



**Bakalářská práce**

## **Realizace solárního MPPT regulátoru pro napájení odporové zátěže**

*Studijní program:*

B0714A270001 Mechatronika

*Autor práce:*

**Pavel Holan**

*Vedoucí práce:*

Ing. Petr Bílek, Ph.D.

Ústav mechatroniky a technické informatiky

Liberec 2024



## Zadání bakalářské práce

# Realizace solárního MPPT regulátoru pro napájení odporové zátěže

*Jméno a příjmení:*

**Pavel Holan**

*Osobní číslo:*

M21000025

*Studijní program:*

B0714A270001 Mechatronika

*Zadávající katedra:*

Ústav mechatroniky a technické informatiky

*Akademický rok:*

2023/2024

### Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rešerši již používaných MPPT regulátorů, popište jejich princip.
2. Navrhněte klíčové části zařízení, vytvořte blokové a elektrické schéma.
3. Doplňte schéma o výstupní rozhraní, o ochrany a vlastní diagnostiku, volitelně přidejte ovládání nebo zobrazovač.
4. Realizujte zařízení, navrhněte desku plošného spoje, oživte zařízení.
5. Vytvořte firmware pro procesor řady ESP32. Implementujte vhodné algoritmy.
6. Otestujte zařízení v laboratorních i reálných podmínkách a zhodnoťte dosažené parametry.

<i>Rozsah grafických prací:</i>	Dle potřeby dokumentace
<i>Rozsah pracovní zprávy:</i>	30–40 stran
<i>Forma zpracování práce:</i>	Tištěná/elektronická
<i>Jazyk práce:</i>	Čeština

**Seznam odborné literatury:**

- [1] HAVLÍČEK, Václav; POKORNÝ, Martin a ZEMÁNEK, Ivan. Elektrické obvody. 2. vydání. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2014-. ISBN 9788001054925.
- [2] ONER, Vedat Ozan. Developing IoT projects with ESP32: Automate your home or business with inexpensive wi-fi devices. Birmingham: Packt Publishing, 2021. ISBN 9781838641160.
- [3] CAMERON, Neil. Electronics Projects with the ESP8266 and ESP32: Building web pages, applications, and WiFi enabled devices. Edinburgh: Apress, 2021. ISBN 9781484263358.
- [4] Datasheety vybraných obvodů.

<i>Vedoucí práce:</i>	Ing. Petr Bílek, Ph.D. Ústav mechatroniky a technické informatiky
-----------------------	--

<i>Datum zadání práce:</i>	12. října 2023
<i>Předpokládaný termín odevzdání:</i>	14. května 2024

prof. Ing. Zdeněk Plíva, Ph.D.  
děkan

L.S.

doc. Ing. Josef Černožorský, Ph.D.  
vedoucí ústavu

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé bakalářské práce a konzultantem.

Jsem si vědom toho, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci nezasahuje do mých autorských práv užitím mé bakalářské práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

Užiji-li bakalářskou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti Technickou univerzitu v Liberci; v tomto případě má Technická univerzita v Liberci právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má bakalářská práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědom následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

14. května 2024

Pavel Holan

# Realizace solárního MPPT regulátoru pro napájení odporové zátěže

## Abstrakt

Tato bakalářská práce je rozdělena do čtyř částí. První částí je rešerše již existujících řešení. Druhou a zároveň hlavní částí je návrh elektrického schématu a realizace desky plošných spojů MPPT regulátoru pro odporovou zátěž. Třetí část se zabývá návrhem a implementací MPPT algoritmu a diagnostiky ve formě sledování teploty měniče. V poslední části je samotné testování zařízení v laboratorních a reálných podmínkách, které je následováno zhodnocením dosažených výsledků.

## Klíčová slova

MPPT, Optimalizace výkonu, Odporová zátěž, MPPT regulátor, Solární energie

# Implementation of a solar MPPT controller for supplying a resistive load

## Abstract

This bachelor thesis is divided into four parts. The first part is a survey of already existing solutions. The second and main part is the design of the electrical schematic and the implementation of the PCB of the MPPT regulator for resistive loads. The third part deals with the design and implementation of the MPPT algorithm and diagnostics in the form of temperature monitoring of the inverter. The last part is the actual testing of the device in laboratory and real conditions, followed by an evaluation of the acquired results.

## Keywords

MPPT, Power optimization, Resistive load, MPPT regulator, Solar energy

## Poděkování

Rád bych vyjádřil upřímné poděkování svému vedoucímu bakalářské práce, Ing. Petru Bílkovi, Ph.D. za jeho cenné odborné rady, trpělivost a vedení mé bakalářské práce. Dále bych chtěl také poděkovat panu Ing. Lubomíru Slavíkovi, Ph.D., za poskytnutí přístupu do laboratoře EMC v místnosti A108 na budově A. Bez jejich ochoty a podpory by tato práce nebyla možná.

# Obsah

Úvod .....	11
<b>1 Rešerše .....</b>	<b>13</b>
1.1 Principy a parametry MPPT měničů (regulátorů) na trhu .....	13
1.1.1 SITON 210 .....	13
1.1.2 BELL – MPPS regulátor.....	14
1.1.3 Volt Polska – Green Boost 3000.....	15
1.1.4 AZO Digital – ECO Solar Boost MPPT-3000 PRO.....	15
1.1.5 A-Z Traders – A-Z Water Inverter .....	16
1.2 MPPT algoritmy .....	17
1.2.1 Praktický příklad .....	17
1.2.2 P&O algoritmus.....	18
1.2.3 INC algoritmus .....	18
1.2.4 INR algoritmus .....	19
1.2.5 Drift-free algoritmus.....	19
1.2.6 MPPS vs. MPPT .....	20
1.2.7 Elektrochemická Impedanční Spektroskopie (EIS).....	20
<b>2 Fyzická část .....</b>	<b>21</b>
2.1 Blokové a elektrické schéma.....	21
2.1.1 Blokové schéma.....	21
2.1.2 Akumulace energie v měniči .....	23
2.1.3 Návrh H-můstků a výběr tranzistorů .....	24
2.1.4 Návrh buzení tranzistorů .....	26
2.1.5 AC výstupy z měniče.....	28
2.1.6 Externí napájení a spínaná stabilizace .....	28
2.1.7 Měření napětí a proudu.....	30
2.1.8 Výběr mikrokontroleru a měření teploty .....	31
2.2 Návrh desky plošných spojů .....	33
2.2.1 Clearance a bezpečnost.....	35
2.2.2 Vodiče, rozlitá měď, propojky a prokovy.....	36
2.3 Zhotovení DPS .....	38

<b>3</b>	<b>Softwarová část .....</b>	<b>39</b>
3.1	Blokové schéma algoritmu .....	39
3.2	Popis firmwaru .....	40
3.2.1	Inicializace firmwaru .....	40
3.2.2	Měření ADC vstupů.....	41
3.2.3	Kontrola překročení teploty a proudu.....	42
3.2.4	MPPT algoritmus.....	42
3.2.5	Test VA charakteristiky .....	44
3.2.6	PWM výstup .....	45
<b>4</b>	<b>Testování oživeného zařízení.....</b>	<b>46</b>
4.1	Testování za laboratorních podmínek.....	46
4.1.1	Blokové schéma.....	46
4.1.2	Testování zařízení s proměnnou zátěží.....	47
4.1.3	Testování zařízení s proměnným proudovým omezením.....	48
4.1.4	Výstup z osciloskopu laboratorního měření .....	48
4.2	Testování za reálných podmínek .....	50
4.2.1	Blokové schéma.....	50
4.2.2	Testování při měnícím se zastínění FV panelu .....	51
	<b>Závěr .....</b>	<b>53</b>
	<b>Použitá literatura .....</b>	<b>54</b>
	<b>Přílohy.....</b>	<b>57</b>
A	Vrstvy DPS .....	57
A.1	První (horní) vrstva DPS.....	57
A.2	Druhá vrstva DPS .....	58
A.3	Třetí vrstva DPS + rozložení součástek .....	59
A.4	Čtvrtá (dolní) vrstva DPS .....	60
B	Elektrické schéma.....	61



## Seznam obrázků

Obrázek 1: Hill-Climb algoritmy; Upraveno z [8].....	17
Obrázek 2: Blokové schéma.....	22
Obrázek 3: Provozní rozsah křemíkových a širokopásmových polovodičů; [12, s. 2] .....	24
Obrázek 4: Porovnání aplikací MOSET a IGBT; [13].....	25
Obrázek 5: Zvýšená rychlost vypínání; [15].....	25
Obrázek 6: Zvýšená rychlost vypínání pomocí PNP tranzistoru; [15].....	26
Obrázek 7: Schéma simulačního obvodu pro Infineon designer.....	27
Obrázek 8: Výsledek SPICE simulace.....	28
Obrázek 9: Schéma síťového napájení 12 VDC .....	29
Obrázek 10: Schéma spínané DC-DC stabilizace 3V3 .....	29
Obrázek 11: Schéma zapojení senzorů proudu .....	31
Obrázek 12: Schéma čtyřvodičového zapojení PT1000 .....	32
Obrázek 13: DPS varianta č.1 .....	33
Obrázek 14: DPS varianta č.2 .....	34
Obrázek 15: DPS varianta č.3 .....	34
Obrázek 16: Definování vrstev DPS.....	36
Obrázek 17: Fotografie zhotovené DPS.....	38
Obrázek 18: Blokové schéma algoritmu .....	39
Obrázek 19: Blokový diagram P&O MPPT algoritmu; [8] .....	43
Obrázek 20: Blokové schéma zapojení laboratorního testování .....	46
Obrázek 21: Fotografie zapojení laboratorního testování .....	47
Obrázek 22: Výstup z osciloskopu pro malou zátěž .....	49
Obrázek 23: Výstup z osciloskopu pro velkou zátěž .....	49
Obrázek 24: Blokové schéma zapojení testování za reálných podmínek .....	50
Obrázek 25: Fotografie zapojení testování za reálných podmínek .....	50
Obrázek 26: Zastíněn jeden sériový string FV panelu .....	51
Obrázek 27: Zakrytí FV panelu nepravidelným stínem .....	52
Obrázek 28: Výstup z osciloskopu pro nepravidelně zastíněný FV panel .....	52
Obrázek 29: První (horní) vrstva DPS .....	57
Obrázek 30: Druhá vrstva DPS .....	58
Obrázek 31: Třetí vrstva DPS + rozložení součástek.....	59
Obrázek 32: Čtvrtá (dolní) vrstva DPS .....	60

## Seznam tabulek

Tabulka 1: Porovnání dostupných MPPT měničů.....	16
Tabulka 2: Požadavky na MPPT měnič .....	21
Tabulka 3: Symboly a definice vztahu (2.2) .....	23
Tabulka 4: Symboly a definice vztahu (2.3) .....	27
Tabulka 5: IPC-2221B Clearance; [22].....	35
Tabulka 6: Symboly a definice vztahů (2.5), (2.6).....	36
Tabulka 7: Naměřené hodnoty při změně odporu zátěže .....	48
Tabulka 8: Naměřené hodnoty při proudovém omezení.....	48
Tabulka 9: Naměřené hodnoty při testování za reálných podmínek .....	51

