



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

# MPPT REGULÁTOR SYSTÉMU FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY S INTELIGENTNÍM MANAGEMENTEM BATERIÍ

MPPT REGULATOR OF PHOTOVOLTAIC POWER PLANT WITH SMART BATTERY MANAGEMENT

## BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

## AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marcel Uhlíř

## VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

BRNO 2020



# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

**Student:** Marcel Uhlíř

**ID:** 186220

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2019/20

## NÁZEV TÉMATU:

### **MPPT regulátor systému fotovoltaické elektrárny s inteligentním managementem baterií**

#### **POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

Tato práce se zabývá návrhem fotovoltaického regulátoru s využitím technologie MPPT založené na algoritmu Perturb & Observe rozšířeném o zpracování pomocí fuzzy logiky. Převedená energie je ukládána do bateriového systému s volitelným napětím 12 V nebo 24 V. O bateriový systém se stará inteligentní management baterie, který umožňuje využití napěťového balanceru a desulfatace. Celý systém je možné napájet pomocí externího napětí, které slouží k dobíjení baterií v případě absence fotovoltaické energie. Zařízení obsahuje napěťové výstupy 12 V a 5 V pro připojení externích zařízení. Pomocí rozhraní USB a Ethernet je zajištěna komunikace s obslužným softwarem, který umožňuje konfigurovat parametry regulátoru a zobrazovat hodnoty bateriového systému. Využití této práce je směřováno do oblasti přenosných ostrovních systémů s uplatněním v obytných dodávkách či karavanech.

#### **DOPORUČENÁ LITERATURA:**

Podle pokynů vedoucího práce.

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 8.6.2020

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

**doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

#### **UPOZORNĚNÍ:**

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

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá návrhem fotovoltaického regulátoru s využitím technologie MPPT založené na algoritmu Perturb & Observe rozšířeném o zpracování pomocí fuzzy logiky. Převedená energie je ukládána do bateriového systému s volitelným napětím 12 V nebo 24 V. O bateriový systém se stará inteligentní management baterie, který umožňuje využití napěťového balancéru a desulfatace. Celý systém je možné napájet pomocí externího zdroje napětí, které slouží k dobíjení baterií v případě absence fotovoltaické energie. Zařízení obsahuje napěťové výstupy 12 V a 5 V pro připojení externích zařízení. Pomocí rozhraní USB a Ethernet je zajištěna komunikace s obslužným softwarem, který umožňuje konfigurovat parametry regulátoru a zobrazovat hodnoty bateriového systému. Využití této práce je směřováno do oblasti přenosných ostrovních systémů s uplatněním v obytných dodávkách či karavanech.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Fotovoltaický panel, fotovoltaická elektrárna, fotovoltaický regulátor, MPPT, odchyl a vyhodnot, fuzzy logika, soběstačný systém

## **ABSTRACT**

The thesis deals with design of photovoltaic controller using MPPT technology based on Perturb & Observe algorithm extended by fuzzy logic processing. The converted energy is stored in a battery system with an optional voltage 12 V or 24 V. The battery system is provided by intelligent battery management, which allows to use a voltage balancer and desulphation. The whole system can be powered by external power supply, which is used to charge the batteries if there is the absence of photovoltaic energy. The device contains 12 V and 5 V outputs for connecting external devices. Through USB and Ethernet interfaces, it communicates with utility software that allows user to configure controller parameters and display battery system values. The purpose of this work is directed to the field of portable island systems for use in residential vans or caravans.

## **KEYWORDS**

Photovoltaic panel, photovoltaic power plant, photovoltaic controller, MPPT, perturb and observe, fuzzy logic, self-sufficient system

## **BIBLIOGRAFICKÁ CITACE:**

UHLÍŘ, Marcel. *MPPT regulátor systému fotovoltaické elektrárny s inteligentním managementem baterií*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/127075>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Jiří Háze.

# PROHLÁŠENÍ AUTORA O PŮVODNOSTI DÍLA

**Jméno a příjmení studenta:** Marcel Uhlíř  
**VUT ID studenta:** 186 220  
**Typ práce:** Bakalářská práce  
**Akademický rok:** 2019/2020  
**Téma závěrečné práce:** MPPT regulátor systému fotovoltaické elektrárny s inteligentním managementem baterií

*Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího závěrečné 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: 8. června 2020

.....  
podpis autora

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu doc. Ing. Jiřímu Házemu, Ph.D. za účinnou metodiku, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování závěrečné práce.

V Brně dne: 8. června 2020

.....

podpis autora

# OBSAH

ÚVOD .....	9
1 FOTOVOLTAICKÝ ČLÁNEK .....	10
1.1 Voltampérová charakteristika FV článku .....	11
1.2 Vliv intenzity solárního záření a teploty na funkci FV článku .....	11
1.3 Typy FV článků .....	13
1.3.1 Monokrystalické články .....	13
1.3.2 Polykrystalické články .....	13
1.3.3 Tenkovrstvé amorfni křemíkové články .....	14
1.3.4 Nové fotovoltaické články ve výzkumu .....	14
1.3.5 Srovnání základních typů fotovoltaických článků .....	15
2 FOTOVOLTAICKÝ PANEL .....	16
2.1 Porovnání dostupných FV panelů .....	17
2.2 Zvolený FV panel pro realizaci BP .....	17
2.3 Průměrná denní výroba elektrické energie FV panelu .....	18
3 AKUMULÁTORY ENERGIE .....	20
3.1 Uzavřené větrané olověné akumulátory .....	20
3.2 Ventilem řízené (VRLA) olověné akumulátory .....	20
3.2.1 Akumulátory gelové .....	21
3.2.2 Akumulátory AGM .....	21
3.3 Životnost akumulátoru .....	21
3.3.1 Sulfatace .....	22
3.3.2 Desulfatace .....	23
3.3.3 Problémy sériového zapojení akumulátorů .....	23
3.4 Přehled dostupných olověných akumulátorů .....	24
3.5 Nabíjecí charakteristiky olověných akumulátorů .....	24
3.5.1 Nabíjení konstantním napětím (CV) .....	25
3.5.2 Nabíjení konstantním proudem (CC) .....	25
3.5.3 Nabíjení charakteristikou IU (CCCV) .....	25
4 FOTOVOLTAICKÉ REGULÁTORY .....	27
4.1 Technologie PWM .....	27
4.2 Technologie MPPT .....	27
4.3 Přehled dostupných fotovoltaických regulátorů .....	27
4.4 Regulační metody pro MPPT .....	28
4.4.1 Metoda konstantního napětí .....	28
4.4.2 Podílová metoda napětí naprázdno .....	29
4.4.3 Podílová metoda proudu nakrátko .....	29
4.4.4 Měření intenzity záření a teploty .....	29
4.4.5 Perturb & Observe .....	29
4.4.6 Perturb and observe rozšířená o fuzzy logiku .....	30

5	NÁVRH A REALIZACE HARDWARE .....	32
5.1	Definice mezních parametrů pro převod elektrické energie.....	32
5.2	Funkční blokové schéma .....	33
5.3	Napájecí přepínač .....	35
5.4	Napájecí filtr .....	38
5.5	Návrh výkonového měniče.....	39
5.5.1	Vztah vstupního a výstupního napětí snižujícího měniče .....	40
5.5.2	Výpočet induktoru .....	41
5.5.3	Výpočet výstupního kondenzátoru .....	44
5.5.4	Výpočet vstupního kondenzátoru .....	47
5.5.5	Kompletní schéma výkonového měniče.....	49
5.5.6	Teoretická efektivita navrženého snižujícího měniče .....	51
5.6	Bateriový systém .....	53
5.6.1	Napěťový balancér.....	53
5.7	Měření napětí a proudů.....	55
5.8	Soustava napájecích zdrojů .....	55
5.9	Logické vstupy .....	56
5.10	Napěťové řízené výstupy.....	57
5.10.1	Desulfatace bateriového systému .....	58
5.11	Mikrokontrolér .....	58
5.12	Komunikační periferie.....	58
5.13	Ovládací panel.....	58
5.14	Navržené desky plošného spoje .....	59
5.15	Návrh mechaniky .....	60
6	NÁVRH FIRMWARE A SOFTWARE.....	62
6.1	Řízení výkonového měniče .....	62
6.2	Metoda MPPT založená na fuzzy logice .....	63
6.2.1	Návrh fuzzy kontroléru pro 50 Wp panel.....	63
6.2.2	Porovnání metody Perturb & Observe a fuzzy logiky.....	65
6.2.3	Návrh fuzzy kontroléru pro 280 Wp panel .....	67
6.2.4	Porovnání upravené metody .....	68
6.3	Ovládací software.....	69
	ZÁVĚR.....	71
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....	74
	SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK .....	76
	SEZNAM OBRÁZKŮ .....	78
	SEZNAM TABULEK.....	80



# ÚVOD

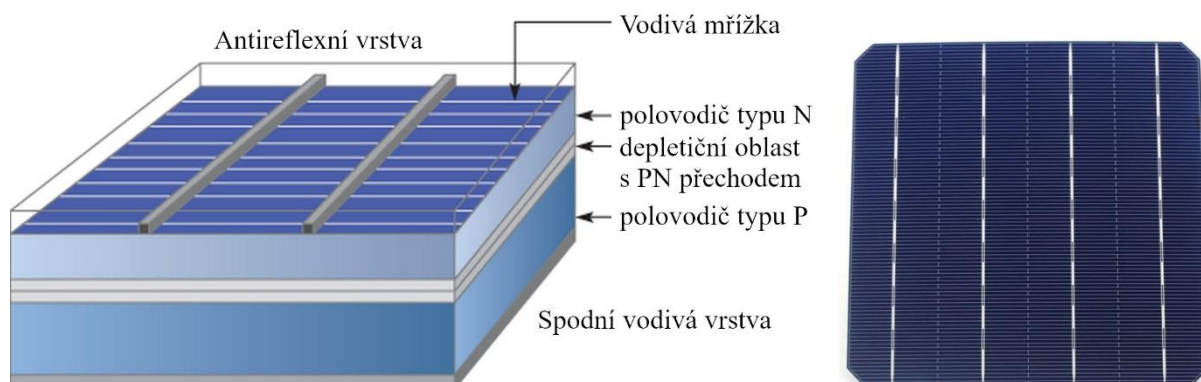
Alternativní zdroje elektrické energie a zejména fotovoltaické panely mají v dnešní době své opodstatněné místo. Jedná se z pohledu provozu o jeden z nejčistších a nejšetrnějších zdrojů elektrické energie s dlouholetou životností. Fotovoltaické elektrárny se v posledních letech hodně rozšiřují, ať už ve formě elektráren do obytných domů, které mají návaznost na elektrickou distribuční síť, tak i na soběstačných energeticky nezávislých ostrovních systémech.

Tato práce řeší vytvoření elektronického zařízení, které primárně plní účel fotovoltaického regulátoru pro převod elektrické energie získané z fotovoltaických panelů a následné uložení do akumulátorů. Regulační smyčka regulátoru pracuje v režimu hledání bodu maximálního výkonu fotovoltaického panelu. Součástí zařízení bude i vstup pro externí zdroj elektrické energie, který umožní nabít celý bateriový systém na maximální hodnotu kapacity a také umožní provést obnovu jmenovité kapacity pomocí metody desulfatace.

Cílem tohoto zařízení je využití v obytných dodávkách a karavanech, kde najde své uplatnění jako soběstačný a nezávislý zdroj elektrické energie určený pro pohodlí uživatele. Zařízení dále bude obsahovat řízené napěťové výstupy pro připojení LED osvětlení v interiéru obytné dodávky. V případě, že si bude chtít uživatel nabít mobilní telefon či jiné USB zařízení, bude k dispozici pár výstupních USB portů určených k nabíjení zmíněných zařízení.

# 1 FOTOVOLTAICKÝ ČLÁNEK

Pro převod solární energie na elektrickou energii se v elektrotechnice využívá fotovoltaický článek, který funguje principiálně jako jedna velkoplošná polovodičová dioda. Základ fotovoltaického článku tvoří nevlastní polovodičová destička s vodivostním typem P. Na ni je v průběhu výroby vytvořena tenčí vrstva nevlastního polovodiče s vodivostním typem N. Nejčastěji se pro výrobu fotovoltaických článků využívá křemík, protože u tohoto materiálu je možné vzhledem k šířce zakázaného pásu dosáhnout vysoké účinnosti generace volných nosičů náboje pomocí dopadajícího slunečního záření. Vrstva typu N je dotována fosforem a vrstva typu P je dotována bórem. Mezi vrstvou materiálu typu P a N je vytvořen PN přechod, na kterém se při dopadajícím slunečním záření vytvoří elektrické napětí s hodnotou kolem 0,5 V. Aby byl fotovoltaický článek kompletní, musí k němu být připojeny vodivé kontakty. V případě spodní strany fotovoltaického článku, na kterou nedopadá solární energie, je jednotný kontakt po celé jeho ploše. Vrchní strana však musí co nejvíce propouštět solární energii, proto se vodivý kontakt skládá z tenké mřížky, aby byla zakryta co možná nejmenší plocha fotovoltaického článku. Povrch článku je ošetřen nanesením antireflexní vrstvy, která má za úkol co nejvíce zabránit odrazům solární energie [1].



Obr. 1.1 Schéma struktury fotovoltaického článku (vlevo) a jeho reálná podoba (vpravo) [1]

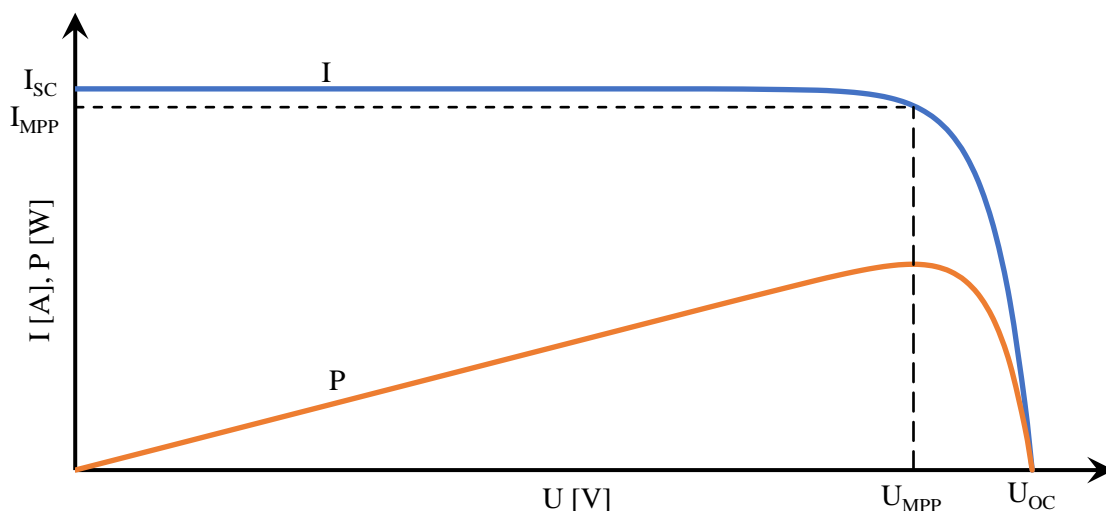
V dnešní době se účinnost fotovoltaických článků, které jsou využity pro volně dostupné fotovoltaické panely, pohybuje kolem 16–18 %. Zbývající část solární energie je přeměněna do ztrát, které jsou rozděleny přibližně do hodnot

- 3 % pro vlastní zastínění vrchními kontakty FV článku,
- 22 % solární energie obsahuje dlouhovlnné záření, které nemá dostatečnou energii pro emitování elektronu,
- 30 % solární energie obsahuje krátkovlnné záření, které FV článek absorbuje a vyzáří jej ve formě tepla,
- 8 % energie je využito pro rekombinaci páru elektron-díra,
- 20 % energie je využito pro spád potenciálu především v pásmu prostorového náboje,
- 0,5 % solární energie se vyzáří ve formě tepla, které je způsobeno tepelnými ztrátami při průchodu proudu,
- 16 % je zbývající energie, která je dále využívána jako elektrická energie.

Uvedené hodnoty jsou specifikovány pro monokrystalické a polykrystalické články [2].

## 1.1 Voltampérová charakteristika FV článku

Základní charakteristikou fotovoltaického článku je zobrazení jeho voltampérové charakteristiky. Tedy zobrazení závislosti elektrického napětí na odebíraném elektrickém proudu FV článku při konstantním solárním záření. V technické praxi je možné se setkat i s charakteristikou, která má otočené osy, jedná se tedy o zobrazení závislosti elektrického proudu na elektrickém napětí FV článku při konstantním solárním záření.



Obr. 1.2 Voltampérová a výkonová charakteristika fotovoltaického článku [3]

Mezi základní parametry FV článku patří hraniční veličiny napětí naprázdno  $U_{OC}$  (open circuit) a proud nakrátko  $I_{SC}$  (short circuit). Napětí naprázdno  $U_{OC}$  je měřeno při nezátíženém FV článku a proud nakrátko  $I_{SC}$  je měřen při zkratovaném FV článku.

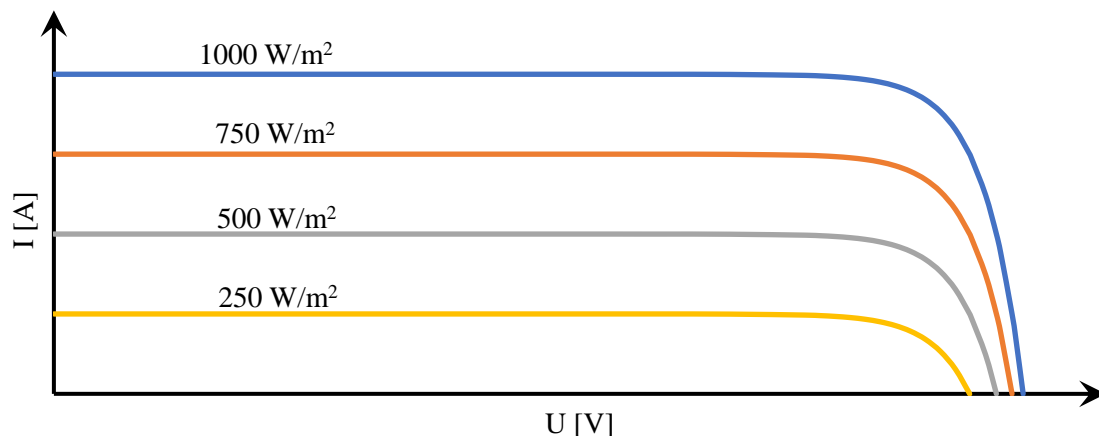
Pokud je do VA charakteristiky vynesena i funkce elektrického výkonu, tedy součin proudu a napětí fotovoltaického článku, je získána poloha maximálního výkonového bodu FV článku označovaného jako MPP (max power point). Tento bod je charakterizován hodnotou maximálního výkonu  $P_{MPP}$  dosaženého při hodnotě napětí  $U_{MPP}$  a hodnotě proudu  $I_{MPP}$ .

Z VA charakteristiky je možné určit také sériový odpor  $R_S$  a paralelní odpor  $R_P$  fotovoltaického článku, kde sériový odpor  $R_S$  je dán sklonem VA křivky v okolí bodu  $U_{OC}$  a paralelní odpor  $R_P$  je dán sklonem VA křivky v okolí bodu  $I_{SC}$  [2].

## 1.2 Vliv intenzity solárního záření a teploty na funkci FV článku

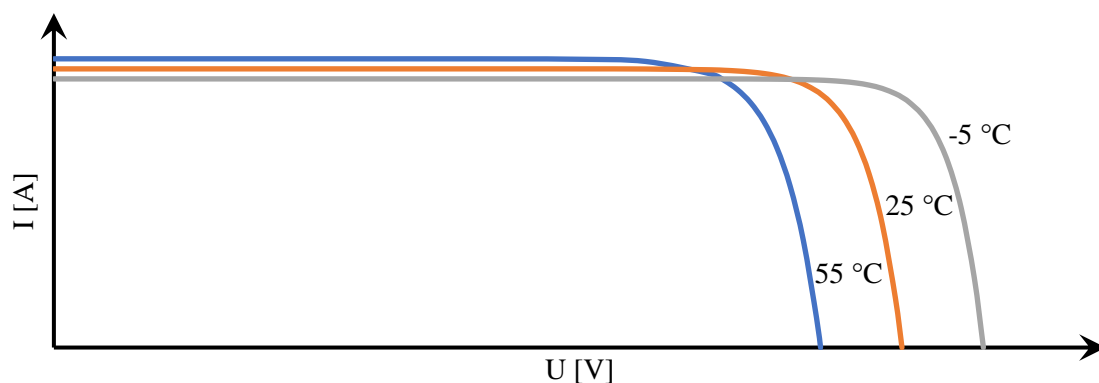
Základní parametry jednotlivých FV článků jsou vždy uváděny pro referenční hodnoty. Standardně to bývá intenzita solárního záření s hodnotou  $1000 \text{ W/m}^2$  a teplota okolního prostředí s hodnotou  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Nejzásadnější vliv na fotovoltaický článek má intenzita solárního záření. Při rostoucí hodnotě intenzity solárního záření se napětí naprázdno  $U_{OC}$  zvyšuje jen minimálně, zatím co hodnota proudu nakrátko  $I_{SC}$  narůstá téměř lineárně. To má tedy za následek, že změna hodnoty výkonu v bodě MPP bude lineární se změnou intenzity solárního záření.



Obr. 1.3 Vliv intenzity solárního záření na FV články [3]

Druhým důležitým vlivem je teplota okolního prostředí. Při rostoucí teplotě prostředí se napětí naprázdno  $U_{OC}$  snižuje výrazněji a proud nakrátko  $I_{SC}$  se zvyšuje méně výrazně. To má za následek i pohyb výkonového bodu MPP, jehož hodnota výkonu se při rostoucí teplotě snižuje.



Obr. 1.4 Vliv intenzity teploty na FV články [3]

Hodnoty změn jsou uváděny v technických listech jednotlivých FV článků a jsou označovány jako teplotní koeficienty. Standardně se uvádí tři teplotní koeficienty

- teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$ , který se pohybuje kolem  $-0,5 \text{ \%}/\text{K}$ ,
- teplotní koeficient pro  $U_{OC}$ , který se pohybuje kolem  $-0,3 \text{ \%}/\text{K}$ ,
- teplotní koeficient pro  $I_{SC}$ , který se pohybuje kolem  $+0,05 \text{ \%}/\text{K}$ .

Tyto teplotní koeficienty jsou specifické pro polykrystalické fotovoltaické články. Z těchto informací lze konstatovat, že největší efektivita převodu energie je dosaženo při konstantní intenzitě solárního záření a co nejmenší možné teplotě okolního prostředí.

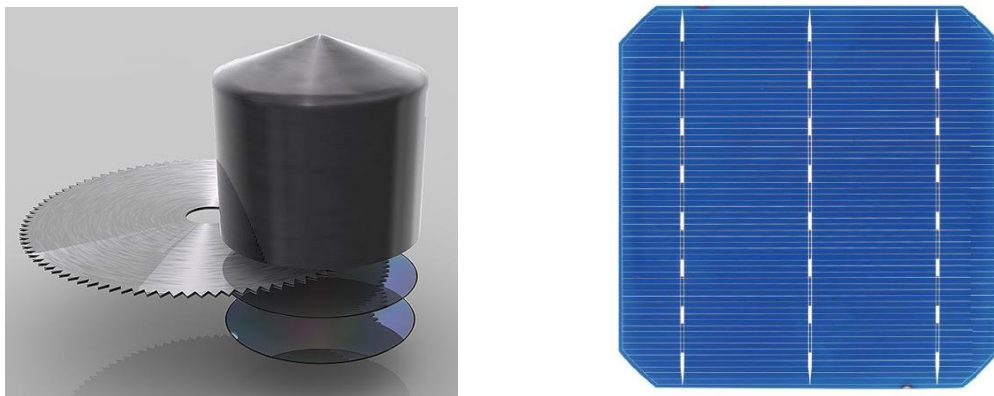
## 1.3 Typy FV článků

Fotovoltaické články se rozdělují podle technologie jejich výroby na monokrystalické, polykrystalické a tenkovrstvé – amorfnní. Tyto zmíněné typy článků jsou v dnešní době komerčně dostupné a využívají se.

### 1.3.1 Monokrystalické články

Tento článek se skládá z jednoho krystalu křemíku. Pro výrobu monokrystalického článku je nutné nejdříve vytvořit jednolitý ingot křemenného krystalu. Tento ingot musí být velice čistý, a proto je taková výroba poměrně náročná. Následně se kulatý ingot nařeže na wafery, které se oříznou na požadovanou velikost. V dnešní době se velikost monokrystalického článku pohybuje kolem 156x156 mm a účinnost převodu energie kolem 17-20 %. Teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$  se pohybuje kolem hodnoty -0,4 %/K. Jejich struktura probarvení je homogenní a panely jsou neflekaté.

Mezi přednosti monokrystalických článků patří větší účinnost, a to znamená využití menší plochy pro daný výstupní výkon.

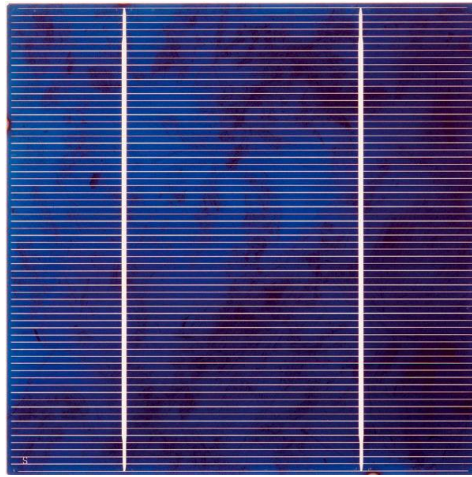


Obr. 1.5 Kulatý ingot křemenného krystalu (vlevo) a monokrystalický článek (vpravo) [4]

### 1.3.2 Polykrystalické články

Postup výroby polykrystalických článků se od postupu výroby článků monokrystalických mírně liší. V této variantě se nechává vykrystalizovat větší množství menších křemíkových krystalů než jednoho většího. Následně se slisováním menších krystalů do jediného celku vyrobí substrát. Výsledkem je menší dosažená čistota výsledného substrátu. To je také důvodem, že probarvení článku není homogenní. Jsou zde viditelné přechody mezi lisovanými krystaly. Výsledná velikost jednotlivých článků je v dnešní době také 156x156 mm. Účinnost převodu energie je o něco menší než u monokrystalických článků a pohybuje se kolem 15-19 %. Teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$  se pohybuje kolem -0,5 %/K.

Mezi přednosti polykrystalických článků se řadí větší výtěžitelnost z rozptýleného (difúzního) světla oproti článkům monokrystalickým. Výrobní proces je také jednodušší, a tedy cena je o několik procent nižší.



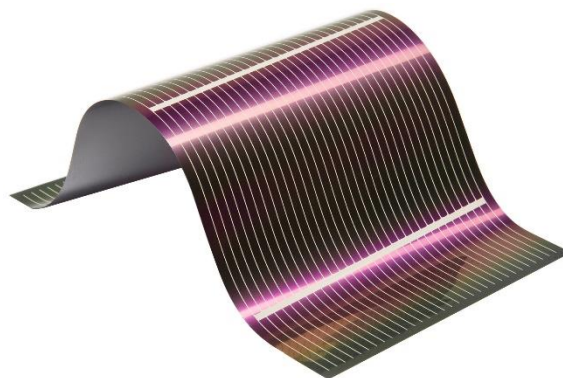
*Obr. 1.6 Polykrystalický článek [5]*

### **1.3.3 Tenkovrstvé amorfní křemíkové články**

Amorfní křemíkové články se vyrábí napařováním tenké křemíkové vrstvy na sklo nebo jiný nosný materiál. Jejich výroba je ekonomičtější než u monokrystalických a polykrystalických panelů. Díky tenké napařované vrstvě mohou být tyto články i ohebné. Jejich účinnost převodu energie se pohybuje kolem 10-17 %.

Jejich velkou výhodou je, že pracují skvěle i během horšího osvětlení a při výskytu oblačnosti. Také lépe zvládají rozptýlené (difúzní) osvětlení, a to zhruba o 7-10 %. Mezi další přednosti amorfních článků se řadí větší vytěžitelnost při neoptimálním natočení článku ke slunci, přičemž ztráty neoptimálního natočení se pohybují pouze v jednotkách procent. Další výhodou amorfních křemíkových článků je i menší teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$  s hodnotou  $-0,2 \text{ \%}/\text{K}$ . To snižuje ztráty v letním období, kdy je panel vystavován vysokým teplotám.

Tento typ článků sebou přináší i značné nevýhody. Pro získání stejného výkonu je potřeba 1,5krát až 2krát větší plocha než u monokrystalických a polykrystalických článků. To sebou přináší další náklady na realizaci. Další nevýhodou je nižší životnost [6].



*Obr. 1.7 Tenkovrstvý amorfní křemíkový článek [7]*

### **1.3.4 Nové fotovoltaické články ve výzkumu**

První směr ve výzkumu nových technologií fotovoltaických článků je založen na jiných principech oddělování nábojů než pomocí PN přechodů. Jedná se o organické

fotoelektrochemické a fotogalvanické články, které mají zatím nízkou efektivitu převodu energie (kolem 2-5 %) a také výrazně nižší životnost.

Druhý směr se zaměřuje na maximální využití solárního záření. V tomto případě je snaha vytvořit FV článek z více vrstev, kde každá vrstva převádí určitou část solárního spektra na elektrickou energii. Výhodou je využití větší části spektra než u dnešních komerčních článků a tím je zvýšena i účinnost převodu energie. Minulý rok dosáhli výzkumní pracovníci z Fraunhoferova institutu pro solární energetické systémy ve spolupráci se společností EVG rekordní účinnosti 31,3 %. Nevýhodou je, několika násobně vyšší cena [8].

### 1.3.5 Srovnání základních typů fotovoltaických článků

V následující tabulce jsou uvedeny základní komerčně dostupné fotovoltaické články. Na první pohled je jasné, že amorfní panely nemají pro soběstačný a energeticky nezávislý systém vhodné parametry. Jedná se o sníženou účinnost a také o výrazně větší plochu a větší cenu na výstupní výkon o hodnotě 1 kWp. Výhodou je ovšem menší teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$ , což umožňuje fotovoltaickým článkům fungovat ve vyšších teplotách s menším ztrátovým výkonem.

Co se týče článků monokrystalických a polykrystalických, tak potřebná plocha pro výkon o hodnotě 1 kWp je téměř stejná a stejně tak i jeho cena. Teplotní koeficienty pro  $P_{MPP}$  jsou stejné. Polykrystalické články mají oproti článkům monokrystalickým nevýhodu, co se týče menší účinnosti o 2 %, ale zato dokáží lépe využít rozptýlené (difúzní) světelné záření.

