



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY

A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SOUSTAVA DC/DC MĚNIČŮ PRO SOLÁRNÍ  
PANELY FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Dušan Benda

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2018

## Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**  
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Dušan Benda

**ID:** 159655

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2017/18

**NÁZEV TÉMATU:**

### Soustava DC/DC měničů pro solární panely fotovoltaické elektrárny

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte desky plošných spojů pro veškeré obvody navržené v semestrálním projektu.
2. Osadte desky plošných spojů a oživte silové i řídicí obvody.
3. Dostavte regulační obvody.
4. Provedte sérii ověřovacích měření.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] VOREL, Pavel. Řídicí členy v elektrických pohonech, skriptum VUT.
- [2] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
- [3] VOREL, Pavel. Průmyslová elektronika, skriptum VUT.

**Termín zadání:** 5. 2. 2018

**Termín odevzdání:** 21. 5. 2018

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
předseda oborové rady



#### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem přizpůsobovacího DC/DC měniče pro jeden fotovoltaický panel o špičkovém výkonu 250 W. Diplomová práce je rozdělena na části zabývající se detailním návrhem silové části, návrhem ochrany a obvodovým vybavením, popisem řídicích MPPT algoritmů a návrhem regulační struktury včetně programového vybavení řídicího kontroléru. Do práce byla nad rámec zadání vložena kapitola zabývající se matematickým modelováním měniče v prostředí programu Matlab Simulink.

## **Klíčová slova**

Fotovoltaika, blokující měnič, odlehčovací článek, výkonová elektronika, MPPT, LT3992, STM32F334, Matlab Simulink

## **Abstract**

This master thesis describes the design of a DC/DC converter for one photovoltaic panel with a 250 W peak power. The master thesis is divided into parts dealing with detailed design of power electronics, analog circuit design, description of control MPPT algorithms and software for control circuit. The chapter with the mathematical modeling of the converter created in the Matlab Simulink was added beyond the assignment.

## **Keywords**

Photovoltaics, flyback, snubber, power management, MPPT, LT3992, STM32F334, Matlab Simulink

### **Bibliografická citace:**

BENDA, D. *Soustava DC/DC měničů pro solární panely fotovoltaické elektrárny*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 79 s. Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma „Soustava DC/DC měničů pro solární panely fotovoltaické elektrárny“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 10. května 2018

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, PhD. za účinnou metodickou, pedagogickou a především odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych rád poděkoval Ing. Janu Martišovi za pomoc při návrhu silové části měniče a v neposlední řadě také Ing. Ivo Pazderovi, PhD. za pomoc při sestavování matematického modelu měniče v prostředí Simulink.

V Brně dne 10. května 2018

.....  
podpis autora

# Obsah

Seznam obrázků.....	1
Seznam tabulek.....	3
1 Úvod.....	4
2 Problematika fotovoltaických elektráren .....	5
3 Použité fotovoltaické panely .....	6
4 Výběr topologie DC/DC měniče.....	7
4.1 Jednočinný blokující měnič s kvazirezonančním odlehčovacím obvodem ..	7
4.2 Detailní návrh silového obvodu měniče .....	13
4.2.1 Návrh impulsního transformátoru.....	13
4.2.2 Návrh kvazirezonančního odlehčovacího obvodu.....	18
4.2.3 Proudový transformátor .....	20
4.2.4 Dimenzování a výběr součástek silového obvodu .....	22
5 Návrh řídicích obvodů DC/DC měniče .....	28
5.1 Výběr řídicího mikrokontroléru .....	28
5.2 Návrh budiče výkonového tranzistoru měniče .....	28
5.3 Ochrany měniče.....	29
5.3.1 Nadproudová ochrana .....	29
5.3.2 Výstupní přepětová ochrana.....	31
5.3.3 Tepelná ochrana .....	32
5.3.4 Podpětová ochrana řídicích obvodů .....	32
5.3.5 Ochrana při zapnutí měniče.....	34
5.3.6 Sdružování ochran.....	34
5.4 Napájení řídicích obvodů.....	35
5.5 Zesilovač vstupního proudu .....	36
5.6 Zesilovač výstupního proudu.....	36
6 Návrh regulační struktury DC/DC měniče.....	37
6.1 MPPT regulace .....	37
6.1.1 Constant Voltage .....	38
6.1.2 Perturb & Observe .....	39
6.1.3 Incremental Conductance.....	40
6.2 Zvolená regulační struktura pro DC/DC měnič.....	41
7 Návrh regulátorů .....	42
7.1 Identifikace soustavy.....	42
7.2 Návrh regulátoru proudu .....	44
7.3 Návrh regulátoru napětí .....	45
8 Model měniče v prostředí Matlab Simulink .....	47

8.1	Transformátor.....	48
8.2	Fotovoltaický panel.....	49
8.3	Regulační struktura s MPPT .....	51
8.4	Kompenzace sklonu .....	52
9	Softwarové vybavení.....	53
9.1	Vývojová prostředí.....	53
9.1.1	STM32CubeMX.....	53
9.1.2	Atollic TrueSTUDIO .....	54
9.2	Periferie kontroléru .....	54
9.2.1	Časovač s vysokým rozlišením.....	55
9.2.2	ADC převodník .....	55
9.2.3	DMA.....	56
9.3	Popis funkce řídicího programu .....	57
9.4	Reakce na chybové stavy .....	58
10	Hardwarová realizace .....	59
10.1	Deska plošných spojů měniče.....	59
10.2	Úpravy DPS v revizi B .....	60
11	Oživení, měření a dostavení regulátorů měniče .....	61
11.1	Oživení měniče .....	61
11.2	Měření měniče .....	61
11.2.1	Naměřené průběhy důležitých veličin měniče.....	61
11.2.2	Měření účinnosti .....	67
11.2.3	Připojení měniče k FV panelu .....	68
11.3	Finální dostavení regulátorů.....	68
11.4	Paralelní řazení měničů .....	68
12	Závěr .....	69
	Literatura .....	70
	Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	74
	Seznam příloh.....	79



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Pohled na realizovaný měnič. ....	4
Obrázek 4.1: Zapojení jednočinného blokujícího měniče (inspirováno podle [3]). ...	8
Obrázek 4.2: Zapojení jednočinného blokujícího měniče s kvazirezonančním odlehčovacím článkem (inspirováno podle [6]). ....	9
Obrázek 4.3: Časové průběhy proudů v jednočinném blokujícím měniči s kvazirezonančním odlehčovacím článkem. ....	10
Obrázek 4.4: Časové průběhy napětí v jednočinném blokujícím měniči s kvazirezonančním odlehčovacím článkem. ....	11
Obrázek 4.5: Skladba vinutí transformátoru $Tr$ . ....	16
Obrázek 4.6: Časový průběh primárního proudu $i_1$ a magnetické indukce $B$ . ....	17
Obrázek 4.7: Schéma zapojení bloku proudového transformátoru. ....	21
Obrázek 4.8: Časový průběh proudu $i_{Cf\_sek}$ tekoucí kondenzátorem $C_{f\_sek}$ . ....	25
Obrázek 4.9: Zapojení sekundárního usměrňovače s filtrem. ....	27
Obrázek 5.1: Zapojení budiče výkonového tranzistoru. ....	29
Obrázek 5.2: Zapojení nadproudové ochrany. ....	29
Obrázek 5.3: Zapojení výstupní přepětové ochrany. ....	31
Obrázek 5.4: Zapojení tepelné ochrany. ....	32
Obrázek 5.5: Zapojení podpětové ochrany. ....	33
Obrázek 5.6: Zapojení zapínací ochrany měniče. ....	34
Obrázek 5.7: Zapojení sdružených ochran. ....	35
Obrázek 5.8: Zapojení 12 V větve pomocného napájecího zdroje s obvodem LT3992. ....	35
Obrázek 5.9: Zesilovač výstupního proudu. ....	36
Obrázek 6.1: V-A charakteristiky FV panelu pro různé intenzity osvětlení s vyznačenými body maximálního výkonu (převzato z [24] a doplněno). ....	38
Obrázek 6.2: Diagram implementace algoritmu „ <i>Perturb &amp; Observe</i> “ (inspirováno dle [25]). ....	40
Obrázek 6.3: Diagram implementace algoritmu „ <i>Incremental Conductance</i> “ (inspirováno dle [25]). ....	40
Obrázek 6.4: Regulační struktura DC/DC měniče. ....	41
Obrázek 8.1: Matematický model transformátoru v provedení $\Gamma$ -článku. ....	49
Obrázek 8.2: V-A charakteristika matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení. ....	50
Obrázek 8.3: Závislost výstupního výkonu na napětí matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení. ....	50

Obrázek 8.4: Algoritmus <i>Incremental Conductance</i> namodelovaný v prostředí Matlab Simulink. ....	52
Obrázek 9.1: Printscreen konfiguračního prostředí STM32CubeMX s využitými periferiemi kontroléru. ....	54
Obrázek 10.1: 3D vizualizace navržené desky plošných spojů měniče v prostředí Altium Designer (aktualizovaná revize B).....	60
Obrázek 11.1: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok (vstupní napětí 28,5 V, zátěž 490 $\Omega$ ).....	62
Obrázek 11.2: Printscreen multimetru při měření výstupního napětí měniče (vstupní napětí měniče 28,5 V, zátěž 490 $\Omega$ ).....	63
Obrázek 11.3: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok (vstupní napětí 23 V, zátěž 490 $\Omega$ ).....	64
Obrázek 11.4: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok a reakce na poruchové stavy.....	64
Obrázek 11.5: Průběh napětí drain - source (modrý průběh) a napětí gate – source (oranžový průběh) při jmenovitém vstupním napětí 28,5 V a jmenovitém výstupním napětí 350 V při zátěži 490 $\Omega$ . ....	66
Obrázek 11.6: Průběh napětí drain - source (modrý průběh) a snímaný proud na bočníku proudového transformátoru (tmavě zelený průběh) při vstupním napětí 28,5 V, výstupním napětí 350 V a zátěži 2,7 k $\Omega$ . ....	66
Obrázek 11.7: Zapojení měniče při měření účinnosti. ....	67

## SEZNAM TABULEK

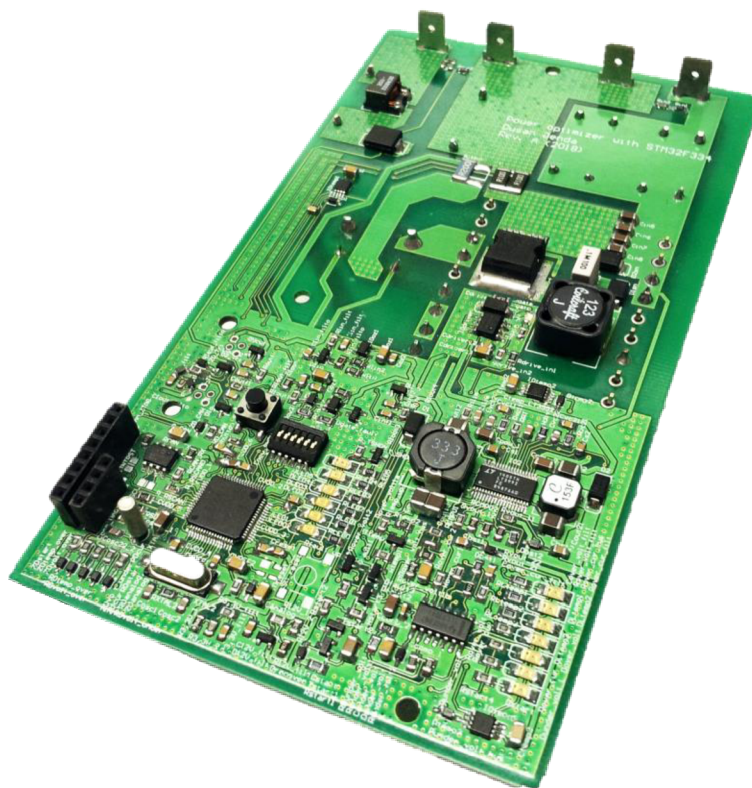
Tabulka 3.1: Srovnání idealizovaných a reálně dosažitelných parametrů FV panelu LS Premium 60P, převzato z [2]. .....	6
Tabulka 4.1: Parametry feritového jádra ETD4415, převzato z [10]. .....	14

# 1 ÚVOD

Výroba elektrické energie z obnovitelných zdrojů zažívá v tomto století, respektive v posledním desetiletí značný rozmach, a to především v oblasti fotovoltaiky. Navrhnout fotovoltaický panel s co největším možným výstupním výkonem je naprosto bezpředmětné, pokud k panelu nebude připojen optimálně navržený DC/DC měnič, který bude schopen v jakémkoliv okamžiku získat z panelu maximální výkon.

Cílem této diplomové práce je detailně navrhnout přizpůsobovací DC/DC měnič pro jeden fotovoltaický panel s katalogovým napětím 24 V. Měnič bude disponovat MPPT regulací pro získání maximální možné energie z fotovoltaického panelu v jakémkoliv časovém okamžiku. Výstupní napětí měniče bude stejnosměrných 350 V. Měnič bude navrhován tak, aby jej bylo možné v budoucnu připojit do stejnosměrného meziobvodu hybridního střídače.

Název práce je sice „Soustava DC/DC měničů pro solární panely fotovoltaické elektrárny“, nicméně úkolem diplomové práce je návrh a konstrukce měniče, který bude možné připojit k jednomu fotovoltaickému panelu. Měniče však bude možné řadit paralelně, a tím tedy dojde k vytvoření soustavy DC/DC měničů.



Obrázek 1.1: Pohled na realizovaný měnič.

## 2 PROBLEMATIKA FOTOVOLTAICKÝCH ELEKTRÁREN

Pro následující krátký rozbor problematiky fotovoltaických elektráren bude uvažována fotovoltaická elektrárna pro rodinný dům se špičkovým výkonem do 5 kW.

Nejběžnější struktura zapojení fotovoltaické elektrárny se skládá z fotovoltaických panelů zapojených do série (tzv. zřetězení) a jednoho centrálního výkonového DC/DC měniče s DC/AC střídačem, jenž je následně připojený do elektrické sítě, případně tvoří umělou síť, tzv. ostrovní systém. S rozšířením možností automatizace, akvizice dat a vzdáleného dohledu dochází k odklonu od standartních struktur fotovoltaických elektráren k tzv. decentralizovaným systémům. Pojem decentralizace si lze představit následovně. Centrální DC/DC měnič s DC/AC střídačem je nahrazen tak, že ke každému FV panelu je připojen malý DC/DC měnič s DC/AC střídačem (*microinverter*). Dalším méně již decentralizovaným řešením je nahrazení centrálního DC/DC měniče s DC/AC střídačem soustavou malých DC/DC měničů připojených přímo k FV panelům. Výstupy měničů jsou paralelně připojeny do centrálního DC/AC střídače. DC/DC měniče se v tomto případě označují jako přizpůsobovací DC/DC měniče.

Decentralizace měničů, respektive střídačů a tím pádem i řízení přináší řadu výhod v oblasti získání maximálního výkonu z celé FV elektrárny, například vlivem zastínění části panelů FV elektrárny, což je největší nedostatek použití centrálního DC/DC měniče s DC/AC střídačem. Proud tekoucí sériově zapojenými FV panely je vždy závislý na FV panelu s nejmenším výstupním proudem (a tedy i výkonem), což je nejčastěji zastíněný panel - například listím, případně stínem, dopadajícím od přilehlých budov nebo stromů.

Decentralizace zároveň zvyšuje odolnost vůči poruchám, protože pokud dojde k poruše v DC/DC měniči s DC/AC střídačem u centralizovaného řízení, tak dojde k výpadku dodávky energie z celé FV elektrárny. V případě struktury přizpůsobovacích měničů je nejslabším článkem řetězce DC/AC střídač, tj. k výpadku dodávky energie dojde v případě poruchy DC/AC střídače (DC/DC měničem disponuje každý panel). Nejvíce poruchově invariantní je řešení, kdy je ke každému FV panelu připojen DC/DC měnič s DC/AC střídačem. Porucha řídicí elektroniky jednoho FV panelu nenaruší dodávku elektrické energie ze zbývajících FV panelů. Míra decentralizace a jejich výhod je však značně úměrná počtu elektronických zařízení pro chod a monitorování celé FV elektrárny, a tedy i výsledné pořizovací ceně FV elektrárny. Tato problematika i s navrhovanými řešeními je dále detailně rozebrána například v příručce [1] od společnosti STMicroelectronics.

### 3 POUŽITÉ FOTOVOLTAICKÉ PANELE

Navrhovaný přizpůsobovací měnič bude na svém vstupu pracovat s polykrystalickými FV panely vyrobenými firmou Lintech Solar [2]. Firma se sídlem v České Republice vyráběla polykrystalické i monokrystalické i FV panely v několika výrobních řadách s odlišnými špičkovými výkony. Pro realizaci FV elektrárny byly zvoleny panely z řady LS Premium 60P se jmenovitým výstupním výkonem 250 W a účinností 15 %.

**Tabulka 3.1: Srovnání idealizovaných a reálně dosažitelných parametrů FV panelu LS Premium 60P, převzato z [2].**

	Zkratka	Idealizované podmínky	Reálné podmínky
Jmenovitý výkon	$P_{MPP}$	250 W <sub>p</sub>	184,89 W <sub>p</sub>
Jmenovité napětí	$U_{MPP}$	31,17 V	28,54 V
Jmenovitý proud	$I_{MPP}$	8,12 A	6,48 A
Napětí naprázdno	$U_{OC}$	37,80 V	35,32 V
Proud nakrátko	$I_{SC}$	8,60 A	6,91 A

V tabulce výše (Tabulka 3.1) jsou uvedeny jednotlivé parametry za standardních testovacích podmínek (STC), při kterých je definována intenzita osvětlení panelu 1000 W/m<sup>2</sup>, teplota FV panelu 25 °C a spektrum dopadajícího záření AM 1,5. Reálné podmínky jsou definovány při následujících podmínkách: intenzita osvětlení 800 W/m<sup>2</sup>, teplota panelu 47 °C a spektrum zůstává stejné jako v případě STC.

## 4 VÝBĚR TOPOLOGIE DC/DC MĚNIČE

Topologie DC/DC měniče musí být volena tak, aby byl daný měnič schopný napětí zvyšovat. Nejjednodušší možný pulsní měnič schopný zvyšovat napětí obsahuje jeden tranzistor, diodu, tlumivku a kondenzátor. Jedná se o tzv. step up. Pro danou aplikaci je však naprosto nevyhovující, z důvodu neefektivního výkonového dimenzování polovodičů. Výstupní napětí navíc není v případě měniče step up galvanicky odděleno od vstupního.

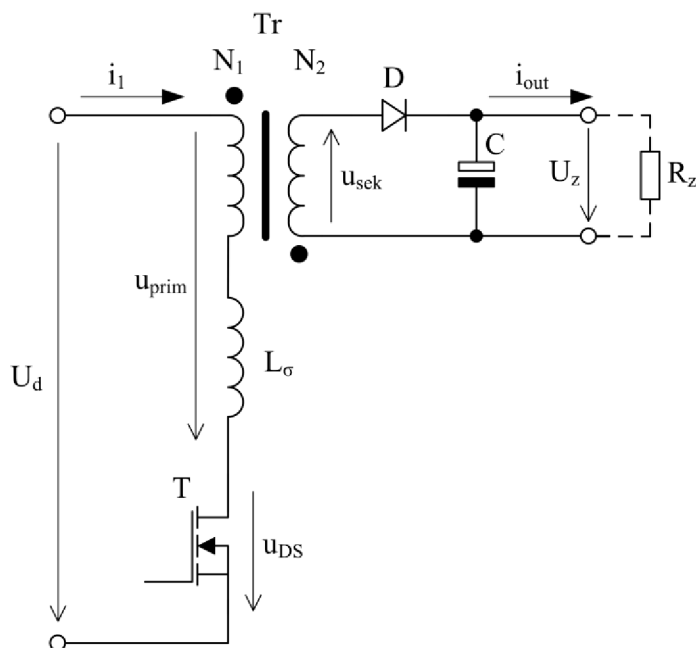
Další možností je použití pulsního měniče s transformátorem, a to buď propustného, nebo blokujícího. Specifickou vlastností propustných měničů je přítomnost transformátoru a přenos energie z primární strany na sekundární stranu v čase sepnutí tranzistorů. Propustné měniče lze dále dělit na jednočinné a dvojčinné. Dvojčinné následně dle topologie například na poloviční můstek případně *push-pull*. Z pohledu počtu polovodičů, a tedy i budičů, jednoduchosti obvodové realizovatelnosti, náročnosti řízení a finální velikosti měniče je zřejmé, že pro danou aplikaci by bylo vhodnější použít jednočinný propustný měnič. Blokující měnič, u něhož dochází k přenosu energie ze vstupu na výstup v čase vypnutí tranzistoru, potřebuje v základním zapojení pro svoji funkci na primární straně pouze jeden tranzistor a na sekundární jednu diodu. Je tedy z pohledu náročnosti počtu polovodičů vhodnější než jednočinný propustný měnič. Topologie blokujícího měniče byla pro danou aplikaci zvolena z důvodu počtu polovodičů na primární straně transformátoru, a tedy následnou jednoduchostí realizace budiče a samotného řízení. Blokující měnič je detailně rozebrán v následující podkapitole 4.1.

### 4.1 Jednočinný blokující měnič s kvazirezonančním odlehčovacím obvodem

V úvodu této podkapitoly bude nejprve nastíněna problematika jednočinného blokujícího měniče bez kvazirezonančního odlehčovacího obvodu a až následně bude doplněna o odlehčovací obvod.

Zapojení jednočinného blokujícího měniče (*flyback*) je zobrazeno na obrázku pod textem (Obrázek 4.1). Jednočinné blokující měniče se obecně navrhují do výkonu řádově stovek wattů ( $\sim 200$  W), ale s použitím vhodného odlehčovacího obvodu může být výstupní výkon měniče i několikanásobně větší.

Ideální transformátor  $T_r$  je v zapojení doplněn o parazitní rozptylovou indukčnost označenou jako  $L_\sigma$  reprezentující nedokonalost transformátoru. Rozptylovou indukčnost je nutné co nejvíce potlačit, protože zapříčiňuje napěťový překmit na výkonovém tranzistoru  $T$ , což je nevýhoda tohoto měniče.



**Obrázek 4.1: Zapojení jednočinného blokujícího měniče (inspirováno podle [3]).**

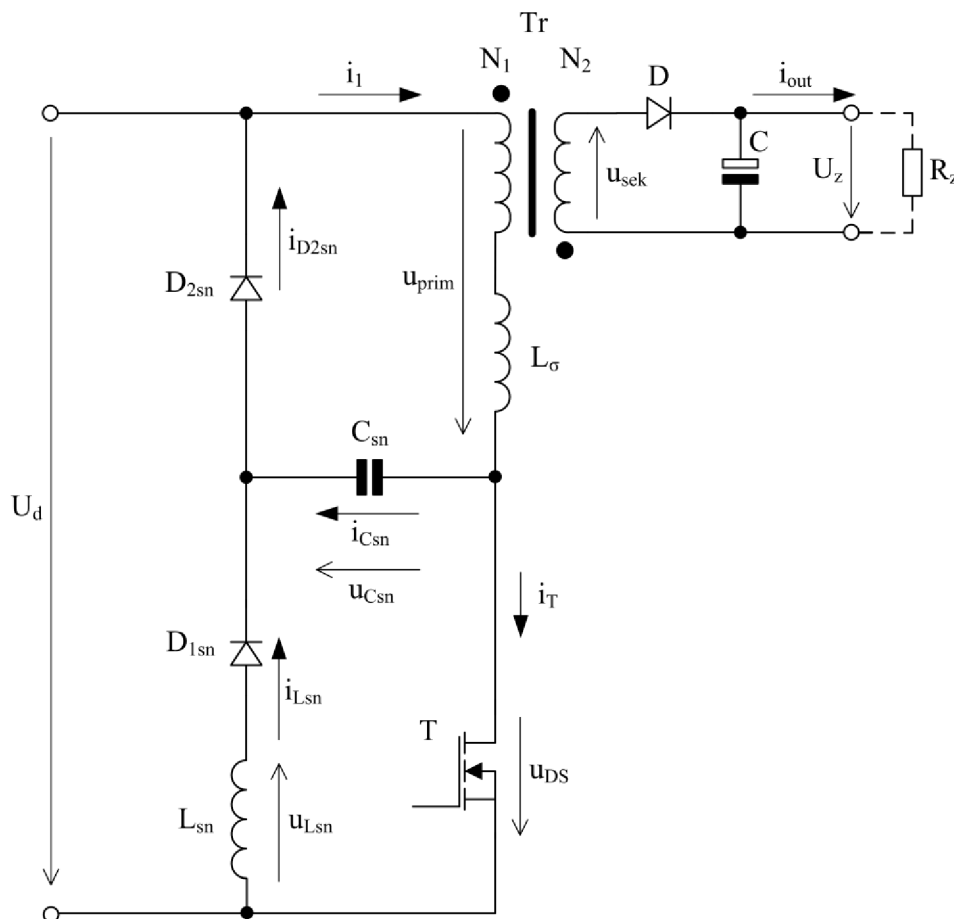
Pracovní režimy blokujícího měniče lze rozdělit dle průběhu spřaženého magnetického toku  $\psi$  na spojitý režim *CCM* (*Continuous Conduction Mode*), režim na mezi spojitosti *BCM* (*Boundary Conduction Mode*, někdy označeného jako *CRM* *Critical Conduction Mode*) a přerušovaný režim *DCM* (*Discontinuous Conduction Mode*), blíže v [4].

Pro následující rozbor budou uvažovány spínací prvky ideální, tj. s nulovým napětím v sepnutém stavu. Funkce měniče je následující. V čase sepnutí tranzistoru *T* začne protékat primárním vinutím proud  $i_1$ , který je integrálem z konstantního napětí meziobvodu  $U_d$ . Napětí meziobvodu je tedy připojeno přímo na primární vinutí transformátoru *Tr* a dochází k magnetizaci transformátoru. Na sekundární straně transformátoru je napětí převedeno s poměrem závitů obou vinutí (sekundární ku primárnímu), ale nemůže téci proud, protože toku proudu brání dioda *D*. Zátěž  $R_z$  je v tomto okamžiku napájena pouze z kondenzátoru *C*. Po vypnutí tranzistoru *T* začne probíhat demagnetizace transformátoru *Tr* prostřednictvím sekundárního vinutí a otevřené diody *D* (nabíjí se kondenzátor *C*). Transformátor je demagnetován napětím  $U_z$  na výstupním kondenzátoru. Demagnetizační proud  $i_2$  je tedy opět lineární (klesající). Napětí  $u_{sek}$  se ale přetransformuje ze sekundární strany na primární stranu (s poměrem závitů sekundární ku primárnímu), kde společně s napětím meziobvodu  $U_d$  namáhá vypnutý tranzistor *T*. Což ale platí pro ideální stav v případě nulové rozptylové parazitní indukčnosti  $L_\sigma$ . Pokud nebude uvažován ideální stav a do rozboru bude zahrnuta parazitní rozptylová indukčnost, tak v případě vypnutí tranzistoru

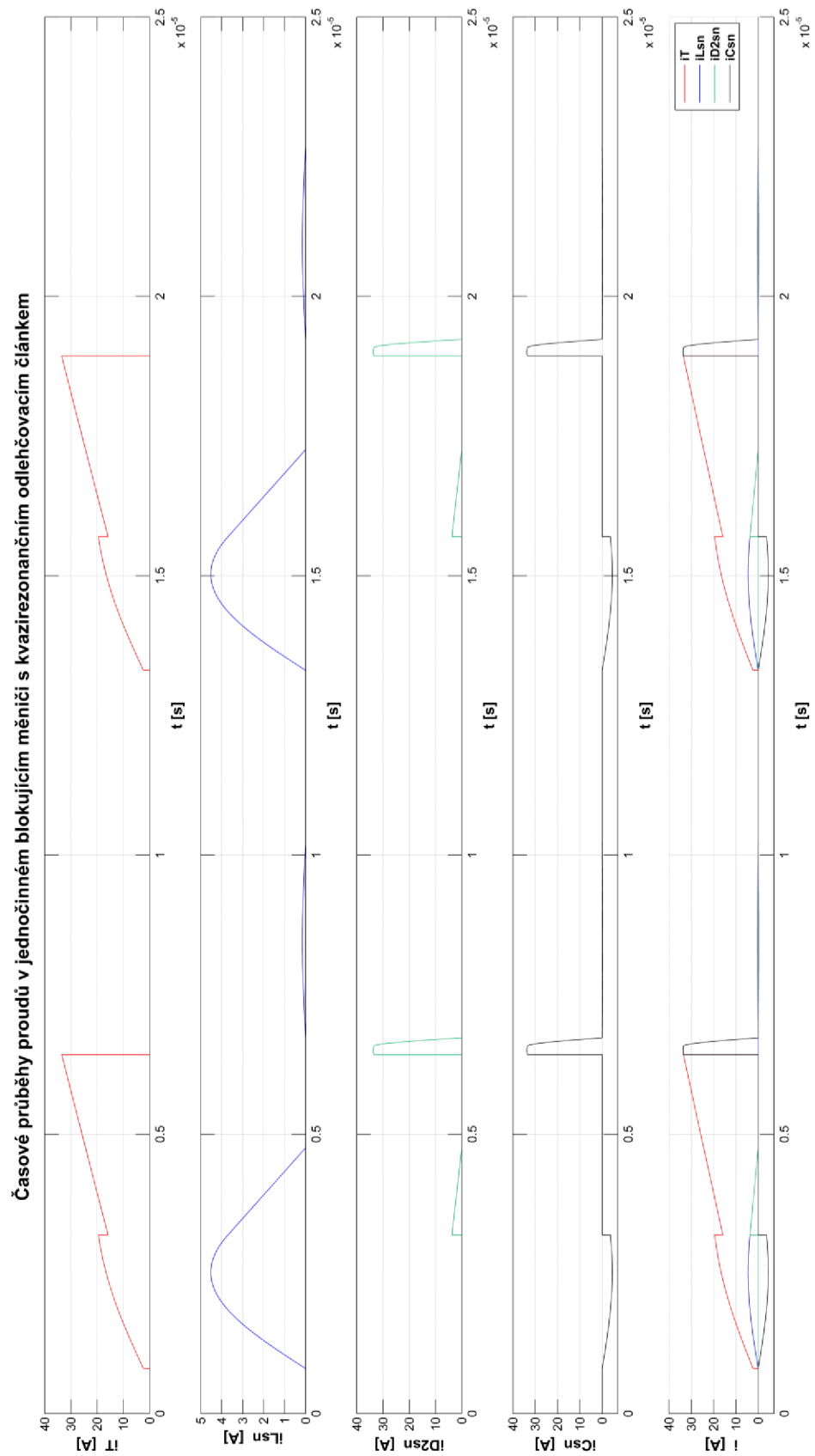


$T$  dojde kvůli rozptylové indukčnosti k vygenerování napětového překmitu. Velikost překmitu je dána velikostí indukčnosti  $L_\sigma$  a rychlosti změny velikosti protékajícího proudu.

Napětový překmit je nutné vhodně omezit tak, aby nedošlo k poškození výkonového tranzistoru  $T$ . Přehled odlehčovacích článků, a jejich letný popis je uveden například v [4]. Odlehčovací články lze obecně rozdělit na tzv. pasivní odlehčovací články, a to jak ztrátové, tak bezztrátové, a aktivní odlehčovací články. Nejjednodušší, avšak nejméně efektivní, je použití pasivního odlehčovacího  $RCD$  článku (dioda sériově připojená k paralelní kombinaci rezistoru a kondenzátoru), jehož funkce je následující. V okamžiku sepnutí tranzistoru  $T$  se uzavře proudová smyčka primární vinutí transformátoru -  $RCD$  článek ( $RCD$  článek je paralelně připojen k primárnímu vinutí transformátoru). Dioda  $RCD$  článku se otevře a proud začne nabíjet kondenzátor. Rezistor  $RCD$  článku následně zajistí vybití kondenzátoru  $RCD$  článku, tj. přemění veškerou nahromaděnou energii na energii tepelnou.

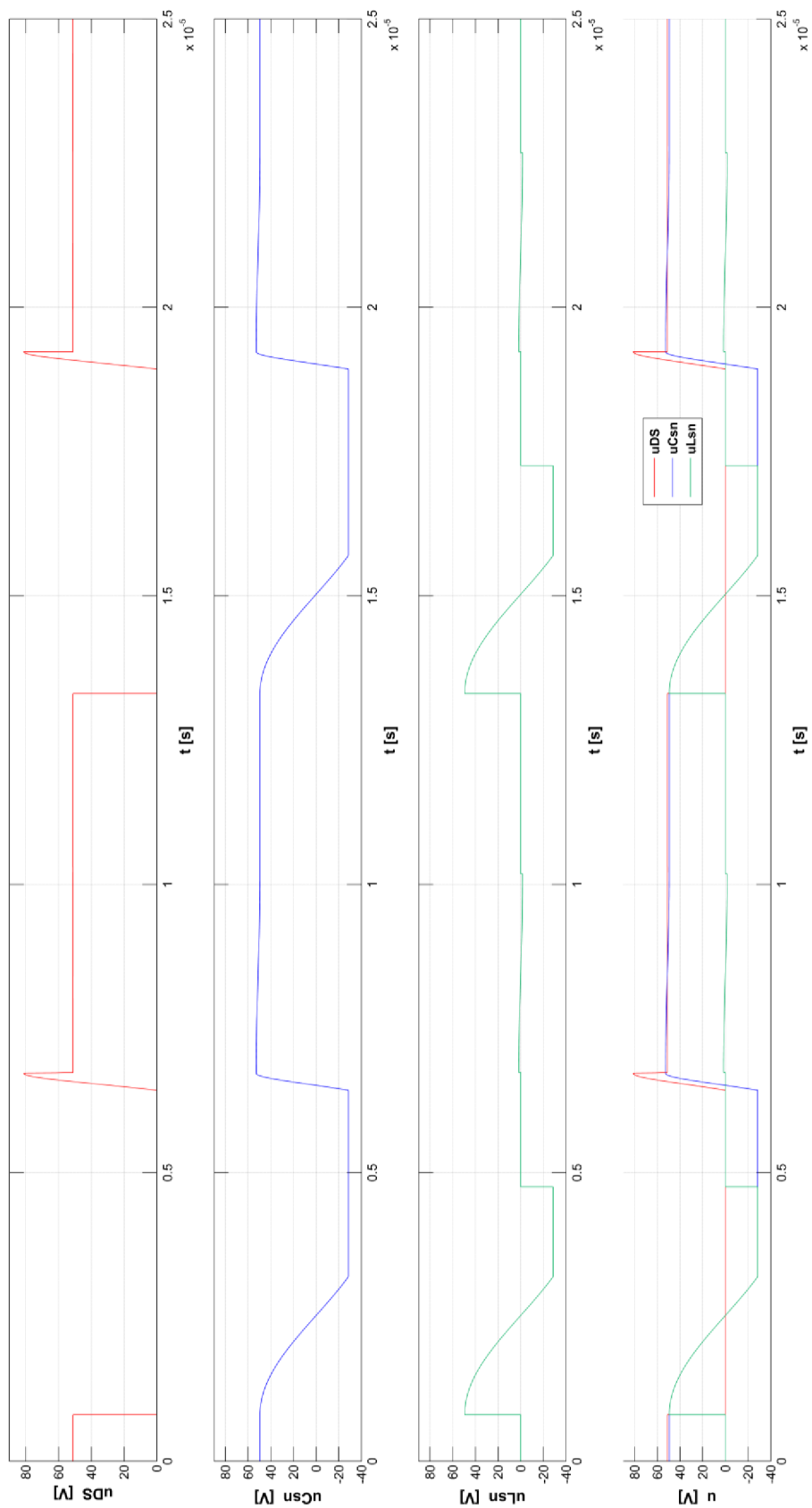


Obrázek 4.2: Zapojení jednočinného blokujícího měniče s kvazirezonančním odlehčovacím článkem (inspirováno podle [6]).