## Seznam zdrojových kódů

Zdrojový kód 3.1: Cyklus čtení ADC vstupů.....	41
Zdrojový kód 3.2: Výpočet skutečného napětí a proudu .....	41
Zdrojový kód 3.3: Hlídaní překročení teploty.....	42
Zdrojový kód 3.4: Test VA charakteristiky .....	44
Zdrojový kód 3.5: Nastavení PWM na výstup.....	45

## Seznam zkratk

ADC	Analog-Digital converter
DC	Direct-Current
DF	Drift free
DPS	Deska plošných spojů
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	Elektromagnetická interference
ESR	Erythrocyte sedimentation rate
FV	Fotovoltaika
HC	Hill-Climb
INC	Incremental conductance
INR	Incremental resistance
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MPPS	Maximum Power Point Searching
OZ	Operační zesilovač
P&O	Perturb & Observe
P-V	Power-Voltage
SMD	Surface Mount Device
SoC	System on a Chip
THT	Through-hole technology
VA	Voltampér

## Úvod

V dnešní době vzrůstá popularita využití fotovoltaických (FV) panelů pro napájení topných zařízení, kde hlavními faktory jsou vysoká cena energií a nízká pořizovací cena FV panelů. Aby bylo možné propojit FV panely s topným zařízením, tak je potřeba buď speciálních drahých bojlerů na stejnosměrné napětí, nebo využití komerčních MPPT regulátorů, které mají omezenou funkcionalitu. MPPT regulátor je vybaven algoritmy pro optimalizaci výstupního výkonu FV panelů. Nedochází zde k extrémním poklesům výstupního výkonu z důvodu špatného impedančního přizpůsobení zátěže aktuální impedanci FV panelu, která se vlivem povětrnostních podmínek stále mění (úhel svitu slunce, příchod mračen a podobně).

Úkolem MPPT měniče je pravidelně sledovat napětí a proud, které dodává FV panel. Na základě těchto změřených hodnot algoritmus určí aktuální bod maximálního výkonu (MPP), který je optimálním pracovním bodem pro dané sluneční podmínky. Následně se podle toho upraví řídicí signál budičů můstku tak, aby se FV panely přiblížily co nejbližší k MPP. Tento proces se pravidelně opakuje, aby se udržel panel na MPP, a to i při změně slunečních podmínek.

V první části této bakalářské práce se podíváme na rešerši, která se zabývá již existujícími MPPT měniči a jejich principem fungování. Dále si v této části představíme konvenční algoritmy, které jsou běžně používané u MPPT měničů.

V druhé a zároveň hlavní části v bakalářské práci zrealizujeme fyzickou část MPPT měniče. Jako první stanovíme klíčové části zařízení a kritéria, která musí splňovat. Následně vytvoříme blokové a elektrické schéma. Schéma obohatíme o vstupní rozhraní a ochranné/bezpečnostní prvky. Nakonec také navrheme desku plošného spoje.

Ve třetí části bakalářské práce se budeme věnovat tvorbě firmwaru a implementaci vhodného, námi zvoleného algoritmu na mikročip ATmega328, který je součástí vývojové desky Arduino Nano. Dále v této části vytvoříme vlastní diagnostiku, respektive ochranu, která bude ve formě měření teploty na tranzistorů a měření proudů na obou AC výstupech. V případě překročení maximální teploty, nebo proudu bude omezen výkon na daném výstupu snížením střídavého napětí.

V poslední části bakalářské práce oživíme zhotovené zařízení, kde následně otestujeme funkčnost a spolehlivost v laboratorních a reálných podmínkách. Nakonec zhodnotíme dosažené parametry/výsledky.

## Motivace a cíle

V dnešní době drahých energií se snaží být lidé soběstační, jednou z možností je využít sluneční energii a relativně levné FV panely k ohřevu teplé užitkové vody. Výhodou využití FV panelů oproti teplovodnímu systému je jednodušší instalace a implementace na již stávající bojler. Jelikož odporové zátěže nelze napájet přímo z těchto panelů, buď z hlediska, že na to nejsou tato zařízení stavěna nebo z hlediska nízké účinnosti. Proto je potřeba mezičlánek v podobě regulátorových měničů. Komerční řešení těchto měničů je často drahé a zároveň neumožňuje napájet dvě odporové zátěže současně, zatímco náš měnič má pro to hardwarovou přípravu.

Cílem je realizovat toto zařízení, získat cenné zkušenosti z daného odvětví, naměřit důležitá data pro další optimalizace a vylepšení našeho měniče, ať už formou lepšího hardware nebo algoritmu.

# 1 Rešerše

## 1.1 Principy a parametry MPPT měničů (regulátorů) na trhu

Pro tuto část rešerše jsem vybral tři běžně dostupné komerční MPPT měniče a dva open source projekty pro napájení odporové zátěže. Komerční verze mohou mít i více variant, proto jsem vybíral vždy ze středních až vyšších řad. U jednotlivých měničů si popíšeme jejich principy fungování, ochranné prvky, výhody a nevýhody. Nakonec si ukážeme tabulku celkového porovnání těchto měničů.

### 1.1.1 SITON 210

Jde o český open source MPPT měnič, ale jelikož u tohoto měniče lze nalézt mnoho variant, představíme si zde jednu z posledních verzí z roku 2022. Tento měnič slouží k optimalizaci napájení topné vložky bojleru pomocí FV panelů, převede stejnosměrný proud na střídavý s proměnnou obdélníkovou střídou o frekvenci 50 Hz.

Jak je popsáno v [1], měnič obsahuje výkonový můstek typu Full Bridge, který má čtyři výkonové MOSFET tranzistory řady 47n60. Tyto tranzistory jsou spínány pomocí budičů IR2104, které jsou řízeny pomocí mikrokontroleru Arduino Nano s mikročipem ATmega328P. Pro měření proudu je zde využit senzor proudu ASC712/20 a napětí je měřeno jednoduchým napěťovým dělením. U tohoto měniče nalezneme pouze základní ochranné prvky, a to v podobě omezení trvalého proudu na 10 A pomocí mikrokontroleru a nadproudové ochrany pro zátěž. Proud zátěže se měří na základě napětí na předřadném odporu. Toto napětí je následně zesíleno a upraveno pomocí dvojitého operačního zesilovače LM258. Výstup z tohoto zesilovače je přímo zapojen do vstupu blokovacího obvodu budičů.

Princip tohoto měniče je takový, že změří vstupní napětí a proud, kde z nich vypočítá výkon FV panelů. Následně prostřednictvím mikrokontroleru MPPT algoritmus vyhodnotí optimální velikost střídavy, která se pohybuje od cca 3 % do 98 %. Pokud by se používala konstantní velikost, mohlo dojít při nedostatečném slunečním záření k velkému poklesu napětí, a tím i výkonu. Po nalezení nové velikosti střídavy se vyše řídící signál do budičů, které následně spínají MOSFET tranzistory, které ovládají vždy polovinu můstku.

## 1.1.2 BELL – MPPS regulátor

Český open source regulátor pro napájení boileru pomocí FV panelů. Celkově jde o projekt podobný SITON 210 s hlavním rozdílem, že využívá jiné metody pro optimalizaci výkonu. Konkrétně využívá tzv. metodu Maximum Power Point Searching (MPPS), která změní nejprve celou výkonovou křivku a následně vyhledá MPP. Tento regulátor má, dle [2], dva druhy výstupů, AC výstup o kmitočtu 121 Hz, který je jen pro připojení boileru nebo DC výstup, který slouží pouze k přenesení vstupního napětí na výstup.

Z návodu [3] lze vyčíst, že zařízení obsahuje několik dílčích částí, jako je baterie pro akumulaci energie tvořena deseti kondenzátory s velkou kapacitou 100  $\mu$ F na velké napětí 450 VDC, stabilizátor pro napájení mikroprocesoru a budičů. H-můstek s proměnnou PWM modulací pro AC výstup, který je tvořen tranzistorem H20ER5 řízené budiči IR2106. Mikroprocesor ATTINY861A, obvod kontroly napětí na AC výstupu, spínač DC výstupu a LED indikace výkonu.

Toto zařízení má několik režimů činnosti. První dvě činnosti jsou si podobné, liší se prioritou AC či DC výstupu. U těchto dvou činností se periodicky testuje, zda je připojena zátěž na prioritní (AC/DC) výstup, pokud tomu tak není, tak dojde k přepnutí na výstup sekundární (DC/AC). U třetího režimu činnosti je vždy primární AC výstup, kde se využívá externího stykače pro přepínání mezi dvěma zátěžemi připojenými na AC výstupu. Pokud dojde k odpojení první zátěže, tak se stykač přepne a začne napájet druhou zátěž. Poslední režim je pro napájení boileru na AC výstupu, kde regulátor umožňuje přepnutí externím přepínačem na síťové napětí. K tomuto přepnutí dojde tehdy, pokud regulátor vyhodnotí, že FV panely nemají dostatek výkonu pro ohřev na požadovanou teplotu.

Bell regulátor má více ochranných prvků, než má SITON 210. Můžeme zde najít tepelnou ochranu, která hlídá teplotu chladiče. Ochranu proti podpětí pomocí mikroprocesoru, která neumožní spustit střídač, pokud panely neprodukují minimálně 60 VDC. Přepět'ovou ochranu na vstupu pomocí transilu, který chrání spínací tranzistory proti napět'ovým špičkám. Dále tu ještě můžeme najít na AC výstupu varistor pro ochranu proti přepětí na výstupu.

### 1.1.3 Volt Polska – Green Boost 3000

Jedná se o komerční MPPT měnič od firmy Volt Polska, který je určen k napájení odporových ohřivačů, topných těles a podobně přímo pomocí FV panelů. Tento měnič má možnost připojení až dvou topných zařízení [4]. Optimalizaci efektivního využití FV panelů může zajišťovat MPPT algoritmus, který maximalizuje množství odebírané energie. Toto zařízení má pokročilejší bezpečnost, než má například SITON 210. Můžeme zde najít ochranu proti přetížení, přepětí, zkratu, ale také tepelnou ochranu stanovenou na 100°C.

Jak je uvedeno v popisu tohoto měniče, princip fungování je takový, že na vstup je sériově zapojeno 4 až 9 FV panelů v napětovém rozsahu 120 až 350 VDC. Pokud dosáhneme dostatečného napětí, kde výstupem je modifikovaný sinusový signál v rozsahu 120 až 245 VAC/50 Hz, začne měnič napájet topné těleso na AC výstupu č.1. Měnič umožňuje nastavit AC výstup na stálou velikost střídavy nebo využít MPPT algoritmu. Pokud by došlo k odpojení tělesa na prvním výstupu, například externím bimetalovým termostatem, měnič začne automaticky napájet spotřebič na AC výstupu č.2 a tím zajistí efektivnější využití FV panelů. Jelikož tento měnič má pouze jeden H-můstek, tak k tomuto přepnutí dojde pomocí interního relé, které se automaticky přepne, pokud dojde k přerušení odběru energie na primárním výstupu.

