

**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

**NAPÁJECÍ ZDROJ PRO DRUŽICOVÉ APLIKACE**

SATELLITE POWER SUPPLY

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

Arnošt Pavlík

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

BRNO 2017

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

**Student:** Arnošt Pavlík

**ID:** 173723

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2016/17

**NÁZEV TÉMATU:**

## Napájecí zdroj pro družicové aplikace

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte zdroj vícenásobného napájecího napětí pro použití v satelitech typu CubeSat. Při návrhu a následné realizaci vycházejte z norem ECSS-E-ST-20-20C a ECSS-E-ST-50-14C. Třidu kvality součástek volte dle LAT1.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 6.2.2017

**Termín odevzdání:** 8.6.2017

**Vedoucí práce:** Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.**  
předseda oborové rady

### UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Bakalářské práce spočívá v návrhu a realizaci spínaného zdroje pro použití v satelitech typu Cubesat. V dokumentu jsou popsány teoretické poznatky týkající se spínaných zdrojů. Dokument také obsahuje základní teoretické poznatky pro aplikaci elektronických zařízení ve vesmírném prostředí a obsahuje popis konceptu jednotek Cubesat a jejich aplikační výhody. V práci je systematicky popsán způsob návrhu napájecího zdroje pro aplikaci v satelitu typu Cubesat.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Spínaný zdroj, měnič, satelit, Cubesat.

## **ABSTRACT**

The bachelor thesis consists of the design and realization switched source for use in satellites of Cubesat type. The paper describes the theoretical knowledge of switched sources. The document also contains basic theoretical knowledge for the application of electronic devices in the cosmic environment and contains a description of the Cubesat concept and their application benefits. In the paper there is systematically described how to design a power source for application in a Cubesat satellite.

## **KEYWORDS**

Switching power supply, convertor, satellite, Cubesat.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Napájecí zdroj pro družicové aplikace jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 8. června 2017

.....

(podpis autora)

## Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Michal Pavlík, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování projektu.

V Brně dne 8. června 2017

.....

podpis autora

PAVLÍK, A. *Napájecí zdroj pro družicové aplikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky, 2017. 56 s., 4 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

# OBSAH

<b>ÚVOD</b>	<b>6</b>
<b>1 Teoretický úvod</b>	<b>7</b>
1.1 Úvod do problematiky spínaných zdrojů .....	7
1.2 Porovnání spínaných zdrojů s lineárními regulátory .....	7
1.3 Základní bloky spínaného zdroje .....	8
1.4 Výkonové ztráty na spínacím prvku .....	14
1.5 Topologie spínaných zdrojů.....	16
1.6 NÁVRH PRO VESMÍRNÉ APLIKACE .....	19
1.7 Vesmírné prostředí.....	19
1.8 ECSS normy.....	20
1.9 Rozdělení satelitů dle velikosti .....	21
1.10 Satelity typu Cubesat .....	22
<b>2 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE</b>	<b>23</b>
2.1 Navrhovaný měnič .....	23
2.2 Volba pracovní frekvence měničů .....	23
2.3 Návrh impulzního transformátoru.....	23
2.4 Volba PWM modulátoru a jeho popis.....	33
2.5 Nastavení pracovní frekvence .....	34
2.6 Obvod pro plynulé zapnutí měniče .....	36
2.7 Návrh spínače.....	37
2.8 Dimenzování diod měniče .....	41
2.9 Snímání proudu a proudová zpětná vazba .....	42
2.10 Výstupní filtr .....	44
2.11 Napěťová zpětná vazba .....	45
2.12 Návrh vstupního filtru.....	47
2.13 Návrh přepětové ochrany .....	49
<b>3 Závěr</b>	<b>52</b>

# ÚVOD

Napájecí zdroje jsou nedílnou součástí každého elektronického zařízení, je nutné se zabývat jejich efektivním návrhem, výrobou a spolehlivostí. Obzvláště přísné požadavky jsou kladeny na napájecí zdroje pro družicové aplikace, které se velmi odrážejí na ceně. Avšak existují i levnější varianty vesmírných aplikací, jmenovitě zejména satelity typu Cubesat. Tyto satelity se vyznačují velmi nízkou cenou, a proto jsou mnohem dostupnější než satelity klasické. Jejich výhodou je možnost použití komerčních součástek. Vzhledem k jejich rozměrům a hmotnosti je možnost tyto satelity vynést do vesmírného prostředí pouze stratosférickým balónem, což má své výhody zejména v krátkodobých experimentech.

Hlavním cílem práce je návrh a realizace spínaného zdroje pro použití v satelitech typu Cubesat. Této skutečnosti je dosaženo postupným popisem návrhu jednotlivých bloků spínaného zdroje dvou napájecích větví. Jednotlivé větve jsou realizovány jako jednotlivé měniče, což ulehčuje proces návrhu, avšak zvyšuje plochu nutnou pro realizaci. Následná realizace je provedena návrhem DPS příslušných rozměrů, typických pro Cubesat standard a její osazení součástkami.

Bakalářská práce je členěna do několika komplexních kapitol. První kapitola se zabývá úvodem do problematiky spínaných zdrojů a zabývá se konceptem spínaného zdroje, zabývá se možnými riziky ve vesmírném prostředí a vysvětluje koncept Cubesat satelitu. Druhá kapitola se zabývá návrhem spínaného zdroje a vysvětluje jednotlivé kroky vedoucí k realizaci spínaného zdroje.

# 1 TEORETICKÝ ÚVOD

V následujících podkapitolách je popsán princip funkce spínaného zdroje, jeho přednosti a nedostatky. Jsou zde rozebrány jednotlivé topologie spínaných zdrojů a jejich možnosti využití.

## 1.1 Úvod do problematiky spínaných zdrojů

Spínané zdroje jsou dnes hojně využívány vzhledem k jejich malým rozměrům, nízké hmotnosti a vysoké účinnosti zejména pro napájení slaboproudé elektroniky, ale své odůvodnění mají i ve výkonových aplikacích. Můžeme je nalézt v domácnosti (např. v mobilních telefonech, monitorech, televizích atd.), ale také i v průmyslových aplikacích nebo telekomunikačních zařízeních. [1]

Své právoplatné místo mají spínané zdroje ve vesmírných aplikacích, kde jsou kladeny obzvláště vysoké nároky na malé rozměry, nízkou hmotnost a vysokou účinnost. Účinnost je jeden z klíčových faktorů pro použití zdroje na oběžné dráze zejména kvůli omezenému přísunu energie, který je většinou zprostředkováván pomocí fotovoltaických článků. Další z důvodů pro vysokou účinnost zdroje je jeho omezená možnost chlazení, tudíž je nutné, aby co nejméně energie bylo přeměněno v teplo. [2] Vlivy působící na jednotky ve vesmírném prostředí jsou blíže popsány v kapitole 2.1.

## 1.2 Porovnání spínaných zdrojů s lineárními regulátory

Jak již bylo řečeno, hlavní výhodou spínaných zdrojů je jejich účinnost, která je ve srovnání s lineárními regulátory několikrát vyšší. Avšak spínané zdroje jsou náročné na návrh a následnou realizaci. Lineární regulátory jsou jednoduché na návrh, ale nemusí být vždy levnější, obzvláště při aplikaci ve výkonových aplikacích, kde se platí za velké množství použitého materiálu. [1]

V tabulce 1.1 můžeme vidět porovnání základních parametrů spínaných zdrojů se zdroji lineárními. Tabulka je zde uvedena pouze pro orientaci v dané tématice, vzhledem k její časové zastaralosti. Dnešní trh již nabízí spínané zdroje s účinností až 90 %, samozřejmě záleží na konkrétních aplikacích.



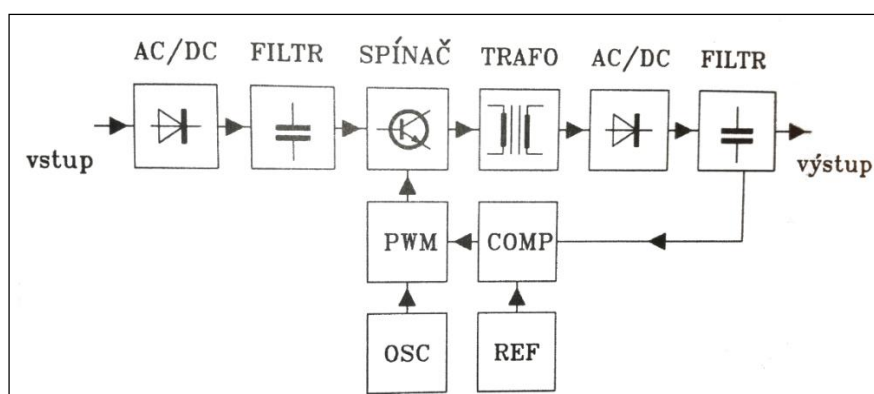
Tabulka 1.1: Porovnání lineárních a spínaných zdrojů (převzato z [1])

Parametr	Spínaný zdroj	Lineární zdroj
Účinnost	75 %	30 %
Velikosti	0,2 W/cm <sup>3</sup>	20 W/cm <sup>3</sup>
Váha	100 W/kg	20 W/kg
Výstupní zvlnění	50 mV	5 mV
Šumové napětí	200 mV	50 mV
Odezva na skok	1 ms	2 ms
Doba náběhu	20ms	2 ms
Cena	Přibližně konstantní	Roste s výkonem

Vzhledem k tomu, že dnešní praxe směřuje spíše ke zdrojům spínaným ať už z důvodu ekologie nebo nízko příkonových aplikacích, lineární regulátory stále neupadají v zapomnění. Lineární regulátory jsou často využívány v kombinaci se spínanými zdroji, kdy se používají jako koncový stupeň zdroje pro snížení výstupního zvlnění nebo mohou sloužit jako zdroje pro nízkošumové aplikace.

### 1.3 Základní bloky spínaného zdroje

Na obrázku 1.1 můžeme vidět obecné blokové schéma spínaného zdroje. Je nutné podotknout, že některé bloky nutně nemusí každý spínaný zdroj obsahovat. Záleží na konkrétní aplikaci a zvolené koncepci.



Obrázek 1.1: Blokové schéma spínaného zdroje (převzato z [1])

### **1.3.1 Blok AC/DC**

První blok nazvaný AC/DC je blok pro usměrnění střídavého vstupního napětí. Přítomnost bloku ve spínaném zdroji závisí na použitém typu napájení celého systému. Pokud je celý systém napájen například z baterie, tak blok není potřeba, protože vstupní napětí je již stejnosměrné. Opačně je tomu, napájíme-li celý systém síťovým napětím, které je střídavé, napětí je nutné usměrnit a dostatečně vyfiltrovat vstupním filtrem, aby napětí na spínači bylo stejnosměrné a dostatečně konstantní.

### **1.3.2 Vstupní FILTR**

Další blok je vstupní filtr, bylo již zmíněno, že je velmi důležité při napájení celého zdroje ze síťového napětí, aby dostatečně vyfiltroval vstupní napětí. Má ovšem i své opodstatnění i v případě napájení více spínaných zdrojů z jednoho zdroje energie. Filtr v tomto případě vyhlazuje vstupní napětí, které je zvlněno při impulzních odběrech proudu jednotlivých spínaných zdrojů, které nemusí být vždy synchronizovány.

### **1.3.3 SPÍNAČ**

Spínač je jedna z nejdůležitějších součástí spínaného zdroje. Právě od toho prvku je odvozen celý název a princip funkce celého spínaného zdroje. Vlastnosti samotného spínače do velké míry určují vlastnosti spínaného zdroje jako celku ať už z ohledu ztrát, EMC nebo velikost maximálního výstupního proudu. Ovšem na parametry spínaného zdroje mají vliv i ostatní prvky, proto je nutné brát v úvahu, že výsledné vlastnosti jsou tvořeny spínaným zdrojem jako celkem.

Spínač, jak již plyne z jeho názvu, spíná stejnosměrné napětí, čímž vytváří vysokofrekvenční napěťové a proudové pulzy pro blok transformátoru. Frekvence spínání se v praxi pohybuje v rozmezí 20 kHz – 1 MHz. Pomocí střídání spínání spínače je možno regulovat výstupní napětí zdroje, což je popsáno v podkapitole 1.3.7. [1]

### **1.3.4 Blok TRAFO**

Některé typy spínaných zdrojů nevyužívají ke své funkci transformátor, ale pouze výstupní filtr. Avšak pro požadavek galvanického oddělení vstupu a výstupu zdroje je VF transformátor ideální řešení. Nejen, že zajišťuje galvanické oddělení vstupu od výstupu, ale také množstvím závitů na primárním a sekundárním vinutí je možné nastavit velikost výstupního napětí.

Transformátor je schopný přenášet velké výkony právě díky vysokofrekvenčnímu signálu, který zpracovává. Tato vlastnost je dána složitými fyzikálními jevy, které probíhají v jádře transformátoru. Ovšem je nutné transformátor dimenzovat proudově

a výkonově v závislosti na použité spínací frekvenci, což má vliv na jeho výsledné rozměry.

### 1.3.5 Blok AC/DC

Jelikož přes transformátorem lze přenášet pouze střídavé signály, je nutné výstupní napětí opětovně usměrnit. Musíme mít na paměti, že je usměrňován vysokofrekvenční signál, tudíž je nutné použití rychlého usměrňovače.

Z principu funkce tohoto bloku je zřejmé, že je potřeba pouze u měničů, které ke své funkci využívají transformátor. V případě koncepce spínaného zdroje bez transformátoru tento blok není nutný. Avšak existují i výjimky například v případě zvyšujícího měniče s indukčností, kde za blok AC/DC můžeme považovat diodu zapojenou sériově před výstupním kondenzátorem.

### 1.3.6 Výstupní FILTR

Výstupní filtr bývá typem dolní propust, kdy je snaha odfiltrout všechny VF signály a vyhladit výstupní napětí, jež je zvlněno v rytmu spínače, který v dávkách přenáší energii na výstup. Z čehož vyplývá, že výstupní filtr má zásadní vliv na výstupní zvlnění zdroje.

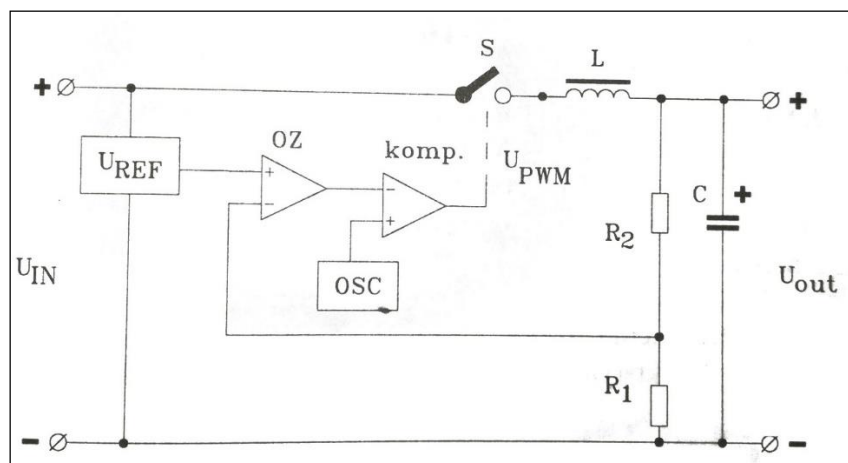
### 1.3.7 Blok PWM - OSC, COMP, REF

Blok PWM, česky pulsně šířková modulace, je způsob modulace vstupního signálu, v případě, že označíme vstupní energii (proud a napětí) jako vstupní signál. Bloky jako PWM, OSC, COMP a REF zajišťují zpětnovazební regulaci výstupního napětí zdroje.

Princip funkce zpětnovazebního systému je následovný:

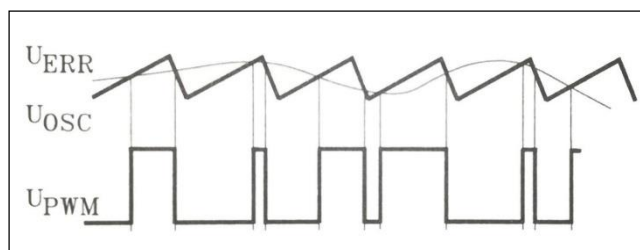
- blok COMP porovnává výstupní napětí s přesně nastavenou referencí (blokem REF).
- Na výstupu COMP se generuje tzv. chybové napětí  $U_{ERR}$ , které je úměrné rozdílu referenčního napětí s výstupním napětí zdroje.
- Blok PWM v našem diagramu je komparátor, který porovnává pilovité napětí  $U_{OSC}$  generované blokem OSC a chybové napětí  $U_{ERR}$ .
- V závislosti na okamžitých velikostech jednotlivých napětí je generován výstupní signál  $U_{PWM}$  pro řízení spínače.

Na obrázku 1.2 můžeme vidět principiální zapojení spínaného zdroje bez transformátoru s napětíovou zpětnou vazbou.



Obrázek 1.2: Zapojení zdroje s pulzně šířkovou modulací (převzato z [1])

Jednotlivé průběhy napětí  $U_{ERR}$ ,  $U_{OSC}$  a  $U_{PWM}$  v čase je možné vidět na obrázku 1.3.



Obrázek 1.3: Průběhy napětí ve zdroji s pulzně šířkovou modulací (převzato z [1])

Z principu PWM modulace víme, že energie je dodávána na výstup měniče v napět'ových impulzech o různých šířkách. Pro udání šířky napět'ového impulzu se používá tzv. střída, která je definována následujícím vztahem [3]

$$s = \frac{T_H}{T} [-] \quad (1.1)$$

Kde  $T_H$  [s] je celková doba impulzu a  $T$  [s] je perioda signálu. Střída je poté bezrozměrná veličina, která nám udává poměr délky impulzu a periody signálu.