**Obrázek 4.3: Časové průběhy proudů v jednočinném blokujícím měničích s kvazirezonančním odlehčovacím článkem.**

Časové průběhy napětí v jednočinném blokujícím měniči s kvazirezonančním odlehčovacím článkem



Obrázek 4.4: Časové průběhy napětí v jednočinném blokujícím měniči s kvazirezonančním odlehčovacím článkem.

Další možností potlačení napětového překmitu je použití aktivních odlehčovacích článků (v anglické literatuře označované jako *active clamp*). Topologii aktivních odlehčovacích článků lze v základě rozdělit dle připojení dalšího přidaného tranzistoru (s kanálem  $N$  nebo  $P$ ), a to zda je připojen přes kondenzátor paralelně k výkonovému tranzistoru, nebo k primárnímu vinutí transformátoru. Více o této problematice je uvedeno například v [7], případně v [8]. Nutnost řízení dalšího tranzistoru, a tím pádem další budič však zvyšují náročnost finální aplikace, proto nebude aktivní odlehčovací článek použit.

Pro danou aplikaci bude využit jednočinný blokující měnič s pasivním kvazirezonančním odlehčovacím obvodem, a proto zde bude detailně rozebrán. Následující rozbor bude vycházet z [6] a [9]. Zapojení celého měniče včetně odlehčovacího článku je uvedeno na obrázku výše (Obrázek 4.2). Časové průběhy proudů a napětí jsou rovněž uvedeny na obrázcích výše (Obrázek 4.3 a Obrázek 4.4).

Funkce odlehčovacího obvodu je následující: Tranzistor  $T$  je sepnut a probíhá magnetizace transformátoru  $Tr$ . V okamžiku vypnutí tranzistoru  $T$  je kondenzátor  $C_{sn}$  nabit na napětí  $-U_d$ . Po vypnutí tranzistoru  $T$  nemůže proud  $i_1$  zaniknout, a proto dojde k otevření diody  $D_{2sn}$  a přes kondenzátor  $C_{sn}$  dojde k uzavření proudové smyčky. Napětí  $u_{Csn}$  na kondenzátoru  $C_{sn}$  vlivem průchodu proudem  $i_1$  narůstá, a tedy roste i napětí  $u_{DS}$  tranzistoru  $T$ , které je dáno součtem napětí meziobvodu  $U_d$  a napětí  $u_{Csn}$ . Po zániku primárního proudu  $i_1$  (primární proud se uzavíral přes kondenzátor  $C_{sn}$  a diodu  $D_{2sn}$ ) napětí  $u_{DS}$  na tranzistoru  $T$  ihned klesá na součet napětí meziobvodu  $U_d$  a s převodem přepočtené napětí ze sekundární strany transformátoru  $u_{sec}$ . Nyní mohou nastat dva stavy s ohledem na dosaženou velikost napětí  $u_{Csn}$ . Pokud napětí  $u_{Csn}$  dosáhlo vyšší hodnoty, než je napětí dané součtem přepočteného napětí ze sekundární strany  $u_{sec}$  a napětím meziobvodu  $U_d$ , tak dojde k otevření diody  $D_{1sn}$ . V tomto okamžiku se napětí na indukčnosti  $L_{sn}$  skládá z rozdílu napětí  $u_{Csn}$  a součtu napětí  $u_{sec}$  a  $U_d$ . Začne procházet proud  $i_{Lsn}$  a energie z kvazirezonančního článku je vracena zpátky do meziobvodu. Napětí  $u_{Csn}$  na kondenzátoru  $C_{sn}$  postupně klesá až na součet daný napětími  $U_d$  a  $u_{sec}$ . V okamžiku rovnováhy těchto napětí proud  $i_{Lsn}$  zaniká a dioda  $D_{1sn}$  se uzavírá. V případě, že napětí  $u_{Csn}$  nepřekročilo součet napětí  $U_d$  a  $u_{sec}$ , k tomuto přenosu energie vůbec nedojde. V okamžiku sepnutí tranzistoru  $T$  dojde k připojení kondenzátoru  $C_{sn}$  k sériovému spojení diody  $D_{1sn}$  a indukčnosti  $L_{sn}$ . Dioda  $D_{1sn}$  se otevře a napětí  $u_{Csn}$  tedy připojí k indukčnosti  $L_{sn}$ . Energie akumulovaná v kondenzátoru  $C_{sn}$  se postupně přelévá do indukčnosti  $L_{sn}$ . Proud  $i_{Lsn}$  však při tomto přesunu energie přispívá k namáhání sepnutého tranzistoru  $T$ . V okamžiku poklesu napětí kondenzátoru na hodnotu  $-U_d$  nemůže dojít ke skokovému zániku proudu  $i_{Lsn}$ , a proto dojde k otevření diody  $D_{2sn}$ . Indukčnost  $L_{sn}$

je v tuto chvíli připojena paralelně k napětí meziobvodu  $U_d$  a dochází k její demagnetizaci (proud klesá se strmostí  $-U_d/L_{sn}$ ). Při demagnetizaci indukčnosti napětím meziobvodu již nedochází k přídatnému proudovému namáhání tranzistoru  $T$ . Po zániku proudu  $i_{L_{sn}}$  dojde k uzavření diody  $D_{1sn}$  i  $D_{2sn}$  a kvazirezonanční článek je připraven na další pracovní cyklus.

Dle [6] je možné změnou velikosti indukčnosti  $L_{sn}$  a kapacity kondenzátoru  $C_{sn}$  docílit až čtyř různých výsledných pracovních režimů. Podmínky vstupu do jednotlivých režimů, včetně časových průběhů důležitých veličin v jednotlivých režimech a postupy výpočtů indukčnosti  $L_{sn}$  a kapacity kondenzátoru  $C_{sn}$  lze nalézt ve zmíněném zdroji [6].

## 4.2 Detailní návrh silového obvodu měniče

Měnič bude navrhován jako jednočinný blokující měnič s kvazirezonančním odlehčovacím obvodem. V následujících podkapitolách bude nejprve proveden detailně návrh impulsního transformátoru pracujícího v režimu spojitého toku ( $CCM$ ). Následně proběhne návrh odlehčovacího článku a volba jednotlivých součástek.

### Zadané parametry měniče:

- jmenovité vstupní napětí:  $U_{d,jmen} = 28,5 \text{ V}$
- výstupní napětí:  $U_z = 350 \text{ V}$
- výstupní proud:  $I_z = 0,72 \text{ A}$
- frekvence spínání výkonového tranzistoru:  $f_{PWM} = 80 \text{ kHz}$
- jmenovitý výstupní výkon měniče:  $P_{jmen} = 250 \text{ W}$
- jmenovitá střída:  $s_{jmen} = 0,45$

### 4.2.1 Návrh impulsního transformátoru

Výpočet impulsního transformátoru bude proveden v závislosti na poznacích získaných v [3]. Jak již bylo předesláno, tak transformátor bude pracovat v režimu  $CCM$ , tedy v režimu spojitého magnetického toku  $\psi$  s konstantní frekvencí  $f_{PWM}$ . Magnetický tok ani proud nebude tedy na konci periody spínacího cyklu klesat na nulovou hodnotu (pokud bude měnič pracovat ve zvoleném pracovním bodě). Průběh návrhu transformátoru není ovlivněn budoucím připojením kvazirezonančního odlehčovacího článku.

Transformátor bude navinut na jádro ETD4415 [10], jehož parametry jsou uvedeny v tabulce pod textem (Tabulka 4.1).

**Tabulka 4.1: Parametry feritového jádra ETD4415, převzato z [10].**

Materiál jádra	CF139
Rozměry jádra	55 x 43,8 x 15,2 mm (VxŠxH)
Efektivní průřez jádra	$A_e = 173 \text{ mm}^2$
Efektivní délka siločáry	$l_e = 103 \text{ mm}$
Efektivní objem	$V_e = 17800 \text{ mm}^3$
Výška okna pro vinutí	$v_v = 30 \text{ mm}$
Šířka okna pro vinutí	$\check{s}_v = 7,7 \text{ mm}$
Plocha okna pro vinutí	$S_o = 231 \text{ mm}^2$

Hysterezní ztráty jádra jsou závislé na zvlnění magnetické indukce, a proto bude pro další výpočty uvažován zdvih magnetické indukce  $\Delta B = 0,2 \text{ T}$ . Maximální velikost indukce  $B_{max}$  bude uvažována  $0,3 \text{ T}$ . Indukce v jádře tedy nikdy neklesne až k nule, ale bude minimálně  $0,1 \text{ T}$ . Kdyby magnetická indukce dosahovala maximálního rozkmitu, tj.  $0,3 \text{ T}$  došlo by ke zvýšení velikosti hysterezních ztrát.

Nejprve se provede výpočet počtu primárních závitů  $N_1$  dle vztahu (4.1).

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s_{jmen}}{f_{PWM} \cdot A_e \cdot \Delta B} = \frac{28,5 \cdot 0,45}{80 \cdot 10^3 \cdot 173 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2} = 4,63 \sim 5 \quad (4.1)$$

Následně se vypočítá počet sekundárních závitů  $N_2$  ze vztahu (4.2).

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_z}{U_d} \cdot \frac{1 - s_{jmen}}{s_{jmen}} = 5 \cdot \frac{350}{28,5} \cdot \frac{1 - 0,45}{0,45} = 75,05 \sim 75 \quad (4.2)$$

Efektivní proud tekoucí primárním vinutím lze přibližně spočítat dle vztahu (4.3) (vypočtený proud není přesným výsledkem, ale podléhá zjednodušení spočívajícím v zanedbání zkosení průběhu primárního proudu, viz Obrázek 4.6, tj. výpočet je proveden de facto pro obdélníkový průběh). Napětí meziobvodu  $U_d$  ve vztahu (4.3) je navíc uvažováno jako minimální, tedy reflektuje minimální úroveň výstupního napětí FV panelu, při které je vhodné výstupní výkon FV panelu ještě zpracovávat (se snižujícím se výstupním napětím FV panelu rapidně klesá i výkon FV panelu). Zároveň se samozřejmě změní střída, která se se snižujícím napětím zvyšuje, aby nedošlo k poklesu výstupního napětí. Proto je ve vztahu (4.3)

uvažována střída  $s_{max}$  pro minimální vstupní napětí odpovídající přibližně hodnotě 0,53. Jmenovitý výstupní výkon měniče  $P_{jmen}$  ve vztahu (4.3) je navíc na primární straně transformátoru navýšen z důvodů ztrát o 10 %.

$$I_{1_{rms}} = \frac{1,1 \cdot P_{jmen}}{U_{d_{min}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{s_{max}}} = \frac{1,1 \cdot 250}{24} \cdot \frac{1}{\sqrt{0,53}} = 15,74 \text{ A} \quad (4.3)$$

$$I_{1_{stř}} = \frac{1,1 \cdot P_{jmen}}{U_{d_{min}}} = \frac{1,1 \cdot 250}{24} = 11,46 \text{ A} \quad (4.4)$$

Proudová hustota ve vinutí bude volena  $\sigma = 3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$  (hodnota bude platit i pro sekundární vinutí). Průřez primárního vinutí je dán vztahem (4.5)

$$S_{Cu_{prim}} = \frac{I_{1_{rms}}}{\sigma} = \frac{15,74}{3} = 5,25 \text{ mm}^2 \quad (4.5)$$

Obdobně se provede i výpočet efektivního proudu tekoucí sekundárním vinutím dle (4.6). Ve výpočtu je opět uvažována střída  $s_{max}$  při minimálním napětí meziobvodu  $U_{d_{min}}$ .

$$I_{2_{rms}} = \frac{I_z}{\sqrt{1 - s_{max}}} = \frac{0,72}{\sqrt{1 - 0,53}} = 1,05 \text{ A} \quad (4.6)$$

Průřez sekundárního vinutí je dán následně vztahem (4.7).

$$S_{Cu_{sek}} = \frac{I_{2_{rms}}}{\sigma} = \frac{1,05}{3} = 0,35 \text{ mm}^2 \quad (4.7)$$

S přihlédnutím na hloubku vniku (danou vztahem (4.8)) a dostupnost konstrukčního materiálu bude transformátor navinut způsobem, který schematicky znázorňuje Obrázek 4.5.

$$\begin{aligned} \delta &= \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{Cu}}{2 \cdot \pi \cdot f_{PWM} \cdot \mu_0}} = \\ &= \sqrt{\frac{2 \cdot 1,69 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} = 0,23 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.8)$$

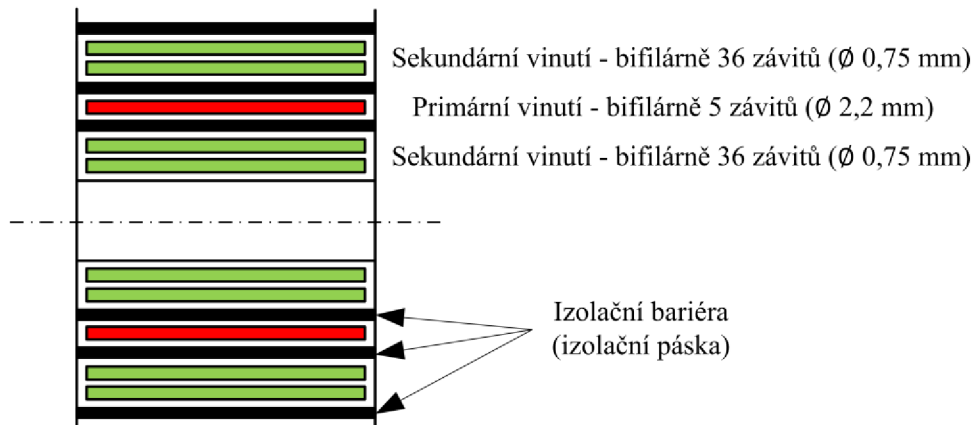
Primární vinutí bude navinuto bifilárně vysokofrekvenčním lankem *Rupalit* [11] o průměru 2,2 mm (průřez tedy 3,8 mm<sup>2</sup>) a vloženo mezi sekundární vinutí. Sekundární vinutí bude opět navinuto bifilárně vysokofrekvenčním lankem *Rupalit* o průměru 0,75 mm (průřez 0,44 mm<sup>2</sup>), zároveň však z důvodu vhodného zakrytí celé vrstvy (výšky okna) jádra transformátoru bude počet sekundárních závitů snížen na 72, tj. o tři závity. Sekundární vinutí je navíc rozděleno po 36 závitěch na poloviny. Mezi poloviny sekundárního vinutí je vloženo primární vinutí, což povede ke zvýšení činitele vazby  $k$ .

Následně se provede ověření realizovatelnosti vložení vinutí transformátoru. Celková plocha primárního i sekundárního vinutí transformátoru s reflektováním činitele plnění ( $k_{p,Cu} = 0,5$ ) se vypočte ze vztahu (4.9).

$$A_{Cu_{tot}} = \frac{N_1 \cdot 2 \cdot S_{Cu_{prim\_lanko}} + N_2_{uprav} \cdot 2 \cdot S_{Cu_{sek\_lanko}}}{k_{p,Cu}} = \quad (4.9)$$

$$= \frac{5 \cdot 2 \cdot 3,8 + 72 \cdot 2 \cdot 0,44}{0,5} = 202,72 \text{ mm}^2$$

Vypočtená velikost celkové plochy sekundárního i primárního vinutí je menší, než plocha okna jádra transformátoru, a z toho tedy plyne, že se obě vinutí i po uvažování izolace mezi vinutími do jádra vydají.



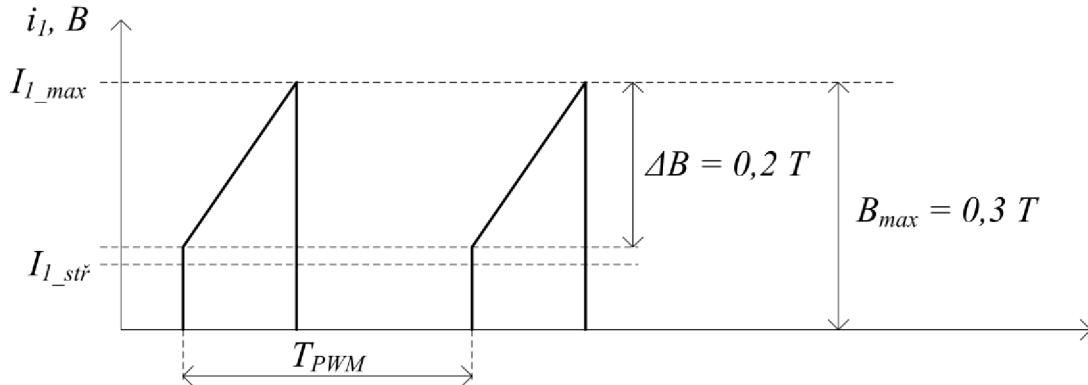
Obrázek 4.5: Skladba vinutí transformátoru *Tr*.

Velikost vzduchové mezery se navrhne s ohledem na maximální magnetickou indukci  $B_{max}$ . Pokud bude uvažován lineární magnetický obvod, tak bude průběh magnetické indukce i spřaženého magnetického toku tvarově stejný jako proud tekoucí vinutími. Délku vzduchové mezery lze vypočítat ze vztahu (4.10), kde  $I_{1,max}$  je špičková hodnota proudu tekoucího primárním vinutím a  $H_{max}$  je maximální intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře. Vztah (4.10) platí po zanedbání magnetického odporu feritového jádra.



$$H_{max} \cdot l_v = I_{1_{max}} \cdot N_1 \quad (4.10)$$

Závislost (4.10) lze přepsat na vztah (4.13), ze kterého lze přímo vypočítat délku vzduchové mezery  $l_v$ . Velikost špičkové hodnoty primárního proudu  $I_{1_{max}}$  lze určit z tvaru průběhu primárního proudu  $i_1$  (viz Obrázek 4.6) a následně tedy vypočítat vztahem (4.11).



Obrázek 4.6: Časový průběh primárního proudu  $i_1$  a magnetické indukce  $B$ .

$$I_{1_{max}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{1,1 \cdot P_{jmen}}{U_{d_{min}}}}{s_{max}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{1,1 \cdot 250}{24}}{0,53} = 32,43 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$l_v = \frac{I_{1_{max}} \cdot N_1}{H_{max}} = \frac{\frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{1,1 \cdot P_{jmen}}{U_{d_{min}}}}{s_m} \cdot N_1 \cdot \mu_0}{B_{max}} = \quad (4.12)$$

$$= \frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{250}{24}}{0,53} \cdot 5 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{0,3} = 0,679 \text{ mm}$$

Vypočtenou velikost vzduchové mezery je vhodné uvažovat spíše jako orientační, protože je zatížena chybou zanedbáním magnetického odporu jádra a navíc vzduchová mezera nemá tvar ideálního kvádru (siločáry nejsou v okrajích vzduchové mezery rovnoběžné, ale mají soudkovitý tvar). Vhodnější je velikost vzduchové mezery  $l_v$  přesněji nastavit prostřednictvím měření indukčnosti primárního vinutí  $L_1$  transformátoru vhodným LC metrem. Vzduchovou mezuru je nutné uvažovat jako polovinu vypočtené hodnoty  $l_v$ , což vychází z geometrie jádra transformátoru. Po nastavení vhodné vzduchové mezery a dosažení požadované

indukčnosti  $L_1$  dané vztahem (4.13) se obě části jádra zafixují a transformátor je hotov.

$$L_1 = \frac{2 \cdot U_d^2 \cdot s_{jmen}^2}{3 \cdot f_{PWM} \cdot 1,1 \cdot P_{jmen}} = \frac{2 \cdot 28,5^2 \cdot 0,45^2}{3 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1,1 \cdot 250} = 4,98 \mu H \quad (4.13)$$

Po zkonstruování transformátoru je možné provést změření rozptylové indukčnosti. Měří se indukčnost primárního vinutí se zkratovaným sekundárním vinutím. Naměřená hodnota rozptylové indukčnosti  $L_\sigma$  zkonstruovaného transformátoru je  $0,09 \mu H$ .

## 4.2.2 Návrh kvazirezonančního odlehčovacího obvodu

Kompletní návrh odlehčovacího článku bude proveden dle [6]. Pro výpočet velikosti indukčnosti  $L_{sn}$  a kapacity  $C_{sn}$  je nutné znát následující vstupní parametry: maximální velikost proudu tekoucí primárním vinutím  $I_{1,max}$ , velikost indukčnosti  $L_1$  a rozptylové indukčnosti  $L_\sigma$ , napětí meziobvodu  $U_d$ , počet závitů primárního a sekundárního vinutí, frekvenci  $f_{PWM}$ , střidu  $s_{jmen}$  a maximální velikost závěrného napětí drain-source  $U_{DS,max}$  tranzistoru  $T$ . Veškeré parametry kromě závěrného napětí tranzistoru  $U_{DS,max}$  byly vypočteny, respektive zvoleny, v podkapitole 4.2.1. Samotným dimenzováním součástek silového obvodu se věnuje podkapitola 4.2.4, nicméně pro výpočet odlehčovacího článku je nutné velikost  $U_{DS,max}$  zvolit již nyní. Maximální velikost závěrného napětí  $U_{DS,max}$  bude volena s ohledem na velikost odporu tranzistoru v sepnutém stavu  $R_{DSon}$ . Se zvyšujícím se závěrným napětím  $U_{DS,max}$  se zvyšuje i velikost odporu  $R_{DSon}$ . Hodnota  $U_{DS,max}$  tranzistoru  $T$  bude volena  $100 V$ . Pro výpočet odlehčovacího článku bude hodnota maximálního napětí drain – source uvažována s rezervou, proto bude volena hraniční mez  $85 V$  ( $U_{DS,max,calc}$ ). Tato zvolená hodnota však platí pouze v okolí pracovního bodu měniče a vlivem regulačních zásahů regulátoru se bude měnit.

Samotný výpočet odlehčovacího článku se provede následujícím způsobem. Nejprve se určí minimální velikost kapacity kondenzátoru  $C_{sn}$  podle vztahu (4.14).

$$C_{sn} \geq \frac{I_{1,max}^2 \cdot L_\sigma}{\left( U_{DS,max,calc} - U_{d,min} - U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2,uprav}} \right)^2} = \frac{32,43^2 \cdot 0,09 \cdot 10^{-6}}{\left( 85 - 24 - 350 \cdot \frac{5}{72} \right)^2} = 70,29 nF \quad (4.14)$$

Velikost kondenzátoru  $C_{sn}$  bude pro další výpočty uvažováno 100 nF ( $C_{sn\_skut}$ ).

Maximální napětí na kondenzátoru  $C_{sn\_skut}$  je dáno rovnicí (4.15)

$$\begin{aligned} U_{C_{sn\_max}} &= U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} + I_{1\_max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_{sn\_skut}}} = \\ &= 350 \cdot \frac{5}{72} + 32,43 \cdot \sqrt{\frac{0,09 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}}} = 60,56 V \end{aligned} \quad (4.15)$$

Pro výpočet velikosti indukčnosti  $L_{sn}$  je nutné nejprve určit pracovní režim odlehčovacího článku. S ohledem na platnost podmínky (4.16) bude odlehčovací článek pracovat ve třetím režimu (dle [6]).

$$\begin{aligned} U_{d\_min} < I_{1\_max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_{sn\_skut}}} < \left( U_{d\_min} + U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} \right) \quad (4.16) \\ (24 V < 30,77 V < 48,31 V) \end{aligned}$$

Proud  $I_{L_{sn}}$  tekoucí indukčností  $L_{sn}$  se pro následující výpočet zvolí 4 A ( $I_{L_{sn\_on}} = I_{L_{sn\_off}} = I_{L_{sn}}$ ). Ve třetím pracovním režimu odlehčovacího článku protéká proud indukčností  $L_{sn}$  v době zapnutí i vypnutí tranzistoru  $T$ . Velikost indukčnosti  $L_{sn}$  se určí ze vztahu pro vypnutý tranzistor (4.17), respektive (4.18) pro sepnutý tranzistor a vybere se vyšší z obou hodnot.

$$\begin{aligned} L_{sn\_off} &= \frac{\left( U_{d\_min} - I_{1\_max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_{sn\_skut}}} \right)^2 \cdot C_{sn\_skut}}{I_{L_{sn\_off}}^2} = \\ &= \frac{\left( 24 - 32,43 \cdot \sqrt{\frac{0,09 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}}} \right)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{4^2} = 0,286 \mu H \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} L_{sn\_on} &= \\ &= \frac{\left( U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} - I_{1\_max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_{sn\_skut}}} + 2 \cdot U_{d\_min} \right)^2 \cdot C_{sn\_skut}}{I_{L_{sn\_on}}^2} = \\ &= \frac{\left( 350 \cdot \frac{5}{72} - 32,43 \cdot \sqrt{\frac{0,09 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}}} + 2 \cdot 24 \right)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{4^2} = \\ &= 10,79 \mu H \end{aligned} \quad (4.18)$$

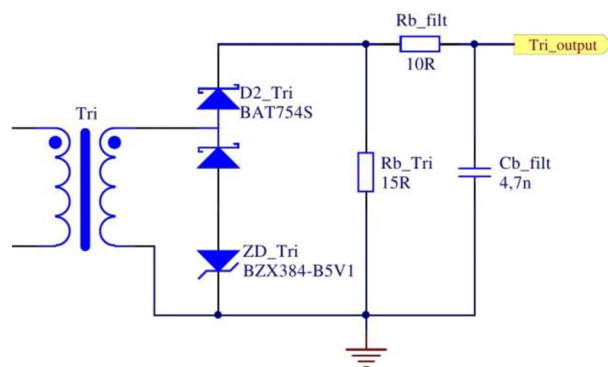
Velikost skutečně použité indukčnosti  $L_{sn\_skut}$  bude 12  $\mu\text{H}$ . Následně se provede kontrola délky trvání kvazirezonančního děje s ohledem na zvolenou střihu a frekvenci měniče dle (4.19) Pro správnou funkci odlehčovacího obvodu musí být kvazirezonanční děj ukončen vždy pouze v době, kdy je tranzistor sepnut, respektive rozepnut. Nesmí dojít k situaci, kdy kvazirezonanční děj není dokončen a tranzistor se spíná, respektive vypíná. Minimální doba potřebná pro provedení kvazirezonančního děje je dána vztahem (4.19), kde  $T_{on\_off\_min}$  je minimální doba trvání sepnutí, respektive vypnutí, tranzistoru.

$$\begin{aligned} T_{on\_off\_min} &\geq \pi \sqrt{L_{sn\_skut} \cdot C_{sn\_skut}} = \\ &= \pi \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 3,44 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Z výsledku je zřejmé, že kvazirezonanční děj se stihne ukončit i v případě, že střiha měniče vlivem akčního zásahu regulátoru poklesne na hodnotu 0,3, respektive vzroste, na hodnotu 0,7.

### 4.2.3 Proudový transformátor

S ohledem na budoucí realizaci řízení měniče je nutné snímat proud na primární straně transformátoru  $Tr$ . Jednou z možností je umístění proudového transformátoru  $Tr_i$  sériově s tranzistorem  $T$ , což ale bude mít za následek zavedení parazitní indukčnosti a zvýšení napěťového překmitu na tranzistoru  $T$ . Proto je vhodnější umístit proudový transformátor  $Tr_i$  sériově s hlavním transformátorem  $Tr$ . Pokud však bude sekundární strana proudového transformátoru zapojena standardně, tj. sekundární vinutí bude ideálně zkratováno (elektronický zkrat dosažený operačním zesilovačem v invertujícím režimu), tak nastává problém s demagnetizací jádra transformátoru  $Tr_i$ . Tato situace je dána topologickou volbou měniče, protože demagnetizace transformátoru  $Tr$  nastává na sekundární straně, nikoliv na primární. Obdobně je proto nutné přistoupit k demagnetizaci proudového transformátoru  $Tr_i$ , tj. demagnetovat jej na sekundární straně. Proudový transformátor lze navrhnout dle [3], kapitola 26.3 *Snímání jednopolaritních impulsů transformátorem proudu*. Zapojení proudového transformátoru je uvedeno na následujícím obrázku (Obrázek 4.7).



Obrázek 4.7: Schéma zapojení bloku proudového transformátoru.

Pro konstrukci proudového transformátoru  $Tr_i$  bude použito toroidní feritové jádro. Převod transformátoru bude volen tak, aby proud o velikosti 2000 mA na primární straně, odpovídal velikosti proudu 12,5 mA na sekundární straně. Primární vinutí bude vytvořeno pouze jedním závitěm (průvlečkem). Maximální hodnota indukce proudového transformátoru  $B_{max\_Tri}$  bude volena 0,3 T. Velikost bočnicku  $R_{b\_Tri}$  bude volena 15  $\Omega$ . Velikost bočnicku je volena tak, aby při maximálním protékajícím proudu primárním vinutím přepočteným s převodem na sekundární stranu transformátoru  $Tr_i$ , tj. 250 mA (40 A s převodem transformátoru  $Tr_i$  přepočtený na sekundární stranu), vznikl na odporu  $R_{b\_Tri}$  napěťový úbytek 3 V ( $U_{2\_max\_Tri}$ ), z důvodu pozdějšího zpracování A/D převodníkem. Maximální střída měniče  $s_{max}$  bude uvažována 0,53 a odpor sekundárního vinutí proudového transformátoru  $R_{Cu2\_Tri}$  bude uvažován 200 m $\Omega$ . Velikost napětí v propustném směru diody  $D_{2\_Tri}$  (zvolena Schottkyho dioda BAT754S) při protékajícím proudu 250 mA je dle Fig1. v datasheetu [12] přibližně 300 mV ( $U_{D2\_Tri}$ ). Minimální počet závitů sekundárního vinutí je dán vztahem (4.20).

$$\begin{aligned}
 N_{2\_Tri} &= \frac{[(R_{Cu2\_Tri} + R_{b\_Tri}) \cdot I_{2\_max\_Tri} + U_{D2\_Tri}] \cdot s_{max}}{f_{PWM} \cdot B_{max\_Tri} \cdot S_{Fe\_Tri}} = \\
 &= \frac{[(200 \cdot 10^{-3} + 15) \cdot 250 \cdot 10^{-3} + 300 \cdot 10^{-3}] \cdot 0,53}{80 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 14 \cdot 10^{-6}} = \quad (4.20) \\
 &= 6,47
 \end{aligned}$$

Aby byl dodržen proudový převod měřícího transformátoru, tak bude počet závitů na sekundární straně navýšen na 160 závitů.

Minimální velikost Zenerova napětí diody  $D_{z\_Tri}$  se určí ze vztahu (4.23).

$$\begin{aligned} U_{zD\_min\_Tri} &= (U_{z\_max\_Tri} - U_{Dz\_Tri}) \cdot \frac{s_{max}}{1 - s_{max}} = \\ &= (3 - 300 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{0,53}{1 - 0,53} = 3,044 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.21)$$

V měniči bude použita dioda se Zenerovým napětím 5,1 V (čím vyšší napětí, tím rychleji dojde k demagnetizaci jádra proudového transformátoru).

Uvažovaná hodnota proudu 250 mA na primární straně je pouze špičková, tj. střední hodnota proudu bude podstatně nižší (s ohledem na pracovní bod měniče méně než šestinová). Ideální by bylo, kdyby převod transformátoru byl ještě nižší, což by ale vyžadovalo vyšší počet závitů na sekundární straně transformátoru. Vysoký počet závitů by měl však za následek nárůst parazitní mezizávitové kapacity, a tedy snížení horního mezního kmitočtu transformátoru.

#### 4.2.4 Dimenzování a výběr součástek silového obvodu

Nejprve budou provedeny výpočty pro primární stranu měniče a následně bude proveden rozbor i sekundární strany měniče.

##### Spínací tranzistor $T$ :

Závěrné napětí tranzistoru  $T$  je omezeno zavedeným parametrem  $U_{DS\_max\_calc}$  v podkapitole 4.2.2. Kvazirezonanční odlehčovací obvod nedovolí vzrůst nad tuto hodnotu (85 V) při jmenovitých hodnotách střídavy, vstupního napětí a výstupního proudu. Z preventivních důvodů však bude vybírán tranzistor s maximálním závěrným napětím 100 V ( $U_{DS\_max\_skut}$ ). Z pohledu proudového dimenzování bude tranzistor namáhán špičkovým proudem dle vztahu (4.11) (32,43 A), efektivním proudem daným vztahem (4.3) (15,74 A) a středním proudem podle (4.4) (11,46 A). Tyto hodnoty by však platily pouze v případě, kdy nebude použit kvazirezonanční odlehčovací obvod, který nejenže sníží napěťové namáhání tranzistoru ve vypnutém stavu, ale povede ke zvýšení proudového namáhání tranzistoru v sepnutém stavu, což je patrné z obrázku s časovými průběhy napětí (Obrázek 4.4). Maximální hodnota zvyšující proud v sepnutém stavu je dána vztahem (4.22).

$$\begin{aligned}
I_{kvazi\_on} &= \left( U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} - I_{1\_max} \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_{sn\_skut}}} + 2 \cdot U_{d\_min} \right) \cdot \\
&\cdot \sqrt{\frac{C_{sn\_skut}}{L_{sn\_skut}}} = \left( 350 \cdot \frac{5}{72} - 32,43 \cdot \sqrt{\frac{0,09 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}}} + 2 \cdot 24 \right) \cdot \\
&\cdot \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^{-6}}} = 4,15 \text{ A}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Hodnota  $I_{kvazi\_on}$  však nebude mít dopad na špičkovou hodnotu proudu (viz Obrázek 4.3). Pro výběr tranzistoru  $T$  bude uvažována maximální hodnota proudu drainem až 50 A ( $I_{1\_max\_skut}$ ). S ohledem na maximální závěrné napětí ( $U_{DS\_max\_skut}$ ) a maximální proud drainem ( $I_{1\_max\_skut}$ ) byl vybrán tranzistor STH310N10F7-6 v SMD provedení od společnosti STMicroelectronics. Odpor tranzistoru v sepnutém stavu je dle datasheetu [13]  $R_{DS\_on} = 2,3 \text{ m}\Omega$ . Ztráty v sepnutém stavu lze určit ze vztahu (4.23). Velikost efektivního proudu  $I_{1\_rms\_est}$  tekoucího tranzistorem  $T$  není přesně vypočtena, ale pouze odhadnuta.

$$\Delta P_{ved} = R_{DS\_on} \cdot I_{1\_rms\_est}^2 = 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 18^2 = 0,745 \text{ W} \tag{4.23}$$

Při vypínání tranzistoru  $T$  nevzniknou žádné ztráty, protože napětí  $u_{DS}$  je v okamžiku vypínání tranzistoru nulové (viz Obrázek 4.4). Při zapínání tranzistoru  $T$  dosahuje napětí  $u_{DS}$  velikosti součtu napětí meziobvodu a přepočteného napětí ze sekundární strany. Proud tekoucí tranzistorem dosáhne přibližně střední hodnoty dané vztahem (4.4). Doba zapínání tranzistoru je dle datasheetu [13] 62 ns při připojení externího rezistoru  $R_{gate}$  o odporu 4,7  $\Omega$  do gatu tranzistoru  $T$ . Spínací ztráty tranzistoru  $T$  se následně určí ze vztahu (4.24).

$$\begin{aligned}
\Delta P_{zap} &= \frac{1}{4} \cdot f_{PWM} \cdot \left( U_{d\_jmen} + U_Z \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} \right) \cdot I_{1\_stř} \cdot t_{zap} = \\
&= \frac{1}{4} \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot \left( 28,5 + 350 \cdot \frac{5}{72} \right) \cdot 11,46 \cdot 62 \cdot 10^{-9} = 0,750 \text{ W}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Celkové ztráty na tranzistoru jsou dány součtem ztrát v sepnutém stavu a ztrátami zapínacími dle vztahu (4.25).

$$\Delta P_{T\_celk} = \Delta P_{ved} + \Delta P_{zap} = 0,745 + 0,750 = 1,50 \text{ W} \tag{4.25}$$

S ohledem na vypočtenou hodnotu celkových ztrát  $\Delta P_{T\_celk}$  nebude chlazení tranzistoru externím chladičem nutné. Povrchová montáž součástky a dostatečně

plošně dimenzovaný polygon mědi v okolí součástky na desce plošných spojů zajistí její bezproblémové chlazení.