### 1.1.4 AZO Digital – ECO Solar Boost MPPT-3000 PRO

Tento komerční měnič od polské firmy AZO Digital je určen pro napájení odporové zátěže a stejně jako u předchozího měniče Green Boost 300 má možnost připojení dvou spotřebičů. Primární AC výstup č.1 a sekundární AC výstup č.2, který je závislý na primárním výstupu, protože sdílí jeden společný H-můstek. Měnič je navržen na sériové zapojení 4 až 9 FV panelů v napětovém rozsahu 120 až 350 VDC [5]. Z bezpečnostních prvků zde můžeme najít například ochranu proti podpětí a přepětí, tepelnou ochranu a ochranu proti přetížení. Výstupní výkon je stejně jako u ostatních měničů optimalizován pomocí MPPT algoritmu. Výhodou tohoto měniče oproti měniči od firmy Volt Polska je vyšší výstupní výkon a možnost vyššího rozsahu výstupního napětí.

Princip fungování je totožný jako u předchozího měniče. Je zde výstupem modifikovaný sinusový signál o rozsahu 120 až 350 VAC/50 Hz. Při odpojení zařízení na AC výstupu č.1, například bimetalovým termostatem, se začne automaticky napájet zařízení na AC výstupu č.2. K tomuto přepnutí slouží, jako u Green Boost 3000 interní relé, které se přepne při přerušení odběru energie na primárním výstupu.

### 1.1.5 A-Z Traders – A-Z Water Inverter

Komerční MPPT měnič od české firmy A-Z Traders, který slouží k efektivnímu přímému napájení bojleru pomocí FV panelů. Měničem lze napájet pouze jedno zařízení [6]. Obsahuje nejen běžné bezpečnostní prvky, jako ochrana proti podpětí a přepětí, teplotní ochrana, ochrana proti přetížení, ale také kontrolu přítomnosti DC napětí na výstupu. Měnič požaduje sériové zapojení FV panelů v rozsahu napětí 100 až 400 VDC. Výstupem je modifikovaný sinusový signál o napětí 230/240 V AC/50 Hz.

Princip fungování měniče je jednoduchý, při prvním spuštění SW jednotka provede skenování VA charakteristiky a pomocí algoritmu nalezne vhodný pracovní bod s nejvyšším výkonem pro dané sluneční podmínky. Přičemž se toto měření VA charakteristiky provádí každých 10 minut.

Tabulka 1: Porovnání dostupných MPPT měničů

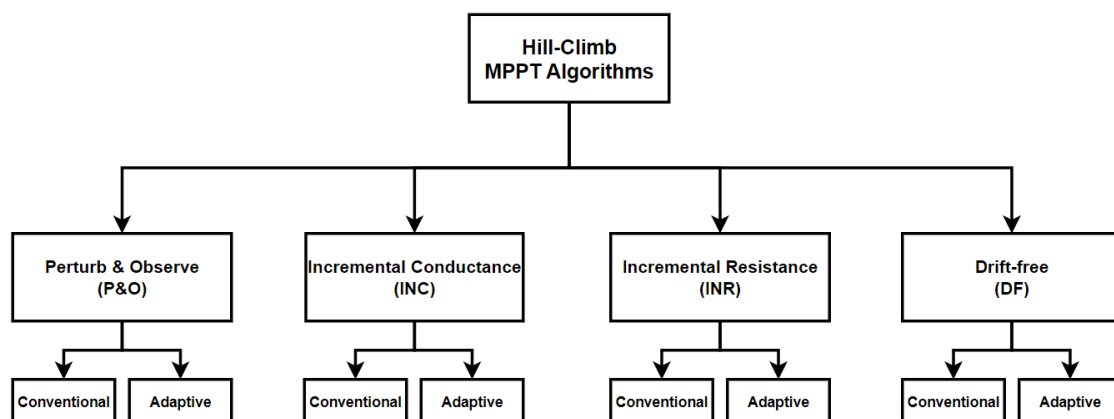
	<b>SITON 210</b>	<b>BEL MPPT stavebnice</b>	<b>A-Z Water Inverter</b>	<b>Green Boost 3000</b>	<b>ECO Solar Boost MPPT- 3000 PRO</b>
<b>Vstupní napětí z FV panelů</b>	400 VDC	60 ~ 430 VDC	100 ~ 400 VDC	120 ~ 350 VDC	120 ~ 350 VDC
<b>Vstupní proud z FV panelů</b>	10 A	16 A	16 A	14 A	(neznámý)
<b>Výstupní výkon měniče</b>	2800 W	2500+ W	3500 W	3000 W	3500 W
<b>Výstupní napětí z měniče</b>	230 VAC/50 Hz	10 ~ 320 VAC/122 Hz nebo DC	230/240 VAC/50 Hz	120 ~ 245 VAC/50 Hz	120 ~ 350 VAC/50 Hz
<b>Průběh výstupního proudu/napětí</b>	Střídavý obdélníkový s proměnnou střídou	Modifikovaný sinus (Quasi sinus)	Modifikovaný sinus (Quasi sinus)	Modifikovaný sinus (Quasi sinus)	Modifikovaný sinus (Quasi sinus)
<b>Chlazení</b>	pasivní	pasivní	aktivní	aktivní	aktivní
<b>Cena</b>	2500 ~ 3000 Kč	2 700 Kč	12 500 ~ 15 000 Kč	5 500 ~ 8 000 Kč	7 500 ~ 9 000 Kč



## 1.2 MPPT algoritmy

U MPPT regulátorů/měníčů se můžeme potkat s velkou škálou typů algoritmů. V dnešní době začínají být populární metody na bázi „soft-computing“ jako jsou například algoritmy založené na umělé inteligenci či strojovém učení, „swarm-based“, „evolutionary-based“ či na metaheuristice. Avšak si zde obecně představíme pouze princip fungování konvenčních tzv. Hill-Climb algoritmů. Tyto algoritmy mají svou výhodu v ceně nákladů a jednoduchosti implementace.

Hill-Climb algoritmy se běžně využívají u středně a vysoce výkonných FV aplikací. Tento typ algoritmu se řadí do tzv. „online“ metod, jelikož nám umožňuje měřit „real-time“ FV výkon a následně podle potřeby upravit regulační parametry pro optimalizaci výkonu. Jde o tzv. „Array independent“ typ algoritmu, který nevyžaduje přesné znalosti o parametrech fotovoltaického pole (např. počet panelů, teplota, osvětlení atd.), protože pracuje na principu hledání změn ve VA charakteristice panelu. Díky tomuto nachází i široké uplatnění v laboratorních a průmyslových aplikacích. Mezi základní typy Hill-Climb algoritmů patří Perturb & Observe, Incremental Conductance, Incremental Resistance a tzv. Drift-free algoritmus. Následující algoritmy jsou parafrázovány z [7], [8].



Obrázek 1: Hill-Climb algoritmy; Upraveno z [8]

### 1.2.1 Praktický příklad

Představme si, že je jasné slunečné počasí a FV panel produkuje optimální výkon. V tomto okamžiku je odpor FV panelu nízký, což umožňuje proudu volně procházet a generovat vysoký výkon. Náhle se stáhla mračna a FV panel je zastíněn. V tomto okamžiku dojde ke zvýšení vnitřního odporu FV panelů, který omezí průtok proudu a sníží výkon panelu. MPPT regulátor detekuje tento pokles výkonu a začne postupně „šplhat na kopec“ výkonové křivky tím, že postupně mění odebíraný proud z FV panelu a sleduje, jak se mění výkon. Pokud se výkon zvýší, algoritmus pokračuje ve změně tohoto proudu tímto směrem. Pokud se výkon sníží, algoritmus změni směr. Tento proces pokračuje, dokud nedojde k nalezení bodu maximálního možného výkonu, tzv. Maximum Power Point.

## 1.2.2 P&O algoritmus

Jde o metodu, která je nejvíce používaná z klasických Hill-Climb algoritmů. Její princip spočívá v regulaci založené na znalosti sklonu P-V (Power-Voltage) křivky. Algoritmus sleduje výkon panelů a ovlivňuje napětí velikostí odebíraného proudu tak, aby bylo dosaženo maximálního možného výkonu na MPP (Maximum Power Point). Změna napětí je dosažena pomocí modulace šířky pulsu (PWM), kde změna střídy signálu efektivně „simuluje“ různé hodnoty vstupního odporu měniče. Tato simulace odporu následně vede k požadované změně napětí.

Princip fungování P&O je takový, že se periodicky měří napětí a proud, vypočítají se změny v napětí  $dV$  a výkonu  $dP$ , a z jejich poměru se následně určí směr pracovního kroku (1.1), (1.2), (1.3). Tento pracovní krok má vliv na rychlost a stabilitu tohoto algoritmu. Při velkém kroku je algoritmus rychlejší, ale v ustáleném stavu má vyšší oscilace. Naopak, malý pracovní krok je stabilnější, ale pomalejší. Proto vznikla modifikovaná verze, která má proměnný adaptivní krok, většinou označovaný jako Adaptive Perturb & Observe (A-P&O).

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ na MPP} \quad (1.1)$$

$$\frac{dP}{dV} = \text{Positive, vlevo od MPP} \quad (1.2)$$

$$\frac{dP}{dV} = \text{Negative, vpravo od MPP} \quad (1.3)$$

## 1.2.3 INC algoritmus

INC algoritmus je podobný P&O algoritmu, jelikož také používá znalost P-V křivky. Rozdílem je, že sleduje, kdy je derivace proudu podle napětí rovna nule, respektive kdy je negativní hodnota okamžité vodivosti rovna hodnotě inkrementální vodivosti. To znamená, že sleduje okamžité změny v proudu v závislosti na změnách napětí a reaguje na ně. Díky této citlivosti může INC algoritmus lépe reagovat na dynamické podmínky, než tradiční P&O algoritmus.

V tomto algoritmu se porovnává okamžitá vodivost  $I/V$  s inkrementální vodivostí  $dI/dV$ , a určí se směr pracovního kroku v závislosti na jejich vztahu (1.4), (1.5), (1.6). Inkrementální vodivost měří, jak rychle se mění výstupní proud FV systému s ohledem na změny výstupního napětí, zatímco okamžitá vodivost je součinitelem, který vyjadřuje aktuální vodivost systému v daném okamžiku. Časový úsek, za který je inkrementální vodivost měřena, závisí na konkrétním nastavení fotovoltaických systému (FV panely, MPPT regulátor, ...) a na rychlosti, jakou se mění podmínky (například intenzita slunečního záření).