Tabulka 1.1 Porovnání základních typů fotovoltaických článků

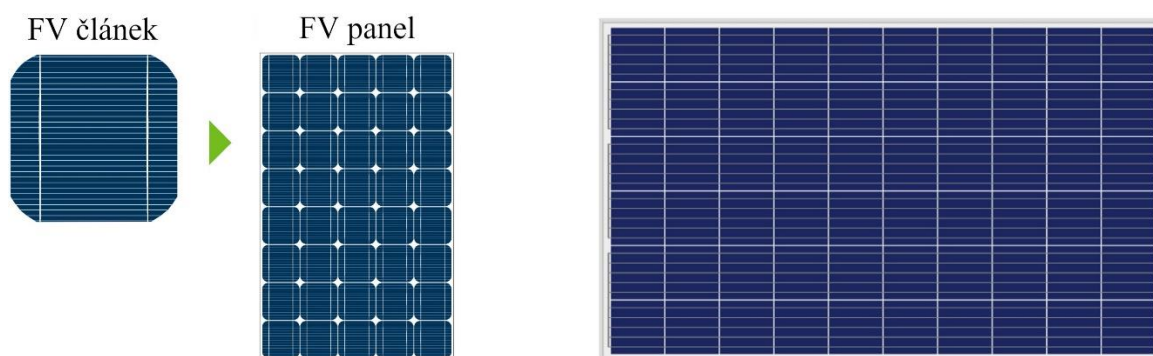
Typ článku	Účinnost [%]	Teplotní koeficient pro $P_{MPP}$ [%/K]	Plocha pro 1 kWp [m <sup>2</sup> ]	Cena za 1 kWp [Kč]
Monokrystalický	17-20	-0,4	6-8	14.000-20.000
Polykrystalický	15-18	-0,5	7-9	13.000-18.000
Amorfní	10-17	-0,2	10-15	25.000-35.000



## 2 FOTOVOLTAICKÝ PANEL

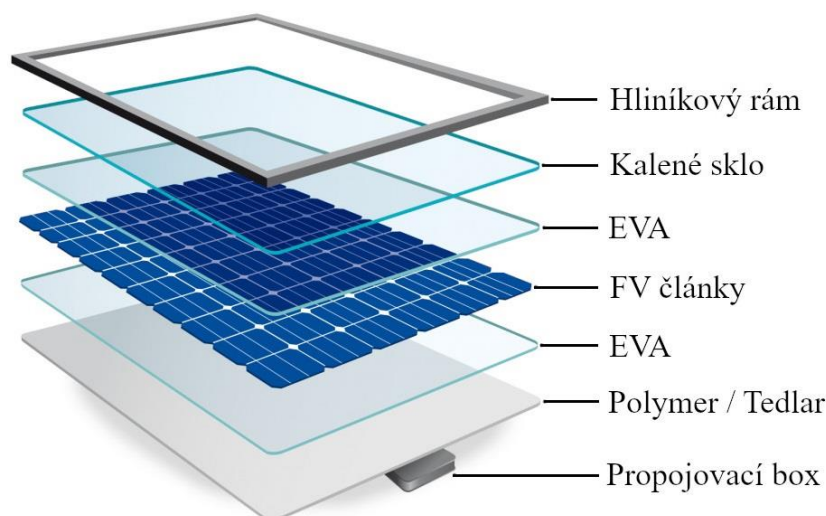
Jeden samostatný fotovoltaický článek vyprodukuje velice malé množství energie. Například polykrystalický článek o velikosti 156x156 mm s účinností převodu solární energie 19 % a stálé intenzitě solárního záření 1000 W/m<sup>2</sup> vyprodukuje výkon  $P_{MPP}$  o hodnotě 4,65 Wp.

Za účelem dosažení většího výstupního výkonu je za potřeby fotovoltaické články spojit. K tomu se využívají kombinace sériového a paralelního propojení jednotlivých článků. Tímto způsobem jsou získány fotovoltaické panely, jejichž hodnoty  $P_{MPP}$  se pohybují v rozmezí od 30 Wp až po 350 Wp a hodnoty napětí naprázdno  $U_{OC}$  se pohybují od 12 V do 50 V. Pokud je za potřeby získat z fotovoltaické energie ještě větší výkon, jednotlivé FV panely se dají dále spojovat. Opět jde o spojení sériové nebo paralelní a případně kombinace obojího.



Obr. 2.1 Skládání FV článků do FV panelu (vlevo) a FV panel (vpravo) [9], [10]

Konstrukce fotovoltaického panelu je uzpůsobena tak, aby odolávala náročným povětrnostním i srážkovým podmínkám. Mezi ty patří déšť, sníh a krupobití s kroupami do průměru 2-2,5 cm. Fotovoltaický panel těmto vlivům odolává pomocí speciálního kaleného skla. Pod ním se nacházejí samotné fotovoltaické články obalené v zapouzdřovací fólii. Hrany FV panelu jsou zpevněny pomocí hliníkových rámců, za které je možné panely přimontovat k nějaké konstrukci. Na zadní části FV panelu se nachází izolovaný připojovací box, ve kterém jsou vyvedeny jeho kontakty.



Obr. 2.2 Schéma struktury fotovoltaického panelu [13]



## 2.1 Porovnání dostupných FV panelů

V následujících tabulkách jsou zobrazeny příklady monokrystalických a polykrystalických fotovoltaických panelů. Z porovnání je evidentní, že polykrystalické panely jsou o jednotky procent levnější a vyrábějí se ve větších škálách výstupních výkonů.

Zvolené monokrystalické panely mají o 1-2 % větší účinnost převodu solární energie a také o desetinu procenta nižší teplotní koeficient pro  $P_{MPP}$ .

Tabulka 2.1 Vybrané modely monokrystalických FV panelů

model	$P_{MPP}$ [Wp]	$U_{OC}$ [V]	$I_{SC}$ [A]	$\mu$ [%]	$\Delta P_{MPP}$ [%/K]	rozměr [mm]	váha [kg]	cena [Kč]
Bauer 305 Wp	305	39,9	9,7	18,8	-0,39	1640x990x35	18,9	4 400
Q.PEAK DUO-G5	325	40,4	10,1	19,3	-0,37	1685x1000x32	18,7	5 899
Q.PEAK DUO-G6	345	40,5	10,7	19,3	-0,37	1740x1030x32	19,9	5 899

Tabulka 2.2 Vybrané typy polykrystalických FV panelů

model	$P_{MPP}$ [Wp]	$U_{OC}$ [V]	$I_{SC}$ [A]	$\mu$ [%]	$\Delta P_{MPP}$ [%/K]	rozměr [mm]	váha [kg]	cena [Kč]
Victron Energy 30 Wp	30	22,5	1,85	17,5	-0,48	410x670x25	3,7	856
Victron Energy 50 Wp	50	22,2	3,09	17,5	-0,48	540x670x25	4,3	1 644
Victron Energy 100 Wp	100	21,6	6,32	17,5	-0,48	1000x670x35	6,3	3 272
Victron Energy 175 Wp	175	21,9	10,3	17,5	-0,48	1485x668x30	12,0	3 473
Bauer 280 Wp	280	38,1	9,25	17,2	-0,45	1640x990x35	18,3	3 697
DHP60 – 280 Wp	280	38,7	9,34	17,1	-0,41	1650x991x35	18,6	2 753

## 2.2 Zvolený FV panel pro realizaci BP

Pro bakalářskou práci byl zvolen polykrystalický panel DHP60 s maximálním výkonem 280 Wp. Klíčové parametry zvoleného fotovoltaického panelu jsou zobrazeny v následující tabulce.

Tabulka 2.3 Parametry fotovoltaického panelu DHP60 [10]

Parametr	Popis parametru	Hodnota
$P_{MAX}$	maximální výkon	280 Wp
$U_{MPP}$	napětí v bodě maximálního výkonu	31,4 V
$I_{MPP}$	proud v bodě maximálního výkonu	8,92 A
$U_{OC}$	napětí naprázdno	38,7 V
$I_{SC}$	proud nakrátko	9,34 A
$\mu$	účinnost převodu solární energie na energii elektrickou	17,12 %
$\Delta P_{MAX}$	teplotní koeficient pro $P_{MAX}$	-0,41 % / K
$\Delta U_{OC}$	teplotní koeficient pro $U_{OC}$	-0,32 % / K
$\Delta I_{SC}$	teplotní koeficient pro $I_{SC}$	0,05 % / K

## 2.3 Průměrná denní výroba elektrické energie FV panelu

Průměrný denní výdělek elektrické energie závisí na primárně na dvou faktorech. Prvním faktorem je náklon a umístění samotného fotovoltaického panelu. Na území České republiky dosáhne fotovoltaický panel maximálního zisku tehdy, pokud je umístěn se sklonem 30° až 40° k vodorovnému povrchu na jižní světovou stranu. V případě, že by byl FV panel umístěn vodorovně, dochází ke ztrátě průměrného denního výdělku elektrické energie přibližně o 10-15 %. Tyto údaje platí v případě, kdy se v okolí nevyskytují žádné objekty, které mohou na fotovoltaický panel vrhat stín. Jedná se tedy o okolní budovy, stromy a kopce [11].

Druhým kritériem je roční doba. Během léta slunce vychází dříve, zapadá později a intenzita solárního záření dosahuje hodnot 1 000 W/m<sup>2</sup>. V tomto období je průměrný denní výdělek elektrické energie nejvyšší. Naopak je tomu během zimního období. Slunce vychází později, zapadá dříve a intenzita solárního záření není nijak zvlášť vysoká. Obecně se dá říci, že fotovoltaický panel na území České republiky generuje v zimním období 5x méně elektrické energie, než je tomu v letním období.

Průměrné hodnoty denní výroby elektrické energie fotovoltaického panelu se špičkovým výkonem 280 Wp pro různé měsíce jsou uvedeny v následující tabulce. Průměrný denní výdělek elektrické energie pro prosinec se pohybuje kolem pěti čtvrtin násobku nominálního maximálního výkonu fotovoltaického panelu a pro červenec se pak pohybuje kolem pětinasobku násobku.

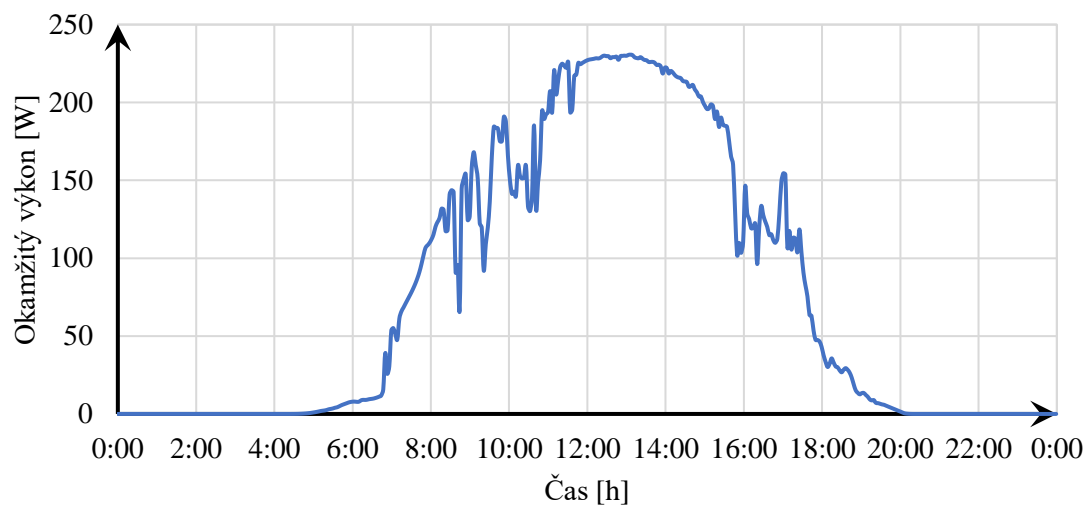
Tabulka 2.4 Průměrná denní výroba elektrické energie FV panelu 280 Wp [12]

Měsíc	Denní výroba [Wh]	Měsíc	Denní výroba [Wh]
leden	380	červenec	1 420
únor	590	srpen	1 320
březen	970	září	1 160
duben	1 350	říjen	760
květen	1 350	listopad	450
červen	1 350	prosinec	310

Zvolený fotovoltaický panel s výkonem 280 Wp byl umístěn na střechu firemní budovy, kde byly testovány jeho parametry. Sklon FV panelu je 20° vůči horizontu a je směřován na jih. Umístění FV panelu je zobrazeno na Obr. 2.4.

Za předpokladu, že proud nakrátko  $I_{sc}$  fotovoltaického panelu má přímý vliv na jeho maximální výkon  $P_{MPP}$  při různých hodnotách intenzity solárního záření, je možné změřit aktuální výkon fotovoltaického panelu v průběhu celého dne pomocí měření proudu nakrátko  $I_{sc}$ .

Na následujícím obrázku je zobrazen denní průběh výkonu fotovoltaického panelu v daném okamžiku květnový den. Pro měření byl využit digitální multimetr Keysight 34461A, který disponuje funkcí logování naměřených hodnot v čase. Naměřené hodnoty proudů nakrátko byly zprůměrovány vždy po třech minutách a následně byly přepočteny na maximální výkon v daném okamžiku a zobrazeny v následujícím grafu.



*Obr. 2.3 Okamžitý výkon FV panelu 280 Wp pro květnový den*



*Obr. 2.4 Umístění FV panelu na střeše firemní budovy*

### 3 AKUMULÁTORY ENERGIE

Elektrická energie vyprodukovaná pomocí fotovoltaických panelů je zpracována měničem napětí (viz další kapitola) a následně uložena do baterie nebo bateriového systému. V případě soběstačného a energeticky nezávislého systému produkují fotovoltaické panely nadbytek elektrické energie, která musí být uložena do baterií a následně je využívána v nočním čase, kdy slunce nesvítí a v případě, kdy nejsou světelné podmínky ideální (oblačnost, nepříznivé počasí pro FV panely).

V současné době jsou nejpoužívanějším typem akumulátorů v ostrovních fotovoltaických systémech akumulátory olověné. Hodnoty napětí jsou většinou určeny pro automobilový průmysl a tedy 12 V a 24 V. Tyto akumulátory mají dobrou elektrickou kapacitu, kde kapacita jedné baterie může dosahovat až hodnoty 250 Ah. Cena za olověnou baterii je také velmi příznivá díky dobře zvládnuté a osvědčené technologii výroby.



*Obr. 3.1 VRLA olověný akumulátor typu AGM [14]*

#### 3.1 Uzavřené větrané olověné akumulátory

Tento typ olověných akumulátorů vyžaduje určitou údržbu. Jedná se o klasický typ akumulátoru, který není hermeticky uzavřený. Při nabíjení akumulátoru dochází k uvolňování plynného vodíku, a proto musí být tento akumulátor umístěn do dobře odvětrávané místnosti. Často se stává, že spolu s plynem je vyfouknut tekutý elektrolyt. To má za následek, že během provozu je akumulátor potřísněn elektrolytem. Výhodou tohoto akumulátoru je možnost nabíjení větším nabíjecím proudem, než je u následujících baterií. Nevýhodou je pak určité samovybíjení akumulátoru.

#### 3.2 Ventilem řízené (VRLA) olověné akumulátory

Výhoda VRLA (valve-regulated lead-acid battery) olověných akumulátorů je v tom, že nevyžadují žádnou údržbu, jsou tedy bezúdržbové. Tento typ akumulátoru je hermeticky uzavřený a může být tedy použit v libovolných prostorech, protože z akumulátoru není vyfukován plyn. Další výhodou je, že eventuální převrácení akumulátoru nevádí, protože z něj nemůže nic vytéct.

VRLA akumulátory se následně dělí na gelové akumulátory (elektrolyt je ve formě hustého gelu) a AGM akumulátory (kapalný elektrolyt je nasáknut do skelné hmoty). VRLA

akumulátory obvykle nemůžou být nabíjeny tak vysokým proudem jako je u uzavřených větraných baterií, ale jejich vlastnosti jsou obvykle lepší. Standardně se jedná o větší využitelnou kapacitu a menší samovybití.

### 3.2.1 Akumulátory gelové

Konstrukce gelových akumulátorů je postavena na využití elektrolytu, který je vázán v křemičitém gelu, oddělující sestavu kladných a záporných elektrod. Výhodou této technologie je nižší citlivost na vyšší provozní teploty. Oproti jiným technologiím mají sníženou hmotnost. Relativní hodnota samovybití je nízká.

### 3.2.2 Akumulátory AGM

Technologie AGM (absorbed glass mat) pracuje s elektrolytem nasáklým v netkané tkanině ze skelných vláken a tvoří tak separátor, který vzájemně odděluje kladné a záporné elektrody. Baterie postavené na této technologii jsou velice výkonné a mají výborné nabíjecí charakteristiky. V případě, že jsou baterie vybité, je mnohem snazší a rychlejší je nabít a jsou také velmi odolné proti cyklické zátěži, čímž je myšleno časté střídání nabíjecího a vybíjecího cyklu. Tento typ baterií má také velmi dobré charakteristiky, co se týče nárazových proudových odběrů, a tím nacházejí své uplatnění v automobilových systémech Start & Stop.

## 3.3 Životnost akumulátoru

Při výběru vhodného typu akumulátoru je nutné zohlednit to, pro jaký typ aplikace má být cílový akumulátor určen. Mezi nejdůležitější parametry se řadí, jak často bude akumulátor zatěžován neboli cyklován (vybití a nabíjení) a také do jaké hloubky své nominální kapacity. Tyto parametry výrazně ovlivňují životnost daného akumulátoru. Životností akumulátoru se myslí, kolika nabíjecími a vybíjecími cykly lze daný akumulátor v době jeho životnosti zatížit, než dojde k výraznému poklesu jeho kapacity.

Obecně platí, že čím více bude akumulátor vybitý do hloubky, tím se zkrátí jeho životnost. Hloubka vybití se v technické praxi označuje jako D.O.D. (depth of discharge) a uvádí se v procentech nominální kapacity. Pokud bude například akumulátor vybitý do hloubky 40 % (tedy v akumulátoru zůstane po vybití 60 % kapacity), tak bude mít větší životnost než v případě, kdy bude akumulátor vybitý do hloubky 80 % (v akumulátoru zůstane 20 % kapacity). Vztah mezi hloubkou vybití a životností akumulátoru je zobrazen v následující tabulce.

Tabulka 3.1 Vliv hloubky vybití na životnosti trakčního akumulátoru [15]

Hloubka vybití – D.O.D.	Životnost – počet cyklů
10 %	1 800
30 %	700
50 %	350
75 %	225
100 %	150

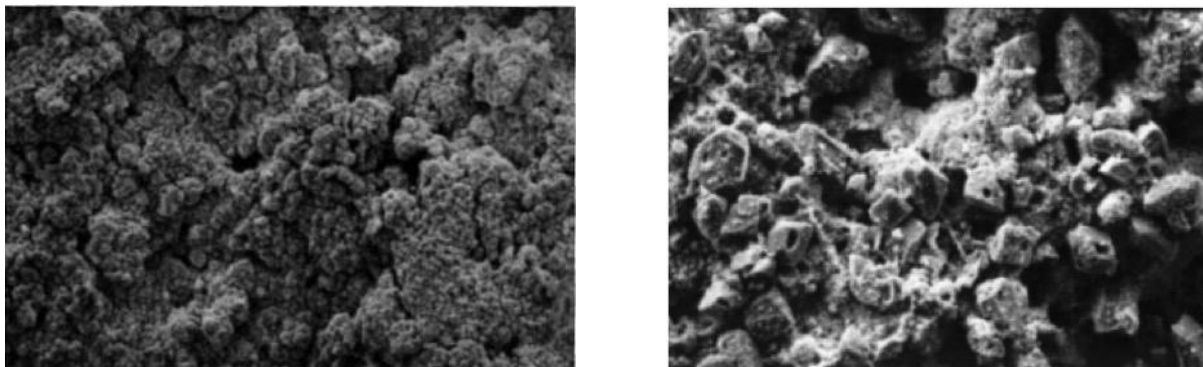
Dalším důležitým parametrem ovlivňující životnost akumulátoru je provozní teplota. Pokud bude například akumulátor provozován na horní hranici provozní teploty, tak při nabíjecím a vybíjecím cyklu bude docházet k přídavnému zahřívání akumulátoru, což může způsobit překročení provozní teploty. Jakmile je provozní teplota překročena například o 5 °C, tak začne docházet k výraznému snižování jeho životnosti.

### 3.3.1 Sulfatace

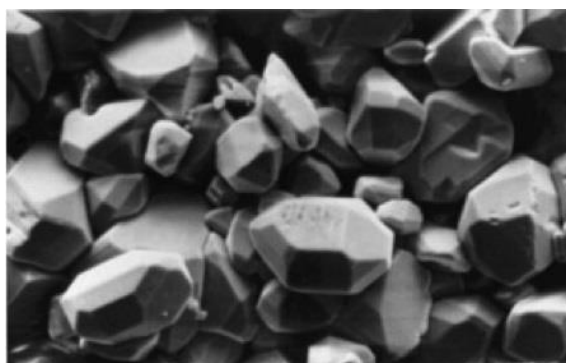
Velké množství olovených akumulátorů končí svoji životnost díky jevu nazývaný sulfatace. Jedná se o následující proces. Při vybíjení oloveného akumulátoru vzniká na obou elektrodách síran olovnatý. Pokud je akumulátor nabíjen ihned po vybití, síran olovnatý se vrátí do roztoku elektrolytu ve stejné formě, v jaké byl před zahájením vybíjení. V případě, že je akumulátor vybitý a ponechán nenabítý po delší dobu v řádu hodin až dnů, síran olovnatý na elektrodách postupně původně amorfni strukturu krystalizuje. Při následném nabíjení akumulátoru se síran v krystalickém stavu hůře konverguje na původní stav. To znamená, že při plném nabití akumulátoru se všechny síran olovnatý nevrátí zpátky do roztoku.

Síran olovnatý se v krystalickém stavu chová jako izolant, a to má za následek, že pokrytá místa elektrod síranem se nezúčastňuje pro vedení proudu, a tak se zvyšuje vnitřní odpor akumulátoru a tím klesá i využitelná kapacita.

Na následujících obrázcích je zobrazen průběh sulfatace na elektrodách akumulátoru.



*Obr. 3.2 Povrch elektrody bez sulfatace (vlevo) a začínající sulfatace (vpravo) [16]*



*Obr. 3.3 Povrch elektrody pokročilé sulfatace [16]*

### 3.3.2 Desulfatace

Sulfataci velice přispívá působení stejnosměrného nabíjecího proudu. Vytvořený sulfát je pro stejnosměrný proud izolant, ale v případě, že na akumulátor působí střídavý proud, sulfáty fungují jako dielektrikum, které se při průchodu tohoto proudu nabíjí a vybíjí. Díky tomu je možné rozdělit krystalickou strukturu síranu olovnatého, která se následně vrátí do roztoku elektrolytu v původním stavu. Tento jev je označován jako desulfatace a je plně reverzibilní k sulfataci.

Bylo zjištěno, že pulzy o určité frekvenci, tvaru a amplitudě působící po určitou dobu na elektrody akumulátoru zapůsobí tak, že rozdělí krystalický síran olovnatý. Ideální frekvence pro desulfataci akumulátoru se pohybuje kolem 1–10 kHz s amplitudou pohybující se od 1 A do 5 A.

### 3.3.3 Problémy sériového zapojení akumulátorů

Životnost bateriového systému složeného z akumulátorů zapojených do série může být také výrazně snížena díky nabíjecí nevyrovnanosti jednotlivých baterií. V takovém systému může nastat, že akumulátor s mírně vyšším vnitřním odporem může způsobit jeho nedobití do plného stavu oproti ostatním bateriím. Pokud budou rozdíly jednotlivých napětí akumulátorů velké, může dojít při nabíjecím cyklu k přebíjení více nabitých akumulátorů a nežádoucí sulfataci méně nabitých akumulátorů zapříčiněné jejich nenabitím do plného stavu.

Řešením je vyrovnávat napětí na jednotlivých sériových akumulátorech pomocí bateriového balancéru. Ten dokáže přeměňovat elektrickou energii uloženou ve více nabitých bateriích do těch méně nabitých, a tím vyrovná jejich kapacitní stavy. Bateriové balancéry existují ve dvou základních provedeních – pasivní a aktivní.

Pasivní balancéry pracují tak, že více nabité akumulátory začne vybíjet definovaným proudem až do té doby, kdy budou jednotlivá napětí na všech bateriích stejná. To sebou přináší velkou nevýhodu, že vybíjená energie je vyzářena ve formě tepla.

Aktivní balancéry tuto nevýhodu do jisté míry eliminují, a to tak, že jsou schopny převést elektrickou energii z více nabité baterie do té méně nabité. Nedochází tak k takovým tepelným ztrátám.



Obr. 3.4 Bateriový balancér [20]



### 3.4 Přehled dostupných olověných akumulátorů

V následující tabulce jsou zobrazeny vybrané typy olověných baterií z dostupné nabídky distribuční společnosti Battery Import, které jsou doporučeny pro provoz s fotovoltaickými panely. Nejčastěji se pro fotovoltaické systémy využívají VRLA baterie za účelem dosažení bezúdržbového stavu a také kvůli tomu, že baterie jsou často umístěny přímo v obytném či nevětraném prostoru.

Tabulka 3.2 Porovnání dostupných olověných baterií na jmenovité napětí 12 V [21]

Název	Typ	Kapacita [Ah]	Rozměr [mm]	Hmotnost [kg]	Cena [Kč]
SONNENSCHNEIN A512/10	gelový	10	152x98x95	4,0	1 590
SONNENSCHNEIN GF 12 022 YF	gelový	24	167x176x126	9,6	2 359
VARTA 12 V, 75 Ah, LFS75	gelový	75	260x175x225	17,0	2 048
Banner DC1275	údržbový	150	329x181x279	37,5	6 750
SONNENSCHNEIN GF 12 160 V	gelový	196	518x274x238	62,5	13 090
Dry Bull DB 220	gelový	220	527x279x254	71,2	26 358

### 3.5 Nabíjecí charakteristiky olověných akumulátorů

Hodnota napětí naprázdno pro olověný akumulátor s nominálním napětím 12 V odpovídá stavu jeho nabití podle následující tabulky.

Tabulka 3.3 Závislost napětí naprázdno a stavu nabití olověných akumulátorů [17]

Napětí naprázdno [V]	Stav nabití [%]
12,8–12,9	100
12,5–12,6	75
12,2–12,3	50
12,0–12,1	25
<11,8	0

Při nabíjení olověných akumulátorů se musí dodržet dvě základní podmínky. První z nich je, že akumulátor nesmí být nabíjen napětím větším, než je hodnota plynovacího napětí, který se pohybuje u olověných akumulátorů kolem 14,4 V. Například při dobíjecím napětí o hodnotě vyšší o 0,5 V (tedy napětí 14,9 V) zkracuje životnost akumulátoru o třetinu. Vliv nabíjecího napětí je zobrazen v následující tabulce. Druhou podmínkou je, že nabitý akumulátor dále není přebíjen.

Tabulka 3.4 Vlastnosti nabíjecích napětí pro 12 V trakční akumulátor [18]

	13,8–14,1 V	14,4–14,7 V
Výhody	dlouhá životnost akumulátoru, akumulátor se při nabíjení nezahřívá	menší sulfatace akumulátoru, větší dobití akumulátoru
Nevýhody	delší čas potřebný pro nabití, razantnější průběh sulfatace	podléhá korozi a plynování, akumulátor se více zahřívá, může dojít k přebíjení



### 3.5.1 Nabíjení konstantním napětím (CV)

Akumulátor je v tomto režimu nabíjen konstantním napětím (CV, constant voltage), které má hodnotu o pár desetín voltů nižší, než je hodnota plynovacího napětí. V případě olověných akumulátorů se nabíjecí napětí volí kolem 13,8 – 14,7 V podle požadavků v Tabulka 3.4. Nabíjení začíná velkým proudovým rázem, který závisí na hloubce vybití akumulátoru. Nabíjecí proud je konstrukčně omezen na 0,5 až 1 x násobek jmenovité kapacity akumulátoru. Při postupném nabíjení se zvyšuje napětí akumulátoru a zároveň se snižuje nabíjecí proud. Finální dobíjecí proud dosahuje hodnoty 0,2 % násobku jmenovité kapacity akumulátoru.

Velkou výhodou této metody nabíjení je její rychlost. Tím, že akumulátor je z počátku nabíjen velkým proudem, dochází k rychlému nabití baterie. Velký nabíjecí proud sebou přináší i nevýhodu v nutnosti hlídat teplotu elektrolytu akumulátoru, který se při velkém nabíjecím proudu hodně zahřívá. Na akumulátoru musí být připojeno měření teploty a neměla by být překročena provozní teplota akumulátoru.

### 3.5.2 Nabíjení konstantním proudem (CC)

V tomto režimu je akumulátor dobíjen konstantním proudem (CC, constant current), který se nastavuje na hodnotu jedné desetiny kapacity akumulátoru. Tímto proudem je dobíjen po celou dobu nabíjení až do dosažení plné kapacity.

Druhou variantou je použití dvoustupňového proudového nabíjení, kde v první části je baterie dobíjena proudem o velikosti 12 % násobku jmenovité kapacity akumulátoru. Po dosažení plynovacího napětí se nabíjecí proud sníží na 6 % násobku jmenovité kapacity akumulátoru a tím je dobíjen do plné kapacity.

U tohoto nabíjecího režimu neexistuje efekt rychlého nabíjení. Výhodou je však snadný výpočet dodaného náboje.

### 3.5.3 Nabíjení charakteristikou IU (CCCV)

Tento nabíjecí režim v sobě spojuje oba předchozí režimy (CCCV, constant current and constant voltage). Akumulátor je zpočátku nabíjen konstantním proudem a po dosažení plynovacího napětí dojde ke změně na nabíjení konstantním napětím.

Výhodou této metody je minimalizace přehřátí akumulátoru, tedy není úplně nutné využít teplotní senzor pro měření teploty elektrolytu akumulátoru. U této metody také nemůže dojít k přebití baterie, to je ochráněno pomocí nabíjením konstantním napětím.

Současně se jedná o jeden z nejpoužívanějších způsobů nabíjení akumulátorů, protože s ním lze dosáhnout více optimalizovaného nabíjení akumulátorů s ohledem na prodloužení jeho životnosti. Toto optimalizované nabíjení se skládá ze tří částí.

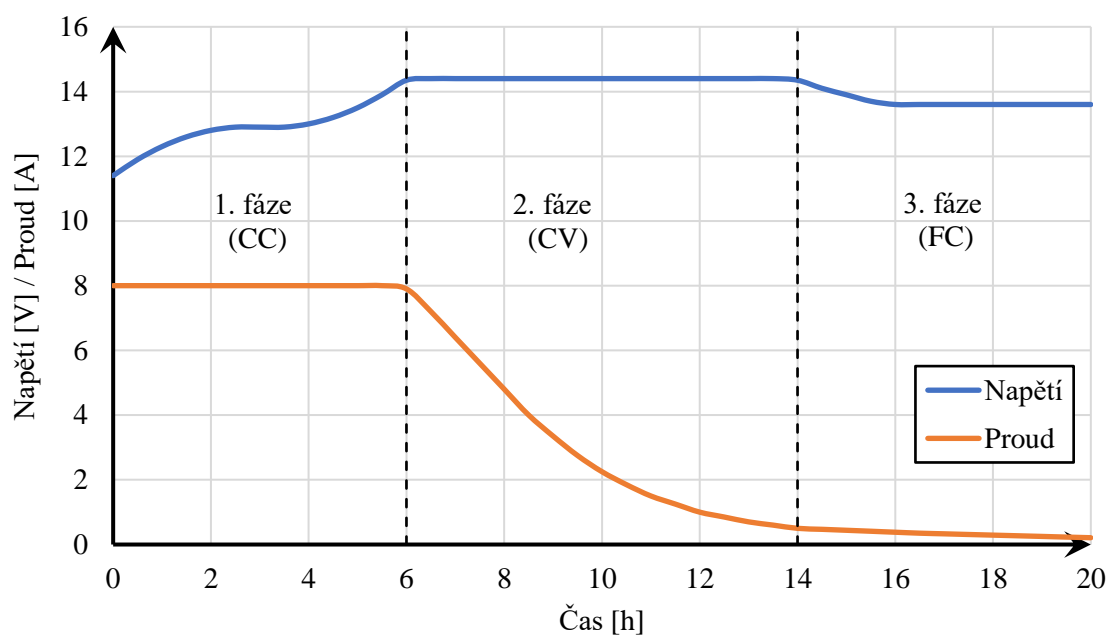
**První fáze** – prvním krokem v této nabíjecí charakteristice je nabíjet akumulátor konstantním proudem (CC, constant current phase), který se volí většinou jako 10–15 % nominální kapacity akumulátoru. Pokud bude například nabíjen akumulátor s kapacitou 75 Ah, nabíjecí proud by se měl pohybovat kolem hodnoty 7,5–11 A. Vyšší proud způsobí větší zahřátí akumulátoru a s využitím menšího proudu bude nabíjení trvat delší čas. Současně také platí, že nabíjení konstantním proudem nabije vybitý akumulátor přibližně na 70 % jeho kapacity. První

fáze nabíjecí charakteristiky končí ve chvíli, kdy je dosaženo konstantního nabíjecího napětí v rozsahu 13,8–14,7 V. Volba tohoto napětí závisí na vlastnostech daného nabíjecího napětí (Tabulka 3.4) a také na okolní teplotě.

