazením do rovnice (3.7) a (3.8) vypočtu hodnoty rezistorů.

$$R_{X3} = \frac{U_{OVH} - U_{OVL}}{21\mu A} = \frac{U_{OV(HYS)}}{21\mu A} \quad 3.7$$

Zvolím maximální přepětí (hysterezi) to znamená po dosazení  $U_{OVH} = 22V$  a  $U_{OVL} = 20V$  do rovnice (3.7) vychází  $R_{X3} = 100k\Omega$  a po dosazení do rovnice (3.8) vypočtu i druhou hodnotu rezistoru  $R_{X4} = 13k\Omega$ .



$$R_{X4} = \frac{2.5V * R_{X3}}{(U_{OVH} - 2.5V)} \quad 3.8$$

Hodnotu podpětí jsem zvolil minimální možnou (8,4V) a to spojením svorky VIN s UVLO přes rezistor RX1 pro omezení proudu tak, jak je vidět na obr. 7 a spodním vývodem připojeným k zemi s možností externě řídit vypnutí/restart celého obvodu.

## 5 Proudová ochrana se čtyřmi výstupy

### 5.1 Obecný popis proudové ochrany návrhu

Zde navrhuji proudovou ochranu a její rozdělení na čtyři větve. Rozdělení na jednotlivé větve řeší každý jednotlivý modul proudové ochrany zvlášť a každý z nich je na sobě nezávislý. To znamená, že pokud jeden nebo více modulů detekují příliš vysoký nastavený proud, přeruší dané větve bez ohledu na stav ostatních. Každý z modulů proudové ochrany je dimenzován na proud 5A a při překročení této hodnoty odpojí danou větev, dále je možné tuto odpojenou větev restartovat a vrátit ji opět do normálního provozu pomocí vstupu ENABLE. Pro zjištění stavu jednotlivých proudových ochrany je k dispozici signálový výstup STATUS aktivní (OK) do nízké úrovně, například led dioda svítící při poruše nebo při překročení proudu. Všechny větve jsou dimenzovány na stejný proud, proto tento návrh kalkuluje pouze s jedním modulem a ostatní větve jsou napojeny paralelně se stejnými součástkami.

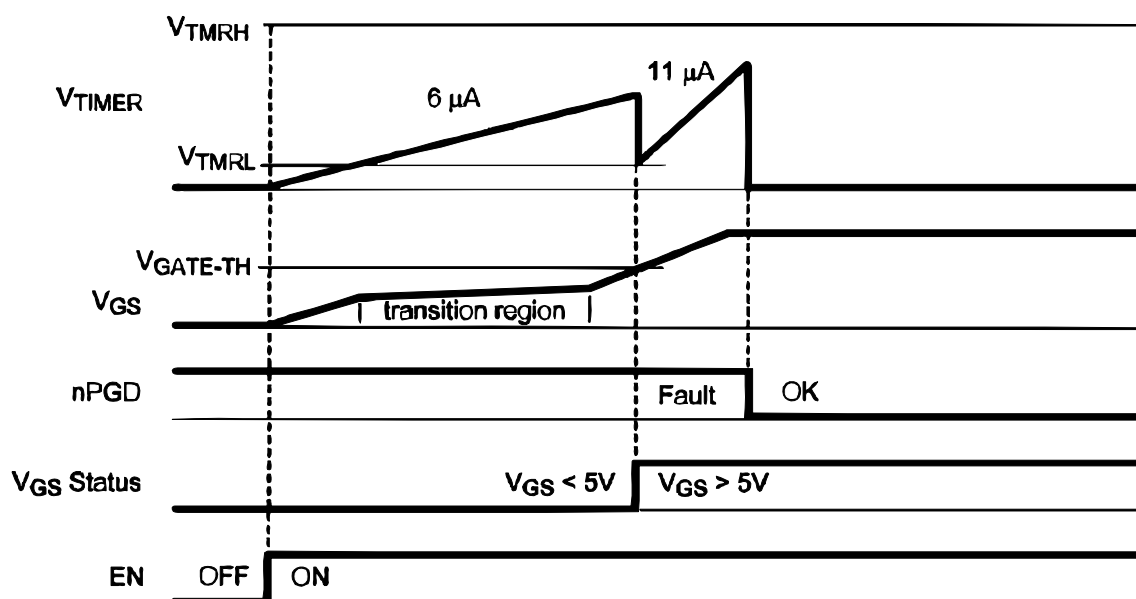
### 5.2 Princip proudové ochrany LM5060

Proudová ochrana pracuje na principu detekce desaturace na přechodu Drain a Source tranzistoru. Původně se toto používalo pouze pro ochranu IGBT tranzistorů, nicméně tento princip funguje i pro MOSFET tranzistory. S rostoucím procházejícím proudem roste i úbytek napětí  $U_{DS}$  mezi svorkami Drain a Source tranzistoru. Obvod/Budič LM5060 tedy hlídá napětí  $U_{DS}$  mezi svorkami Drain a Source a při překročení daného napětí, nastavené rezistorem RS1 obvod LM5060 se vypne se zpožděním (nastavené kondenzátorem na pinu TIMER) tranzistor a čeká na externí restart. Jednoduše řečeno, každý modul bude fungovat jako „elektronická pojistka“. Podobně jako v kapitole 3., tak obvod LM5060 obsahuje také přepětovou a podpětovou ochranu, díky které udržím tranzistor, ale i další obvody v doporučených mezích napětí.

#### 5.2.1 Spouštěcí sekvence

Použité schéma proudové ochrany je vidět na obr. 10 a průběhy znázorněny na obr. 9. Inicializační fáze začne, pokud je pin ENABLE připojen na vyšší napětí (alespoň 2V). Během inicializační fáze se nabíjí kondenzátor na pinu TIMER a to proudem  $6\mu A$ , mezitím je hradlo

G tranzistoru Q1 také nabíjeno proudem  $24\mu\text{A}$ . Jakmile napětí  $U_{GS}$  mezi svorkou G a S překročí hranici  $5\text{V}$  ( $U_{GATE-TH}$ ), inicializační sekvence skončí, kondenzátor (CT1) je rychle vybit a znovu nabíjen proudem  $11\mu\text{A}$ . Kondenzátor je nabíjen buď do doby než integrovaný komparátor  $V_{DS}$  oznámí, že napětí mezi vývody Drain a Source kleslo na normální hodnotu (tzn. bez poruchy), nebo je kondenzátor nabit na hodnotu  $2\text{V}$  (tzn. porucha). Komparátor  $V_{DS}$  monitoruje rozdíl napětí mezi pinem SENSE a pinem OUT. Napětí SENSE pinu je nastaveno tak, aby bylo menší než vstupní napětí a to vhodným výběrem rezistoru RS1. To znamená že, když napětí na OUT pinu překročí napětí na SENSE pinu, pin NPGD se nastaví na nízkou úroveň (tzn. bez poruchy) a kondenzátor se vybití. Reakce obvodu LM5060 závisí na různých vstupních podmínkách. Podrobněji lze nalézt v tabulce stavů viz [4].