#### **Indukčnost odlehčovacího článku $L_{sn}$ :**

Velikost indukčnosti  $L_{sn}$  byla vypočtena a zvolena v podkapitole 4.2.2 jako 12  $\mu\text{H}$ . Špičkový proud tekoucí indukčností  $L_{sn}$  dosahuje velikosti 4,15 A dle rovnice (4.22). S ohledem na tyto hodnoty byla vybrána indukčnost MSS1278-123ML [14] od společnosti Coilcraft.

#### **Kondenzátor odlehčovacího článku $C_{sn}$ :**

Velikost kondenzátoru byla vypočtena a zvolena v podkapitole 4.2.2 jako 100 nF. Maximální hodnota napětí na kondenzátoru je 55,07 V ( $U_{C_{sn\_max}}$ ) a špičkový proud tekoucí kondenzátorem dosahuje hodnoty až 32,43 A ( $I_{1\_max}$ ). Kondenzátor bude použit foliový polypropylenový o kapacitě 100 nF [15].

#### **Diody odlehčovacího článku $D_{1sn}$ a $D_{2sn}$ :**

Maximální proud tekoucí diodou  $D_{1sn}$  je shodný s proudem tekoucím indukčností  $L_{sn}$ , tedy 4,15 A (4.22). Maximální napětí na diodě  $D_{1sn}$  je dáno rozdílem maximálního dovoleného napětí na tranzistoru  $T$  v závěrném stavu  $U_{DS\_max\_calc}$  a maximální velikosti napětí  $U_{C_{sn\_max}}$  na kondenzátoru  $C_{sn}$ . Vypočtené závěrné napětí diody  $D_{1sn}$  je tedy 44,93 V. V měniči bude použita dioda STTH4R02U se závěrným napětím 200 V a střední hodnotou proudu 2 A. Velikost proudu diody v tomto případě není kritická, protože střední hodnota proudu tekoucí touto diodou bude podstatně menší než špičková hodnota 4,15 A (přibližně čtvrtinová).

Dioda  $D_{2sn}$  je namáhána špičkovým proudem tekoucím primárním vinutím transformátoru  $Tr$ , tedy 32,43 A dle (4.11). V závěrném směru je dioda namáhána maximálním napětím kondenzátoru  $U_{C_{sn\_max}}$  (55,07 V). V měniči bude opět použita dioda STTH4R02U. Velikost proudu diody v tomto případě opět není kritická, protože střední hodnota proudu tekoucí touto diodou bude podstatně menší než špičková hodnota 32,43 A (přibližně 1 A). Proud bude dosahovat nejvyšší hodnoty pouze v okamžiku vypnutí tranzistoru, protože dioda  $D_{2sn}$  převezme proud tekoucí primárním vinutím transformátoru  $Tr$ . Proud následně bude klesat vlivem nabíjení kapacity kondenzátoru  $C_{sn}$ .



### Dioda sekundárního usměrňovače $D_{sek}$ :

Špičková hodnota proudu tekoucí diodou je dána špičkovým proudem tekoucím primárním vinutím přepočteným s převodem na sekundární stranu dle vztahu (4.26).

$$I_{2\_max} = I_{1\_max} \cdot \frac{N_1}{N_{2\_uprav}} = 32,43 \cdot \frac{5}{72} = 2,25 \text{ A} \quad (4.26)$$

V závěrném směru bude dioda namáhána součtem výstupního napětí  $U_z$ , s převodem přetransformovaného napětí z primární strany a napětovým překmitem daným rozptylovou indukčností transformátoru. Bez uvažování překmitu lze závěrné napětí diody spočítat podle vztahu (4.27).

$$U_{zav\_D\_sek} = U_z + U_{d\_jmen} \frac{N_{2\_uprav}}{N_1} = 350 + 28,5 \cdot \frac{72}{5} = 760,4 \text{ V} \quad (4.27)$$

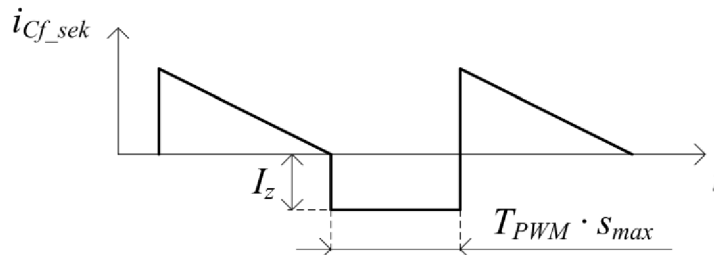
V měničích bude použita s ohledem na velikost středního proudu a závěrného napětí dioda STTH212S se závěrným napětím 1200 V a s napětím v propustném směru 1,75 V (uvažováno při střední hodnotě proudu 2 A a teplotě 25 °C). Při střední hodnotě proudu 0,72 A klesne napětí v propustném směru na velikost přibližně 1 V [16] ( $U_{f\_D\_sek}$ ). Výkonovou ztrátu na diodě lze přibližně spočítat ze vztahu (4.28).

$$\Delta P_{D\_sek} = U_{f\_D\_sek} \cdot I_z = 1 \cdot 0,72 = 0,72 \text{ W} \quad (4.28)$$

Výkonová ztráta diody není kritická, ale bude nutné ji zohlednit při návrhu desky plošných spojů dostatečným měděným polygonem v okolí diody.

### Výstupní filtr:

Z důvodu zvlnění napětí na kondenzátoru  $C_{f\_sek}$  je vhodné na výstup ještě dodatečně připojit LC filtr, tedy dolní propust druhého řádu. Proud tekoucí kondenzátorem  $C_{f\_sek}$  je dán rozdílem proudu tekoucím do zátěže a proudem tekoucím sekundárním vinutím, viz Obrázek 4.8.



Obrázek 4.8: Časový průběh proudu  $i_{Cf\_sek}$  tekoucí kondenzátorem  $C_{f\_sek}$ .

Proud tekoucí kondenzátorem je ve střední hodnotě nulový, proto lze zvlnění napětí určit z časového průběhu proudu (Obrázek 4.8), konkrétně v oblasti s konstantním proudem (proud teče pouze primárním vinutím transformátoru  $Tr$  přes sepnutý tranzistor  $T$ ). Průběh konstantního proudu je uvažován při zanedbání zvlnění vlivem indukčnosti transformátoru  $Tr$  (indukčnost není ideálně nekonečná). Dovolené zvlnění napětí špička - špička na kondenzátoru  $C_{f\_sek}$  bude uvažováno 0,5 V ( $\Delta U_{Cf\_sek}$ ). Kapacita kondenzátoru  $C_{f\_sek}$  se následně určí ze vztahu (4.29).

$$\begin{aligned} C_{f\_sek} &= I_z \cdot \frac{S_{max} \cdot T_{PWM}}{\Delta U_{Cf\_sek}} = I_z \cdot \frac{S_{max}}{\Delta U_{Cf\_sek} \cdot f_{PWM}} = \\ &= 0,72 \cdot \frac{0,53}{0,5 \cdot 80 \cdot 10^3} = 9,54 \mu F \end{aligned} \quad (4.29)$$

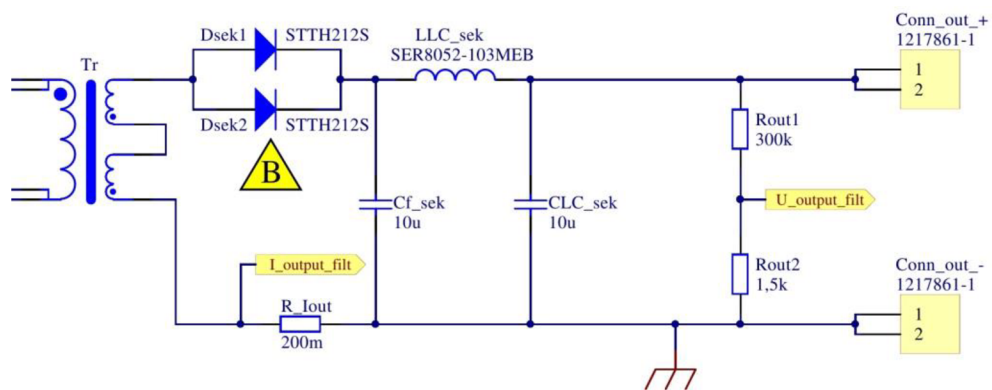
Ve filtru bude použit kondenzátor o velikosti 10  $\mu F$  se jmenovitým napětím 450 V (foliový kondenzátor B32774D4106K000). Velikost kondenzátoru  $C_{LC\_sek}$  v LC filtru bude tvořena stejným kondenzátorem. Zvlnění napětí na tomto kondenzátoru bude uvažováno 20 mV špička - špička ( $\Delta U_{CLC\_sek}$ ). Pro napěťové zvlnění s harmonickým průběhem poteče kondenzátorem  $C_{LC\_sek}$  střídavý proud daný vztahem (4.30).

$$\begin{aligned} \Delta I_{C\_LC\_sek} &= \Delta U_{CLC\_sek} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{PWM} \cdot C_{LC\_sek} = \\ &= 20 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0,1 A \end{aligned} \quad (4.30)$$

Tento proud tekoucí kondenzátorem  $C_{LC\_sek}$  tvoří zvlnění proudu indukčností  $L_{LC\_sek}$  LC filtru (v případě zanedbání zvlnění výstupního proudu měniče). Napětí na indukčnosti  $L_{LC\_sek}$  bude mít v případě zanedbání zvlnění napětí na kondenzátoru  $C_{LC\_sek}$  velikost  $\Delta U_{Cf\_sek}$ . Velikost indukčnosti  $L_{LC\_sek}$  se následně určí podle vztahu (4.31).

$$\begin{aligned} L_{LC\_sek} &= \frac{\Delta U_{Cf\_sek}}{\Delta I_{C\_LC\_sek} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{PWM}} = \\ &= \frac{0,5}{0,1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 10^3} = 9,95 \mu H \end{aligned} \quad (4.31)$$

V LC filtru bude použita tlumivka s indukčností 10  $\mu H$ , konkrétně typ SER8052-103MEB od firmy Coilcraft. Zapojení výstupního filtru a sekundárního usměrňovače je uvedeno na obrázku pod textem (Obrázek 4.9).



Obrázek 4.9: Zapojení sekundárního usměrňovače s filtrem.

# 5 NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ DC/DC MĚNIČE

Cílem této kapitoly je navrhnout všechny části řídicích obvodů měniče, tj. navrhnout všechny nezbytné ochrany, budič, pomocné napájecí zdroje a vybrat vhodný řídicí mikrokontrolér.

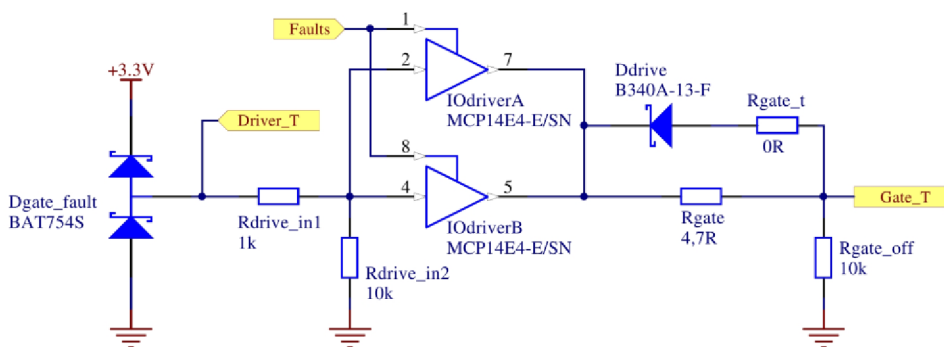
## 5.1 Výběr řídicího mikrokontroléru

Měnič bude digitálně řízen, a proto je volba řídicího mikrokontroléru naprosto stěžejní. Pro řízení měniče bude použit mikrokontrolér STM32F334R8T6 s jádrem ARM Cortex-M4, pracovní frekvencí až 72 MHz, disponující mimo standardní periferie (typicky časovače/čítače, watchdog, ADC, DAC, RTC, CRC) i FPU, interními komparátory a časovačem s vysokým rozlišením (HRTIM). Z pohledu konektivity je mikrokontrolér vybaven rozhraním USART, I<sup>2</sup>C, SPI a CAN. Lze jej programovat prostřednictvím JTAG, respektive SWD.

## 5.2 Návrh budiče výkonového tranzistoru měniče

Zvolená topologie měniče umožňuje použití budiče bez galvanického oddělení. S ohledem na zvolený typ výkonového tranzistoru  $T$  je dostačující vypínání tranzistoru pouze nulovým napětím (gate tranzistoru je připojena ve vypnutém stavu na 0 V). Pro buzení tranzistoru  $T$  byl proto vybrán budič MCP14E4 [17]. Budič disponuje dvěma nezávislými výstupy a enable vstupem, který umožňuje blokování spínání tranzistoru v případě logické nuly na enable vstupu.

Zapojení budiče je uvedené na části schématu pod textem (Obrázek 5.1). Oba kanály budiče jsou paralelně spojeny (zdvojeny). Kapacita hradla tranzistoru  $T$  je při spínání nabíjena přes rezistor  $R_{gate}$ . Při vypínání tranzistoru je tento rezistor přemostěn diodou  $D_{drive}$ . Rezistor  $R_{gate\_t}$  ( $0\ \Omega$ ) je zařazen do série s diodou  $D_{drive}$  pouze pro případné budoucí ladění budiče. Rezistor  $R_{gate\_off}$  je připojen mezi gate a source tranzistoru  $T$ , aby v případě poruchy budiče vybil kapacitu hradla tranzistoru, a tím došlo k uzavření tranzistoru. Velikost odporu rezistoru  $R_{gate\_off}$  je volena 10 k $\Omega$ . Vstupy budiče jsou připojeny přímo k mikrokontroléru. Ochranné diody  $D_{gate\_fault}$  chrání vstup mikrokontroléru v případě poruchy budiče. Budič je napájen z 12 V pomocného zdroje. K napájení budiče MCP14E4 ( $IO_{driver}$ ) jsou připojeny paralelně keramické kondenzátory  $C_{driver\_1}$  a  $C_{driver\_2}$  o kapacitě 1  $\mu$ F a 100 nF.



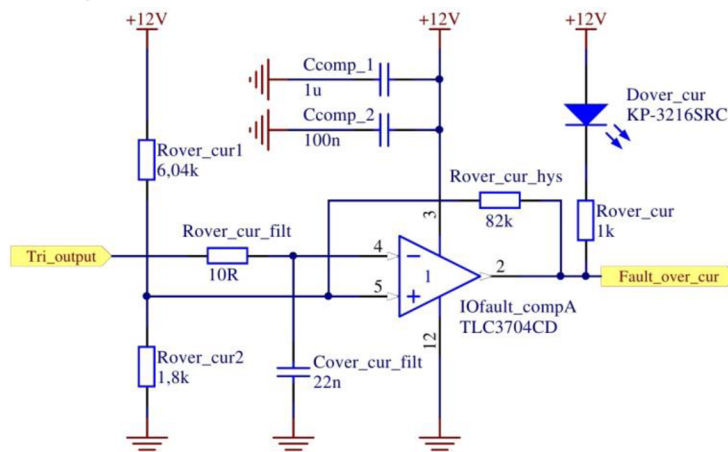
Obrázek 5.1: Zapojení budiče výkonového tranzistoru.

## 5.3 Ochrany měniče

Pro zajištění správné funkce měniče a předejití zničení výkonového tranzistoru  $T$  a dalších zbylých součástí měniče jsou v měniči integrovány základní hardwarové ochrany. Ochrany popsané níže v podkapitolách slouží jako doplňkové ochrany v případě špatné funkce řídicího mikrokontroléru (zacyklení, hazardní stavy při inicializaci mikrokontroléru, selhání regulace). Za běžného stavu by nemělo dojít k vybavení žádné z těchto ochrany (vyjma ochrany při zapnutí měniče), protože všechny nestandardní stavy (zvýšené výstupní napětí, zvýšený proud transformátorem  $Tr$ ) by měl být schopen odstranit řídicí mikrokontrolér. Výstupy ochrany jsou sdruženy a následně vedeny do budiče  $IO_{driver}$ . Zároveň jsou ochrany zavedeny do řídicího kontroléru, aby je bylo možné detekovat.

### 5.3.1 Nadproudová ochrana

Nadproudová ochrana je založena na komparaci napětí na rezistoru  $R_{b,TRI}$  (výstupní proud proudového transformátoru  $Tr_i$  převedený na napětí) a nastavené reference dané napěťovým děličem  $R_{over\_cur1}$  a  $R_{over\_cur2}$ . Při vybavení ochrany se výstup komparátoru překlápí do logické 0. Zapojení je uvedeno na schématu pod textem (Obrázek 5.2).



Obrázek 5.2: Zapojení nadproudové ochrany.

Prahová hodnota vybavující nadproudovou ochranu bude volena 40 A, čemuž přepočteno na napětí odpovídá 3 V ( $U_{upper\_thr}$ ). Obnovení ochrany nastane při poklesu proudu na hodnotu 33,3 A, tj. přepočteno na napětí 2,5 V. Velikosti odporů rezistorů napěťového děliče se zvolí následovně. Zvolí se odpor  $R_{over\_cur2}$  řádově v k $\Omega$ , aby proud tekoucí děličem byl v jednotkách mA. Velikost odporu  $R_{over\_cur2}$  bude tedy zvolena 1,8 k $\Omega$ . Napětí  $U_{Rover\_cur2}$  na spodním rezistoru  $R_{over\_cur2}$  se uvažuje jako 2,75 V (součet vybavovací a obnovovací hodnoty vydělený dvěma). Odpor rezistoru  $R_{over\_cur1}$  se následně dopočítá ze vztahu pro odporový dělič (5.1).

$$\begin{aligned} R_{over\_cur1} &= \frac{R_{over\_cur2} \cdot (U_{CC\_12V} - U_{Rover\_cur2})}{U_{Rover\_cur2}} = \\ &= \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot (12 - 2,75)}{2,75} = 6,054 \text{ k}\Omega \doteq 6,04 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.1)$$

Hystereze daná rezistorem  $R_{over\_cur\_hys}$  zamezuje vysokofrekvenčnímu kmitání výstupu ochrany. Velikost odporu lze přibližně odhadnout a následně iterativně korigovat. Výsledná hodnota 82 k $\Omega$  odporu rezistoru  $R_{over\_cur\_hys}$  byla odhadnuta a následně preventivně ověřena výpočtem, aby odpovídala požadovaným mezím.

Napěťový vstup je filtrován RC filtrem s časovou konstantou 0,22  $\mu$ s ( $\tau_{over\_cur\_filt}$ ). Velikost rezistoru  $R_{over\_cur\_filt}$  je volena 10  $\Omega$  a odpovídající kapacita kondenzátoru  $C_{over\_cur\_filt}$  je následně dána vztahem (5.2). Časová konstanta je záměrně volena nízká, aby co nejméně zkreslovala informaci o výstupním proudu transformátoru proudu  $Tr_i$ .

$$C_{over\_cur\_filt} = \frac{\tau_{over\_cur\_filt}}{R_{over\_cur\_filt}} = \frac{0,22 \cdot 10^{-6}}{10} = 22 \text{ nF} \quad (5.2)$$

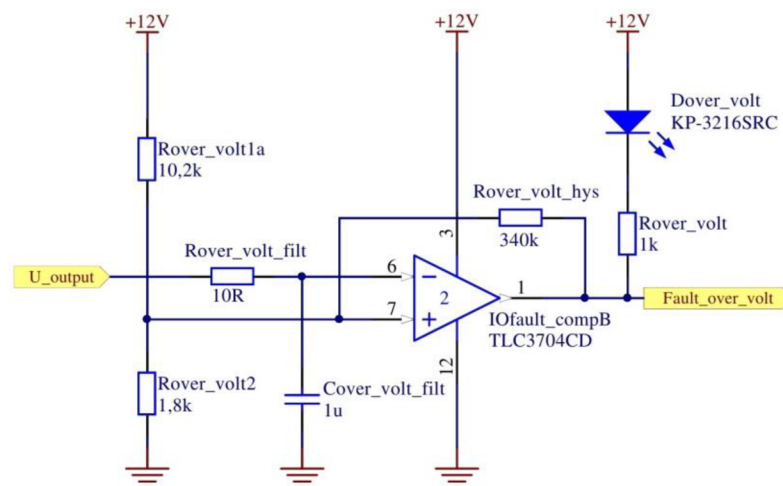
Komparátor je zvolen s výstupem v provedení push-pull, a to konkrétně typ TLC3704CD [18], který disponuje čtveřicí komparátorů v jednom pouzdře. K napájecím pinům komparátoru je připojena dvojice keramických kondenzátorů  $C_{comp\_1}$  a  $C_{comp\_2}$  o kapacitě 1  $\mu$ F a 100 nF.

Závěrem by se mohlo zdát, že je nadproudová ochrana nepotřebná, protože vstupní proud je limitován možnostmi připojeného fotovoltaického panelu, ale pokud bude měnič napájen z jiného zdroje, případně budou na vstup měniče připojeny dva fotovoltaické panely paralelně, tak proud může snadno překročit dovolené meze a poškodit elektronické součástky měniče.

## 5.3.2 Výstupní přepětová ochrana

Výstupní přepětová ochrana blokuje spínání tranzistoru  $T$  v případě zvýšení výstupního napětí měniče nad dovolenou mez. Způsob návrhu ochrany je naprosto stejný jako v případě nadproudové ochrany (5.3.1), a proto zde nebude detailně rozepisován výpočet hodnot jednotlivých součástek, ale budou uvedeny pouze výsledné hodnoty. Zapojení přepětové ochrany je uvedeno na schématu pod textem (Obrázek 5.3).

Prahová hodnota vybavující přepětovou ochranu bude volena 360 V a obnovovací hodnota ochrany bude 340 V. Výstupní napětí měniče je měřeno odporovým děličem s dělicím poměrem 1:200. Proud tekoucí měřícím děličem bude zvolen 1,2 mA. Velikost odporů měřícího děliče následně bude volena takto:  $R_{over\_volt1} = 10,2 \text{ k}\Omega$  a  $R_{over\_volt2} = 1,8 \text{ k}\Omega$ . Rezistor  $R_{over\_volt\_hys}$  udávající hysterezi  $R_{over\_volt\_hys} = 340 \text{ k}\Omega$ . Časová konstanta filtračního RC článku není kritická, proto ji lze zvolit  $10 \mu\text{s}$  ( $\tau_{over\_volt\_filt}$ ). Velikost rezistoru  $R_{over\_volt\_filt}$  je volena  $10 \Omega$  a odpovídající kapacita kondenzátoru  $C_{over\_volt\_filt}$  bude  $1 \mu\text{F}$ . Tím je návrh výstupní přepětové ochrany dokončen.

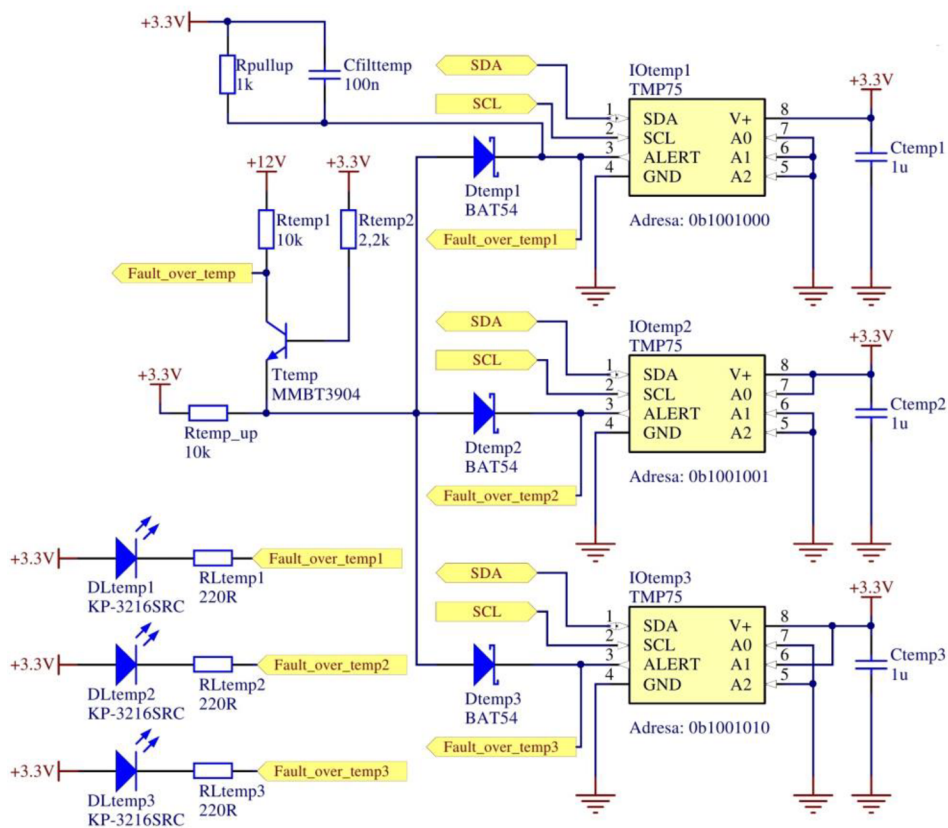


Obrázek 5.3: Zapojení výstupní přepětové ochrany.

### 5.3.3 Tepelná ochrana

Na desce plošných spojů měniče budou rozmístěny tři teplotní čidla. Jedno v blízkosti výkonového tranzistoru  $T$  a zbývající dvě v blízkosti okrajů DPS. Čtvrté teplotní čidlo je integrováno v samotném řídicím kontroléru. Tepelná ochrana je v měniči implementována spíše z důvodu experimentálního měření rozložení teploty na DPS než jako nezbytná součást měniče.

Pro měření teploty byly vybrány teplotní senzory TMP75C, které mají digitální výstup, a budou proto komunikovat přímo s mikrokontrolérem po komunikační sběrnici I<sup>2</sup>C. Senzory disponují i výstupem signalizující překročení prahové hodnoty teploty, kterou lze nastavit prostřednictvím mikrokontroléru. Tento výstup bude sdružen s ostatními ochranami. Zapojení senzorů bude provedeno standardně dle datasheetu výrobce [19].



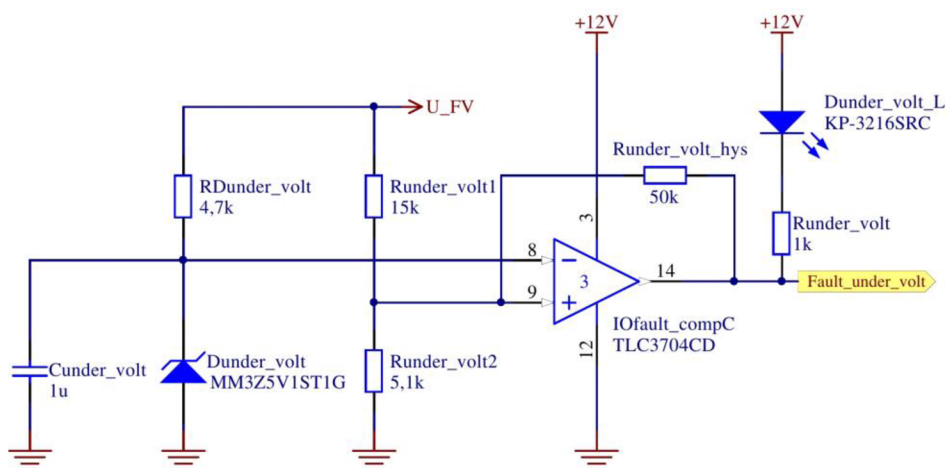
Obrázek 5.4: Zapojení tepelné ochrany.

### 5.3.4 Podpět'ová ochrana řídicích obvodů

Při poklesu výstupního napětí fotovoltaického panelu pod hodnotu 20 V již nemá smysl, aby docházelo ke spínání tranzistoru, protože výkonový zisk z panelu bude řádově v jednotkách wattů. Deaktivace zásahu ochrany nastane při napájecím



napětí 22 V. Opět se jedná o hardwarovou ochranu, která nahradí v případě softwarového problému mikrokontrolér. Návrh ochrany je obdobný jako v případě nadproudové ochrany a výstupní přepět'ové ochrany s tím rozdílem, že jeden vstup komparátoru je připojen k napět'ové referenci tvořené Zenerovou diodou  $D_{under\_volt}$  a druhý vstup je standardně připojen přes odporový dělič ke vstupnímu napětí měniče (výstupní napětí fotovoltaického panelu).



Obrázek 5.5: Zapojení podpět'ové ochrany.

Návrh ochrany je následující. Nejprve se zvolí proud  $I_{D_{under\_volt}}$  tekoucí diodou  $D_{under\_volt}$ , aby se nastavil pracovní bod diody. Typicky lze zvolit proud 3 mA. Velikost odporu rezistoru  $R_{D_{under\_volt}}$  je dána vztahem (5.3).

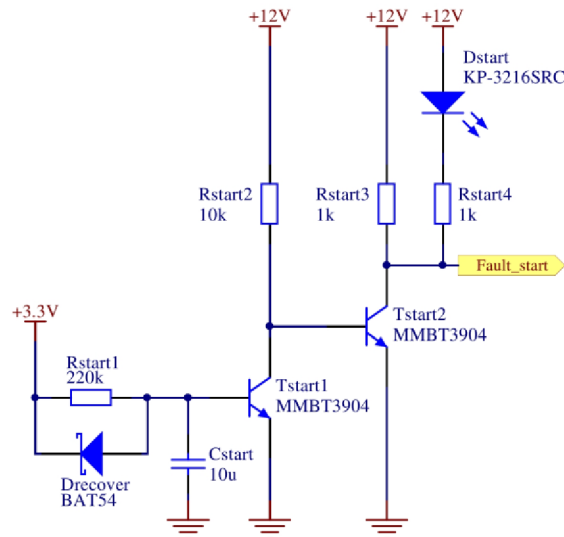
$$R_{D_{under\_volt}} = \frac{U_{low\_thr} - U_{ZD_{under\_volt}}}{I_{D_{under\_volt}}} = \frac{20 - 5,1}{3 \cdot 10^{-3}} = 4,97 \text{ k}\Omega \sim 4,7 \text{ k}\Omega \quad (5.3)$$

Ochrana má vybavit při poklesu napětí pod hodnotu 20 V ( $U_{low\_thr}$ ). Zenerovo napětí diody  $D_{under\_volt}$  bude proto zvoleno 5,1 V ( $U_{ZD_{under\_volt}}$ ). K diodě  $D_{under\_volt}$  bude ještě paralelně připojen keramický kondenzátor 1  $\mu$ F ( $C_{D_{under\_volt}}$ ).

Obdobně jako v 5.3.1 se zvolí, respektive vypočtou, velikosti odporů napět'ového děliče  $R_{under\_volt1}$  15 k $\Omega$  a  $R_{under\_volt2}$  = 5,1 k $\Omega$  a následně i velikost odporu rezistoru  $R_{under\_volt\_hys}$  udávající hysterezi  $R_{under\_volt\_hys}$  = 50 k $\Omega$ . Podpět'ová ochrana je tímto navrhnutá.

### 5.3.5 Ochrana při zapnutí měniče

Při zapnutí měniče je vhodné krátkodobě blokovat spínání tranzistoru  $T$ , respektive definovat počáteční stav tranzistoru. Předejde se tak případnému nechtěnému sepnutí tranzistoru v době inicializace řídicího mikrokontroléru. Schéma této ochrany je uvedeno níže (Obrázek 5.6).

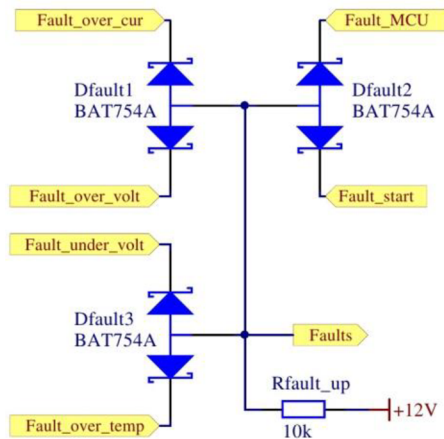


Obrázek 5.6: Zapojení zapínací ochrany měniče.

Funkce obvodu je následující. Při připojení napětí 3,3 V na RC článek vstupující do báze tranzistoru  $T_{start1}$  dochází k postupnému nabíjení kondenzátoru  $C_{start}$  přes odpor  $R_{start1}$ . Napětí se zvyšuje a po dosažení prahové hodnoty nutné k otevření tranzistoru  $T_{start1}$  se tranzistor  $T_{start1}$  otevírá. Tím pádem se okamžitě zavírá tranzistor  $T_{start2}$ , který byl po celou dobu nabíjení kapacity  $C_{start}$  otevřený díky proudu tekoucímu do báze přes rezistor  $R_{start2}$ . Se zvolenými hodnotami součástek dojde na výstupu  $Fault\_start$  k vygenerování pulzu nulové hodnoty napětí o délce přibližně 500 ms. Výstup  $Fault\_start$  je sdružen s dalšími ochranami a blokuje budič spínající tranzistor  $T$ . Tato doba je pro inicializaci mikroprocesoru více než dostačující. Dioda  $D_{recover}$  slouží v případě rychlého vypnutí a zapnutí měniče k rychlému vybití kondenzátoru  $C_{start}$ , aby byla zapínací ochrana připravena na další zapínací cyklus a nedošlo tak ke zkrácení nulového pulzu.