Víme, že obecný vztah pro střední hodnotu napětí, je definován následovně [3]

$$U_{\text{STŘ}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) dt \text{ [V]} \quad (1.2)$$

Při dosazení obdélníkového signálu za  $u(t)$  [V] a následným obecným řešením integrálu se dopracujeme k výsledku, že střední hodnota napětí u obdélníkového signálu přímo závisí na střídě [3]

$$U_{\text{STŘ}} = U_{\text{max}} \cdot \frac{T_H}{T_L} = U_{\text{max}} \cdot s \text{ [V]} \quad (1.3)$$

Střední hodnota napětí je pro nás velmi důležitá, protože nám určuje velikost hodnoty výstupního napětí spínaného zdroje. Avšak přesná kalkulace hodnoty výstupního napětí spínaného zdroje závisí na použité topologii. Vztah 1.3 platí pouze pro zapojení, které je na obrázku 1.2.

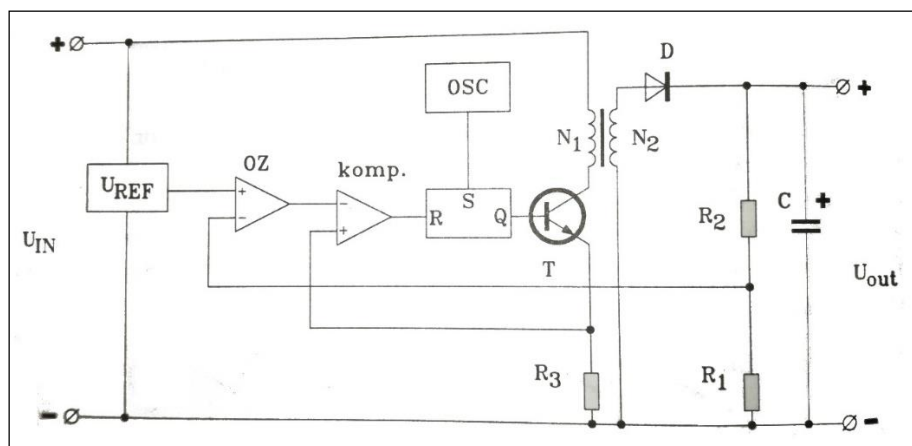
### 1.3.8 Zpětná vazba

Zpětná vazba je v blokovém diagramu naznačena šipkou a dalšími souvisejícími bloky. V praxi se zpětnovazební signál často galvanicky odděluje použitím optočlenu, díky čemuž je zajištěna bezpečná funkce zpětnovazební smyčky. Rozlišujeme dva základní typy zpětné vazby: napěťová zpětná vazba a proudová zpětná vazba.

Při využití napěťové zpětné vazby snímáme výstupní napětí celého zdroje, na základně jeho hodnoty se poté reguluje střída spínání spínače. Princip funkce napěťové zpětné vazby je popsán v podkapitole 1.3.7.

Nevýhoda napěťové zpětné vazby je poměrně dlouhá reakce zpětnovazební smyčky, jelikož výstupní napětí je závislé na několik předešlých prvcích. Tudíž je zřetelné, že doba od zaznamenání nepříznivé změny výstupního napětí do projevení se na výstupu zdroje je poměrně dlouhá. Nevýhoda napěťové zpětné vazby je, že nesnímáme proud procházející jednotlivými prvky, tudíž nemůžeme je chránit proti nadproudu a tepelnému přetížení.

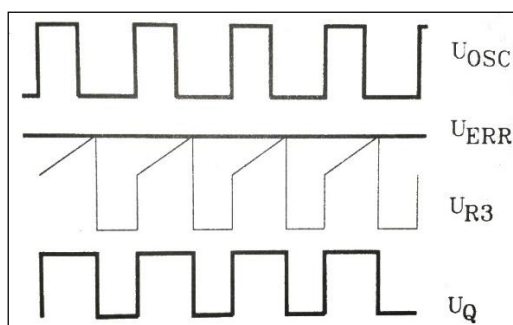
Při využití proudové zpětné vazby snímáme proud procházející spínacím prvkem (nejčastěji tranzistorem), v některých případech můžeme snímat i proud na sekundárním vynuť transformátoru. Díky čemuž můžeme chránit spínací prvky včetně transformátoru proti nadměrnému proudu a následnému zničení důsledkem vysoké teploty. Avšak proudová zpětná vazba musí být navržena, aby neovlivňovala regulační smyčku výstupního napětí. Ukázku takového typu proudové zpětné vazby je možno vidět na obrázku 1.4. [1]



Obrázek 1.4: Zpětná proudová vazba (převzato z [1])

Na první pohled si můžeme všimnout, že obvod je obohacen RS obvodem. Oscilátor generováním náběžné hrany obdélníkového signálu překlápí výstup RS obvodu Q do logické 1, čímž začíná celý cyklus. Můžeme si všimnout, že v obvodu je zachována napěťová zpětná vazba, která reguluje velikost výstupního napětí. Napěťová vazba je realizována použitím rezistorů  $R_2$  a  $R_1$ , jejichž poměrem je možno nastavit velikost výstupního napětí. Operační zesilovač OZ na základě referenčního napětí a zpětnovazebního signálu generuje  $U_{ERR}$ , kdy OZ provede jednoduše odečtení těchto dvou signálů. Komparátor poté porovná napětí  $U_{ERR}$  s napětím  $U_{R3}$ , které je úměrné protékajícímu proudu emitorem dle Ohmova zákona. Jakmile nastane stav, že napětí  $U_{R3}$  mírně vzroste nad napětí  $U_{ERR}$ , dochází okamžitě k překlopení výstupu komparátoru do logické 1, čímž se nastaví výstup RS obvodu do logické 0. Tímto je ukončen celý cyklus, až OSC opětovně překlápí RS obvod do logické 1, celý cyklus se opakuje.

Regulace tohoto obvodu je zřetelná, jelikož když se zvýší výstupní napětí, dojde ke snížení střidy spínání tranzistoru. Pokud se sníží výstupní napětí, dojde ke zvýšení střidy spínání tranzistoru. Pro názornost můžeme na obrázku 1.5 vidět jednotlivé zmiňované průběhy napětí při popisu proudové zpětné vazby. [1]



Obrázek 1.5: Průběhy signálů proudové zpětné vazby (převzato z [1])

## 1.4 Výkonové ztráty na spínacím prvku

Jak již bylo vysvětleno v předchozích kapitolách, spínané zdroje používají ke své funkci postupné pumpování vstupní energie na výstup. Právě díky vysokým spínacím frekvencím můžeme použít cívky nebo transformátory o nižších rozměrech, avšak také díky spínání dosahujeme u spínaných zdrojů mnohem vyšší účinnosti než je tomu u zdrojů lineárních.

Účinnost je poměrně vysoká kvůli nízkým ztrátám zejména na spínacích prvcích. Výkon přeměněný na teplo je dán součinem proudu a napětí na daném prvku, tedy

$$P = U \cdot I \text{ [W]} \quad (1.4).$$

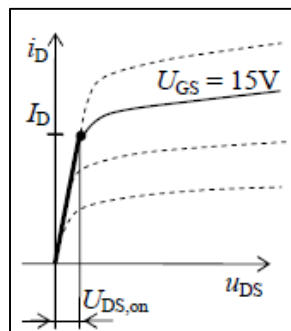
Spínací prvek se může nacházet ve dvou stavech (sepnutý a vypnutý). Ve vypnutém stavu spínačem teče nulový proud, je tudíž možno tvrdit, že na spínači nejsou žádné ztráty. Avšak v sepnutém stavu spínačem teče velký proud a je na něm i nenulový úbytek napětí, což v součinu je nezanedbatelná hodnota tepelného výkonu, jež označujeme jako tzv. vodivostní ztráty.

Nesmí být zanedbány ani tzv. přepínací ztráty spínače. V případě, kdy dochází na spínači ke změně stavu, můžeme pozorovat růst jedné z veličin a pokles druhé. Je tedy zřetelné, že výkon na spínači bude poměrně velký avšak pouze po krátkou dobu.

### 1.4.1 Vodivostní ztráty

V případě, že spínací prvek je sepnut, protéká jím velkým proudem, avšak jeho odpor se blíží nule, velikost výsledného odporu spínače v sepnutém stavu je závislý na použité součástce.

Konkrétní kalkulace ztrát závisí na použité součástce a její VA charakteristice. Ve spínaných zdrojích se často používají tranzistory typu MOS-FET, neboli tranzistory řízené napětíovým polem. VA charakteristika MOS-FET tranzistorů je zobrazena na obrázku 1.6.



Obrázek 1.6: VA charakteristika MOS-FET tranzistoru (převzato z [3])

Z obrázku je zřetelné, že tranzistor jako spínač není vhodné využívat v saturační části VA charakteristiky, kvůli velkým vodivostním ztrátám. V charakteristice máme vyznačený bod, jež vyjadřuje stav sepnutí spínače. Pro vyjádření vodivostních ztrát platí vztah [3]

$$P_{ZTR} = U_{DS,on} \cdot I_{ef} = R_d \cdot I_{ef}^2 [W] \quad (1.5).$$

Kde  $U_{DS,on}$  [V] je napětí na spínači v sepnutém stavu,  $I_{ef}$  [A] je efektivní hodnota proudu procházející spínačem a  $R_d$  [ $\Omega$ ] je odpor vodivého kanálu tranzistoru.

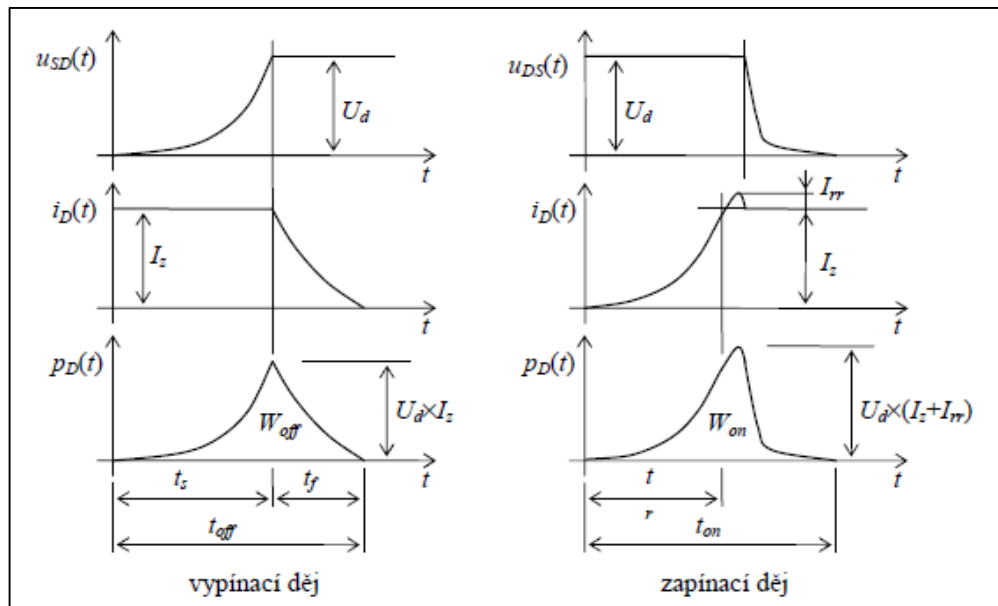
Odpor vodivého kanálu  $R_d$  je zjistitelný z datového listu dané součástky a  $I_{ef}$  lze poměrně snadno spočítat při známé střídě a velikosti odebíraného proudu následovně [3]

$$I_{ef} = I_D \cdot \sqrt{s} [A] \quad (1.6).$$

Kde  $I_D$  [A] je střední hodnota odebíraného proudu a  $s$  [-] je střída spínání tranzistoru. Avšak tento vztah platí pouze za podmínky, že měnič bude koncepčně stejný jako na obrázku 1.2.

## 1.4.2 Přepínací ztráty

Jakmile dochází k vypínání nebo zapínání tranzistoru dochází k přechodovému ději. Přechodové děje jsou znázorněny na obrázku 1.7. Na obrázku je naznačeno napětí na tranzistoru  $U_d$  a proud protékající tranzistorem  $I_z$ , jsou zde také naznačeny průběhy ztrátových energií na daném prvku při zapínání  $W_{on}$  a vypínání  $W_{off}$ .



Obrázek 1.7: Typické průběhy kolektorového napětí, proudu a ztrátového výkonu na tranzistoru MOS-FET během vypínacího a zapínacího děje (převzato z [3])



Je zřetelné, že tepelná energie vyzářená tranzistorem není zanedbatelná. Pro vypočtení tepelné energie je nutné spočítat integrál výkonu podle času. Avšak v praxi se používá zjednodušený vzorec pro přibližný výpočet ztrátového výkonu při jednom zapínacím cyklu [3]

$$W_{on} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_z \cdot t_{on} [J] \quad (1.7).$$

Pro vypínací cyklus platí vzorec

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_z \cdot t_{off} [J] \quad (1.8).$$

Jelikož zapínací a vypínací cyklus probíhá několikrát za sekundu v závislosti na zvolené spínací frekvenci měniče, výsledné přepínací ztráty se vypočítají dle vzorce

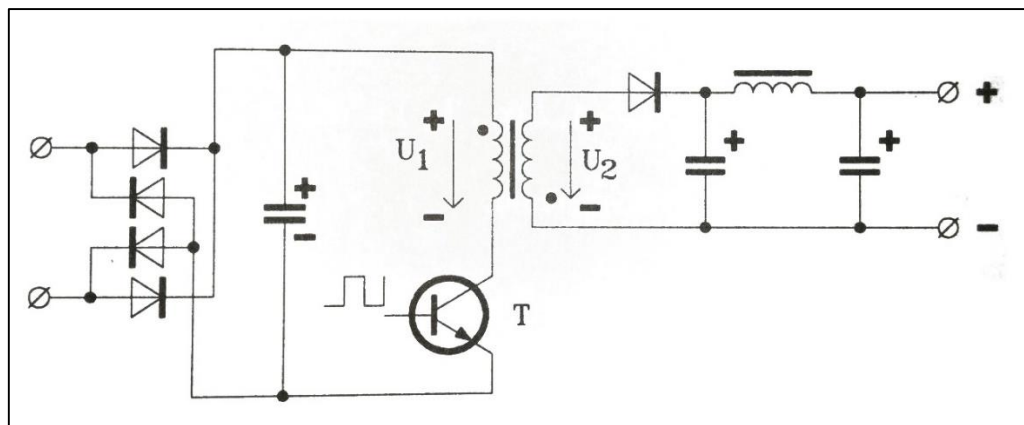
$$P_{př} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) [W] \quad (1.9).$$

## 1.5 Topologie spínaných zdrojů

Topologie spínaného zdroje se volí na základě parametrů, které má spínaný zdroj dosáhnout. Volba topologie je závislá na velikosti vstupního a výstupního napětí, jež je požadováno, jelikož každá topologie umožňuje jiné způsoby konverze vstupního napětí. Níže jsou popsány pouze základní topologie měničů. V závislosti na požadavcích konkrétní aplikace existují i jiné topologie zapojení spínaných zdrojů.

### 1.5.1 Propustné zapojení měniče

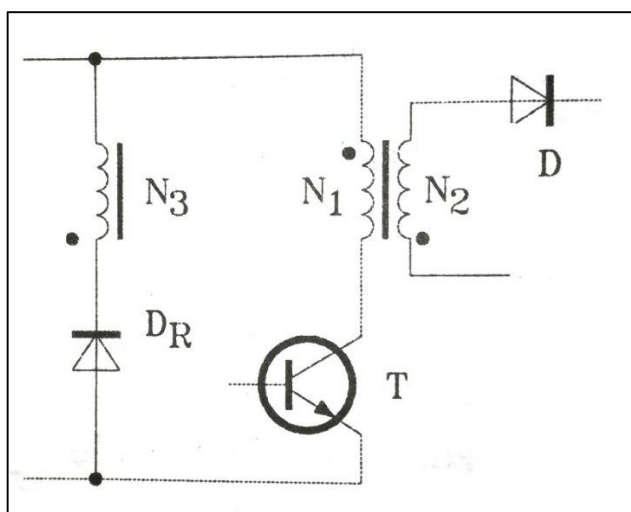
Zapojení propustného měniče je možné vidět na obrázku 1.8.



Obrázek 1.8: Propustné zapojení měniče (převzato z [1])

Zapojení používá transformátor, tudíž galvanicky odděluje vstup od výstupu. Označuje se jako propustné, protože při sepnutí spínače je vzhledem k polaritě primární a sekundární cívky přenášena energie na výstup. V případě, kdy je spínač vypnut, tak je na výstup přenášena pouze energie akumulovaná ve výstupní cívce. Je zřejmé, že měnič může konvertovat vstupní napětí nahoru i dolů v závislosti na poměru počtu závitů na primární a sekundární cívce transformátoru. V anglosaské literatuře je tento typ zapojení označován jako Forward.

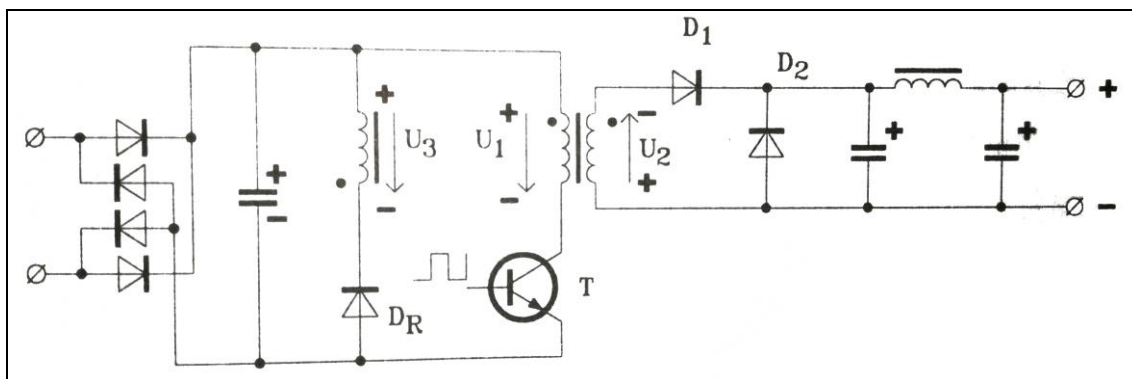
Pro zvýšení účinnosti je možné v zapojení použít rekuperační vnutí, které vrací energii akumulovanou v primární cívce do výstupního kondenzátoru. Princip zapojení rekuperačního vnutí je na obrázku 1.9. [1]



Obrázek 1.9: Rekuperační vinutí propustného zapojení (převzato z [1])

### 1.5.2 Blokuující měnič

Zapojení blokujícího měniče je možno vidět na obrázku 1.10.