Obr. 9 Spouštěcí sekvence obvodu LM5060, převzato z [4]

### 5.2.2 Řízení hradla G

Za normálních provozních podmínek, to znamená vstupní napětí a pin EN jsou v příslušných mezních hodnotách, je hradlo G tranzistoru Q1 nabíjeno proudem  $24\mu\text{A}$  z integrované nábojové pumpy. Napětí hradla G je přibližně o  $16,8\text{V}$  větší než na pinu OUT (tj.  $U_{GS}$ ) díky integrované Zenerově diodě. Pokud však nejsou splněny podmínky vstupního napětí nebo pin EN nastaven na nízké úrovni, hradlo G je vybito proudem  $2,5\text{mA}$ .

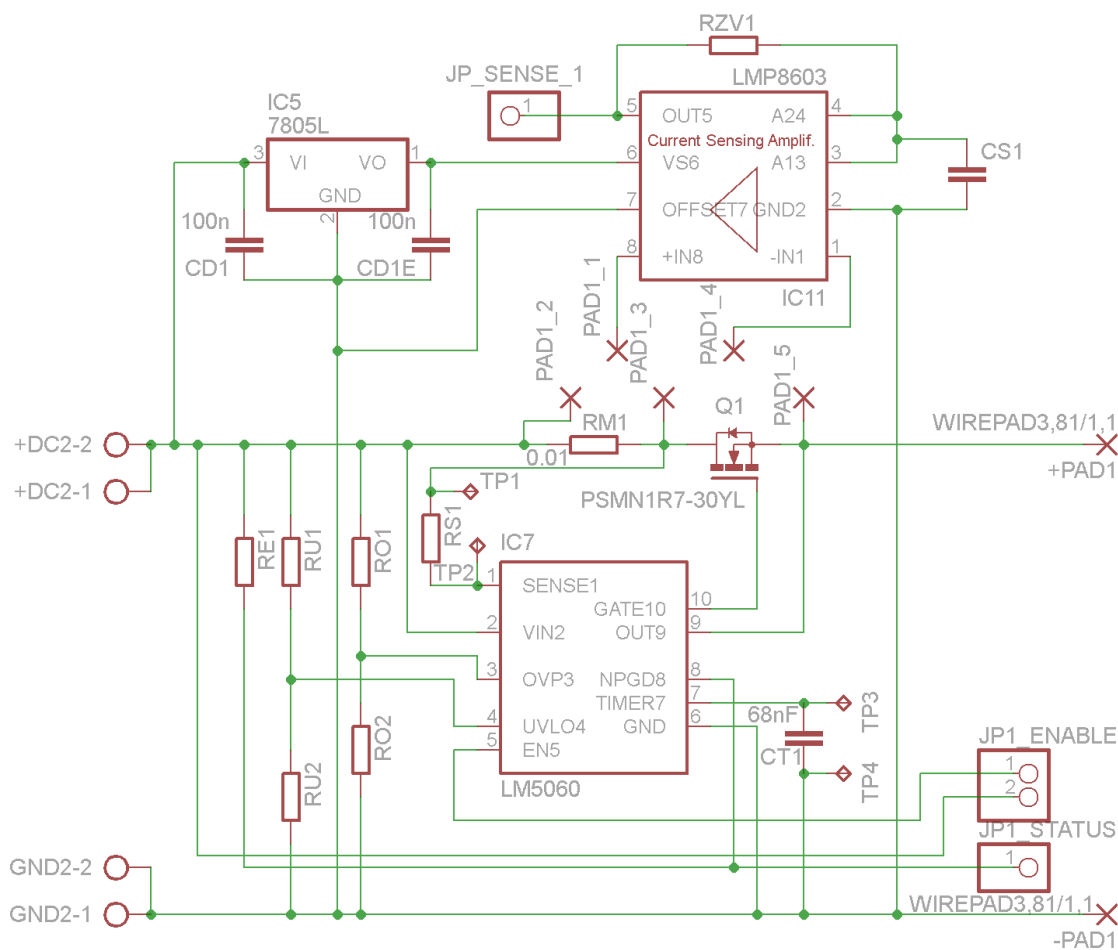
### 5.2.3 Časovač poruchy

Externím kondenzátorem CT1 na pinu TIMER se nastavuje zpoždění detekce chyby. Pokud se tento kondenzátor nabije na napětí  $2\text{V}$ , je okamžitě detekována porucha a tranzistor Q1 je vypnut proudem  $80\text{mA}$  z hradla G a to do doby, než dojde k restartu, například přes pin

EN nebo vstupním napětím na pinu VIN. Je nutné, aby kondenzátor CT1 měl dostatečnou kapacitu a tím byl i dostatečný čas na nabití hradla G tranzistoru Q1 během startovací sekvence. V opačném případě se kondenzátor stihne nabít na hodnotu 2V, tím se vypne tranzistor a indikátor NPGD ohlásí chybu. Přestože lze pin TIMER přímo připojit k zemi (GND) a tím znemožnit funkci časového kondenzátoru, není to příliš vhodné, protože tím se vypne funkce nadproudové ochrany, ovšem pin NPGD stále bude reagovat na změny chybových hlášení což je vhodné pouze pro indikaci, že došlo k překročení nastaveného proudu nebo pro externí možnosti řízení.

#### 5.2.4 Poruchové stavy při sledování napětí mezi pinem SENSE a OUT

Integrovaný komparátor  $V_{DS}$  sleduje napětí mezi pinem SENSE a OUT a pokud napětí na pinu OUT je menší, než na pinu SENSE,  $V_{DS}$  komparátor přepne pin NPGD do vysoké impedance. A také začne nabíjet kondenzátor CT1 proudem  $6\mu\text{A}$ , pokud je napětí  $U_{GS}$  menší než 5V a nebo proudem  $11\mu\text{A}$  pokud je napětí  $U_{GS}$  větší než 5V. Pokud se kondenzátor nabije na hodnotu 2V, je automaticky vypnut tranzistor Q1 (proudem 80mA) a je nutné provést restart.



Obr. 10 Schéma nadproudové ochrany a měřiče proudu

### 5.2.5 Nadproudová ochrana

Integrovaný komparátor  $V_{DS}$  v obvodu LM5060 lze použít i jako nástroj pro nadproudovou ochranu.  $V_{DS}$  komparátor měří rozdíl napětí mezi pinem SENSE a pinem OUT, neboli měří úbytek napětí na tranzistoru Q1 v otevřeném stavu  $R_{DS(on)}$ . Pokud tedy rozdíl překročí danou mez nastavenou rezistorem RS1, kondenzátor CT1 se začne nabíjet proudem 11 $\mu$ A a k vypnutí (odčerpání hradla G proudem 80mA) tranzistoru dojde, pokud se nabije kondenzátor na 2V. Podle kapacity kondenzátoru CT1 lze nastavit dobu zpoždění, než se aktivuje nadproudová ochrana. Přesnost indikace a následná aktivace nadproudové ochrany se odvíjí od přesnosti hodnoty odporu tranzistoru Q1 v otevřeném stavu  $R_{DS(on)}$ , která je do značné míry závislá na teplotě. Proto použití tohoto způsobu není vhodné pro aplikace, kde je vyžadováno dokonale přesné měření. Pro restartování a obnovení do normálního provozu je nutné jeden z pinů EN, VIN nebo UVLO vypnout a znovu zapnout. Pin ENABLE je určen kromě restartování i k řízenému vypnutí nebo zapnutí tranzistoru Q1 a je kompatibilní s CMOS logikou.