### 5.3.6 Sdružování ochran

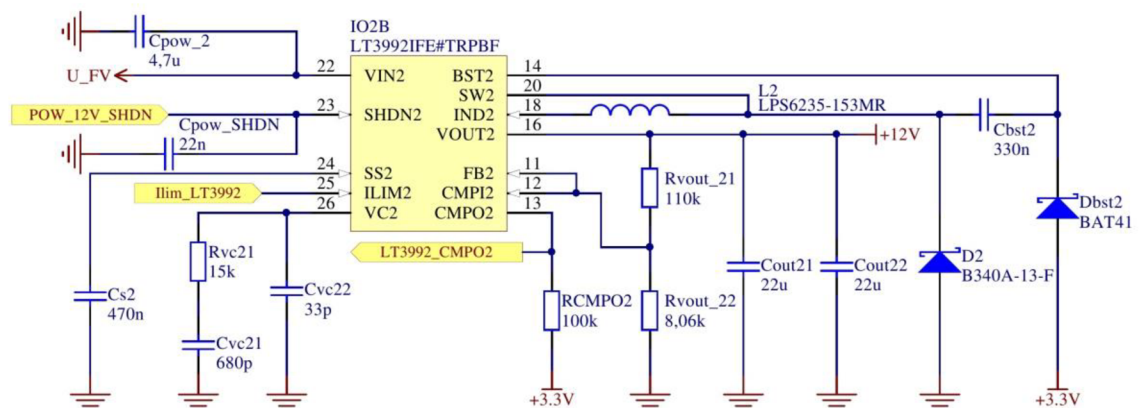
Blokování od řídicího mikrokontroléru a všechny ochrany popsané v předcházejících podkapitolách jsou sdruženy a vedeny do  $enable$  vstupu budiče  $IO_{driver}$ . Pokud bude alespoň jedna ochrana vybavena, tak bude blokováno spínání tranzistoru  $T$ , což je dáno agresivitou logické 0 v logickém součinu. Sdružení ochran je uvedeno na části schématu pod textem (Obrázek 5.7.).



Obrázek 5.7: Zapojení sdružených ochran.

## 5.4 Napájení řídicích obvodů

Pro napájení řídicího mikrokontroléru a budiče tranzistoru  $T$  je nezbytné vytvořit dva pomocné napájecí zdroje s výstupním napětím 12 V a 3,3 V. Pro tyto účely byl vybrán jednoúčelový integrovaný obvod LT3992, který obsahuje dva nezávislé snižující měniče. Výstupní proudy pro oba měniče budou uvažovány následovně: až 1,5 A pro 12 V větev a až 1,5 A pro 3,3 V. Kompletní návrh obou měničů je možné provést dle postupu uvedeném v datasheetu výrobce [20], a proto zde nebudou uvedeny žádné výpočty. Obvod LT3992 umožňuje nezávislé blokování obou kanálů měniče, proto bude možné řídicím mikrokontrolérem blokovat 12 V větev. Schéma 12 V větve snižujícího měniče je uvedeno na části schématu pod textem (Obrázek 5.8), kompletní schéma pomocných zdrojů je uvedeno v příloze.



Obrázek 5.8: Zapojení 12 V větve pomocného napájecího zdroje s obvodem LT3992.

## 5.5 Zesilovač vstupního proudu

Vstupní proud je snímán na rezistoru  $R_{lin}$ . Připojení do zesilovače je provedeno stylem označeným v anglické literatuře jako *Kelvin connection*. Pro zesílení napěťového úbytku na rezistoru  $R_{lin}$  je použit neinvertující zesilovač, který má nastavený zisk na trojnásobek.

Převod celého bloku (snímací rezistor + zesilovač) je zvolený tak, že proud 20 A tekoucí snímacím rezistorem vytvoří na výstupu zesilovače napětí 3 V. Na vstupu i výstupu zesilovače jsou umístěny filtry.

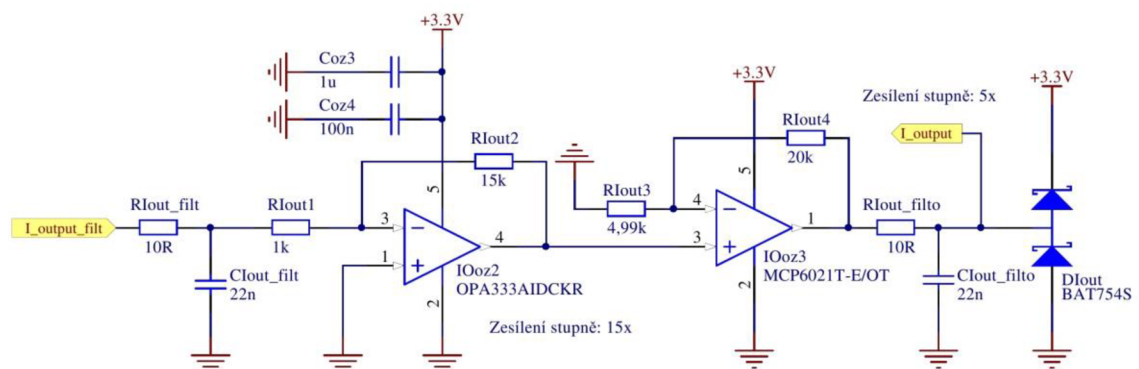
## 5.6 Zesilovač výstupního proudu

Výstupní proud je zesilován dvojicí zesilovačů zapojených do kaskády. Zisky obou stupňů se tedy násobí. Zesílení prvního stupně je patnáctkrát a zesílení druhého stupně je pětkrát.

Původně byl zvažován rezistor s nižším odporem, což by znamenalo nutnost vyššího zesílení, proto byl zesilovač navržen jako dvoustupňový. Napěťový úbytek na snímacím odporu byl však tak malý, že byl snímáný signál značně zarušen a nebylo jej možné použít pro další zpracování. Proto se zvýšil odpor snímacího rezistoru, což zároveň vedlo ke snížení zesílení obou stupňů.

První stupeň zesilovače je invertující a druhý stupeň je neinvertující. Volba vstupního neinvertujícího stupně je dána směrem protékajícího proudu a nesymetrickým napájením operačního zesilovače (není možné, aby výstup zesilovače dosahoval záporných hodnot napětí). Na vstupu i výstupu celého bloku zesilovače jsou opět umístěny filtry.

Převod celého bloku (snímací rezistor + zesilovač) je zvolený tak, že proud 2 A tekoucí snímacím rezistorem vytvoří na výstupu bloku zesilovače napětí 3 V.



Obrázek 5.9: Zesilovač výstupního proudu.

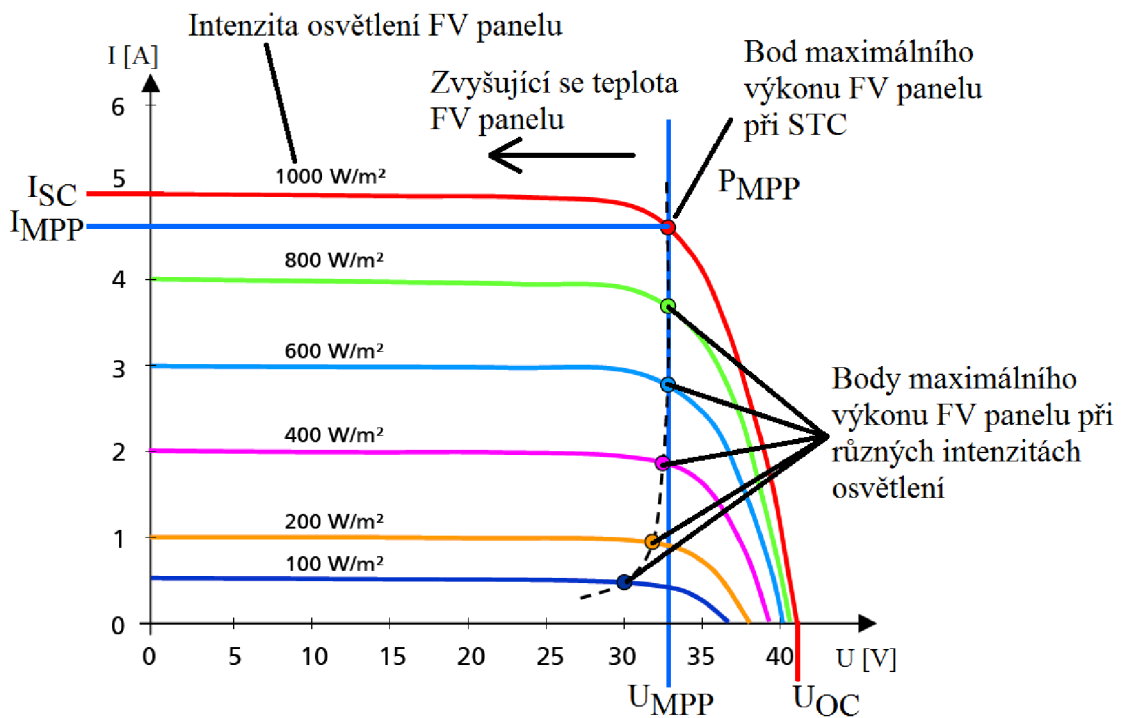
## 6 NÁVRH REGULAČNÍ STRUKTURY DC/DC MĚNIČE

V této kapitole jsou uvedeny základní informace o MPPT regulaci, včetně popisu tří nejčastěji používaných algoritmů. V závěru kapitoly je uvedena zvolená regulační struktura měniče.

### 6.1 MPPT regulace

Volt-ampérová charakteristika FV panelu odpovídá tvarově V-A charakteristice fotodiody, je tedy nelineární, viz Obrázek 6.1. Z obrázku je patrné, že V-A charakteristika FV panelu je závislá na velikosti osvětlení a teplotě FV panelu. Čárkovaně je v grafu naznačena křivka maximálního výkonu pro různá osvětlení FV panelu, která se navíc kvůli zvyšující se teplotě panelu posunuje vlevo po napěťové ose, a tím pádem dochází ke snižování napětí  $U_{MPP}$  (napětí v bodě maximálního výkonu) i napětí  $U_{OC}$  (výstupní napětí FV panelu naprázdno). Pro každou velikost intenzity osvětlení a teploty panelu lze nalézt bod maximálního výkonu  $P_{MPP}$ , který je dán součinem napětí  $U_{MPP}$  a proudu  $I_{MPP}$  v bodě maximálního výkonu. Úkolem MPPT (Maximum Power Point Tracking) regulace je sledování bodu maximálního výkonu a nastavování výstupního napětí, respektive proudu FV panelu tak, aby při jakýchkoliv světelných a teplotních podmínkách mohl být z panelu odebírán maximální výkon  $P_{MPP}$ . MPPT regulátor zajišťuje výkonové přizpůsobení zdroje (FV panel) a zátěže (libovolná RLC zátěž). Výběr MPPT algoritmu lze provést na základě požadovaných kritérií, tj. zda lze MPPT regulátor realizovat analogově, respektive digitálně, zda dochází k automatickému přeladování regulátoru během provozu, náročnost implementace (počet snímaných veličin, náročnost na výpočetní výkon) a v neposlední řadě samozřejmě rychlost dosažení bodu maximálního výkonu. Některé MPPT algoritmy dokonce nejsou schopny dlouhodobě dosáhnout bodu maximálního výkonu.

V následujících podkapitolách budou detailněji rozebrány nejčastěji používané MPPT algoritmy. Přehled MPPT algoritmů a jejich popis je uveden v [21]. V této literatuře lze nalézt odkazy na další zdroje zabývající se touto problematikou. Mezi další metody pro hledání maximálního bodu výkonu patří algoritmy založené například na neuronových sítích, fuzzy logice, případně se jedná o modifikace základních MPPT metod. Méně často používané v malých FV elektrárnách jsou MPPT algoritmy založené na rekonfiguraci FV pole. Jako další zdroje pro tuto problematiku lze volit například [21], [22], případně [23].



Obrázek 6.1: V-A charakteristiky FV panelu pro různé intenzity osvětlení s vyznačenými body maximálního výkonu (převzato z [24] a doplněno).

### 6.1.1 Constant Voltage

Algoritmus *Constant Voltage* je jedním z nejjednodušších MPPT algoritmů. Nelze přímo mluvit o MPPT regulaci, protože dochází k regulaci na konstantní napětí (nikoli maximální výstupní výkon). Úkolem algoritmu je trvale udržovat výstupní napětí FV panelu stále konstantní vůči předem nastavené referenční hodnotě (nejčastěji přímo  $U_{MPP}$  případně napětí v blízkosti  $U_{MPP}$ ). Z obrázku výše (Obrázek 6.1) je patrné, že napětí  $U_{MPP}$  se mění při vyšších hodnotách velikosti intenzity osvětlení FV panelu (typicky více než  $500 \text{ Wm}^{-2}$ ) pouze nepatrně. Této vlastnosti využívá algoritmus *Constant Voltage*. Jedná se tedy v podstatě o jednoduchý regulátor napětí na konstantní hodnotu a ze sensorového hlediska je tedy nutné snímat výstupní napětí FV panelu. Účinnost metody je však značně ovlivněna změnou teploty panelu, kdy se celá V-A charakteristika FV panelu posouvá po napěťové ose doleva (tím mění svoji pozici i napětí  $U_{MPP}$ ), a samozřejmě též na zastínění panelu. Účinnost tohoto algoritmu je dle [22] až 91 %.

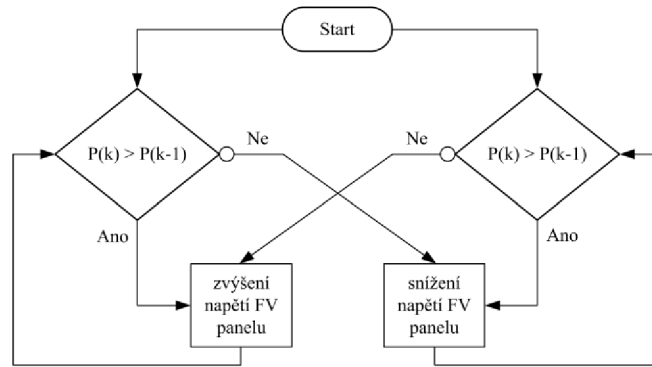
## 6.1.2 Perturb & Observe

Algoritmus *Perturb & Observe* (P&O) využívá cíleného vychylování výstupního napětí, respektive proudu FV panelu k dosažení maximálního bodu výkonu („*Perturb and Observe*“ lze volně do češtiny přeložit jako „Rozhod’ a sleduj“). Diagram průběhu algoritmu P&O je uveden na obrázku pod textem (Obrázek 6.2),  $P(k)$  značí aktuální velikost výkonu a  $P(k-1)$  velikost výkonu z minulého kroku.

Určujícím směrem vychýlení výstupního napětí, respektive proudu FV panelu je rozdíl výkonu v aktuálním a předchozím kroku (dále v textu této podkapitoly bude uváděna pouze varianta vychylování výstupního napětí FV panelu, veličina není kritická – záleží vždy na regulační struktuře dané aplikace). Dojde-li při vychýlení o definovanou velikost napětí ke kladné změně výkonu, tak se algoritmus k bodu maximálního bodu přibližuje a v následujícím kroku bude mít přírůstek napětí stejné znaménko. V případě záporné změny výkonu se algoritmus od bodu maximálního výkonu vzdaluje a v dalším kroku je nutné provést vychýlení napětí o přírůstek s opačným znaménkem.

Limitujícím faktorem použití základní metody P&O je vychylování napětí o definovanou hodnotu, tedy nedochází k dynamické změně velikosti přírůstku napětí. Což je limitující zejména s ohledem na počet kroků (a tedy rychlost) nutnou pro dosažení bodu maximálního výkonu. Dále je zřejmé, že pokud bude výstupní napětí FV panelu neustále vychylováno, tak z dlouhodobého hlediska je nemožné udržet bod maximálního výkonu, protože regulátor svými akčními zásahy docílí pouhých oscilací kolem bodu maximálního výkonu. Velikost přírůstku napětí je tedy nutné volit s ohledem na tuto skutečnost. V případě velkého přírůstku napětí se docílí velké dynamiky regulátoru, tj. rychlého dosažení okolí bodu maximálního výkonu při razantních změnách intenzity osvětlení FV panelu, ale zároveň i velkých oscilací kolem bodu maximálního výkonu. Malá velikost přírůstu povede ke snížení dynamiky regulátoru, ale zároveň se sníží i velikost oscilačního intervalu kolem bodu maximálního výkonu, což z dlouhodobého hlediska v ustáleném stavu zvýší účinnost dané metody. Pro výpočet a následnou regulaci je nutné snímat výstupní napětí i proud FV panelu.

Základní P&O algoritmus je tedy možné modifikovat, respektive rozšířit o váhové dynamické snižování/zvyšování přírůstku napětí s ohledem na aktuální velikost změny výkonu a směr změny (přiblížení/vzdalování od bodu maximálního výkonu).

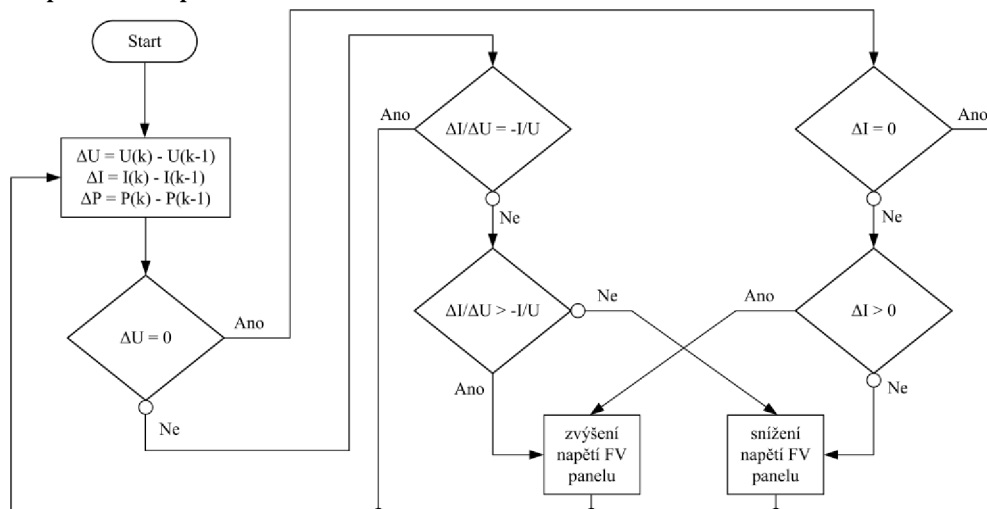


Obrázek 6.2: Diagram implementace algoritmu „Perturb & Observe“ (inspirováno dle [25]).

### 6.1.3 Incremental Conductance

Základní myšlenkou algoritmu „Incremental Conductance“ (IC) je skutečnost, že v bodě maximálního výkonu FV panelu je první derivace výkonu podle napětí (proudu) nulová. Nalevo od bodu maximálního výkonu je první derivace výkonu podle napětí kladná a na pravé straně záporná. Při implementaci tohoto algoritmu je možné místo derivací uvažovat drobné přírůstky.

Nevýhodou algoritmu IC je opět závislost dynamiky regulátoru na velikosti přírůstku vodivosti  $\Delta I/\Delta U$ . Pokud nebude docházet k dynamické změně přírůstku vodivosti, tak opět nebude možné trvale dosáhnout bodu maximálního výkonu FV panelu jako v případě metody P&O. Z pohledu výpočtové náročnosti je algoritmus IC náročnější než P&O. V porovnání s P&O dosahuje pro rychle se měnící intenzitu záření dopadající na FV panel účinnosti více než 90 %. Pro situace, kdy dochází k malým změnám intenzity záření (prakticky ustálený stav), se účinnost zvyšuje a dosahuje velikosti až 99 %. Obdobně jako v případě P&O je nutné měřit výstupní napětí i proud FV panelu.

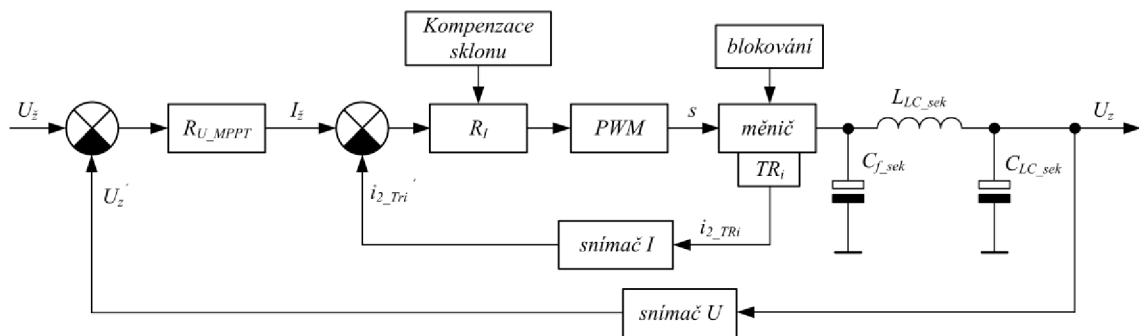


Obrázek 6.3: Diagram implementace algoritmu „Incremental Conductance“ (inspirováno dle [25]).



## 6.2 Zvolená regulační struktura pro DC/DC měnič

Blokové schéma regulační struktury je znázorněno na obrázku pod textem (Obrázek 6.4). Jedná se o kaskádní regulaci výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Požadovanou výstupní veličinou je tedy konstantní výstupní napětí  $U_z$  o velikosti 350 V. Vstupem do proudové regulační smyčky je výstupní proud  $I_z$  z nadřazeného regulátoru napětí  $R_{U\_MPPT}$  s implementovaným MPPT algoritmem. Pro přizpůsobovací měnič bude použit algoritmus P&O i IC s možností přepínání mezi těmito metodami pro hledání bodu maximálního výkonu. V podkapitolách 6.1.2 a 6.1.3 bylo zmiňováno, že se pro dosažení bodu maximálního výkonu využívá vychylování výstupního napětí FV panelu. S ohledem na zvolenou regulační strukturu však bude vychylován výstupní proud FV panelu. Detailně jsou jednotlivé bloky regulační struktury rozepsány v kapitole 7.



Obrázek 6.4: Regulační struktura DC/DC měniče.

## 7 NÁVRH REGULÁTORŮ

Volba a nastavení regulátorů, a to jak proudu, tak i napětí, je naprosto nezbytná pro správnou funkci měniče. Pro výpočet regulátorů je však nejprve nutné identifikovat soustavu, která má být řízena. Použitý blokující měnič se stejně jako standardní zvyšující měnič řadí mezi fázově neminimální systémy, tedy systémy s nulou v pravé polorovině roviny  $p$ . Blokující měnič je také samozřejmě nelineární systém, což je při výběru, respektive výpočtu regulátorů nutné zohlednit. V podkapitolách níže jsou rozvedeny možnosti návrhu obou regulátorů.

### 7.1 Identifikace soustavy

Z pohledu identifikace soustavy je vhodné nejprve nelineární soustavu linearizovat. Detailní postup linearizace aplikovaný přímo na blokující měnič je uveden v [26], případně v [27]. Jak je však v aplikační příručce uvedeno, tak zvolená linearizace platí v okolí pracovního bodu měniče, což je očekávatelné. Pokud tedy bude měnič provozován v jiném pracovním bodě, nebude zvolená linearizace platná, a z tohoto důvodu nebudou optimálně pracovat ani navržené regulátory. Součástí aplikační příručky [26] jsou i odkazy na získání modelů vytvořených v programu Matlab Simulink, a proto bylo možné změnou kritických parametrů (výstupní napětí FV panelu, velikost zátěže měniče) neschopnost správné regulace mimo pracovní bod ověřit.

Blokující měnič byl pro pozdější návrh regulátorů identifikován následujícím způsobem: Pro podřízenou proudovou regulační smyčku bude uvažována platnost rovnice (7.1).

$$\begin{aligned} F_{Si} &= \frac{k_m}{1 + p \cdot \tau_m} \cdot \frac{\frac{1}{R_{prim}}}{1 + p \cdot \frac{L_1}{R_{prim}}} \cdot k_{\check{c}p} = \\ &= \frac{k_m}{1 + p \cdot \tau_m} \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \tau_a} \cdot k_{\check{c}p} \end{aligned} \quad (7.1)$$

První zlomek rovnice (7.1) odpovídá zvolenému náhradnímu přenosu měniče, kde zesílení měniče  $k_m$  je dáno rozlišením A/D převodníku (12 bitů) a rozlišením časovače (16 bitů) kontroléru STM32F334. Tři volty odpovídají maximální výstupní hodnotě A/D převodníku, tj. napěťové referenci.

$$k_m = Res_{Tim} \cdot \frac{U_{AD\_ref}}{Res_{AD}} = 2^{16} \cdot \frac{3}{2^{10}} = 48 \quad (7.2)$$

Časová konstanta  $\tau_m$  náhradního přenosu měniče zohledňuje časové zpoždění vnesené do soustavy vlivem konečné velikosti frekvence, respektive periody, spínání tranzistoru  $T$ . Dále je časová konstanta navýšena o dvě periody  $T_{PWM}$  reprezentující zpoždění, které je dané aktualizací proudového regulátoru. Regulátor je nutné aktualizovat (počítat akční zásah) každou druhou periodu. Vhodnější by bylo počítat nový akční zásah každou periodu. Nicméně tato volba není příliš vhodná z důvodu časového limitování dalších operací v kontroléru (výpočet nového akčního zásahu nadřazeného napěťového regulátoru, komunikace s okolím a obsluha dalších periferií). Mohlo by tedy dojít k situaci, kdy by kontrolér byl schopen z časových důvodů počítat pouze akční zásah proudového regulátoru a na obsluhu zbylých periferií by kontroléru nezbýval mezi výpočty akčního zásahu dostatek času. Proto je vhodné přistoupit ke kompromisu a aktualizovat proudový regulátor každou druhou periodu. Tato problematika bude více rozebrána v kapitole 9.

$$\begin{aligned} \tau_m &= \frac{3}{2} \cdot T_{PWM} + 2 \cdot T_{PWM} = \\ &= \frac{3}{2} \cdot 1,25 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 1,25 \cdot 10^{-5} = 43,75 \mu s \end{aligned} \quad (7.3)$$

Druhý zlomek rovnice (7.1) reprezentuje vliv primární indukčnosti  $L_1$  transformátoru  $Tr$ . Odpor  $R_{Cu\_prim}$  odpovídá odporu primárního vinutí transformátoru  $Tr$ .

Poslední člen rovnice (7.1) odpovídá přenosu čidla proudu, tj. převodu analogové hodnoty na digitální se správně zvoleným měřítkem. Proud tekoucí primárním vinutím je měřen proudovým transformátorem. Velikost proudu je následně převedena na napětí, které je dále konvertováno A/D převodníkem obsaženým v kontroléru na digitální hodnotu.

$$k_{\check{c}p} = \frac{U_{AD\_ref}}{Res_{AD}} = \frac{3}{2^{10}} = 7,324 \cdot 10^{-4} \quad (7.4)$$

Nadřazenou napěťovou smyčku lze popsat rovnicí (7.5).

$$F_{Su} = F_{Wi} \cdot \frac{1}{p \cdot C_{f\_sek}} \cdot k_{\check{c}u} \quad (7.5)$$

První člen rovnice (7.5) odpovídá zjednodušené podobě přenosu řízení (tedy přenosu uzavřené smyčky) podřízené proudové regulační smyčky. Při zjednodušení přenosu řízení se eliminuje druhý řád. Výsledkem je tedy přenos prvního řádu dle rovnice (7.6).

$$F_{Wi} = \frac{\frac{1}{k_{\check{c}p}}}{1 + 2 \cdot p \cdot \tau_m + 2 \cdot p^2 \cdot \tau_m^2} \cong \frac{\frac{1}{k_{\check{c}p}}}{1 + 2 \cdot p \cdot \tau_m} \quad (7.6)$$

Druhý člen rovnice (7.5) odpovídá vlivu kapacity kondenzátoru  $C_{f,sek}$  a poslední člen odpovídá přenosu napěťového čidla. Opět není jako náhrada přenosu čidla napětí uvažován přenos setrvačného članku prvního řádu, což je dáno strukturou implementace v řídicím kontroléru. Číselně je přenos napěťového čidla naprosto stejný s přenosem proudového čidla dle rovnice (7.4).

## 7.2 Návrh regulátoru proudu

Pro návrh regulátoru proudu byla použita metoda optimálního modulu, která vychází z přenosu uzavřené smyčky daným přenosem řízení  $F_W$ . Přechodový děj bude optimální v okamžiku, bude-li  $|F_{W(\omega)}|$  rovno jedné, a to do co nejvyšších frekvencí a zároveň průběh bude bez překmitů, tedy monotónní.

Standartní tvar přenosu otevřené smyčky pro metodu optimálního modulu je dán rovnicí (7.7).

$$F_O = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot (1 + p \cdot \tau_\sigma)} \quad (7.7)$$

Po dosažení přenosu soustavy (rovnice (7.1)) do rovnice (7.8) se získá přenos proudového regulátoru  $F_{Ri}$ . Časová konstanta  $\tau_\sigma$  se nahradí časovou konstantou měniče  $\tau_m$ . Výsledný PI regulátor je následně možné zapsat ve složkovém tvaru.

$$\begin{aligned} F_{Ri} &= \frac{F_O}{F_{Si}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot (1 + p \cdot \tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + p \cdot \tau_m) \cdot (1 + p \cdot \tau_a) \cdot R_{prim}}{k_m \cdot k_{\check{c}p} \cdot \tau_a} = \\ &= \frac{(1 + p \cdot \tau_a) \cdot R_{prim}}{2 \cdot \tau_m \cdot k_m \cdot k_{\check{c}p} \cdot p} = \tau_a \cdot K_I + \frac{K_I}{p} \end{aligned} \quad (7.8)$$

Konstanta  $K_I$  je dána rovnicí (7.9).

$$K_I = \frac{R_{prim}}{2 \cdot \tau_m \cdot k_m \cdot k_{cp}} \quad (7.9)$$

Číselné hodnoty jednotlivých složek jsou následující: zesílení proporcionální složky regulátoru je 1,619 a zesílení integrační složky regulátoru je dáno přímo konstantou  $K_I$ , číselně tedy 16254. Pro implementaci do řídicího kontroléru je ještě nutné převést spojitý regulátor na diskretní, což se provede vynásobením zesílení integrační složky periodou spínání tranzistoru. Diskretizace se neprojeví u proporcionální složky regulátoru.

Pro podřízený proudový regulátor je možné zavést tzv. dopřednou vazbu (feedforward). Jedná se o predikční metodu založenou na odhadování výstupu regulátoru bez nutnosti čekání na odezvu regulátoru. Pokud dopředná vazba dokáže téměř přesně odhadovat regulační výstup, pak je akční zásah regulátoru menší. Dochází tedy k rychlejšímu odstranění regulační odchylky, respektive k většímu potlačení regulační odchylky. Tato metoda je vhodná pro rychle se měnící zátěže, kde urychluje regulační děj a to tím, že pomáhá pomalé integrační složce minimalizovat, nebo lépe úplně odstranit regulační odchylku. Dopřednou vazbu pro tuto aplikaci by bylo možné zavést od výstupního napětí měniče. Při simulování a následné implementaci dopředné vazby do řídicího kontroléru však nebyla shledána markantní výhoda na zlepšení průběhu regulačního děje, a proto dopředná vazba není dále uvažována.

### 7.3 Návrh regulátoru napětí

Pro návrh regulátoru napětí byla použita metoda symetrického optima, která opět vychází z přenosu uzavřené smyčky daným přenosem řízení  $F_W$ .

Standartní tvar přenosu otevřené smyčky pro metodu symetrického optima je dán rovnicí (7.7).

$$F_O = \frac{1 + 4 \cdot p \cdot \tau_\sigma}{8 \cdot \tau_\sigma^2 \cdot p^2 \cdot (1 + p \cdot \tau_\sigma)} \quad (7.10)$$

Po dosazení přenosu soustavy (rovnice (7.5)) do rovnice (7.11) se získá přenos napětíového regulátoru  $F_{Ru}$ . Časová konstanta  $\tau_\sigma$  se nahradí hodnotou dvojnásobku časové konstanty měniče  $\tau_m$ . Výsledný PI regulátor je možné zapsat ve složkovém tvaru.

$$\begin{aligned}
F_{Ru} &= \frac{F_O}{F_{Su}} = \\
&= \frac{1 + 4 \cdot p \cdot \tau_\sigma}{8 \cdot \tau_\sigma^2 \cdot p^2 \cdot (1 + p \cdot \tau_\sigma)} \cdot \frac{p \cdot C_{f\_sek} \cdot k_{\check{c}p} \cdot (1 + 2 \cdot p \cdot \tau_m)}{k_{\check{c}u}} = \quad (7.11) \\
&= \frac{(1 + 8 \cdot p \cdot \tau_m) \cdot C_{f\_sek} \cdot k_{\check{c}p}}{32 \cdot \tau_m^2 \cdot k_{\check{c}u} \cdot p} = 8 \cdot \tau_m \cdot K_U + \frac{K_U}{p}
\end{aligned}$$

Konstanta  $K_U$  je dána rovnicí(7.12).

$$K_U = \frac{C_{f\_sek} \cdot k_{\check{c}p}}{32 \cdot \tau_m^2 \cdot k_{\check{c}u}} \quad (7.12)$$

Číselné hodnoty jednotlivých složek jsou následující: zesílení proporcionální složky regulátoru je 0.057 a zesílení integrační složky regulátoru je dáno přímo konstantou  $K_U$ , číselně tedy 163,3. Pro implementaci do řídicího kontroléru je ještě nutné převést spojitý regulátor na diskretní, což se provede vynásobením zesílení integrační složky periodou spínání tranzistoru.

Napětový regulátor navíc kombinuje možnost MPPT regulace, která spočívá v získání maximálního výkonu z FV panelu (více v podkapitole 6.1). Pokud zátěž odebírá menší výkon, než je FV panel schopen v aktuálním okamžiku generovat, tak regulátor pracuje ve standardním režimu s regulací výstupního napětí na 350 V. Naopak, pokud by zátěž odebírala vyšší výkon, než by byl FV panel schopen generovat, tak nadřazený napětový regulátor přejde do režimu sledování maximálního bodu výkonu FV panelu. Z tohoto důvodu začne klesat výstupní napětí měniče.

Vypočtené hodnoty obou regulátorů jsou uvažovány pro zidealizované linearizované přenosy soustav odpovídající pracovnímu bodu měniče. V kapitole 11 bude diskutována nutnost i způsob změny velikostí vypočtených parametrů regulátorů s ohledem na nelinearitu skutečného přenosu bloku měniče. Především je nutné předejít kmitání, respektive zakmitávání, výstupního napětí, které může bohužel vést při skokových změnách zátěže až k destabilizaci. S tímto faktem jsou samozřejmě spojené dynamické vlastnosti obou regulátorů.