U této metody stejně jako P&O existuje modifikovaná adaptivní verze (A-INC), která má proměnný pracovní krok. Jelikož konvenční verze (C-INC) tohoto algoritmu má stejné nevýhody jako další Hill-Climb algoritmy, že buď je pomalý nebo má velké oscilace v ustáleném stavu.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}, \text{ na MPP} \quad (1.4)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}, \text{ vlevo od MPP} \quad (1.5)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}, \text{ vpravo od MPP} \quad (1.6)$$

### 1.2.4 INR algoritmus

INR algoritmus je skoro stejný jako INC algoritmus, ale s klíčovým rozdílem v tom, že místo sledování vodivosti bere v úvahu odpor a využívá znalosti I-V křivky. INR sleduje, kdy je derivace napětí podle proudu rovna nule, respektive kdy je negativní hodnota okamžitého odporu rovna hodnotě inkrementálního odporu. To znamená, že INR oproti INC sleduje okamžité změny v napětí v závislosti na změnách proudu a reaguje na ně.

Algoritmus porovná okamžitý odpor  $V/I$  s inkrementálním odporem  $dV/dI$ , a určí se pracovní směr z jejich vztahu mezi sebou (1.7), (1.8), (1.9). Kde okamžitý odpor vyjadřuje, jak rychle se mění proud v FV panelu vzhledem ke změně napětí, zatímco inkrementální odpor měří změnu napětí vzhledem k změně proudu. Stejně jako u dalších Hill-Climb algoritmů, zde existuje modifikovaná adaptativní verze (A-INR) s proměnným pracovním krokem. Jelikož konvenční INR (C-INR) má stejné nevýhody jako další Hill-Climb algoritmy.

$$\frac{dV}{dI} = -\frac{V}{I}, \text{ na MPP} \quad (1.7)$$

$$\frac{dV}{dI} > -\frac{V}{I}, \text{ vlevo od MPP} \quad (1.8)$$

$$\frac{dV}{dI} < -\frac{V}{I}, \text{ vpravo od MPP} \quad (1.9)$$

### 1.2.5 Drift-free algoritmus

Všechny výše zmíněné Hill-Climb algoritmy sdílejí jednu nevýhodu. Pokud dojde v FV systémech k náhlé změně slunečního záření, může to vést k nesprávnému určení směru pracovního kroku. Pokud dojde k náhlé změně výkonu způsobené například změnou osvětlení, algoritmu může chvíli trvat, než vyhodnotí, že se jedná o náhlou změnu slunečního záření, nikoliv o skutečnou změnu výkonu panelu. Aby se tomuto problému předešlo, tak se do algoritmu P&O přidává nový parametr v podobě sledování změny proudu  $dI$ . Tento parametr má pomoci určit příčinu změny výkonu při vyhodnocení směru pracovního kroku. Dále se Drift-free algoritmus může modifikovat (A-DF), aby měl adaptativní proměnný pracovní krok pro zvýšení efektivity měničů.

### **1.2.6 MPPS vs. MPPT**

Jelikož P-V výkonová křivka v reálných podmínkách nemá jen jedno MPP, tak přichází na řadu MPPS metoda. MPPS je další z metod pro optimalizaci výkonu FV systémů. Jde celkově o podobnou metodu jako je MPPT, ale s tím rozdílem, že místo sledování první MPP si pravidelně měří celou FV křivku pro aktuální sluneční podmínky. Kde následně ze všech změřených lokálních maximálních hodnot nalezne globální maximum. Dle [9], je obecně nevýhodou MPPS, že není schopen sledovat MPP za měnících se podmínek. Proto se často používá v kombinaci s MPPT metodou. Další nevýhodou MPPS oproti MPPT je jeho náročnější implementace.

### **1.2.7 Elektrochemická Impedanční Spektroskopie (EIS)**

Dle [10], jde o dobře zavedenou techniku pro charakterizaci elektrochemických zařízení, jako jsou akumulátory, palivové články a superkondenzátory ve frekvenční oblasti. Aplikace EIS na FV systémy je relativně nová, ale přesto byly v posledních letech dosaženy dobré předběžné výsledky, zejména v diagnostice degračních procesů. Tato metoda, oproti MPPT a MPPS, umožňuje neinvazivně změřit impedanci FV panelů. Dochází k měření impedance za různých podmínek beze změny provozního bodu, což je výhodné pro efektivní optimalizaci FV systémů. Nicméně, její aplikace v terénu je omezena, protože většina studií byla provedena v laboratorních podmínkách.

## 2 Fyzická část

Ve fyzické části si popíšeme jednotlivé dílčí části našeho měniče. Kde referencemi pro náš obvod byly open-source projekty jako je SITON 210 a Bell MPPS Stavebnice. Ale ještě před samotným popisem fyzické části je nutno si stanovit klíčové části a kritéria, které má naše zařízení splňovat. Dvěma nejdůležitějšími kritérii tohoto zařízení jsou v první řadě bezpečnost a cena. Dalšími parametry, ve kterých musí být měnič schopen pracovat, viz tabulka č.2. Nakonec jsme stanovili klíčové části, které zařízení bude obsahovat, jako je sériová a I2C komunikace, čtyřvodičové měření teploty, hardwarová příprava pro vývojovou desku ESP32, hardwarová příprava pro napájení dvou odporových zátěží současně, externí síťové napájení 12 VDC, které bude sloužit jako napájení pro řídicí prvky našeho měniče. Proto jsme při návrhu našeho měniče důkladně vybírali komponenty, které splňují tyto podmínky a parametry.

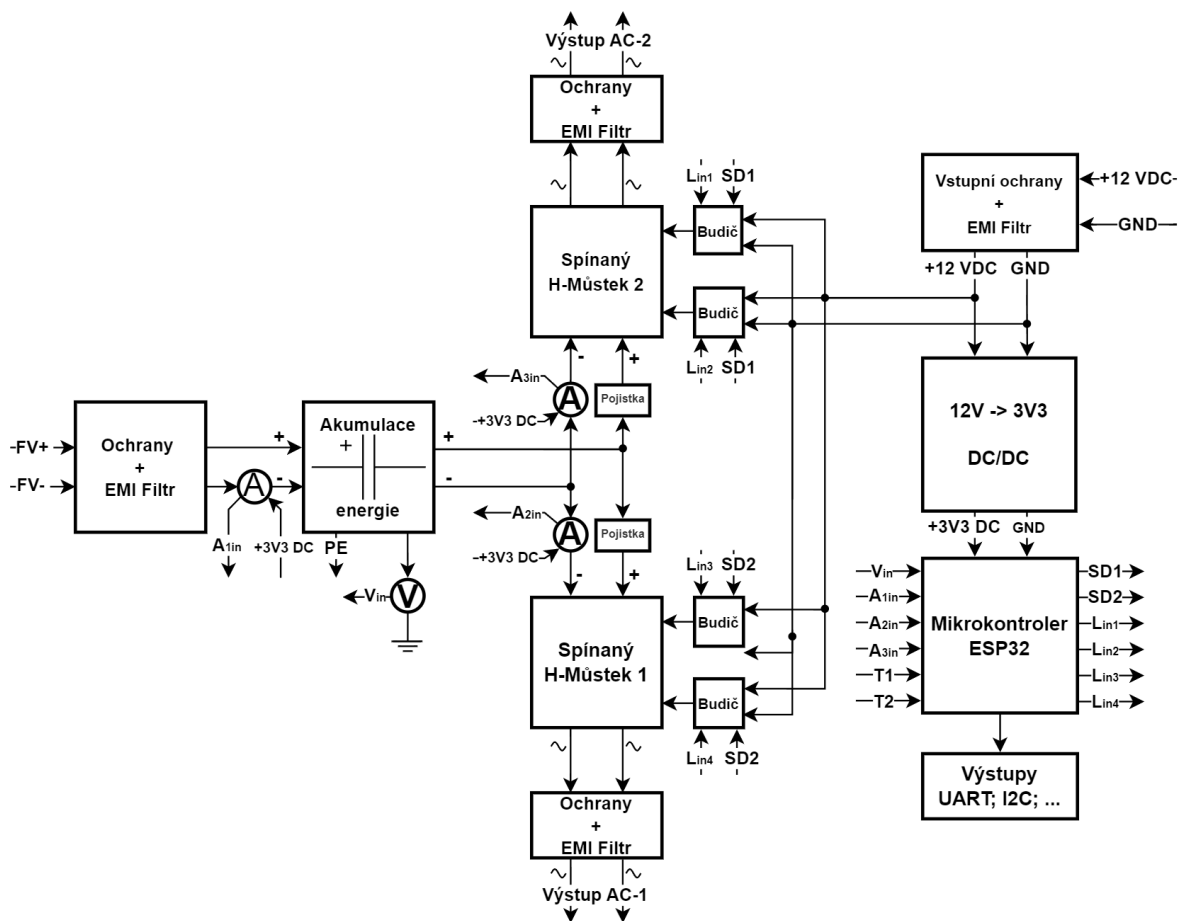
Tabulka 2: Požadavky na MPPT měnič

Rozsah vstupního napětí FV	Od 30 do 430 VDC
Maximální vstupní proud FV	16 A
Výstup z měniče	Modifikovaný sinus 50 ~ 120 Hz
Počet AC výstupů	2 (primární a sekundární)
Komunikace	Sériová a I2C komunikace
Ochrany	Transily proti přepětí vstupů/výstupů, měření teploty, EMC (LC filtry), měření proudu na obou výstupech

### 2.1 Blokové a elektrické schéma

#### 2.1.1 Blokové schéma

V tomto blokovém schématu, jak je vyobrazeno na obrázku č.2, jsme zakreslili nejdůležitější funkční a konstrukční části, řídicí signály a měření. Celé schéma lze rozdělit na několik funkčních dílčích částí, jako je skupina kondenzátorů na vstupu pro akumulaci energie, dva identické H-můstky, externí napájení 12 VDC, spínaná stabilizace napětí 3V3 DC, mikrokontroler s vyvedením užitečných a přebytečných vývodů na hřebínky. Na vstupu FV panelů nalezneme pomalou pojistku 6,3×32 mm, následovanou EMI filtrem vysokých frekvencí a jednosměrným transilem pro odvedení napěťových špiček vyšších než 440 VDC. Po ochranách následuje skupina elektrolytických kondenzátorů, která obsahuje měření napětí a celkového proudu přicházejícího do měniče. Dále je rozdělena na dva identické spínané H-můstky. Každý z těchto H-můstků je chráněn pomocí pomalé pojistky 6,3×32 mm a obsahuje senzor pro měření proudu na můstku. Na svých AC výstupech mají EMI filtr vysokých frekvencí a obousměrný transil pro odvedení napěťových špiček vyšších než 440 VDC. H-můstky jsou vždy buzeny pomocí dvou budičů, kde každý z nich ovládá polovinu můstku. Tyto budiče jsou řízeny pomocí mikrokontroleru, který je napájen pomocí spínané stabilizace napětí z 12 VDC na 3V3 DC. Externí napájení 12 VDC obsahuje na vstupu ochrany v podobě EMI filtru a transilu pro odvedení napěťových špiček vyšších, než 15 VDC.