### 5.2.6 Přepět'ová a podpět'ová ochrana

Slouží k ochraně součástek nebo zařízení, které pracují pouze v daných mezích napětí. Jelikož stejná ochrana je použita i v in-rush controlleru, následná ochrana je redundantní, nicméně neškodí. Podpět'ová a přepět'ová ochrana se nastavuje odporovým děličem RU1/RU2 a RO1/RO2 ve schématu na obr. 10 a její aktivací dojde k vypnutí tranzistoru Q1. Na rozdíl od proudové ochrany zde není zapotřebí manuálního restartu, ale k opětovnému zapnutí tranzistoru Q1 dojde automaticky. Stav podpětí či nadpětí je indikován NPGD pinem do vysoké úrovně, stejně jako v případě nadproudové ochrany.

### 5.2.7 Doba náběhu

Spínací doba tranzistoru závisí na parametrech tranzistoru, nicméně pro zpomalení doby náběhu lze přidat kondenzátor na hradlo G tranzistoru vůči zemi. Vhodné je to zejména, pokud je třeba spínat velké proudy do relativně velkých kondenzátorů. Ovšem je nutno dbát na to, aby tranzistor nepřekročil povolenou bezpečnou oblast (SOA) z důvodu větších výkonových ztrát při zapínání. Jelikož velké nabíjecí proudy do vyhlazovacích kondenzátorů byly řešeny již v předchozí kapitole, tento návrh to neřeší.

### 5.2.8 Výpočty pro návrh nadproudové ochrany

Úbytek napětí na MOSFET tranzistoru Q1 je dán rovnicí (5.1),  $I_{DSTH}$  je maximální proud procházející tranzistorem Q1, než dojde k vypnutí a  $R_{DS(on)}$  je odpor tranzistoru Q1

v otevřeném stavu. Po dosažení maximálního proudu  $I_{DSTH} = 5A$  a odporu tranzistoru (PSMN1R7-30YL)  $R_{DS(on)} = 1,3m\Omega$  vychází  $U_{DSTH} = 6,5mV$

$$U_{DSTH} = I_{DSTH} * R_{DS(on)} \quad 5.1$$

$I_{SENSE}$  je proud, při kterém dojde k sepnutí nadproudové ochrany a rovná se  $16 \mu A$ . Po dosažení  $U_{DSTH}$  a  $I_{SENSE}$  do rovnice (5.2) je vypočten rezistor  $R_{S1} = 390 \Omega$

$$R_{S1} = \frac{U_{DSTH}}{I_{SENSE}} \quad 5.2$$

Za předpokladu, že obvod LM5060 je pod napětím a pin EN je v aktivní úrovni, další nezbytný předpoklad pro aktivaci poruchového stavu je napětí  $U_{DS}$ , které je větší, než je hodnota limitu nastavená rezistorem RS1. Jelikož startovací sekvence (obr. 9) je rozdělena do několika „částí“, platí pro každou část jiné vztahy. V „první části“, těsně po zapnutí, je kondenzátor nabíjen proudem  $6\mu A$ , a to do doby, než se nabije alespoň na 2V (nebo nesplněná podmínka nahoře při poruchovém stavu  $U_{DS}$ ). Toto platí pouze pro  $U_{GS} < 5V$ . Doba, než dojde k vypnutí tranzistoru Q1, je tedy dána vztahem (5.3). Po dosažení  $U_{TIMERH} = 2V$ ,  $C_{T1} = 0,068\mu F$  a  $I_{TIMERL} = 6\mu A$  vychází čas poruchy na  $t_{FAULT1} = 23ms$ .

$$t_{FAULT1} = \frac{U_{TIMERH} * C_{T1}}{I_{TIMERL}} \quad 5.3$$

Pokud však startovací sekvence pokročí do druhé „části“ ( $U_{GS} > 5V$ ) bez toho, aby se přerušila, a dojde zde k nabití kondenzátoru CT1 na 2 V, bude dále nabíjen proudem  $11\mu A$ , pak je čas vypočten z rovnice (5.4). Po dosažení stejných hodnot jako ve vzorci (5.3) a doplnění napětí  $U_{TMRL} = 0,3V$  vychází  $t_{FAULT2}$  pouhých 10ms.

$$t_{FAULT2} = \frac{(U_{TIMERH} - U_{TMRL}) * C_{T1}}{I_{TIMERL}} \quad 5.4$$

Ve „třetí části“ je obvod po nějakou dobu spuštěný a většina přechodných jevů již odezněla. Poté lze očekávat korektní funkci proudové ochrany, kdy po překročení limitu proudu dojde k automatickému odpojení dané větve od zdroje. Po dosažení  $I_{TIMERH} = 11\mu A$  a ostatních známých hodnot do rovnice (5.5) vychází  $t_{FAULT3} = 12ms$ . Jedním kondenzátorem připojeným na pin TIMER tudíž určujeme všechny doby možných chybových stavů.

$$t_{FAULT3} = \frac{U_{TIMERH} * C_{T1}}{I_{TIMERH}} \quad 5.5$$

Nastavení ochrany proti přepětí a podpětí je realizováno pomocí dvou nezávislých děliček napětí. Zvolím si nejnižší napájecí napětí  $U_{INMIN} = 6V$  a rezistor  $R_{U2} = 27k\Omega$ . Po

dosazení  $UVLO_{TH} = 1,6V$   $UVLO_{BIAS} = 5,5\mu A$  do rovnice (5.6) dostávám rezistor  $R_{U1} = 68k\Omega$ .

$$R_{U1} = \frac{U_{INMIN} - UVLO_{TH}}{\left( UVLO_{BIAS} + \frac{UVLO_{TH}}{R_{U2}} \right)} \quad 5.6$$

Nyní si zvolím maximální napájecí napětí  $U_{INMAX} = 20V$  a rezistor  $R_{O2} = 7,5k\Omega$ . Po dosazení  $OVP_{TH} = 2V$  do rovnice (5.7) dostávám  $R_{O1} = 68k\Omega$ .