## 8 MODEL MĚNIČE V PROSTŘEDÍ MATLAB SIMULINK

Matematický model měniče je do diplomové práce vložen nad rámec zadání, a to především z důvodu hlubšího pochopení dějů probíhajících v blokujícím měniči. Namátkově napěťové a proudové průběhy v použitém odlehčovacím kvazirezonančním článku. Model je doplněn i řídicí regulační strukturou, která reprezentuje řídicí kontrolér, tudíž je možné otestovat chování měniče se změněnými parametry obou regulátorů. Případně dynamicky měnit zátěž a pozorovat chování měniče, typicky odezvu regulátorů, překmity atd. Důležité veličiny jsou měřeny a vyvedeny na bloky Scope, kde je možné sledovat průběhy těchto veličin v čase.

Model však nelze považovat za naprosto přesný, protože podléhá řadě realizačních zjednodušení. Typicky se jedná o používání ideálních součástek diod a tranzistoru (zanedbává se napětí v propustném směru). Zjednodušení jsou nezbytná zejména z důvodu proveditelnosti a přiměřené délky výpočtu simulace. I přes tato zjednodušení je délka simulace 100 ms úměrná přibližně devadesáti sekundám. Model je vytvořen v programu Matlab Simulink ve 2014a. Verze programu je stěžejní pro správnou funkci – pro nižší verze mohou chybět použité moduly a pro vyšší verzi mohou být moduly modifikované, nebo rovněž již nemusí být dostupné. Pro migraci mezi verzemi je nutné použít export modelu do správné verze. Kompletní model měniče včetně skriptu s parametry jednotlivých součástí je přiložen v příloze.

Při modelování v prostředí Simulink vzniká problém s provázáním prvků z knihovny Simscape, respektive z podknihovny SimPowerSystems, a standardními bloky prostředí Simulink. Proto je nezbytné použít převodní bloky mezi těmito úrovněmi. Velmi kritická je zároveň i volba výpočetní metody (solver). Soustava blokující měniče je nelineární, proto byl pro řešení použit solver pro tuhé soustavy. Tuhé soustavy se vyznačují vzdálenými póly. Pro dosažení co nejlepších výsledků je vhodné nastavit minimální krok včetně relativní tolerance. Výpočet bude tím přesnější, čím menší bude minimální krok a tolerance. Bohužel s přesností roste i potřebný výpočetní čas. Je proto nutné zvolit vhodný kompromis. Pro prvky z knihovny SimScape se provádí ještě další nastavení prostřednictvím bloku powergui. V bloku se volí typ simulace spojitá/diskrétní a zároveň je možné povolit, respektive zakázat, zjednodušení týkající se uvažování ideálních spínacích prvků, uvažování nulového napětí spínacích prvků v propustném směru atd.

Výrobce použitého řídicího kontroléru (firma STM) dokonce pro prostředí Simulink nabízí knihovnu s moduly umožňující konfigurování a ovládání periférií kontroléru přímo ze simulačního prostředí. Kontrolér, respektive vývojová deska

s kontrolérem a programátorem/debuggerem, je připojena do počítače a následně spojena s prostředím Matlab Simulink. To umožňuje uživateli jednoduchou práci s kontrolérem bez nutnosti hlubších znalostí programování. Zároveň však takto vzniklý interface zvyšuje míru hardwarové abstrakce, takže uživatel ztrácí kontrolu nad chodem programu. Například uživatel není schopen určit na kterou adresu a kdy se program přesouvá, ztrácí kontrolu nad tokem dat mezi perifériemi atd. Pro názorné školní ukázky a testování jednoduchých aplikací však může být toto řešení značným benefitem. Více o této problematice v [28].

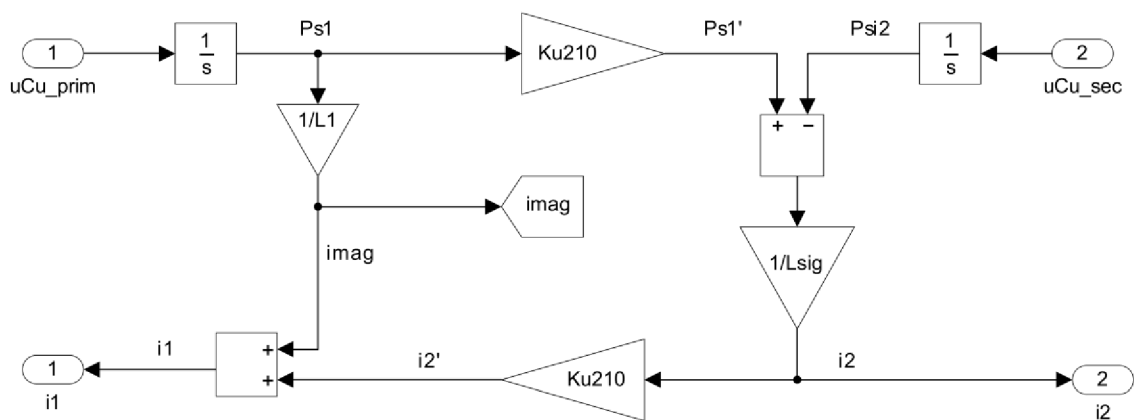
Samotný matematický model měniče lze rozdělit na několik ucelených částí. Základním prvek měniče je transformátor, odlehčovací článek a výstupní CLC filtr. Dále jsou součástí modely bloku s regulační strukturou, blok kompenzace sklonu proudu a model fotovoltaického panelu. Matematický model, případně jeho části, mohou posloužit dalším studentům při tvorbě podobných aplikací, nebo mohou sloužit jen pro pochopení jevů probíhajících v daném zařízení. Významné bloky proto budou detailněji rozebrány v následujících podkapitolách.

## 8.1 Transformátor

Transformátor je základním prvkem blokujícího měniče. V prostředí Matlab Simulink byl namodelován ve tvaru gamma článku dle rovnic. Matematické podklady pro tvorbu modelu je možné najít v [3]. Samotná realizace modelu v prostředí Simulink je naznačena na obrázku níže (Obrázek 8.1).

Dle obrázku je zřejmé, že je model vytvořen pomocí standardních bloků. Proudové výstupy jsou připojeny do proudových zdrojů z knihovny SimScape, čímž je vytvořen přechod mezi rozhraním standardních prvků prostředí Simulink a knihovny SimScape. Model je v úrovni SimScape modulů následně doplněn i o odpor reprezentující ztráty v železe a odpory obou vinutí.



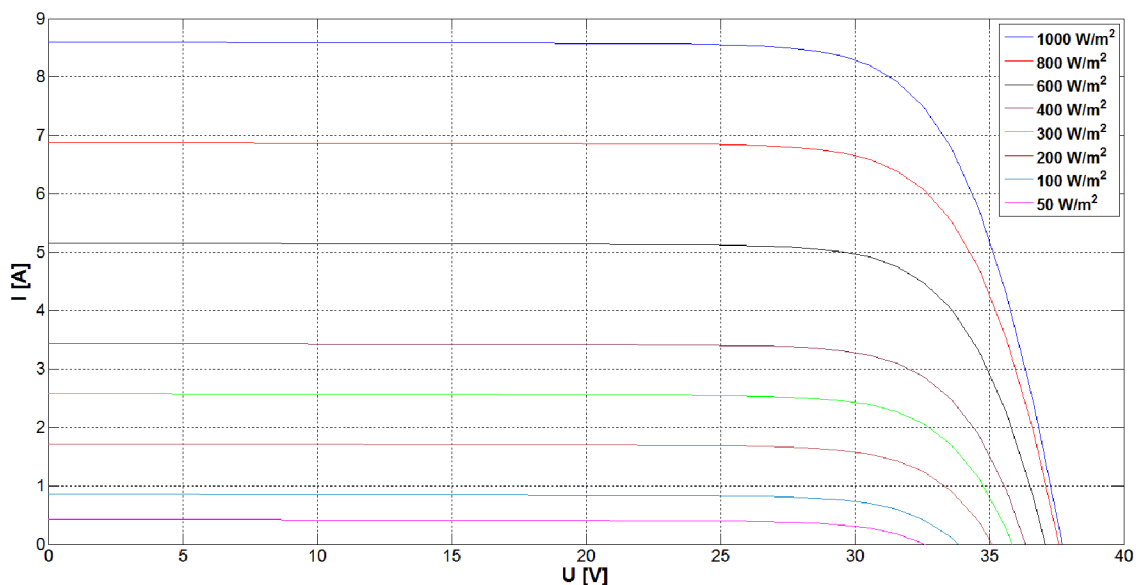


Obrázek 8.1: Matematický model transformátoru v provedení  $\Gamma$ -článku.

## 8.2 Fotovoltaický panel

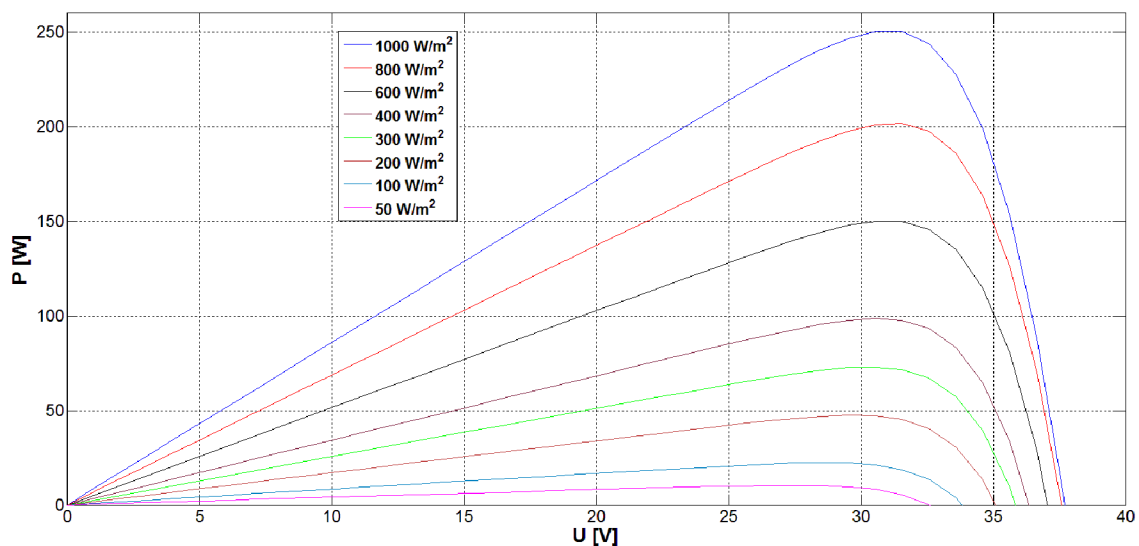
Ekvivalentní zapojení fotovoltaického článku je uvedeno například v [26]. Zapojení je tvořeno proudovým zdrojem, diodou a sériovým a paralelním odporem. K modelování fotovoltaického článku lze přistoupit stejně jako k modelování diody s tím rozdílem, že se jedná o fotodiodu pracující v generátorovém režimu (nejedná se o spotřebič). Při modelování lze vyjít z Shockleyho rovnice. Vytvořený blok v prostředí Simulink disponuje parametry skutečného použitého FV panelu zmíněného v kapitole 3. K bloku je nutné připojit vstupní informaci o velikosti intenzity osvětlení. Výstupem bloku je výstupní proud FV panelu, který je zaveden do proudového zdroje. Na proudovém zdroji je měřeno napětí, jež je zpětnovazebně zavedeno zpět do bloku FV panelu. Na obrázcích pod textem (Obrázek 8.2 a Obrázek 8.3) je vykreslena závislost výkonu a proudu na napětí pro odlišné hodnoty intenzity osvětlení. Oba grafy jsou vygenerovány z prostředí Matlab.

V-A charakteristika matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení



Obrázek 8.2: V-A charakteristika matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení.

Závislost výstupního výkonu na napětí matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení



Obrázek 8.3: Závislost výstupního výkonu na napětí matematického modelu FV panelu v závislosti na různých intenzitách osvětlení.

Z grafů je patrné, že napětí pro dosažení maximálního bodu výkonu FV panelu leží přibližně v intervalu 28 V až 32 V, což umožňuje s menší přesností zvolit pro regulaci i MPPT metodu *Constant Voltage* zmíněnou v podkapitole 6.1.1. Napětí  $U_{MPP}$  skutečného FV panelu dosahuje pro intenzitu osvětlení  $800 \text{ W}\cdot\text{m}^2$  přibližně 28,5 V, což je nepatrně v rozporu s matematickým modelem. Posun napětí  $U_{MPP}$  do vyšších hodnot není pro matematický model kritický.

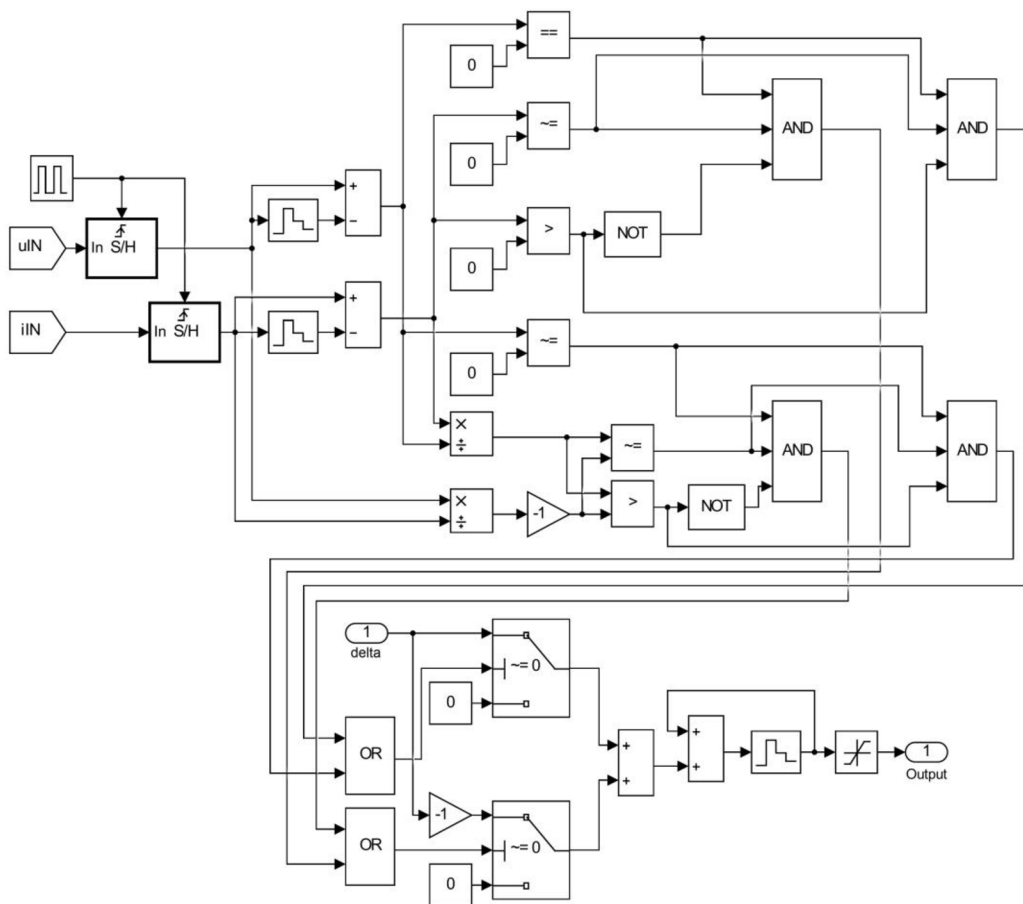
### 8.3 Regulační struktura s MPPT

Celá regulační struktura je vymodelována ze standardních bloků prostředí Simulink. Při modelování byl kladen důraz na zachování měřítek, která jsou nutná pro implementaci regulátorů do řídicího kontroléru, kde je ještě nutné hlídat bitové šířky použitých proměnných, respektive registrů. Samotné regulátory jsou tvořeny bloky spojitých PID regulátorů, které jsou nastaveny jako diskrétní a jsou zdiskretizovány frekvencí, která odpovídá spínání tranzistorů. Regulátory využívají pouze PI (PS) složku. Sumační S složka je chráněna proti *wind up* efektu *clamping* metodou. Výstup napěťového regulátoru je zaveden do rozdílového členu, který je vstupem do proudového regulátoru. Výstup regulátoru vstupuje do navrženého PWM generátoru vytvářející obdélkový signál o požadované střídě pro spínání tranzistoru. V modelu je zohledněna i aktualizace obou regulátorů jednou za dvě periody frekvence sepnutí tranzistoru.

Napěťový regulátor umožňuje přirozené přepínání mezi běžným regulátorem a MPPT regulátorem. Pokud dojde k přepnutí regulátoru do MPPT, tak regulátor přechází do tzv. sledovacího režimu (sleduje maximální bod výkonu FV panelu). V modelu je navíc možné pomocí přepínače volit mezi metodami *Perturb and Observe* a *Incremental Conductance*.

Parametry obou regulátorů byly podrobeny analýze v modelu i na reálně postaveném regulátoru a bylo nutné parametry měnit. S výhodou bylo možné použít tzv. *Auto tuning* funkce, kterými prostředí Matlab Simulink, respektive pouze Matlab, disponuje. Finálně odladěné parametry byly následně použity i v reálném měniči.

Vnitřní zapojení bloku metody *Incremental Conductance* je uvedeno na obrázku pod textem (Obrázek 8.4).



Obrázek 8.4: Algoritmus *Incremental Conductance* namodelovaný v prostředí Matlab Simulink.

## 8.4 Kompensace sklonu

Blok kompensace sklonu proudu lze chápat jako komparátor. Kompensace sklonu zabraňuje proudu tekoucímu primárním vinutím dosáhnout hodnot, při kterých by již proud do konce periody spínacího cyklu nepoklesl na požadovanou (bezpečnou) hodnotu a došlo by postupně k přesycování transformátoru. Kompensaci sklonu je nutné do regulátoru implementovat, pokud je regulátoru umožněno zvyšovat střídu PWM nad úroveň 50 %.

Blok vytvořený v prostředí Simulink porovnává průběh proudu tekoucího primárním vinutím transformátoru  $I_r$  s uživatelsky definovaným průběhem, který tvoří mezní obálku. Pokud snímaný proud překročí definovaný průběh, tak dojde k blokování PWM, tj. k vypnutí tranzistoru, a to po celý zbytek periody. Průběh pro porovnání lze uživatelsky definovat. Pokud nedojde k překročení mezní obálky, tak blok do střídy PWM nezasahuje, ale pouze zpropaguje PWM ze vstupu na výstup. Vytvořený blok obsahuje trojici vstupů: vstup PWM, vstup pro primární proud a vstup definovaného průběhu pro porovnání. Výstup bloku je pouze PWM. Blok je zařazen za generátor PWM.

## 9 SOFTWAREVÉ VYBAVENÍ

V níže uvedených podkapitolách budou nejprve popsána vývojová prostředí, v nichž byl program vytvořen. Dále budou popsány stěžejní periferie a následně i samotný řídicí algoritmus.

### 9.1 Vývojová prostředí

Obě níže popsaná vývojová prostředí jsou na internetových stránkách vývojářských firem volně dostupná, a to v plné verzi. Vývojové prostředí TrueSTUDIO nabízí za příplatek možnost real time sledování proměnných, vykreslování grafů atd., obdobně jako například prostředí FreeMASTER pro kontroléry firmy NXP.

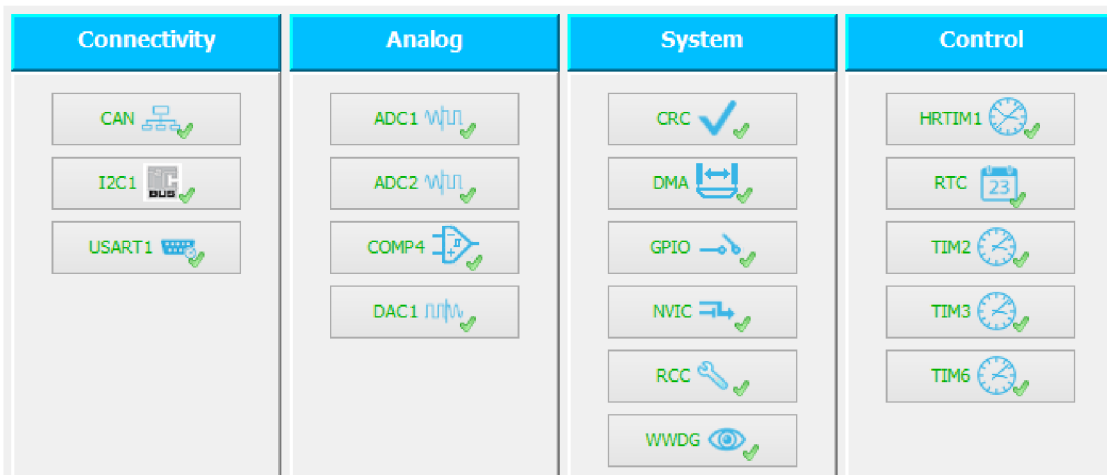
#### 9.1.1 STM32CubeMX

Vývojový nástroj STM32CubeMX je použit pro základní konfiguraci řídicího kontroléru. Nástroj lze využít pro konfiguraci jakéhokoliv kontroléru z rodiny STM32.

V dialogovém prostředí programu lze povolit a následně nakonfigurovat jednotlivé periferie kontroléru a propojit periferie s externími piny. V další záložce programu je možné nastavit zdroj hodin pro všechny použité periferie, včetně děliček a násobiček kmitočtu. Na další záložce je možné detailně nastavit chování jednotlivých periférií, včetně inicializačních stavů, vyvolání přerušení, případně aktivace DMA pro periferie, které tuto funkci podporují.

Nástroj STM32CubeMX je schopen vygenerovat spustitelný projekt pro několik vývojových prostředí – TrueSTUDIO, EWARM, MDK. Pokud je nutné v průběhu psaní programu ve vývojovém prostředí změnit nastavení jakékoliv periferie, případně přemapovat piny, tak je to možné prostřednictvím opětovného vygenerování projektu. Pokud se uživatelský kód nachází v definovaných blocích (typicky *start code*, *end code*), tak zůstane uživatelský kód zachovaný. Konfiguraci periférií je možné psát i „ručně“, nicméně pro správné nakonfigurování může být potřeba i více než sto řádků (například konfigurační knihovna pro obsluhu kontroléru a výpočetního jádra obsahuje více než patnáct tisíc řádků). Navíc se tímto způsobem mohou do programu jednoduše zavádět chyby, které vedou k nesprávné funkci periferie, případně i špatné funkci celého kontroléru.

Na obrázku níže (Obrázek 9.1) jsou uvedeny periferie kontroléru, které jsou v měniči aktivně využity. Jedná se o printscreen z konfiguračního nástroje STM32CubeMX.



Obrázek 9.1: Printsreen konfiguračního prostředí STM32CubeMX s využitými periferiemi kontroléru.

## 9.1.2 Atollic TrueSTUDIO

Prostředí TrueSTUDIO od společnosti Atollic je založeno na vývojové platformě Eclipse. Lze jej srovnat s prostředím CodeWarrior, nebo Atmel Studio. Nástroj STM32CubeMX přímo generuje projekt pro vývojové prostředí TrueSTUDIO. Do vývojového prostředí je navíc možné doinstalovat zásuvné moduly umožňující spouštění nástroje STM32CubeMX přímo z vývojového prostředí. Standardně jsou do každého projektu exportovaném z STM32CubeMX linkovány knihovny s inicializačními sekvencemi a funkcemi pro obsluhu periferií, což je uživatelsky velmi přívětivé.

Program pro řídicí kontrolér je napsán v tomto prostředí v jazyce C. Pro ladění programu je zároveň možné použít i interní debugger, který se připojuje přes programátor k řídicímu kontroléru rozhraním JTAG nebo SWD. Vývojový program umožňuje přímé programování kontroléru bez nutnosti používat další software.

## 9.2 Periferie kontroléru

V této podkapitole budou popsány stěžejní periferie kontroléru a jejich využití pro řízení měniče. Popis se opírá o referenční manuál kontroléru [29]. Případně o aplikační poznámky, například [30] (v anglickém jazyce příhodně nazvané *cookbook*, tedy „kuchařky“).

## 9.2.1 Časovač s vysokým rozlišením

Periferie časovače s vysokým rozlišením je naprosto stěžejní pro chod měniče. Prostřednictvím této periferie dochází ke generování PWM pro spínání výkonového tranzistoru  $T$ . Zároveň se na základě rychlé časové smyčky generuje porovnávací průběh pro kompenzování sklonu proudu.

Periferie časovače s vysokým rozlišením (dále jen HRTIM – *High Resolution Timer*) je dle výrobce kontroléru vhodná pro použití v digitálně řízených napájecích zdrojích (UPS, fotovoltaické invertory), v nabíječkách a pro řízení osvětlení. HRTIM disponuje pětici nezávislých časovačů, které dosahují rozlišení až 217 ps. Časovače jsou schopny generovat několik typů přerušení/událostí, typicky v okamžiku přetečení a shodou s komparovanými úrovněmi. Výstupy časovačů je možné připojit na externí piny. Nebo provázat s dalšími interními periferiemi kontroléru (vyvolaná událost například zahájí převod A/D převodníku). Pro řízení měničů, kde je nutné komplementárně spínat tranzistory a vkládat tzv. mrtvé doby (typicky dvojnásobný propustný měnič), je možné pro řízení a generování PWM opět využít periferii HRTIM, která je pro zmíněný druh řízení uzpůsobena. Obdobně jako časovač může spouštět, resetovat a ovlivňovat ostatní periferie, tak i chod časovače může být ovlivňován ostatními periferiemi, typicky inicializace, spouštění a resetování časovače. Přesuny dat z paměti do periferie, nebo obráceně lze realizovat prostřednictvím DMA kanálů, což značně ušetří čas procesoru.

Pro fungování měniče je využita dvojice HRTIM (časovač A a C). Výstup časovače C je přímo napojen na externí pin a slouží jako výstupní signál PWM pro výkonový tranzistor. Perioda časovače je nastavena na 12,5  $\mu$ s. Inicializace časovače probíhá při každém přetečení a resetování výstupu časovače nastává v případě vybavení ochrany kompenzace sklonu (snímaný proud překročí definovanou mezní křivku), nebo v okamžiku dosažení požadované velikosti střídý, která je nastavena v programu. Softwarově je velikost střídý z bezpečnostních důvodů omezena na 60 %. Časovač C zároveň spouští v desetině periody spínacího cyklu vzorkování s následným převodem analogových hodnot periferiemi ADC převodníků. Časovač A slouží pro generování povelů k přesunům dat mezi pamětí a periferií DAC převodníku, který vytváří limitní křivku pro kompenzaci sklonu proudu, která je sestavena z dvaceti hodnot. Perioda časovače je proto 625 ns.

## 9.2.2 ADC převodník

Kontrolér STM32F334 disponuje dvojitým ADC převodníkem s až dvaceti jedna multiplexovanými vstupy, a to jak externími, tak interními. Interní vstupy jsou

přímo připojené k teplotnímu sensoru uvnitř kontroléru a interní napěťové reference, na jejímž základě je následně možné korigovat převody, respektive výpočty. Rozlišení převodu je možné zvolit v rozsahu 6 až 12 bitů. Externí vstupy je možné zapojit v režimu *single-ended* (měření proti zemi), případně jako diferenciální vstupy. Rychlost A/D převodu je až 200 ns. Součástí periferie ADC převodníku je i tzv. funkce *Analog Watchdog*, která hlídá velikost výsledku ADC převodu a v případě opuštění definovaného intervalu dojde k vygenerování přerušování, respektive události.

Vzorkování měřeného signálu a A/D převod je možné nastavit kontinuálně (po dokončení současného A/D převodu se automaticky začne vzorkovat a převádět další vzorek), nebo na základě externí události. Takto je možné spouštět vzorkování s A/D převodem v okamžiku daném například dosažením požadované hodnoty časovače.

Pro řízení měniče jsou využity oba ADC převodníky s dvanáctibitovým rozlišením. ADC převody jsou spouštěny událostí generovanou externí periferií časovače s vysokým rozlišením. Funkce *Analog Watchdog* monitoruje teplotu samotného řídicího kontroléru.

### 9.2.3 DMA

Periferie DMA (*Direct Memory Access* – lze volně přeložit jako přímý přístup do paměti) slouží k přesunu dat mezi periferiemi a pamětí bez využití procesoru. Případně je možné periferii využít i k přenosu dat v paměťovém prostoru jedné paměti. Výsledkem použití DMA je úspora strojového času procesoru. Vybraný kontrolér disponuje jedním DMA řadičem se sedmi nezávislými kanály, které je možné sdílet mezi jednotlivými periferiemi kontroléru. Samozřejmostí je i volba priorit jednotlivých požadavků na využití DMA.

Pro řízení měniče má využití periferie velký význam, protože jejím prostřednictvím jsou například přesouvána data z paměti do periferie DAC převodníku (přenos je spouštěn časovačem A periferie HRTIM), který generuje limitní křivkou pro kompenzaci sklonu proudu. Pokud by nebylo využito přímo DMA, ale pouze tradičního přerušování, které je řešeno prostřednictvím CPU, tak by z časových důvodů nebylo možné s periodou 625 ns přepisovat patřičný registr DAC převodníku a tím křivku generovat.



### 9.3 Popis funkce řídicího programu

Z důvodů návaznosti na více periférií nebude součástí této kapitoly vývojový diagram programu, ale pouze textový popis chodu programu.

Při startu měniče dojde k nakonfigurování a spuštění jednotlivých periférií a konfiguraci teplotních čidel komunikujících po sběrnici I<sup>2</sup>C. Konfigurace čidel spočívá v nastavení teplotních prahových hodnot, při nichž dojde k vybavení jednotlivých teplotních ochran. Výstupy teplotních ochran jsou schopny přímo blokovat spínání tranzistoru. Vybavení ochran nastává při překročení teploty 60 °C. Hlavní nekonečná smyčka programu neobsahuje žádné instrukce, protože výpočet regulátoru, spuštění ADC a DAC, včetně reakcí na chyby je realizováno v přerušeních. Řídicí kontrolér před spuštěním a i v celém čase chodu měniče kontroluje, zda nedošlo k vybavení hardwarových, případně softwarových ochran, respektive dosažení limitních stavů. Pokud je detekována jakákoliv chyba, okamžitě dojde k softwarovému i hardwarovému blokování spínání výkonového tranzistoru a tento stav trvá do doby odstranění vzniklé chyby. Více o reakci na chybové stavy v následující kapitole 9.4. Výpočet regulátorů se provádí v reakci na přetečení časovače s vysokým rozlišením, které je vyvoláno jednou za dvě periody tohoto časovače. V přerušení jsou nejprve kopírována výsledná data z registrů ADC převodníků. Zároveň jsou v přerušení porovnávány výsledky ADC převodů od vstupního napětí, výstupního napětí a výstupního proudu, a pokud je výstupní výkon FV panelu menší než požadovaný výstupní výkon měniče, tak dojde k přechodu napěťového regulátoru do MPPT režimu. Obdobně dojde ke změně parametrů obou regulátorů v okamžiku, kdy je detekováno plné nebo částečné odlehčení měniče, aby nedošlo k rozkmitání výstupního napětí.

Okamžik spuštění vzorkování a převod ADC převodníku nastává při dosažení desetiny periody časovače C periferie HRTIM. Křivka pro kompenzaci sklonu proudu je generována DAC převodníkem. Aktualizování hodnot pro získání požadovaného výsledného výstupního napětí DAC probíhá v návaznosti na přetečení časovače A periferie HRTIM. Křivka je rekonstruována z dvaceti bodů. Byl zkoušen i vyšší počet bodů pro zjemnění tvaru křivky, nicméně výsledek se prakticky nelišil od původního dvacetibodového rozlišení (při vyšším počtu bodů však dochází ke zbytečnému vytěžování kontroléru). Výsledek DAC převodu je zaveden do interního komparátoru COMP4, jehož druhý vstup je připojen k externímu pinu, ke kterému je připojen výstup bočníku proudového transformátoru. Překročení generované křivky vede k přímému blokování spínání tranzistoru. K blokování spínání výkonového tranzistoru dochází prostřednictvím provázanosti obou periférií (HRTIM a COMP4) bez nutnosti softwarového zásahu.

Další použité časovače slouží k periodické aktualizaci periferie Watchdog a hlídání stavu vstupů od externího spínače (perioda 1 ms), obsluze signalizačních

LED (perioda 500 ms) a poslední je rezervní pro pozdější implementaci obsluhy sběrnice CAN. Reakce na stisknutí tlačítka je obsluhována prostřednictvím přerušení. Prostřednictvím signalizačních LED jsou indikovány chybové stavy, změna parametrů regulátoru v případě odlehčení měniče, přechod napěťového regulátoru do MPPT režimu a v neposlední řadě také chod programu. Při ladění programu sloužily LED pro indikaci testovaných stavů.

Při ladění programu, kdy bylo nutné vyčítat velké objemy dat, bylo použito rozhraní UART, přes které byla data posílána do konzole počítače, kde byla podrobována analýze.

Samotný řídicí program není složitý, což je dáno zejména možnostmi provázat mezi sebou jednotlivé periferie kontroléru při konfiguraci periferií. Všechny možnosti interního propojení periferií jsou uvedeny v [29] v kapitole 7.

Správná obsluha periferií kontroléru, tedy i tvorba řídicího programu, je podmíněna alespoň letmou znalostí referenčního manuálu kontroléru [29] (1122 stran) a případně i dalších aplikačních příruček.

## **9.4 Reakce na chybové stavy**

Při připojení měniče k napájení je vždy aktivní startovací ochrana, případně i podpěťová (v krajním případě i výstupní přepěťová ochrana). Po inicializaci kontroléru a detekci aktivní startovací ochrany dojde i k vybavení softwarové ochrany, která má rovněž přímý dopad na blokování spínání výkonového tranzistoru. Po odeznění aktivního stavu hardwarové ochrany dojde po časové prodlevě a kontrole stavu ostatních ochran k odblokování i softwarové ochrany a je umožněno spínání tranzistoru. V případě vybavení jakékoliv hardwarové ochrany (jedné nebo i více) dojde tedy k provázání, respektive zaznamenání vzniku vybavení ochrany ze strany řídicího kontroléru, a řídicí kontrolér je schopen uměle prodloužit dobu trvání ochrany. Pokud by bylo nutné i v případě odeznění působení ochrany blokovat spínání tranzistoru, tak je to možné zásahem do řídicího programu.