**Druhá fáze** – Během této fáze je akumulátor dobíjen konstantním napětím (CV, constant voltage) tak dlouho, dokud nabíjecí proud neklesne pod hodnotu 2–5 % nominální kapacity akumulátoru. V tuto chvíli je akumulátor považován za nabitý. Akumulátor ovšem stále odebírá proud, který se blíží hodnotě jeho svodového proudu.

**Třetí fáze** – V této závěrečné fázi (FC, floating charge) je napětí akumulátoru sníženo na hodnotu v rozsahu 13,5–13,8 V, aby se předešlo jeho přebití a tím i plynování. Současně má tato fáze účel ještě minimálně dobít akumulátor a udržet jej nabitý [18].

Popsaná nabíjecí charakteristika je zobrazena na následujícím obrázku.



Obr. 3.5 Nabíjecí charakteristika CCCV [18]

## 4 FOTOVOLTAICKÉ REGULÁTORY

V předchozích kapitolách byly popsány fotovoltaické panely a typy akumulátoru. K tomu, aby mohla být energie z fotovoltaických panelů uložena do akumulátoru je za potřeby použít další elektronický prvek, a to fotovoltaický regulátor. Jeho úkolem je využít veškerou elektrickou energii z FV panelů. Fotovoltaický regulátor tedy řídí nabíjení akumulátoru a chrání ho před nadměrným nabitím a před hlubokým vybitím. Regulátor navíc obsahuje mnoho bezpečnostních a dalších nepostradatelných funkcí.

Takový regulátor se vyznačuje svým maximálním napětím na vstupu, pracovním napětím a maximálním výstupním proudem. Některé typy regulátorů obsahují i externí displej, na kterém uživateli zobrazují aktuální data o stavu baterie, rychlosti nabíjení a aktuální využívané energii z fotovoltaických panelů [19].

### 4.1 Technologie PWM

Jedná se o jednodušší technologii, která funguje tak, že vstupní napětí z fotovoltaického panelu ořízne na pracovní napětí, které se rovná plynovacímu napětí dobíjeného akumulátoru. To v praxi znamená, že čím větší je rozdíl napětí mezi vstupem z fotovoltaického panelu a pracovním napětím, tím se snižuje efektivita celého systému. Z tohoto důvodu je doporučeno použít fotovoltaický panel nebo jejich sériové zapojení s hodnotou napětí naprázdno  $V_{OC}$  jen o pár Voltů větší, než je pracovní napětí samotného regulátoru. Pro fotovoltaický regulátor s pracovním napětím o hodnotě 12 V se používá FV panel, který má napětí  $V_{OC}$  o hodnotě kolem 18 V (tento panel je často složen z 30 nebo 36 fotovoltaických článků) a pro regulátor s pracovním napětím 24 V se používá FV panel, s hodnotou napětí  $V_{OC}$  kolem 36 V (tento panel je většinou složen z 60 nebo 72 sériově zapojených fotovoltaických článků).

Výhodou tohoto řešení je nízká cena, vysoká dostupnost a nízký provozní proudový odběr. Nevýhodou je pak zmíněná nízká efektivita systému [19].

### 4.2 Technologie MPPT

Tato technologie si zakládá na využití maximálního aktuálně dostupného výkonu z fotovoltaických panelů. Využívá metodu MPPT (maximum power point tracking), která optimalizuje výstupní napětí a proud z fotovoltaického panelu tak, aby celkový výkon byl co nejvyšší. Tím je dosaženo co nejvyšší efektivity regulátoru bez ohledu na to, jestli je příznivé nebo nepříznivé počasí. V každé situaci získá tolik energie z FV panelů, kolik jen jde. Díky této funkcionalitě můžou být panely na vstupu zapojovány do série bez ztráty efektivity regulátoru.

Velkou výhodou technologie MPPT oproti PWM je nárůst efektivity, která dosahuje 95 % až 98 %. Nevýhodou je pak vyšší cena oproti technologii PWM [19].

### 4.3 Přehled dostupných fotovoltaických regulátorů

V následujících tabulkách jsou uvedeny dostupné fotovoltaické regulátory distribuční společnosti Neosolar. Za povšimnutí stojí, že fotovoltaické regulátory technologie PWM se vyrábějí do menších výkonových provedení. Maximální výstupní proud těchto regulátorů, který

je 30 A, ve spojení s nízkým napětím fotovoltaických panelů způsobí maximální vstupní výkon o hodnotě 900 Wp.

U regulátorů technologie MPPT je situace jiná. Tím, že vstupní napětí fotovoltaických panelů může být výrazně vyšší než pracovní napětí regulátoru, může být převeden větší vstupní výkon panelů. Současně s tím je zapotřebí naddimenzovat výstupní proud regulátorů, aby mohl být tento výkon využit. Fotovoltaické regulátory se vyrábějí ve větší škále a na výrazně větší vstupní napětí a výstupní proudy. Současně s tím roste i cena jednotlivých regulátorů.

*Tabulka 4.1 Přehled PWM fotovoltaických regulátorů*

Název	Napětí FV [V]	Vstupní FV [Wp]	Provozní napětí [V]	Max výstupní proud [A]	Cena [kč]
Victron Energy 5A	18 / 36	80 / 150	12 / 24	5	669
Victron Energy 10A	18 / 36	150 / 300	12 / 24	10	803
Victron Energy 20A	18 / 36	300 / 600	12 / 24	20	1 070
Victron Energy 30A	18 / 36	450 / 900	12 / 24	30	1 471

*Tabulka 4.2 Přehled MPPT fotovoltaických regulátorů*

Název	Napětí FV [V]	Výkon FV [Wp]	Provozní napětí [V]	Max výstupní proud [A]	Cena [kč]
Victron Energy 75/10	75	145 / 290	12 / 24	10	2 167
Victron Energy 100/20	100	290 / 580	12 / 24	20	4 279
Victron Energy 100/30	100	440 / 880	12 / 24	30	6 151
Victron Energy 100/50	100	700 / 1400	12 / 24	50	8 023
Victron Energy 150/100-Tr	150	1450 / 2900 / 5800	12 / 24 / 48	100	21 393
Victron Energy 250/100-Tr	250	1450 / 2900 / 5800	12 / 24 / 48	100	25 404

## 4.4 Regulační metody pro MPPT

Existuje velké množství metod, které umožňují dosáhnout maximálního výkonového bodu fotovoltaického panelu. Některé pracují s měřením napětí a proudu, jiné s měřením intenzity světelného záření a teploty. Jednotlivé metody mají také jinou odezvu na náhlou změnu intenzity slunečního záření.

### 4.4.1 Metoda konstantního napětí

Jedná se o základní a jednoduchou metodu pro dosažení MPP, která je založena na znalosti hodnoty napětí  $U_{MPP}$  z voltampérové a výkonové charakteristiky konkrétního panelu. Tato metoda vychází z malé změny hodnoty napětí  $U_{MPP}$  v závislosti na změně intenzity slunečního záření a změně teploty. Regulace probíhá tím způsobem, že na FV panelu je udržováno napětí na hodnotu  $U_{MPP}$ .

Tato metoda má výhodu ve své jednoduchosti a je rychle naprogramovatelná. Její nevýhoda je v pevném nastavení napětí  $U_{MPP}$ . Pokud by došlo k výměně FV panelu za jiný typ, musí se do programu vložit nová hodnota napětí  $U_{MPP}$ .

#### 4.4.2 Podílová metoda napětí naprázdno

Základ této metody tvoří předpoklad, že platí vztah  $U_{MPP} \approx k \cdot U_{OC}$ , kde  $k$  je proporcionální konstanta a určí se z charakteristiky FV panelu. Obvykle nabývá hodnoty přibližně 0,7 až 0,8. Regulace pak probíhá v cyklech, kde na začátku cyklu je regulace pozastavena tak, aby FV panel nebyl vůbec zatížen proudovým odběrem. Následně se změří napětí naprázdno  $U_{OC}$  a dopočítá se hodnota napětí  $U_{MPP}$ , která je pak po spuštění regulační smyčky po určitou dobu udržována na FV panelu. Délka regulačního cyklu se může pohybovat od 10 sekund po několik minut.

Výhodou této metody je snadná implementace, avšak její nevýhodou je dlouhá odezva na náhlou změnu intenzity slunečního záření. Odezva je tak dlouhá, jak dlouhý je regulační cyklus. Další nevýhodou je, že během měření napětí naprázdno  $U_{OC}$  fotovoltaického panelu je získávání energie pozastaveno a tím je snižována celková efektivita metody.

#### 4.4.3 Podílová metoda proudu nakrátko

Tato metoda je obdobou předchozí podílové metody napětí naprázdno. V tomto případě se vychází ze vztahu  $I_{MPP} \approx k \cdot I_{SC}$ , kde  $k$  opět představuje proporcionální konstantu, která v tomto případě nabývá hodnoty přibližně 0,8 až 0,9. Regulace probíhá stejným způsobem jako předchozí metoda.

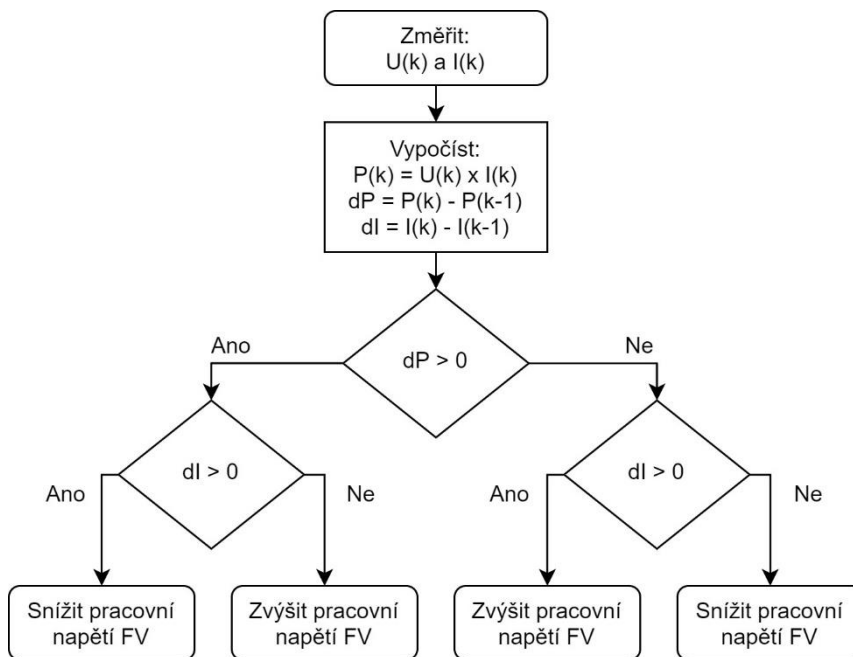
#### 4.4.4 Měření intenzity záření a teploty

Základ této metody vychází ze znalosti napětí  $U_{MPP}$  a proudu  $I_{MPP}$  v bodě MPP za konkrétních podmínek. První podmínkou je intenzita slunečního záření s hodnotou  $1000 \text{ W/m}^2$  a druhou podmínkou je teplota okolního prostředí s hodnotou  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Následně jsou pro daný FV panel známy hodnoty teplotních koeficientů pro  $U_{OC}$  a  $I_{SC}$ . V případě změny intenzity slunečního záření se poměrně sníží i hodnota  $I_{SC}$ . Spojením těchto informací je možné se dopočítat k aktuální poloze maximálního výkonového bodu FV panelu.

Výhodou této metody je rychlá odezva regulace, avšak nevýhodou je, že k FV panelu musí být přidán senzor jasů a teploty. Druhou nevýhodou je opět závislost na konkrétním panelu, v případě připojení nového se parametry v programu musí změnit.

#### 4.4.5 Perturb & Observe

Tato metoda v překladi znamená vychyl a vyhodnot. Řídicí algoritmus periodicky vychyluje pracovní napětí panelu známým směrem (napětí je sníženo nebo zvýšeno). Následně je vyhodnocena derivace výkonu podle napětí a podle toho se určí směr následujícího vychýlení. Pokud je tato derivace kladná, tak směr vychýlení je správný a bude se v něm pokračovat. V opačném případě, tedy pokud je derivace záporná, je směr vychýlení nesprávný a následující vychýlení bude opačným směrem. Průběh algoritmu Perturb & Observe je zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 4.1 Algoritmus Perturb & Observe

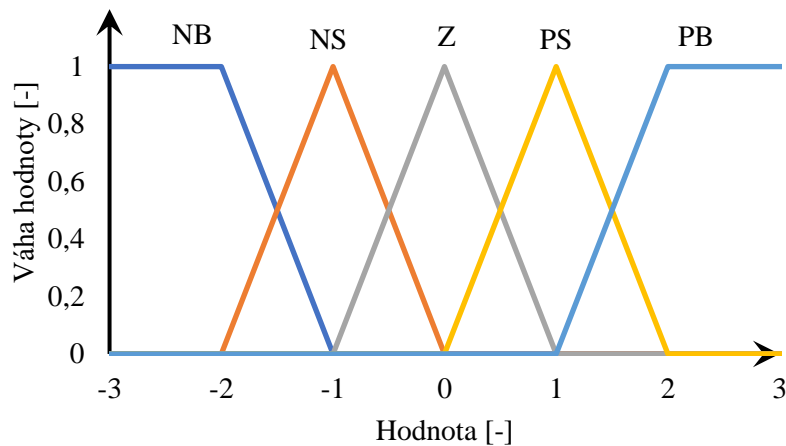
Výhoda této metody je v nezávislosti na konkrétním FV panelu. Jedná se tedy o univerzálnější metodu, než které byly uvedeny dříve. Nevýhodou této metody je špatná náchylnost na náhlou změnu intenzity slunečního záření, protože může dojít k vychýlení ve špatném směru. Další nevýhodou této metody je neustálé vychylování pracovního bodu konstantním krokem i v případě, že již bylo dosaženo maximálního výkonového bodu. To zapříčiní neustálou oscilaci kolem pracovního bodu a dojde tím ke snížení efektivity metody. Tyto oscilace jdou zmírnit tak, že se pracovní napětí FV panelu bude snižovat nebo zvyšovat s menším krokem. Výhodou budou menší oscilace, ale nevýhodou bude delší potřebný čas pro nalezení maximálního výkonového bodu FV panelu. To může být komplikace v případě, kdy se různě mění oblačnost a tím se mění i poloha maximálního výkonového bodu.

#### 4.4.6 Perturb and observe rozšířená o fuzzy logiku

Zmíněné nevýhody metody perturb and observe mohou být odstraněny pomocí fuzzy logiky. Základem této metody je rozdělení funkce derivace výkonu podle napětí a funkce derivace proudu podle napětí na jednotlivé intervaly, které mezi sebou mají plynulé přechody. V případě, že derivace výkonu podle napětí je velká, to naznačuje, že aktuální pracovní bod je daleko od bodu MPP. Následující vychýlení by mělo být větší, aby se zkrátil čas dosažení k bodu MPP. V druhém případě, kdy je derivace výkonu podle napětí malá, se dá očekávat, že jsme blízko bodu MPP, a proto vychýlení bude menší než v předchozím případě. Po dosažení bodu MPP tak nebude docházet k tak velkému vychýlení a oscilace kolem bodu MPP budou minimální.

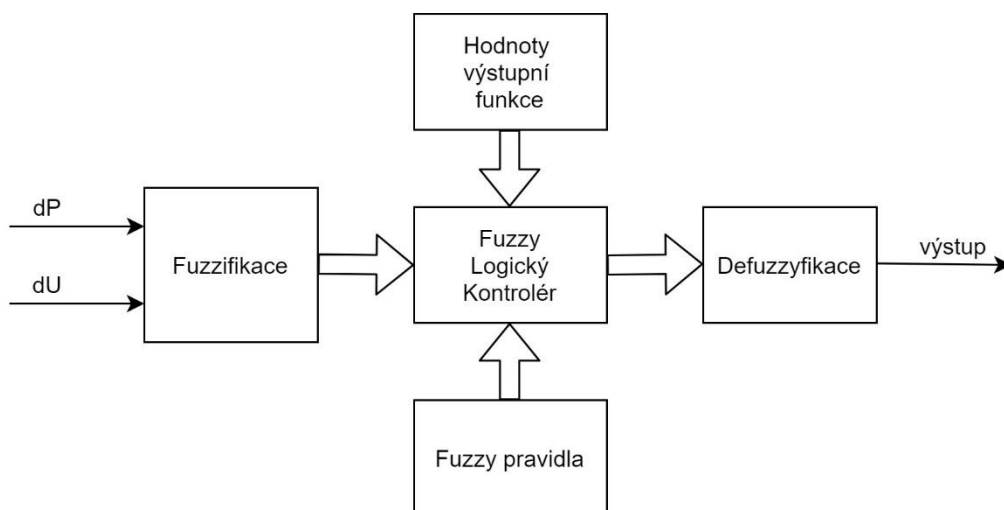
Fuzzy logika se na rozdíl od Booleovy algebry vyznačuje více než dvěma definovanými stavy a také definuje jednotlivé přechody mezi nimi. V případě sklenice, Booleova algebra definuje dva stavy – prázdná a plná sklenice. Pokud v této sklenici ovšem bude 30 % vody, z pohledu Booleovy algebry se jedná o prázdnou sklenici (za předpokladu, že rozhodovací úroveň je 50 %). Pokud jsou stejně definované stavy (prázdná a plná sklenice) interpretovány

ve fuzzy logice, je možné konstatovat, že sklenice je ze 30 % plná a také, že sklenice je ze 70 % prázdná. Pokud je počet stavů (neboli fuzzy hodnot) rozšířen například na pět, může být získáno rozdělení zobrazené na následujícím obrázku. Jednotlivé fuzzy hodnoty jsou pojmenovány jako NB (negative big, záporný velký), NS (negative small, záporný malý), Z (zero, nulový), PS (positive small, kladný malý) a PB (positive big, pozitivní velký). Každá hodnota má v rámci těchto fuzzy hodnot určité váhové zastoupení, které je definováno od hodnoty nula až do jedné (může být uvažováno i jako procentuální zastoupení).



Obr. 4.2 Příklad fuzzyfikace vstupní proměnné na pět fuzzy hodnot

Blokové schéma fuzzy systému je zobrazeno na Obr. 4.3. Tento systém se skládá z pěti základních částí. První fází je fuzzyfikace, tedy přepočítání vstupní hodnoty každého vstupu na váhové hodnoty jednotlivých fuzzy hodnot. Pro jednotlivé fuzzy hodnoty pak existují pravidla, která určují chování celého systému. Počet pravidel je většinou dán součinem jednotlivých množství fuzzy hodnot pro jednotlivé proměnné. Výsledek fuzzy pravidel je váhově zprůměrován a následně pomocí převodní funkce je defuzzyfikován na výstup, který reguluje pracovní napětí fotovoltaického panelu [22].

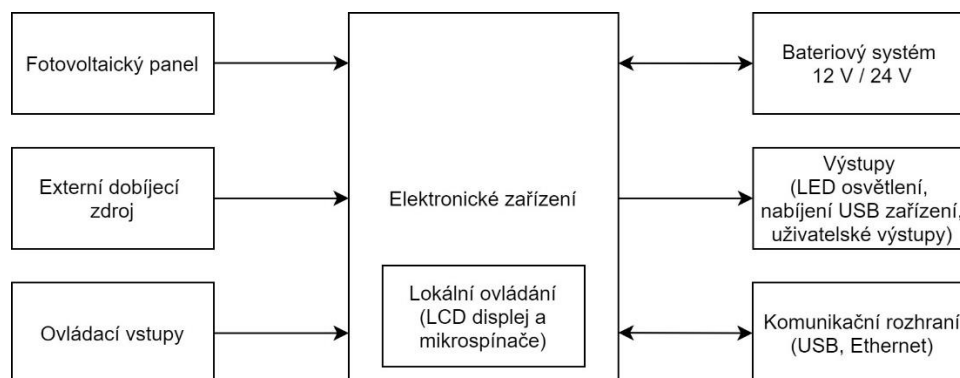


Obr. 4.3 Blokové schéma fuzzy systému pro MPPT

## 5 NÁVRH A REALIZACE HARDWARE

Cílem práce byl návrh elektronického zařízení, které disponuje primárně funkcí získávání elektrické energie z fotovoltaického panelu, její ukládání do bateriového systému a následnou řízenou distribuci do okolních elektronických zařízení. Koncepční návrh byl založen na konkrétním využití elektronického zařízení v oblasti ostrovních systémů s přímým uplatněním v obytných dodávkách. V souladu s tímto uplatněním jsou definovány i sekundární funkce zařízení. Mezi ty je řazena inteligentní distribuce napájení, kterou je zamýšleno kromě pouhého spínání napájení na výstup i jeho modulace pomocí PWM pro řízení například intenzity jasu připojeného LED osvětlení. Dalším požadavkem je i možnost nabití mobilního telefonu nebo jiného zařízení pomocí rozhraní USB. Řízení těchto výstupů je uživateli umožněno pomocí vstupních spínačů připojených k elektronice a jejich funkce je plně uživatelsky nastavitelná. Toto nastavení lze provést pomocí mikrospínačů a ovládacího menu zobrazeného na displeji, nebo v ovládacím software komunikujícím s elektrozařízením pomocí rozhraní USB. Další sekundární funkcí je možnost nabít celý systém i jinou variantou než pomocí fotovoltaického panelu. Například pokud obytná dodávka vybavená touto technologií zastaví přes noc v kempu, uživatel by měl mít možnost dobít bateriový systém i pomocí externí nabíječky.

Koncepční schéma sumarizující propojení elektronického zařízení a okolních systémů je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.1 Koncepční schéma zapojení systému s navrženou elektronikou

### 5.1 Definice mezních parametrů pro převod elektrické energie

Zdrojem elektrické energie pro dobíjení a chod elektronického systému je jeden fotovoltaický panel o špičkovém výkonu 280 Wp. Tento panel má maximální hodnotu napětí na výstupu rovnou hodnotě napětí naprázdno  $U_{OC}$ , a tedy hodnotě 38,7 V. Pokud je ovšem fotovoltaický panel vystaven nižší teplotě, tak se hodnota napětí  $U_{OC}$  zvyšuje. Snížení teploty o 25 °C (jedná se tedy o provozní teplotu 0 °C) zapříčiní zvýšení napětí naprázdno  $U_{OC}$  o 8 % na hodnotu 41,8 V. Vstupní napětí regulátoru je z tohoto důvodu zvoleno s rezervou na hodnotu 50 V. Pro vstupní proud to platí obdobně. Vstupní proud je dán hodnotou proudu nakrátko, která je pro zvolený fotovoltaický panel 9,34 A. Tato hodnota se zvyšuje s rostoucí teplotou. Při zvýšení teploty o 25 °C (pracovní teplota je tedy 50 °C) dojde k zvýšení hodnoty proudu nakrátko  $I_{SC}$  o 1,3 % na hodnotu 9,46 A. Maximální hodnota ustáleného vstupního proudu je tedy definována na 10 A.



Získaná elektrická energie je převedena pomocí výkonového měniče na napětí bateriového systému, který se skládá z kombinace trakčních akumulátorů s nominální hodnotou 12 V a kapacitou 75 Ah. U bateriového systému je předpokládáno využití celkového napětí 12 V nebo 24 V, které je fixně zvoleno při osazení desky plošného spoje součástkami. V první variantě, při které je napětí bateriového systému rovno 12 V se jedná o jeden nebo více paralelně zapojených akumulátorů a ve druhé variantě, při které je napětí bateriového systému rovno 24 V se jedná o dva sériově zapojené akumulátory. Z pohledu maximálního výstupního napětí výkonového měniče musí být zajištěno, aby bylo na výstupu dostatečné napětí pro nabití obou variant bateriových systémů. Maximální přípustné napětí pro nabití trakčního akumulátoru je 14,7 V, při sériovém zapojení dvou akumulátorů se jedná o hodnotu 29,4 V. Maximální výstupní napětí výkonového měniče nesmí překročit tuto hodnotu. S ohledem na výstupní proud výkonového měniče je více náročná varianta 12 V bateriového systému. Pokud bude tento bateriový systém nabíjen napětím s hodnotou 14 V, tak při maximálním výkonu fotovoltaického panelu je ustálený výstupní proud výkonového měniče roven hodnotě 20 A.

Hodnota výstupního proudu bude reálně o přibližně 5–10 % menší z důvodu výkonových ztrát během převodu elektrické energie. Jedná se o ztráty způsobené sériově zapojenými rezistory pro měření vstupního a výstupního proudu, u spínacích tranzistorů jsou ztráty způsobeny jejich nenulovým přechodovým odporem a také se zde nepříznivě projeví spínací ztráty. Předpokládaná efektivita výkonového měniče by měla být větší než 90 %.

Výše zmíněné mezní parametry jsou zobrazeny v následující tabulce.

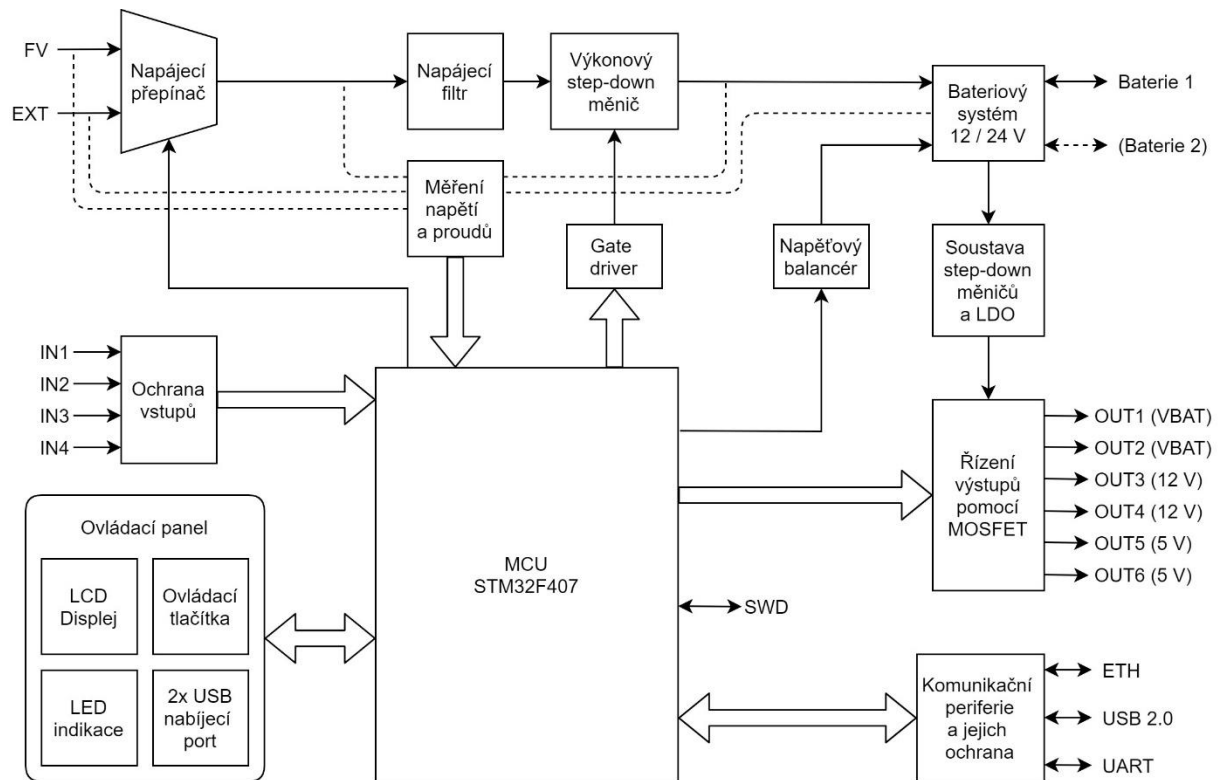
*Tabulka 5.1 Souhrnné mezní parametry pro převod elektrické energie*

Parametr	Popis parametru	Hodnota
$V_{INMAX}$	maximální vstupní napětí	50 V
$I_{INMAX}$	maximální vstupní proud	10 A
$V_{OUTMAX}$	maximální výstupní napětí výkonového měniče	29,4 V
$I_{OUTMAX}$	maximální výstupní proud výkonového měniče	20 A
$\mu$	efektivita převodu elektrické energie	90 %

## 5.2 Funkční blokové schéma

Navržené elektronické zařízení se skládá z dílčích částí, které jsou zobrazeny na následujícím obrázku. V první části je realizován výběr napájecího vstupu pomocí napájecího přepínače. Zvolené napájecí napětí je přes napájecí filtr připojeno na vstup výkonového měniče typu step-down. Řízení tohoto měniče je zajištěno pomocí PWM signálů z mikrokontroléru, které pomocí gate driverů řídí spínací tranzistory výkonového měniče. Řízení převodu elektrické energie je regulováno na základě měření vstupních a výstupních napětí a proudů uvedených na následujícím obrázku. Převedená energie je ukládána do bateriového systému, který se skládá z jedné nebo dvou paralelně zapojených akumulátorů nabývajících nominální hodnotu napětí 12 V, nebo se skládají ze dvou sériově zapojených akumulátorů nabývajících nominální hodnotu napětí 24 V. Volba nominálního napětí bateriového systému se nastavuje při osazení desky plošného spoje. V případě bateriového systému s nominálním napětím 24 V je

k dispozici napěťový balancér, který zajišťuje stejné napětí na obou sériově zapojených akumulátorech, aby se předešlo jejich postupnému zkrácení životnosti.



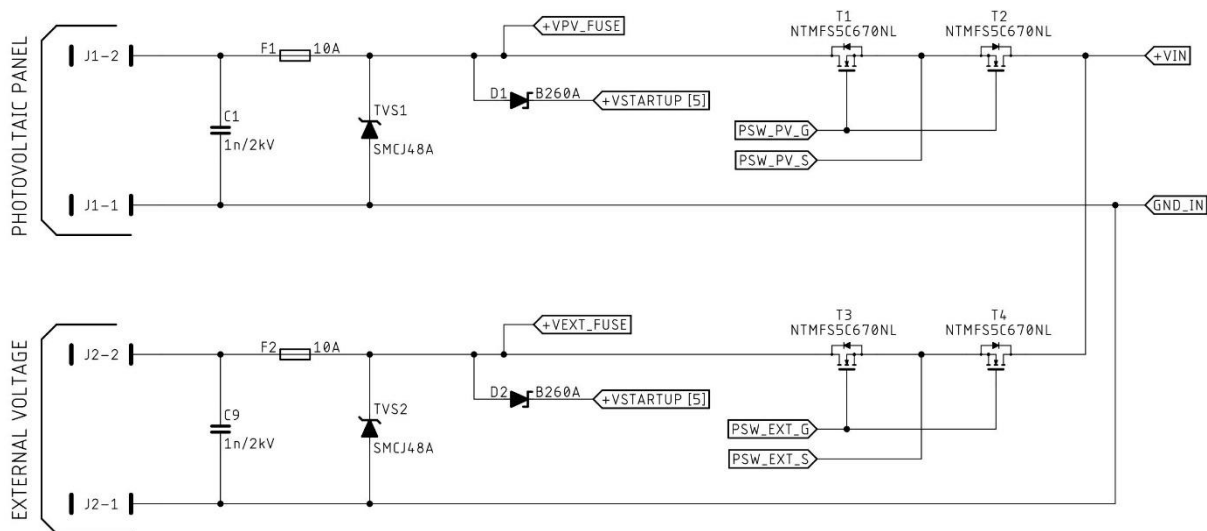
Obr. 5.2 Funkční blokové schéma hardware

Další součástí systémů jsou ovládací vstupy, které mohou být využity pro připojení mikrosplínačů a tlačítek, nebo tyto vstupy mohou být řízeny napěťovou úrovní až do hodnoty 24 V. Ovládací vstupy obsahují ochranu ESD, přepětí, nadproudu a přepólování. Další součástí ochrany vstupů je i frekvenční filtr proti zákmitům napětí. Získané signály z těchto vstupů jsou pomocí mikrokontroléru zpracovávány a přímo ovládají napěťové výstupy spínané pomocí MOSFET. Zmíněné výstupy jsou připojeny na napětí 5 V, 12 V a 24 V, které jsou získány pomocí výkonově slabších step-down měničů. Výstupní napětí 24 V je k dispozici pouze pro případ 24 V bateriového systému.