Obrázek 1.10: Blokuující zapojení spínaného zdroje (převzato z [1])

V blokujícím zapojení měniče se čerpá energie na výstup v době, kdy je spínač vypnut. Při sepnutí spínače sekundárním vinutím neprotéká proud, jelikož dioda D1 je polarizována závěrně. Proud začíná protékat sekundárním vinutím až poté, co je spínač vypnut. Možnost protékání proudu sekundárním vinutím je díky vinutí, s kterým je v sérii dioda D<sub>R</sub>, která umožní proudu protékat až po vypnutí spínače, jinak se dioda nachází v závěrném směru. Opětovně díky transformátoru je výstup galvanicky oddělen od vstupu. V anglosaské literatuře se tento druh zapojení označuje jako Flyback. [1]

## 1.6 NÁVRH PRO VESMÍRNÉ APLIKACE

Obecně lze konstatovat, že návrh zařízení pro vesmírné aplikace je velmi náročná práce ať už z pohledu samotného návrhu zařízení, materiálové kompatibility nebo udržení dostatečné míry kvality, v možnosti zpětného dohledání jednotlivých procesů, součástí a materiálů. Všechny dílčí kroky od návrhu až po samotnou výrobu včetně manipulace, musí být značně evidovány v dokumentaci, která je nedílnou součástí každého výrobku určeného pro vesmírnou aplikaci.

Značně přísné podmínky kvalifikace jednotlivých zařízení pro použití na oběžné dráze jsou zejména kvůli vysoké ceně dopravy celého satelitu do dané výšky. Požadavky na vysokou spolehlivost jsou kvůli nemožnosti servisu nebo výměny daných zařízení v průběhu jejich mise. Je také nutné se zmínit, že každý satelit je podroben velkým mechanickým pnutím a silám zejména v průběhu startu rakety nebo oddělování jednotlivých raketových stupňů.

Další z důvodů pro vysokou spolehlivost dílčích součástí a návrhu jako celku je prostředí, ve kterém se bude elektronické zařízení nacházet. Je zřejmé, že v dostatečné výšce nad zemí již není ochrana proti radiačním vlivům, dochází zde k prudkým změnám teplot v závislosti na pozici satelitu a slunce. Zda je satelit vystaven přímému slunečnímu záření, má značný vliv na jeho výslednou teplotu.

## 1.7 Vesmírné prostředí

V této části se zabývám vesmírným prostředím, jeho popisem, a jevy, které působí na elektronické zařízení.

### 1.7.1 Vlivy radiace na elektroniku

Radiace z dlouhodobého hlediska má na elektronická zařízení velký vliv, především co se týká spolehlivosti a životnosti daných jednotek. Z hlediska použitých komponent se analyzuje maximální dávka radiace, kterou součástky vydrží, aniž by to mělo vliv na jejich vnější funkčnost.

Obzvláště nebezpečné jsou například tzv. SEE neboli nahodilý efekt, kdy nám nabitá částice prolétá danou součástkou, což ve výsledku způsobí v obvodu změnu logické úrovně nebo sepnutí tranzistoru. Tento efekt je zvláště nebezpečný u tranzistorů s izolovaným hradlem, které jsou z principu méně odolné proti radiaci, než je tomu u tranzistorů bipolárních. SEE je obzvláště nebezpečný pro digitální obvody a jejich logiku. Může dojít k tzv. prohoření tranzistorů, kdy vlivem průletu nabitě částí hradlem tranzistoru dojde k jeho neočekávanému sepnutí, kdy druhý z tranzistorů je již sepu

a tyto dva tranzistory najednou přímo spínají napájecí napětí se zemí, neboli vytvoří zkrat na zem. Následuje jejich zničení tepelným výkonem. [2]

### **1.7.2 Mechanismy přenosu tepla**

Jak je již známo, na přenosu tepla se podílí několik mechanismů, tedy: vedení, proudění a radiace. Vzhledem k tomu, že mimo zemskou atmosféru je vakuum, tak mechanismus přenosu prouděním odpadá s využitelných způsobů přenosu tepla na oběžné dráze. Tato skutečnost značně stěžuje návrhovou část celého zařízení.

Mechanismus přenosu tepla vedením je využíván pro chlazení výkonových součástek. Pro menší výkony lze použít vylité plochy mědi na DPS. Značný vliv na odvod tepla má také uspořádání jednotlivých vrstev DPS. Avšak jako pasivní chladiče se také v praxi využívají samotné hliníkové boxy nebo různé typy pasivních chladičů, jež jsou většinou spojeny s hliníkovým boxem.

Pro zlepšení mechanismu přenosu tepla radiací se používají zejména černé povrchové úpravy, jako například elaxování hliníku. Černá povrchová úprava jednotka zvýší její emisivitu, tudíž je možno radiací přenést více tepla do okolního prostředí.

## **1.8 ECSS normy**

Pro zajištění, udržení a sjednocení úrovně kvality jednotlivých výrobků určených pro vesmírné aplikace vznikla evropská organizace ECSS, jež vydává, reviduje a ustanovuje platné normy pro výrobce, kteří chtějí vyrábět jednotky určené pro vesmírná prostředí.

V normě ECSS-E-ST-20-20C [4] jsou uvedeny požadavky pro návrh napájecích zdrojů pro použití v satelitech. Na zdroj jsou kladeny nároky z hlediska návrhu a testování. Jsou zde popsány způsoby chování zdroje v případě poruchy, vlastnosti přepětových a proudových ochran nebo požadavky na EMC.

V normě ECSS-E-ST-50-14C [5] jsou popsány požadavky na signály a jednotlivé komunikace mezi bloky. Tato norma je vhodná například pro zprostředkování vhodné komunikace zdrojové části a řídicí jednotky, kdy zdroj může informovat o nedostatečné energii v baterii nebo sepnutí přepětových a proudových ochran.

### **1.8.1 Požadavky na součástky**

Obecně jsou součástky dodávané na trh dle několika standardů. Můžeme je rozdělit na komerční, vojenskou kvalitu a ESCC. Pro vesmírné aplikace jsou obecně tolerovány součástky vojenské kvality, avšak ESA má seznamy preferovaných dodavatelů součástek

pro vesmírné aplikace [6]. Komerční součástky jsou dále rozděleny na LAT1 a LAT2 dle úrovně testování vyrobené šarže součástek. [7]

Existují i seznamy preferovaných součástek pro vesmírné aplikace, tento seznam má označení EPPL [8]. Výběrem komponent pro vesmírné aplikace se zabývá organizace, která nese zkratku ESCC [9] a je v blízkém kontaktu s evropskými vesmírnými standarty ECSS.

## **1.9 Rozdělení satelitů dle velikosti**

Do vesmíru je vypouštěno nespočetné množství satelitů různých typů a velikostí. Je dobré vědět, že velikost satelitu většinou odpovídá jeho složitosti a pořizovací ceně. Tedy nejen, že s velikostí satelitu roste jeho pořizovací cena, avšak také náklady na vynesení celého satelitu na oběžnou dráhu. Tabulka 2.1 vystihuje tuto skutečnost v reálných číslech. [2]

Tabulka 1.2: Rozdělení satelitů dle hmotnosti a ceny (převzato z [2])

<b>Třída</b>	<b>Hmotnost [kg]</b>	<b>Cena [£M]</b>
Běžné velké satelity	>1000	>100
Běžné malé satelity	500-1000	25-100
Minisatelity	100-500	7-25
Microsatelity	10-100	1-7
Nanosatelity	1-10	0.1-1
Pikosatelity	<1	<0.1

## 1.10 Satelity typu Cubesat

Satelity typu Cubesat jsou v Česku známy jako tzv. studentské satelity. Vyznačují se velmi nízkou cenou a malými rozměry, z tohoto důvodu jsou velmi oblíbené při studentských nebo fakultních experimentech, z čehož je odvozeno pojmenování studentský satelit.

Už kvůli nízké ceně se volí většinou součástky komerční kvality, za určitých okolností se používají součástky automobilové kvality, avšak v závislosti na povaze projektu je možné použít i součástky vyšší kvality. Je nutno brát v úvahu, že od kvality použitých součástí se odvíjí kvalita výsledného výrobku, tudíž se také snižuje doba životnosti dané jednotky a musí tomu být přizpůsobena mise satelitu.

### 1.10.1 Rozměry Cubesat jednotky

V roce 1998 profesor Robert Twiggs na univerzitě ve Stanfordu prvně navrhl koncept Cubesat jednotky (1U) o rozměrech 10×10×10 cm a hmotnosti 1kg, odkud plyne označení Cubesat, což se je možno volně přeložit jako krychlový satelit. [2]

Dnes je možno nalézt i jednotky odvozené od základního rozměru, jejichž velikosti jsou 2U nebo 3U. Malé rozměry Cubesat jednotek jsou v mnoha ohledech výhodou, avšak právě díky jejich malým rozměrům nejsou Cubesat jednotky vhodné na všechny typy misí, zejména pro mise, kde jsou vyžadovány velké vysílací antény o vysokých výkonech. [2]

## **2 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE**

Jak už bylo popsáno v předešlých kapitolách, satelity typu Cubesat se řadí do třídy levných pikosatelitů, z tohoto důvodu se klade velký důraz na najetí co nejlevnějšího řešení pro jejich realizaci, avšak v dostatečné kvalitě, která bude odpovídat povaze celé mise, která je v našem případě několika hodinová mise na stratosférickém balóně.

### **2.1 Navrhovaný měnič**

Navrhovaný měnič musí obsahovat dvě napájecí větve o napětí 5 V a 3,3 V. Každá z větví by měla být schopna dodávat proud o hodnotě až 3 A. Další z požadavků je galvanické oddělení vstupu od výstupu. Celý systém bude napájen z baterie z důvodu možné aplikace na stratosférickém balóně.

Byla zvolena topologie jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím. Jednotlivé napájecí větve budou realizovány dvěma samostatnými měniči. Galvanické oddělení je realizováno použitím transformátoru a optočleny.

### **2.2 Volba pracovní frekvence měničů**

Pracovní frekvence je zvolena s ohledem na přijatelné přepínací ztráty spínače a velikosti transformátoru nebo výstupní cívky, které jsou tím menší, čím větší je pracovní frekvence měniče.

Další faktor ovlivňující volbu pracovní frekvence měniče je vyzařované rušení na zvolené frekvenci, jež bychom měli brát v úvahu při budoucí aplikaci zdroje zejména u citlivých elektronických zařízeních. Pracovní frekvence jednotlivých měničů musí být rozdílná, aby se měniče navzájem neovlivňovaly.

Byla zvolena pracovní frekvence 180 kHz pro měnič s výstupním napětím 5 V a 220 kHz pro měnič s výstupním napětím 3,3 V. Hodnoty vypadají jako vhodný kompromis vzhledem k velikosti transformátoru, výstupní cívky a spínacích ztrát, jež jsou popsány dále při návrhu napájecího zdroje.

### **2.3 Návrh impulzního transformátoru**

Hlavní součástí zvolené koncepce je nepochybně transformátor, jehož parametry ovlivňují dalších bloky napájecího zdroje.



### 2.3.1 Návrh poměrů závitů $N_2/N_1$

Pro správný návrh měniče je nutné vymezit střidu, při které bude měnič pracovat, z čehož poté vyplývá poměr závitů sekundárního a primárního vinutí. Střída je volena dle vstupního napětí baterie, které je 9 až 12,6 V. Poměr závitů  $N_2/N_1$  je možno spočítat použitím vztahu [10]

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_{výst}}{U_1 \cdot s} = \frac{5}{11,1 \cdot 0,38} = 1,185 \text{ [ - ]} \quad (2.1).$$

Do vztahu bylo dosazeno jmenovité napětí baterie  $U_1 = 11,1$  V, které v době sepnutí spínače bude na primárním vinutí transformátoru. Střída  $s = 0,38$  byla zvolena, aby měnič byl schopný správně pracovat nejen v definovaném rozmezí napětí baterie, ale i v případě podpětí baterie. V tabulce 2.1 jsou číselně definované jednotlivé pracovní stavy měničů dvou různých výstupních napětí.

Tabulka 2.1: Pracovní stavy měničů při různých střídách spínání spínače

<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 5</math> V, <math>N_2/N_1 = 1,185</math> [ - ]</b>		
<b><math>U_1</math> [V]</b>	<b><math>s</math> [ - ]</b>	<b>Poznámka</b>
8,5	0,50	Mezní hodnota funkčnosti měniče
9	0,46	Spodní hodnota intervalu napětí baterie
11,1	0,38	Jmenovité napětí baterie
12,6	0,33	Maximální napětí baterie
<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 3,3</math> V, <math>N_2/N_1 = 0,929</math> [ - ]</b>		
<b><math>U_1</math> [V]</b>	<b><math>s</math> [ - ]</b>	<b>Poznámka</b>
7,2	0,49	Mezní hodnota aktivace podpět'ové ochrany baterie
9	0,39	Spodní hodnota intervalu napětí baterie
11,1	0,32	Jmenovité napětí baterie
12,6	0,28	Maximální napětí baterie

Střídy a pracovní stavy jednotlivých měničů byly nastaveny rozdílné z důvodu aplikovaných změn v průběhu motání transformátorů.

### 2.3.2 Volba jádra transformátoru a návrh počtu závitů jednotlivých vinutí

Správný návrh počtu závitů primárního vinutí je velmi důležité zejména kvůli nastavení velikosti magnetické indukce v jádře transformátoru neboli jeho sycení. Přesycování jádra transformátoru by vedlo k prudkému poklesu jeho permeability, jelikož

se pohybujeme za kolenem hysterezní smyčky, čehož důsledkem je prudký nárůst proudu, který může vést ke zničení transformátoru. [10]

Další kritérium, které je nutné brát v úvahu je uvolňování tepelné energie, jelikož se zvyšující se magnetickou indukcí se zvyšuje i hysterezní ztrátový výkon jádra transformátoru. Proto je důležité brát v úvahu teplotu Curieova bodu použitého materiálu, při kterém také nastává pokles permeability jádra, který jak již bylo popsáno výše, může vést ke zničení transformátoru. [10]

Z výše zmíněných požadavků je zřejmé, že pro zvolení počtu závitů primárního vinutí je nejprve nutné zvolit vhodný materiál jádra o vhodné velikosti. Vzhledem k standardu Cubesat jednotek je výška součástek omezena na 1,2 cm, z toho důvodu bylo zvoleno jádro prstýnkového tvaru, jež je označováno jako toroid. Parametry zvoleného jádra jsou uvedeny v tabulce 2.2, pro obě napájecí větve bylo zvoleno stejné jádro.

Tabulka 2.2: Parametry zvoleného toroidního jádra (hodnoty převzaty z [11] a [12])

Označení jádra	B64290L0742X087
Výrobce	EPCOS
Rozměry	
Vnější průměr [mm]	13,6 max.
Vnitřní průměr $d_{TR}$ [mm]	7,1 min.
Výška [mm]	7,15 max.
Vlastnosti	
Materiál	N87
Permeabilita (průměrná) [ - ]	2200
Magnetická vodivost $\Lambda$ [nH]	$1330 \pm 25\%$
Efektivní magnetický průřez $S_{TR}$ [mm <sup>2</sup> ]	14,96
Efektivní magnetický objem $V_{TR}$ [mm <sup>3</sup> ]	466
Relativní ztráty v jádře $P_V$ [kW/m <sup>3</sup> ] (při $f_{sw} = 250$ kHz, $B_m = 100$ mT, $\vartheta = 100$ °C)	300
Teplota Curieova bodu [°C]	> 210

Pro zjištění počtu závitů primárního vinutí je potřeba znát maximální hodnotu časového integrálu napětí na primární cívce transformátoru, jež lze vyjádřit následovně

$$\max|\int u_1(t)dt| = \frac{U_{1,max} \cdot s}{f_{sw1}} = \frac{12,6 \cdot 0,33}{180 \cdot 10^3} = 23,1 \mu Vs \quad (2.2).$$

Při počítání integrálu jsme vycházeli z předpokladu, že napětí na primární cívce transformátoru je konstantní po dobu sepnutí spínače.

Při známém průřezu jádra  $S_{TR} = 14,96 \text{ mm}^2$  a zvolenou hodnotou rozkmitu magnetické indukce  $\Delta B_m = 120 \text{ mT}$  je vypočítán počet závitů primárního vinutí dosazením do vztahu [10]

$$N_1 = \frac{\max|\int u_1(t)dt|}{\Delta B_m \cdot S_{TR}} = \frac{23,1 \cdot 10^{-6}}{120 \cdot 10^{-3} \cdot 14,96 \cdot 10^{-6}} = 12,86 \text{ [ - ]} \quad (2.3).$$

Z důvodu rezervy zaokrouhlíme výsledek nahoru a přidáme jeden závit  $N_1 = 14$ . Počet závitů sekundárního vinutí je spočítáno ze známého poměru  $N_2/N_1$  použitím vztahu [10]

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} = 14 \cdot 1,185 = 16,6 \text{ [ - ]} \quad (2.4).$$

Výsledek je opětovně zaokrouhlen na jednotky tedy  $N_2 = 17$ .

Dále je potřeba zvolit počet závitů demagnetizačního vinutí. Z principu funkce jednočinného propustného měniče je zřejmé, že demagnetizační vinutí musí stihnout transformátor demagnetizovat před započítáním dalšího sepnutí. Pokud by tomu tak nebylo, po několik periodách by došlo k přesycení jádra, což ve výsledné efektu zničí transformátor.