## 10 HARDWAROVÁ REALIZACE

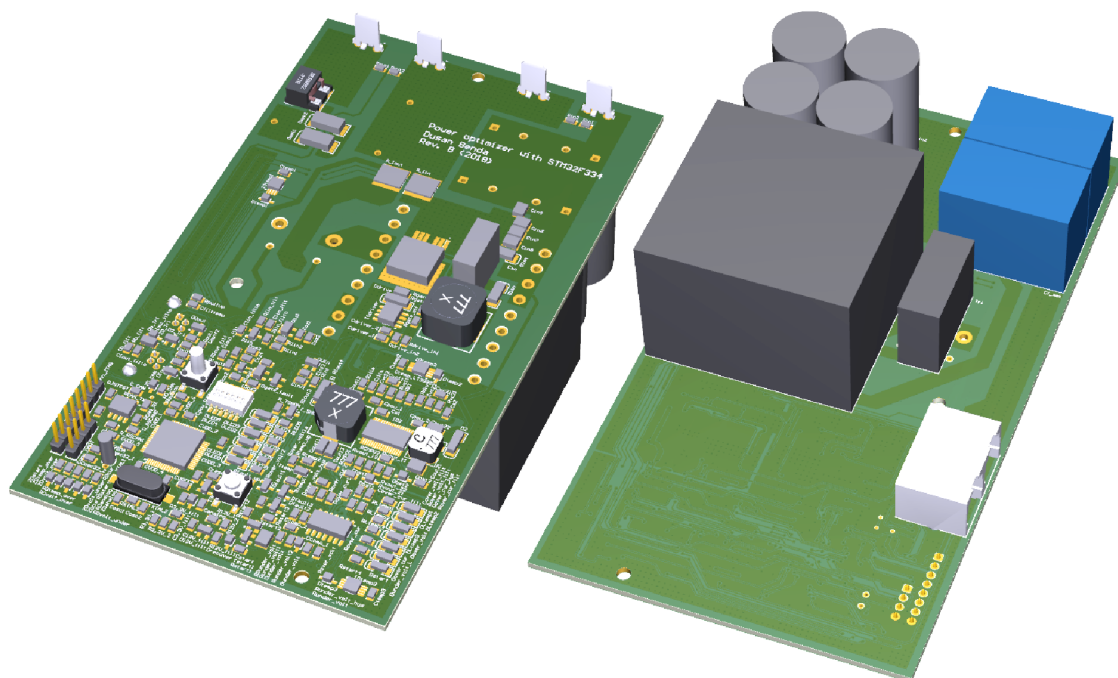
### 10.1 Deska plošných spojů měniče

Návrh desky plošných spojů je kritický zejména v aplikacích, kde se prolíná digitální část s výkonovou částí, což v tomto měniči nastává. Návrh layoutu desky plošných spojů je kritický zejména v oblasti součástek výkonové části měniče. Především je nutné eliminovat parazitní indukčnosti co možná nejkratšími spoji. Zároveň je však nutné spoje dimenzovat s ohledem na maximální protékající proud. Dále je kritické propojení zemí analogové a výkonové části tak, aby nedocházelo k zanášení rušení do řídicího kontroléru.

Kompletní schéma měniče a následně i deska plošných spojů je vytvořena v návrhovém prostředí Altium Designer, což je bohužel placený software, nicméně pro studijní účely je možné získat plnou licenci až na tři roky. Altium Designer je globálně rozšířený software, který konkuruje například návrhovému prostředí Dx Designer od společnosti Mentor Graphic, nebo Allegro od firmy Cadence. Program je hojně používán díky svým návrhovým možnostem, součástkovým databázím vytvořených a aktualizovaných přímo výrobcí součástek, přívětivému ovládání, technické podpoře a přímé návaznosti na PLM systémy.

DPS měniče je navržena na dvouvrstvé desce plošných spojů o rozměrech 89 x 160 mm se silou měděné vrstvy 35  $\mu\text{m}$ . Tloušťka mezivrstvy je zvolena 1,5 mm. Minimální šířka spoje v řídicí části je 0,254 mm a izolační vzdálenost v té oblasti 0,15 mm. V řídicí i silové oblasti jsou umístěny prokvy s rastrem 1,25 mm z důvodu potlačení kapacity mezi vrstvami a zlepšení odvodu tepla od kriticky teplotně namáhaných součástek. Data pro výrobu desky byla vyexportována ve formátu Gerber. Samotná DPS je fyzicky vyrobena s jednostranným osazovacím a informativním potiskem. Pro některá běžně nedostupná pouzdra součástek bylo nezbytné vytvořit knihovny (typicky footprint pro transformátor  $Tr$ ). Připojení výkonového vstupu a výstupu je realizováno prostřednictvím fast-on konektorů. DPS obsahuje trojici uchycovacích otvorů určených pro šrouby M3.

Altium Designer umožňuje vytvoření detailního 3D modelu DPS se všemi součástkami, což je vhodné zejména v případě zástavby DPS na rozměrově kritická místa. Program vygeneruje soubor ve formátu step, který lze importovat do všech standardně používaných 3D modelovacích softwarů (SolidWorks, NX, Catia, Inventor). Tím je možné provést kontrolu rozměrových dispozičních možností ještě před fyzickou výrobou a osazením DPS. Vyexportovaný 3D pohled z obou stran je uveden níže (Obrázek 10.1).



Obrázek 10.1: 3D vizualizace navržené desky plošných spojů měniče v prostředí Altium Designer (aktualizovaná revize B).

## 10.2 Úpravy DPS v revizi B

Bohužel se v první revizi DPS (revize A) vyskytly fatální chyby, které musely být provizorně odstraněny, protože jinak by měnič nebylo možné zprovoznit. Tyto chyby se týkaly zejména nesprávného zapojení blokujících kondenzátorů řídicího kontroléru. I po několika detailních kontrolách návrhu DPS před samotnou výrobou byly tyto „školácké“ chyby bohužel přehlédnuty. DPS měniče je pouze dvouvrstvá, což bylo při odstraňování chyb výhodné. Více vrstev by totiž prakticky znemožňovalo zásahy, které na DPS v revizi A byly provedeny. Úpravy byly provedeny s maximální šetrností. Úpravy se bohužel nevyhnuly ani silovému obvodu, konkrétně odlehčovacím článkům, kde bylo nutné změnit kondenzátor, což vedlo i ke změně pouzdra (a tedy i layoutu). Z důvodu rozložení ztrát byla přidána paralelně k diodě na sekundární straně transformátoru ještě jedna shodná dioda.

Obě revize DPS jsou dostupné na doprovodném DVD jako přílohy. V nové revizi je navíc naznačeno, kterých částí se změny týkají.

# 11 OŽIVENÍ, MĚŘENÍ A DOSTAVENÍ REGULÁTORŮ MĚNIČE

## 11.1 Oživení měniče

Nejprve byl osazen a oživen pomocný napájecí zdroj tvořený kontrolérem LT3992, který zajišťuje napájení všech periférií ze vstupního napětí měniče. Dále byl osazen komparátor a otestovány všechny hardwarové ochrany. Následně byl osazen i řídicí kontrolér STM32F334 a ověřena jeho možnost programovatelnosti, tj. bezproblémové propojení s programátorem. Obvody silové části včetně kvazirezonančního odlehčovacího článku byly osazeny tak, aby v případě sepnutí výkonového tranzistoru nemohlo dojít k průtoku proudu primárním vinutím transformátoru  $Tr$ . Proto nebyl osazen snímací rezistor  $R_{lin}$ .

Postupně byly programovány a testovány jednotlivé použité periferie řídicího kontroléru a jejich správná funkce s externími součástkami měniče. Typicky nastavení teplotních ochran komunikujících po sběrnici I<sup>2</sup>C, konverze A/D převodníků, obsluha programovatelných přepínačů a zobrazování stavu měniče na signalizačních LED.

Po úspěšném naprogramování a otestování všech periférií byla doosazena primární strana měniče, programově definována střída měniče (10 %) a přistoupilo se ke kontrole chodu silové části. Následně došlo k implementaci a nastavení regulátorů do řídicího kontroléru pro různé úrovně vstupního napětí a různých velikostí zátěže. Měnič byl po dostavení regulátorů kompletně nastaven.

## 11.2 Měření měniče

Při provedených měřeních uvedených v následujících podkapitolách byly využity tyto přístroje: napájecí zdroj HMP4040, dvojice multimetru HM8012 a osciloskop RTB2004. Všechny přístroje jsou od společnosti Rohde&Schwarz

### 11.2.1 Naměřené průběhy důležitých veličin měniče

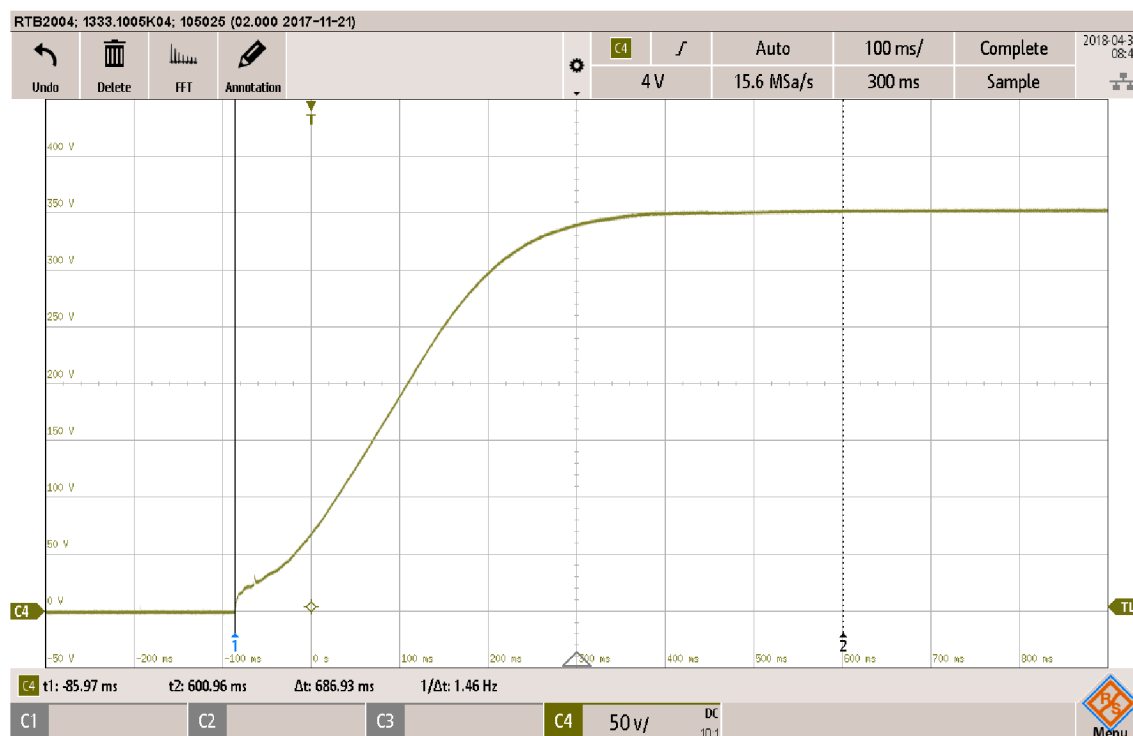
Měření měniče bylo úzce spjato i s dostavováním parametrů obou regulátorů. Poznatky získané ze simulace měniče naznačovaly, že nebude možné zabezpečit v celém rozsahu zátěží i hodnot vstupního napětí bezproblémovou regulaci s konstantními parametry regulátorů. Což bylo ověřeno i měřeními na měniči.

Pro správný regulační děj jsou proto parametry obou regulátorů přepínány v závislosti na aktuálním stavu stavových veličin (vstupní napětí, výstupní proud a výstupní napětí). Vybavovací vrchní úroveň hardwarové výstupní přepěťové ochrany je nastavena na napětí přibližně 360 V. Tato velikost byla volena

s ohledem na dovolené provozní napětí součástek na sekundární straně měniče a také na maximální velikost napětí drain – source tranzistoru  $T$ . Proto bylo nutné, aby regulační děj proběhl bez překmitu, jinak by došlo k vybavení výstupní přepětové ochrany a následnému rozkmitání regulátorů.

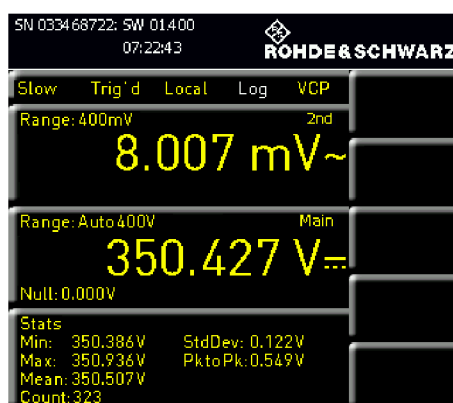
Z pohledu regulačního děje je nejkritičtější skoková změna velikosti odporu zátěže – naprosté odlehčení plně zatíženého měniče. Opačný děj, tj. plné zatížení odlehčeného měniče, není kritické a je pouze otázkou dynamiky regulační struktury měniče. Odlehčení je však problematické z důvodu úmyslně zvolené vybavovací úrovně přepětové ochrany (blízko k 350 V) a dynamice regulátorů. Pokud by nedošlo ke změně parametrů regulátorů, tak výsledkem regulačního děje bude opět rozkmitání regulátorů.

Pro dosažení požadovaného výstupního napětí v co nejkratším čase je nutné zabezpečit rychlý regulační děj, který ale bohužel často vede k vytvoření překmitu v přechodové charakteristice. Proto byl regulační děj volen tlumený, aby nemohlo k překmitu dojít. Na oscilogramu níže (Obrázek 11.1) je uvedena změřená odezva výstupního napětí na jednotkový skok. Výstup měniče byl zatížen tak, aby výstupní výkon měniče byl 250 W. Dosažení požadované úrovně výstupního napětí nastává přibližně za 600 ms.



**Obrázek 11.1: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok (vstupní napětí 28,5 V, zátěž 490  $\Omega$ ).**

Snížená dynamika regulátorů navíc napomáhá dosažení požadované hodnoty výstupního napětí bez kmitání kolem této hodnoty. Regulátory měniče byly testovány s různými parametry a bylo ověřeno, že pokud přechodová charakteristika dosáhne rychleji požadované úrovně (regulátory budou dynamičtější), tak výstupní napětí bude oscilovat. Oscilace je možné pozorovat i na ručkovém přístroji (neustálé komíhání ručičky okolo požadované hodnoty). S finálně použitými parametry regulátorů, lze docílit výstupního napětí bez přídatných oscilací (střídavé složky), a to i při plném zatížení měniče. Rovněž i na osciloskopu lze pozorovat, že výstupní napětí měniče je hladké bez přítomnosti střídavé složky. Na obrázku níže (Obrázek 11.2) je uveden printscreen multimetru, na němž bylo měřeno výstupní napětí měniče – stejnosměrná i střídavá hodnota.



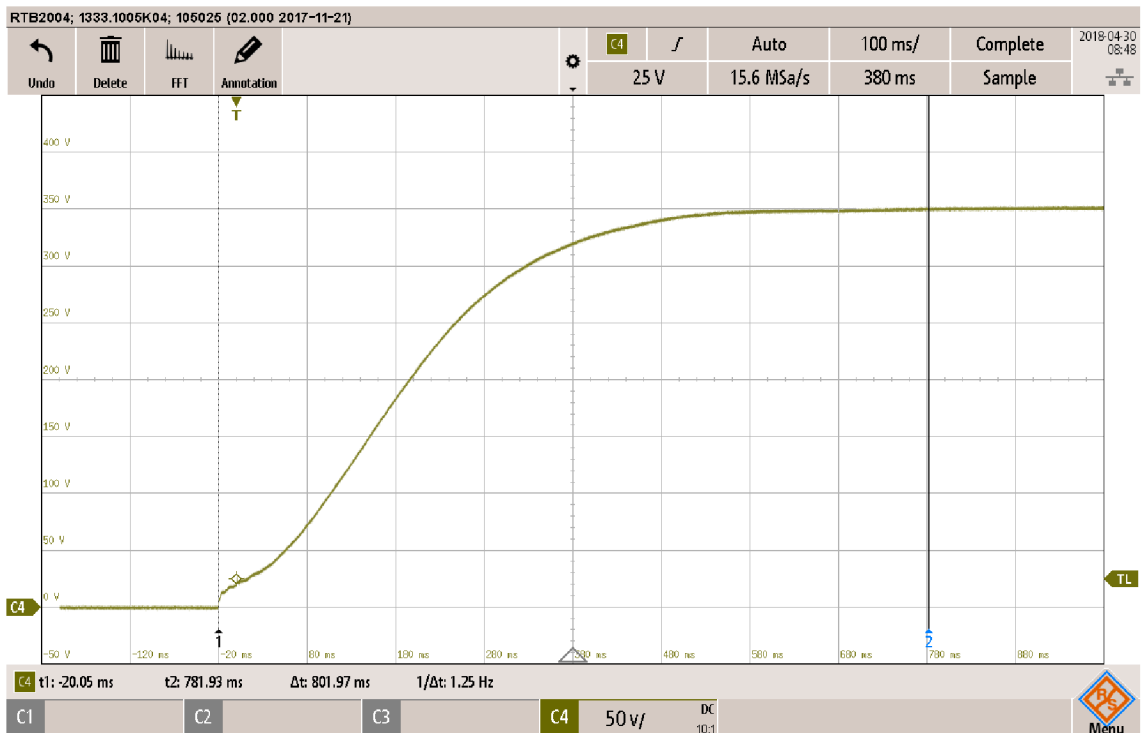
**Obrázek 11.2: Printscreen multimetru při měření výstupního napětí měniče (vstupní napětí měniče 28,5 V, zátěž 490 Ω).**

Velikost střídavé složky se i v případě plného zatížení měniče pohybuje v řádech desítek milivoltů. Jak ale bylo popsáno výše, tak dosažení tohoto stavu je na úkor dynamiky měniče.

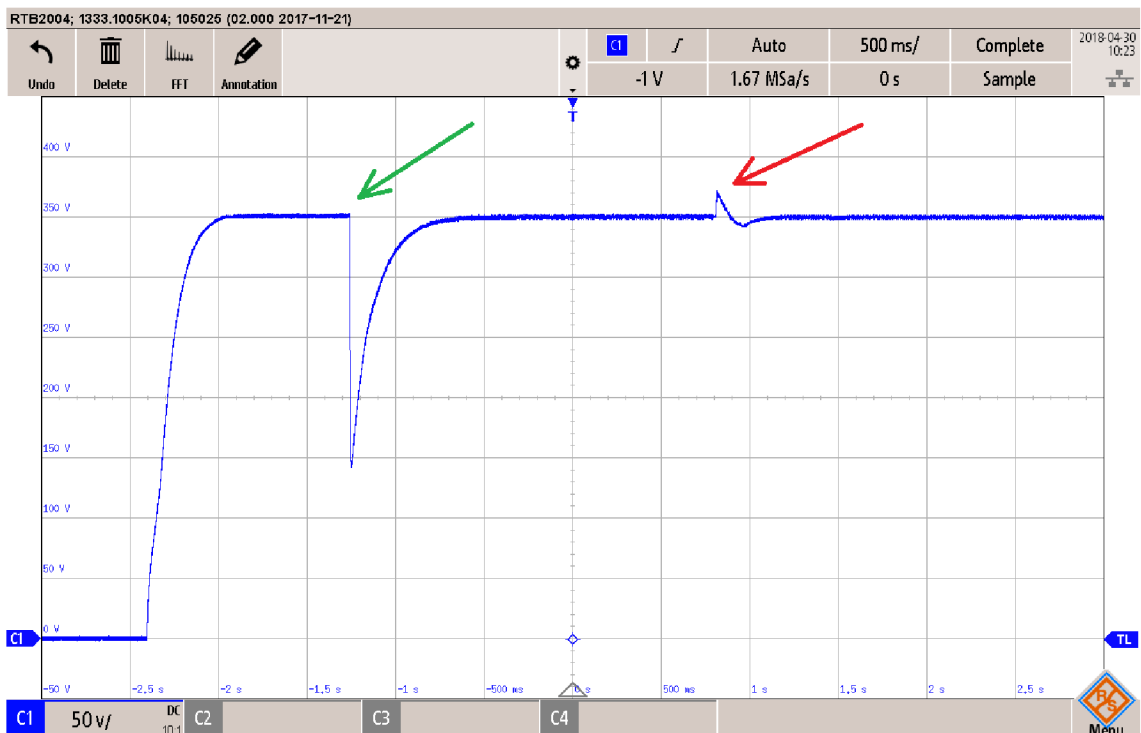
Další přechodová charakteristika (Obrázek 11.3) je měřena při stejné zátěži, jako předchozí přechodová charakteristika (Obrázek 11.1), ale při nižším vstupním napětí (23 V). Výsledkem je dosažení požadované hodnoty výstupního napětí v delším čase, ale opět bez překmitu.

V úvodu této podkapitoly byl zmiňován problém s odlehčením měniče. Na oscilogramu níže (Obrázek 11.4) je uvedena změřená odezva výstupního napětí na jednotkový skok společně se změnami velikosti zátěže (barevné šipky). Měnič se nejprve zapne bez připojené zátěže, počká se na ustálení výstupního napětí a následně se k výstupu měniče připojí maximální zátěž (okamžik ukazuje zelená šipka). Kvůli nižší dynamičnosti regulátorů poklesne výstupní napětí měniče až na hodnotu přibližně 140 V a následně vlivem regulačního zásahu opět dojde k dosažení požadované hodnoty výstupního napětí. Červená šipka ukazuje

okamžik, kdy dojde z plného zatížení k plnému odlehčení měniče. Oba poklesy ve výstupním napětí lze chápat jako poruchy působící na soustavu.



**Obrázek 11.3: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok (vstupní napětí 23 V, zátěž 490 Ω).**



**Obrázek 11.4: Odezva výstupního napětí na jednotkový skok a reakce na poruchové stavy.**

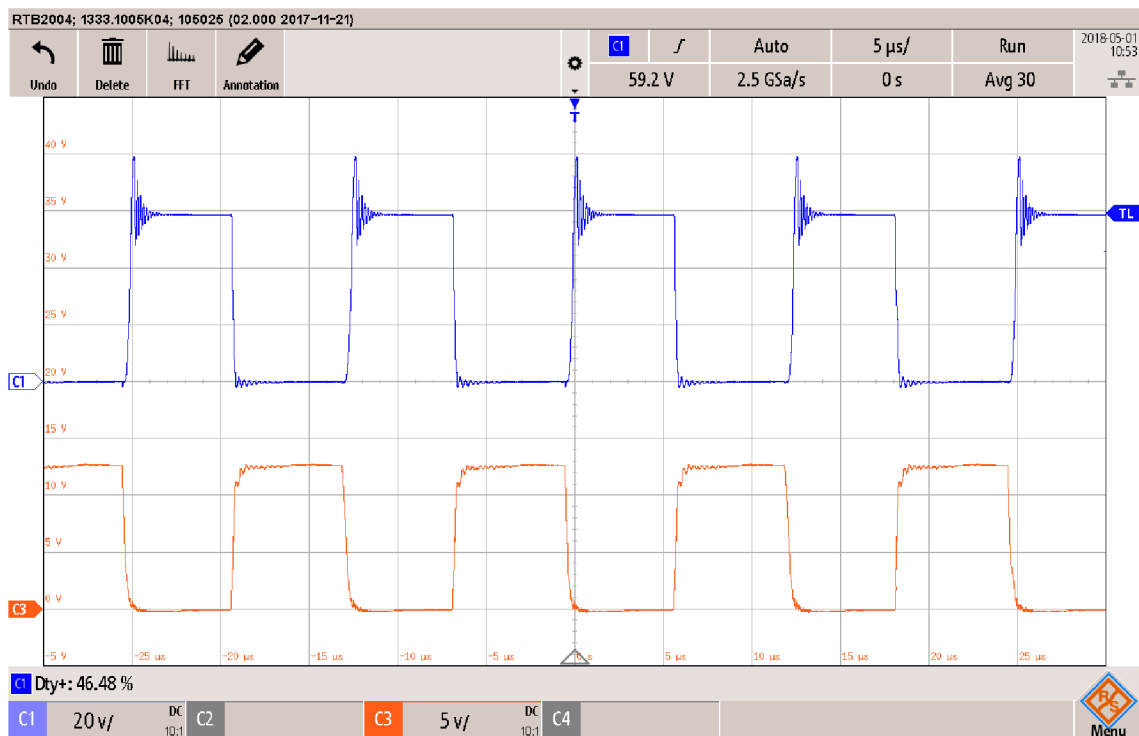


Na průběhu výstupního napětí je zřetelný i jehlovitý puls, který je dán odlehčením měniče. Regulátory bohužel kvůli své dynamice nejsou schopny rychle zareagovat a snížit tak velikost akčního zásahu, respektive rychle snížit naintegrované hodnoty v pamětech integračních složek obou regulátorů tak, aby k onomu překmitu nedošlo. Růst výstupního napětí se proto zastaví až v okamžiku vybavení hardwarové přepětové ochrany. Následně se vynulují naintegrované hodnoty v pamětech integračních složek obou regulátorů a čeká se, až výstupní napětí měniče klesne pod hysterezní pásmo přepětové ochrany. V okamžiku, kdy by mohlo dojít k obnově spínání tranzistoru  $T$ , se spustí čekací smyčka trvající 80 ms, která v tomto časovém úseku dále blokuje spínání tranzistoru. Po uplynutí této časové prodlevy je odblokováno spínání tranzistoru a oba regulátory začínají znovu pracovat, ale s vynulovanými paměti integračních složek, což samozřejmě opět vede k mírné ztrátě dynamiky. Parametry obou regulátorů jsou navíc v tomto okamžiku změněny tak, aby nedocházelo k překmitům. S původními parametry regulátorů by totiž docházelo ke kmitání, respektive vybavování přepětové ochrany, na výstupu měniče. Změna parametrů obou regulátorů probíhá na základě měření stavových veličin (vstupní napětí, výstupní proud a výstupní napětí). Velikost poklesu výstupního napětí v okamžiku odlehčení je dána jen výstupním odporovým děličem pro snímání výstupního napětí.

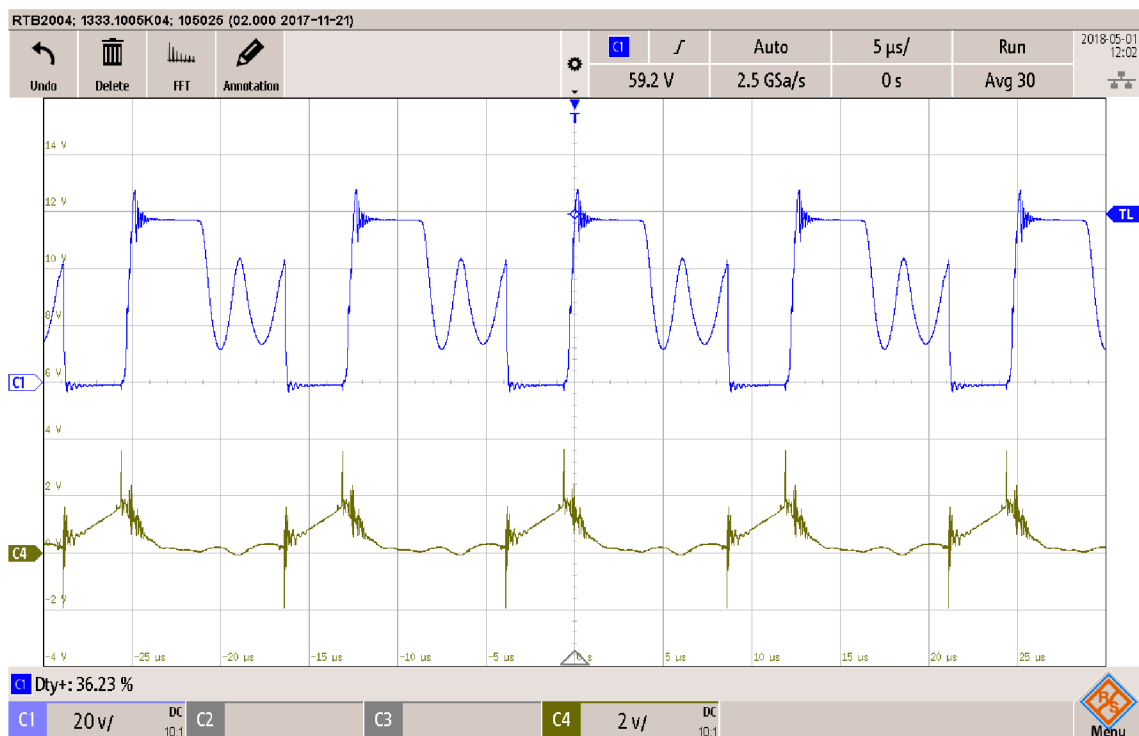
Tento způsob reakce na odlehčení měniče byl zvolen na základě testování obou regulátorů (změně parametrů regulátorů). Podobná reakce nastává v okamžiku vybavení jakékoliv hardwarové ochrany.

Dále byly měřeny průběhy napětí drain – source na tranzistoru  $T$  při různých vstupních napětích a zátěžích. Na oscilogramu níže (Obrázek 11.5) je uveden průběh napětí  $u_{DS}$  a proud primárním vinutím transformátoru při jmenovitém stavu, pro který byl měnič navrhován viz požadavky v kapitole 4.2. Z průběhu je patrné, že překmit na tranzistoru  $T$  je v okamžiku vypnutí omezen na hodnotu přibližně 80 V. Odlehčovací článek tedy pracuje dle očekávání a v plném souladu s teoretickými poznatky získanými z matematické simulace. Střída měniče se rovněž při jmenovitém stavu blíží hodnotě 45 %.

Průběh napětí  $u_{DS}$  byl zaznamenán i pro stav s menší zátěží na výstupu měniče, než je zátěž jmenovitá. Oscilogram je znázorněn na následující straně (Obrázek 11.6). Měnič přešel vlivem odlehčení z režimu spojitých proudů, pro který byl navrhován, do režimu přerušovaných proudů, kdy proud tekoucí sekundárním vinutím transformátoru  $T_r$  klesá až na nulovou hodnotu. To, že měnič přešel do režimu přerušovaných proudů, je zřejmé z přítomnosti kmitů v průběhu napětí  $u_{DS}$ .



**Obrázek 11.5: Průběh napětí drain - source (modrý průběh) a napětí gate - source (oranžový průběh) při jmenovitém vstupním napětí 28,5 V a jmenovitém výstupním napětí 350 V při zátěži 490  $\Omega$ .**

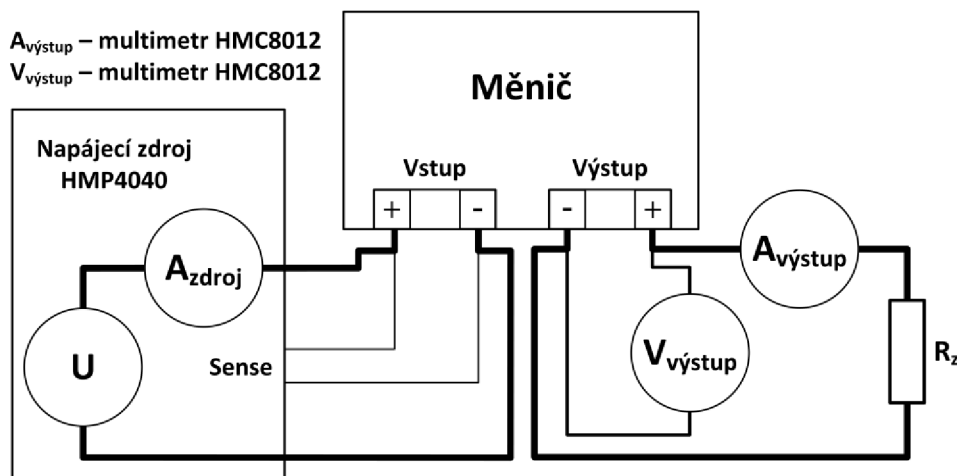


**Obrázek 11.6: Průběh napětí drain - source (modrý průběh) a snímaný proud na bočníku proudového transformátoru (tmavě zelený průběh) při vstupním napětí 28,5 V, výstupním napětí 350 V a zátěži 2,7 k $\Omega$ .**

Z průběhu napětí na bočníku proudového transformátoru (Obrázek 11.6) jsou jasně patrné přepínací okamžiky tranzistoru, které jsou doprovázeny VF rušením.

## 11.2.2 Měření účinnosti

Měření účinnosti měniče bylo provedeno dle následujícího zapojení (Obrázek 11.7). Laboratorní zdroj disponuje možností čtyřvodičového propojení se zátěží (v tomto případě s měničem), kdy dochází k vyeliminování napěťových úbytků na přívodních vodičích a vstupní napětí měniče je tedy skutečně výstupní napětí zdroje (bez napěťových úbytků na vedení). Zdroj zároveň disponuje interním ampérmetrem, a tedy není nutné připojovat na vstupní stranu měniče další měřicí přístroj. Při zapojení zdroje k měniči je však nezbytné použít sériové spojení dvou ze čtyř výstupních kanálů zdroje, protože jeden kanál je schopný dodat maximálně výkon o velikosti 160 W (celý zdroj maximálně 384 W). Pro měření výstupního napětí a proudu byly použity multimetry HMC8012.



Obrázek 11.7: Zapojení měniče při měření účinnosti.

Měřením účinnosti bylo zjištěno, že v pracovním bodě měnič dosahuje účinnosti 94,5 % (výstupní výkon měniče 250 W). Ztráty jsou dány součtem dílčích ztrát na výkonových prvcích měniče. Nelze opomenout ani ztráty vznikající na řídicích obvodech, které v součtu činí 2 W.

Při změně vstupního napětí, případně zátěže dojde k poklesu účinnosti, ale stále se pohybuje okolo 90 %. Snížení účinnosti při poklesu vstupního napětí je například následkem zvýšení efektivní hodnoty primárního proudu, respektive proudu tekoucího tranzistorem. Na tranzistoru v této situaci vznikají vyšší ztráty v sepnutém stavu a rostou i přepínací ztráty díky vyšší střední hodnotě proudu tekoucího tranzistorem.

### 11.2.3 Připojení měniče k FV panelu

Měnič byl po otestování na laboratorním napájecím zdroji připojen k FV panelu. Při připojení byla otestována činnost MPPT regulátorů založených na algoritmech *Perturb&Observe* a *Incremental Conductance*. MPPT regulace nastává v okamžiku, kdy výstupní výkon FV panelu je menší, než požaduje zátěž připojená k měniči (začne proto klesat výstupní napětí měniče, ale výkon FV panelu je stále udržován maximální). Přejít k MPPT regulaci je dán velikostí stavových proměnných, na jejichž základě se řídicí kontrolér rozhoduje, zda zvolí MPPT regulaci, nebo zůstane u standardního PI (PS) napěťového regulátoru.

### 11.3 Finální dostavení regulátorů

Pro dosažení dynamiky a stability obou regulátorů bylo experimentálně zjištěno, že je nezbytné v závislosti na stavových veličinách (vstupní proud a výstupní napětí) měnit parametry regulátorů. Tedy přepínat regulátory. Pokud by k přepínání nedocházelo, tak by prakticky nebylo možné dosáhnout stabilní regulace v celém rozsahu zátěží. Například pro plné odlehčení měniče je nastavení regulátorů následující. Napěťový regulátor: zesílení P složky 0.04 a zesílení I složky 32. Proudový regulátor: zesílení P složky 0.1 a zesílení I složky 0,008. Hodnoty zesílení integračních složek obou regulátorů odpovídají skutečně velikosti I složek, nikoliv jejich diskretizovaným ekvivalentům.