$$R_{O1} = R_{O2} * \frac{U_{INMAX} - OVP_{TH}}{OVP_{TH}} \quad 5.7$$

### 5.2.9 Měření proudu ve větvi

K měření proudu použijeme speciální integrovaný obvod LMP8603 jako snímač proudu (Current Sensing Amplifier). LMP8603 je přesný, rozdílový zesilovač s pevně nastaveným 100x ziskem. Vstupní souhlasné napětí se může pohybovat v rozmezí od -22V až do +60V při napájecím napětí 5V lze proto použít jako Sense rezistor i tranzistor MOSFET. Princip měření proudu je v tom, že nelze měřit přímo, ale přes úbytek napětí na malém rezistoru. Protékající proud pak odpovídá velikosti tohoto napětí, k předejití velkých výkonových ztrát na rezistoru volím takový rezistor, aby ztráty byly zanedbatelné a napětí dostatečně veliké i po zesílení diferenčním zesilovačem. Problém však nastává při měření na tranzistoru, pokud je odpor tranzistoru  $R_{DS(on)}$  příliš malý a i po 100x zesílení je napětí na výstupu stále relativně malé. Mám několik možností, buď se spokojit s malou přesností z důvodu malého rozsahu výstupního napětí, nebo zvýšit zesílení zesilovače a riskovat nestabilitu, anebo měřit místo na tranzistoru raději na vhodném rezistoru s nevýhodou větších ztrát. Pro představu zde vypočítám, jak si jednotlivé varianty stojí:

Odpor tranzistoru (PSMN1R7-30YL) je  $R_{DS(on)} = 1,3m\Omega$ , navíc je tranzistor celkem značně teplotně závislý a tato hodnota se může při provozu mírně lišit. Maximální proud by neměl překročit 5A díky proudové ochraně. Po dosazení do rovnice (5.8) dostávám  $U_{DS} = 0,0065V$  po zesílení 100x  $U_{DS100x} = 0,65V$ . Toto napětí by odpovídalo maximální výchylce při 5A, což je příliš málo.

$$U_{DS} = R_{DS(on)} * 5A \quad 5.8$$

V druhém případě je třeba zvětšit zesílení, konkrétně na  $G_1 = 769$ . Zesílení se zvedá vytvořením kladné zpětné vazby rezistorem RVZ1 a vypočítá se z rovnice (5.9). Po dosazení vychází  $R_{ZV1} = 1034k\Omega$ , což není vhodná hodnota, navíc zesílení by značně záviselo na toleranci rezistoru a výrobce nedoporučuje touto metodou zvyšovat zesílení nad 250x.

$$R_{zV1} = 900k\Omega * \frac{G_i}{G_i - 100} \quad 5.9$$

V posledním případě je použit rezistor takové hodnoty, aby byla využita maximální šířka rozsahu napětí. To znamená, že po dosazení do rovnice (5.8) za  $U_{DS} = 0,05V$  vychází hodnota rezistoru  $R_{M1} = 10m\Omega$ . Pro možnost výběru jsou ve schématu obr. 10 použité svorky, kterými lze přemostit rezistor a použít metodu 1, 2 anebo ponechat rezistor a využít poslední metodu.

## Závěr

Zpočátku jsem ani netušil, zda je vůbec možné vylepšit klasickou konstrukci lineárního zdroje. Postupem času se ale ukázalo, že možností, jak vylepšit a zefektivnit klasickou konstrukci, existuje celá řada. Cílem mé práce bylo navrhnout a sestrojít zdroj zadaných parametrů a věřím, že zadání bylo splněno, i když v době psaní práce byla otestována z technických důvodů pouze dílčí část zdroje, která však fungovala dobře, dle vypočtených a navržených hodnot. Navržená konstrukce napájecího zdroje s více výstupy má být velice úsporná a zdroj poměrně odolný a chráněný proudovou ochranou v každé z osmi větví.

Při řešení problémů jednotlivých kapitol jsem zvažoval, jak návrh vylepšit, ať už jeho funkčnost nebo vlastnosti. Patrně by bylo možné zdroj naddimenzovat tak, aby zvládl ještě vyšší výkon, avšak za cenu většího opotřebení součástek a zkrácení životnosti. Též je potřeba zmínit, že některé použité možnosti řešení by bylo možno změnit na jednodušší, a tudíž snížit cenu. V modulech proudové ochrany je měřen protékající proud a tím pádem by existovala i možnost použití externího spínání nebo vypínání tranzistorů. Dále by bylo možné použít levnější, ale současně méně spolehlivé řešení RC článku místo sofistikovanějšího řešení s integrovaným obvodem na omezení náběžných proudů. Přesto jsem přesvědčen, že mnou navržené řešení je z hlediska všech výše uvedených hledisek neoptimalnější.