Volbou poměru závitů  $N_3/N_1$  je možno dobu demagnetizace snížit nebo zvýšit, avšak úměrně velikosti tomuto poměru se také mění maximální střída spínání spínače a jeho napěťové namáhání ve vypnutém stavu. Při volbě  $N_3 > N_1$  dochází k rychlejší demagnetizaci, tudíž je možno použití střidu  $s > 0,5$ , avšak tranzistor je namáhán napětím  $U_{DS} > 2 \times U_1$ . V opačném případě kdy  $N_3 < N_1$  dochází k pomalejší demagnetizaci a maximální použitelná střída je  $s < 0,5$ , ale tranzistor je namáhán menším napětím  $U_{DS} < 2 \times U_1$ . V praxi je výhodné použití poměru  $N_3/N_1 = 1$ , použitelná střída je poté  $s = 0,5$  a tranzistor je namáhán napětím  $U_{DS} = 2 \times U_1$ . Své využití má tento poměr zejména při motání transformátoru, kdy je možno primární a demagnetizační vinutí motat souběžně, čímž je zajištěna jejich dobrá vzájemná magnetická vazba a minimální rozptylová indukčnost. [10]

Byl zvolen poměr  $N_3/N_1 = 1$  vzhledem k praktickému použití v průběhu ručního motání transformátoru, jelikož daná vinutí je možno motat souběžně a střída měniče v rozsahu vstupního napájecího napětí baterie nepřesahuje hodnotu  $s > 0,5$ . Výsledný počet závitů demagnetizačního vinutí je  $N_3 = 14$ .

### 2.3.3 Návrh průřezu použitých vodičů jednotlivých vinutí

Průřezy vodičů jednotlivých vinutí musí být vhodně zvoleny vzhledem k procházejícímu proudu, jinak by docházelo k jejich nadměrnému ohřívání. Čímž by se nejen zvyšovali ztráty transformátoru ve vinutí, ale mohlo by dojít i k jeho poškození.

Průřez jediného vodiče nutného pro namotání některého z vinutí je definován pomocí maximální přípustné proudové hustoty, která je volena v rozsahu 1,5 A/mm<sup>2</sup> až 3,5 A/mm<sup>2</sup> u malých transformátorů. [10]

Byla zvolena maximální přípustná hodnota proudové hustoty  $J = 3,5 \text{ A/mm}^2$ , vzhledem k malým rozměrům transformátoru i za cenu vyšších ztrát ve vinutí. Pro definování velikosti průřezu jediného vodiče je nutno znát efektivní hodnotu proudu procházející daným vinutím. Při zanedbání zvlnění proudu výstupní cívkou a magnetizačního proudu primárního vinutí lze definovat efektivní hodnotu proudu sekundárního vinutí následovně [10]

$$I_{2ef} = I_{výst} \cdot \sqrt{s_{max}} = 3 \cdot \sqrt{0,46} = 2,03 \text{ A} \quad (2.5).$$

Na základě znalosti hodnoty efektivního proudu protékajícího sekundárním vinutím je možno spočítat i velikost efektivního proudu primárním vinutím dosazením do vztahu [10]

$$I_{1ef} = I_{2ef} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 2,03 \cdot 1,185 = 2,41 \text{ A} \quad (2.6).$$

Kalkulaci efektivního proudu demagnetizačním vinutím lze provést pouze ze známé hodnoty indukčnosti primárního vinutí, jež lze spočítat následovně [10]

$$L_{N1} = \Lambda \cdot N_1^2 = 1330 \cdot 0,75 \cdot 14^2 = 195,5 \mu\text{H} \quad (2.7).$$

Do předešlého vztahu byla dosazena minimální garantovaná hodnota magnetické vodivosti jádra transformátoru. Maximální hodnota demagnetizačního proudu je ustanovena použitím následujícího vztahu [10]

$$I_\mu = \frac{\max|\int u_1(t)dt|}{L_{N1}} = \frac{23,1 \cdot 10^{-6}}{195,5 \cdot 10^{-6}} = 118,2 \text{ mA} \quad (2.8).$$

Vzhledem k tvaru demagnetizačního proudu lze jeho efektivní hodnotu spočítat použitím vzorce [10]

$$I_{\mu,ef} = I_\mu \cdot \sqrt{\frac{t_{demag}}{T}} = 118,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\sqrt{0,5}}{\sqrt{3}} = 48,3 \text{ mA} \quad (2.9).$$

U předešlého vztahu byl zaveden předpoklad, že doba demagnetizace trvá polovinu

periody, což je maximální hodnota doby demagnetizace.

Jelikož již máme spočítané efektivní hodnoty proudů pro jednotlivá vinutí, je možno spočítat nutný průřez vodiče se zanedbání povrchového jevu následovně [10]

$$S_{N1} = \frac{I_{1ef}}{J} = \frac{2,41}{3 \cdot 10^6} = 0,803 \text{ mm}^2 \quad (2.10).$$

Výše byl zmíněn termín povrchový jev, který značně ovlivňuje celkový průřez jediného drátu zejména při vyšších frekvencích. Povrchovým jevem označujeme skutečnost, že střídavé proudy mají tendence být vytlačovány k povrchu vodiče v závislosti na jejich frekvenci. Čím větší je frekvence procházejícího proudu vodičem, tím je povrchový jev výraznější. Důsledkem povrchového jevu není efektivně využíván celý průřez jediného vodiče. Vodič je efektivně využíván pouze do určité hloubky, tuto míru označujeme jako hloubku vniku. Různé materiály mají definovanou hloubku vniku při dané frekvenci, avšak pro měď přibližně platí následující vztah [10]

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f_{sw}}} = \frac{75}{\sqrt{180 \cdot 10^3}} = 0,177 \text{ mm} \quad (2.11).$$

Při předpokladu kruhového průřezu vodiče je potřeba, aby jeho poloměr byl menší nebo stejný jako hloubka vniku pro snížení výraznosti povrchového jevu. Pro dodržení výše zmíněného pravidla a požadovaného průřezu je nutné spojit několik menších drátů paralelně, které budou vzájemně izolované. [10]

Pro jednotlivá vinutí byl zvolen drát AWG28 potažený kaptonovým povlakem z polyimidu, který má poloměr 0,16 mm, jež vyhovuje předpokladu pro snížení výraznosti povrchového jevu. Avšak pro obdržení požadovaného průřezu je nutné spočítat množství paralelních vodičů jednoho vinutí následovně [10]

$$N_{N1} = \frac{S_{N1}}{S_{AWG28}} = \frac{0,803 \cdot 10^{-6}}{80,425 \cdot 10^{-9}} = 9,98 [-] \quad (2.12).$$

Výsledná hodnota je zaokrouhlena nahoru  $N_{N1} = 10$ , výsledné hodnoty dalších vinutí je možno najít v tabulce číslo 2.4.

Z důvodu aplikovaných změn v průběhu motání transformátorů bylo použito pouze 6 paralelních vodičů pro namotání sekundárního vinutí namísto výpočtem předpokládaných 8 i za cenu zvýšení proudového hustoty ve vinutí.

### 2.3.4 Výpočet výkonových ztrát transformátoru

Výkonové ztráty transformátoru je možno rozdělit na několik typů: Jouleovy ztráty ve vinutí, hysterezní ztráty v jádře a ztráty vířivými proudy v jádře. [10]

Jouleovy ztráty ve vinutí jsou způsobeny odporem navinutého drátu, díky tomu proud procházející vinutím způsobuje jeho oteplení, množství takto vytvořeného tepla je úměrné ztrátám ve vinutí. Pro spočítání konkrétní hodnoty Jouleových ztrát ve vinutí je nutno nejprve spočítat samotný odpor jednotlivých vinutí. [10]

Jelikož pro spočítání odporu vinutí je nejprve nutné znát předpokládanou délku vinutí, kterou spočítáme z předpokládané délky drátu na jeden závit. Délku drátu na jeden závit jsme zvolili 3 cm. Výsledná délka je poté obdržena vynásobením počtu závitů daného vinutí a předpokládané délky jednoho závitu, kalkulace délku primárního vinutí vypadá následovně

$$l_1 = N_1 \cdot 0,03 = 14 \cdot 0,03 = 42 \text{ cm} \quad (2.13).$$

Odpor daného vodiče je poté vypočítán následujícím způsobem [10]

$$R_1 = \rho_{Cu,80} \cdot \frac{l_1}{\pi \cdot r_1^2} = 0,022 \cdot \frac{0,42}{\pi \cdot 0,16^2} = 115 \text{ m}\Omega \quad (2.14).$$

Měrný odpor mědi ( $\rho_{Cu,80}$ ) byl do předcházejícího vzorce dosazen v jednotkách  $\Omega\text{mm}^2\text{m}^{-1}$ , a proto poloměr použitého vodiče ( $r_1$ ) byl dosazen v mm, výsledek poté vyšel v  $\Omega$ . Hodnota měrného odporu mědi  $0,022 \Omega\text{mm}^2\text{m}^{-1}$  je při teplotě  $80^\circ\text{C}$ , jelikož předpokládáme, že transformátoru bude pracovat na přibližně stejné teplotě. [10]

Pomocí vztahu 2.13 byl vyjádřen odpor jediného drátu primárního vinutí, avšak vinutí je navinuto celkem z 10 drátů, tudíž je nutno vyjádřit odpor celého vinutí následovně

$$R_{N1} = \frac{R_1}{N_{N1}} = \frac{115 \cdot 10^{-3}}{10} = 12 \text{ m}\Omega \quad (2.15).$$

Stejný postup se poté aplikuje i na další vinutí. Výsledné Jouleovy ztráty ve vinutí jsou spočítány vztahem [10]

$$\begin{aligned} P_{TR,V} &= I_{1ef} \cdot R_{N1} + I_{2ef} \cdot R_{N2} + I_{\mu,ef} \cdot R_1 = \\ &= (2,41 \cdot 12 + 2,03 \cdot 23 + 48,3 \cdot 10^{-3} \cdot 115) \cdot 10^{-3} = \\ &= 81,2 \text{ mW} \end{aligned} \quad (2.16).$$

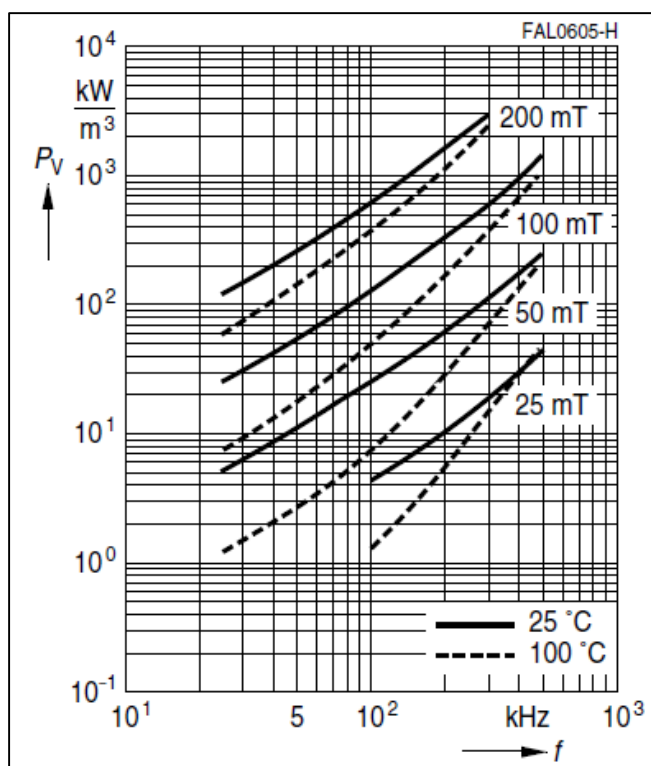
Jelikož Jouleovy ztráty ve vinutí představují pouze část celkových ztrát transformátoru, je nutné odhadnout také ztráty v jádře. Již výše bylo zmíněno, že ztráty v jádře se dělí na dvě skupiny a ty jsou: hysterezní ztráty v jádře a ztráty vířivými proudy.

Hysterezní ztráty v jádře transformátoru souvisí s energií, která je potřeba pro zmagnetizování jádra. Vzhledem k tomu, že magnetizace a demagnetizace jádra probíhá

dle spínací frekvence transformátoru, je možno vyvodit, že hysterezní ztráty rostou se zvyšující se pracovní frekvencí měniče. Další z faktorů ovlivňující hysterezní ztráty je volba materiálu jádra. Obecně pro spínané zdroje se používají magneticky měkké jádra právě z důvodu dosažení co nejmenších hysterezních ztrát. [10]

Stejně jako hysterezní ztráty, tak i velikost ztrát vířivými proudy závisí na zvoleném materiálu jádra transformátoru. Tyto ztráty jsou způsobeny indukováním napětí v jádře, které následně vyvolá tok vířivých proudů, odtud tedy plyne označení ztráty vířivými proudy v jádře. Tendence jsou, aby měrný odpor materiálu jádra byl co nejmenší z důvodu co nejmenších vířivých proudů. [10]

Jelikož dva výše popsané principy ztrát jsou závislé na zvoleném materiálu, může být celková velikost ztrát v jádře stanovena pomocí datového listu zvoleného jádra. Výrobce předem specifikoval relativní ztráty při dané pracovní teplotě, frekvenci a velikosti sycení jádra, závislost můžeme vidět na obrázku 2.1. Z grafu byla odečtena hodnota  $300 \text{ kWm}^{-3}$  při sycení jádra 100 mT, teplotě 100 °C a frekvenci 250 kHz. Hodnota byla odečtena na 250 kHz z důvodu zvoleného sycení jádra 120 mT namísto 100 mT, pro který je křivka určena.



Obrázek 2.1: Grafická závislost relativních ztrát jádra transformátoru na frekvenci

(Převzato z [12])

Odhad ztrát v jádře lze následně vypočítat pomocí vztahu

$$P_{TR,J} = P_V \cdot V_{TR} = 300 \cdot 466 \cdot 10^{-9} = 139,8 \text{ mW} \quad (2.17).$$

Celkové výkonové ztráty jsou vypočítány sečtením ztrát ve vinutí a ztrát v jádře

$$P_{TR} = P_{TR,V} + P_{TR,J} = 81,2 \cdot 10^{-3} + 139,8 \cdot 10^{-3} = 221 \text{ mW} \quad (2.18).$$

Tabulka 2.3 shrnuje ztráty transformátorů obou napájecích větví.

Tabulka 2.3: Výkonové ztráty transformátorů pro měniče dvou napájecích větví

Měnič s výstupním napětím $U_{\text{výst}} = 5 \text{ V}$	
Parametr	Hodnota
$P_{TR,V}$	81,2 mW
$P_{TR,J}$	139,8 mW
$P_{TR}$	221 mW
Měnič s výstupním napětím $U_{\text{výst}} = 3,3 \text{ V}$	
Parametr	Hodnota
$P_{TR,V}$	43,9 mW
$P_{TR,J}$	139,8 mW
$P_{TR}$	183,7 mW

### 2.3.5 Kontrola zaplnění jádra

Vzhledem k tomu, že transformátor musí být v praxi vyrobitelný, je nutné, aby bylo možné vměstnat do kruhového okénka uvnitř toroidu všechny požadované závitky a paralelní vodiče. Aby byl transformátor vyrobitelný, je přípustné, aby okénko bylo zaplněno maximálně z 85 %. [10]

Odhad procentního zaplnění lze spočítat následovně

$$K_{TR} = \frac{(N_{N1} \cdot N_1 + N_{N2} \cdot N_2 + N_{N3} \cdot N_3) \cdot r_1^2}{\frac{d_{TR}^2}{4}} \cdot 100 =$$

$$= \frac{(10 \cdot 14 + 6 \cdot 17 + 1 \cdot 14) \cdot (0,16 \cdot 10^{-3})^2}{\frac{(7,1 \cdot 10^{-3})^2}{4}} \cdot 100 = 52,0 \% \quad (2.19).$$

U transformátoru použitého pro napájecí větev 3,3 V je hodnota činitele zaplnění okénka 36 %.



### 2.3.6 Přehled parametrů navržených transformátorů

Tabulky 2.4 a 2.5 shrnují jednotlivé parametry navržených transformátorů pro jednotlivé napájecí větve.

Tabulka 2.4: Přehled parametrů navrženého transformátoru pro 5 V napájecí větev

Parametr	Hodnota
Počet závitů primárního vinutí, $N_1$	14
Počet závitů sekundárního vinutí, $N_2$	17
Počet závitů demagnetizačního vinutí, $N_3$	14
Počet paralelních vodičů primárního vinutí, $N_{N1}$	10
Počet paralelních vodičů sekundárního vinutí, $N_{N2}$	6
Počet paralelních vodičů demagnetizačního vinutí, $N_{N3}$	1
Procentní zaplnění, $K_{TR}$	52 %
Zvolená proudová hustota, $J$	3,5 $\text{Amm}^{-2}$
Maximální hodnota magnetické indukce, $\Delta B_m$	120 mT
Efektivní proud procházející primárním vinutím, $I_{1ef}$	2,41 A
Efektivní proud procházející sekundárním vinutím, $I_{2ef}$	2,03 A
Maximální hodnota demagnetizačního proudu, $I_\mu$	118,2 mA

Tabulka 2.5: Přehled parametrů navrženého transformátoru pro 3,3 V napájecí větev

Parametr	Hodnota
Počet závitů primárního vinutí, $N_1$	11
Počet závitů sekundárního vinutí, $N_2$	10
Počet závitů demagnetizačního vinutí, $N_3$	11
Počet paralelních vodičů primárního vinutí, $N_{N1}$	8
Počet paralelních vodičů sekundárního vinutí, $N_{N2}$	8
Počet paralelních vodičů demagnetizačního vinutí, $N_{N3}$	1
Procentní zaplnění, $K_{TR}$	36 %
Zvolená proudová hustota, $J$	3 $\text{Amm}^{-2}$
Maximální hodnota magnetické indukce, $\Delta B_m$	100 mT
Efektivní proud procházející primárním vinutím, $I_{1ef}$	1,75 A
Efektivní proud procházející sekundárním vinutím, $I_{2ef}$	1,88 A
Maximální hodnota demagnetizačního proudu, $I_\mu$	133,8 mA

### 2.3.7 Motání transformátorů

Dle tabulky 2.4 a 2.5 byly namotány transformátory pro obě napájecí větve. Avšak u transformátoru pro napájecí větev 5 V byl zaznamenán nedostatek místa, i přestože teoretická hodnota činitele zaplnění okénka vyšla pouze 52 %. V praxi je okénko přeplněné a uprostřed již není žádné místo. Tento jev byl způsoben zejména překřížováním se drátu uvnitř okénka, což způsobilo výsledný nárůst obsahu zaplněné plochy.