Výsledné použité parametry jsou získány experimentální cestou vycházející z výpočtů parametrů regulátorů dle kapitoly 7. Z důvodu eliminace oscilací parametrů regulátorů mezi jednotlivými intervaly (danými hodnotami vstupního proudu), dochází k periodickému průměrování měřené hodnoty vstupního proudu z padesáti hodnot. Teprve průměrná hodnota je rozhodující pro volbu parametrů obou regulátorů. Tímto způsobem dojde k dosažení stabilní regulace avšak na úkor nepatrného zhoršení dynamiky.

### 11.4 Paralelní řazení měničů

Měnič byl navržen tak, aby jej bylo možné paralelně spojit s dalšími měniči (vytvoření soustavy dle názvu diplomové práce). Paralelní propojení sebou přináší problémy s vyrovnávacími proudy tekoucími mezi jednotlivými měniči vlivem rozdílného výstupního napětí měničů. Tento problém lze eliminovat regulací s podřízenými proudovými smyčkami a jednou nadřazenou napěťovou smyčkou. V paralelním řazení měničů lze tuto situaci vyřešit následujícím způsobem. Jeden z měničů se bude chovat jako *master* a bude tedy určovat velikost výstupního napětí. Zbylé měniče (*slave*) budou pouze regulovat svoje výstupní napětí k velikosti výstupního napětí *masteru*.

## 12 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce a jejím výstupem byl návrh a realizace DC/DC měniče pro přímé připojení k fotovoltaickému panelu. Měnič je možné napájet i z jiného zdroje než je fotovoltaický panel (požadavkem je vstupní napětí v intervalu 24 V až 30 V).

Pro silovou část byla vybrána topologie blokujícího měniče. Eliminace napěťového překmitu na výkonovém tranzistoru v okamžiku vypínání tranzistoru byla realizována kvazirezonančním odlehčovacím obvodem. Pro potřeby detailní analýzy dějů probíhajících v odlehčovacím článku, byl odlehčovací článek včetně celé silové části namodelován v prostředí Matlab Simulink. Následně byl model doplněn i o regulační strukturu. Matematický model měniče může v budoucnu po drobných úpravách sloužit jako výchozí bod pro analýzu jiných topologií odlehčovacích článků, případně pro testování odlišných regulačních struktur.

Řízení měniče je plně digitální a je realizováno programovatelným kontrolérem STM32F334. Řídicí program je napsaný v jazyce C. Pro zajištění správné a dynamické regulace v celém rozsahu zátěží dochází v závislosti na velikosti vstupního, respektive výstupního proudu a výstupního napětí, k přepínání mezi regulátory.

Pro zajištění bezpečného chodu jsou v měniči implementovány hardwarové ochrany. Měnič je osazen na dvouvrstvé desce plošných spojů navržené v programu Altium Designer. Celkově je měnič sestaven z 244 součástek.

Z pohledu chodu měniče je kritická volba kondenzátoru odlehčovacího obvodu ( $C_{sn}$ ) tak, aby byl kondenzátor schopen bezproblémově přenášet relativně velké efektivní proudy. Kritické je i samotné digitální řízení, respektive řídicí algoritmus, který musí pokrýt všechny provozní stavy měniče a zajistit dynamickou a především stabilní regulaci.

Měnič je možné v budoucnu propojit s nadřazeným řídicím systémem, případně dalším měničem (vytvoření soustavy měničů), prostřednictvím sběrnice CAN.

# Literatura

- [1] STMICROELECTRONICS. *Products and Solutions for Solar Energy* [citováno 2017-10-28]. Dostupné na URL: [http://www.st.com/content/ccc/resource/sales\\_and\\_marketing/promotional\\_material/brochure/67/f0/0f/23/95/f2/43/d4/BRSOLAR.pdf/files/BRSOLAR.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/sales_and_marketing/promotional_material/brochure/67/f0/0f/23/95/f2/43/d4/BRSOLAR.pdf/files/BRSOLAR.pdf/jcr:content/translations/en.BRSOLAR.pdf)
- [2] LINTECH SOLAR. *LS PREMIUM 60P* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: [http://www.fillfactory.cz/eshop/image/catalog/PDF%20datasheets/LS%20PREMIUM%2060P%20\(245-260W\)-cz.pdf](http://www.fillfactory.cz/eshop/image/catalog/PDF%20datasheets/LS%20PREMIUM%2060P%20(245-260W)-cz.pdf)
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. VUTIUM, Brno, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6
- [4] PICARD, Jean. *Under the Hood of Flyback SMPS Designs*. [cit. 28-10-2017]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/lit/ml/slup254/slup254.pdf>
- [5] QIAN, Jinrong; WENG, Da Feng. *Leakage Energy Recovering System and Method for Flyback Converter*. USA. US 6,473,318 B1. Uděleno 29.10.2002.
- [6] DOMB, Moshe, Richard REDL a Nathan SOKAL. Nondissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and  $V_{subCE/sub}$  overshoot: Analysis, design procedure and experimental verification. In: 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference [online]. IEEE, 1982, s. 445-454 [cit. 2017-10-29]. DOI: 10.1109/PESC.1982.7072441. Dostupné na URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7072441/>
- [7] YOO, Jeong Sang, Taeyoung AHN, Gyeongbu YU, Jongmin LEE a Jaehak LEE. A study on novel active clamp snubber applied DC-DC quasi resonant flyback converter to effectively reduce switch voltage surge. In: *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* [online]. IEEE, 2017, s. 1-5 [cit. 2017-10-29]. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056280. ISBN 978-1-5386-3246-8. Dostupné na URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8056280/>
- [8] GECK, Bernd. *Using Active Clamp Technology to Maximize Efficiency in a Telecom Bus Converter*. [cit. 28-10-2017]. Dostupné na URL: <http://www.tij.co.jp/jp/lit/ug/tidu185/tidu185.pdf>

- [9] ALI, Muhammad Arif Sharafat; MEHMOOD, Khawaja Khalid; PARK, Ji-Kyung; KIM, Chul-Hwan . *Transient and Steady-State Analysis of Flyback Converter with Non-Dissipative LC Snubber*. [cit. 28-10-2017]. Dostupné na URL: [http://www.ipstconf.org/papers/Proc\\_IPST2017/17IPST076.pdf](http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2017/17IPST076.pdf)
- [10] COSMO FERRITES Ltd. *Core ETD4415* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: [http://www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6890/lj-etd4415-cf297-g-0.10-cf-b0a0fa.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6890/lj-etd4415-cf297-g-0.10-cf-b0a0fa.pdf)
- [11] PACK LitzWire. *Rupalit®* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <https://www.packlitzwire.com/applications/renewable-energy/>
- [12] NEXPERIA. *Schottky barrier diodes BAT754* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: [https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BAT754\\_SER.pdf](https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BAT754_SER.pdf)
- [13] STMICROELECTRONICS. *N-channel 100 V, 1.9 mΩ typ., 180 A, STripFET™ F7 Power MOSFETs in H<sup>2</sup>PAK-2 and H<sup>2</sup>PAK-6 packages* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/e2/8d/7f/94/b6/da/4a/b6/DM00072096.pdf/files/DM00072096.pdf/jcr:content/translations/en.DM00072096.pdf>
- [14] COILCRAFT. *SMT Power Inductors – MSS1278* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <https://www.coilcraft.com/pdfs/mss1278.pdf>
- [15] TDK. *Double Sided Metallized Polypropylene Film Capacitor MMKP B32641B...B32642B* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: [https://product.tdk.com/info/en/documents/data\\_sheet/MMKP\\_B32641B\\_B32643B.pdf](https://product.tdk.com/info/en/documents/data_sheet/MMKP_B32641B_B32643B.pdf)
- [16] STMICROELECTRONICS. *STTH212 High voltage ultrafast diode* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/49/b8/dd/3c/c1/33/47/cb/CD00060993.pdf/files/CD00060993.pdf/jcr:content/translations/en.CD00060993.pdf>
- [17] MICROCHIP. *4.0A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers With Enable* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22062b.pdf>
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. *Quad Micropower LinCmos™ Voltage Comparators TLC3704, TLC3704M* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc3704.pdf>

- [19] TEXAS INSTRUMENTS. *TMP75C 1.8-V Digital Temperature Sensor with Two-Wire Interface and Alert* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmp75c.pdf>
- [20] LINEAR TECHNOLOGY. *Monolithic Dual Tracking 3A Step-Down Switching Regulator LT3992* [online]. [cit. 2017-10-29]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3992fa.pdf>
- [21] ESRAM, Trishan a Patrick L. CHAPMAN. *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*. DOI: 10.1109/TEC.2006.874230. ISBN 10.1109/TEC.2006.874230. Dostupné na URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4207429/>
- [22] ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J.. *Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV Pumping Case Study*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: [https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/EAUSIGA/lecture/2011-2012-W/Guests/MPPT\\_for\\_PV\\_systems\\_II.pdf](https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/EAUSIGA/lecture/2011-2012-W/Guests/MPPT_for_PV_systems_II.pdf)
- [23] MORALES, David Sanz. *Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://lib.tkk.fi/Dipl/2010/urn100399.pdf>
- [24] FRONIUS. *Ost/West-ausgerichtete PV-Anlagen mit nur einem MPP-Tracker*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: [http://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-540368D3-6DCC1060/fronius\\_international/SE\\_TA\\_East\\_West\\_Oriented\\_PV\\_Systems\\_With\\_One\\_MPP\\_DE\\_320590\\_snapshot.pdf](http://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-540368D3-6DCC1060/fronius_international/SE_TA_East_West_Oriented_PV_Systems_With_One_MPP_DE_320590_snapshot.pdf)
- [25] MICROCHIP. *AN1521 - Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00001521A.pdf>
- [26] MICROCHIP. *AN1444 - Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design*. [cit. 2018-2-19]. Dostupné na URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01444A.pdf>
- [27] BACHA, Seddik, Iulian MUNTEANU a ANTONETA IULIANA BRATCU. *Power electronic converters modeling and control: with case studies*. Aufl. 2014. London: Springer London, 2014. ISBN 9781447154785.
- [28] MATHWORKS. *Simulink to STM32*. [cit. 2018-2-19]. Dostupné na URL: <https://www.mathworks.com/content/dam/mathworks/mathworks-dot-com/company/events/conferences/matlab-tour-australia/2014/proceedings/simulink-to-stm32.pdf>



- [29] STMICROELECTRONICS. *RM0364 Reference manual*. [cit. 2018-2-19]. Dostupné na URL: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference\\_manual/71/30/2e/f3/20/5b/46/c1/DM00093941.pdf/files/DM00093941.pdf/jcr:content/translations/en.DM00093941.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/71/30/2e/f3/20/5b/46/c1/DM00093941.pdf/files/DM00093941.pdf/jcr:content/translations/en.DM00093941.pdf)
- [30] STMICROELECTRONICS. *AN4539 Application note*. [cit. 2018-2-19]. Dostupné na URL: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/13/d6/48/9d/11/11/4c/08/DM00121475.pdf/files/DM00121475.pdf/jcr:content/translations/en.DM00121475.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/13/d6/48/9d/11/11/4c/08/DM00121475.pdf/files/DM00121475.pdf/jcr:content/translations/en.DM00121475.pdf)

# Seznam symbolů, veličin a zkratek

<i>A</i>	Ampér
<i>AC</i>	Alternating Current (střídavý proud)
<i>A/D, ADC</i>	Analog to Digital Converter (analogově digitální převodník)
<i>AM</i>	relative Air Mass (relativní optická tloušťka atmosféry)
<i>ARM</i>	Advanced RISC Machine
<i>BCM</i>	Boundary Conduction Mode
<i>CAN</i>	Controller Area Network
<i>CCM</i>	Continuous Conduction Mode
<i>CRC</i>	Cyclic Redundancy Check (Cyklický redundantní součet)
<i>CRM</i>	Critical Conduction Mode
<i>D<sub>1sn</sub>, D<sub>2sn</sub></i>	diody odlehčovacího článku
<i>D<sub>2, Tri</sub></i>	diody na sekundární straně transformátoru <i>Tr<sub>i</sub></i>
<i>DAC</i>	Digital to Analog Converter (digitálně analogový převodník)
<i>DC</i>	Direct Current (stejnoseměrný proud)
<i>DCM</i>	Discontinuous Conduction Mode
<i>DMA</i>	Direct Memory Access
<i>D<sub>under_volt</sub></i>	Zenerova dioda podpěťové ochrany řídicích obvodů
<i>D<sub>z, Tri</sub></i>	Zenerova dioda na sekundární straně transformátoru <i>Tr<sub>i</sub></i>
<i>F</i>	Farad
<i>F<sub>o</sub></i>	přenos otevřené smyčky
<i>F<sub>Ri</sub></i>	přenos regulátoru proudu
<i>F<sub>Ru</sub></i>	přenos regulátoru napětí
<i>F<sub>Si</sub></i>	přenos proudové smyčky
<i>F<sub>Su</sub></i>	přenos napěťové smyčky
<i>F<sub>W</sub></i>	přenos řízení
<i>F<sub>Wi</sub></i>	přenos řízení proudové smyčky
<i>FPU</i>	Floating Point Unit (koprocessor pro výpočty s pohyblivou desetinnou čárkou)
<i>FV</i>	fotovoltaika, fotovoltaický
<i>H</i>	Henry
<i>HRTIM</i>	High Resolution Timer
<i>Hz</i>	Hertz
<i>I<sup>2</sup>C</i>	Inter-Integrated Circuit
<i>IC</i>	integrováný obvod, Incremental Conductance
<i>IO<sub>driver</sub></i>	budič tranzistoru T
<i>JTAG</i>	Joint Test Action Group
<i>K<sub>I</sub></i>	zesílení integrační složky proudového regulátoru
<i>K<sub>U</sub></i>	zesílení integrační složky napěťového regulátoru
<i>k<sub>čp</sub></i>	zesílení čidla proudu
<i>k<sub>ču</sub></i>	zesílení čidla napětí

$k_m$	zesílení měniče
$m$	metr
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>PWM</i>	pulsně šířková modulace
<i>P&amp;O</i>	Perturb & Observe
<i>RTC</i>	Real Time Clock (hodiny reálného času)
$Res_{AD}$	rozlišení A/D převodníku
$Res_{Tim}$	rozlišení časovače HRTIM
$R_I$	podřízený proudový regulátor
$R_{U\_MPPT}$	nadřazený napěťový regulátor
$s$	sekunda
<i>SPI</i>	Serial Peripheral Interface
<i>STC</i>	standardní testovací podmínky
<i>SWD</i>	Seriál Wire Debugging
$\tau_a$	časová konstanta přenosu primární indukčnosti transformátoru $Tr$
$\tau_m$	časová konstanta přenosu měniče
$\tau_\sigma$	časová konstanta
$T$	Tesla
$Tr_i$	měřící proudový transformátor
$T_{start1}, T_{start2}$	tranzistory ochrany při zapnutí měniče
<i>USART</i>	Universal Synchronous / Asynchronous Receiver and Transmitter
$V$	Volt
<i>VF</i>	vysokofrekvenční
<i>V-A</i>	volt-ampérová
$W$	Watt
$\Delta$	přírůstek, rozdíl

$\mu_0$	permeabilita vakua	[H·m <sup>-1</sup> ]
$A_{Cu\_tot}$	celkový průřez vodičů	[m <sup>2</sup> ]
$A_e$	efektivní průřez jádra	[m <sup>2</sup> ]
$B_{max}$	maximální magnetická indukce v jádře transformátoru $Tr$	[T]
$B_{max\_Tri}$	maximální indukčnost v jádře transformátoru $Tr_i$	[T]
$C$	kapacita	[F]
$C_{comp\_1}, C_{comp\_2}$	blokovací kondenzátory komparátoru	[F]
$C_{Dunder\_volt}$	kapacita paralelně připojená k diodě $D_{under\_volt}$	[F]
$C_{f\_sek}$	kapacita kondenzátoru sekundárního filtru	[F]
$C_{LC\_sek}$	kapacita kondenzátoru výstupního LC filtru	[F]
$C_{cover\_cur\_filt}$	kapacita kondenzátoru RC filtru nadproudové ochrany	[F]
$C_{cover\_volt\_filt}$	kapacita kondenzátoru RC filtru přepětové ochrany	[F]
$C_{sn}$	kapacita kondenzátoru odlehčovacího článku	[F]

$C_{sn\_skut}$	skutečná velikost kapacity kondenzátoru odlehčovacího obvodu	[F]
$C_{start}$	kapacita kondenzátoru RC článku ochrany při zapnutí měniče	[F]
$f_{PWM}$	frekvence spínání výkonového tranzistoru	[Hz]
$H_{max}$	maximální intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře	[A·m <sup>-1</sup> ]
$i_1$	primární proud transformátoru $Tr$	[A]
$I_{1\_max}$	špičková hodnota proudu tekoucí primárním vinutím transformátoru $Tr$	[A]
$I_{1\_max\_skut}$	uvažovaná maximální velikost proudu tekoucí tranzistorem $T$	[A]
$I_{1\_rms}$	efektivní hodnota proudu tekoucí primárním vinutím transformátoru $Tr$	[A]
$I_{1\_rms\_est}$	odhadovaná velikost efektivního proudu tekoucí primárním vinutím transformátoru $Tr$	[A]
$I_{1\_stř}$	střední hodnota proudu tekoucí primárním vinutím transformátoru $Tr$	[A]
$i_2$	sekundární proud transformátoru $Tr$	[A]
$I_{2\_max}$	maximální proud tekoucí sekundárním usměrňovačem	[A]
$I_{2\_max\_Tri}$	maximální proud tekoucí bočником $R_{b\_Tri}$	[A]
$i_{2\_Tri}$	proud tekoucí odporem $R_{b\_Tri}$	[A]
$i_{2\_Tri}'$	proud tekoucí odporem $R_{b\_Tri}$ korigovaný snímačem proudu	[A]
$I_{Dunder\_volt}$	proud tekoucí Zenerovou diodou $D_{under\_volt}$	[A]
$i_{cf\_sek}$	proud tekoucí kondenzátorem $C_{f\_sek}$	[A]
$I_{kvazi\_on}$	maximální velikost proudu tekoucí odlehčovacím článkem při sepnutém tranzistoru $T$	[A]
$i_{Lsn}, I_{Lsn}$	proud tekoucí indukčností odlehčovacího článku	[A]
$I_{Lsn\_off}$	proud tekoucí indukčností $L_{sn}$ při vypnutém tranzistoru $T$	[A]
$I_{Lsn\_on}$	proud tekoucí indukčností $L_{sn}$ při sepnutém tranzistoru $T$	[A]
$I_{MPP}$	výstupní proud FV panelu v bodě maximálního výkonu	[A]
$I_{SC}$	proud FV panelu nakrátko	[A]
$I_z$	výstupní proud	[A]
$I_{ž}$	žádaný proud	[A]
$k$	činitel vazby	[-]
$k_{p\_Cu}$	činitel plnění mědi	[-]
$L_1$	indukčnost primárního vinutí transformátoru $Tr$	[H]
$l_e$	efektivní délka siločáry	[m]
$L_{LC\_sek}$	indukčnost výstupního LC filtru	[H]
$L_{sn}$	indukčnost tlumivky odlehčovacího článku	[H]
$L_{sn\_off}$	minimální indukčnost tlumivky odlehčovacího článku při vypnutém tranzistoru $T$	[H]
$L_{sn\_off}$	minimální indukčnost tlumivky odlehčovacího článku při zapnutém tranzistoru $T$	[H]
$L_{sn\_skut}$	skutečná velikost indukčnosti tlumivky odlehčovacího článku	[H]
$l_v$	délka vzduchové mezery	[m]
$L_{\sigma}, L_{sig}$	rozptylová indukčnost transformátoru $Tr$	[H]
$N_1$	počet primárních závitů transformátoru $Tr$	[-]

$N_2$	počet sekundárních závitů transformátoru $Tr$	[-]
$N_{2\_Tri}$	počet závitů sekundárního vinutí transformátoru $Tr_i$	[-]
$N_{2\_uprav}$	korigovaný počet sekundárních závitů transformátoru $Tr$	[-]
$P_{FV}$	výkon FV panelu	[W]
$P_{jmen}$	jmenovitý výstupní výkon měniče	[W]
$P_{MPP}$	výstupní výkon FV panelu v bodě maximálního výkonu	[W]
$R_{b\_Tri}$	odpor bočnicku připojený na sekundární straně transformátoru $Tr_i$	[ $\Omega$ ]
$R_{Cu2\_Tri}$	odpor sekundárního vinutí transformátoru $Tr_i$	[ $\Omega$ ]
$R_{DS\_on}$	odpor na dráze drain-source sepnutého tranzistoru $T$	[ $\Omega$ ]
$R_{Dunder\_volt}$	předřazený odpor Zenerově diodě $D_{under\_volt}$	[ $\Omega$ ]
$R_{gate}$	doporučená velikost odporu připojeného do gate tranzistoru $T$	[ $\Omega$ ]
$R_{gate\_off}$	odpor rezistoru připojeného mezi gate a source tranzistoru $T$	[ $\Omega$ ]
$R_{gate\_t}$	vybíjecí odpor připojený k hradlu tranzistoru $T$	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_cur\_filt}$	odpor RC filtru nadproudové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_cur\_hys}$	odpor určující hysterizi nadproudové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_cur1}, R_{over\_cur2}$	hodnoty odporů napěťového děliče nadproudové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_volt\_filt}$	odpor RC filtru přepěťové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_volt\_hys}$	odpor určující hysterizi přepěťové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{over\_volt1}, R_{over\_volt2}$	hodnoty odporů napěťového děliče přepěťové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{prim}$	odpor primárního vinutí transformátoru $Tr$	[ $\Omega$ ]
$R_{start1}$	odpor RC článku ochrany při zapnutí měniče	[ $\Omega$ ]
$R_{start2}$	odpor připojený od báze tranzistoru $T_{start2}$	[ $\Omega$ ]
$R_{under\_volt1}, R_{under\_volt2}$	hodnoty odporů napěťového děliče podpěťové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_{under\_volt\_hys}$	odpor určující hysterizi podpěťové ochrany	[ $\Omega$ ]
$R_z$	odpor zátěže	[ $\Omega$ ]
$s$	střída	[-]
$S_0$	plocha okna pro vinutí	[m]
$S_{Cu\_prim}$	průřez vodiče primárního vinutí transformátoru $Tr$	[m <sup>2</sup> ]
$S_{Cu\_prim\_lanko}$	průřez použitého lanka pro primární vinutí transformátoru $Tr$	[m <sup>2</sup> ]
$S_{Cu\_sek}$	průřez vodiče sekundárního vinutí transformátoru $Tr$	[m <sup>2</sup> ]
$S_{Cu\_sek\_lanko}$	průřez použitého lanka pro sekundární vinutí transformátoru $Tr$	[m <sup>2</sup> ]
$S_{Fe\_Tri}$	efektivní průřez jádra transformátoru $Tr_i$	[m <sup>2</sup> ]
$S_{jmen}$	jmenovitá střída měniče	[-]
$S_{max}$	maximální střída měniče při poklesu napětí $U_d$	[-]
$\check{s}_v$	šířka okna pro vinutí	[m]
$T$	výkonový tranzistor	[-]
$T_{PWM}$	perioda spínacího cyklu měniče	[s]
$T_{on\_off\_min}$	minimální doba trvání sepnutí, respektive vypnutí tranzistoru $T$	[s]
$Tr$	hlavní transformátor měniče	[-]
$t_{zap}$	zapínací doba tranzistoru $T$	[s]
$U_{2\_max\_Tri}$	maximální napětí na bočnicku $R_{b\_Tri}$	[V]
$U_{AD\_res}$	referenční napětí A/D převodníku	[V]

$U_{cc\_12V}$	napětí pomocného 12 V napájecího zdroje	[V]
$u_{Csn}$	napětí na kondenzátoru odlehčovacího článku	[F]
$U_{Csn\_mac}$	maximální velikost napětí na kondenzátoru $C_{sn\_skut}$	[V]
$U_d$	napětí meziobvodu	[V]
$U_{d\_jmen}$	jmenovitá velikost napětí meziobvodu	[V]
$U_{d\_min}$	minimální napětí meziobvodu	[V]
$U_{D1\_Tri}$	napětí na diodě $D_{1\_Tri}$	[V]
$U_{D2\_Tri}$	napětí na diodě $D_{2\_Tri}$	[V]
$u_{DS}$	napětí drain-source výkonového tranzistoru	[V]
$U_{DS\_max}$	maximální závěrné napětí tranzistoru $T$	[V]
$U_{DS\_max\_calc}$	maximální závěrné napětí tranzistoru $T$ uvažované pro výpočet	[V]
$U_{DS\_max\_skut}$	skutečné maximální závěrné napětí tranzistoru $T$	[V]
$U_{f\_D\_sek}$	napětí v propustném směru na diodě sekundárního usměrňovače	[V]
$U_{FV}$	napětí FV panelu	[V]
$U_{low\_thr}$	napětí vybavující podpětovou ochranu řídicích obvodů	[V]
$U_{MPP}$	napětí v bodě maximálního výkonu FV panelu	[V]
$U_{OC}$	výstupní napětí FV panelu naprázdno	[V]
$U_{Rover\_cur2}$	napětový úbytek na odporu $R_{over\_cur2}$	[V]
$u_{sec}$	napětí na sekundárním vinutí transformátoru	[V]
$U_{upper\_thr}$	prahová hodnota vybavující nadproudovou ochranu	[V]
$U_z$	výstupní napětí měniče	[V]
$U_z'$	výstupní napětí měniče korigované snímačem napětí	[V]
$U_z$	žádané výstupní napětí měniče	[V]
$U_{zav\_D\_sek}$	závěrné napětí diody sekundárního usměrňovače	[V]
$U_{ZD\_min\_Tri}$	minimální velikost napětí na diodě $D_{z\_Tri}$	[V]
$U_{ZD\_under\_volt}$	Zenerovo napětí diody $D_{under\_volt}$	[V]
$V_e$	efektivní objem	[m <sup>3</sup> ]
$v_v$	výška okna pro vinutí	[m]
$\delta$	hloubka vniku	[m]
$\Delta B$	zvlnění magnetické indukce	[T]
$\Delta I_{C\_LC\_sek}$	střídavý proud tekoucí kondenzátorem $C_{LC\_sek}$	[A]
$\Delta P_{D\_sek}$	výkonová ztráta na diodě sekundárního usměrňovače	[W]
$\Delta P_{T\_celk}$	celkové ztráty na tranzistoru $T$	[W]
$\Delta P_{ved}$	ztráty v sepnutém stavu tranzistoru $T$	[W]
$\Delta P_{zap}$	zapínací ztráty tranzistoru $T$	[W]
$\Delta U_{Cf\_sek}$	zvlnění napětí na kondenzátoru $C_{f\_sek}$	[V]
$\Delta U_{CLC\_sek}$	zvlnění napětí na kondenzátoru $C_{LC\_sek}$	[V]
$\rho_{Cu}$	měrný elektrický odpor mědi	[Ω·m]
$\sigma$	proudová hustota	[A·m <sup>-2</sup> ]
$\tau_{over\_cur\_filt}$	časová konstanta RC filtru nadproudové ochrany	[s]
$\tau_{over\_volt\_filt}$	časová konstanta RC filtru přepětové ochrany	[s]
$\Psi$	spřažený magnetický tok	[Wb]

# Seznam příloh

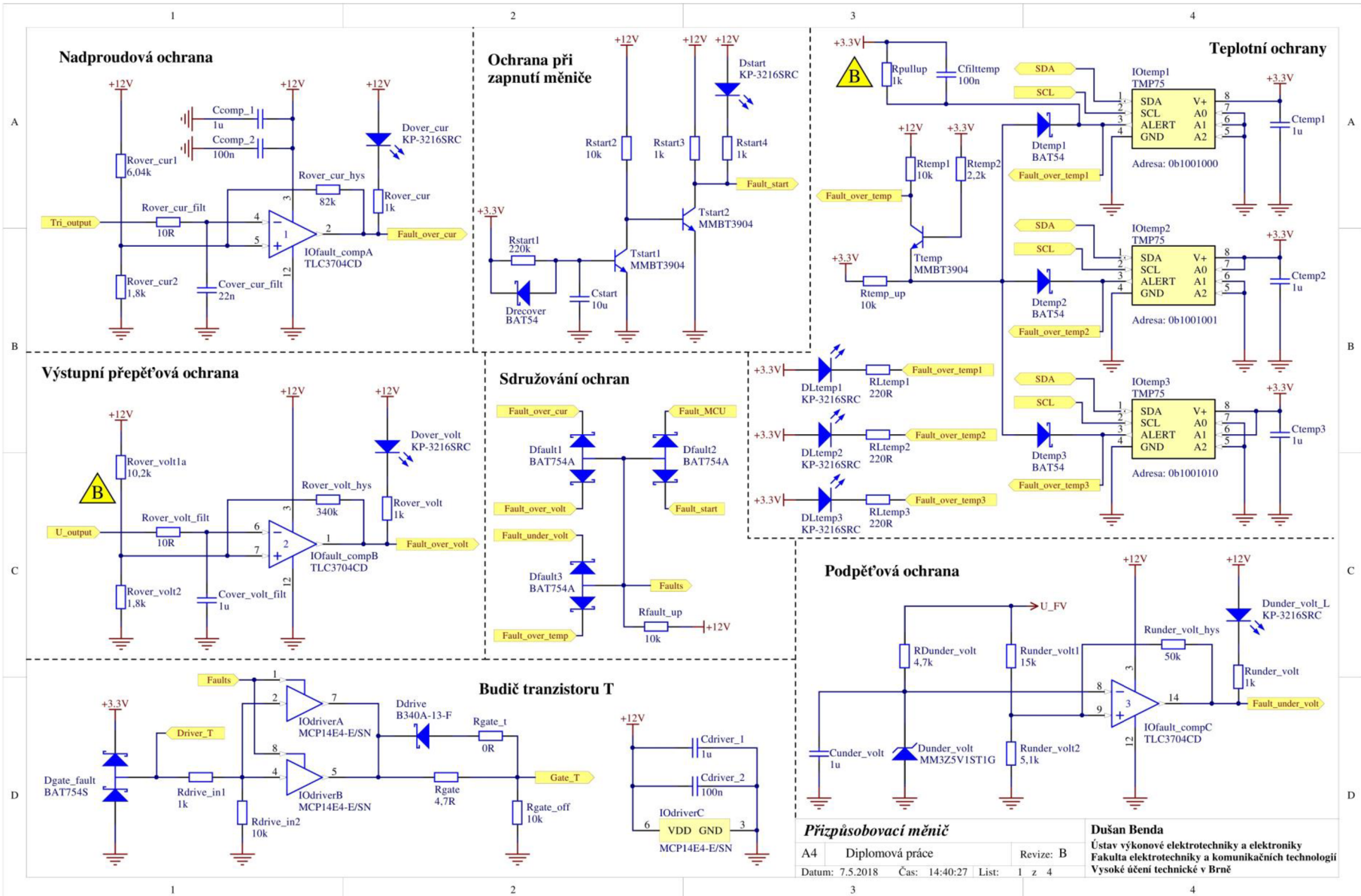
## Přílohy v tištěné podobě:

A. Schéma zapojení měniče .....	I
B. Vrstvy DPS - TOP a BOTTOM .....	V
C. Osazovací plán DPS - TOP a BOTTOM .....	VII
D. Pozice uchycovacích otvorů DPS .....	IX
E. Rozpiska součástek .....	X

## Přílohy uložené na doprovodném DVD:

1. Práce v digitální podobě
2. Schéma zapojení měniče
  - 2.1. Revize A
  - 2.2. Revize B
3. Matematický model měniče v prostředí Matlab Simulink
4. Data pro výrobu DPS
  - 4.1. Revize A
  - 4.2. Revize B
5. 3D modely DPS
  - 5.1. Revize A
  - 5.2. Revize B
6. Projekt pro návrhové prostředí Altium Designer
  - 6.1. Revize A
  - 6.2. Revize B
7. Projekt pro konfigurační program STM32CubeMX
8. Projekt pro vývojové prostředí TrueSTUDIO

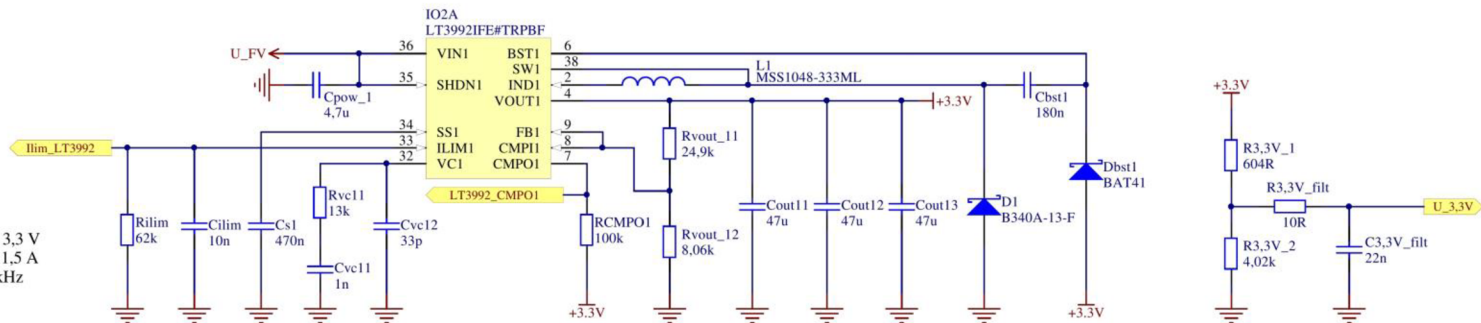
# A. Schéma zapojení měniče



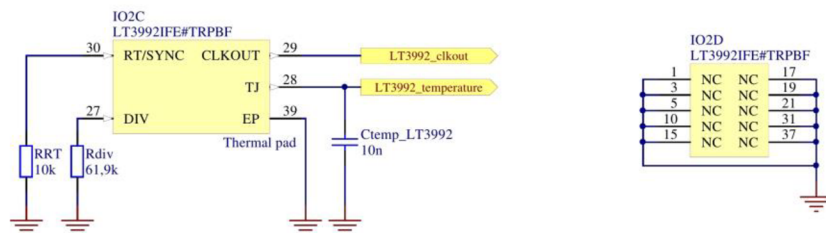
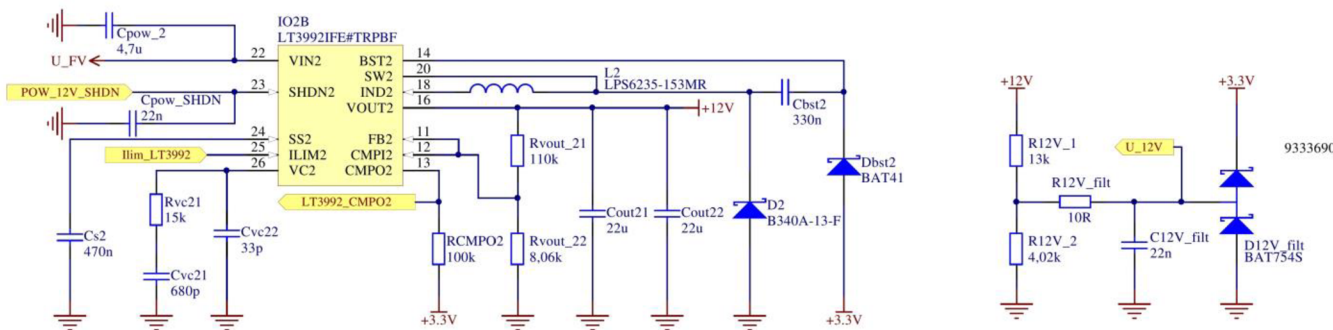