Obrázek 2: Blokové schéma

Pro EMI filtr (na vstupu FV panelů) byly vybrány toroidní tlumivky DTMSS-16 (L1 a L6), které musely splnit požadavky jako vhodný pracovní proud (16 A), mít vhodnou velikost indukčnosti (10  $\mu\text{H}$ ) a maximální vnější průměr jádra 2 cm z důvodu možné fyzické zástavby na DPS. Paralelně je k nim připojen svitkový kondenzátor s nízkým ESR (C50), který byl zvolen dle parametrů zaměřujících se na vhodnou kapacitu (47 nF) pro dostatečně velké napětí (630 VDC). Filtr jsme použili v našem obvodu proto, abychom se zbavili vysokofrekvenční složky signálu z důvodu omezení rušení. Výpočet rezonanční frekvence  $f_r$  se provádí pomocí vztahu (2.1), kde u našeho navrženého filtru tato frekvence vychází  $f_r = 232,15 \text{ kHz}$ .

$$f_r [\text{Hz}] = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

## 2.1.2 Akumulace energie v měniči

Na vstupu se nachází 16 elektrolytických kondenzátorů (C28 až C44) pro akumulaci energie v měniči, respektive vyhlazování tvaru signálu vstupního proudu a vytvoření stabilního nízkoimpedančního zdroje pro oba H-můstky, které jsou dimenzovány na vyšší napětí (450 VDC), než ochranný transil (D1). Volba kapacity těchto kondenzátorů je klíčovým faktorem při návrhu měničů z DC zdroje na AC výstup. Kapacita musí splnit minimální velikost, aby při krátkodobých výkyvech v zátěži, nebo vstupního napětí byla dostatečná pro vyhlazení tohoto kolísání a udržení stabilního napětí. Zejména při velkých změnách zátěže, či vstupního napětí, kdy mohou kondenzátory čelit vysokým proudovým vrcholům. Kapacita kondenzátorů je primárně ovlivněna frekvencí na AC výstupech. Čím je frekvence vyšší, tím může být kapacita menší a naopak. Její velikost je zpravidla určena vztahem mezi proudem, kolísáním napětí a požadovaným časem vyrovnání.

Počet kondenzátorů nezávisí pouze na požadované kapacitě, ale také na fyzických omezeních, jako velikost kondenzátorů, vymezený prostor (orientace na výšku) a nákladech. Obecně platí, že použití více kondenzátorů může pomoci snížit ztráty a zlepšit spolehlivost, jelikož se snižuje zatížení jednotlivých kondenzátorů. Počet a kapacitu (100  $\mu\text{F}$ ) jsme u našeho měniče museli volit i s ohledem na jejich dostupnost, protože u vyšších napěťových řad jsou často v malém zastoupení. Minimální požadovaná kapacita kondenzátoru se dá vypočítat pomocí vztahu (2.2), který je odvozen v článku zabývající se dimenzováním DC-link kondenzátorů [11]. Pokud bychom uvažovali maximální kolísání napětí 3 % ( $\overline{V_{dc}} \doteq 12,9 \text{ VDC}$ ), výstupní frekvenci H-můstků  $f_g = 50 \text{ Hz}$  a s maximálním možným zdánlivým výkonem, získáme minimální kapacitu kondenzátorů  $C_{dc} = 987,1 \mu\text{F}$ . Obvykle velikost kapacity DC-link kondenzátorů MPPT měniče se může pohybovat v rozmezí 400 až 1800  $\mu\text{F}$ , kde tato hodnota závisí na konkrétních specifikacích a požadavcích na systém.

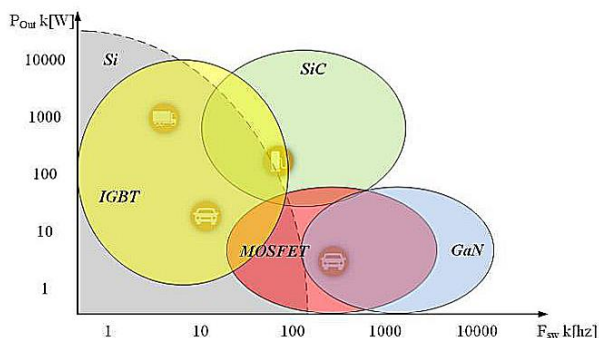
$$C_{dc} [F] = \frac{S}{2\omega_g V_{dc} \overline{V_{dc}}} \quad (2.2)$$

Tabulka 3: Symboly a definice vztahu (2.2)

Symbol	Definice
$C_{dc}$	Minimální kapacita DC-link kondenzátorů
$S$	Zdánlivý výkon na výstupu, vyjádřen: $S = V_{rms} I_{rms} [VA]$
$\omega_g$	Úhlová frekvence na výstupu, vyjádřena: $\omega_g = 2\pi f_g \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$
$V_{dc}$	Vstupní DC napětí z FV panelů
$\overline{V_{dc}}$	Maximální povolený ripple voltage (kolísání napětí)

### 2.1.3 Návrh H-můstku a výběr tranzistorů

Jsou navrženy dva identické H-můstky, které slouží k regulaci a přeměně napětí z DC na AC. Na vstupu do můstku se nachází pomalé pojistky  $6,3 \times 32$  mm jako ochrana proti případnému trvalému vysokému proudu, který by mohl poškodit budiče, nebo senzory proudu, které měří proud na AC výstupech. Díky těmto sensorům jsme schopni rychle reagovat na zkrat, avšak pokud by tento systém ochrany selhal, nastoupí fyzická ochrana v podobě přepálení pojistky. Hned za pojistkou jsme navrhli svitkový kondenzátor s nízkým ESR ( $47 \text{ nF}/630 \text{ VDC}$ ) pro odstranění signálu o vysokých frekvencích. U samotných můstků jsme řešili, zda budou využity tranzistory MOSFET, či IGBT tranzistory. Prvotně se zamýšlelo vybrat tranzistory typu MOSFET, jako například obsahuje SITON 210, jelikož mají vyšší spínací rychlosti než IGBT. Z obrázku č.3 vyplývá, že jsou vhodnější pro vysokofrekvenční aplikace, u kterých mohou dosahovat až stovky kilohertz. Ale přichází zde i negativa v podobě pracovních omezení, například MOSFET často nejsou pro velké napětí, proudy a teploty. Celkově se tento typ tranzistorů osvědčuje při kmitočtech nad  $100\text{--}200 \text{ kHz}$  při napětích nepřevyšujících  $300 \text{ VDC}$ , ale přesto také existují MOSFET navržené pro vyšší napětí. Ale tyto jsou v jiné cenové kategorii. Obrázek č.4 ukazuje příklady MOSFET aplikací v různých frekvenčních spektrech, kde mezi hlavní aplikace patří například DC-DC měniče, UPS, PCS, nabíječky.



Obrázek 3: Provozní rozsah křemíkových a širokopásmových polovodičů; [12, s. 2]

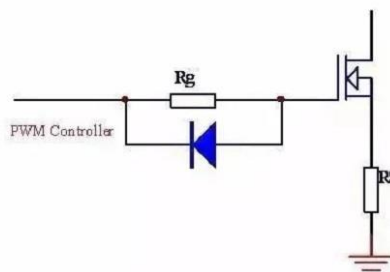
IGBT tranzistory jsou naopak navrženy pro vyšší napětí (i přes  $1000 \text{ V}$ ) a proudy. Z obrázku č.3 lze vyzorovat, že jsou vhodné pro středně frekvenční aplikace, obvykle kolem  $20 \text{ kHz}$ . Dle [13], [14] je další výhodou také to, že jednoduše umožní dosáhnout velkého napětí mezi emitorem a kolektorem v rozepnutém stavu a relativně nízké spínané napětí při sepnutém stavu, a to i při vysokých teplotách a proudech. Obrázek č.4 ukazuje, že nejčastěji se s nimi například setkáme u běžných střídačů, UPS a u domácích spotřebičů. Přichází zde také nevýhoda IGBT tranzistorů v podobě rychlosti spínání tranzistoru, kde nejčastějším problémem je „zpoždění“ při jeho zavírání, protože nestíhá dostatečně rychle vybit náboj na hradlu.



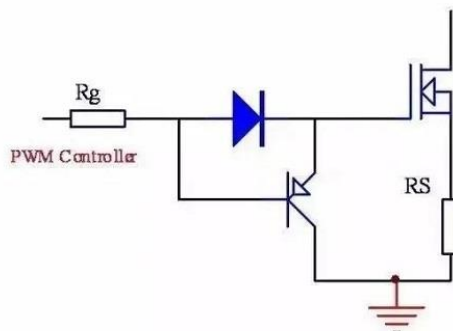
1. Hlavní aplikace pro IGBT			
2. Hlavní aplikace pro MOSFET			
3. Aplikace podle vlastností zařízení			
Spínací frekvence	Do 20 kHz	20 až 80 kHz	80 kHz a výš
IGBT	Aplikace pro řízení motorů (měniče) Měniče pro klimatizace a další domácí spotřebiče, UPS, chladničky	Rezonanční napájecí zdroje (indukční spotřebiče) PFC pro klimatizace, svářečky	
MOSFET	Měnič pro motory ventilátorů Měniče pro chladničky a klimatizace	UPS, PCS, nabíječky Spínané napájecí zdroje DC-DC měniče	

Obrázek 4: Porovnání aplikací MOSFET a IGBT; [13]

Dle [15], existují dva základní typy obvodů pro zvýšení rychlosti zavírání, které se dají využít jak u IGBT, tak u MOSFET tranzistorů. Prvním typem je, jak lze vidět v obrázku č.5, jednoduché zapojení rezistoru s paralelní diodou na hradlo, kde při kladném napětí se nabíjí kapacita hradla přes rezistor (dochází k omezení proudové špičky). Naopak pokud je vstup uzemněn, napětí na kapacitě hradla se vybíjí přes diodu, a tím se urychlí uzavření tranzistoru. Jakmile je dioda zapnutá, proud se v obvodu zmenší, což má za následek postupné snižování účinku tohoto obvodu a výrazné snížení doby zpoždění vypnutí tranzistoru. Jedna z nevýhod tohoto zapojení je, že vybíjení náboje probíhá zpět do budiče, popřípadě jiného řídicího prvku. Druhým obvodem je spínání IGBT či MOSFET pomocí přídavného PNP tranzistoru s paralelně umístěnou diodou a k nim sériově přidaným rezistorem. Díky tomuto typu zapojení, zobrazenému na obrázku č.6, jsme schopni výrazně minimalizovat zpoždění uzavření tranzistoru. V tomto případě dioda představuje cestu pro spínací proud a rezistor pro omezení rychlosti spínání. Při uzavírání tranzistoru tímto obvodem se otevře PNP tranzistor, který umožní cestu pro rychlejší vybití náboje hlavního tranzistoru. Výhodou tohoto zapojení je, že spínání funguje na principu „push-pull“. Pokud je PNP tranzistor vypnutý, hradlo MOSFET či IGBT tranzistoru se nabije, kde se tomuto kroku říká „push“. Když je naopak PNP tranzistor zapnutý, náboj na hradle MOSFET či IGBT tranzistoru se vybije. Tomuto kroku se naopak říká „pull“. Tímto způsobem se střídavě „tlačí“ a „táhne“ proud přes tranzistory, což umožňuje efektivní a rychlé spínání. Celkové zrychlení uzavírání tranzistorů je viditelné. Ale jelikož je zapojení provedeno přes dva PN přechody, nemůže hradlo skutečně dosáhnout 0 voltů.