Elektronické zařízení obsahuje zobrazovací LCD displej a ovládací mikrosplínače, díky kterým je možné navolit funkce, které budou zmíněny v další kapitole. Na ovládacím panelu se nachází i dva USB nabíjecí porty pro účely nabíjení USB zařízení a také se zde nachází LED určené pro indikaci provozních stavů. Součástí zařízení je k dispozici komunikační periferie USB, pomocí které lze zařízení konfigurovat. Další komunikační periferií je Ethernet, se kterým je plánováno budoucí připojení elektronického zařízení do internetu. Zařízení obsahuje i periferii UART, která je určena pro účely testování a ladění firmware.

### 5.3 Napájecí přepínač

Navržené elektronické zařízení obsahuje dva napájecí vstupy a tím je vstup pro fotovoltaický panel a externí dobíjecí vstup. Smyslem napájecího přepínače je propojit zvolený napájecí vstup s další částí elektronického obvodu. Schéma napájecího přepínače je zobrazeno na následujícím obrázku.



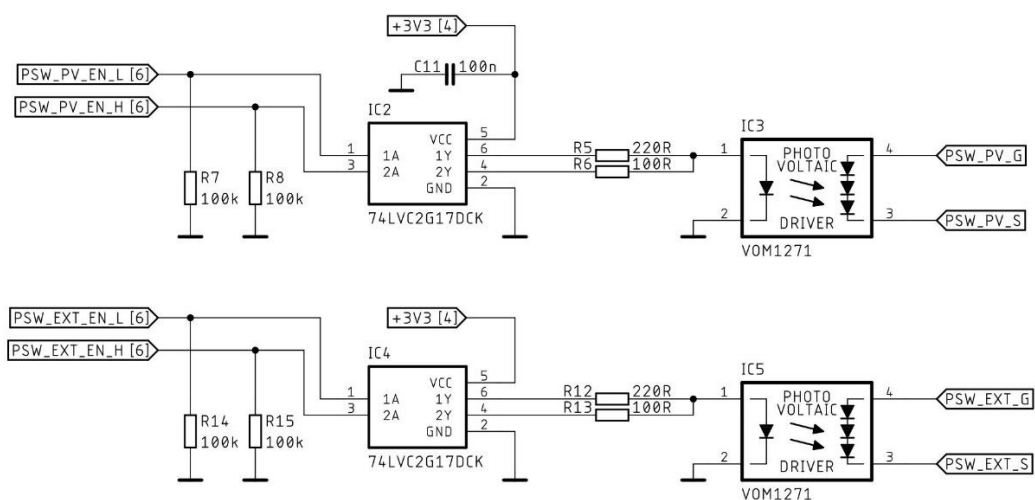
Obr. 5.3 Schéma napájecího přepínače

Oba napájecí vstupy obsahují na svém vstupu ochranu proti elektrostatickému přepětí realizovanou pomocí vstupních kondenzátorů (C1, C9) s hodnotou 1 nF a transily (TVS1, TVS2) s provozním napětím do hodnoty 48 V. Vstupní kondenzátory se chovají jako zkrat pro frekvence blízké frekvenci elektrostatického pulsu. Transily se otevírají při vstupním napětí větším než 53–56 V a způsobí průchod proudu do země. Tímto mechanismem jsou ochráněny následující obvody od elektrostatického pulsu.

Další ochranou je ochrana proti nadproudu realizována pomocí tavných pojistek (F1, F2) s nominální hodnotou 10 A. Současně kombinace pojistek a výše zmíněných transilů tvoří ochranu proti přepólování vstupního napětí. Pokud je vstupní napětí přepólováno, PN přechod transilu je polarizován v propustném směru a transil začne vést elektrický proud skrze tavnou pojistku zpátky do zdroje napětí. Při napětí zdroje jen pár záporných Voltů dochází k průchodu velkého elektrického proudu v řádu jednotek až desítek Ampérů (v závislosti na maximálním elektrickém proudu napěťového zdroje), který propálí tavnou pojistku. Tento mechanismus je tedy v tomto případě nevratný. Stejným způsobem je realizována ochrana proti kladnému konstantnímu přepětí. Tentokrát je PN přechod transilu polarizován v závěrném režimu a k otevření transilu dochází v hodnotách napětí 53–56 V.

Samotné připojení zvoleného vstupního napětí na výstup je realizováno pomocí unipolárních tranzistorů typu N s indukovaným kanálem. Tento typ tranzistoru byl zvolen z důvodu nízké pořizovací ceny a současně výhodných parametrů, kterými jsou nízký přechodový odpor (6 mΩ) v otevřeném stavu, vysoký konstantní proud (71 A) a nízká vstupní kapacita hradla (1,4 nF) [23]. V případě unipolárních tranzistorů typu P s indukovaným kanálem dochází k výraznému nárůstu pořizovací ceny při zachování stejných parametrů.

Unipolární tranzistory jsou zapojeny po dvou a vždy v opačném směru vůči sobě. Důvodem je zamezení průchodu elektrického proudu z obou směrů. Unipolární tranzistory jsou spojeny elektrodami source a také jsou spojeny jejich řídicí elektrody gate. To způsobí, že oba tranzistory jsou ovládány současně a společným řídicím napětím  $U_{GS}$ . Elektronický obvod umožňující ovládání jednotlivých párů tranzistorů je zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 5.4 Schéma řízení napájecího přepínače

Využití unipolárních tranzistorů typu N v kladné napájecí větvi s sebou přináší komplikaci ve formě ovládání tranzistoru. Aby mohl být tranzistor otevřen, musí mít na řídicí elektrodě gate vyšší napětí než na elektrodě source. Elektroda source je ovšem připojená na nejvyšší napětí v celém elektronickém zařízení, a proto je zapotřebí vytvořit lokální napěťový zdroj. První variantou, jak takový zdroj vytvořit je využít princip napěťové pumpy. Druhou variantou je použít galvanický izolovaný zdroj napětí.

Na řízení tranzistorů je využit fotovoltaiický driver VOM1271, který se skládá z LED diody a malého galvanicky odděleného fotovoltaiického článku v jednom integrovaném obvodu. Průchod proudu LED vytvoří světelnou energii, která na izolovaném fotovoltaiickém článku vygeneruje napětí. Vztah mezi vstupním proudem LED a výstupními hodnoty fotovoltaiického driveru je zobrazen v následující tabulce [24].

Tabulka 5.2 Vliv vstupního proudu fotovoltaiického driveru na jeho výstupní parametry [24]

$I_F$ [mA]	$U_{oc}$ [V]	$I_{sc}$ [ $\mu$ A]
10	8,4	15,0
20	8,7	30
30	8,9	47

Z pohledu spínací charakteristiky zde nastává prodleva mezi vstupem a výstupem. Pokud je definován výchozí stav jako nulový budící proud vstupem fotovoltaiického driveru a nulové napětí a proud na jeho výstupu, pak platí následující. Při vytvoření napěťového skoku na vstupu fotovoltaiického driveru dojde k vygenerování elektrického proudu na jeho výstupu. V tuto chvíli je výstupní napětí rovno hodnotě 0 V a elektrický proud bude mít hodnotu rovnu  $I_{sc}$  pro

odpovídající hodnotu budicího proudu. Na výstupu fotovoltaického driveru jsou připojeny elektrody gate a source a tady se projeví vstupní kapacita hradel. Protože výstupní proud fotovoltaického driveru je při nulovém výstupním napětí téměř konstantní bude se konstantně zvyšovat i napětí na vstupní kapacitě tranzistorů až do chvíle, kdy se napětí na kapacitě vyrovná napětí  $U_{OC}$  fotovoltaického driveru. Tento časový bod lze považovat za moment, kdy je tranzistor plně otevřený a má tedy stabilní parametry.

Doba potřebná pro plné otevření je odvozena z následujících rovnic pro výpočet elektrického náboje

$$Q = I \cdot t, \quad Q = C \cdot U. \quad (5.1)$$

Po vyrovnání nábojů lze určit

$$I_{SC} \cdot t_{ON} = C_{OUT} \cdot U_{OC} \rightarrow t_{ON} = \frac{U_{OC}}{I_{SC}} \cdot C_{OUT}, \quad (5.2)$$

kde  $I_{SC}$  je proud nakrátko fotovoltaického driveru,  $t_{ON}$  je čas potřebný k úplnému otevření tranzistoru,  $C_{OUT}$  je výstupní kapacita fotovoltaického driveru a je dána součtem vstupních kapacit spínacích tranzistorů a  $U_{OC}$  je napětí naprázdno fotovoltaického driveru.

Za předpokladu, že je požadováno tranzistory otevřít za co nejkratší čas, budicí proud fotovoltaického driveru je zvolen na hodnotu 30 mA. Doba úplného otevření je vypočtena jako

$$t_{ON} = \frac{U_{OC}}{I_{SC}} \cdot C_{OUT} = \frac{8,9}{47 \cdot 10^{-6}} \cdot 2 \cdot 1,4 \cdot 10^{-9} = 530 \mu s. \quad (5.3)$$

Budicí proud 30 mA je potřebný pouze při otevírání tranzistorů. Ve chvíli, kdy jsou tranzistory plně otevřeny již není potřeba, protože do vstupní kapacity tranzistorů další proud už nejde. Fotovoltaický driver je nyní v režimu napěťového zdroje a pro jeho udržení dostačuje budicí proud kolem hodnoty 10 mA, podle katalogového listu [24].

Na schématu řízení napájecího přepínače (Obr. 5.4) je zobrazeno řízení fotovoltaického driveru. Z mikrokontroléru jsou přivedeny signály PSW\_XX\_EN\_L a PSW\_XX\_EN\_H, kde XX označuje buď fotovoltaický vstup (označení PV) nebo externí vstup (označení EXT). Tyto signály jsou proudově posíleny pomocí logického hradla 74LVC2G17. Signály s koncovkou L budí fotovoltaický driver s hodnotou proudu 9 mA a signál s koncovkou H budí driver s hodnotou proudu 19 mA. Při přivedení logické úrovně log 1 na oba tyto signály dojde k buzení fotovoltaického driveru hodnotou proudu 28 mA.

**Postup otevírání** zvolené napájecí větve je tedy následující

1. nastavit oba řídicí signály pro fotovoltaický driver (XX\_L a XX\_H) na log 1,
2. počkat na úplné otevření tranzistorů po dobu 1 ms,
3. nastavit řídicí signál pro FV driver XX\_H na úroveň log 0.

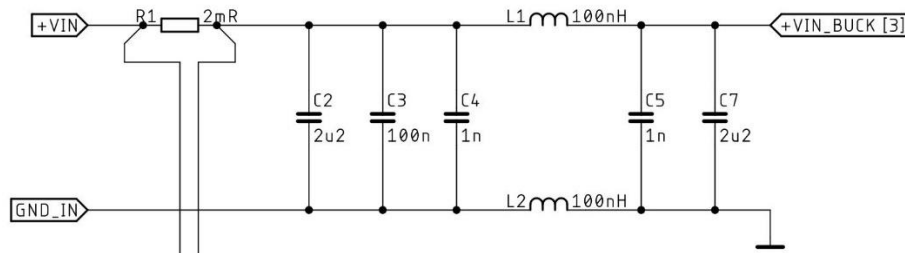
**Postup uzavírání** otevřené napájecí větve zahrnuje nastavení obou řídicích signálů na úroveň log 0.

Přechodový odpor otevřené napájecí větve je dán součtem odporů mezi elektrodami drain a source obou tranzistorů v otevřeném stavu. Celkový přechodový odpor otevřené větve je tedy 12 mΩ.

## 5.4 Napájecí filtr

Mezi připojeným napájecím vstupem a výkonovým měničem napětí se nachází napájecí filtr. Tento filtr zde plní dvě hlavní funkce. První zmíněnou funkcí je filtrace napájení přicházející z připojené kabeláže. Druhou funkcí je zamezení vyzařování energie přes připojenou vstupní kabeláž, vyvolanou rychlými změnami proudu na vstupní části výkonového měniče. Cílem filtru je tedy zvýšit elektromagnetickou odolnost a snížit elektromagnetické vyzařování.

Schéma napájecího filtru je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.5 Schéma napájecího filtru

Při návrhu napájecího filtru je nejdůležitější dodržet podmínku, která říká, že charakteristická impedance filtru je mnohonásobně menší než impedance následující části, v tomto případě se pak jedná o impedanci vstupu výkonového měniče. Matematické vyjádření podmínky vypadá

$$Z_{FILT} \ll Z_{IN}, \quad (5.4)$$

kde  $Z_{FILT}$  označuje výstupní charakteristickou impedanci filtru a  $Z_{IN}$  označuje vstupní impedanci výkonového měniče. Impedance vstupu výkonového měniče je odvozena z Ohmova zákona. V případě napájení výkonového měniče z fotovoltaického panelu dojde k nejnižší impedanci v případě, kdy bude fotovoltaický panel dodávat největší proud ve svém maximálním výkonovém bodě. Pokud bude dodaný proud klesat a vstupní napětí bude mít téměř stejnou hodnotu, impedance se bude zvyšovat

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_{IN}} \approx \frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} = \frac{31,4}{8,92} = 3,5 \Omega. \quad (5.5)$$

Při návrhu filtru byla zvolena hodnota indukčnosti na 100 nH, kvůli nízkému sériovému odporu a zároveň kvůli nižší impedanci výsledného filtru. Charakteristická impedance LC filtru je vypočítána jako

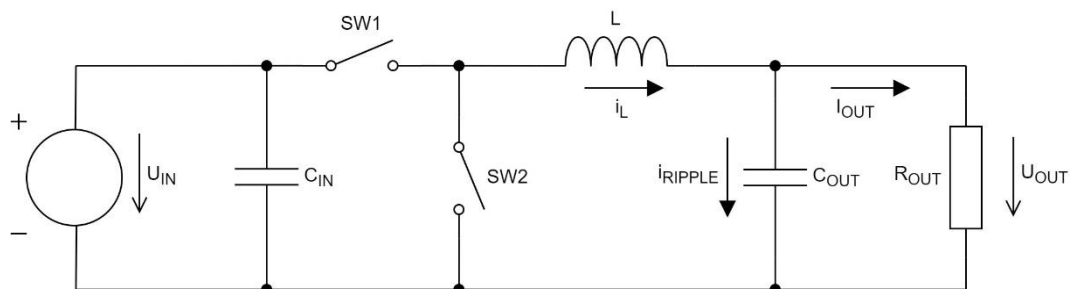
$$Z_{FILT} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 10^{-6}}} = 0,3 \Omega. \quad (5.6)$$

Charakteristická impedance filtru je více než 10krát menší a podmínka je tedy splněna. Výkonový snižující měnič navíc obsahuje další vstupní kapacitu, která se přičte ke kapacitě napájecího filtru a charakteristická impedance se ještě více sníží.

Celkový stejnosměrný odpor napájecího filtru je dán součtem stejnosměrných odporů indukčností a jeho hodnota je 9 mΩ.

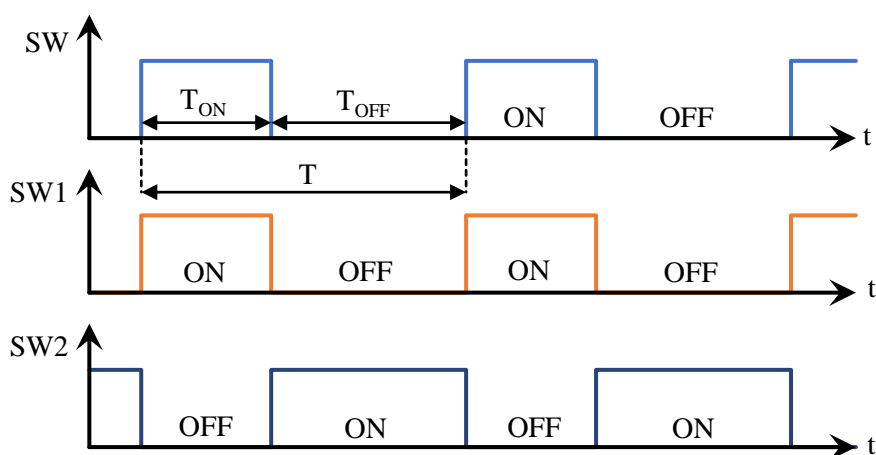
## 5.5 Návrh výkonového měniče

V této práci byla pro převod elektrické energie zvolena topologie snižujícího měniče. Tento typ měniče lze nazvat i jako buck converter nebo step-down měnič. Předpokladem pro využití této topologie je definování, že vstupní napětí měniče bude v provozním stavu větší než výstupní napětí. Schéma pro demonstrování funkce snižujícího měniče je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.6 Základní schéma snižujícího měniče

Tato topologie se skládá ze dvou spínačů (SW1, SW2) přičemž je vždy sepnut jen jeden z nich. V případě, že je sepnut spínač SW1, induktorem L prochází proud do zátěže, který postupně narůstá. V případě rozeptnutí spínače SW1 je sepnut spínač SW2, který obvod uzavře. V tuto chvíli se stává induktor L aktivním zdrojem proudu, který lineárně klesá a zároveň prochází zátěží. Kondenzátor  $C_{OUT}$  plní účel částečného odfiltrování střídavého proudu produkovaného induktorem, aby byl výstupní proud co nejvíce konstantní a tím bylo redukováno výstupní napěťové zvlnění. Vstupní kondenzátor  $C_{IN}$  slouží jako lokální záloha elektrické energie ve chvíli, kdy je sepnut spínač SW1, aby se zredukovalo vstupní napěťové zvlnění. Časování jednotlivých spínačů je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.7 Časování jednotlivých spínačů snižujícího měniče

První časový průběh označuje fázi snižujícího měniče, kde fáze ON označuje nabíjení obvodu po dobu  $T_{ON}$  a fáze OFF označuje vybíjení obvodu po dobu  $T_{OFF}$ . Další dva časové průběhy označují stavy jednotlivých spínačů SW1 a SW2.

Pomocí tohoto časového zobrazení jsou odvozeny základní vztahy časem sepnutí  $T_{ON}$  a časem rozeptnutí  $T_{OFF}$ .

Pro periodu spínání platí následující

$$T = T_{ON} + T_{OFF} = \frac{1}{f_{SW}}, \quad (5.7)$$

kde  $T$  označuje délku jedné periody snižujícího měniče,  $T_{ON}$  označuje dobu sepnutí spínače SW1 (a také dobu rozeznutí spínače SW2),  $T_{OFF}$  označuje dobu rozeznutí spínače SW1 (a také dobu sepnutí spínače SW2) a  $f_{SW}$  označuje spínací frekvenci snižujícího měniče.

Poměr mezi časem sepnutí  $T_{ON}$  a celkovou periodou  $T$  je označován jako střída signálu  $D$  (anglicky duty cycle) a je vyjádřen

$$D = \frac{T_{ON}}{T} = T_{ON} \cdot f_{SW}. \quad (5.8)$$

Střída signálu může nabývat hodnoty od nuly do jedné. Je také možné vyjádřit střídu v procentech.

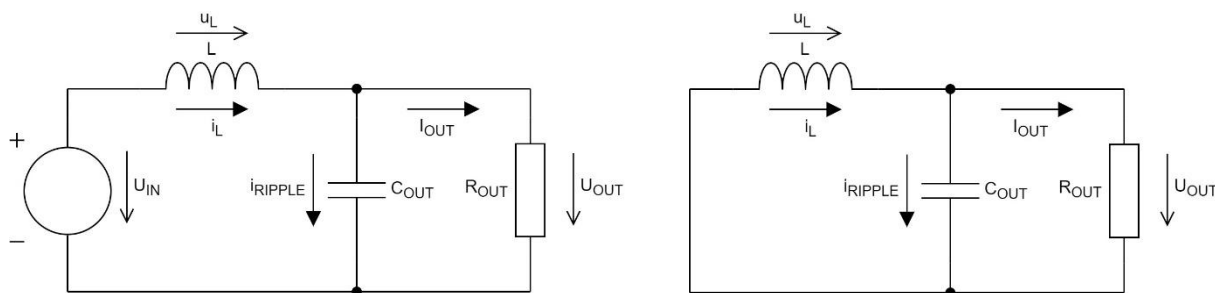
Spojením těchto rovnic lze vyjádřit čas sepnutí a čas rozeznutí následně.

$$T_{ON} = D \cdot T = \frac{D}{f_{SW}}, \quad (5.9)$$

$$T_{OFF} = (1 - D) \cdot T = \frac{(1-D)}{f_{SW}}. \quad (5.10)$$

### 5.5.1 Vztah vstupního a výstupního napětí snižujícího měniče

Pokud je na vstup snižujícího měniče přivedeno konstantní napětí s hodnotou  $U_{IN}$ , pak velikost výstupního napětí  $U_{OUT}$  je řízena pomocí střídy  $D$ . Tento vztah mezi vstupním a výstupním napětím vychází z fáze sepnutí a rozeznutí snižujícího měniče za předpokladu, že vstupní i výstupní napětí mají ustálené hodnoty. Náhradní modely nabíjecí a vybíjecí fáze snižujícího měniče jsou zobrazeny na následujícím obrázku.



Obr. 5.8 Náhradní model snižujícího měniče ve stavu sepnutí (vlevo) a ve stavu rozeznutí (vpravo)

Ve fázi sepnutí je napětí na induktoru rovno rozdílu vstupního a výstupního napětí

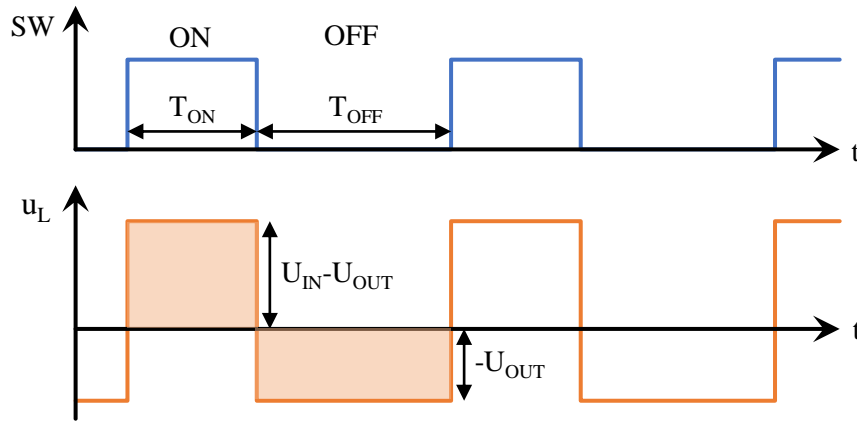
$$u_{L,ON} = U_{IN} - U_{OUT}. \quad (5.11)$$

Ve fázi rozeznutí je napětí na induktoru rovno zápornému výstupnímu napětí

$$u_{L,OFF} = -U_{OUT}. \quad (5.12)$$

Časový průběh napětí na induktoru  $u_L$  v závislosti na fázi sepnutí a rozeznutí je zobrazen na následujícím obrázku.





Obr. 5.9 Časový průběh napětí induktoru

V případě, že jsou všechny parazitní vlastnosti v obvodu zanedbány, je účinnost měniče rovna 100 %. Z toho vyplývá, že průměrná výkonová ztráta na induktoru, která je určena součinem napětí a proudu na induktoru, je nulová. Aby byl tento součin nulový, musí být nulová alespoň jedna hodnota součinu. Vzhledem k tomu, že průměrná hodnota proudu nemůže být nulová (efektivita by se rovnala hodnotě 0 %), musí být hodnota průměrného napětí induktoru nulová

$$P_L = 0 \text{ W} \rightarrow U_L = 0 \text{ V.} \quad (5.13)$$

Průměrná hodnota napětí  $U_L$  je definována jako integrál napětí  $u_L$  za periodu  $T$

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^T u_L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} u_L \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T u_L \cdot dt. \quad (5.14)$$

Po integraci předchozí rovnice a jejím vyrovnaní nule je získáno

$$\frac{1}{T} u_{L,ON} \cdot T_{ON} + \frac{1}{T} u_{L,OFF} \cdot T_{OFF} = 0. \quad (5.15)$$

Po dosazení z rovnic (5.9) až (5.12) je pak

$$\frac{1}{T} (U_{IN} - U_{OUT})DT + \frac{1}{T} (-U_{OUT})(1 - D)T = 0. \quad (5.16)$$

Po úpravě je vztah mezi vstupním a výstupním napětím

$$U_{IN} \cdot D - U_{OUT} \cdot D - U_{OUT} + U_{OUT} \cdot D = 0, \quad (5.17)$$

$$U_{IN} \cdot D - U_{OUT} = 0, \quad (5.18)$$

$$U_{OUT} = D \cdot U_{IN}, \quad (5.19)$$

$$D = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}. \quad (5.20)$$

Pomocí tohoto vztahu je odvozen vliv střídy  $D$  na výstupní napětí. Pokud je střída lineárně zvyšována, zvyšuje se lineárně i výstupní napětí.

## 5.5.2 Výpočet induktoru

Snižující měnič neustále střídá fázi sepnutí a fázi rozepnutí. Z předchozího obrázku (Obr. 5.9) je patrné, že v případě fáze sepnutí je napětí na induktoru kladné a je po celou část střídy periody konstantní. Během fáze rozepnutí je napětí induktoru naopak záporné a opět je po celou

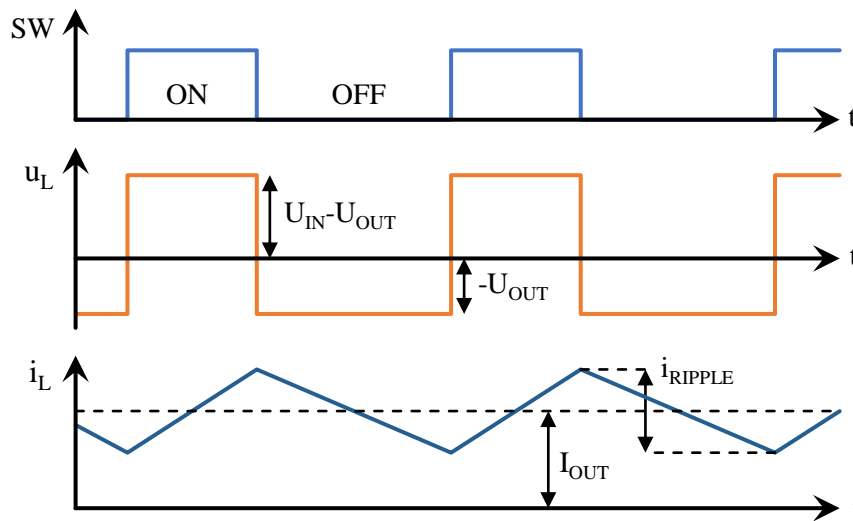
zbývající část konstantní. Toto konstantní napětí vyvolává v induktoru lineární nárůst proudu, pak je

$$u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}. \quad (5.21)$$

Vyjádřením změny proudu je

$$\Delta i_L = u_L \cdot \frac{\Delta t}{L}. \quad (5.22)$$

Z rovnice je patrné, že konstantní napětí na induktoru vyvolává lineární nárůst jeho proudu. S rostoucím napětím induktoru roste i sklon nárůstu proudu. Vliv napětí induktoru na jeho proudu je graficky zobrazen na následujícím časovém průběhu.



Obr. 5.10 Časový průběh změny proudu induktoru na změně jeho napětí

Z časového průběhu je patrné, že změna napětí na induktoru vyvolává zvlnění proudu induktoru kolem ustálené stejnosměrné hodnoty  $I_{OUT}$ . Velikost zvlnění proudu induktoru je nazvána jako  $i_{RIPPLE}$  jeho hodnota je odvozena z rovnice (5.22). Po doplnění označení pro aktuální situaci je následující

$$i_{RIPPLE} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot \frac{T_{ON}}{L}. \quad (5.23)$$

Po dosazení za známé veličiny je

$$i_{RIPPLE} = U_{IN} \cdot (1 - D) \cdot \frac{D \cdot T}{L}. \quad (5.24)$$

Po úpravě je získán vztah

$$i_{RIPPLE} = D \cdot (1 - D) \cdot \frac{U_{IN}}{f_{SW} \cdot L}. \quad (5.25)$$

Z důvodu, že střída  $D$  se bude poměrně hodně měnit v závislosti na poloze maximálního pracovního bodu fotovoltaického panelu a také v závislosti na zvoleném napětí bateriového systému (12 V nebo 24 V), bylo zvoleno definovat střídu snižujícího měniče  $D$  na nejhorší možný případ. Maximální hodnotu zvlnění proudu  $i_{RIPPLE}$  je získána právě tehdy, pokud má tvar  $D \cdot (1 - D)$  ve svém funkčním intervalu maximální hodnotu. Pomocí první derivace je zjištěno,

že maximální hodnota zmíněného tvaru nastane v případě, kdy je střída  $D$  rovna hodnotě 0,5. Po dosazení střídy  $D$  do předchozí rovnice je získán vztah

$$i_{RIPPLE} = \frac{U_{IN}}{4 \cdot f_{SW} \cdot L} \quad (5.26)$$

Hodnotu indukčnosti z tohoto vztahu lze získat následující úpravou

$$L = \frac{U_{IN}}{4 \cdot f_{SW} \cdot i_{RIPPLE}} \quad (5.27)$$

V tuto chvíli je nutné definovat základní parametry snižujícího měniče. Zvolení spínací frekvence  $f_{SW}$  snižujícího měniče má jeden z největších dopadů na jeho funkčnost. Pokud bude spínací frekvence  $f_{SW}$  malá (v řádu desítek až stovek kHz), bude vyžadována větší hodnota indukčnosti  $L$  při zachování stejného zvlnění proudu  $i_{RIPPLE}$ . Větší indukčnost bude mít větší sériový odpor, a to s sebou přináší vyšší výkonové ztráty na cívce a tím je snížena účinnost. Pokud bude spínací frekvence  $f_{SW}$  zvolena větší (stovky kHz), hodnota indukčnosti  $L$  bude poměrově menší než v předchozím případě. Menší hodnota indukčnosti současně znamená menší hodnotu jejího sériového odporu. Spínací frekvence  $f_{SW}$  má ovšem i opačný ztrátový dopad pro spínače SW1 a SW2. Tyto spínače jsou realizovány pomocí tranzistorů MOS typu N a s rostoucí spínací frekvencí rostou i jejich spínací ztráty. Sumarizace vlivu spínací frekvence  $f_{SW}$  je zobrazena v následující tabulce.

Tabulka 5.3 Vliv spínací frekvence na parametry snižujícího měniče

	nízká frekvence (50–100 kHz)	vysoká frekvence (200–500 kHz)
výhody	malé spínací ztráty tranzistorů, vyšší celková efektivita	menší ztráty na odporu indukčnosti, malá hodnota indukčnosti, vyšší rychlost odezvy
nevýhody	velká hodnota indukčnosti, větší ztráty na odporu indukčnosti, nižší rychlost odezvy	větší spínací ztráty spínacích tranzistorů, nižší celková efektivita

Při volbě spínací frekvence byly brány v úvahu komerčně dostupné induktory. Hlavním požadavkem bylo, aby byl induktor v SMT provedení a aby byl částečně nebo celkově odstíněný, kvůli minimalizaci elektromagnetického vyzařování. V souvislosti s těmito požadavky byla zvolena rodina induktorů SRP1265A od výrobce BOURNS, která disponuje hodnotami induktorů od 150 nH až po 47  $\mu$ H. Nejvíce zajímavé z pohledu návrhu pak byly induktory s hodnotou od 4,7  $\mu$ H až 10  $\mu$ H, které mají efektivní hodnotu proudu nad hodnotou 10 A [25].