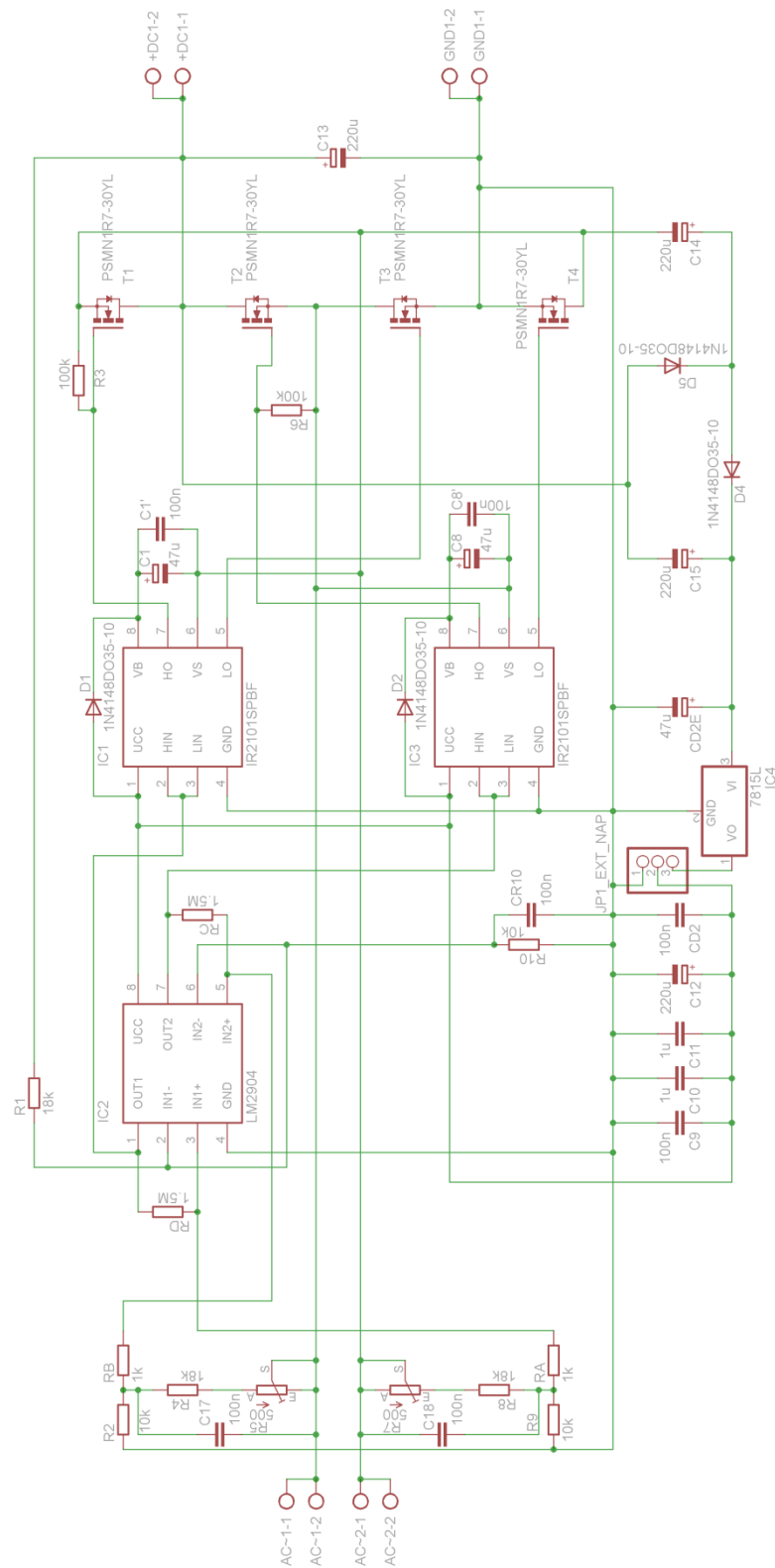


## **Použitá literatura**

- [1] Bartoň, Karel. Aktivní výkonové usměrňovače s MOSFET. Praktická Elektronika Amatérské Rádio. 2011, 16, 09, 11-16. ISSN 1804-7173.
- [2] International Rectifiers. Datový list IR2101. [www.irf.com](http://www.irf.com), 2004
- [3] Texas Instruments (TI) Datový list LM5069 [www.ti.com](http://www.ti.com), 2008
- [4] Texas Instruments (TI) Datový list LM5060 [www.ti.com](http://www.ti.com), 2012
- [5] Texas Instruments (TI) Datový list LMP8603 [www.ti.com](http://www.ti.com), 2011