Obrázek 5: Zvýšená rychlost vypínání; [15]



Obrázek 6: Zvýšená rychlost vypínání pomocí PNP tranzistoru; [15]

Pro naše zařízení jsme zvolili typ tranzistorů IGBT (T1 až T8), protože mají u vyšších napětí vhodnější výkonové parametry a lépe snášejí větší teploty než tranzistory MOSFET. Abychom předešli pomalému uzavírání využili jsme prvního typu obvodu zapojení hradla, který využívá pouze rezistor (100 Ohm) a paralelní rychlou usměrňovací diodu 1N4148. Před tímto zapojením se nachází ještě rezistor (10 Ohm) pro utlumení kmitů na kapacitě tranzistoru při spínání, který bývá maximálně v jednotkách či desítkách Ohmů. Dále jsme přidali odpor (22 kOhm), který má za úkol vybit zbytky náboje do můstku a ochrannou diodu P6KE18A před elektrostatickými výboji.

#### 2.1.4 Návrh buzení tranzistorů

Spínání probíhá pomocí budičů IR2104 (IO2 až IO5), které jsme vybrali z důvodu jednoduššího ovládní. Existuje více typů těchto budičů, ale některé nevyhovují svojí potřebou mít více ovládacích vstupů z důvodu omezeného počtu vývodů na mikrokontroleru. Tento námi zvolený typ, nám dává výhodu, že můžeme lépe implementovat řídicí algoritmus, který bude vycházet z open-source měniče SITON 210. Doporučené schéma zapojení budičů lze nalézt v datasheetu [16, s. 1], který můžeme rozdělit na klíčové části jako je bootstrapový obvod pro buzení horní strany můstku, kondenzátor pro rychlé reakce napájení a buzení spodní strany můstku, ale také logické řídicí prvky, které ovládají samotný budič. V doporučeném zapojení od výrobce lze dohledat, že bootstrapová část obvodu obsahuje mezi vývody  $V_{cc}$  a  $V_b$  usměrňovací diodu s velkým závěrným napětím 1000 VDC, kde tato dioda má zabránit vybití kapacity na bootstrapovém kondenzátoru. Tento kondenzátor, mezi vývody  $V_b$  a  $V_s$ , je nejdůležitější částí obvodu, protože slouží jako baterie pro buzení horního tranzistoru. Z tohoto důvodu je důležité, aby tento kondenzátor splňoval minimální potřebnou velikost kapacity dle vztahu (2.3), vycházející z [17, s. 6], pokud by tato kapacita nebyla splněna, tak by došlo k neúplnému, nebo k žádnému sepnutí horního tranzistoru.

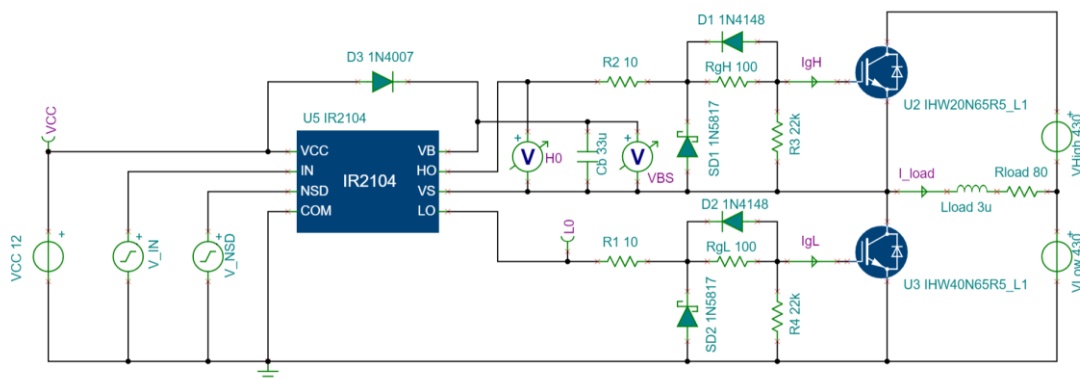
Jedním z nejdůležitějších faktorů jsou napájecí napětí a frekvence spínání, proto jsme vybrali dostatečně velkou kapacitu 33  $\mu\text{F}$ , zatímco vypočítaná minimální kapacita se pohybuje kolem stovek nF, až jednotek  $\mu\text{F}$ . Dále v zapojení budiče mezi  $V_{cc}$  a  $COM$  jsme vybrali kondenzátor o velikosti 10  $\mu\text{F}$ , aby měl dostatečnou kapacitu pro rychlejší spínání dolního tranzistoru. Zároveň se zde navrhnul dodatečný odrušovací kondenzátor (100 nF) pro zabránění nežádoucímu rušení. Posledním důležitým parametrem budičů je volba vhodného napájecího napětí. Datasheet doporučuje napětí mezi 10 až 20 VDC, takže je dimenzovaný pro standardní napájecí napětí 12 VDC.

$$C[F] \geq \frac{2 \left[ 2Q_g + \frac{I_{qbs(\text{Max})}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(\text{leak})}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (2.3)$$

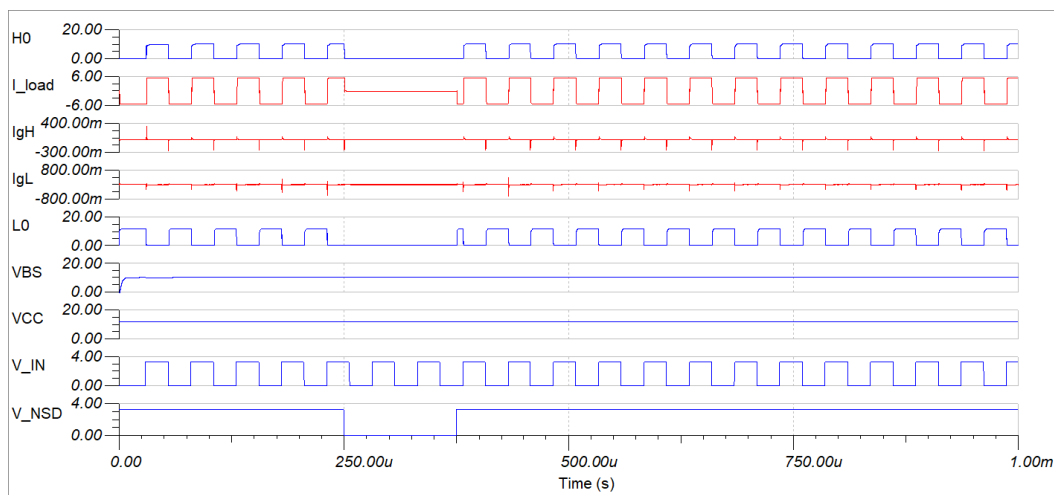
Tabulka 4: Symboly a definice vztahu (2.3)

Symbol	Definice
$Q_g$	Náboj na hradle horního tranzistoru (FET)
$I_{Cbs}(\text{leak})$	Ztrátový proud na bootstrapovém kondenzátoru
$I_{qbs}(\text{max})$	Klidový proud při maximálním $V_{BS}$
$V_{cc}$	Napětí zdroje logické sekce
$V_f$	Ztrátové napětí na bootstrapové diodě
$V_{LS}$	Ztrátové napětí na dolním tranzistoru (FET) nebo zátěži
$V_{Min}$	Minimální napětí mezi $V_B$ a $V_S$
$Q_{ls}$	Požadované nabíjení posunu úrovně na jeden cyklus (obvykle 5 nC pro 500 V/600 V a 20 nC pro 1200 V)
$f$	Provozní frekvence

K dimenzování velikosti bootstrapového kondenzátoru jsme také využili webového simulátoru Infineon designer [18]. V tomto simulátoru jsme překreslili již navržený budič obvod, pro který jsme vybrali simulační součástky, přibližně odpovídají použitým v našem měnič. Tento vytvořený simulační obvod lze vidět na obrázku č.7, kde jeho primárním účelem bylo najít vhodnou velikost bootstrapového kondenzátoru, aby při změně frekvencí vytvořil stabilní zdroj pro horní tranzistor. Na obrázku č.8 je výsledek simulace pro operační frekvenci 20 kHz a v pracovním cyklu 50 %. Konkrétně z obrázku vyzorujeme velikost toku proudu na hradlech tranzistorů, budič signály, proud na zátěži a nabíjení bootstrapového kondenzátoru.



Obrázek 7: Schéma simulačního obvodu pro Infineon designer



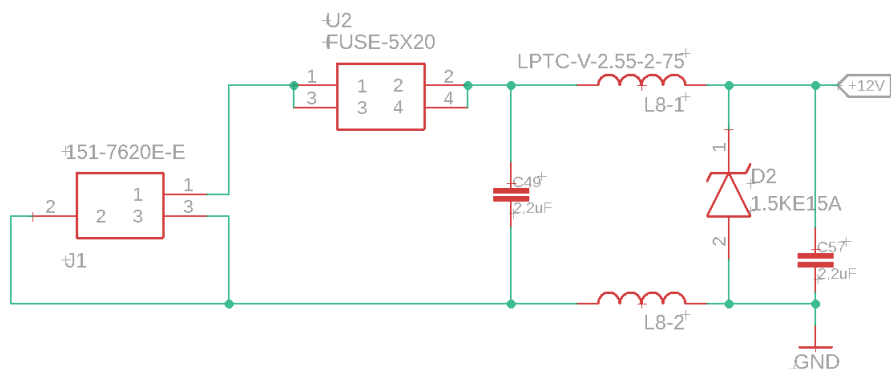
Obrázek 8: Výsledek SPICE simulace

### 2.1.5 AC výstupy z měniče

Další podstatnou částí H-můstků jsou jeho výstupy, na kterých se nachází EMI filtr typu RLC pro odstranění vysokofrekvenční složky signálu z důvodu omezení rušení, které by mohl střídač produkovat. Konkrétně u obou můstků můžeme najít dvě cívky DTMS-16 (L2 a L5), které jsou identické jako cívky na vstupu FV panelů. Dále je k nim paralelně připojen svitkový kondenzátor 47 nF/630 VDC (C26, C27) s nízkým ESR, který má sériově připojený rezistor 1 Ohm/2 W (R19, R20). Tento rezistor slouží pouze jako ochrana kondenzátoru a může se při výpočtu rezonanční frekvence opomenout. Tímto se nám usnadní vztah, proto se rezonanční frekvence  $f_r$  tohoto filtru vypočítá pomocí vztahu (2.1), který byl již použit pro výpočet filtru na vstupu FV panelů. Při použití tohoto vztahu, získáme rezonanční frekvenci  $f_r = 232,15$  kHz. Také další důležitou součástí těchto výstupů je obousměrný transil, jako ochrana proti přepětí, které by například mohlo vznikat při komutaci. K vyvedení výstupů z desky plošných spojů je použita svorkovnice (X2 a X3) od výrobce Phoenix Contact, který zaručuje jmenovité napětí 500 VDC a jmenovitý proud 17,5 A.