Vzhledem k tomu, že výstupní proud snižujícího měniče byl definován na hodnotu 20 A (viz Tabulka 5.1), byl návrh snižujícího měniče upraven zdvojením dvou stejných snižujících měničů. Jedná se tedy o jejich paralelní zapojení. Maximální výstupní proud jednoho dílčího měniče je tedy 10 A.

Maximální hodnota zvlnění proudu  $i_{RIPPLE}$  se u spínaných zdrojů volí mezi deseti až třiceti procenty maximálního proudu měniče. Při tomto návrhu byla zvolena hodnota 3 A, aby byla

využita co nejmenší hodnota induktoru a tím bylo docíleno co nejmenších ztrát jeho stejnosměrném odporu.

Hodnoty proudů pro každý snižující měnič jsou tedy definovány jako

$$I_{OUTMAX} = 10 \text{ A}, \quad i_{RIPPLE} = 3 \text{ A}. \quad (5.28)$$

Minimální hodnota spínací frekvence  $f_{sw}$  je odvozena ze vztahu (5.26) po dosazení maximální hodnoty indukčnosti, tedy indukčnosti s hodnotou  $10 \mu\text{H}$ . Vstupním napětím  $U_{IN}$  je hodnota napětí v pracovním stavu, jedná se tedy o hodnotu napětí fotovoltaického panelu v jeho maximálním pracovním bodu

$$f_{SW,min} = \frac{U_{IN}}{4 \cdot L_{max} \cdot i_{RIPPLE}} = \frac{31,4}{4 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 3} = 262 \text{ kHz}. \quad (5.29)$$

Maximální hodnota spínací frekvence  $f_{sw}$  je odvozena za stejného vztahu po dosazení minimální hodnoty indukčnosti, tedy hodnoty  $4,7 \mu\text{H}$ ,

$$f_{SW,max} = \frac{U_{IN}}{4 \cdot L_{min} \cdot i_{RIPPLE}} = \frac{31,4}{4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 3} = 557 \text{ kHz}. \quad (5.30)$$

Z těchto dvou limitů hodnoty spínací frekvence byla zvolena frekvence  $400 \text{ kHz}$ . Hodnota indukčnosti je získána dosazením definovaných parametrů do vztahu (5.27)

$$L = \frac{U_{IN}}{4 \cdot f_{SW} \cdot i_{RIPPLE}} = \frac{31,4}{4 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 3} = 6,54 \mu\text{H}. \quad (5.31)$$

Nejbližší hodnota induktoru v nabídce výrobce BOURNS je  $6,8 \mu\text{H}$ . Maximální hodnota zvlnění proudu induktoru je tedy přepočtena podle vztahu (5.26)

$$i_{RIPPLE} = \frac{U_{IN}}{4 \cdot f_{SW} \cdot L} = \frac{31,4}{4 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6}} = 2,89 \text{ A}. \quad (5.32)$$

Zvolený induktor má parazitní stejnosměrný odpor s hodnotou  $9,5 \text{ m}\Omega$ , který se projeví jako výkonová ztráta na induktoru. Tento induktor je určen pro maximální efektivní proud  $11,5 \text{ A}$ , a do stavu saturace přechází při procházejícím proudu s hodnotou  $18 \text{ A}$ . To značí, že krajní limity maximálního proudu induktoru jsou v provozním stavu vyhovující i s rezervou.

### 5.5.3 Výpočet výstupního kondenzátoru

V předchozí kapitole bylo odvozeno, že proud induktoru během stavu sepnutí lineárně narůstá a ve stavu rozepnutí lineárně klesá. Na obrázku základního schématu snižujícího měniče (Obr. 5.6) je zobrazeno, že proud  $i_L$  procházející induktorem se následně rozkládá na proud  $i_{RIPPLE}$  procházející kondenzátorem  $C_{OUT}$  a proud  $I_{OUT}$  procházejícím do zátěže  $R_{OUT}$ . Kondenzátor  $C_{OUT}$  v tomto případě plní účel napěťové filtrace výstupu, aby bylo zajištěno co možná nejmenší napěťové a současně proudové zvlnění výstupu.

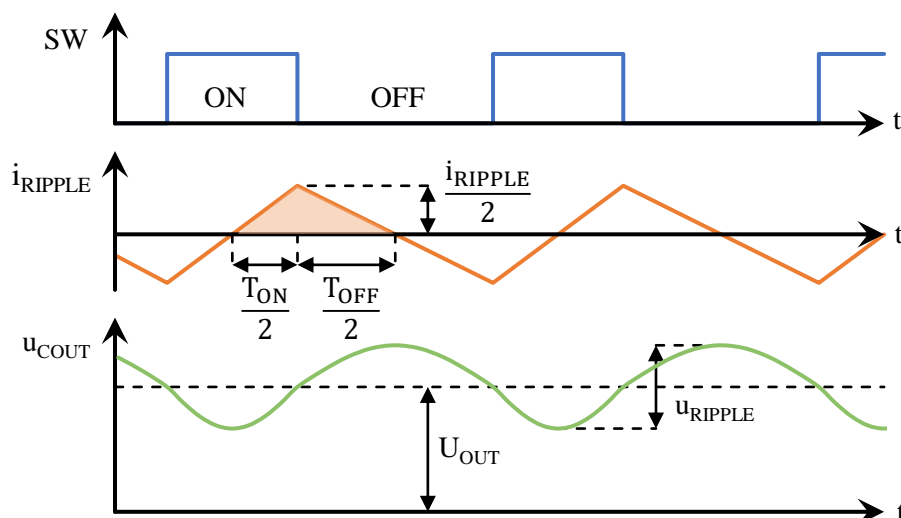
V ideální případě se předpokládá, že celá střídavá složka proudu  $i_L$ , tedy složka  $i_{RIPPLE}$ , bude procházet kondenzátorem  $C_{OUT}$ , na kterém vyvolá změnu napětí  $u_{RIPPLE}$ . V následující rovnici je zobrazen vztah mezi okamžitou hodnotou proudu a okamžitou hodnotou napětí na kondenzátoru. Platí

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}. \quad (5.33)$$

Po vyjádření okamžitého napětí je získán vztah

$$u_c = \frac{1}{C} \cdot \int i_c \cdot dt. \quad (5.34)$$

Z rovnice je patrné, že pokud je hodnota okamžitého proudu kondenzátoru kladná, napětí na něm roste. V případě, že je hodnota okamžitého proudu kondenzátoru záporná, napětí začne klesat. Tuto situaci zobrazuje časový průběh napětí a proudu kondenzátoru na následujícím obrázku.



Obr. 5.11 Časový průběh změny napětí kondenzátoru na změně jeho proudu

Z tohoto časového průběhu je patrné, že změna proudu kondenzátoru vyvolává zvlnění jeho napětí kolem ustálené stejnosměrné hodnoty  $U_{OUT}$ . Velikost zvlnění napětí na kondenzátoru je označena jako  $u_{RIPPLE}$  a jeho velikost je odvozena z následující nábojové rovnice

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U. \quad (5.35)$$

Úpravou této rovnice je vyjádřena změna napětí  $u_{RIPPLE}$  kondenzátoru v závislosti na změně náboje  $Q$

$$u_{RIPPLE} = \frac{\Delta Q}{C_{OUT}}. \quad (5.36)$$

Velikost náboje, o který se změní celkový náboj kondenzátoru během jeho nabíjení, je podle předchozí rovnice dán plochou proudu a času. Tato plocha je zobrazena na předchozím časovém průběhu (Obr. 5.11) oranžovým vybarvením a je složena ze dvou trojúhelníků, kde jejich rozměry jsou zde zobrazeny také. Změna náboje kondenzátoru je tedy podle předchozí rovnice odvozena následujícím způsobem

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{ON}}{2} \cdot \frac{i_{RIPPLE}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{OFF}}{2} \cdot \frac{i_{RIPPLE}}{2}, \quad (5.37)$$

$$\Delta Q = \frac{(T_{ON} + T_{OFF}) \cdot i_{RIPPLE}}{8}. \quad (5.38)$$

Součet délky času sepnutí  $T_{ON}$  a času rozepnutí  $T_{OFF}$  vyjadřuje jednu celou periodu  $T$ , přičemž její převrácená hodnota udává frekvenci spínání  $f_{sw}$ . Po úpravě rovnice platí

$$\Delta Q = \frac{i_{RIPPLE}}{8 \cdot f_{SW}}. \quad (5.39)$$

Po dosažení této změny náboje do rovnice (5.36) je změna napětí  $u_{RIPPLE}$  na kondenzátoru

$$u_{RIPPLE} = \frac{i_{RIPPLE}}{8 \cdot C_{OUT} \cdot f_{SW}}. \quad (5.40)$$

Tato rovnice platí pouze pro ideální podmínky a také pro ideální kondenzátor, který má nulovou hodnotu ESR (ekvivalentního sériového odporu). Pokud je uvažována nenulová hodnota ESR, maximální hodnota zvlnění napětí  $u_{RIPPLE}$  se zvýší o úbytek napětí na něm. Po přidání úbytku napětí způsobeným ESR je získán vztah

$$u_{RIPPLE} = \frac{i_{RIPPLE}}{8 \cdot C_{OUT} \cdot f_{SW}} + R_{ESR} \cdot i_{RIPPLE}. \quad (5.41)$$

Po úpravě tohoto vztahu vyjádřením hodnoty kondenzátoru  $C_{OUT}$  je získáno

$$C_{OUT} = \frac{i_{RIPPLE}}{8 \cdot f_{SW} \cdot (u_{RIPPLE} - R_{ESR} \cdot i_{RIPPLE})}. \quad (5.42)$$

Z tohoto vztahu plyne podmínka, která určuje maximální velikost ESR v závislosti na požadovaném zvlnění výstupního napětí  $u_{RIPPLE}$  a definovaném proudu  $i_{RIPPLE}$

$$R_{ESR} < \frac{u_{RIPPLE}}{i_{RIPPLE}}. \quad (5.43)$$

Z tohoto důvodu byly vybrány keramické kondenzátory typu MLCC (anglicky micro layer ceramic capacitor), které mají velice nízkou hodnotu ESR, která se pohybuje mezi jednotkami až desítkami miliohmů.

Velikost výstupního napěťového zvlnění  $u_{RIPPLE}$  se u spínaných zdrojů volí podle požadavků následně připojených obvodů na tuto napájecí napětí. Obecně platí, že hodnota výstupního zvlnění se pohybuje mezi desítkami až stovkami mV. V tomto případě bude výstupní napětí připojeno na bateriový systém, který sám o sobě pomáhá filtrovat napájení, a proto je výchozí hodnota výstupního napěťového zvlnění snižujícího měniče zvolena na 100 mV. Při zanedbání vlivu parazitního sériového odporu ESR kondenzátoru je minimální potřebná velikost výstupního kondenzátoru  $C_{OUT}$  vypočítána

$$C_{OUT} = \frac{i_{RIPPLE}}{8 \cdot f_{SW} \cdot u_{RIPPLE}} = \frac{2,89}{8 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = 9 \mu F. \quad (5.44)$$

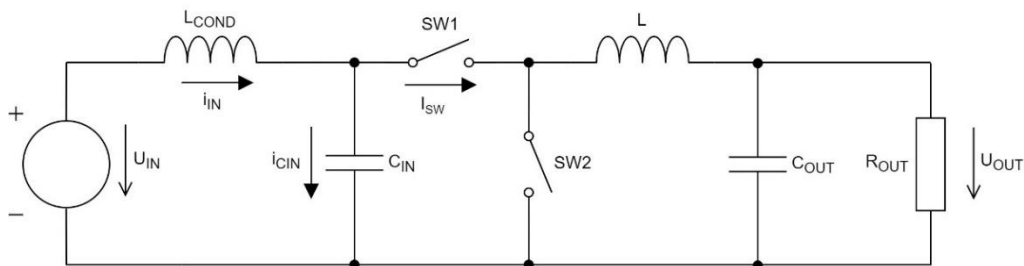
Finální výstupní kapacita je mírně naddimenzovaná a se skládá ze tří paralelně zapojených kondenzátorů typu MLCC s hodnotou 2,2  $\mu F$  a jednoho elektrolytického kondenzátoru s hodnotou 330  $\mu F$ . Protože se finální snižující měnič bude skládat ze dvou paralelně zapojených dílčích snižujících měničů, jejich výstupní napětí budou tedy spojena, a proto jsou tyto hodnoty kondenzátorů následně zdvojeny (uvedeno v následující části návrhu).

Špičková hodnota proudu procházející kondenzátory je určena podle časového průběhu na Obr. 5.11 a jeho hodnota je tedy vypočítána jako

$$i_{RIPPLE,MAX} = \frac{i_{RIPPLE}}{2} = \frac{2,89}{2} = 1,45 A. \quad (5.45)$$

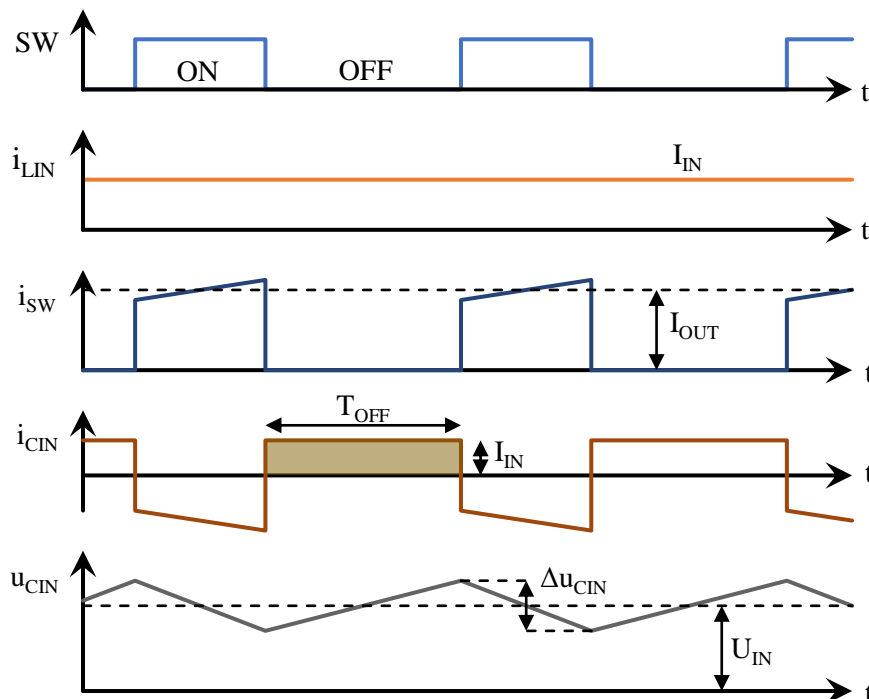
### 5.5.4 Výpočet vstupního kondenzátoru

Snižující spínaný zdroj na své vstupní části generuje velké změny vstupního proudu. Ve fázi sepnutí, tedy po dobu  $T_{ON}$ , je vstupní proud spínacím prvkem SW1 roven okamžitému proudu indukčnosti  $L$ . Ve fázi rozepnutí, tedy po dobu  $T_{OFF}$ , je však vstupní proud spínacím prvkem SW1 roven nule. Tyto velké změny proudu generují na vstupním přívodu elektromagnetickou emisi a je nutné ji co nejvíce utlumit. K tomu se využívá vstupní filtrační kondenzátor, který během fáze sepnutí částečně dodává do spínače SW1 a během fáze sepnutí je nabíjen proudem ze vstupního zdroje. Na následujícím obrázku je zobrazeno schéma zapojení snižujícího měniče obsahující indukčnost vstupních přívodů označenou jako  $L_{COND}$ , která je nezbytná pro odvození vztahu mezi zvlněním vstupního napětí a hodnotou filtračního kondenzátoru.



Obr. 5.12 Schéma snižujícího měniče obsahující indukčnost přívodů

Na následujícím obrázku je uveden časový průběh proudů a napětí na vstupní části snižujícího měniče.



Obr. 5.13 Časový průběh vstupních proudů a vstupního napětí snižujícího měniče

Indukčnost přívodů  $L_{COND}$  spolu se vstupním kondenzátorem  $C_{IN}$  tvoří filtr druhého řádu typu dolní propust. Za předpokladu, že hodnota kondenzátoru  $C_{IN}$  je dostatečně velká, pak má vstupní proud procházející indukčností  $L_{COND}$  téměř stejnosměrný charakter a je označen jako

$I_{IN}$ . Za předpokladu, že snižující měnič je bezztrátový, a tedy pracuje s účinností 100 %, je možné odvodit proud  $I_{IN}$  následujícím způsobem

$$P_{IN} = P_{OUT}, \quad (5.46)$$

$$U_{IN} \cdot I_{IN} = U_{OUT} \cdot I_{OUT}, \quad (5.47)$$

$$I_{IN} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \cdot I_{OUT}. \quad (5.48)$$

Využitím poměru napětí  $U_{OUT}$  a napětí  $U_{IN}$  je možné vyjádřit vstupní proud  $I_{IN}$  také pomocí střídavy  $D$

$$D = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_{OUT}}. \quad (5.49)$$

Ve chvíli, kdy se snižující měnič nachází ve fázi sepnutí, tak spínacím prvkem SW1 prochází proud  $I_{SW}$ , jehož střední hodnota je rovna hodnotě proudu  $I_{OUT}$ . Tento proud se během této fáze skládá z proudu procházejícího indukčností přívodů  $I_{LIN}$ , jehož hodnota je rovna hodnotě proudu  $I_{IN}$ . Zbývající proud je v tuto chvíli získáván z kondenzátoru  $C_{IN}$ . V tuto chvíli je kondenzátor vybíjen. Během fáze rozeptnutí je situace opačná. Spínacím prvkem SW1 v tuto chvíli neprochází žádný proud, ale stále prochází proud indukčností přívodů  $I_{LIN}$ , který začne nabíjet kondenzátor  $C_{IN}$ , na kterém následně vzroste napětí. Tento děj na kondenzátoru způsobuje zvlnění napětí  $\Delta u_{CIN}$ .

Zvlnění napětí  $\Delta u_{CIN}$  je odvozeno stejným způsobem jako u výpočtu kondenzátoru  $C_{OUT}$ . V předchozím časovém průběhu je vyznačena plocha náboje, o který se změní celkový náboj kondenzátoru  $C_{IN}$ . Tato změna náboje je vypočtena jako

$$\Delta Q = T_{OFF} \cdot I_{IN}. \quad (5.50)$$

Pomocí rovnice (5.35) je vyjádřena hodnota zvlnění napětí  $\Delta u_{CIN}$

$$\Delta u_{CIN} = \frac{\Delta Q}{C_{IN}} = \frac{T_{OFF} \cdot I_{IN}}{C_{IN}}, \quad (5.51)$$

$$\Delta u_{CIN} = \frac{(1-D) \cdot I_{IN}}{C_{IN} \cdot f_{SW}}. \quad (5.52)$$

Proud  $I_{IN}$  lze nahradit vztahem v rovnici (5.49)

$$\Delta u_{CIN} = \frac{D \cdot (1-D) \cdot I_{OUT}}{C_{IN} \cdot f_{SW}}. \quad (5.53)$$

Jak již bylo použito dříve, výraz  $D \cdot (1 - D)$  má maximální hodnotu právě tehdy, když je střídava  $D$  rovna hodnotě 0,5

$$\Delta u_{CIN} = \frac{I_{OUT}}{4 \cdot C_{IN} \cdot f_{SW}}. \quad (5.54)$$

Hodnota kondenzátoru  $C_{IN}$  je vyjádřena jako

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT}}{4 \cdot \Delta u_{CIN} \cdot f_{SW}}. \quad (5.55)$$

Velikost zvlnění vstupního napětí je definována stejně jako v předchozím případě, a to na hodnotu zvlnění 100 mV. Minimální hodnota kondenzátoru je tedy dána



$$C_{IN} = \frac{I_{OUT}}{4 \cdot \Delta u_{CIN} \cdot f_{SW}} = \frac{10}{4 \cdot 0,1 \cdot 400 \cdot 10^3} = 62,5 \mu F. \quad (5.56)$$

Celé řešení snižujícího měniče se skládá ze dvou dílčích snižujících měničů, které jsou paralelně spojené na vstupním a výstupním napětí. Z tohoto důvodu musí být velikost vstupní kapacity minimálně dvojnásobná. Celková kapacita se skládá z šesti MLCC kondenzátorů s hodnotou 2,2  $\mu F$  a ze tří elektrolytických kondenzátorů s hodnotou 330  $\mu F$ .

### 5.5.5 Kompletní schéma výkonového měniče

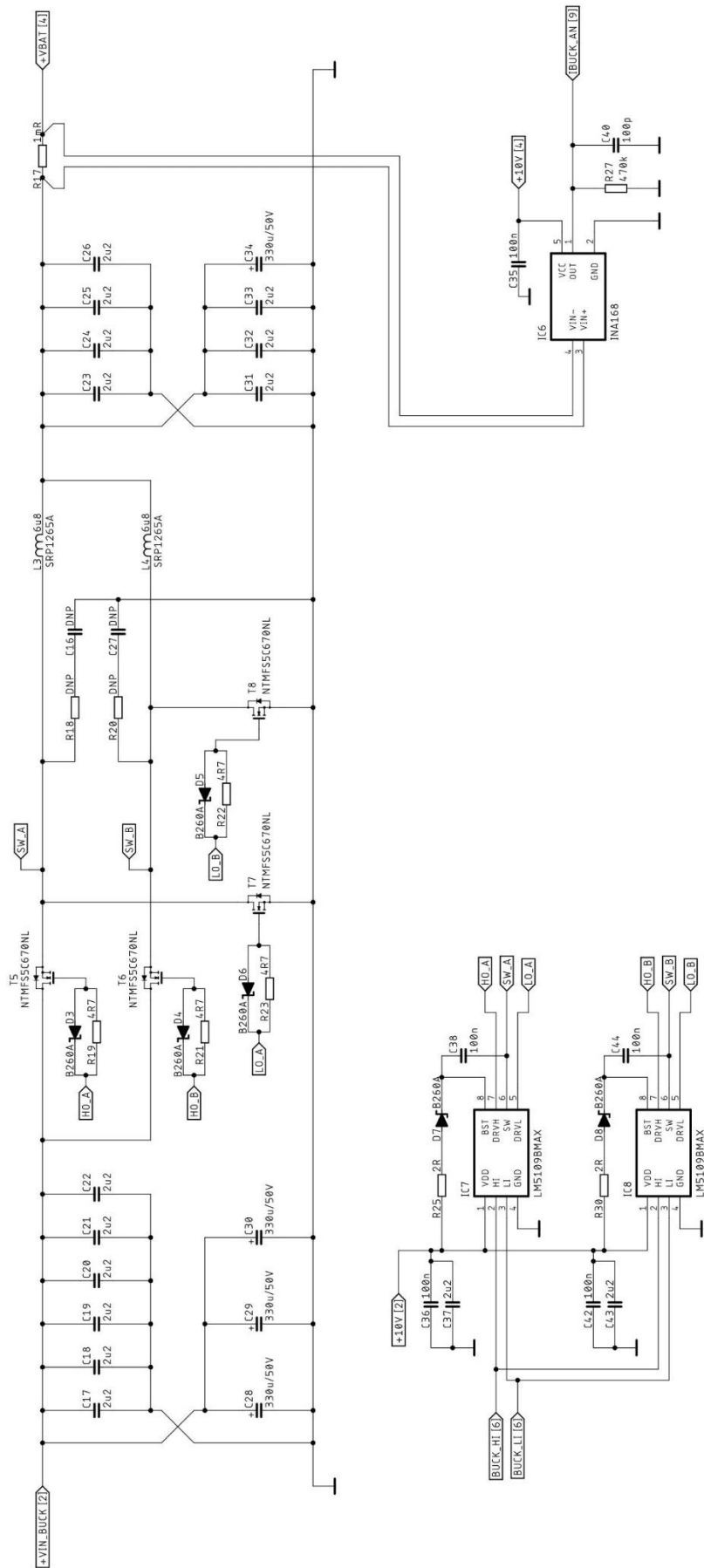
Pomocí předchozího návrhu byl navržen kompletní výkonový snižující měnič zobrazený na následujícím obrázku. Kompletní měnič se skládá ze dvou dílčích měničů, kde každý je navržen na maximální výstupní proud s hodnotou 10 A. Tyto měniče jsou zapojeny paralelně, tedy vstupní a výstupní napětí jsou spojena. Z toho vychází, že vstupní a výstupní kondenzátory musí být oproti teoretickému výpočtu zdvojeny, aby bylo dodrženo maximální zvlnění vstupního napětí  $\Delta u_{CIN}$  a maximální zvlnění výstupního napětí  $u_{RIPPLE}$ . Reálná hodnota kondenzátoru je několikanásobně naddimenzována.

Jako spínací prvky jsou využity unipolární tranzistory MOS NTMFS5C670NL typu N s indukovaným kanálem. Tyto tranzistory jsou velmi dobře cenově dostupné a mají vhodné vlastnosti pro spínané zdroje. Disponují nízkým přechodovým odporem (6 m $\Omega$ ) v otevřeném stavu a nízkou kapacitou vstupního hradla (1,4 nF) [23].

Zmíněné unipolární tranzistory jsou řízeny pomocí integrovaného obvodu nazvaného gate driver LM5109 od výrobce Texas Instruments. Jedná se o integrovaný obvod, který řídí otevírání a zavírání dvou sériově zapojených unipolárních tranzistorů MOS typu N na základě dvou komplementárních PWM signálů. Hlavní předností gate driveru je možnost otevřít unipolární tranzistor v čase řádu desítek nanosekund. Čím dříve je tranzistor plně otevřen, tím menší jsou jeho spínací ztráty. Řídící hradlo unipolárního tranzistoru obsahuje vstupní kapacitu, která se musí pro jeho plné otevření nabít v co nejkratším čase. V případě uzavírání tranzistoru je potřeba v krátkém čase náboj odsát. Tento gate driver disponuje špičkovým proudem s hodnotou 1 A pro nabíjení a vybíjení vstupní kapacity hradla tranzistoru.

Ve schématu zapojení je mezi každý výstup gate driveru a vstup řídicího hradla tranzistoru zapojen rezistor, který plní účel omezení nabíjecího proudu, aby nedošlo k překročení proudu 1 A. V některých případech může být vyžadováno rychlé uzavření tranzistoru a z toho důvodu je k omezujícímu rezistoru připojena antiparalelně Schottkyho dioda, která umožní snížit odpor vybíjecí cesty.

Z pohledu ovládání gate driveru pomocí komplementárních PWM signálů je nutné zabezpečit, aby nemohlo dojít k otevření obou tranzistorů současně. To by mělo katastrofální následek, protože v případě otevření obou tranzistorů je odpor mezi napájecím napětím a zemí roven desítky miliohmů. Procházející proud by v tomto případě zničil oba tranzistory. V čase, kdy jeden PWM signál jde do logické nuly a druhý PWM signál jde do logické jedničky, je zařazena ochranná prodleva (anglicky dead time), pomocí které se nastavují minimální výkonové ztráty během tohoto přechodu. Pokud je ochranná prodleva moc krátká, jsou způsobeny ztráty kvůli částečnému otevření obou tranzistorů a pokud je ochranná prodleva moc dlouhá, dochází k výkonové ztrátě na ochranné diodě spodního tranzistoru.



Obr. 5.14 Kompletní schéma výkonového měniče

### 5.5.6 Teoretická efektivita navrženého snižujícího měniče

Pokud je zanedbán vliv nesprávně nastavené ochranné prodlevy (dead time), pak mají na efektivitu převodu vliv tři hlavní druhy výkonových ztrát. Prvním druhem je výkonová ztráta způsobena na odporech unipolárních tranzistorů v jejich otevřeném stavu. Výkonová ztráta spínacího prvku SW1 je definována následujícím způsobem. Jedná se o ztrátu na tranzistoru po dobu jeho otevření

$$P_{COND,SW1} = R_{DSON} \cdot \left( I_{DS}^2 + \frac{i_{RIPPLE}^2}{12} \right) \cdot D. \quad (5.57)$$

Pro spínací prvek SW2 se výkonová ztráta vypočítá stejným způsobem, ale tentokrát platí po dobu uzavření spínacího prvku SW1

$$P_{COND,SW2} = R_{DSON} \cdot \left( I_{DS}^2 + \frac{i_{RIPPLE}^2}{12} \right) \cdot (1 - D). \quad (5.58)$$

Každým tranzistorem prochází průměrně polovina výstupního proudu  $I_{OUT}$  během sepnutého stavu. Celkové ztráty na odporech všech čtyř unipolárních tranzistorů se dají vyjádřit následovně

$$P_{COND} = 2 \cdot R_{DSON} \cdot \left( \frac{I_{OUT}^2}{4} + \frac{i_{RIPPLE}^2}{12} \right). \quad (5.59)$$

Druhým druhem výkonových ztrát jsou spínací ztráty způsobené otevíráním a zavíráním tranzistorů. Tato výkonová ztráta je pro jeden tranzistor definována jako

$$P_{SW,ONE} = U_{DS} \cdot I_{DS} \cdot f_{SW} \cdot \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{I_G}. \quad (5.60)$$

Pro zjednodušení výpočtu je zanedbán vliv zvlnění procházejícího proudu. Procházející proud každým tranzistorem během sepnutého stavu je roven polovině hodnoty proudu  $I_{OUT}$ . Celkové spínací ztráty pro všechny čtyři tranzistory je definován

$$P_{SW} = 4 \cdot U_{IN} \cdot \frac{I_{OUT}}{2} \cdot f_{SW} \cdot \frac{C_{ISS} \cdot U_{GS}}{I_G}. \quad (5.61)$$

Třetím druhem výkonové ztráty měniče je ztráta na parazitním odporu induktoru. Tímto odporem opět prochází zvlněný proud, jehož průměrná hodnota je rovna proudu  $I_{OUT}$ , a z toho důvodu výpočet výkonové ztráty vychází z podobného principu, jako je tomu u rovnice (5.57), tedy

$$P_{L,ONE} = R_L \cdot \left( \frac{I_{OUT}^2}{4} + \frac{i_{RIPPLE}^2}{12} \right). \quad (5.62)$$

Výkonová ztráta pro obě indukčnosti je pak vypočítána následovně

$$P_L = 2 \cdot R_L \cdot \left( \frac{I_{OUT}^2}{4} + \frac{i_{RIPPLE}^2}{12} \right). \quad (5.63)$$

Celková ztráta na výkonovém snižujícím měniči je dána součtem ztrát na odporech tranzistorů, jejich spínacích ztrátách a ztrátou na indukčnosti. Platí

$$P_{BUCK} = P_{COND} + P_{SW} + P_L. \quad (5.64)$$

Tyto zmíněné ztráty se týkaly pouze samotného snižujícího měniče. Mezi výstupem z fotovoltaického panelu a vstupem do bateriového systému jsou zapojeny i další součástky, které jsou výkonově ztrátové. Vstupní ztrátový výkon, do kterého nebude započítán vliv vstupní

kabeláže, se skládá ze ztrátového výkonu na vstupním napájecím přepínači, napájecím filtru a snímacího rezistoru pro měření proudu. Ztrátový výkon na vstupní části je označen jako  $P_{INPUT}$  a je vyjádřen

$$P_{INPUT} = (R_{PSW} + R_{FILT} + R_{SNS,IN}) \cdot I_{IN}^2, \quad (5.65)$$

kde  $R_{PSW}$  označuje odpor napájecího přepínače,  $R_{FILT}$  označuje celkový parazitní odpor filtru,  $R_{SNS,IN}$  je hodnota proudového snímacího rezistoru a proud  $I_{IN}$  je hodnota proudu, která prochází těmito zmíněnými prvky.