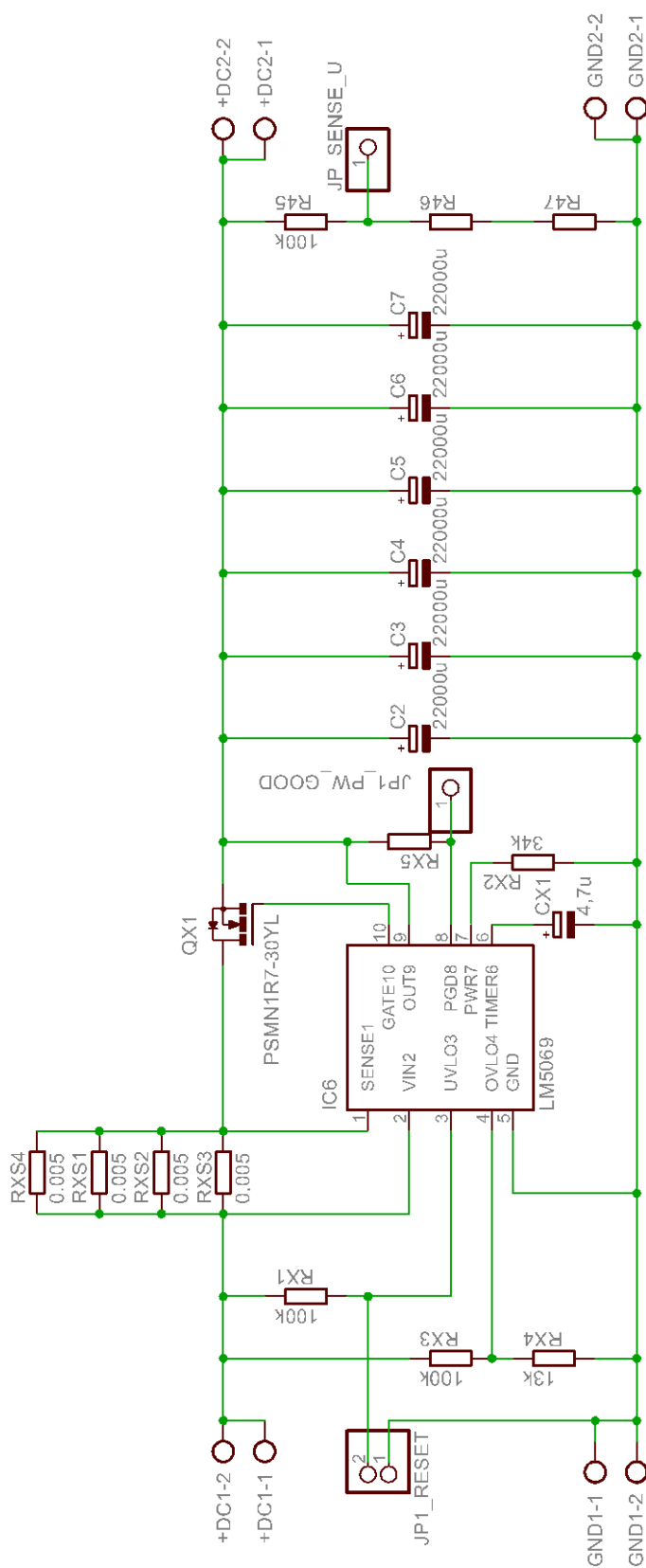
## Přílohy

## A 1. Schéma zapojení



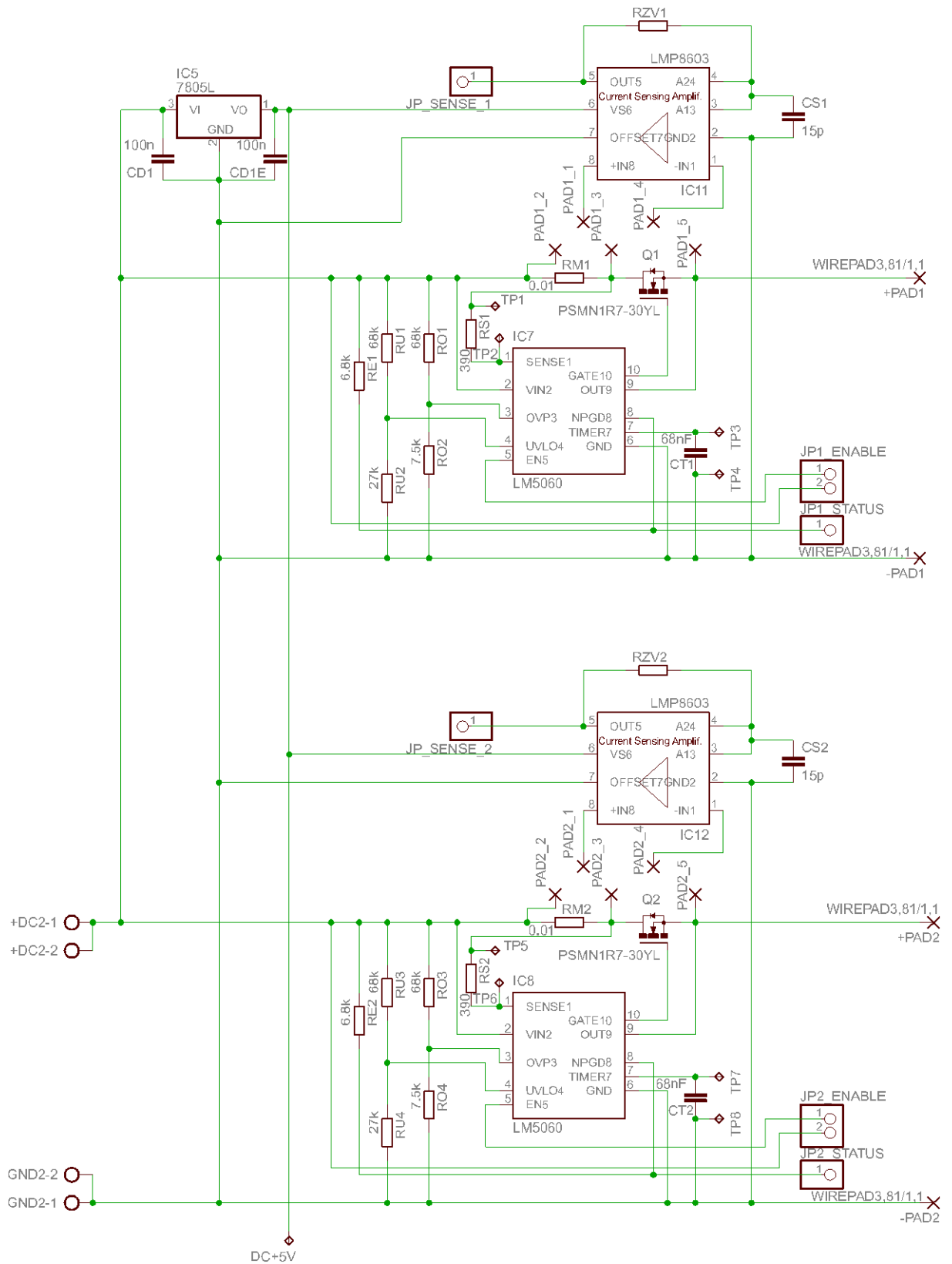
Obr. A 1 Active Rectifier - Podrobné schéma navrženého aktivního usměrňovače

## A 2. Schéma zapojení



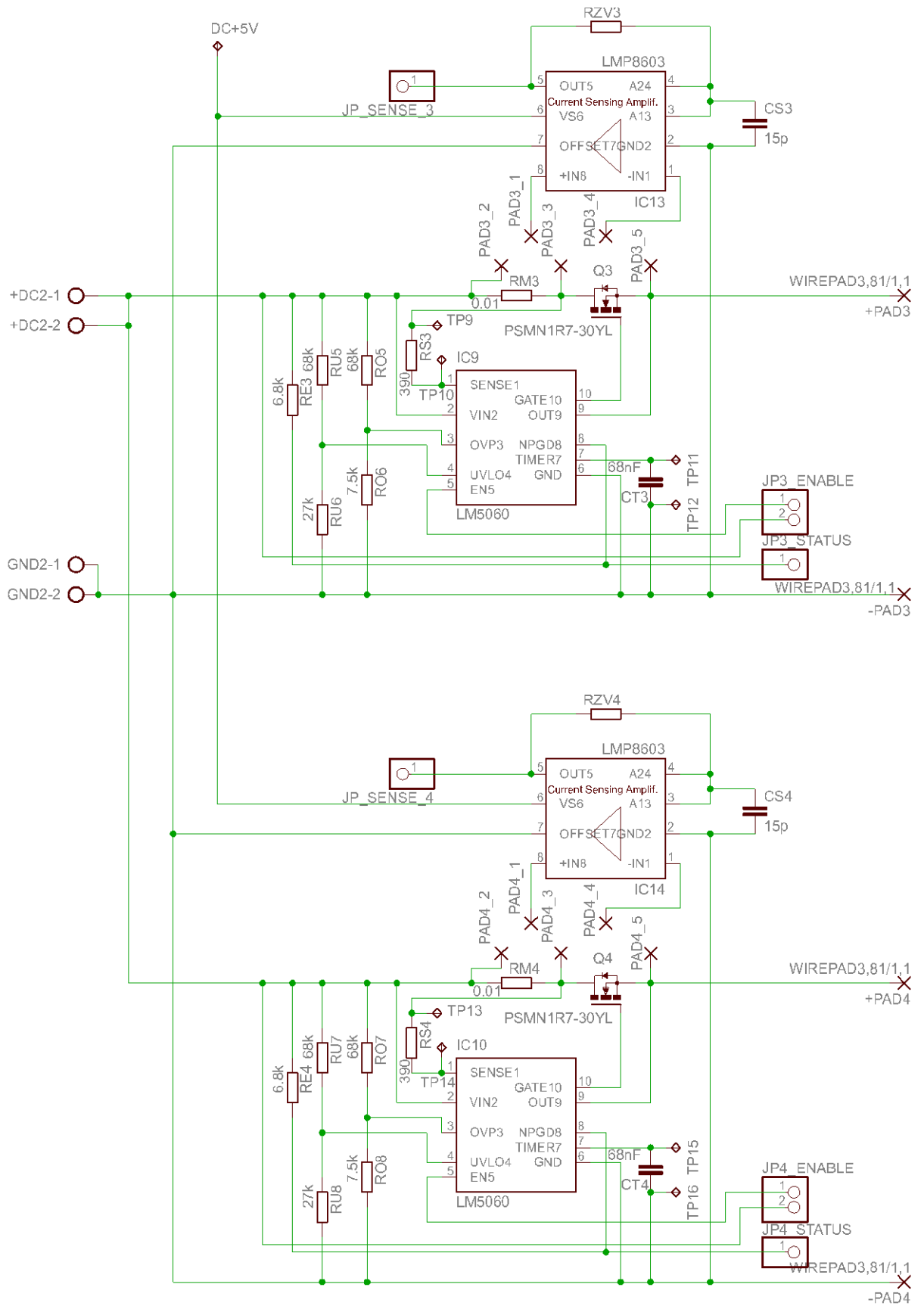
Obr. A 2 In-rush controller - Podrobné schéma navrženého omezovače náběžného proudu

### A 3. Schéma zapojení



Obr. A 3 Current protection - Podrobné schéma navržené proudové ochrany (pro první dvě větve)

## A 4. Schéma zapojení



Obr. A 4 Current protection - Podrobné schéma navržené proudové ochrany (pro druhé dvě větve)