## Pomocné napájecí zdroje

Větev A:  
výstupní napětí 3,3 V  
výstupní proud 1,5 A  
frekvence 200 kHz



Větev B:  
výstupní napětí 12 V  
výstupní proud 1,5 A  
frekvence 400 kHz

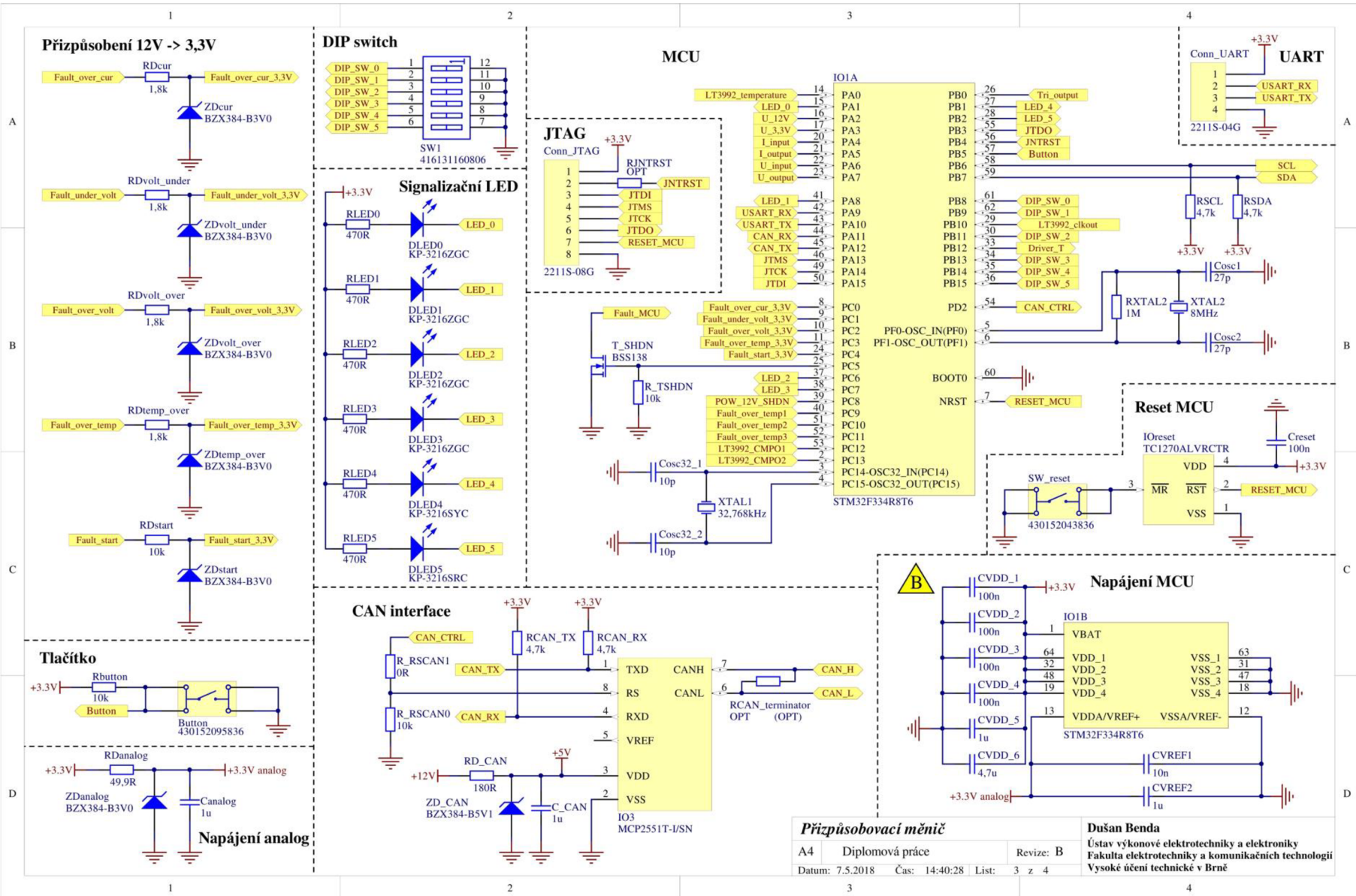


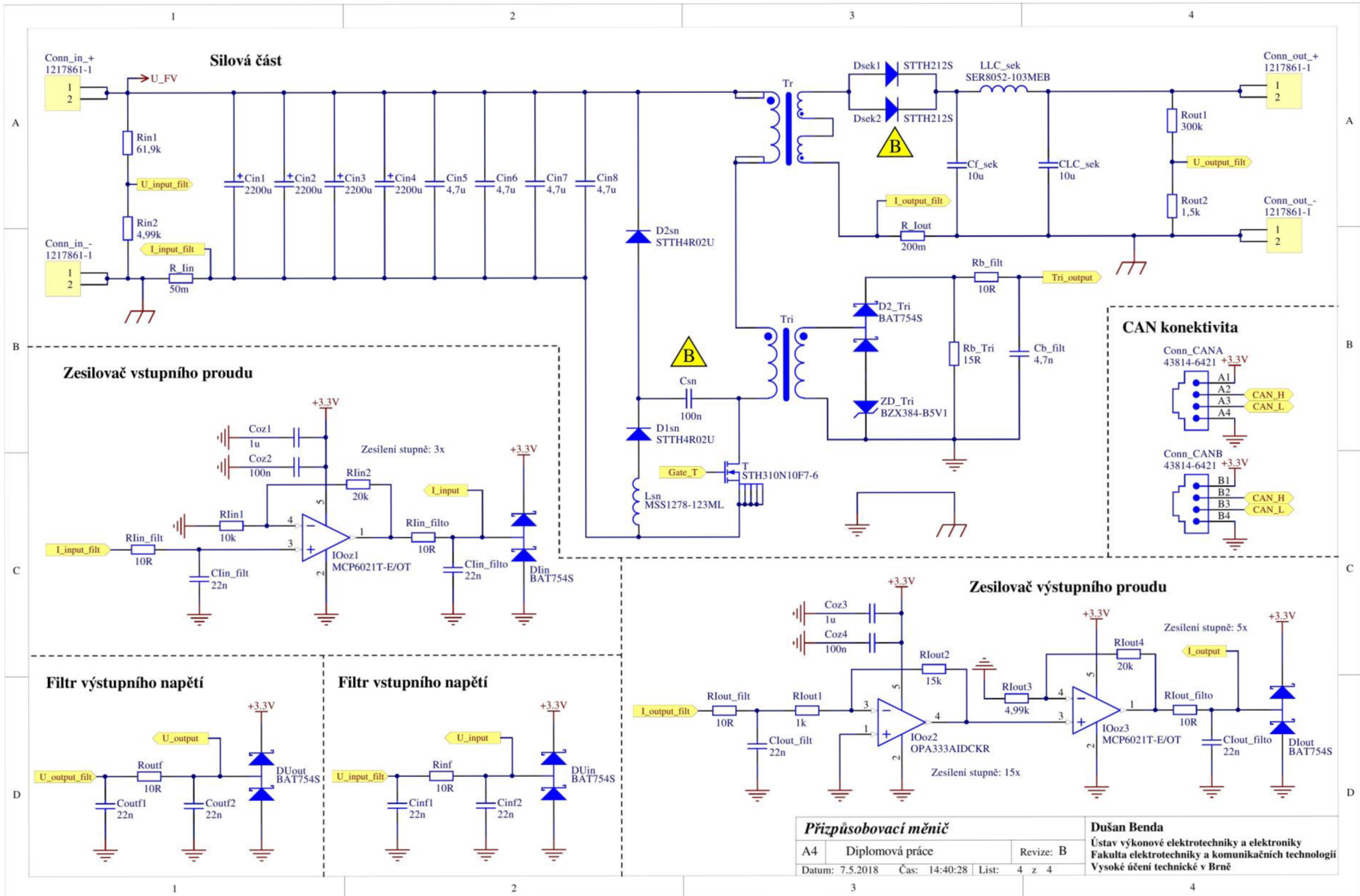
### Přizpůsobovací měnič

A4 Diplomová práce  
Datum: 7.5.2018 Čas: 14:40:27 List: 2 z 4

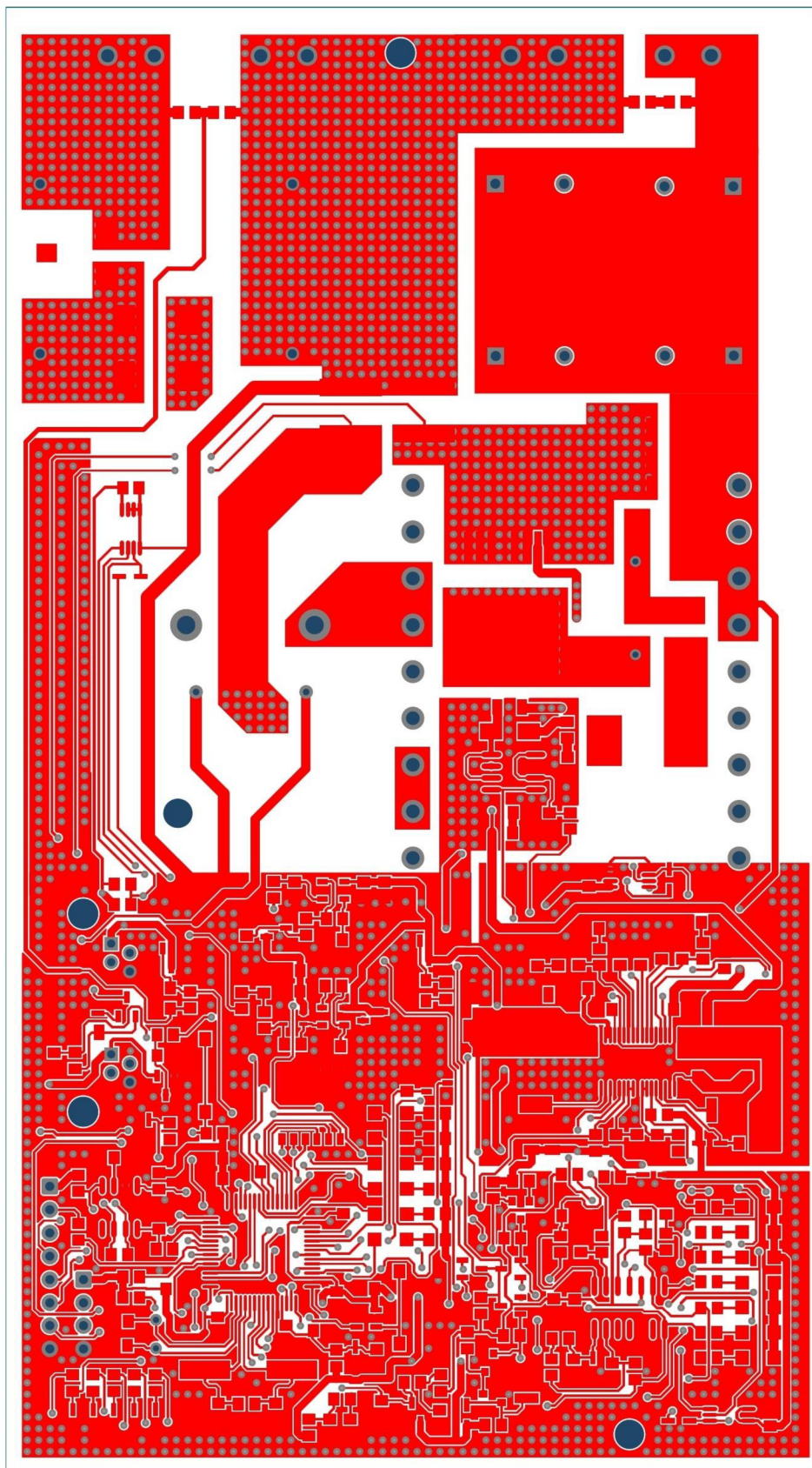
### Dušan Benda

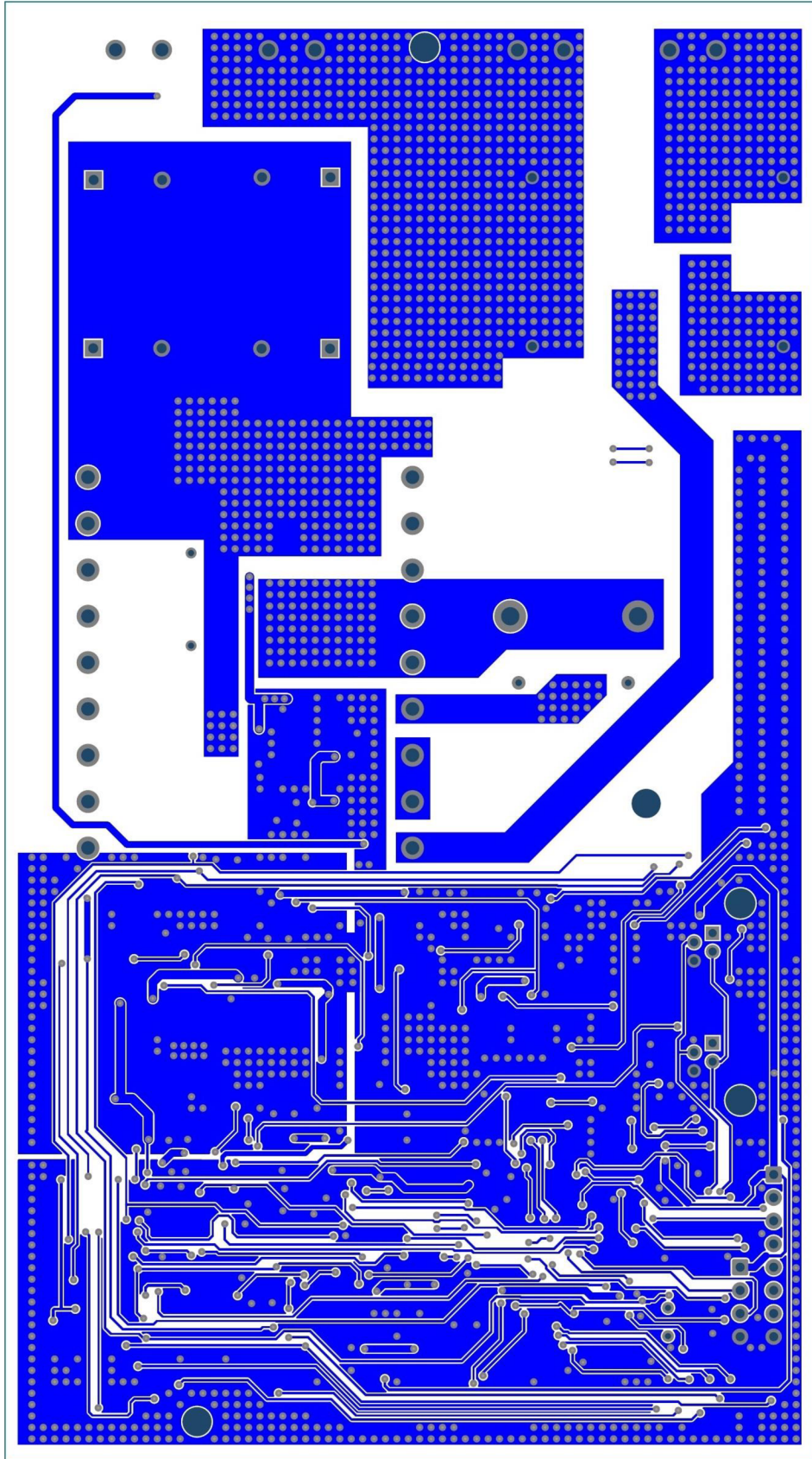
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně



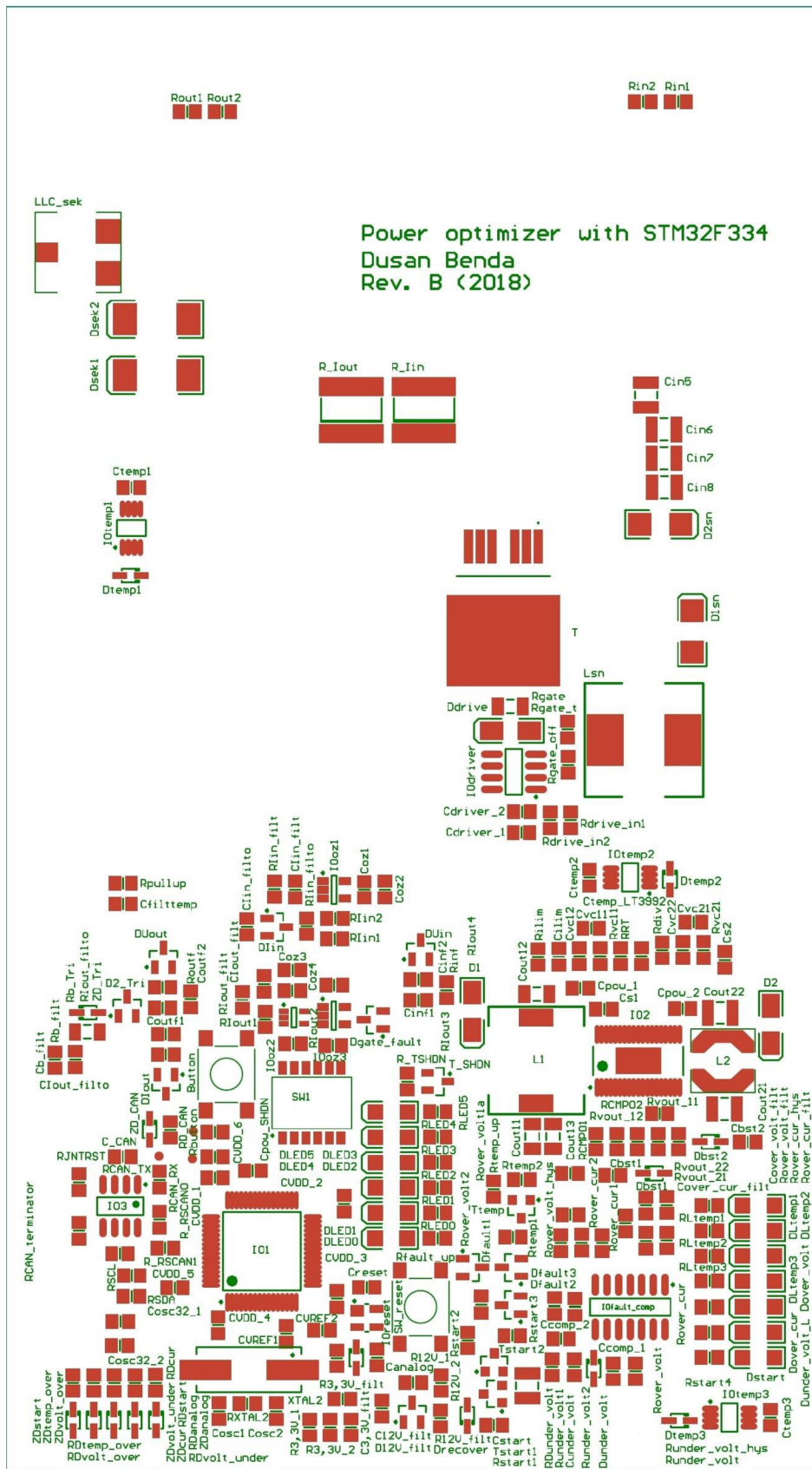


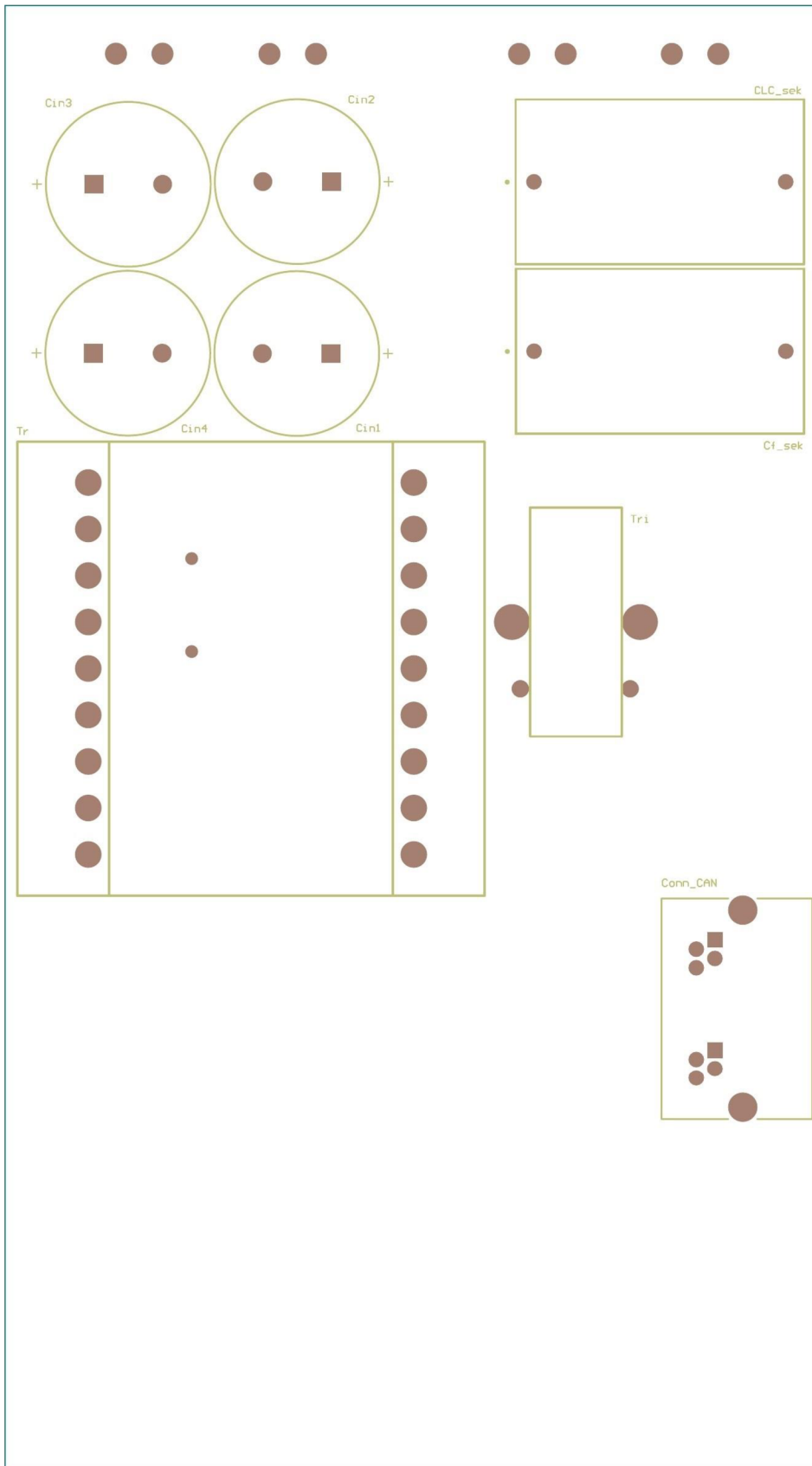
## B. Vrstvy DPS - TOP a BOTTOM



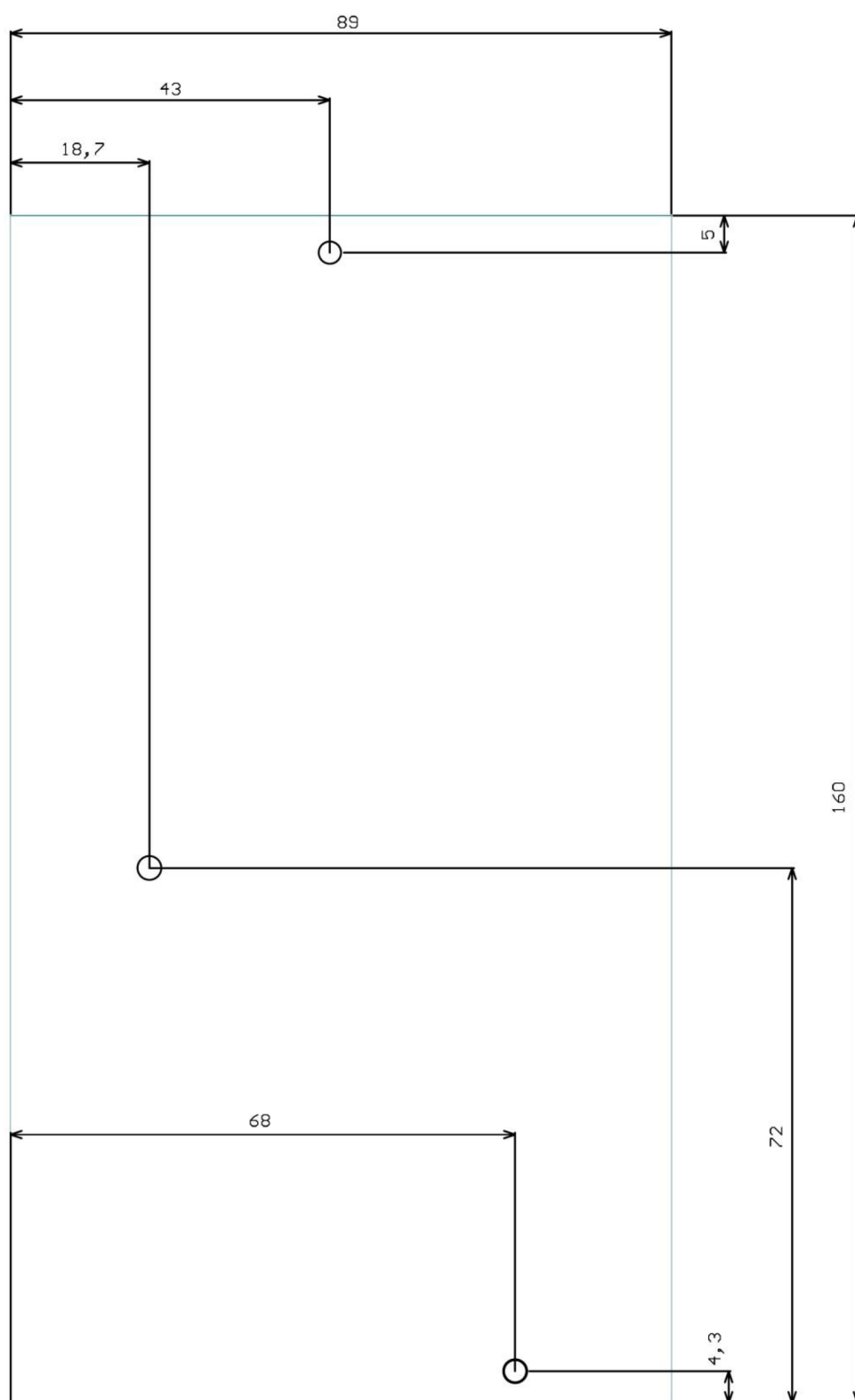


## C. Osazovací plán DPS - TOP a BOTTOM





## D. Pozice uchycovacích otvorů DPS





## E. Rozpiska součástek

Hodnota	Označení	Počet	Objednávací kód
430152095836	Button	1	2065117
22n	C3,3V_filt, C12V_filt, Cinf1, Cinf2, Clin_filt, Clin_filtro, Clout_filt, Clout_filtro, Coutf1, Coutf2, Cover_cur_filt, Cpow_SHDN	12	1759252
180n	Cbst1	1	2070458
330n	Cbst2	1	2320844
4,7n	Cb_filt	1	1414696
100n	Ccomp_2, Cdriver_2, Cfilttemp, Coz2, Coz4, Creset, CVDD_1, CVDD_2, CVDD_3, CVDD_4	10	2346948
10u	Cf_sek, CLC_sek	2	2469089
10n	Cilim, Ctemp_LT3992, CVREF1	3	2332713
2200u	Cin1, Cin2, Cin3, Cin4	4	2284470
4,7u	Cin5, Cin6, Cin7, Cin8	4	1845761
43814-6421	Conn_CAN	1	538-43814-6421
1217861-1	Conn_in_-, Conn_in_+, Conn_out_-, Conn_out_+	4	1924184
2211S-08G	Conn_JTAG	1	1593416
2211S-04G	Conn_UART	1	1593413
27p	Cosc1, Cosc2	2	1759196
10p	Cosc32_1, Cosc32_2	2	1414654
47u	Cout11, Cout12, Cout13	3	1828818
22u	Cout21, Cout22	2	1735539
4,7u	Cpow_1, Cpow_2, CVDD_6	3	1845761
470n	Cs1, Cs2	2	1288281
100n	Csn	1	2677840
10u	Cstart	1	2112703
1n	Cvc11	1	1414657
33p	Cvc12, Cvc22	2	1759197
680p	Cvc21	1	1414699
1u	C_CAN, Canalog, Ccomp_1, Cdriver_1, Cover_volt_filt, Coz1, Coz3, Ctemp1, Ctemp2, Ctemp3, Cunder_volt, CVDD_5, CVREF2	13	2773215
B340A-13-F	D1, D2, Ddrive	3	1843668
STTH4R02U	D1sn, D2sn	2	1295277
BAT754S	D2_Tri, D12V_filt, Dgate_fault, Dlin, Dlout, DUin, DUout	7	1081206
BAT41	Dbst1, Dbst2	2	2341646
BAT754A	Dfault1, Dfault2, Dfault3	3	1081204
KP-3216ZGC	DLED0, DLED1, DLED2, DLED3	4	2217977
KP-3216SYC	DLED4	1	2290336
KP-3216SRC	DLED5, DLtemp1, DLtemp2, DLtemp3, Dover_cur, Dover_volt, Dstart, Dunder_volt_L	8	2463998

BAT54	Drecover, Dtemp1, Dtemp2, Dtemp3	4	9526480
STTH212S	Dsek1, Dsek2	2	1697521
MM3Z5V1ST1G	Dunder_volt	1	1907631
STM32F334R8T6	IO1	1	2469574
LT3992IFE#TRPBF	IO2	1	584-LT3992IFE#TRPBF
MCP2551T-I/SN	IO3	1	2763381
MCP14E4-E/SN	IOdriver	1	1578356
TLC3704CD	IOfault_comp	1	2323390
MCP6021T-E/OT	IOoz1, IOoz3	2	1605573
OPA333AIDCKR	IOoz2	1	2764668
TC1270ALVRCTR	IOreset	1	579-TC1270ALVRCTR
TMP75	IOtemp1, IOtemp2, IOtemp3	3	2450758
MSS1048-333ML	L1	1	2288270
LPS6235-153MR	L2	1	2408289
SER8052-103MEB	LLC_sek	1	2288927
MSS1278-123ML	Lsn	1	2288500
604R	R3,3V_1	1	2073815
4,02k	R3,3V_2, R12V_2	2	1469920
10R	R3,3V_filt, R12V_filt, Rb_filt, Rinf, Rlin_filt, Rlin_filto, Rlout_filt, Rlout_filto, Routf, Rover_cur_filt, Rover_volt_filt	11	9333690
13k	R12V_1, Rvc11	2	9333886
15R	Rb_Tri	1	2447468
4,7k	RCAN_RX, RCAN_TX, RDunder_volt, RSDA	4	2447672
OPT	RCAN_terminator	1	OPT
100k	RCMP01, RCMP02	2	9333738
49,9R	RDanalog	1	2333601
1,8k	RDcur, RDtemp_over, RDvolt_over, RDvolt_under, Rover_cur2, Rover_volt2	6	2447595
61,9k	Rdiv, Rin1	2	1653026
1k	Rdrive_in1, Rlout1, Rover_cur, Rover_volt, Rpullup, Rstart3, Rstart4, Runder_volt	8	9333711
180R	RD_CAN	1	9334025
4,7R	Rgate	1	2447524
20k	Rlin2, Rlout4	2	2073683
62k	Rilim	1	9334750
4,99k	Rin2, Rlout3	2	1185092
15k	Rlout2, Runder_volt1, Rvc21	3	2447575
OPT	RJNTRST	1	OPT
470R	RLED0, RLED1, RLED2, RLED3, RLED4, RLED5	6	9334572
220R	RLtemp1, RLtemp2, RLtemp3	3	9334130
300k	Rout1	1	2826083
1,5k	Rout2	1	9333924
6,04k	Rover_cur1	1	2695077
82k	Rover_cur_hys	1	9334912
10,2k	Rover_volt1a	1	2138976
340k	Rover_volt_hys	1	2407257

4,7k	RSCL	1	2447672
220k	Rstart1	1	2695016
2,2k	Rtemp2	1	9334149
5,1k	Runder_volt2	1	9334645
50k	Runder_volt_hys	1	1857226
24,9k	Rvout_11	1	2447614
8,06k	Rvout_12, Rvout_22	2	1653038
110k	Rvout_21	1	2826074
1M	RXTAL2	1	9333746
50m	R_lin	1	2079424
200m	R_lout	1	2328177
10k	R_RSCAN0, R_TSHDN, Rbutton, Rdrive_in2, RDstart, Rfault_up, Rgate_off, Rlin1, RRT, Rstart2, Rtemp_up, Rtemp1	12	2447553
0R	R_RSCAN1, Rgate_t	2	2747563
416131160806	SW1	1	1868002
430152043836	SW_reset	1	2065114
STH310N10F7-6	T	1	2629748
dle informací v diplomové práci	Tr	1	dle informací v diplomové práci
dle informací v diplomové práci	Tri	1	dle informací v diplomové práci
MMBT3904	Tstart1, Tstart2, Ttemp	3	1773602
BSS138	T_SHDN	1	1431319
32,768kHz	XTAL1	1	1611828
8MHz	XTAL2	1	1842346
BZX384-B3V0	ZDalog, ZDcur, ZDstart, ZDtemp_over, ZDvolt_over, ZDvolt_under	6	2439200
BZX384-B5V1	ZD_CAN, ZD_Tri	2	1907631

Součástky označené jako OPT jsou volitelné. Při návrhu layoutu DPS bylo pro dané součástky vyčleněno místo na DPS a jejich osazení je závislé na požadavcích aplikace, respektive uživateli měniče. Pro drtivou většinu součástek je dle Farnell kódu (sedmimístné kódy). Zbylé součástky jsou dostupné na v internetovém obchodu Mouser. Vinuté prvky je nutné konstruovat dle informací v diplomové práci.