Na výstupní části, tedy mezi výstupem výkonového měniče a vstupem do bateriového systému, je pouze proudový snímací rezistor s hodnotou  $R_{SNS,OUT}$  a prochází jím proud  $I_{OUT}$ . Ztrátový výkon na výstupní části  $P_{OUTPUT}$  je definován jako

$$P_{OUTPUT} = R_{SNS,OUT} \cdot I_{OUT}^2. \quad (5.66)$$

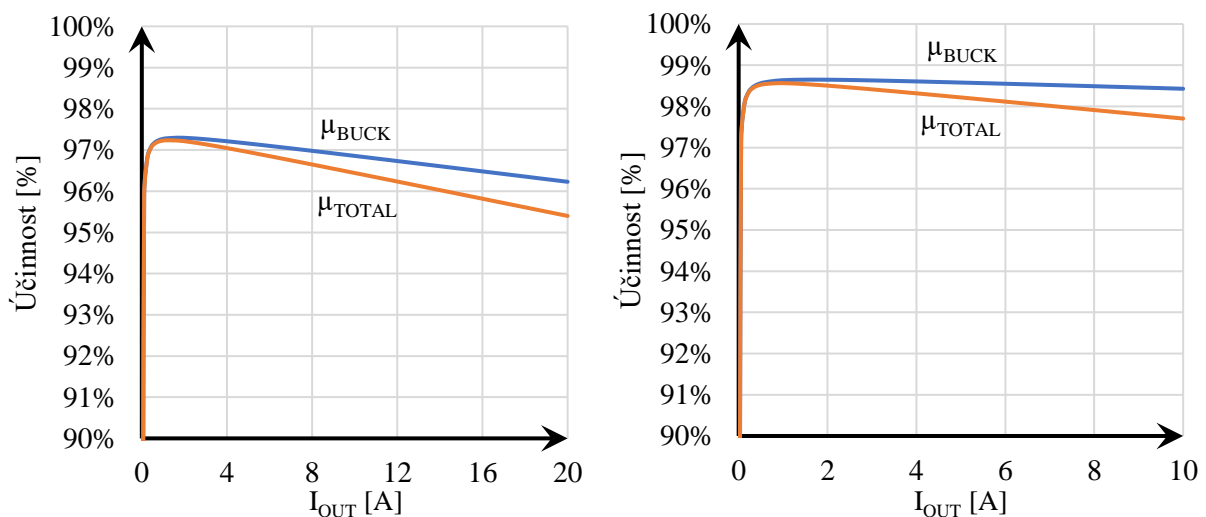
Celková efektivita měniče z pohledu napájecích cest je určena součtem dílčích ztrátových výkonů,

$$P_{TOTAL} = P_{INPUT} + P_{BUCK} + P_{OUTPUT}. \quad (5.67)$$

Účinnost převodu energie je pak dána poměrem výstupního výkonu ke vstupnímu, tedy

$$\mu_{BUCK} = \frac{P_{IN} - P_{BUCK}}{P_{IN}} \quad \mu_{TOTAL} = \frac{P_{IN} - P_{TOTAL}}{P_{IN}}. \quad (5.68)$$

Pomocí těchto rovnic a reálných parametrů součástek byly sestrojeny závislosti teoretické efektivity  $\mu_{BUCK}$  a  $\mu_{TOTAL}$  na výstupním proudu  $I_{OUT}$ . Z následujícího grafu je vidět, že v případě využití 24 V bateriového systému je docíleno vyšší efektivity převodu elektrické energie. Je nutné brát ale v potaz, že tyto grafy nezahrnují spotřebu řídicích systémů (spotřeba mikrokontroléru, spotřeba při měření napětí a proudů atd.).

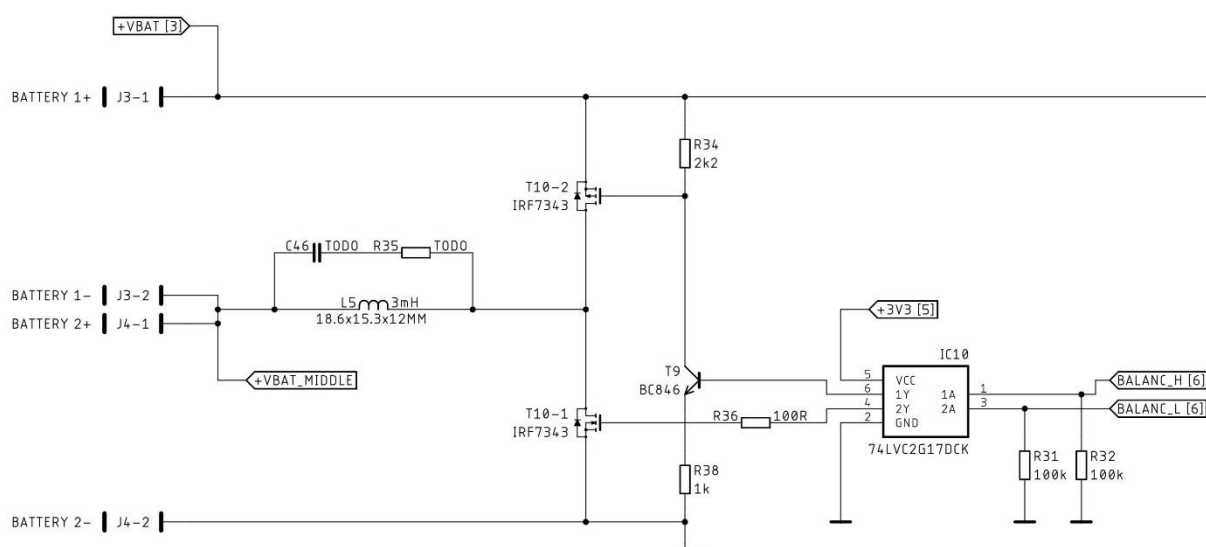


Obr. 5.15 Teoretická efektivita převodu energie pro bateriový systém s hodnotou napětí 12 V (vlevo) a 24 V (vpravo)

## 5.6 Bateriový systém

Jak již bylo zmíněno dříve, elektrická energie získaná z fotovoltaického panelu je převáděna na nižší hodnotu napětí pomocí výkonového měniče a je ukládána do bateriového systému. První varianta bateriového systému se skládá z jednoho nebo dvou paralelně zapojených akumulátorů a nominální hodnota napětí tohoto systému je 12 V. Druhou variantou bateriového systému je sériové zapojení dvou akumulátorů a výsledná hodnota napětí je 24 V. Konfigurace bateriového systému je fixně daná podle varianty osazení desky plošného spoje. Jedná se o osazení rezistoru R165. Pokud je tento rezistor osazen, je zvolena varianta bateriového systému s hodnotou napětí 12 V. V tomto případě je deaktivována funkce napěťového balancéru. Pokud je rezistor R165 neosazen, pak je zvolena varianta bateriového systému s hodnotou napětí 24 V.

Schéma zapojení bateriového systému je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.16 Schéma zapojení bateriového systému a napěťového balancéru

V případě bateriového systému s napětím 24 V se jednotlivé akumulátory připojují na konektory J3 a J4 podle předchozího obrázku. V případě bateriového systému s hodnotou 12 V je kladný pól akumulátorů připojen na kladnou svorku konektoru J3 (J3-1) a záporný pól je připojen na zápornou svorku konektoru J4 (J4-2). Přívodní kabeláž bateriového systému obsahuje automobilovou proudovou pojistku na 10 A (varianta 24 V bateriového systému) a 20 A (varianta 12 V bateriového systému).

### 5.6.1 Napěťový balancér

Na předchozím schématu zapojení je současně zobrazeno zapojení napěťového balancéru, který je využíván k vyrovnávání napětí na sériově zapojených akumulátorech. Jedná se o aktivní provedení napěťového balancéru (pojem aktivní vs pasivní balancér je definován v kapitole 3.3.3).

Princip funkce se skládá z induktoru připojeného na společný pól obou akumulátorů (napětí 12 V) a druhý konec induktoru je pomocí tranzistorů spínán buď na napětí 0 V nebo na napětí 24 V. V případě, že spodní akumulátor připojený na konektor J4 má vyšší hodnotu napětí než akumulátor připojený na konektor J3, probíhá následující. V první fázi je sepnut

spodní tranzistor T10-1, který vytvoří na induktoru L5 konstantní napětí. Toto napětí vyvolá v induktoru lineární nárůst proudu, který je zastaven ve chvíli, kdy je spodní tranzistor T10-1 rozepnut. V tuto chvíli není volný konec induktoru L5 připojen na žádný potenciál. Induktor má snahu svou akumulovanou energii vrátit do obvodu a proud z induktoru začne procházet diodou tranzistoru T10-2 a začne dobíjet akumulátor připojený na konektoru J3. Proud induktorem téměř lineárně klesá až k hodnotě difúzního napětí diody tranzistoru T10-2. V tuto chvíli hrozí rozkmitání napětí na nepřipojeném konci induktoru, a proto je paralelně k induktoru připojen RC snubber, který tlumí vzniklé oscilace.

Tento snubber se skládá ze sériového zapojení rezistoru a kondenzátoru, které vytváří frekvenční filtr typu horní propust. Ve chvíli, kdy je na induktoru L5 konstantní napětí, RC snubberem neprochází žádný proud. V opačném případě, kdy je na induktoru rozkmitané napětí způsobené parazitní kapacitou induktoru spolu s jeho vlastní indukčností, dochází k průchodu proudu přes RC snubber a tím jsou vzniklé oscilace utlumeny.

Vzhledem k tomu, že ve fázi vybíjení se induktor chová jako zdroj energie, má hodnotu napětí rovnou součtu hodnoty napětí horního akumulátoru a hodnoty difúzního napětí na diodě tranzistoru. Je možné tedy předpokládat, že je toto napětí o malou hodnotu větší než napětí na induktoru ve fázi nabíjení, a tedy vybíjecí čas bude patrně kratší. Reálně bude vybíjecí čas ještě více kratší, protože se během fáze nabíjení a vybíjení projeví parazitní sériový odpor induktoru.

V případě, kdy je více nabitý akumulátor připojený na konektor J3, se spíná horní tranzistor T10-2 a děj je přesně obrácený.

Induktor byl zvolen od výrobce WURTH ELEKTRONIK s hodnotou 3 mH, efektivním proudem 500 mA a saturačním proudem 1 A. Dle rovnice (5.22) lze vypočítat čas nabíjení

$$\Delta t_{ON} = \Delta i_L \cdot \frac{L}{U_L}. \quad (5.69)$$

Napětí na induktoru  $U_L$  je rovno napětí nabitějšího akumulátoru, pro jednoduchost výpočtu je zvolena hodnota napětí 12 V. Proud  $\Delta i_L$  je zvolen na hodnotu 600 mA, pak

$$\Delta t_{ON} = \Delta i_L \cdot \frac{L}{U_{BAT}} = 600 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{12} = 150 \mu s. \quad (5.70)$$

Čas vybíjení lze vypočítat stejným způsobem. V tomto případě bude napětí  $U_L$  zvýšené o hodnotu difúzního napětí diody tranzistoru  $U_D$

$$\Delta t_{OFF} = \Delta i_L \cdot \frac{L}{U_{BAT} + U_D} = 600 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{12 + 0,7} = 142 \mu s. \quad (5.71)$$

Co se týče délky balancování je nutné definovat několik dalších parametrů. Délka balančního cyklu  $t_{BAL}$  je zvolena s rezervou na hodnotu 300  $\mu s$ , aby se cykly nepřekrývaly a nenastal tak případ neustálého nárůstu proudu induktorem.

Pokud jsou zanedbány všechny balanční ztráty (bude počítáno se 100 % efektivitou), převedený náboj bude roven následujícímu výpočtu

$$Q_{BAL} = I \cdot t = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L \cdot t_{ON} = \frac{1}{2} \cdot 600 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 45 \mu Ah. \quad (5.72)$$

Pokud bude například na akumulátorech rozdíl náboje  $Q_{DIFF}$  s hodnotou 1 Ah, bude potřeba z jednoho akumulátoru odebrat polovinu rozdílu toho náboje a uložit ji do druhého akumulátoru. Potřebný čas pro balancování označený jako  $t_{TOTAL}$  je vypočten jako

$$\frac{Q_{DIFF}}{2 \cdot t_{TOTAL}} = \frac{Q_{BAL}}{t_{BAL}}, \quad (5.73)$$

$$t_{TOTAL} = \frac{Q_{DIFF} \cdot t_{BAL}}{2 \cdot Q_{BAL}} = \frac{1 \cdot 300 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 45 \cdot 10^{-6}} = 3,33 \text{ hod.} \quad (5.74)$$

Balancování akumulátorů s pomocí aktivního balancéru v tomto případě trvá stejně jako balancování pomocí pasivního balancéru s balančním proudem 300 mA. Aktivní balancér má ovšem velkou výhodu v tom, že uchovanou energii v akumulátorech pouze nevybílí, ale s poměrně vysokou efektivitou ji převádí do druhého akumulátoru.

## 5.7 Měření napětí a proudů

V navrženém zařízení jsou na několika místech měřeny jednotlivé napětí a proudy, které jsou nedílnou součástí pro regulační smyčku řízenou z mikrokontroléru. Z pohledu měření napětí je problematika jednoduchá. Jedná se o jednoduchý odporový dělič, který na svém výstupu obsahuje filtrační kondenzátor, aby se snížila mezní frekvence. Následně je tato hodnota přivedena na vstup operačního zesilovače zapojeného jako sledovač napětí. Na výstupu operačního zesilovače je připojen RC filtr, který slouží pro správné měření napětí pomocí 12bitového převodníku AD v mikrokontroléru.

Při měření proudů jsou v kladných větvích obvodu připojeny snímací rezistory s hodnotami odporu 1 mΩ a 2 mΩ. Napětí na snímacích rezistorech je zpracováno pomocí CSA zesilovače (current sense amplifier) od výrobce Texas Instruments s označením INA168 a následně je převedeno pomocí výstupního rezistoru na napětí vztážené vůči zemi. Toto napětí je pak přivedeno opět do operačního zesilovače zapojeného jako sledovač napětí. Výstup sledovače napětí je opět přes RC článek přiveden do převodníku AD. Příklad zapojení proudově snímajícího zesilovače je uveden na schématu výkonového měniče na jeho výstupní části na Obr. 5.14.

Seznam měřených napětí a proudů a jejich významy jsou uvedeny v následující tabulce.

Tabulka 5.4 Seznam měřených napětí a proudů a jejich účelů

označení napětí	účel měření
+VPV_FUSE	měření vstupního napětí FV panelu, určeno pro výběr napájecího vstupu
+VEXT_FUSE	měření vstupního napětí externího vstupu, určeno pro výběr napájecího vstupu
+VIN	měření vstupního napětí výkonového měniče, určeno pro regulaci MPPT
IIN	měření vstupního proudu výkonového měniče, určeno pro regulaci MPPT
+VBAT	měření výstupního napětí měniče / napětí bateriového systému
+VBAT_MIDDLE	měření napětí středního napětí mezi akumulátory pro účely balancování
IBAT	měření proudu tekoucího do akumulátoru, určeno pro regulaci nabíjení
IOUT	měření výstupního proudu z bateriového systému pro informativní účely

## 5.8 Soustava napájecích zdrojů

Navržené zařízení obsahuje mimo jiné i tři výkonově menší spínané zdroje. První spínaný zdroj je určen pro případ varianty 24 V bateriového systému, kde vytváří výstupní napětí

12 V a proud 3 A pro výstupní periferie. Jeho zapnutí a vypnutí je řízeno signálem z mikrokontroléru. Druhým zdrojem napětí je spínaný zdroj, který je napájen z bateriového systému (varianta 12 V i 24 V) a vytváří výstupní napětí 5 V s maximální hodnotou proudu 3 A. Tento spínaný zdroj je v provozním stavu neustále a slouží pro vytváření hlavního napětí pro provoz navrženého zařízení. Jeho druhým využitím je vytváření napětí pro výstupní periferie a USB nabíjecí porty. Tyto zmíněné dva spínané zdroje obsahují integrovaný obvod TPS54340 od výrobce Texas Instruments.

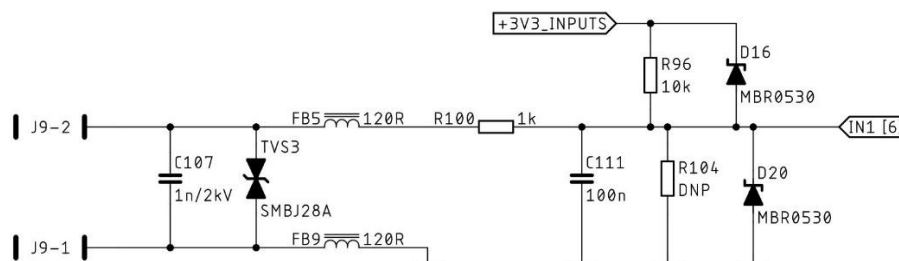
Třetím spínaným zdrojem je zdroj napětí pojmenovaný jako start-up měnič, který je napájen přímo z jednoho ze vstupních napájení. Na napájecích vstupech je vytvořen diodový součtin, který napájí start-up měnič. Tento zdroj vytváří napětí 10 V pomocí něhož jsou napájeny gate drivery výkonového snižujícího měniče. Rovněž slouží jako záloha, aby zařízení mohlo fungovat i v případě, že bateriový systém bude úplně vybitý nebo odpojený.

Navržené zařízení obsahuje ještě dva další zdroje napětí, jimiž jsou LDO stabilizátory. První LDO stabilizátor je připojen na výstup 5 V spínaného zdroje a vytváří napětí 3,3 V. Toto napětí napájí většinu digitálních obvodů v zařízení. Druhý LDO stabilizátor slouží jako napájení pro analogové obvody.

## 5.9 Logické vstupy

Součástí navrženého zařízení jsou čtyři logické vstupy, které vyvolávají určitou akci. Mohou být využity pro řízení zapínání, vypínání a případně PWM regulaci jednotlivých výstupů. Tato akce se následně definuje v menu zařízení a v obslužném software.

Schéma zapojení logických vstupu je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 5.17 Schéma zapojení logických vstupů

Hlavní předností tohoto zapojení je jeho univerzálnost. Pomocí osazení jednotlivých součástek lze určit reakční funkce vstupu. Na tento logický vstup může být připojen jednoduchý spínač nebo napěťový logický signál s rozsahem napětí od 3 V až po 24 V. Vstupní část logického vstupu tvoří kombinace kondenzátoru a obousměrného transilu, která slouží jako ochrana proti elektrostatickému pulzu. Následně logické vstupy obsahují feritové perličky, které redukuje vysokofrekvenční signály indukující se na přívodní kabeláž. Tímto mechanismem je zvýšena elektromagnetická odolnost.

Další částí logického vstupu je RC filtr, který filtruje vstupní zákmity. Současně je využito rezistoru z RC filtru (na obrázku R100), který slouží zároveň jako proudová ochrana pro napětí omezující Schottkyho diody. V případě, že je vstupní napětí větší než 3,5 až 3,6 V, dioda D16 bude polarizována v propustném směru a omezí napětí vstupního signálu. Rezistor R100 nyní



omezuje proud diodou, aby se předešlo jejímu zničení. Obdobně to funguje i v případě záporného napětí menšího než -0,2 až -0,3 V. V tuto chvíli je v propustném směru polarizována dioda D20, která způsobí omezení vstupního napětí.

Pokud bude na logický vstup připojena napěťová logická úroveň větší než 3,3 V, je vhodné osadit rezistor R104, který spolu s rezistorem R100 tvoří napěťový dělič.

Pokud bude na vstup připojen spínač nebo mikrosplínač, osazený rezistor R96 slouží jako pull up rezistor, který definuje výchozí logickou úroveň. Vstupy jsou v této práci osazeny pro využití spínačů a osazovací varianta je shodná se schématem na Obr. 5.7.

## 5.10 Napěťové řízené výstupy

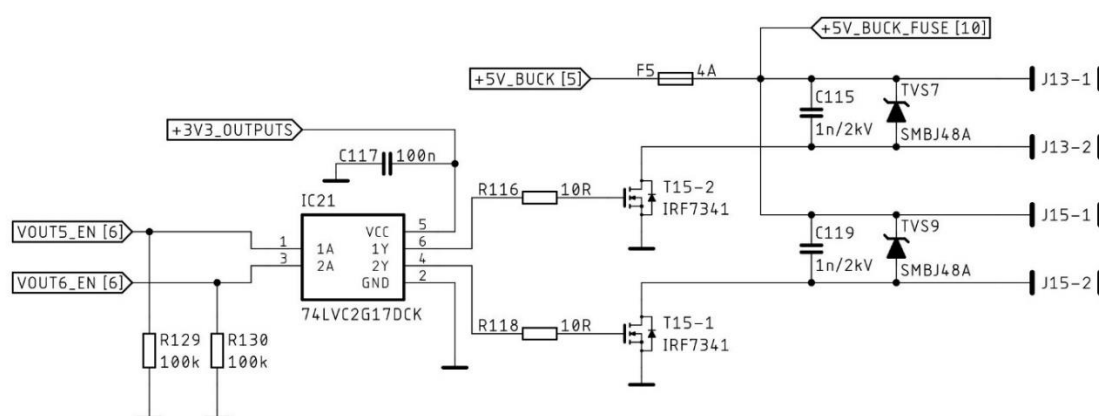
Navržené elektronické zařízení obsahuje šest napěťových řízených výstupů, které jsou podle výstupního napětí rozděleny na tři skupiny vždy po dvou výstupech. První skupina je připojená na napětí bateriového systému a výstupní proud může nabývat hodnot až do 10 A. Tato hodnota je dána jako součtová hodnota pro oba výstupy. Druhá skupina výstupů může být připojena na měnič napětí s hodnotou výstupního napětí 12 V nebo může být připojena přímo na napětí bateriového systému. Tato volba se definuje osazovací variantou. Třetí skupina výstupů je připojena na napětí 5 V a jejich společný maximální výstupní proud je 3 A.

Tabulka 5.5 Možnosti napětí pro řízené výstupy

bateriový systém	OUT1/2	OUT3/4	OUT5/6
12 V	12 V	12 V	5 V
24 V	24 V	12 V / 24 V	5 V

Všechny tyto výstupy jsou řízené, tedy mohou být libovolně zapínány a vypínány, a také mohou být nastaveny na výstupní PWM signál s frekvencí 100 Hz pro využití například u řízení jasu LED pásků.

Na následujícím obrázku jsou zobrazeny napěťové výstupy s výstupním napětím 5 V.



Obr. 5.18 Schéma zapojení napájecích řízených výstupů 5 V

Na kladnou výstupní svorku konektoru je připojeno trvale napětí a záporná svorka je připínána pomocí unipolárního tranzistoru do země. V blízkosti výstupního konektoru je připojen jednosměrný transil, který slouží jako omezení napětí proti elektrostatickému pulsu

a také slouží jako ochrana v případě, že je na výstup připojena induktivní zátěž – například spínací relé. Unipolární tranzistory jsou řízené z mikrokontroléru přes proudově posilující logický buffer.

### 5.10.1 Desulfatace bateriového systému

Na napěťový výstup je možnost externě připojit výkonový zatěžovací rezistor s hodnotou od 5 až do 24  $\Omega$  a slouží jako výstup provádějící desulfataci bateriového systému. Protože je výstup OUT1 připojen přímo na bateriový systém, je možné jej vybíjet proudovými pulsy s frekvencí 1 kHz. Velikost proudového pulsu je definována velikostí připojeného zatěžovacího rezistoru. Popis desulfatace a jejího účelu je popsán v kapitole 3.2.

## 5.11 Mikrokontrolér

V tomto návrhu byl za hlavní řídicí součástku zvolen mikrokontrolér STM32F407VE od firmy STMicroelectronics, který je postaven na jádru Cortex-M4 s hardwarovou jednotkou pro výpočet čísel s plovoucí desetinou čárkou. Tento mikrokontrolér pracuje na frekvenci 168 MHz a jeho výpočetní výkon je udán na hodnotu 210 DMIPS. Zvolené pouzdro pro tuto aplikaci je LQFP-100, které obsahuje celkem 100 pinů.

Jedny z nejdůležitějších periférií využitých v tomto návrhu jsou

- 12bitové ADC,
- čítač/časovač s funkcí komplementárního PWM,
- čítač/časovač s jednoduchým PWM,
- I2C,
- USB 2.0,
- Ethernet MAC 100 Mbps,
- USART (pro ladící účely).

## 5.12 Komunikační periférie

K dispozici jsou dvě komunikační periférie. První periférií je rozhraní USB 2.0, které slouží pro komunikaci s obslužným software. Rozhraní obsahuje pouze ochranné transily na datové sběrnici.

Druhým rozhraním je Ethernet s rychlostí 100 Mbps, které je realizováno pomocí PHY rozhraní LAN8742A od firmy Microchip. Toto PHY rozhraní komunikuje s MAC periférií mikrokontroléru po sběrnici RMII (reduced media-independent interface) na kmitočtu 50 MHz.

## 5.13 Ovládací panel

Navržené zařízení obsahuje malý ovládací panel, který je navržen na oddělené desce plošného spoje, která obsahuje LCD displej s možností zobrazení alfanumerických znaků v matici 20x4, který komunikuje po sběrnici I2C. Součástí ovládacího panelu jsou čtyři mikropsínače pro pohyb v konfiguračním menu.

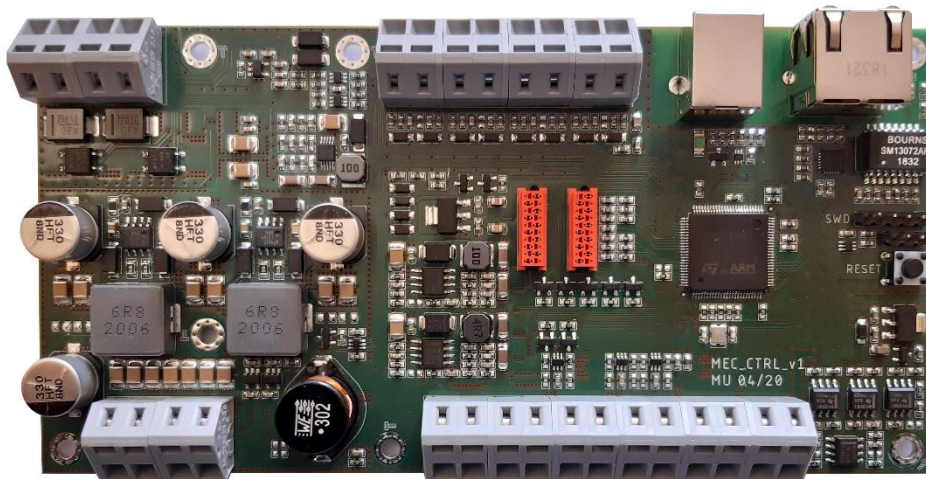
Nad LCD displejem jsou umístěny tři stavové LED, které indikují základní aktivity zařízení. První zelená LED s označením RUN indikuje krátkým bliknutím činnost zařízení. Druhá žlutá LED s označením BATT indikuje stav, kdy je bateriový systém nabíjen. Třetí červená LED s označením ERROR, která indikuje chybový stav zařízení.

Na tomto ovládacím panelu jsou umístěny dva USB nabíjecí porty pro mobilní nebo jiné zařízení, přičemž tyto porty jsou stále aktivní.

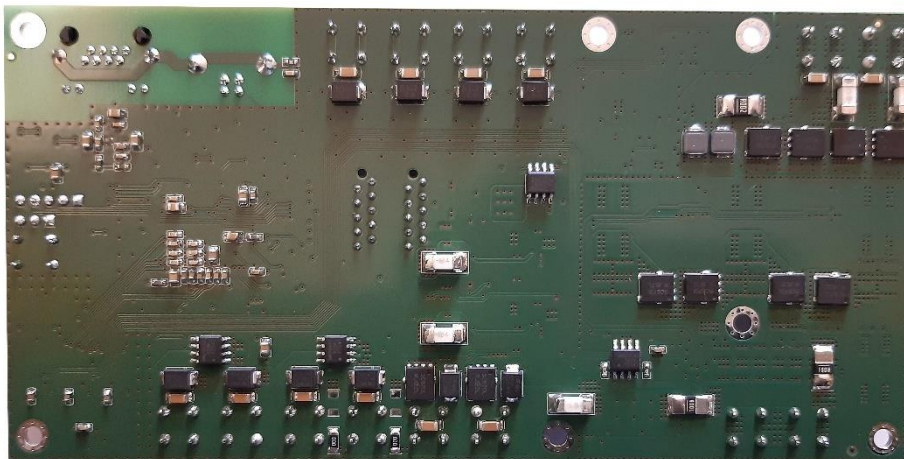
## 5.14 Navržené desky plošného spoje

Celé zařízení se skládá ze dvou desek plošného spoje (DPS). Pro návrh těchto DPS byl zvolen software EAGLE 9.5.0.

První DPS, označená jako řídicí, obsahuje všechny navržené funkcionality kromě těch, které jsou zmíněné v kapitole 5.13. Tato DPS je uspořádaná jako čtyřvrstvá z důvodu velké proudové zatížitelnosti dosahující hodnot 20 A. Vnější vrstvy (první a čtvrtá) jsou primárně určeny pro signálové spoje a v oblasti výkonového měniče plní účel přidavné plochy pro snížení proudové hustoty u proudově namáhaných cest. Vnitřní vrstvy (druhá a třetí) plní účel napájecích ploch. Rozměry této DPS jsou 160 x 80 mm. Na následujících obrázcích je zobrazena osazená řídicí DPS.

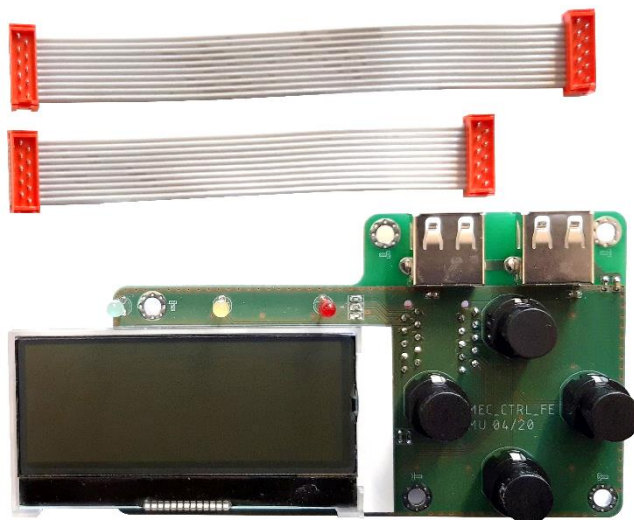


Obr. 5.19 Osazená řídicí DPS – strana TOP



Obr. 5.20 Osazená řídicí DPS – strana BOTTOM

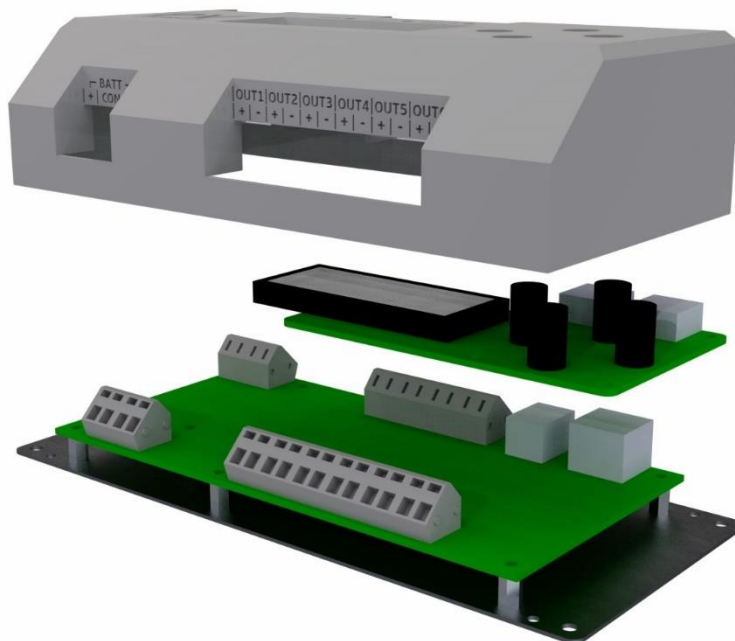
Druhá DPS plní účel ovládacího panelu a obsahuje LCD displej, čtyři ovládací tlačítka tři indikační LED a dva nabíjecí USB porty. Tato DPS je navržena jako dvouvrstvá a její rozměry jsou 100 x 60 mm. DPS ovládacího panelu je s řídicí DPS propojena pomocí dvou plochých 10 ti žilových kabelů s konektory MicroMatch. Na následujícím obrázku je zobrazena osazená DPS ovládacího panelu a propojovací kabely.