## 2.4 Volba PWM modulátoru a jeho popis

Pro aplikaci byl jako PWM modulátor zvolen integrovaný obvod série UCCx8C4x, jelikož obdobný integrovaný obvod je používán v družicových aplikacích. Obvod je schopný generovat výstupní proud až do 1 A na frekvenci do 1 MHz. Výrobce také uvádí, že integrovaný obvod má malý příkon a obsahuje proudovou zpětnou vazbu.

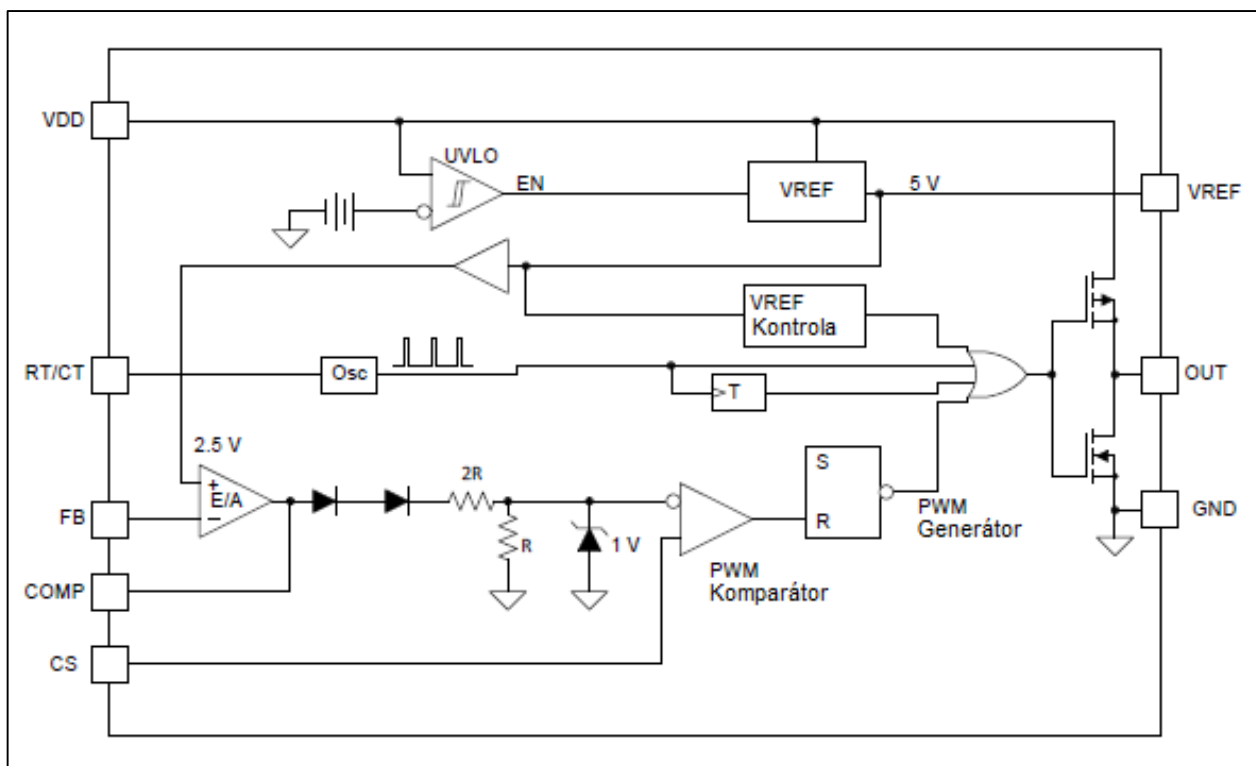
Volba konkrétního integrovaného obvodu byla provedena dle tabulky 2.6. Jelikož je předpokládána bateriová aplikace, byl integrovaný obvod volen ze třetího sloupce. Maximální střída poté byla zvolena 50 %, zejména kvůli nenáročnému designu. Vzhledem k tomu, že se předpokládá vypuštění měniče do stratosféry, byl vytipován integrovaný obvod s označením UCC28C41, jelikož má rozsah pracovních teplot čipu -40°C až 105°C.

Tabulka 2.6: Porovnání PWM modulátorů série UCCx8C4x (Převzato z [13])

UVLO			Provozní teplota čipu	Maximální střída
Zapíná při 14,5 V Vypíná při 9 V Vhodné pro síťové aplikace	Zapíná při 8,4 V Vypíná při 7,6 V Vhodné pro DC/DC aplikace	Zapíná při 7 V Vypíná při 6,6 V Vhodné pro bateriové aplikace		
UCC28C42	UCC28C43	UCC28C40	-40°C až 105°C	100 %
UCC38C42	UCC38C43	UCC38C40	0°C až 70°C	
UCC28C44	UCC28C45	UCC28C41	-40°C až 105°C	50 %
UCC38C44	UCC38C45	UCC38C41	0°C až 70°C	

Na obrázku 2.2 můžeme vidět blokové schéma vnitřního zapojení zvoleného integrovaného obvodu. Výstupní napětí na svorku OUT je spínáno pomocí unipolárních tranzistorů, což zajišťuje saturační hodnoty výstupního napětí blízké napájecího napětí a nule. Obvod také obsahuje zdroj referenčního napětí 5 V, avšak zatížitelnost reference je pouze do 20 mA. Na jeden z vývodů integrovaného obvodu je také přiveden výstup

chybového zesilovače, v datovém listu je specifikováno, že výstup má proudové omezení, tudíž je možné uzemňováním tohoto bodu, ovlivňovat PWM generátor. [13]



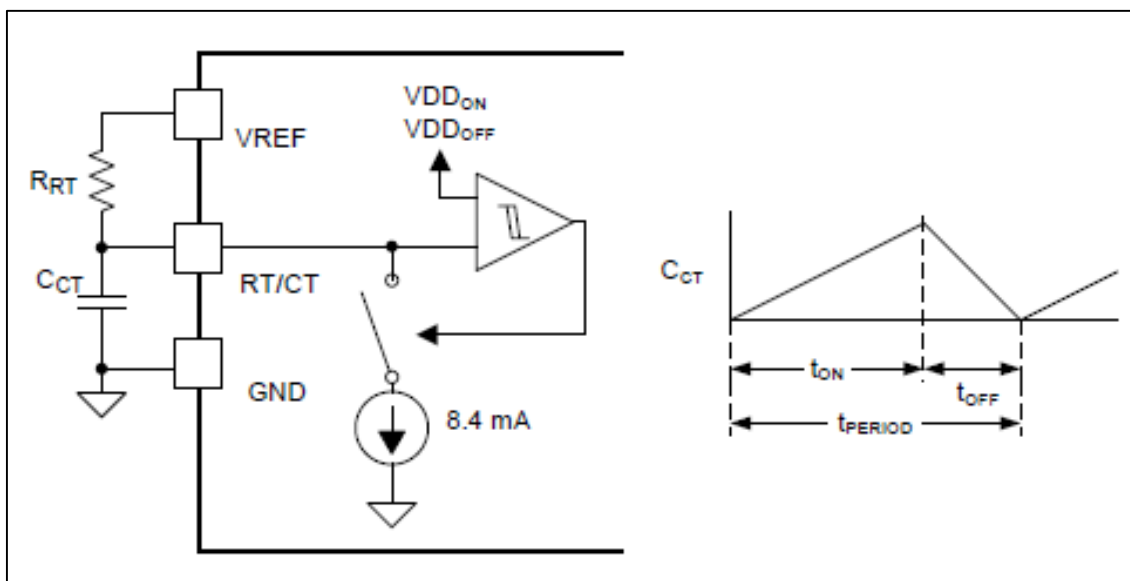
Obrázek 2.2: Blokové schéma vnitřního uspořádání zvoleného integrovaného obvodu

(Převzato z [13])

## 2.5 Nastavení pracovní frekvence

Výstupní frekvence PWM modulace je nastavena použitím rezistoru a kondenzátoru. Zmíněná dvojice s kombinací vnitřní elektroniky integrovaného obvodu funguje jako oscilátor. Pro svou funkci oscilátor využívá referenčního napětí, jelikož je v čase neměnné, tudíž se nemění ani perioda kmitání oscilátoru.

Funkce obvodu je znázorněna na obrázku 2.3. Kondenzátor je postupně nabíjen referenčním zdrojem napětí přes rezistor. V okamžiku kdy napětí na kondenzátoru dosáhne 3 V, dochází k sepnutí vnitřní proudové nory, která odsává náboj kondenzátoru. Poté co klesne napětí na kondenzátoru na 0,7 V, proudová nora je vypnuta a napětí na kondenzátoru opět roste, čímž je započata další oscilační perioda. [13]

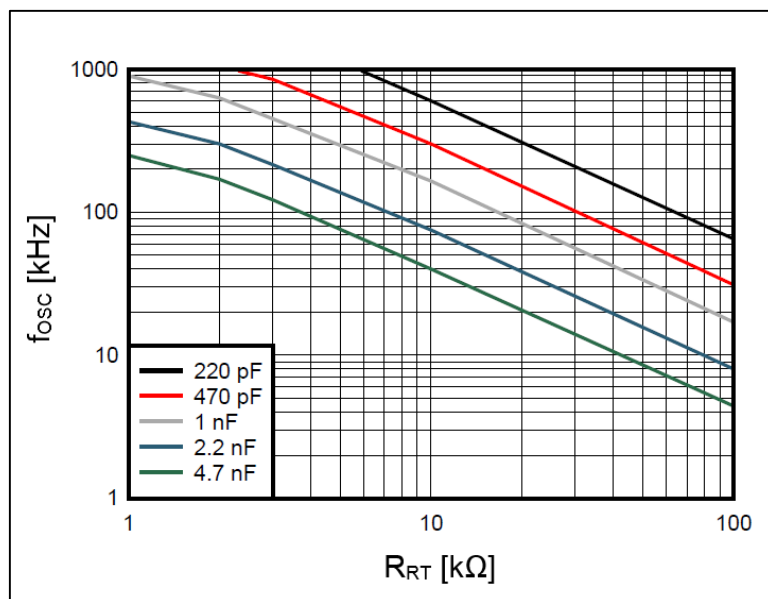


Obrázek 2.3: Princip funkce oscilátoru zvoleného integrovaného obvodu

(Převzato z [13])

Při volbě velikosti odporu rezistoru a kapacity kondenzátoru je vhodné dodržet postup popsáný v datovém listu integrovaného obvodu. Nejprve je zvolena hodnota kondenzátoru, poté dle grafu na obrázku 2.4 hodnota rezistoru. Frekvence oscilátoru musí být nastavena na dvojnásobek výstupní frekvence PWM modulátoru, vzhledem k vnitřnímu zapojení integrovaného obvodu. Z vnitřního zapojení na obrázku 2.2 je vidět, že k výstupní logice je zařazen T člen, jež dělí frekvenci oscilátoru dvěma. [13]

Pro nastavení výstupní frekvence PWM na hodnotu 180 kHz byla zvolena hodnota kondenzátoru 1 nF. Z grafu na obrázku 2.4 byla následně odečtena hodnota požadovaného rezistoru 3,9 kΩ. Při nastavování výstupní frekvence 220 kHz byla zvolena stejná hodnota kondenzátoru 1 nF, pak byl z grafu odečten rezistor hodnoty 3,3 kΩ. Součástky byly vytipovány v 1 % toleranci pro přesné nastavení požadované frekvence.



Obrázek 2.4: Závislost frekvence oscilátoru na volbě velikosti rezistoru

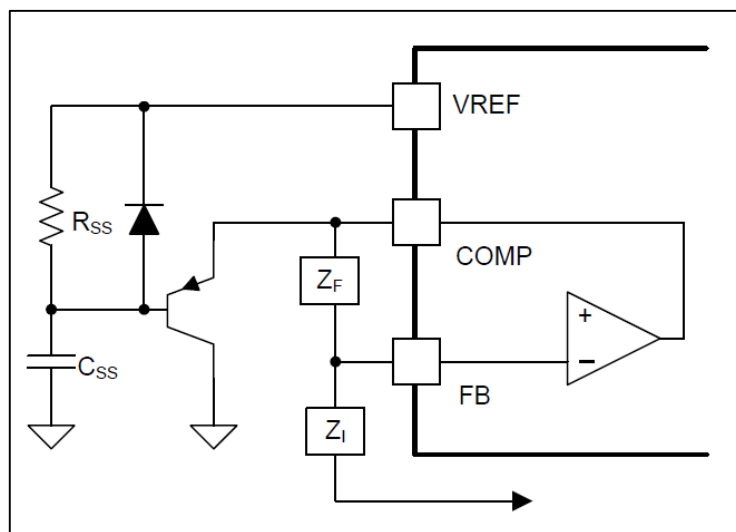
(Převzato z [13])

## 2.6 Obvod pro plynulé zapnutí měniče

Obvod pro plynulé zapnutí měniče nachází své uplatnění zejména při napájení zátěží o vysokém proudovém odběru. Díky plynulému zapnutí měniče dochází k omezení prudkého proudového nárazu, který by mohl poškodit měnič, který se ihned po zapnutí nenachází v ustáleném stavu. Navíc díky plynulému zapnutí měniče nedochází k napěťovému překmitu na jeho výstupu vlivem zpoždění zpětné vazby.

Zapojení obvodu plynulého zapnutí měniče můžeme vidět na obrázku 2.5. Funkce spočívá v plynulém navyšování střidy výstupního PWM modulátoru. Základem obvodu je časovací RC článek, který nastavuje dobu náběhu měniče. PNP tranzistor nejprve plně sepne výstup chybového zesilovače k zemi a poté je postupně rozepínán. Díky čemuž je výstupní střída nejprve plně omezena, poté postupně narůstá. [13]

Po skončení přechodového děje bude kondenzátor plně nabitý a na rezistoru již nebude žádné napětí, tudíž z báze tranzistoru nepoteče žádný proud a tranzistor je vypnutý. Obvod využívá proudového omezení výstupu chybového zesilovače, velikost výstupního proudu je typicky 1 mA. Dioda připojená paralelně s rezistorem zaručuje vybití kondenzátoru v případě sepnutí podpěťové ochrany integrovaného obvodu. [13]



Obrázek 2.5: Obvod plynulého náběhu měniče

Postup návrhu obvodu byl následující, byl zvolen kondenzátor 1  $\mu\text{F}$ . Následně byla zvolena doba plynulého náběhu na 50 ms. Prohlásíme, že kondenzátor budeme považovat za nabitý při časové konstantě  $5\tau$ . Na základě naší volby poté vypočítáme potřebný odpor rezistoru následujícím vztahem

$$R_{SS} = \frac{t_{pn}}{C_{SS} \cdot 5} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6} \cdot 5} = 10 \text{ k}\Omega \quad (2.20).$$

Pro zdroj o výstupním napětí 3,3 V byla použita doba náběhu 80 ms, jelikož zdroj využívá napájecí větve 5 V. Pro realizaci daného náběhu, byl zvolen kondenzátor o hodnotě 1  $\mu\text{F}$  a rezistor 16  $\text{k}\Omega$ .

## 2.7 Návrh spínače

V následující kapitole je popsán způsob návrhu spínače a volba typu spínacího tranzistoru.

### 2.7.1 Dimenzování spínače

Spínač je jedna z nejdůležitějších součástí spínaného zdroje, z tohoto důvodu je vhodné jeho značené předdimenzování pro maximální spolehlivost napájecího zdroje.

Z použité topologie měniče víme, že spínač spíná primární cívku transformátoru k zemi, aby vytvořil impulzy o dané pracovní frekvenci a jisté střídání dle PWM generátoru. Jelikož je spínač s transformátorem v sérii lze konstatovat, že proudy tekoucí primární cívku transformátoru potečou i samotným spínačem. Z tohoto důvodu je efektivního

hodnota proudu protékající spínačem stejná jako primárním vinutím transformátoru  $I_{\text{lef}} = 2,41 \text{ A}$ . Jelikož střední hodnota proudu primárním vinutím transformátoru doposud nebyla vypočítána, je nutná její kalkulace následovně [10]

$$I_{ST\check{R}} = I_{\text{výst}} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s_{\text{max}} = 3 \cdot 1,185 \cdot 0,46 = 1,64 \text{ A} \quad (2.21).$$

Výpočet byl proveden při zanedbání magnetizačního proudu a zvlnění výstupní tlumivky, skutečná hodnota středního proudu bude tedy o něco vyšší.

Pro dimenzování spínače je také důležitá špičková hodnota proudu, její hodnota lze stanovit následovně [10]

$$I_{\text{max}} = I_{\text{výst}} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 3 \cdot 1,185 = 3,56 \text{ A} \quad (2.22).$$

Opětovně kvůli jednoduchosti došlo k zanedbání magnetizačního proudu a zvlnění výstupní tlumivky.

Další velmi důležitý faktor pro správnou volbu tranzistoru je napět'ové dimenzování. Jelikož z principu demagnetizačního vinutí víme, že tranzistor bude namáhán dvojnásobkem napájecího napětí v průběhu demagnetizace jádra transformátoru, je možno psát, že tranzistor bude namáhán napětím [10]

$$U_{\text{max}} = U_{1\text{max}} \cdot \frac{N_1 + N_3}{N_1} = 12,6 \cdot \frac{14 + 14}{14} = 25,2 \text{ V} \quad (2.23).$$

Je nutné brát v úvahu, že v době vypínání spínače je přerušován proud tekoucí primární cívku transformátoru, proto na spínači vznikají napět'ové špičky. Jelikož napět'ové špičky jsou těžko vyjádřitelné matematickým výpočtem, dochází jednoduše k jejich zanedbání v průběhu výpočtu a spínač je napět'ově dostatečně předimenzován pro zamezení rizika napět'ového průrazu polovodiče.