## B 1. Seznam součástek navržené konstrukce

Označení součástky	Hodnota součástky	Typ	Pouzdro
Part	Value	Device	Package
C1	47u	CPOL-EUE2.5-6	E2,5-6
C1'	100n	C-EUC1206	C1206
C2	22000u	SAMWHA	35X45MM
C3	22000u	SAMWHA	35X45MM
C4	22000u	SAMWHA	35X45MM
C5	22000u	SAMWHA	35X45MM
C6	22000u	SAMWHA	35X45MM
C7	22000u	SAMWHA	35X45MM
C8	47u	CPOL-EUE2.5-6	E2,5-6
C8'	100n	C-EUC1206	C1206
C9	100n	C-EUC1206	C1206
C10	1u	C-EUC1206	C1206
C11	1u	C-EUC1206	C1206
C12	220u	CPOL-EUE2.5-6	E2,5-6
C13	220u	CPOL-EUE3.5-10	E3,5-10
C14	220u	CPOL-EUE3.5-10	E3,5-10
C15	220u	CPOL-EUE3.5-10	E3,5-10
C17	100n	C-EUC1206	C1206
C18	100n	C-EUC1206	C1206
CD1	100n	C-EUC1206	C1206
CD1E	100n	C-EUC1206	C1206
CD2	100n	C-EUC1206	C1206
CD2E	47u	CPOL-EUE2.5-6	E2,5-6
CR10	100n	C-EUC1206	C1206
CS1	15p	C-EUC1206	C1206
CS2	15p	C-EUC1206	C1206
CS3	15p	C-EUC1206	C1206
CS4	15p	C-EUC1206	C1206
CT1	68nF	C-EUC1206	C1206
CT2	68nF	C-EUC1206	C1206
CT3	68nF	C-EUC1206	C1206
CT4	68nF	C-EUC1206	C1206
CX1	4,7u	CPOL-EUE2-4	E2-4
D1	1N4148DO35-10	1N4148DO35-10	DO35-10
D2	1N4148DO35-10	1N4148DO35-10	DO35-10
D4	1N4148DO35-10	1N4148DO35-10	DO35-10
D5	1N4148DO35-10	1N4148DO35-10	DO35-10
IC1	IR2101SPBF	IR2101SPBF	SO08
IC2	LM2904	LM2904	SO08
IC3	IR2101SPBF	IR2101SPBF	SO08

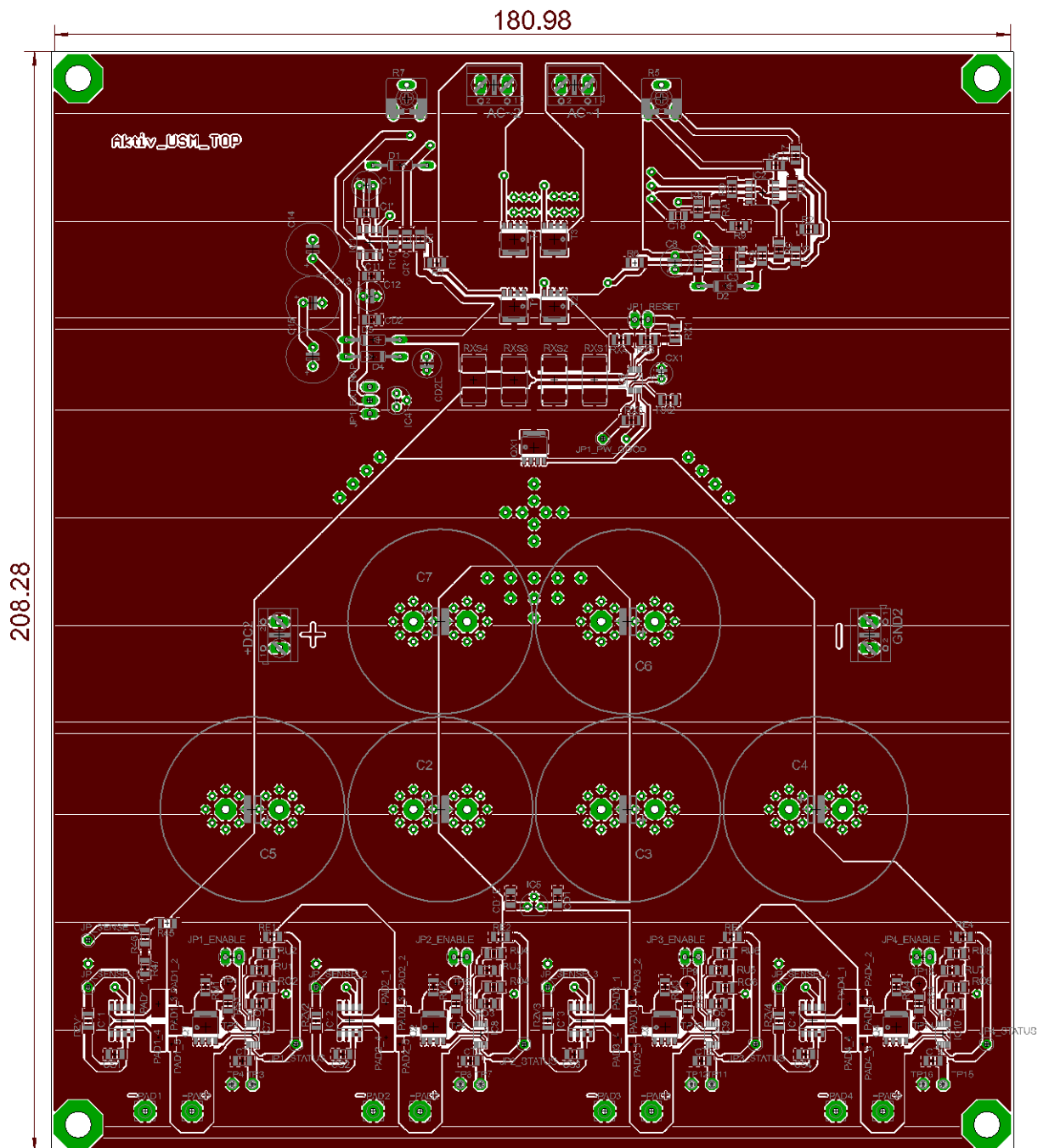
Označení součástky	Hodnota součástky	Typ	Pouzdro
Part	Value	Device	Package
IC4	7815L	7815L	TO92
IC5	7805L	7805L	TO92
IC6	LM5069	LM5069	MSOP10
IC7	LM5060	LM5060	MSOP10
IC8	LM5060	LM5060	MSOP10
IC9	LM5060	LM5060	MSOP10
IC10	LM5060	LM5060	MSOP10
IC11	LMP8603	LMP8603	SO8
IC12	LMP8603	LMP8603	SO8
IC13	LMP8603	LMP8603	SO8
IC14	LMP8603	LMP8603	SO8
Q1	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
Q2	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
Q3	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
Q4	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
QX1	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
R1	18k	R-EU_R1206	R1206
R2	10k	R-EU_R1206	R1206
R3	100k	R-EU_R1206	R1206
R4	18k	R-EU_R1206	R1206
R5	500	TRIM_EU-CA6V	CA6V
R6	100k	R-EU_R1206	R1206
R7	500	TRIM_EU-CA6V	CA6V
R8	18k	R-EU_R1206	R1206
R9	10k	R-EU_R1206	R1206
R10	10k	R-EU_R1206	R1206
R45	100k	R-EU_R1206	R1206
R46	-	R-EU_R1206	R1206
R47	-	R-EU_R1206	R1206
RA	1k	R-EU_R1206	R1206
RB	1k	R-EU_R1206	R1206
RC	1.5M	R-EU_R1206	R1206
RD	1.5M	R-EU_R1206	R1206
RE1	6.8k	R-EU_R1206	R1206
RE2	6.8k	R-EU_R1206	R1206
RE3	6.8k	R-EU_R1206	R1206
RE4	6.8k	R-EU_R1206	R1206
RM1	0.01	R-EU_R1206	R1206
RM2	0.01	R-EU_R1206	R1206
RM3	0.01	R-EU_R1206	R1206
RM4	0.01	R-EU_R1206	R1206
RO1	68k	R-EU_R1206	R1206
RO2	7.5k	R-EU_R1206	R1206