*Obr. 5.21 Osazená DPS ovládacího panelu a propojovací kabely*

## 5.15 Návrh mechaniky

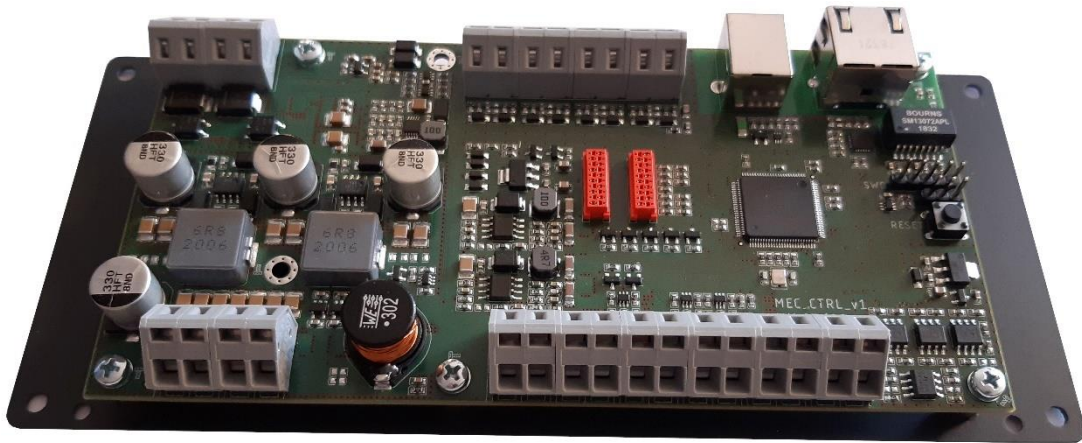
Návrh mechaniky byl vytvořen v programu SOLIDWORKS. Mechanika byla navržena za účelem ochrany elektronického zařízení před okolím a skládá se z plastové krabičky, ze které vystupují pouze konektory, LCD displej a ovládací tlačítka. Krabička byla vytištěna na 3D tiskárně Ultimaker S3. Celá krabička je přišroubována na nalakovaný nerezový plech o tloušťce 1 mm. Model celé sestavy je zobrazen na následujícím obrázku.



*Obr. 5.22 Model sestavy elektroniky a mechaniky*



Na následujících obrázcích jsou zobrazeny fotografie navrženého zařízení.



*Obr. 5.23 Řídicí DPS přišroubovaná na nalakovaný nerezový plech*



*Obr. 5.24 Zkompletované zařízení*



*Obr. 5.25 Zkompletované zařízení – pohled shora*

## 6 NÁVRH FIRMWARE A SOFTWARE

Firmware pro navržené elektronické zařízení byl vytvořen ve vývojovém prostředí Keil  $\mu$ Vision5 a napsán v programovacím jazyce C.

### 6.1 Řízení výkonového měniče

V kapitole 5.5.5 bylo uvedeno, že výkonový měnič je řízen pomocí PWM signálů ovládajících gate drivery. Tyto PWM signály jsou generovány z hardwarové periferie mikrokontroléru typu timer, který je nastaven tak, aby na svém výstupu vytvářel dva komplementární PWM signály. Vstupní frekvence hardwarové periferie byla zvolena na 42 MHz. Během návrhu výkonového měniče byla definována spínací frekvence  $f_{sw}$  s hodnotou 400 kHz. Pomocí těchto zmíněných dvou parametrů je možné nastavit 105 variant šířek PWM signálů, čímž je získána minimální změna střídání  $D$  s hodnotou 0,95 %. Tato minimální změna střídání je dostačující pro standardní MPPT regulaci typu Perturb & Observe, ale pro regulaci pomocí fuzzy logiky je nedostatečná.

V takovém případě, kdy je nutné získat větší rozlišení PWM signálu, je možné využít metodu rozmítání. Ta je založena na principu, že s každou novou periodou PWM signálu se mění i střída. Pokud se při generování PWM signálu neustále opakuje střída například 49,4 % a střída o jeden krok vyšší, v aktuálním případě tedy 50,35 %, tak to má za následek, že z delšího časového pohledu je střída zprůměrována na hodnotu přibližně 49,88 %. Spínací tranzistory výkonového měniče v první periodě propouští proud kratší dobu a v druhé periodě delší dobu. Doba, kdy jsou spínací tranzistory otevřené, je z delšího časového úseku zprůměrována.

V této práci je pro každý krok střídání vytvořeno 8 dílčích kroků, čímž dojde k osminásobnému zvýšení rozlišení PWM signálu a to na 840 variant. Minimální průměrná změna střídání je osminásobně snížena na hodnotu 0,12 % a to je pro fuzzy logiku dostatečné. V následující tabulce je uvedeno střídání stříd pro dosažení průměrné mezi-střídání.

Tabulka 6.1 Střídání stříd pro dosažení průměrné mezi-střídání

Dílčí střída	Číslo perrody							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	D	D	D	D	D	D	D	D
1	D+1	D	D	D	D	D	D	D
2	D+1	D	D	D	D+1	D	D	D
3	D+1	D	D+1	D	D+1	D	D	D
4	D+1	D	D+1	D	D+1	D	D+1	D
5	D+1	D+1	D+1	D	D+1	D	D+1	D
6	D+1	D+1	D+1	D	D+1	D+1	D+1	D
7	D+1	D+1	D+1	D+1	D+1	D+1	D+1	D

Z pohledu hardware je tato funkcionality realizována pomocí propojení periferie timer s RAM pomocí periferie DMA (direct memory access). V paměti RAM je na definovaných pozicích uloženo osm hodnot stříd, které jsou s každou novou střídou po jedné přesouvány do periferie timer.

## 6.2 Metoda MPPT založená na fuzzy logice

Princip činnosti regulační metody pro dosažení maximálního výkonového bodu byl vysvětlen v kapitole 4.4.6. Hlavní předností využití fuzzy logiky je, že usnadňuje návrh složitějších a komplexnějších regulačních systémů. Pro každý definovaný interval vstupní proměnné je možné definovat různou výstupní hodnotu, a tedy i definovat jiné chování systému pro tento interval.

### 6.2.1 Návrh fuzzy kontroléru pro 50 Wp panel

V prvním kroku návrhu regulační smyčky pomocí fuzzy logiky byl návrh cílen na fotovoltaický panel s maximálním výkonem 50 Wp a na výstupu regulátoru byla připojena výkonová odporová zátěž. Tato konfigurace byla zvolena z důvodu testování a ladění regulační smyčky. Odporová zátěž byla zvolena z důvodu ochrany zařízení před nesprávně provedenou úpravou regulační smyčky. V takovém případě, kdy na výstupu regulátoru by byl připojen rovnou akumulátor, by mohla nastat chvíle, kdy výstupní napětí regulátoru by bylo menší než napětí samotného akumulátoru. V takový moment by procházel proud směrem z akumulátoru do výkonového měniče, a to by mohlo vést k trvalému poškození zařízení. U testovací výkonové odporové zátěže tento případ nenastane.

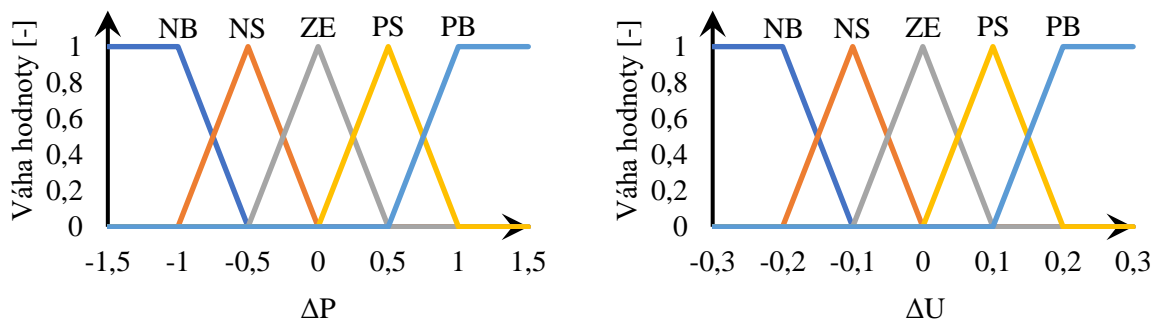
Na Obr. 4.3 je zobrazeno blokové schéma zpracování vstupních veličin pomocí fuzzy logiky. Prvním krokem je převést naměřené hodnoty fotovoltaického panelu, tedy změnu výkonu  $\Delta P_{FV}$  a změnu napětí  $\Delta U_{FV}$ , na jejich odpovídající vyjádření ve fuzzy logice. Tomuto procesu se říká fuzzyfikace. Pro obě vstupní veličiny je zvoleno pět intervalů – NB (negative big), NS (negative small), ZE (zero), PS (positive small) a PB (positive big). Interval ZE má svůj střed v hodnotě změny 0. Střed intervalů NB a PB byly nastaveny experimentálně následujícím způsobem. Nejdříve byla definována maximální změna střídání  $D$  s hodnotou 2 %. Následně byl k vyrobenému zařízení připojen fotovoltaický panel a odporová zátěž. Na této sestavě byla spuštěna MPPT regulace Perturb & Observe po celkovou dobu dvou dnů. Změna střídání byla nastavena na definovanou hodnotu 2 %. Během této regulace byly logovány hodnoty změny výkonu  $\Delta P_{FV}$  a změny napětí  $\Delta U_{FV}$ , a po testování byly nalezeny jejich maximální hodnoty, které byly použity pro středy intervalů NB a PB. Střed intervalů NS byly umístěny mezi středy intervalů NB a ZE. Střed intervalů PS byly obdobně umístěny mezi středy intervalů ZE a PB.

V následující tabulce jsou zobrazeny hodnoty středů intervalů pro změnu výkonu  $\Delta P_{FV}$ , změnu napětí  $\Delta U_{FV}$  a změnu výstupní střídání  $D$ .

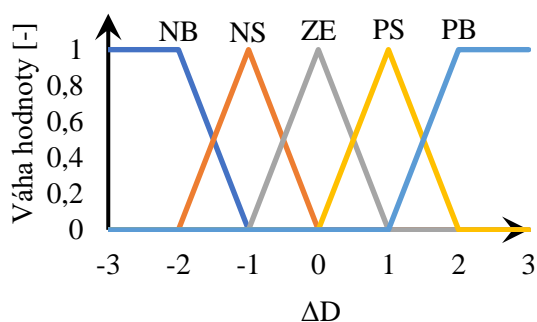
Tabulka 6.2 Definice hodnot pro fuzzyfikaci (50 Wp panel)

veličina	NB	NS	ZE	PS	PB
$\Delta P$ [W]	-1	-0,5	0	0,5	1
$\Delta U$ [V]	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2
$\Delta D$ [%]	-2	-1	0	1	2

Celé intervaly jsou graficky zobrazeny na následujících obrázcích.

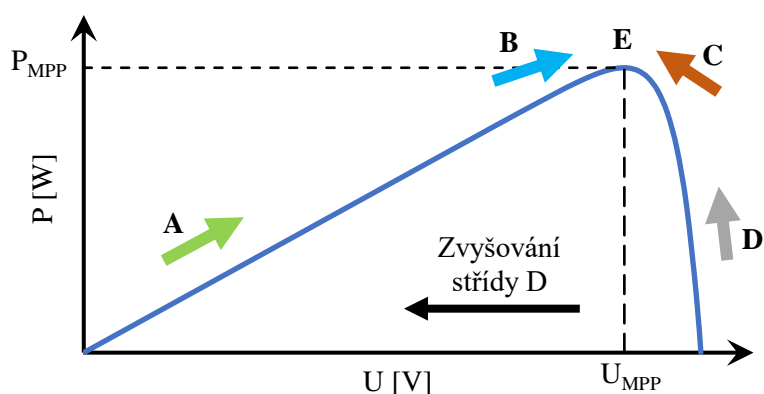


Obr. 6.1 Fuzzyfikace změny výkonu a změny napětí pro 50 Wp panel



Obr. 6.2 Defuzzyfikace změny výstupní střídý pro 50 Wp panel

Po fuzzyfikace následuje sestavení fuzzy pravidel pro chování regulační metody. Toto sestavení vychází ze závislosti výkonu fotovoltaického panelu na jeho napětí, která je zobrazena na následujícím obrázku. V první části je nutné podotknout, že zvýšení střídý má za následek snížení pracovního napětí FV panelu. V případě, že je střída zvýšena, dojde ke zvýšení výstupního napětí výkonového měniče, a tedy i výstupní zátěže. Toto zvýšení napětí vyvolá na zátěži nárůst výstupního proudu, který se na vstupní části výkonového měniče projeví jako nárůst proudu z fotovoltaického panelu. Tento nárůst proudu se projeví snížením napětí fotovoltaického panelu.



Obr. 6.3 Závislost výkonu fotovoltaického panelu na jeho napětí – tvorba fuzzy pravidel

Během regulace se může pracovní bod fotovoltaického panelu nacházet ve čtyřech základních pozicích. První dvě pozice A a D se nacházejí poměrně daleko od maximálního



výkonového bodu, a proto může být zvolen větší přírůstek střídavy za účelem rychlejšímu přiblížení k bodu maximálního výkonu. V pozicích **B** a **C** se již regulační smyčka blíží k maximálnímu výkonovému bodu a přírůstek střídavy je volen s menší hodnotou, aby nedocházelo k výraznému přeskočení maximálního výkonového bodu a tím bylo docíleno nižších oscilací. V pozici **E** je dosaženo maximálního výkonového bodu a střídava by se neměla vůbec měnit. Pozice **E** je v následující tabulce vyznačena bílou barvou. Tyto pozice jsou názorně vyznačeny v následující tabulce, která obsahuje fuzzy pravidla. Jedinou změnou jsou pravidla 3, 8, 18 a 23 (vyznačena zlatou barvou), která byla experimentálně upravena během testování regulační metody.

Tabulka 6.3 Fuzzy pravidla pro MPPT regulaci pomocí snižujícího měniče

Fuzzy pravidla		$\Delta V_{FV}$				
		<b>NB</b>	<b>NS</b>	<b>ZE</b>	<b>PS</b>	<b>PB</b>
$\Delta P_{FV}$	<b>NB</b>	Pravidlo 1 NS	Pravidlo 2 NB	Pravidlo 3 NB	Pravidlo 4 PB	Pravidlo 5 PS
	<b>NS</b>	Pravidlo 6 ZE	Pravidlo 7 NS	Pravidlo 8 NB	Pravidlo 9 PS	Pravidlo 10 ZE
	<b>ZE</b>	Pravidlo 11 ZE	Pravidlo 12 ZE	Pravidlo 13 ZE	Pravidlo 14 ZE	Pravidlo 15 ZE
	<b>PS</b>	Pravidlo 16 ZE	Pravidlo 17 PS	Pravidlo 18 PB	Pravidlo 19 NS	Pravidlo 20 ZE
	<b>PB</b>	Pravidlo 21 PS	Pravidlo 22 PB	Pravidlo 23 PB	Pravidlo 24 NB	Pravidlo 25 NS

Hodnota každého pravidla je dána fuzzy operací AND pro odpovídající interval změny napětí  $\Delta U_{FV}$  a změny výkonu  $\Delta P_{FV}$ . Operace AND funguje obdobně jako logický součin v Booleově algebře, kde ve fuzzy množině znamená, že výstupní hodnota se rovná menší hodnotě ze dvou vstupů. Pokud má tedy jeden vstup hodnotu 0,5 a druhý vstup 0,7, pak výsledek operace fuzzy AND je roven hodnotě 0,5.

Všech 25 pravidel je následně váhově zprůměrováno podle vztahu

$$\Delta D = \frac{\sum_{i=1}^n Y_i \cdot X_i}{\sum_{i=1}^n Y_i}, \quad (6.1)$$

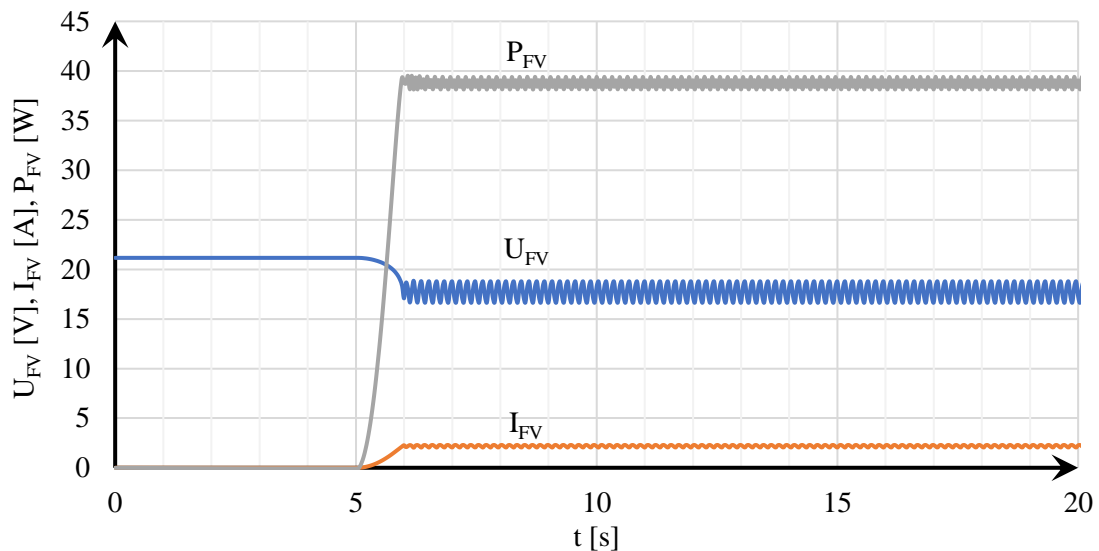
kde  $\Delta D$  označuje změnu střídavy,  $i$  označuje fuzzy pravidlo,  $n$  označuje celkový počet fuzzy pravidel,  $Y_i$  označuje výstup pravidla  $i$  a  $X_i$  označuje střed výstupního intervalu pravidla  $i$ . Změna střídavy je následně zaokrouhlena v souladu s minimální možnou změnou střídavy  $D$ , která má hodnotu 0,12 % (viz kapitola 6.1). Pokud je tedy změna střídavy rovna například hodnotě 0,25 %, je zaokrouhlena na hodnotu 0,24 %, což odpovídá zvýšení střídavy o dva kroky.

## 6.2.2 Porovnání metody Perturb & Observe a fuzzy logiky

Po úspěšném návrhu byla porovnána metoda Perturb & Observe se změnou střídavy 2 % a 0,5 % s metodou pomocí fuzzy logiky. Porovnání proběhlo během květnového jasného dne mezi 12 a 13 hodinou, kde byla intenzita solárního záření téměř konstantní. Všechny metody měly tedy

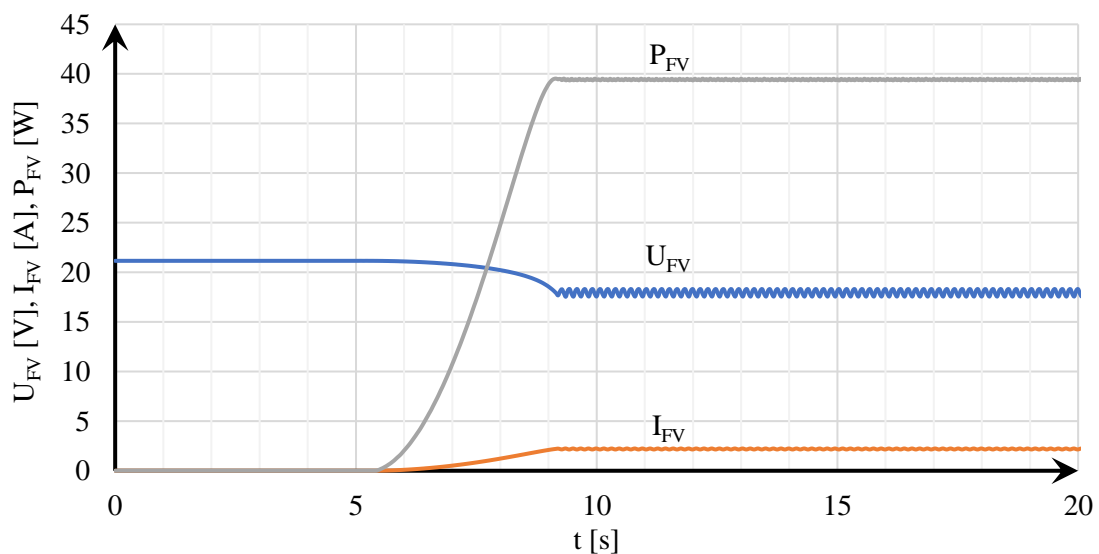
stejně počáteční podmínky. Prvních pět vteřin probíhalo pouze měření napětí, proudu a výkonu fotovoltaického panelu a následně byla spuštěna zvolená regulační metoda s periodou přepočítávání 40 ms. Měření napětí, proudu a výkonu proběhlo v mikrokontroléru a data byla přenesena do počítače pomocí rozhraní UART.

Na následujícím obrázku je zobrazena první metoda, tedy metoda Perturb & Observe se střídou 2 %. Tato metoda má velkou výhodu v rychlosti odezvy, která je v tomto případě necelou jednu sekundu. Velkou nevýhodou je velké oscilace kolem maximálního pracovního bodu fotovoltaického panelu, které se projeví ztrátou výkonu v řádu jednotek procent.



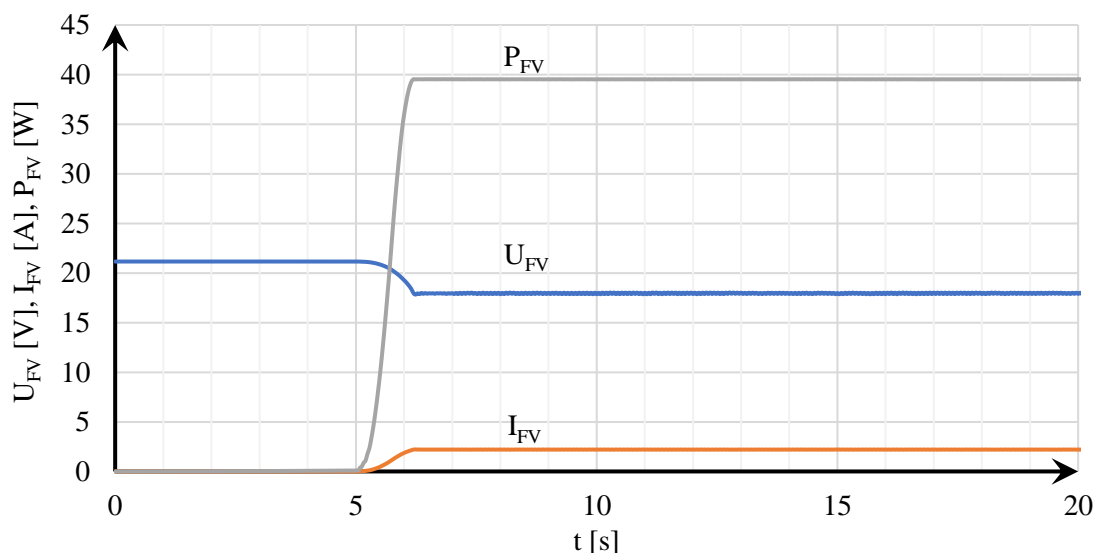
Obr. 6.4 MPPT metoda – Perturb & Observe se změnou střídý po 2 % (50 Wp panel)

Na následujícím obrázku je zobrazena druhá varianta metody Perturb & Observe se změnou střídý 0,5 %. Tato metoda výrazně sníží oscilace kolem maximálního pracovního bodu a tím zvýší výrobu elektrické energie FV panelu. Nevýhodou této metody je delší potřebný čas (v tomto případě 4 sekundy) pro dosažení maximálního výkonového bodu FV panelu, což může snížit efektivitu metody v případě rychle se měnící intenzity solárního záření.



Obr. 6.5 MPPT metoda – Perturb & Observe se změnou střídý o 0,5 % (50 Wp panel)

Poslední porovnanou metodou je tedy metoda založená na fuzzy logice, která je zobrazená na následujícím obrázku. Díky možnosti dynamické změny střídání na poloze pracovního bodu fotovoltaického panelu zde metoda kombinuje rychlost, se kterou je dosažen maximální výkonový bod FV panelu (v tomto případě se jedná o čas 1,2 sekundy) a minimální oscilace kolem maximálního pracovního bodu FV panelu. Tato metoda je tedy více efektivní a je možné s ní vyrobit o pár procent více elektrické energie.



Obr. 6.6 MPPT metoda – fuzzy logika s dynamickou změnou střídání (50 Wp panel)

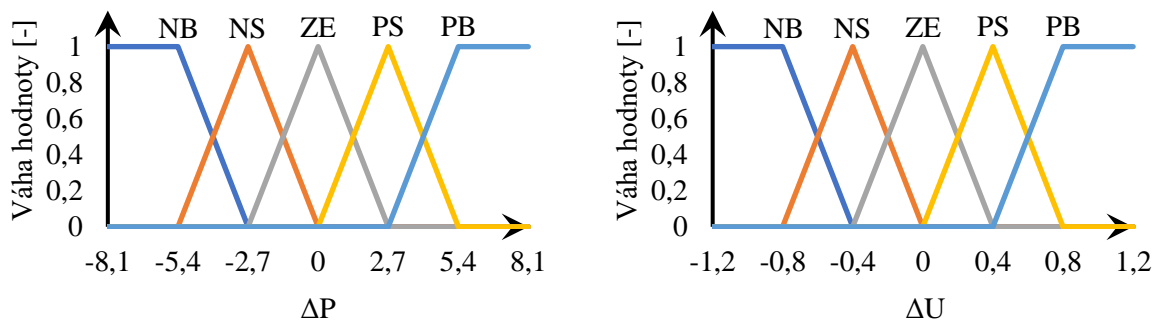
### 6.2.3 Návrh fuzzy kontroléru pro 280 Wp panel

Po úspěšném porovnání byla metoda přepracována na fotovoltaický panel s maximálním výkonem 280 Wp. Na výstup regulátoru již nebyla připojena odporová zátěž, ale akumulátor s hodnotou napětí 12 V. Střední intervalů NB a PB byly získány stejně, jako je uvedeno v kapitole 6.2.1 a jejich hodnoty jsou uvedeny v následující tabulce.

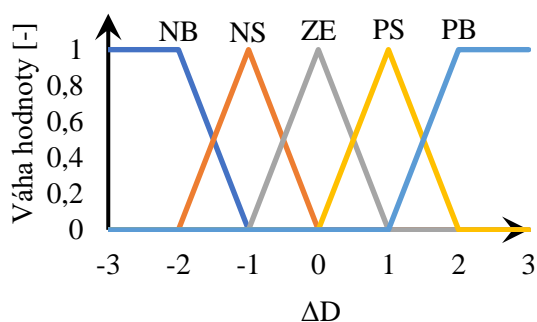
Tabulka 6.4 Definice hodnot pro fuzzyfikaci (280 Wp panel)

veličina	NB	NS	ZE	PS	PB
$\Delta P$ [W]	-5,4	-2,7	0	2,7	5,4
$\Delta U$ [V]	-0,8	-0,4	0	0,4	0,8
$\Delta D$ [%]	-2	-1	0	1	2

Střední intervalů pro změnu střídání zůstaly nezměněné stejně jako fuzzy pravidla. Na následujících obrázcích jsou graficky znázorněny intervaly změny výkonu, změny napětí a změny výstupní střídání.



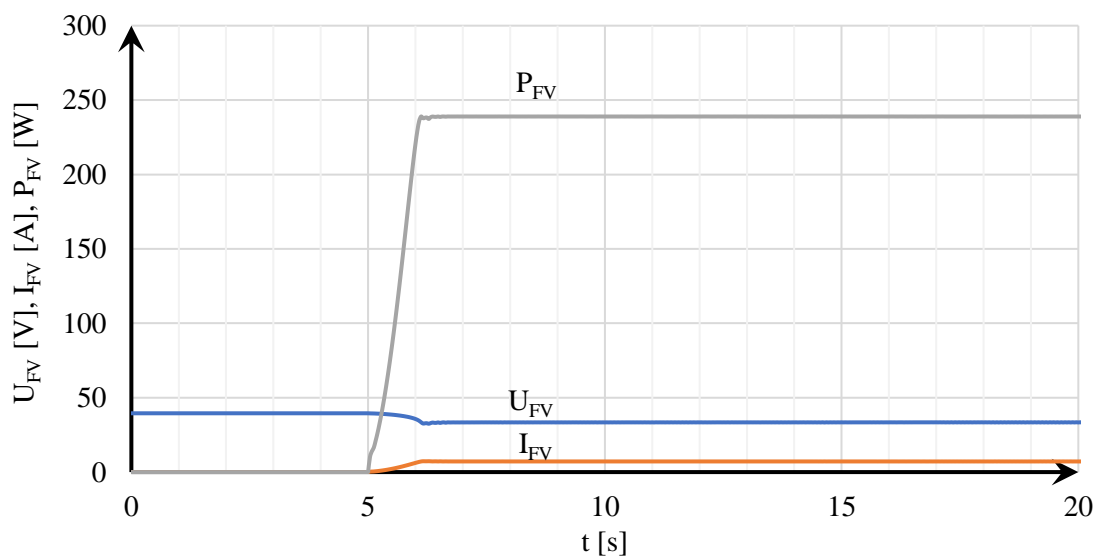
Obr. 6.7 Fuzzyfikace změny výkonu a změny napětí pro 280 Wp panel



Obr. 6.8 Defuzzyfikace změny výstupní střídý pro 280 Wp panel

## 6.2.4 Porovnání upravené metody

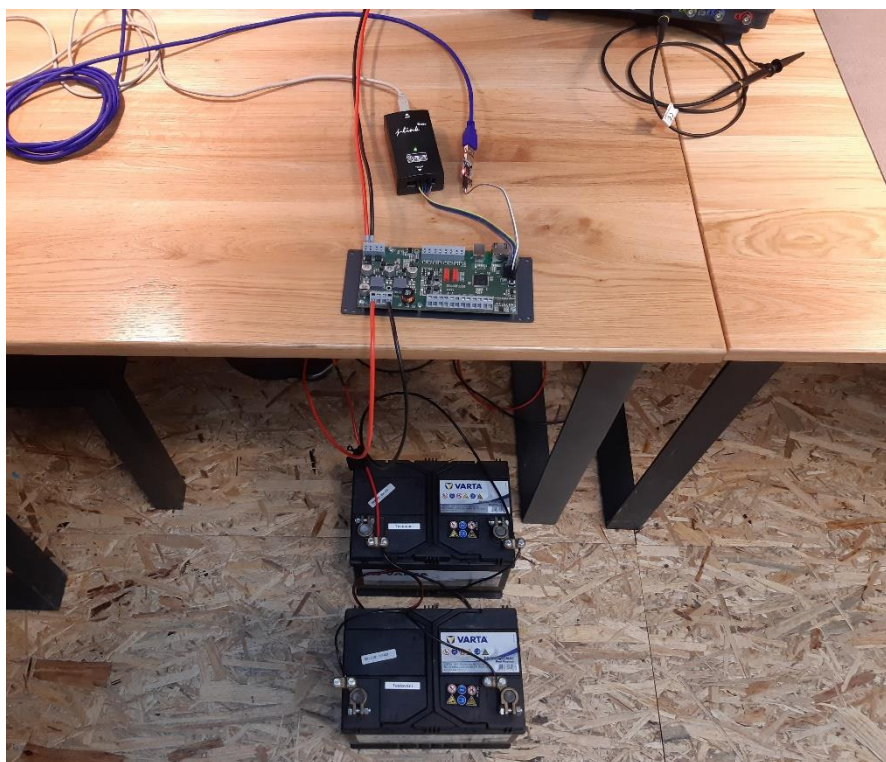
Během testování byla zvýšena perioda přepočítávání regulační smyčky ze 40 ms na hodnotu 60 ms z důvodu nestability regulační smyčky. Ta byla způsobena tím, že než se stačilo výstupní napětí na akumulátoru relativně stabilizovat, už se počítala nová změna střídý z těchto nestabilizovaných hodnot. Testování regulační smyčky probíhalo téměř stejně jako je popsáno v kapitole 6.2.2, jen s tím rozdílem, že výchozí střída byla nastavena tak, aby do akumulátoru tekla proud s hodnotou 150 mA. Výsledek testu je zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 6.9 MPPT metoda – fuzzy logika s dynamickou změnou střídý (280 Wp panel)

Výsledek testování regulační metody s pomocí fuzzy logiky pro fotovoltaický panel s maximálním výkonem 280 Wp a zátěží ve formě akumulátoru vypadá velice podobně jako předcházející test fuzzy regulace zobrazený na Obr. 6.6. Regulace má v tomto případě již přednastavenou hodnotu, která se nachází blíž k maximálnímu výkonovému bodu FV panelu, ale současně je prodloužená perioda výpočtu regulační smyčky, a tedy čas potřebný pro dosažení maximálního výkonového bodu FV panelů zůstává přibližně stejný, v tomto případě se jedná o čas 1 sekundu.