Pro aplikaci byl zvolen tranzistor NMOS s označením IRFS4620PBF, jelikož se značnou rezervou vyhovuje všem požadavkům. Tabulka 2.7 shrnuje dimenzování použitého spínače.

Tabulka 2.7: Přehled hodnot dimenzovaného spínače pro obě napájecí větve zdroje

<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 5\text{ V}</math></b>		
<b>Parametr</b>	<b>Vypočtená teoretická hodnota</b>	<b>Maximální hodnota zvoleného spínače</b>
$I_{STR}$	1,64 A	17 A
$I_{max}$	3,56 A	100 A
$U_{max}$	25,2 V	200 V
<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 3,3\text{ V}</math></b>		
<b>Parametr</b>	<b>Vypočtená teoretická hodnota</b>	<b>Maximální hodnota zvoleného spínače</b>
$I_{STR}$	1,09 A	17 A
$I_{max}$	2,78 A	100 A
$U_{max}$	25,2 V	200 V

## 2.7.2 Výkonové ztráty na spínači

Výkonové ztráty již byly popsány v teoretickém úvodu v kapitole 1.4. Jak již bylo zmíněno, ztráty na spínacím prvku se můžeme rozdělit na vodivostní ztráty a přepínací ztráty.

Vodivostní ztráty je možno vyjádřit aplikováním vztahu 1.5 následovně

$$\begin{aligned}
 P_{ZTR} &= R_d \cdot I_{1ef}^2 = 77,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,41^2 = \\
 &= 450,1\text{ mW}
 \end{aligned}
 \tag{2.24}.$$

Maximální hodnota odporu kanálu sepnutého spínače  $R_d = 77,5\text{ m}\Omega$  byla nalezena v datovém listu výrobce zvoleného spínacího prvku. [14]

Přepínací ztráty tranzistoru lze vypočítat využitím několika vztahů v kapitole 1.4. Nejprve vypočítáme odhad velikosti energie vyzařené v průběhu jednoho zapínacího cyklu použitím vzorce 1.7

$$\begin{aligned}
 W_{on} &= \frac{1}{4} \cdot U_{1,max} \cdot I_{max} \cdot t_{on} = \\
 &= \frac{1}{4} \cdot 12,6 \cdot 3,56 \cdot 35,8 \cdot 10^{-9} = 401,5\text{ nJ}
 \end{aligned}
 \tag{2.25},$$



dále vypínacího cyklu použitím vzorce 1.8

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot U_{1,max} \cdot I_{max} \cdot t_{off} =$$

$$= \frac{1}{4} \cdot 12,6 \cdot 3,56 \cdot 40,2 \cdot 10^{-9} = 450,8 \text{ nJ} \quad (2.26).$$

Hodnoty celkových dob zapnutí a vypnutí spínače byly nalezeny v datovém listu součástky. [14] Číselná hodnota přepínacích ztrát na spínači lze následně vyjádřit použitím vzorce 1.9

$$P_{př} = f_{sw} \cdot (W_{on} + W_{off}) =$$

$$= 180 \cdot 10^3 (401,5 + 450,8) \cdot 10^{-9} = 153,4 \text{ mW} \quad (2.27).$$

Celkové ztráty na spínači lze poté vyjádřit součtem vodivostních a přepínacích ztrát takto

$$P_T = P_{př} + P_{ZTR} =$$

$$= (450,1 \cdot 10^{-3} + 153,4 \cdot 10^{-3}) = 603,5 \text{ mW} \quad (2.28).$$

Ztráty obou napěťových větví jsou uvedeny v Tabulce 2.8.

Tabulka 2.8: Přehled výkonových ztrát na spínači pro obě napájecí větve

Měnič s výstupním napětím $U_{\text{výst}} = 5 \text{ V}$		
Parametr	Vypočtená teoretická hodnota	Maximální hodnota zvoleného spínače
$P_{\text{ZTR}}$	450,1 mW	72 W ( $\vartheta = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )
$P_{\text{př}}$	153,4 mW	
$P_{\text{T}}$	603,5 mW	
Měnič s výstupním napětím $U_{\text{výst}} = 3,3 \text{ V}$		
Parametr	Vypočtená teoretická hodnota	Maximální hodnota zvoleného spínače
$P_{\text{ZTR}}$	237,3 mW	72 W ( $\vartheta = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )
$P_{\text{př}}$	156,4 mW	
$P_{\text{T}}$	393,7 mW	

## 2.8 Dimenzování diod měniče

Propustné zapojení jednočinného izolovaného měniče s demagnetizačním vinutím obsahuje celkem 3 zásadní diody ke své funkci. U měničů, které pracují se střídou  $< 0,5$  je nejvíce výkonově namáhána nulová dioda. Nulová dioda je využívána k uzavření protékajícího proudu tlumivkou v době, kdy není energie dodávána z transformátoru. Další dioda označena ve schématu jako D3 je proudově namáhána pouze v době, kdy je energie dodávána ze vstupu měniče na výstup. Poslední důležitá dioda je umístěna sériově s rekuperačním vinutím a vstupním filtrem. Do vstupního filtru dioda odvádí energii uloženou v jádře transformátoru, aby došlo k úplné demagnetizaci jádra.

Dimenzování nulové diody lze provést použitím následujících vztahů [10]

$$I_{D4,max} = I_{výst} = 3 A \quad (2.29),$$

$$\begin{aligned} I_{D4,stř} &= I_{výst} \cdot (1 - s_{min}) = \\ &= 3 \cdot (1 - 0,33) = 2,01 A \end{aligned} \quad (2.30),$$

$$\begin{aligned} I_{D4,ef} &= I_{výst} \cdot \sqrt{1 - s} = \\ &= 3 \cdot \sqrt{1 - 0,33} = 2,46 A \end{aligned} \quad (2.31),$$

$$U_{D4,Rmax} = U_{1max} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 12,6 \cdot 1,185 = 14,9 V \quad (2.32).$$

Pro dimenzování diody D3 použijeme následující vztahy [10]

$$I_{D3,max} = I_{výst} = 3 A \quad (2.33),$$

$$I_{D3,stř} = I_{výst} \cdot s_{max} = 3 \cdot 0,46 = 1,38 A \quad (2.34),$$

$$I_{D3,ef} = I_{2ef} = 2,03 A \quad (2.35),$$

$$U_{D3,Rmax} = U_{1max} \cdot \frac{N_2}{N_3} = 12,6 \cdot 1 = 12,6 V \quad (2.36).$$

Dioda zapojená v rekuperačním vinutím lze dimenzovat následovně [10]

$$I_{D2,max} = I_{\mu} = 118,2 mA \quad (2.37),$$

$$I_{D2,stř} = \frac{I_{\mu} \cdot s_{max}}{2} = \frac{118,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,46}{2} = 27,2 mA \quad (2.38),$$

$$I_{D2,ef} = I_{\mu,ef} = 48,3 \text{ mA} \quad (2.39),$$

$$U_{D3,Rmax} = U_{1max} \cdot \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) = 12,6 \cdot 2 = 25,2 \text{ V} \quad (2.40).$$

Vytipované diody pro aplikaci mají označení 1N5811, pro jednoduchost jsou všechny tři diody stejné a dostatečně předimenzovány. Parametry vytipované diody jsou uvedeny v Tabulce 2.9, včetně minimálních požadavků pro měniče obou napětí.

Tabulka 2.9: Přehled dimenzovaných diod obou napájecích větví [15]

<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{\text{výst}} = 5 \text{ V}</math></b>		
<b>Dioda</b>	<b>I<sub>STR</sub></b>	<b>I<sub>MAX</sub></b>
D4	2,01 A	3 A
D3	1,38 A	3 A
D2	27,2 mA	118,2 mA
1N5811	6 A	125 A
<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{\text{výst}} = 3,3 \text{ V}</math></b>		
<b>Dioda</b>	<b>I<sub>STR</sub></b>	<b>I<sub>MAX</sub></b>
D4	2,16 A	3 A
D3	1,83 A	3 A
D2	26,1 mA	133,8 mA
1N5811	6 A	125 A

## 2.9 Snímání proudu a proudová zpětná vazba

Ve zvoleném zapojení využíváme proudovou zpětnou vazbu, která měří proud procházející primárním vinutím transformátoru a spínačem.

### 2.9.1 Snímání proudu

Proud je snímán rezistorem o nízké hodnotě odporu. Úbytek napětí na rezistoru je přímo úměrný velikosti procházejícího proudu. Je vhodné, aby napěťový úbytek na rezistoru byl dostatečně velký a snímatelný, zejména kvůli značnému šumu a rušení v obvodu, který je dán vysokofrekvenčním spínáním transformátoru. Avšak úbytek napětí na rezistoru je úměrný jeho výkonovým ztrátám, díky tomu klesá účinnost celého zdroje.

Vzhledem k výše popsaným skutečnostem byl zvolen snímací rezistor o hodnotě 30 mΩ. Výsledný napěťový úbytek je poté vypočítán použitím Ohmova zákona

$$U_{IS} = R_s \cdot I_{max} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 3,56 = 0,107 \text{ V} \quad (2.41).$$

## 2.9.2 Proudová zpětná vazba

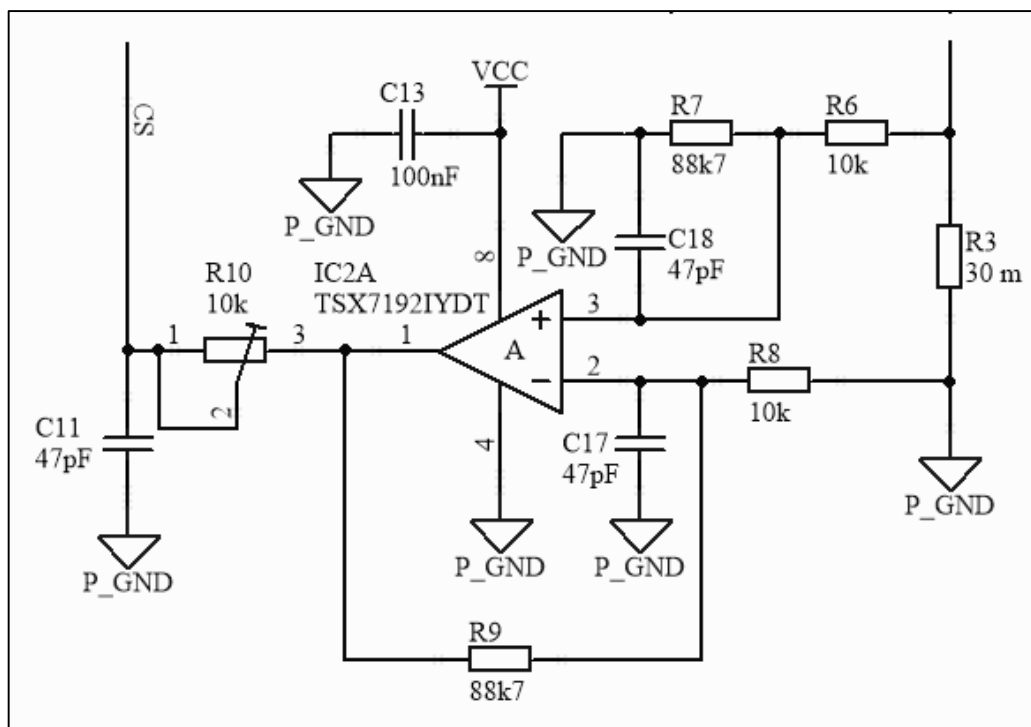
Proudová zpětná vazba je realizovaná pomocí již popsaného proudového snímače a zesilovače. Zesilovač je realizován použitím operačního zesilovače, zisk celého zapojení je nastaven takový, aby při maximální hodnotě proudu snímačem bylo na výstupu proudové zpětné vazby napětí o hodnotě 0,9 – 1 V, dle specifikace použitého PWM modulátoru. [13] Zisk zesilovače je tedy možno vypočítat následujícím vztahem

$$A_u = \frac{U_{CS}}{U_{IS}} = \frac{0,95}{0,107} = 8,88 [-] \quad (2.42).$$

Neinvertující zapojení operačního zesilovače je použit pro nastavení právě vypočítaného zesílení. Zapojení je možno vidět na obrázku 2.6. Zesílení lze vypočítat následovně

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{R7}{R7+R6} \cdot \left(1 + \frac{R9}{R8}\right) = \\ &= \frac{88,7 \cdot 10^3}{88,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \cdot \left(1 + \frac{88,7 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) = 8,87 [-] \end{aligned} \quad (2.43).$$

Z výpočtů je zřejmé, že zesílení zapojení na obrázku 2.6 je totožné s požadovaným.



Obrázek 2.6: Zapojení proudové zpětné vazby

## 2.10 Výstupní filtr

Jelikož je nutné z napěťových pulzů vytvořit střední hodnotu, aby na výstupu celého měniče bylo požadované konstantní napětí. Na návrhu výstupního filtru závisí míra zvlnění výstupního napětí, jelikož po dobu, co energie není dodávána ze vstupu na výstup, tak je dodávána právě výstupním filtrem.

### 2.10.1 Návrh tlumivky výstupního filtru

Výstupní filtr je tvořený cívku, neboli tlumivkou a kondenzátory. Pro určení velikosti indukčnosti cívky je nutné zvolit maximální přípustné zvlnění proudu cívku. Vzhledem k tomu, že maximální výstupní proud je 3 A, tolerovaná hodnota zvlnění byla zvolena 0,4 A, aby bylo možné udržet měnič v režimu konstantních proudů. Pro výpočet hodnoty indukčnosti je možné vyjít z předpokladu, že po dobu, co energie není dodávána ze vstupu přes transformátor do výstupního filtru, tak je na cívce neměnné výstupní napětí. Matematická kalkulace vypadá následovně [10]

$$L = \frac{U_{výst} \cdot (1 - s_{min}) \cdot \frac{1}{f_{sw}}}{\Delta I} = \frac{5 \cdot (1 - 0,33) \cdot \frac{1}{180 \cdot 10^3}}{0,4} = 46,5 \mu H \quad (2.44).$$

Byla zvolena nejbližší výrobní hodnota indukčnosti cívky 47  $\mu H$ , při zaokrouhlení výsledku směrem nahoru. Pro měnič s výstupním napětím 3 V byla zvolena cívka stejné indukčnosti.

### 2.10.2 Návrh kondenzátorů výstupního filtru

Pro udržení konstantního výstupního napětí s maximální zvlněním o definované velikosti se používají kondenzátory. Pro výpočet velikosti výstupní kapacity je použit následující vztah [10]

$$C_{min} = \frac{U_1 \cdot (1 - s) \cdot s}{8 \cdot L \cdot f_{sw}^2 \cdot \Delta U_{výst}} = \frac{11,1 \cdot (1 - 0,38) \cdot 0,38}{8 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \cdot (180 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,05} = 34,4 \mu F \quad (2.45).$$

Hodnota zvlnění výstupního napětí byla zvolena 1 % hodnota velikosti výstupního napětí, dle specifikace normy ECSS-E-ST-20-20C [4].

Avšak velikost výstupní kapacity není jediné kritérium pro dosažení zvolené zvlnění napětí. Další důležité kritérium, které je nutné dodržet je dostatečně nízký sériový odpor použitých kondenzátorů. Maximální přípustný sériový odpor kondenzátorů lze vypočítat následovně [10]

$$ESR_{max} = \frac{\Delta U_{výst}}{\Delta I} = \frac{0,05}{0,4} = 125 m\Omega \quad (2.46).$$

K realizaci výstupní kapacity filtru bylo využito paralelního spojení 3 tantalových kondenzátorů a jednoho keramického, jelikož keramický kondenzátor má menší ESR než kondenzátory tantalové. Využito bylo paralelního spojení kondenzátorů zejména z důvodu dosažení dostatečné hodnoty proudu, který jsou tyto kondenzátory schopny dodávat. Tabulka 2.11 Shrnuje hodnoty použitých součástek a jejich parametry.

Tabulka 2.10: Parametry kondenzátorů výstupního filtru obou napájecích větví

<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 5\text{ V}</math>; <math>C_{min} = 34,4\text{ }\mu\text{F}</math>; <math>ESR_{max} = 125\text{ m}\Omega</math></b>				
<b>Onačení</b>	<b>Kapacita / Napětí</b>	<b>ESR</b>	<b>Max. <math>I_{ef}</math> [mA], <math>\vartheta = 105\text{ }^{\circ}\text{C}</math></b>	<b>Počet</b>
TCQD107M010R0025	100 $\mu\text{F}$ / 10 V	$0,025 < 0,125$	1350 mA	3
C0805C104K5RACAUTO	100 nF / 50 V	×	×	1
<b>Měnič s výstupním napětím <math>U_{výst} = 3,3\text{ V}</math>; <math>C_{min} = 16,1\text{ }\mu\text{F}</math>; <math>ESR_{max} = 25\text{ m}\Omega</math></b>				
<b>Onačení</b>	<b>Kapacita / Napětí</b>	<b>ESR &lt; <math>ESR_{max}</math></b>	<b>Max. <math>I_{ef}</math> [mA], <math>\vartheta = 105\text{ }^{\circ}\text{C}</math></b>	<b>Počet</b>
TCQD107M010R0025	100 $\mu\text{F}$ / 10 V	$0,025 < 0,125$	1350 mA	3
C0805C104K5RACAUTO	100 nF / 50 V	×	×	1

## 2.11 Napěťová zpětná vazba

Napěťová zpětná vazba je velmi důležitý prvek u spínaných zdrojů. Na přesnosti napěťové zpětné vazby závisí také přesnost velikosti výstupního napětí, avšak přesnost není jediné kritérium, napěťová zpětná vazba musí být stabilní v rozsahu všech hodnot vstupního napětí.