Označení součástky	Hodnota součástky	Typ	Pouzdro
Part	Value	Device	Package
RO3	68k	R-EU_R1206	R1206
RO4	7.5k	R-EU_R1206	R1206
RO5	68k	R-EU_R1206	R1206
RO6	7.5k	R-EU_R1206	R1206
RO7	68k	R-EU_R1206	R1206
RO8	7.5k	R-EU_R1206	R1206
RS1	390	R-EU_R1206	R1206
RS2	390	R-EU_R1206	R1206
RS3	390	R-EU_R1206	R1206
RS4	390	R-EU_R1206	R1206
RU1	68k	R-EU_R1206	R1206
RU2	27k	R-EU_R1206	R1206
RU3	68k	R-EU_R1206	R1206
RU4	27k	R-EU_R1206	R1206
RU5	68k	R-EU_R1206	R1206
RU6	27k	R-EU_R1206	R1206
RU7	68k	R-EU_R1206	R1206
RU8	27k	R-EU_R1206	R1206
RX1	100k	R-EU_M1206	M1206
RX2	34k	R-EU_M1206	M1206
RX3	100k	R-EU_M1206	M1206
RX4	13k	R-EU_M1206	M1206
RX5	-	R-EU_M1206	M1206
RXS1	0.005	R005FI	WSC2515
RXS2	0.005	R005FI	WSC2515
RXS3	0.005	R005FI	WSC2515
RXS4	0.005	R005FI	WSC2515
RZV1	-	R-EU_R1206	R1206
RZV2	-	R-EU_R1206	R1206
RZV3	-	R-EU_R1206	R1206
RZV4	-	R-EU_R1206	R1206
T1	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
T2	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
T3	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669
T4	PSMN1R7-30YL	PSMN1R7-30YL	SOT669

**Tab. 1** Tabulka součástek navržené konstrukce

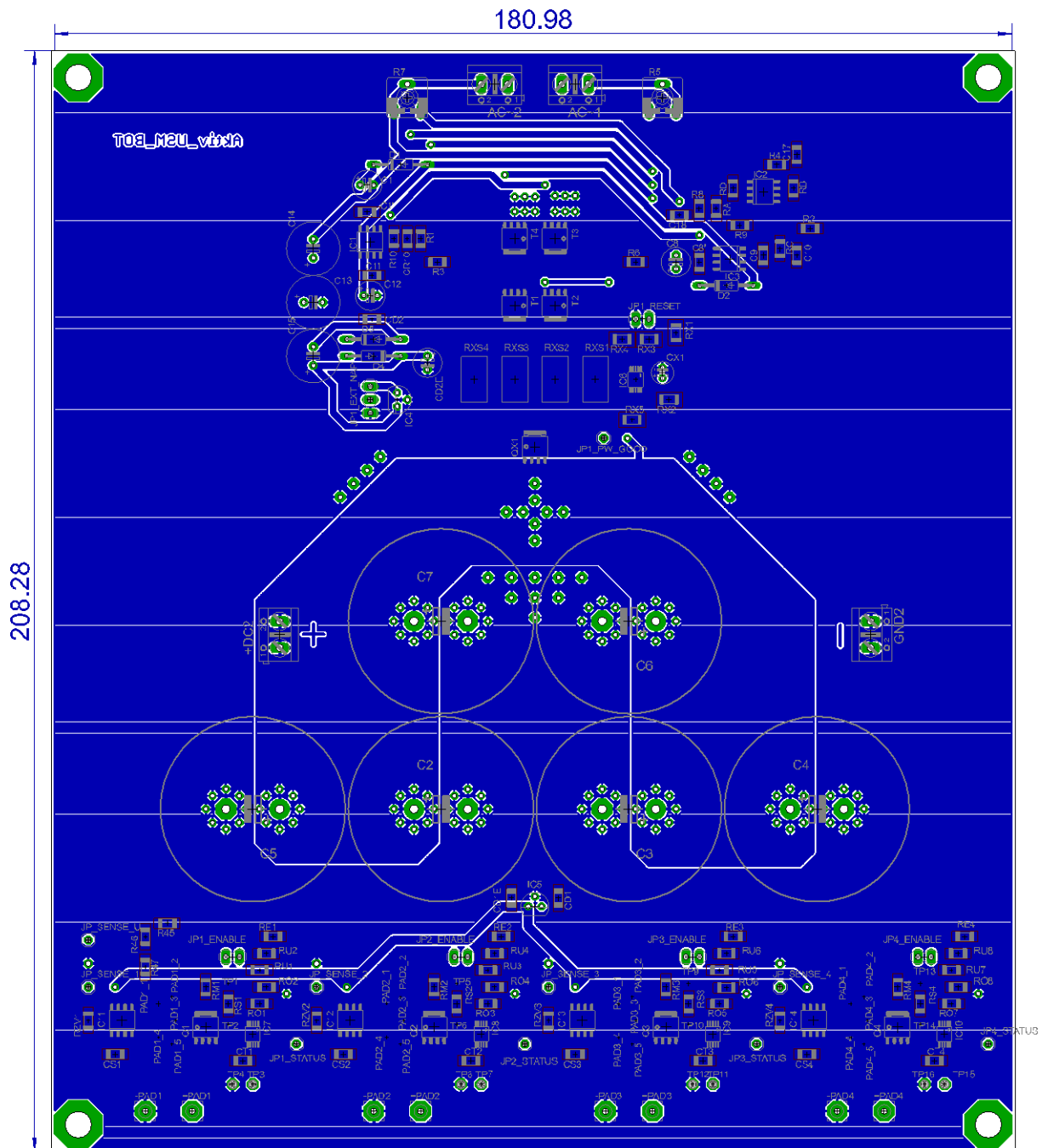


## C 1. Návrh plošného spoje



Obr. C 1 Printed circuit board (PCB) - Návrh desky plošných spojů

## C 2. Návrh plošného spoje



Obr. C 2 Printed circuit board (PCB) - Návrh desky plošných spojů