Na následujícím obrázku je zobrazeno testovací pracoviště, na kterém probíhalo měření.

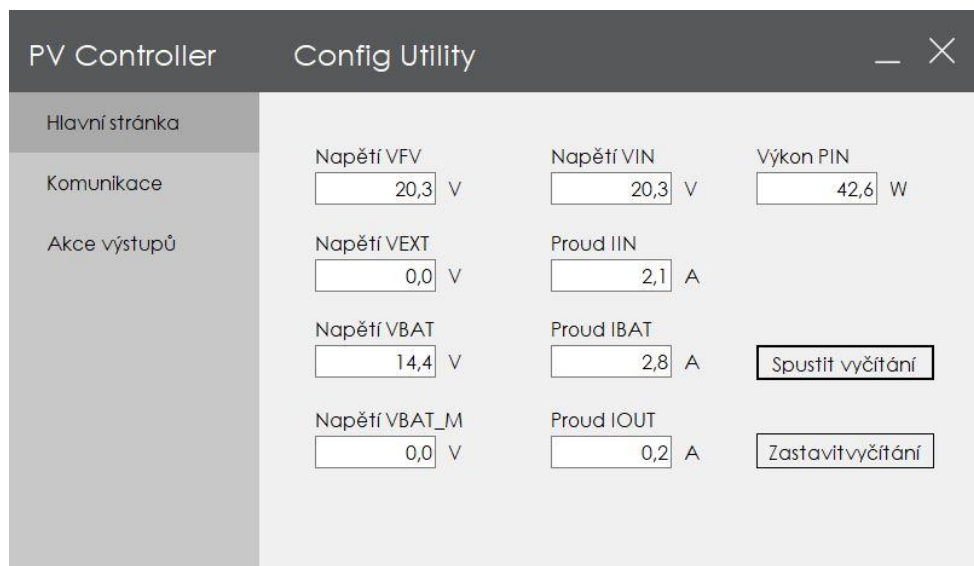


*Obr. 6.10 Testovací pracoviště pro měření regulační metody*

### **6.3 Ovládací software**

V rámci této práce vznikl jednoduchý konfigurační software, který slouží k vyčtení parametrů regulátoru a nastavení výstupů. Tento software byl napsán v programovacím jazyce C# a navržen v prostředí Microsoft Visual Studio 2019.

Tento konfigurační software se skládá ze tří částí. První část obsahuje hlavní stránku, která umožňuje vyčíst vstupní napětí na fotovoltaickém panelu a napětí na externím vstupu. Dále je možné vyčíst napětí a proud na vstupní části výkonového měniče a napětí a proud jeho výstupní části. Ze vstupního napětí a proudu výkonového měniče je dodatečně dopočítán vstupní výkon. Hlavní stránka konfiguračního software je zobrazena na následujícím obrázku.

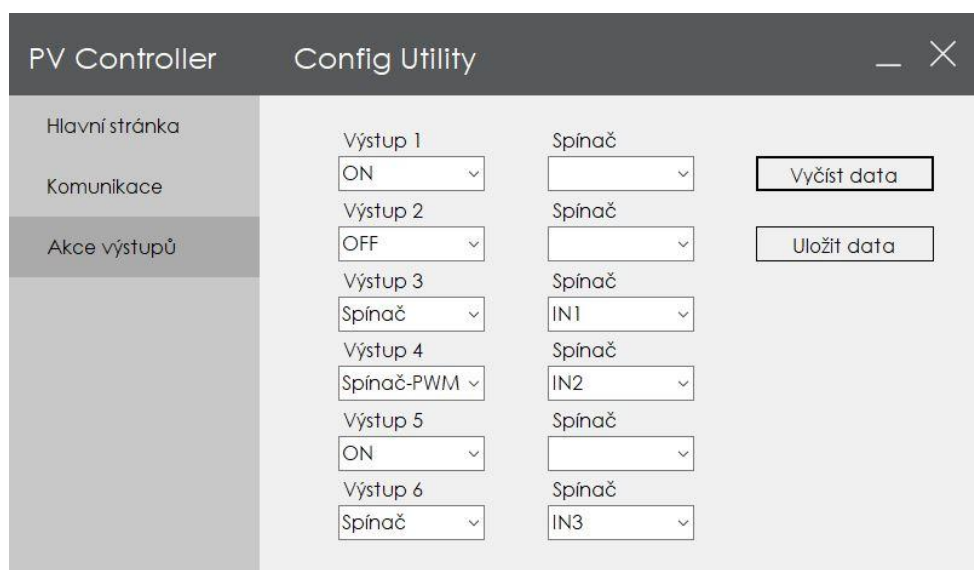


Obr. 6.11 Ukázka software – hlavní stránka

V druhé záložce lze nastavit komunikaci mezi konfiguračním software a navrženým zařízením pomocí rozhraní USB. Ve třetí záložce jsou konfigurovány výstupy. Tyto výstupy je možné nakonfigurovat do čtyř stavů:

- ON – trvale připojený výstup na definované napětí,
- OFF – trvale odpojený výstup,
- Spínač – výstup je možné zapnout nebo vypnout spínačem,
- Spínač-PWM – výstupní napětí je modulováno frekvencí 100 Hz.

V případě volby stavu spínač nebo spínač-PWM je potřebné definovat vstup, kterým je tato funkce spuštěna. V případě stavu spínač-PWM je výstupní modulace ovládána s krokem 25 %. Při každém stisknutí ovládacího spínače dojde ke zvýšení intenzity jasu od minima po maximum. Po dosažení maxima je výstup odpojen od napětí. Tento zmíněný cyklus je následující – OFF, 25 %, 50 %, 75 % a 100 %. Na následujícím obrázku je zobrazena stránka pro konfiguraci jednotlivých výstupů.



Obr. 6.12 Ukázka software – akce výstupů

## ZÁVĚR

Primárním cílem této práce bylo navrhnout a vyrobit elektronické zařízení, které dokáže využít maximum elektrické energie vyrobené pomocí fotovoltaického panelu a tuto elektrickou energii dále uložit do bateriového systému, který může nabývat hodnot napětí 12 V a 24 V. Hlavní myšlenkou bylo navrhnout hardware regulátoru s co nejvyšší efektivitou za rozumnou pořizovací cenu součástí a vytvořit regulační smyčku, která bude dosahovat maximální efektivity při hledání maximálního výkonového bodu fotovoltaického panelu a která svou účinností bude převyšovat efektivitu regulační metody Perturb & Observe.

Sekundárním cílem této práce bylo umožnit nabít bateriový systém i pomocí externího napětí v případě, kdy není fotovoltaická energie k dispozici. Tato uložená elektrická energie v bateriovém systému je dále distribuovaná pro výstupní zařízení nebo malé spotřebiče, které jsou k vyrobenému regulátoru připojeny. Jedná se zejména o výstupy s napětím o hodnotě 5 V pro nabíjení USB zařízení jako je mobilní telefon, fotoaparát a případně power banka. Na další výstupy s napětím o hodnotě 12 V a případně 24 V mohou být připojeny přenosné spotřebiče typu autokávovaru nebo spotřebiče elektrické energie typu LED osvětlení, u kterých je předpokládána možnost řídit v určitém kroku jas. Typické využití takového zařízení je směřováno do oblasti přenosných ostrovních systémů s uplatněním obytných dodávek a karavanech.

První část této práce se věnuje teoretickému úvodu, ve které jsem se zaměřil na důkladnější popis problematiky fotovoltaické energie od jednotlivých typů fotovoltaických článků až po kompletní fotovoltaické panely. V této problematice jsem vysvětlil potřebu dosažení maximálního výkonového bodu fotovoltaického panelu a uvedl jsem i externí vlivy, které mají vliv na jeho polohu. Další část teoretického úvodu jsem věnoval popisu základních typů akumulátorů využívaných ve fotovoltaických systémech a nastínil jsem, jak s takovým akumulátorem pracovat, aby byly splněny jeho provozní parametry během jeho nabíjení a aby měl co největší životnost. Poslední část teoretického úvodu byla věnována typům fotovoltaických regulátorů s důrazem na regulační metody. U každé dílčí části teoretického úvodu jsem vytvořil přehlednou tabulku, která porovnává komerčně dostupné komponenty, jejich parametry a pořizovací cenu.

Druhá část této práce se již zaměřuje na vlastní návrh hardware zařízení. V první chvíli návrhu jsem začal s návrhem vstupního napájecího přepínače, který jsem realizoval pomocí unipolárních tranzistorů typu MOS s indukovaným kanálem. Mezi hlavní požadavky pro tuto část návrhu patří co nejmenší přechodový odpor v sepnutém stavu, kde jsem docílil velikosti ztrátového odporu 12 m $\Omega$ . Zmíněný napájecí přepínač připíná na vstup výkonového snižujícího měniče napětí z fotovoltaického panelu nebo z externího napětíového vstupu.

Pro výkonový měnič, který má za úkol primárně převádět vstupní napětí z fotovoltaického panelu na výstupní napětí pro nabíjení bateriového systému, jsem zvolil topologii snižujícího měniče. Ta je v této práci vhodná, protože je zaručeno, že v každém případě, kdy bude výkonový měnič aktivní, bude na vstupu výkonového měniče vyšší napětí než na jeho výstupu. V této práci jsem uvedl důkladný postup návrhu snižujícího měniče i s odvozením jeho funkčnosti. Teoretická efektivita celého navrženého měniče se pohybuje mezi 96 % a 98 %.



Celý snižující měnič je řízen napřímo z mikrokontroléru, kde jediným podpůrným integrovaným obvodem je gate driver pro řízení unipolárních tranzistorů. Celý navržený měnič mě mile překvapil ve chvíli, kdy po jeho oživení a doladění dead timů řídicích PWM signálů došlo k jeho oteplení v provozním stavu o pouhých 20 °C při plném výstupním výkonu, který je roven hodnotě 280 W.

Další částí návrhu hardware zařízení bylo vytvoření napěťového balancéru, který jsem navrhl jako aktivní. Pojmem aktivní je myšleno, že elektrická energie z více nabitého akumulátoru není pouze vybíjena a převáděna na teplo, ale je převáděna pomocí induktoru do méně nabitého akumulátoru. Tento balancér jsem řádně otestoval a funguje spolehlivě a oproti pasivnímu balancéru má vysokou účinnost.

Následně jsem navrhl zbývající a potřebné části elektronického zařízení, jako jsou logické vstupy, na které může být přivedena logická úroveň nebo na které může být napřímo připojen spínač. Tyto logické vstupy jsou chráněny vůči přepólování, přepětí vzniklé elektrostatickým pulsem a vůči nadproudu. Dále jsem navrhl řízené výstupy pomocí unipolárních tranzistorů i s možností ovládní připojeného LED osvětlení. Tyto výstupy jsou napájeny buď napřímo z bateriového systému nebo z podružných spínaných zdrojů. Součástí návrhu je i rozhraní USB a Ethernet. Poslední navrhovanou částí byl ovládací panel, na který jsem umístil LCD displej, čtyři tlačítka, dva výstupní USB porty a tři indikační LED.

Celý návrh hardware jsem zakončil návrhem desky plošného spoje, který byl časově náročný. Časová náročnost zde nastala kvůli různým návrhovým pravidlům v jednotlivých částech desky plošného spoje. Návrh spojuje návrhová pravidla pro proudově namáhané cesty, dále se na DPS vyskytuje několik snižujících zdrojů, které produkují elektromagnetické pole mající výrazný vliv na měření analogových signálů. Z toho důvodu musí být analogové spoje navrženy pomocí jiných návrhových pravidel. Celý návrh mě opět mile překvapil, protože se mi podařilo dostatečně odrušit měření analogových signálů od působení generovaného elektromagnetického pole.

V programu SOLIDWORKS jsem navrhl model krabičky pro elektroniku, který jsem následně vytiskl na 3D tiskárně. Toto pro mě bylo velkým přínosem, protože jsem do té doby neměl moc zkušeností s modelováním mechaniky ve 3D.

Když bylo navržené zařízení osazeno a oživeno, pustil jsem se do návrhu firmware, a především do návrhu regulace pro dosažení maximálního výkonového bodu fotovoltaického panelu. Navrhl jsem regulační smyčku pomocí jedné z běžných metod pojmenované jako Perturb & Observe s postupně různou změnou střídny. Následně jsem navrhl komplexnější regulační metodu založenou na fuzzy logice. Po dokončení návrhu jsem se pustil do testování a regulační smyčka založená na fuzzy logice dosahuje vyšší efektivity než metoda Perturb & Observe. Regulační metoda založená na fuzzy logice má rychlou odezvu, která dosahuje hodnoty jedné sekundy, a oscilace kolem maximálního výkonového bodu jsou minimální. Největší efektivity regulační metody založené na fuzzy logice je možné získat, pokud je navržena na konkrétní fotovoltaický panel.

Součástí této práce byl i návrh základního software pro vyčítání napětí a proudů v jednotlivých částech elektrického obvodu regulátoru a pro nastavení možností řízení napěťových výstupů.



Z mého pohledu byly úspěšně splněny všechny body zadání. Tato práce mi přinesla mnoho nových znalostí v oblasti návrhu spínaných zdrojů s vysokou účinností. Rozšířil jsem si znalosti týkající se návrhu vícevrstvých DPS, na kterých se nachází rychlé digitální signály, analogové signály a spínané zdroje produkující elektromagnetické rušení. V rámci této práce jsem úspěšně navrhl mechaniku pro elektroniku, kterou jsem následně vytiskl na 3D tiskárně. Velký přínos pro mě také má návrh regulační metody pomocí fuzzy logiky, který mi ukázal, jak moc výkonný tento způsob návrhu je.

Toto elektronické zařízení mám dále v plánu rozšířit o menu, na kterém se budou přímo nastavovat parametry regulační smyčky a další funkce regulátoru. Následně chci doprogramovat ethernetové rozhraní tak, aby bylo možné navržené zařízení připojit do internetu a ovládat jej a vyčítat na dálku. Celé navržené zařízení bude během tohoto léta nasazeno do kamarádovy obytné dodávky, kde bude plnit účel přenosného ostrovního systému, řízení LED osvětlení a distribuce uložené energie do připojených spotřebičů. V případě, že obytná dodávka dojedete do kempu, který bude disponovat síťovým přípojem 230 V, bude mít možnost celý systém dobít skrze připojený zdroj MEANWELL s výstupním napětím 24 V nebo 36 V v závislosti na volbě napětí bateriového systému.

## SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Photovoltaic (PV) Cell: *Structure & Working Principle* / *Electrical A2Z. Electrical A2Z / Complete Electrical Guide* [online]. Dostupné z: <https://electricala2z.com/renewable-energy/photovoltaic-pv-cell-structure-working-principle/>
- [2] MASTNÝ, Petr, a další. *Obnovitelné zdroje elektrické energie*. Praha : České vysoké učení technické v Praze, 2011. ISBN 978-80-01-04937-2
- [3] [online]. Copyright © [cit. 15.05.2020]. Dostupné z: <https://pdfs.semanticscholar.org/d2b7/2688b9bf32af4405fe7b10d409347383720b.pdf>
- [4] Silicio, la semilla del panel solar. – Blog Solar. Blog Solar – *Energía que transforma* [online]. Dostupné z: <http://www.blog.exelsolar.mx/silicio-la-semilla-solar/>
- [5] Polycrystalline photovoltaic solar cell - CA90-L - Sunways - standard. *DirectIndustry - The online industrial exhibition: sensors, automation, motors, pumps, materials handling, packaging, etc.* [online]. Copyright © 2020 [cit. 16.05.2020]. Dostupné z: <https://www.directindustry.com/prod/sunways/product-54794-1244757.html>
- [6] Amorfni panely. *David Štíčka fotovoltaické systémy*. [Online] [Citace: 29. 11 2019.] Dostupné z: <http://www.sticka.cz/kategorie/fotovoltaicke-panely/amorfni-panely/>.
- [7] CIGS Thin-Film Solar Cells Market | Latest Trend, Growth, Size 2019-2025. *PMR Press Release, Free Press Release Submission, Top PR* [online]. Copyright ©2020 PMR All Rights Reserved [cit. 16.05.2020]. Dostupné z: <https://pmrpressrelease.com/cigs-thin-film-solar-cells-market-latest-trend-growth-size/>
- [8] Němečtí vědci vyvinuli solární článek s rekordní účinností. *oEnergetice.cz - denní zpravodajství z energetiky* [online]. Dostupné z: <https://oenergetice.cz/nemecko/nemecti-vedci-vyvinuli-solarni-clanek-rekordni-ucinnosti>
- [9] PV Cells 101: A Primer on the Solar Photovoltaic Cell | *Department of Energy. Department of Energy* [online]. Dostupné z: <https://www.energy.gov/eere/solar/articles/pv-cells-101-primer-solar-photovoltaic-cell>
- [10] DHP60 - 280 Wp | FVE-MP. *Kvalitní komponenty pro fotovoltaiku | FVE-MP* [online]. Copyright © [cit. 16.05.2020]. Dostupné z: <https://www.fve-mp.cz/eshop/p/solarni-panel-dhp60-280-wp-0-176>
- [11] [online]. Dostupné z: <https://www.oze.tzb-info.cz/114865-optimalni-orientace-a-sklon-fotovoltaickych-panelu>
- [12] [online]. Dostupné z: [https://www.re.jrc.ec.europa.eu/pvg\\_tools/en/tools.html#PVP](https://www.re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/en/tools.html#PVP)
- [13] How solar is recycled - Sunbank Solar. *Sunbank Solar Batteries - Your Trusted Solar Solutions Specialists* [online]. Copyright © Copyright [cit. 16.05.2020]. Dostupné z: <https://mysunbank.com.au/solar-recycling/>

- [14] Trakční baterie Varta Professional Dual Purpose AGM 840 095 085, 12V - 95Ah, LA95 - Battery Import. *Baterie máme skladem,...* - Battery Import [online]. Dostupné z: <https://www.battery-import.cz/dual-purpose-agm/trakcni-baterie-varta-professional-dual-purpose-agm-840-095-085--12v-95ah--la95/>
- [15] Aplikace trakčních baterií – jak postupovat při výběru trakčních baterií - Battery Import. *Baterie máme skladem,...* - Battery Import [online]. Dostupné z: <https://www.battery-import.cz/trakcni-baterie-navod/>
- [16] *T 3 Spouštěcí akumulátory, funkce, druhy, vlastnosti, zásady údržby a péče o akumulátory.* [online]. Dostupné z: [http://www.tznj.cz/uploads/ucebnice\\_top1/files/03.html](http://www.tznj.cz/uploads/ucebnice_top1/files/03.html)
- [17] Střední škola automobilní Kyjov, příspěvková organizace [online]. Copyright © [cit. 08.05.2020]. Dostupné z: [http://www.sossoukyjov.cz/data/File/VY\\_32\\_INOVACE\\_6a04.pdf](http://www.sossoukyjov.cz/data/File/VY_32_INOVACE_6a04.pdf)
- [18] Charging Information For Lead Acid Batteries – Battery University. *Basic to Advanced Battery Information from Battery University* [online]. Copyright © 2020 Isidor Buchmann. All rights reserved. Site by [cit. 17.05.2020]. Dostupné z: [https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_the\\_lead\\_acid\\_battery](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_the_lead_acid_battery)
- [19] Jak vybrat správný regulátor. *i4wifi*. [Online] [Citace: 26. 11 2019.] Dostupné z: <https://www.i4wifi.cz/cs/faq/324>.
- [20] Victron energy Battery Balancer buy and offers on Waveinn. *Online nautical & fishing shop, buy online nautical & fishing gear* [online]. Dostupné z: <https://www.waveinn.com/nautical-fishing/victron-energy-battery-balancer/136985735/p>
- [21] Trakční baterie Varta Professional Dual Purpose 12V, 75Ah, 600A, LFS 75 — Autodíly PEMA. *Autodíly, náhradní díly, motorové oleje, autobaterie, výfuky, levně* [online]. Dostupné z: <https://www.autodily-pema.cz/trakcni-baterie-varta-professional-dual-purpose-12v-75ah-600a-lfs75>
- [22] BENDIB, B., et al. *Advanced Fuzzy MPPT Controller for a stand-alone PV system.* Energy Procedia, 2014, 50.2014: 383-392.
- [23] *Semiconductor and Integrated Circuit Devices* [online]. Copyright ©F [cit. 24.05.2020]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NTMFS5C670NL-D.PDF>
- [24] Vishay Intertechnology [online]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/83469/vom1271.pdf>
- [25] 301 Moved Permanently [online]. Copyright ©f [cit. 26.05.2020]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2366823.pdf>

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Symbol	Jednotka	Veličina
$\mu$	[%]	účinnost
$D$	[%]	střída
$I_{MPP}$	[A]	proud FV článku / panelu v MPP
$I_{SC}$	[A]	proud nakrátko FV článku / panelu (short circuit)
$P_{MPP}$	[Wp]	výkon FV článku / panelu v MPP
$U_{MPP}$	[V]	napětí FV článku / panelu v MPP
$U_{OC}$	[V]	napětí naprázdno FV článku / panelu (open circuit)
$\Delta I_{MPP}$	[%/K]	teplotní koeficient pro $I_{MPP}$
$\Delta P_{MPP}$	[%/K]	teplotní koeficient pro $P_{MPP}$
$\Delta U_{MPP}$	[%/K]	teplotní koeficient pro $U_{MPP}$

Zkratka	Význam česky (anglicky)
AGM	elektrolyt nasáklý ve skelné tkanině (absorbent glass mat)
ADC	AD převodník (analog to digital converter)
CC	konstantní proud (constant current)
CCCV	konstantní proud následované konstantním napětím (constant current and constant voltage)
CSA	proud snímající zesilovač (current sense amplifier)
CV	konstantní napětí (constant voltage)
D.O.D.	hloubka vybití (depth of discharge)
DPS	deska plošného spoje
ESD	elektrostatický výboj (electrostatic discharge)
ESR	ekvivalentní sériový odpor (equivalent serie resistance)
EVA	ethylen-vinyl-acetát
FV	fotovoltaika
FVE	fotovoltaická elektrárna
GEL	gelová technologie akumulátorů
LCD	displej z tekutých krystalů (liquid crystal display)
LDO	nízko-úbytkový (low-dropout)
LED	elektroluminiscenční dioda (light-emitting diode)
MLCC	vícevrstvý keramický kondenzátor (multi layer chip capacitor)
MOS	metal-oxide-semiconductor
MPP	bod maximálního výkonu (maximum power point)
MPPT	sledování bodu maximálního výkonu (maximum power point tracking)
NB	velký záporný (negative big)
NS	malý záporný (negative small)
P&O	odchyl a vyhodnoť (perturb and observe)
PB	velký kladný (positive big)
PS	malý kladný (positive small)

PWM	pulzně šířková modulace (pulse width modulation)
PWM	pulzně šířková modulace (pulse width modulation)
USART	(universal synchronous / asynchronous receiver and transmitter)
USB	univerzální sériové rozhraní (universal serial bus)
VA	voltampérová
VRLA	ventilem řízené olověné akumulátory (valve-regulated lead-acid battery)
Wp	jednotka špičkového výkonu (Watt Peak)
ZE	neutrální (zero)

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Schéma struktury fotovoltaického článku (vlevo) a jeho reálná podoba (vpravo) [1]	10
Obr. 1.2 Voltampérová a výkonová charakteristika fotovoltaického článku [3]	11
Obr. 1.3 Vliv intenzity solárního záření na FV článek [3]	12
Obr. 1.4 Vliv intenzity teploty na FV článek [3]	12
Obr. 1.5 Kulatý ingot křemenného krystalu (vlevo) a monokrystalický článek (vpravo) [4]	13
Obr. 1.6 Polykrystalický článek [5]	14
Obr. 1.7 Tenkovrstvý amorfni křemíkový článek [7]	14
Obr. 2.1 Skládání FV článků do FV panelu (vlevo) a FV panel (vpravo) [9], [10]	16
Obr. 2.2 Schéma struktury fotovoltaického panelu [13]	16
Obr. 2.3 Okamžitý výkon FV panelu 280 Wp pro květnový den	19
Obr. 2.4 Umístění FV panelu na střeše firemní budovy	19
Obr. 3.1 VRLA olovený akumulátor typu AGM [14]	20
Obr. 3.2 Povrch elektrody bez sulfatace (vlevo) a začínající sulfatace (vpravo) [16]	22
Obr. 3.3 Povrch elektrody pokročilé sulfatace [16]	22
Obr. 3.4 Bateriový balancér [20]	23
Obr. 3.5 Nabíjecí charakteristika CCCV [18]	26
Obr. 4.1 Algoritmus Perturb & Observe	30
Obr. 4.2 Příklad fuzzyfikace vstupní proměnné na pět fuzzy hodnot	31
Obr. 4.3 Blokové schéma fuzzy systému pro MPPT	31
Obr. 5.1 Konceptní schéma zapojení systému s navrženou elektronikou	32
Obr. 5.2 Funkční blokové schéma hardware	34
Obr. 5.3 Schéma napájecího přepínače	35
Obr. 5.4 Schéma řízení napájecího přepínače	36
Obr. 5.5 Schéma napájecího filtru	38
Obr. 5.6 Základní schéma snižujícího měniče	39
Obr. 5.7 Časování jednotlivých spínačů snižujícího měniče	39
Obr. 5.8 Náhradní model snižujícího měniče ve stavu sepnutí (vlevo) a ve stavu rozepnutí (vpravo)	40
Obr. 5.9 Časový průběh napětí induktoru	41
Obr. 5.10 Časový průběh změny proudu induktoru na změně jeho napětí	42
Obr. 5.11 Časový průběh změny napětí kondenzátoru na změně jeho proudu	45
Obr. 5.12 Schéma snižujícího měniče obsahující indukčnost přívodů	47
Obr. 5.13 Časový průběh vstupních proudů a vstupního napětí snižujícího měniče	47
Obr. 5.14 Kompletní schéma výkonového měniče	50
Obr. 5.15 Teoretická efektivita převodu energie pro bateriový systém s hodnotou napětí 12 V (vlevo) a 24 V (vpravo)	52
Obr. 5.16 Schéma zapojení bateriového systému a napěťového balancéru	53
Obr. 5.17 Schéma zapojení logických vstupů	56
Obr. 5.18 Schéma zapojení napájecích řízených výstupů 5 V	57

Obr. 5.19 Osazená řídicí DPS – strana TOP .....	59
Obr. 5.20 Osazená řídicí DPS – strana BOTTOM .....	59
Obr. 5.21 Osazená DPS ovládacího panelu a propojovací kabely .....	60
Obr. 5.22 Model sestavy elektroniky a mechaniky .....	60
Obr. 5.23 Řídicí DPS přišroubovaná na nalakovaný nerezový plech .....	61
Obr. 5.24 Zkompletované zařízení .....	61
Obr. 5.25 Zkompletované zařízení – pohled shora .....	61
Obr. 6.1 Fuzzyfikace změny výkonu a změny napětí pro 50 Wp panel.....	64
Obr. 6.2 Defuzzyfikace změny výstupní střídny pro 50 Wp panel .....	64
Obr. 6.3 Závislost výkonu fotovoltaického panelu na jeho napětí – tvorba fuzzy pravidel.....	64
Obr. 6.4 MPPT metoda – Perturb & Observe se změnou střídny po 2 % (50 Wp panel).....	66
Obr. 6.5 MPPT metoda – Perturb & Observe se změnou střídny o 0,5 % (50 Wp panel).....	66
Obr. 6.6 MPPT metoda – fuzzy logika s dynamickou změnou střídny (50 Wp panel) .....	67
Obr. 6.7 Fuzzyfikace změny výkonu a změny napětí pro 280 Wp panel.....	68
Obr. 6.8 Defuzzyfikace změny výstupní střídny pro 280 Wp panel .....	68
Obr. 6.9 MPPT metoda – fuzzy logika s dynamickou změnou střídny (280 Wp panel) .....	68
Obr. 6.10 Testovací pracoviště pro měření regulační metody .....	69
Obr. 6.11 Ukázka software – hlavní stránka .....	70
Obr. 6.12 Ukázka software – akce výstupů.....	70

## SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1 Porovnání základních typů fotovoltaických článků .....	15
Tabulka 2.1 Vybrané modely monokrystalických FV panelů.....	17
Tabulka 2.2 Vybrané typy polykrystalických FV panelů .....	17
Tabulka 2.3 Parametry fotovoltaického panelu DHP60 [10].....	17
Tabulka 2.4 Průměrná denní výroba elektrické energie FV panelu 280 Wp [12] .....	18
Tabulka 3.1 Vliv hloubky vybití na životnosti trakčního akumulátoru [15].....	21
Tabulka 3.2 Porovnání dostupných olovených baterií na jmenovité napětí 12 V [21].....	24
Tabulka 3.3 Závislost napětí naprázdno a stavu nabití olovených akumulátorů [17].....	24
Tabulka 3.4 Vlastnosti nabíjecích napětí pro 12 V trakční akumulátor [18] .....	24
Tabulka 4.1 Přehled PWM fotovoltaických regulátorů.....	28
Tabulka 4.2 Přehled MPPT fotovoltaických regulátorů.....	28
Tabulka 5.1 Souhrnné mezní parametry pro převod elektrické energie.....	33
Tabulka 5.2 Vliv vstupního proudu fotovoltaického driveru na jeho výstupní parametry [24] .....	36
Tabulka 5.3 Vliv spínací frekvence na parametry snižujícího měniče .....	43
Tabulka 5.4 Seznam měřených napětí a proudů a jejich účelů .....	55
Tabulka 5.5 Možnosti napětí pro řízené výstupy .....	57
Tabulka 6.1 Střídání stříd pro dosažení průměrné mezi-střídý .....	62
Tabulka 6.2 Definice hodnot pro fuzzyfikaci (50 Wp panel).....	63
Tabulka 6.3 Fuzzy pravidla pro MPPT regulaci pomocí snižujícího měniče .....	65
Tabulka 6.4 Definice hodnot pro fuzzyfikaci (280 Wp panel).....	67