Napěťová zpětná vazba je realizována použitím programovatelné reference s označením TL431CDR a optočlenu CNY17 z důvodu galvanického oddělení.

Programovatelná reference lze nastavit na požadované napětí pomocí několika rezistorů. Nejprve je nutné určit referenční proud rezistory R11 a R12. Referenční proud byl zvolen 1 mA. Rezistor R12 je poté vypočítán aplikováním Ohmova zákona následovně

$$R12 = \frac{U_{ref}}{I_{ref}} = \frac{2,495}{1 \cdot 10^{-3}} = 2495 \, \Omega \quad (2.47).$$

Poté byl vypočítán rezistor R11 použitím vztahu

$$R11 = \frac{U_{výst} - U_{ref}}{I_{ref}} = \frac{5 - 2,495}{1 \cdot 10^{-3}} = 2505 \, \Omega \quad (2.48).$$

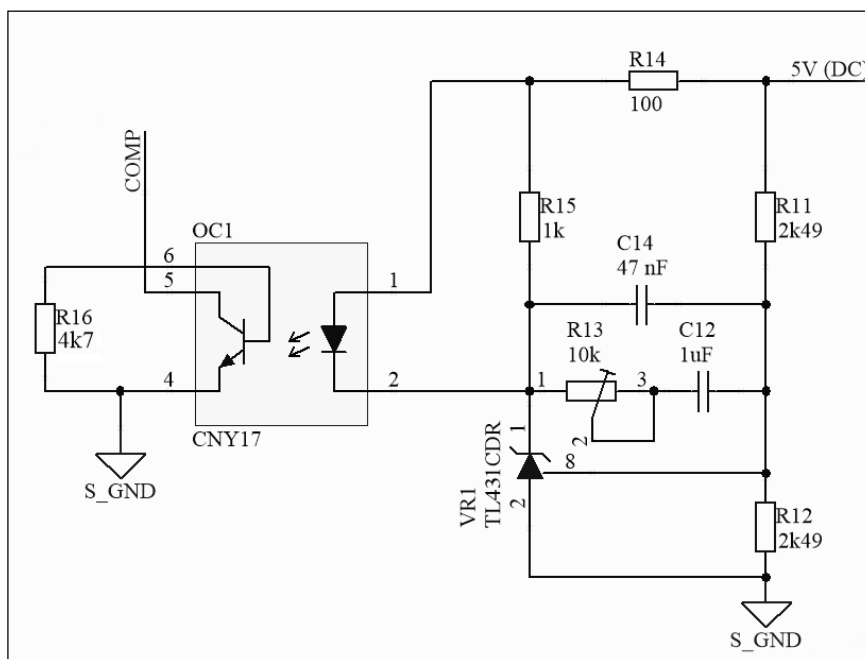
Následně byly použity dva stejné rezistory o hodnotě 2,49 kΩ, neboť nejlépe vyhovovaly vypočítaným hodnotám.

Rezistor R14 v zapojení slouží jako ochranný rezistor diody optočlenu, při jeho výpočtu se vycházelo z předpokladu, že jeho hodnota byl vypočítána následujícím způsobem

$$R14 = \frac{U_{výst} - U_{KA} - U_{D,OC1}}{I_B} = \frac{5 - 2,5 - 1,2}{15 \cdot 10^{-3}} = 86,7 \, \Omega \quad (2.49).$$

Následně byla zvolena hodnota rezistoru  $R14 = 100 \, \Omega$ . Maximální celkový proud referencí byl zvolen na hodnotu 15 mA, aby mohl spolehlivě fungovat zpětnovazební optočlen. Hodnota napětí 2,5 V mezi katodou a anodou napěťové reference byla odečtena z datového listu součástky. [16] Úbytek na diodě optočlenu byl zvolen dle datového listu součástky, zvolená hodnota je 1,2 V. [17]

Rezistor R15 slouží jako zdroj proudu pro referenci. Hodnota 1 kΩ byl zvolena dle příkladového zapojení v datovém listu. [13] Součástky C154, R13 a C12 slouží ke stabilizaci obvodu v případě jeho oscilací. Rezistor R16 o hodnotě 4,7 kΩ, slouží jako ochrana optočlenu proti prosakujícím proudům, které by mohly vést k jeho sepnutí. Schéma napěťové zpětné vazby lze vidět na obrázku 2.7.



Obrázek 2.7: Schéma napěťové zpětné vazby

## 2.12 Návrh vstupního filtru

Vstupní filtr slouží pro snížení proudového namáhání baterie impulzními proudy. Vzhledem k použité baterii, která má kapacitu  $2\,250\text{ mAh}^{-1}$ , dovolíme velikost zvlnění odebíraného proudu desetinu její kapacity  $225\text{ mA}$ . Jelikož víme, že hodnota vstupního proudu měniče může nabývat maximálně hodnoty  $3,56\text{ A}$ , je možné spočítat nutný útlum v DB následujícím vztahem

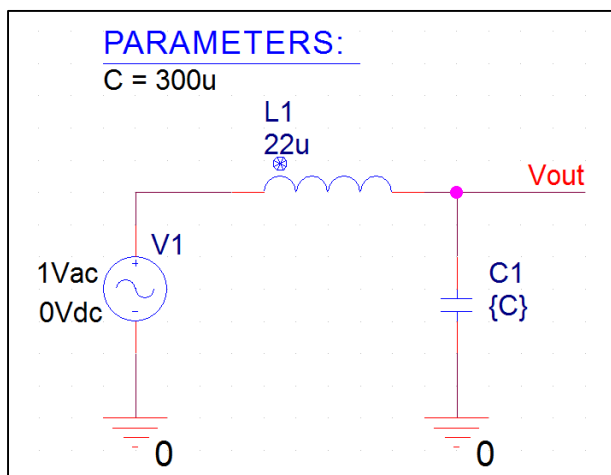
$$\begin{aligned}
 A_{DB} &= 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\Delta I_{in,max}}{I_{max}} \right) = \\
 &= 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{225 \cdot 10^{-3}}{3,56} \right) = -23,99\text{ dB}
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

Následně je nutné najít LC filtr, který bude mít na pracovním kmitočtu měniče nejméně vypočítaný útlum  $-24\text{ dB}$ . Pro tuto úlohu byl použit program PSPICE. Nejprve byla zvolena hodnota cívky  $22\text{ }\mu\text{H}$ . Pro tuto hodnotu následně využita kmitočtová analýza s rozmítáním hodnoty kondenzátoru jako parametrem schéma zapojení je možné vidět na obrázku 2.8. Na obrázku 2.9 můžeme vidět výsledný graf při rozmítání kondenzátoru od  $100\text{ }\mu\text{F}$  (zelená křivka) do  $400\text{ }\mu\text{F}$  (světle modrá křivka) s krokem  $100\text{ }\mu\text{F}$ . Je vidět, že útlum při spínací frekvenci  $180\text{ kHz}$  je více jak třináásobný, než byla požadovaná hodnota. Požadavek na vstupní filtr týkaje se útlumu proudu je splněn.

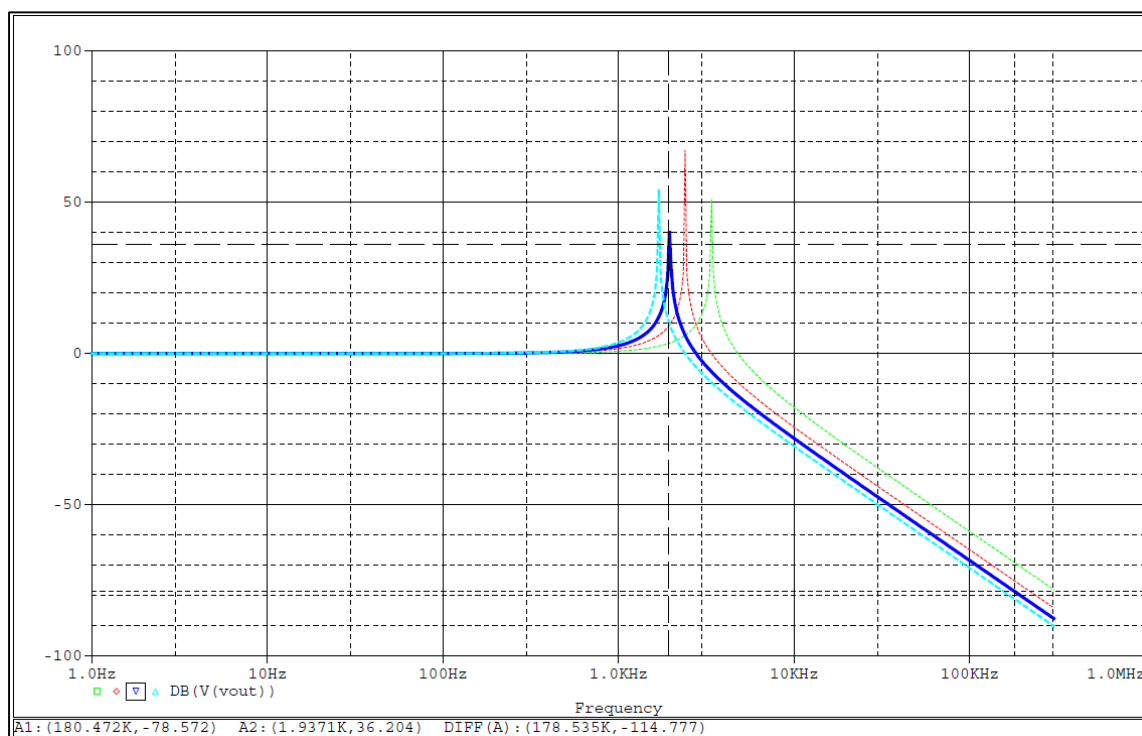
Avšak druhé kritérium filtru, že rezonanční kmitočet musí být položen níže, než je



pracovní rozsah zpětné vazby z důvodu stability obvodu. Jelikož rezonanční kmitočet filtru při kapacitě kondenzátoru  $300\text{ }\mu\text{F}$  je na hodnotě  $1,937\text{ kHz}$ , což je dostatečně nízko, byla zvolena právě tato hodnota jako kompromis mezi velikostí vstupních kondenzátorů a umístěním rezonančního kmitočtu.



Obrázek 2.8: Schéma zapojení vstupního filtru pro PSPICE analýzu



Obrázek 2.9: Rozmítání kapacity vstupního filtru měniče

Filtr byl realizován použitím tří kondenzátorů o kapacitě  $100\text{ }\mu\text{F}$ . Pro zlepšení

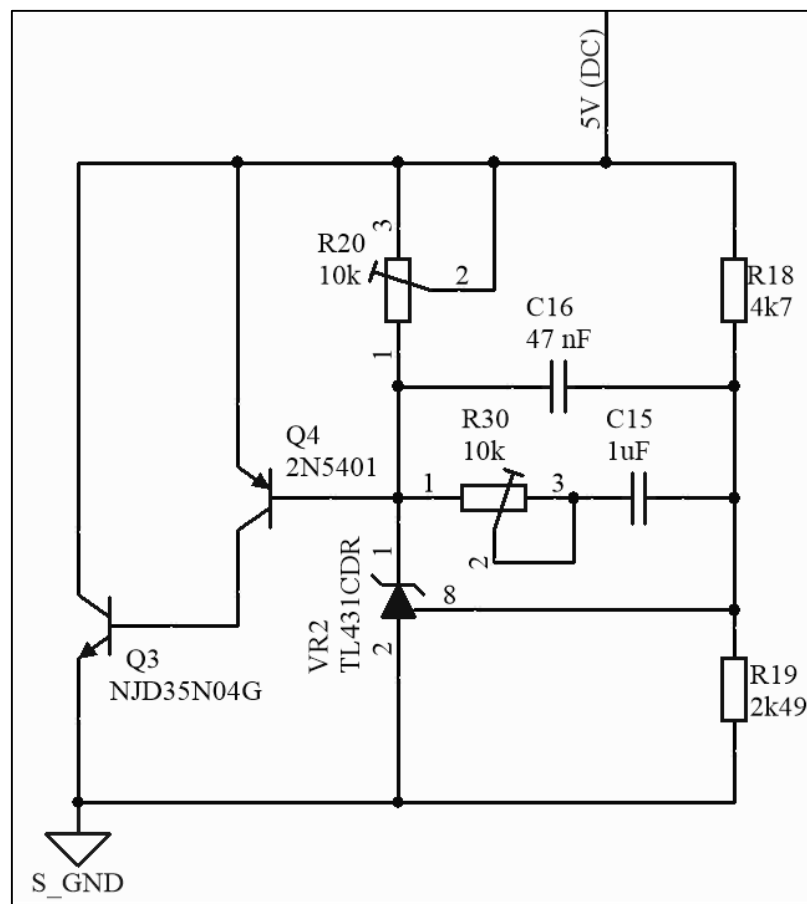
vlastností vstupního filtru byl přidán paralelně keramický kondenzátor o hodnotě 1  $\mu\text{F}$ . Dále byla na vstup filtru přidána ochranná dioda, která slouží k ochraně elektroniky baterie, před napětovými špičkami generované vstupní cívkou. Pro obě napájecí větve je aplikován stejný vstupní filtr.

## 2.13 Návrh přepětové ochrany

Přepětová ochrana je koncipována pro krátkodobé přepětí na výstupu. Ochrana funguje na principu zatěžování výstupu měniče v případě přepětí. Své uplatnění má i v případě přechodu měniče do režimu nespojitých proudů nebo úplného odlehčení výstupu, kdy zabrání navýšení výstupního napětí.

Základem přepětové ochrany je také programovatelná napětová reference TL431, která je zapojena téměř stejným způsobem, jak tomu bylo v případě napětové zpětné vazby. Rozdíl spočívá v záměně rezistoru pro nastavení proudu referencí za odporový trimr o hodnotě 10  $\text{k}\Omega$ . Tato záměna umožňuje plynulé dostavení velikost klidového proudu přepětovou ochranou, také míru odezvy na změnu výstupního napětí.

Další změna spočívá v nastavení rezistoru R18 na hodnotu 4,7  $\text{k}\Omega$ , jelikož při této hodnotě je možno ve vhodných mezích nastavit úbytek na rezistoru R20, který otvírá tranzistor Q4. Vstupní napětí reference je tímto nastaveno na 7.2 V, avšak už při menším napětí dochází k toku katodového proudu referencí. Kombinace tranzistorů Q4 a Q3 zajišťuje dostatečné proudové zesílení pro korektní funkci přepětové ochrany. Schéma zapojení přepětové ochrany je možno vidět na obrázku 2.10.



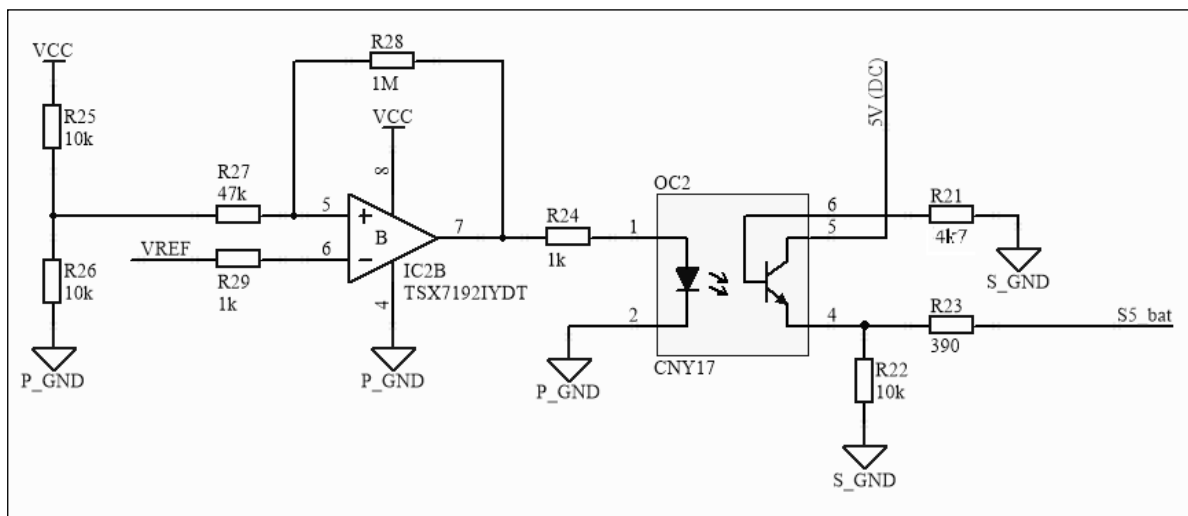
Obrázek 2.10: Schéma zapojení přepět'ové ochrany

## 2.14 Návrh signalizátoru nízkého napětí baterie

Byl navržen signalizátor nízkého napětí baterie, který má informovat digitální jádro satelitu o nízkém napětí, jež signalizuje malé množství energie v baterii. Je možnost, že napájená zařízení budou přepnuta do úsporného módu, díky čemu bude omezen odběr energie.

Napět'ový indikátor využívá referenční napětí PWM modulátoru, které porovnává se vstupním. Vstupní napětí je děleno rezistorovým děličem R25 a R26 přesně na polovinu. Komparátor s hysterezí 1 V, tvořený operačním zesilovačem, rezistory R27 a R28, následně zaručuje překlápění výstupu do logické jedničky v případě napětí většího než 10,5 V. V případě nízkého napětí 9,5 V je výstup překllopen do logické nuly. Rezistor R24 zaručuje omezení proudu procházejícího diodou optočlenu. Rezistory R27 a R28 byly voleny poměrně velké hodnoty, aby nezatěžovaly předchozí dělič. Vše bylo možné, jelikož vstupní odpor zvoleného operačního zesilovače TSX7192IYDT je 1 TΩ. Rezistor R23 je ochranný proti zkratu, dle specifikace normy ECSS-E-ST-50-14C. [5] Další požadavky jsou, aby výstup byl aktivní v logické jedničce, což navržený indikátor

splňuje. Pro návrh komparátoru napětového signalizátoru byl použit program PSPICE. Dílčí schéma signalizátoru nízkého napětí je možno vidět na obrázku 2.11.



Obrázek 2.11: Signalizátor nízkého napětí baterie

### 3 ZÁVĚR

Během semestrální práce byl vysvětlen princip Cubesat satelitů a jejich aplikační výhody. Byl navržen koncept spínaného zdroje vícenásobného napájecího napětí pro aplikaci v satelitech typu cubesat. Výsledný zdroj je realizován, jako dva izolované měniče o výstupních výkonech 15 W napájecí větve 5 V a 10 W napájecí větve 3,3 V. Koncept dvou paralelní měničů značně ulehčuje návrhový proces, avšak zvětšuje plochu nutnou pro jeho fyzickou realizaci na DPS.

Byla navržena DPS o výsledných rozměrech 95,89×90,17 mm, která má předepsaný tvar pro satelity typu Cubesat. DPS byla osazena součástkami a následně elektricky odladěována. Vzhledem k principům přenosu tepla ve vesmírném prostředí je samotná DPS využívána jako chladič, kdy zejména spínač je chlazen velkými plochami mědi. Na DPS jsou připraveny místa pro tlumicí RC články, jež budou potřeba aplikovat v dalším průběhu odladěování napájecího zdroje.

Celý koncept zdroje nebyl doposud z časových důvodů odladěn. U zdroje s výstupním napětím 5 V jede PWM generátor pouze s maximální střídou 42 %, což je nedostačující pro nižší hodnoty vstupního napětí jak 11,2 V. Při zvyšování vstupního napětí nad zmíněnou hodnotu dochází k nespojitému regulování střidy PWM generátoru. V obvodu jsou generovány subharmonické oscilace jež jsou typický pro měniče s proudovou zpětnou vazbou. Dále byl odstraněn zesilovač v proudové zpětné vazbě, jelikož na jeho výstupu nebyl správný náběh napětí a obvod zkresloval hodnoty výstupního proudu. Zesilovač byl nahrazen výměnou za snímací rezistor desetkrát větší hodnoty (200 mΩ), což zajišťuje odebírání snímaného napětí napřímo, bez přídavných zesilovačů v signálové cestě.

Vhledem k výši finančních investic a možné budoucí aplikace zdroje na stratosférickém balóně, plánuji zdroj odladit a otestovat jeho funkci se vstupní baterií. Měnič musí být odladěn, aby fungoval bez rizik v celém rozsahu vstupních napětí baterie.

# LITERATURA

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí Zdroje I.: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. Praha: BEN, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [2] FORTESCUE, Peter W., John. STARK a Graham. SWINERD. *Spacecraft systems engineering*. 4th ed. Hoboken, N.J.: Wiley, c2011. ISBN 978-047-0750-124.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek III, Výkonové polovodičové spínací součástky*. Brno, 2014. VUT Brno, FEKT.
- [4] Active Engineering standards: ECSS-E-ST-20-20C. In: *ECSS: European Cooperation for Space Standardization* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://ecss.nl/standards/ecss-standards-on-line/active-standards/engineering/>
- [5] Active Engineering standards: ECSS-E-ST-50-14C. In: *ECSS: European Cooperation for Space Standardization* [online]. [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <http://ecss.nl/standards/ecss-standards-on-line/active-standards/engineering/>
- [6] Qualified Parts List: ESCC Qualified Manufacturers. *ESCIES: European Space Components Information Exchange System* [online]. ESCC [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <https://www.escies.org/webdocument/showArticle?id=119>
- [7] ECSS-Q-ST-60C: Electrical, electronic and electromechanical (EEE) components. Rev.2. Noordwijk, The Netherlands: ESA-ESTEC, 2013.
- [8] EPPL: European Preferred Parts List. *ESCIES: European Space Components Information Exchange System* [online]. ESCC [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <https://escies.org/download/webDocumentFile?id=60461>
- [9] *ESCC: European Space Components Coordination* [online]. The Netherlands: ESA/ESTEC [cit. 2016-12-12]. Dostupné z: <https://spacecomponents.org/>
- [10] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *NAPÁJENÍ ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ*. Přednášky. Brno: FEKT VUT.
- [11] EPCOS. Ferrites and accessories: TDK, B64290L0742. In: *Farnell* [online]. 2017 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: [http://www.farnell.com/datasheets/2168099.pdf?\\_ga=2.194073647.381760519.1496842568-167500591.1496842568](http://www.farnell.com/datasheets/2168099.pdf?_ga=2.194073647.381760519.1496842568-167500591.1496842568)
- [12] EPCOS. Ferrites and accessories: SIFERRIT material N 87. In: *TDK* [online]. 2006 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: <https://en.tdk.eu/download/528882/6a0da25e2745be5c13b587b3d4a8de48/pdf-n87.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. BiCMOS Low-Power Current-Mode PWM Controller. In: *Texas Instruments* [online]. 2017 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28c41.pdf>
- [14] INTERNATIONAL RECTIFIER. IRFS4620PbF. In: *Farnell* [online]. 2008 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: [http://www.farnell.com/datasheets/332450.pdf?\\_ga=2.240857473](http://www.farnell.com/datasheets/332450.pdf?_ga=2.240857473)

381760519.1496842568-167500591.1496842568

- [15] SOLID STATE INC. Rectifiers: High Efficiency. In: *Farnell* [online]. 2008 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: [http://www.farnell.com/datasheets/1026889.pdf?\\_ga=2.197794221.381760519.1496842568-167500591.1496842568](http://www.farnell.com/datasheets/1026889.pdf?_ga=2.197794221.381760519.1496842568-167500591.1496842568)
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. TL43xx Precision Programmable Reference. In: *Texas Instruments* [online]. 2015 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [17] VISHAY. Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection. In: *Vishay Semiconductors* [online]. 2014 [cit. 2017-06-08]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83606/cny17.pdf>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Blokové schéma spínaného zdroje (převzato z [1]) .....	8
Obrázek 1.2: Zapojení zdroje s pulzně šířkovou modulací (převzato z [1]).....	11
Obrázek 1.3: Průběhy napětí ve zdroji s pulzně šířkovou modulací (převzato z [1]).....	11
Obrázek 1.4: Zpětná proudová vazba (převzato z [1]) .....	13
Obrázek 1.5: Průběhy signálů proudové zpětné vazby (převzato z [1]).....	13
Obrázek 1.6: VA charakteristika MOS-FET tranzistoru (převzato z [3]) .....	14
Obrázek 1.7: Typické průběhy kolektorového napětí, proudu a ztrátového výkonu na tranzistoru MOS-FET během vypínacího a zapínacího děje (převzato z [3]) .....	15
Obrázek 1.8: Propustné zapojení měniče (převzato z [1]).....	16
Obrázek 1.9: Rekuperační vinutí propustného zapojení (převzato z [1]) .....	17
Obrázek 1.10: Blokující zapojení spínaného zdroje (převzato z [1]) .....	17
Obrázek 2.1: Grafická závislost relativních ztrát jádra transformátoru na frekvenci .....	30
Obrázek 2.2: Blokové schéma vnitřního uspořádání zvoleného integrovaného obvodu	34
Obrázek 2.3: Princip funkce oscilátoru zvoleného integrovaného obvodu .....	35
Obrázek 2.4: Závislost frekvence oscilátoru na volbě velikosti rezistoru .....	36
Obrázek 2.5: Obvod plynulého náběhu měniče.....	37
Obrázek 2.6: Zapojení proudové zpětné vazby .....	43
Obrázek 2.7: Schéma napěťové zpětné vazby .....	47
Obrázek 2.8: Schéma zapojení vstupního filtru pro PSPICE analýzu .....	48
Obrázek 2.9: Rozmítání kapacity vstupního filtru měniče .....	48
Obrázek 2.10: Schéma zapojení přepět'ové ochrany .....	50
Obrázek 2.11: Signalizátor nízkého napětí baterie .....	51



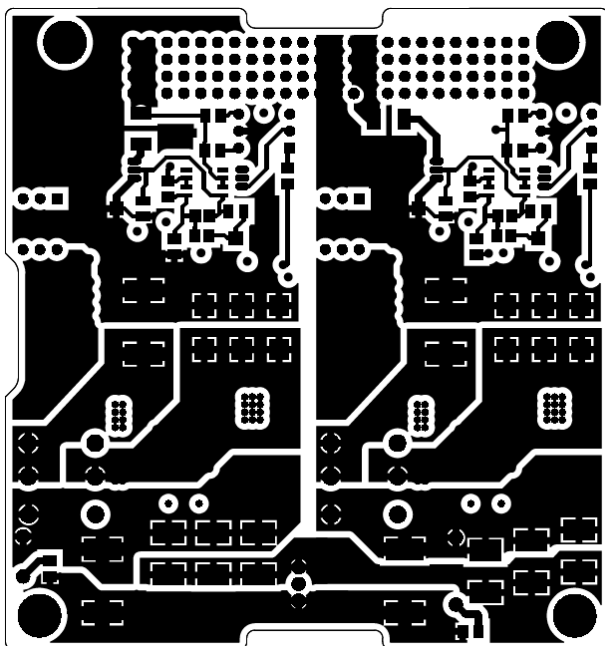
## SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1: Porovnání lineárních a spínaných zdrojů (převzato z [1]).....	8
Tabulka 1.2: Rozdělení satelitů dle hmotnosti a ceny (převzato z [2]) .....	22
Tabulka 2.1: Pracovní stavy měničů při různých stádiích spínání spínače .....	24
Tabulka 2.2: Parametry zvoleného toroidního jádra (hodnoty převzaty z [11] a [12]) ..	25
Tabulka 2.3: Výkonové ztráty transformátorů pro měniče dvou napájecích větví.....	31
Tabulka 2.4: Přehled parametrů navrženého transformátoru pro 5 V napájecí větev ....	32
Tabulka 2.5: Přehled parametrů navrženého transformátoru pro 3,3 V napájecí větev .	32
Tabulka 2.6: Porovnání PWM modulátorů série UCCx8C4x (Převzato z [13]) .....	33
Tabulka 2.7: Přehled hodnot dimenzovaného spínače pro obě napájecí větve zdroje ...	39
Tabulka 2.8: Přehled výkonových ztrát na spínači pro obě napájecí větve .....	40
Tabulka 2.9: Přehled dimenzovaných diod obou napájecích větví [15].....	42
Tabulka 2.10: Parametry kondenzátorů výstupního filtru obou napájecích větví .....	45

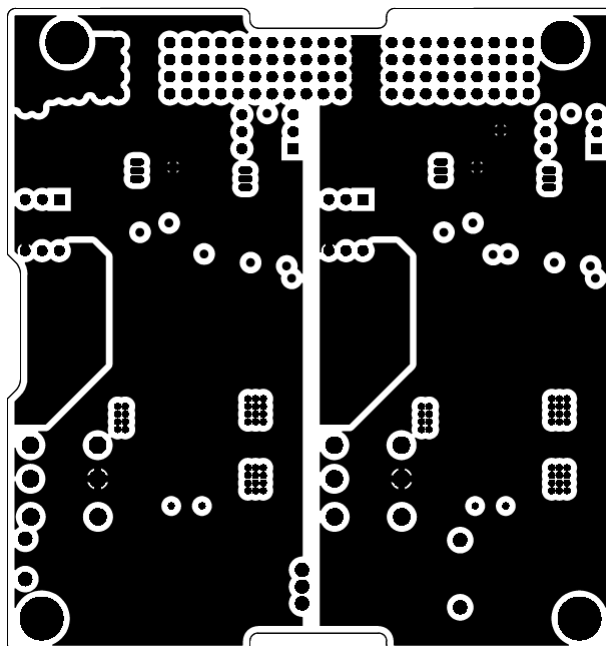
## SEZNAM PŘÍLOH

Příloha A: Navržená DPS .....	57
Příloha B: Osazovací schéma DPS .....	58
Příloha C: Celkové schéma zapojení .....	59-60

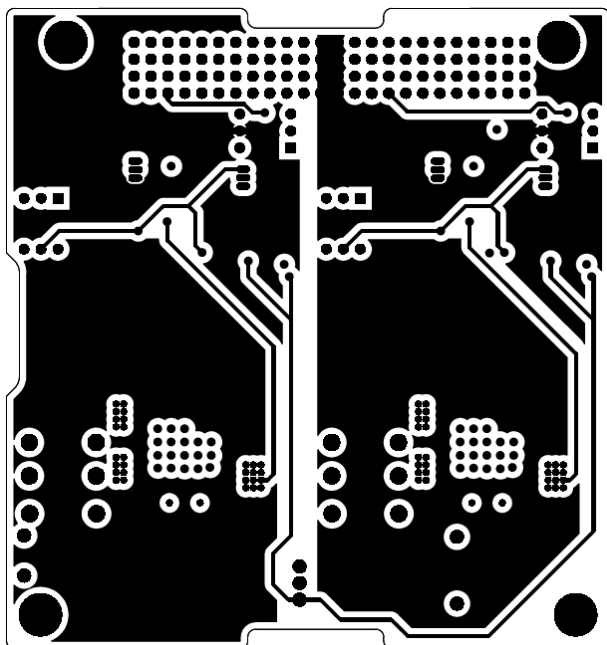
## A NAVRŽENÁ DPS



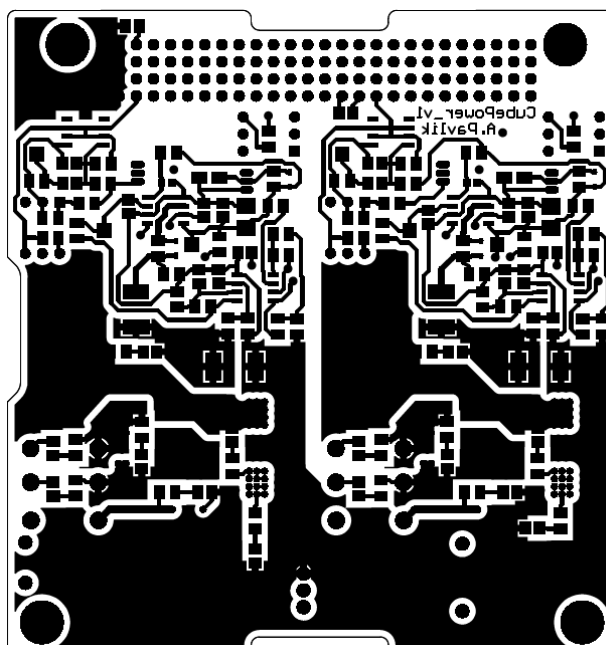
DPS: TOP Vrstva



DPS: MID1 Vrstva

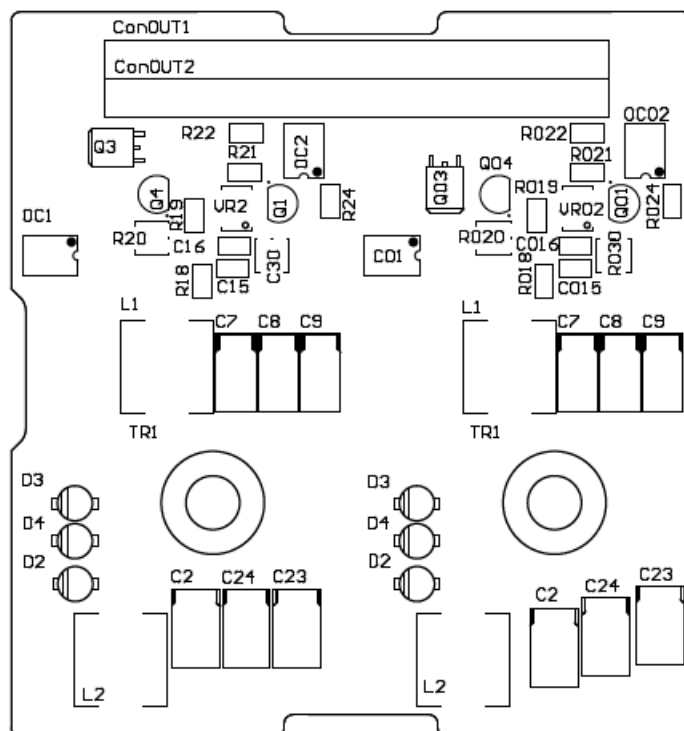


DPS: MID2 Vrstva

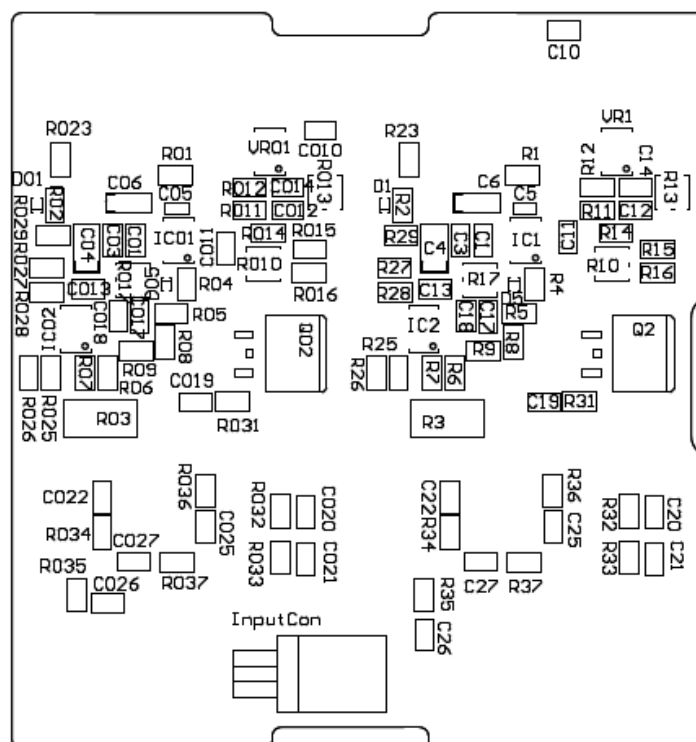


DPS: BOT Vrstva

## B OSAZOVACÍ SCHÉMA DPS



TOP osazovací schéma



BOT osazovací schéma

# C CELKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ