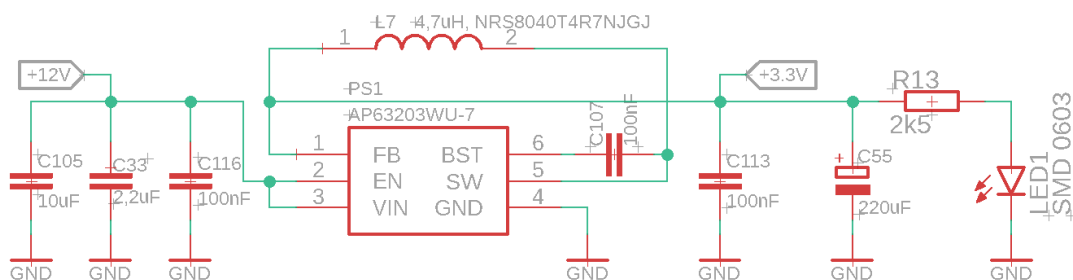
### 2.1.6 Externí napájení a spínaná stabilizace

U první prototypní verze našeho měniče jsme se rozhodli vyhnout stabilizaci napětí z FV panelů na nižší napětí, abychom obvod nekomplikovali a mohli se primárně zaměřit na důležitější části našeho obvodu, proto napájíme řídicí prvky pomocí externího zdroje 12 VDC. Schéma obvodu pro síťové napájení lze vidět na obrázku č.9. Pro vstup je použit standardní kolíkový konektor 2,5 mm (J1), který je přiveden na rychlou tavnou pojistku 5×20 mm 1 A. Dále se zde nachází transil 1.5KE15A proti napěťovým špičkám a EMI filtr, který má dvě cívky se sdíleným toroidním jádrem LPTC-V-2.55-2-75 (L8) a dva kondenzátory (C49 a C57) o velikosti 2,2 μF. Toto externí napájení se primárně využívá jako referenční napětí pro buzení tranzistorů pomocí budičů, které potřebují napájecí napětí 10 až 20 VDC, ale také se dále přeměňuje pomocí spínané stabilizace na 3V3 DC.



Obrázek 9: Schéma síťového napájení 12 VDC

Pro volbu spínané stabilizace na 3V3 DC jsme se rozhodli z důvodu velikosti napájecího napětí integrovaných obvodů, jako jsou například senzory proudu, nebo mikrokontroler. Pro spínanou stabilizaci 3V3 DC byl vybrán ověřený obvod využívající regulátoru AP63203WU-7. Obrázek č.10 ukazuje zapojení, které vychází z datasheetu [19, s. 9], kde je předepsán vstupní kondenzátor 10  $\mu$ F (C105) s nízkou ESR k zamezení ztrát, bootstrapový kondenzátor (C107) mezi vývody *SW* a *BST* o velikosti 100 nF pro dostatečnou kapacitu řízeného spínání výstupu. Dále jsou zde dvě kritické součástky, první je induktor (L7) 4,7  $\mu$ H mezi vývody *FB*, *BST* a *SW*, kde je potřeba vypočítat jeho velikost dle vztahu z datasheetu [19, s. 13], pokud by měl nevhodnou velikost, tak by saturace na induktoru snižovala efektivitu celého regulátoru ve formě zahřívání vnitřních MOSFET tranzistorů. Druhou součástí je výstupní kondenzátor (C55), který udržuje malé zvlnění výstupního napětí, tím zajišťuje stabilitu zpětnovazební smyčky a snižuje překmit výstupního napětí při přechodných jevech při zatížení. Musíme zajistit minimální velikost kapacity, která je dána vztahem v datasheetu [19, s. 14]. Další výhodou je, když má tento kondenzátor nízké ESR. Zároveň jsme obvodu přidali několik dalších blokovacích kondenzátorů 100 nF proti rušení a indikační zelenou LED pro vizuální ověření funkčnosti spínané stabilizace.



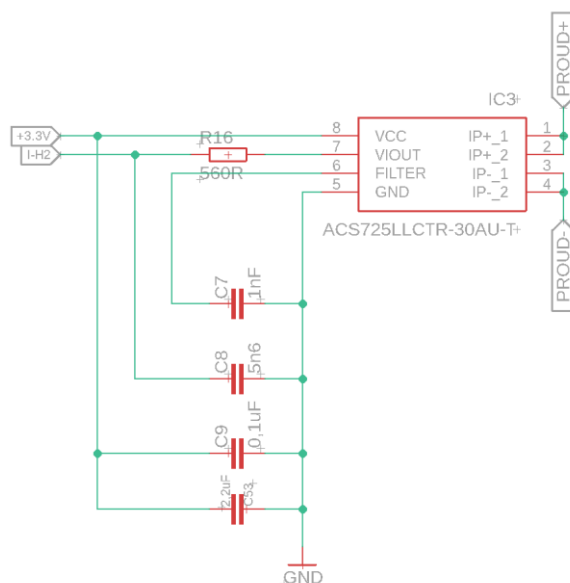
Obrázek 10: Schéma spínané DC-DC stabilizace 3V3

## 2.1.7 Měření napětí a proudu

Měření proudu a napětí jsou u našeho měniče nedílnou součástí MPPT algoritmu, jelikož námi zvolený algoritmus pracuje s momentálním výkonem, který má k dispozici. K měření napětí jsme využili jednoduchý napěťový dělič, skládající se z jedenácti rezistorů (R1 až R10), sčítající velikost 280 kOhm a rezistor (R11) o velikosti 2 kOhm. Poměr je dimenzován tak, aby na výstupu bylo při napětí 430 VDC přibližně 3 VDC, kde maximální vstupní napětí do mikrokontroleru je 3V3 DC, abychom zaručili, že se toto napětí nepřekročí, je zde navržena Zenerova dioda (D15) se závěrným napětím na tuto maximální možnou hodnotu napětí. Dále je zde použit přídavný rezistor (R12) 1 kOhm a kondenzátor (C11) 5,6 nF, který slouží jako RC filtr proti šumu. Nejdůležitějším parametrem je mezní frekvence  $f_0$ , kterou určíme ze vztahu (2.6), při které poklesne zisk obvodu o 3 dB. U našeho filtru je tato mezní frekvence  $f_0 = 28,421$  kHz.

$$f_0[\text{Hz}] = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.4)$$

Měření proudu v měniči je na třech místech, na výstupu zpět do FV panelů a jelikož chceme, aby fungovaly oba můstky naráz, tak i na jednotlivých H-můstcích. Díky těmto sensorům máme možnost si zvolit libovolně, který H-můstek bude primární a zároveň regulovat jednotlivé výkony na AC výstupech. Pro měření jsme vybrali galvanicky izolovaný integrovaný obvod ACS725LLCTR-30AU-T, jde o senzor proudu využívající Hallův senzor, který umožňuje měřit až 30 A s rozlišením 88 mV/A. Na obrázku č.11 je vidět zapojení jednoho ze sensorů proudu, které je předepsáno v datasheetu [20, s. 1], ve formě kondenzátoru (C7) o velikosti 1 nF pro filtraci šumu mezi vývody *FILTER* a *GND*, kondenzátor 100 nF (C9) proti rušení na vstupu a paralelně zapojený kondenzátor (C8) na výstupu měření o kapacitě 5,6 nF (maximálně 10 nF). Dodatečně jsme zde navrhli sériově zapojený rezistor (R16) o velikosti 560 Ohm na výstup měření, ať je na výstupu RC článek, a zároveň jsme přidali k napájení kondenzátor (C53) s kapacitou 2,2  $\mu$ F, který slouží jako baterie pro vytvoření stabilního zdroje napětí. Dle datasheetu, senzor využívá speciální měděnou cestu, kterou protékající proud vytváří magnetické pole, které je snímáno integrovaným Hallovým obvodem a převedeno na proporcionální napětí.



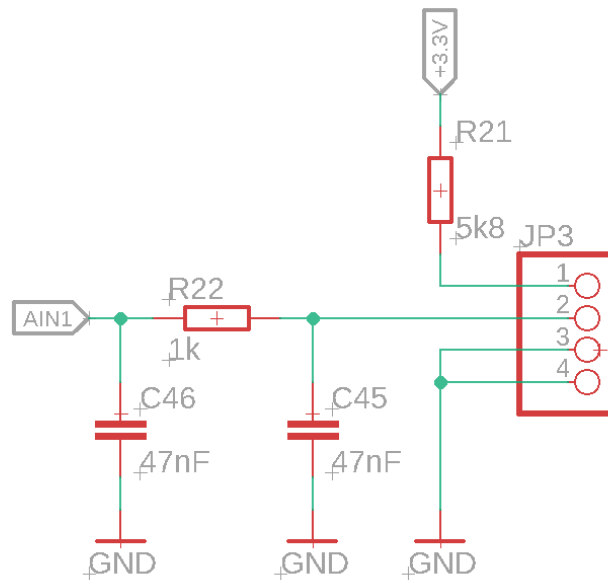
Obrázek 11: Schéma zapojení senzorů proudu

## 2.1.8 Výběr mikrokontroleru a měření teploty

Při výběru řídicího procesoru se zvažovalo několik kritérií, která musí obsahovat, či splňovat. Jako první bylo potřeba sepsat počet potřebných vstupů a výstupů, převážně zde hrál největší roli počet vstupních analogových pinů, jelikož se na naší desce plošných spojů nachází několik měření, ať už napětí, proudu nebo teploty. Dále bylo potřeba zvažovat možnosti komunikace s tímto procesorem jako sériová komunikace UART, I2C, případně i Wi-Fi. Po stanovení kritérií se začalo vybírat z několika možností, jako jsou SoC ESP32, ATtiny nebo ATmega. Konkrétně jsme se rozhodli pro nejnovější SoC ESP32-C6. Jelikož náš MPPT měnič je jenom prototypem, tak jsme vybrali tento SoC ve formě vývojové desky typu M, abychom zajistili lepší vyměnitelnost. Námi zvolený SoC, dle datasheetu [21], splňuje všechny podmínky, a zároveň je více používaný v průmyslových aplikacích. Obsahuje všechny potřebné komunikace a analogové vývody, je možné ho napájet standardně 3V3 DC nebo 5 VDC, jelikož tato vývojářská deska má zabudovanou stabilizaci napětí z 5 VDC na 3V3 DC.

Také jsme zde dodatečně navrhli odrušovací kondenzátor (C10) 100 nF a dva kondenzátory (C20 a C21) o kapacitě 10  $\mu$ F, které zde slouží jako baterie pro rychlé reakce. Vývody sériové komunikace *RX*, *TX* a vývody I2C jsme vyvedli na kolíkové hřebínky zároveň i s napájením 3V3 DC a GND. Nevyužité vývody jsou přivedeny taktéž na jeden velký hřebínek s 10 výstupy, aby je bylo možno využívat k externím činnostem.

Poslední částí návrhu jsou dvě kontaktní měření teploty pomocí odporových snímačů. Byla zvolena čtyřvodičová varianta zapojení teplotního čidla, která oproti dvouvodičové variantě má vyšší přesnost měření a také nám dává možnost využít analogový vstup i na něco jiného než měření teploty. Dále jsme se rozhodli, z důvodu nižšího napájecího napětí, použít odporový snímač PT1000, díky kterému docílíme ještě vyšší přesnosti. Celkově se spíše jedná pouze o orientační měření teploty, protože nejsme schopni, při napájení 3V3, získat dostatečně vysoké rozlišení měření teploty. Na obrázku č.12 je vidět, námi zvolené schéma pro měření teploty pomocí čtyřvodičové metody.

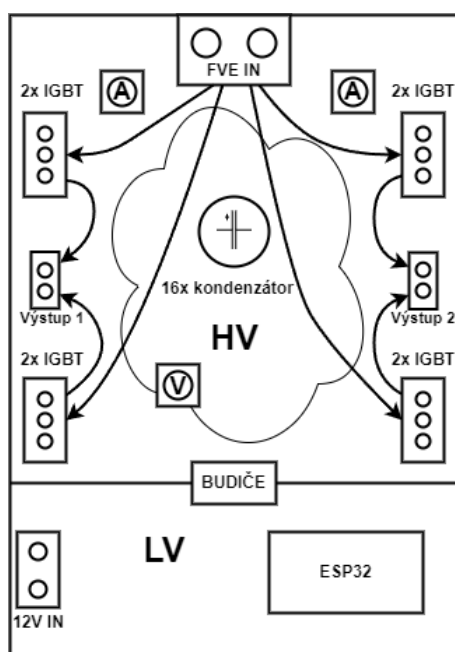


Obrázek 12: Schéma čtyřvodičového zapojení PT1000



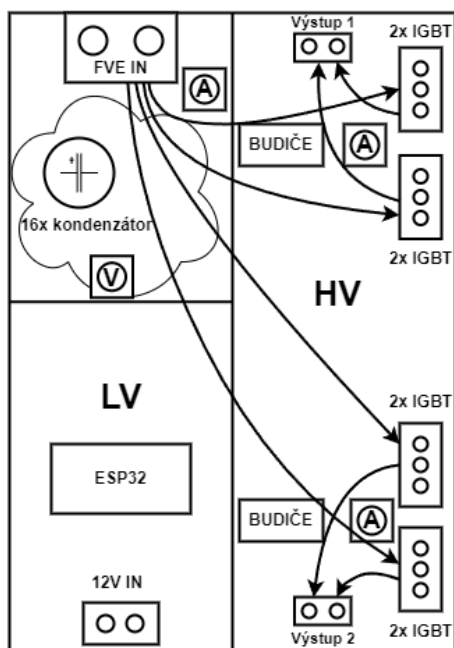
## 2.2 Návrh desky plošných spojů

Návrh samotné desky plošných spojů pojednává o rozložení nízkého a velkého napětí, které ovlivňuje vhodné umístění součástek, bezpečnostní zásady, a nakonec samotné řešení spojů, rozlité mědi, prokovů a propojek. Celkem vznikly tři návrhy základního rozložení desky, kde se zprvu zamýšlelo (jak lze vidět na obrázku č.13) rozdělit desku na horní a dolní část s orientací na výšku. V dolní části se měly nacházet součástky jako ESP32, DC/DC stabilizace, napájení 12 VDC. Na pomezí těchto částí měly být umístěny budiče, IGBT tranzistory a AC výstupy na pravé a levé straně horní poloviny desky. Vstup z FV panelů a akumulace měla být u této varianty ve středu tohoto návrhu rozmístění desky plošných spojů. Tato varianta nám nevyhovovala z nedostatku místa pro spoje velkého napětí, respektive by se musela vytvořit deska s většími rozměry.



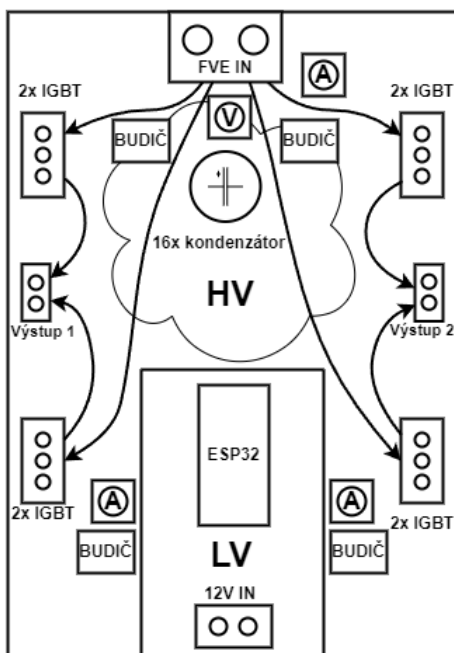
Obrázek 13: DPS varianta č.1

Jako druhou variantu jsme se snažili rozdělit desku ještě na více částí, jako vstup s akumulací energie, nízké a velké napětí. Z obrázku č.14 lze poznat, že se mělo jednat o desku plošných spojů orientovanou spíše na šířku. Na levé horním rohu obrázku je vidět pozice, kde měly být umístěny veškeré součástky související se vstupem z FV panelů a skupina kondenzátorů pro akumulaci energie. V levém dolním rohu se zase měla nacházet většina součástek nízkého napětí jako ESP32, DC/DC stabilizace nebo vstup 12 VDC. V této druhé variantě byly na celé pravé polovině rozvrženy součástky týkající se obou H-můstků. Chtěli jsme zde zkusit dát všechny IGBT tranzistory dohromady, aby se pasivní chladič nacházel pouze z jedné strany. Ale nakonec jsme od tohoto rozložení desky upustili, protože by vzniklo hodně problémů s křížením vodičů nízkého a velkého napětí, tudíž by zde muselo být velké množství propojek.



Obrázek 14: DPS varianta č.2

Třetí a zároveň finální variantou rozložení desky plošným spojů je vidět na obrázku č.15, kde jsme se rozhodli upravit rozložení první varianty. Celkově jsme se snažili omezit celkové rozměry desky na 180x230 mm, tudíž se musela zmenšit část pro nízké napětí, kterou tvoří „výřez“ pro umístění mikrokontroleru, DC/DC stabilizace a externí napájení 12 VDC. Umístění H-můstků se zachovalo po stranách, akumulace energie uprostřed a vstup FV panelů na horní straně desky. Zvolilo se vhodnější umístění budičů a senzorů proudu. Celkově jde o variantu s nejlépe možným rozložením desky, když vezmeme v úvahu omezenou velikost, abychom snížili výrobní náklady. Tato varianta nám zároveň umožňuje symetricky rozložit na desku na dvě identické poloviny.



Obrázek 15: DPS varianta č.3

## 2.2.1 Clearance a bezpečnost

Další důležitou částí při návrhu desek plošných spojů je rozhodně stanovení bezpečnosti. Toto pravidlo platí ještě více pro vysokonapěťové desky, kde vysoký výkon může vytvářet, nebo přitahovat proudy na úrovni, která může poškodit komponenty, samotnou desku nebo, ohrozit člověka. Proto existují specifické normy pro desky plošných spojů, které stanovují bezpečné vzdálenosti mezi vodivými prvky. Jelikož v našem navrženém obvodu je přítomný velký rozdíl napětí, konkrétně napětí FV panelů (až 430 VDC) a nízkého napětí (12 VDC, GND, ...), bylo potřeba určit bezpečnou vzdálenost mezi vodiči a součástkami. K určení těchto bezpečnostních vzdáleností jsme využili standardizovanou tabulku č.5, která je předepsána normou IPC-2221, jež se přímo zabývá návrhem desek plošných spojů.

Tabulka 5: IPC-2221B Clearance; [22]

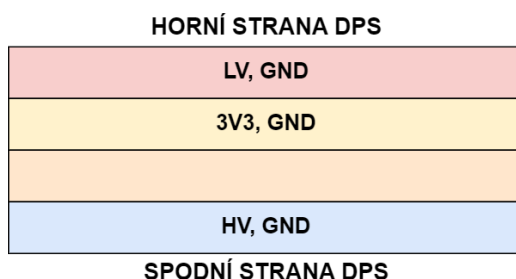
Napětí (VAC/VDC)	Minimální vzdálenost (mm)						
	Neosazené desky				Osazené desky		
	B1	B2	B3	B4	A5	A6	A7
0-15	0,05	0,1	0,1	0,05	0,13	0,13	0,13
16-30	0,05	0,1	0,1	0,05	0,13	0,25	0,13
31-50	0,1	0,6	0,6	0,13	0,13	0,4	0,13
51-100	0,1	0,6	1,5	0,13	0,13	0,5	0,13
101-150	0,2	0,6	3,2	0,4	0,4	0,8	0,4
151-170	0,2	1,25	3,2	0,4	0,4	0,8	0,4
171-250	0,2	1,25	6,4	0,4	0,4	0,8	0,4
251-300	0,2	1,25	12,5	0,4	0,4	0,8	0,8
301-500	0,25	2,5	12,5	0,8	0,8	1,5	0,8
>500 (viz para. 6.3)	0,0025 mm/V	0,005 mm/V	0,025 mm/V	0,00305 mm/V	0,00305 mm/V	0,00305 mm/V	0,00305 mm/V

- B1 – Vnitřní vodiče
- B2 – Vnější vodiče bez povlaku, do 3050 m n.m.
- B3 – Vnější vodiče bez povlaku, nad 3050 m n.m.
- B4 – Vnější vodiče s polymerním povlakem, v jakékoli nadmořské výšce
- A5 – Vnější vodiče s konformním povlakem, v jakékoli nadmořské výšce
- A6 – Vnější vodiče/koncovky součástí bez povlaku, do výšky 3050 m n.m.
- A7 – Koncovka vnějšího vodiče součástí s konformním povlakem, v jakékoliv nadmořské výšce

Předepisováním bezpečné vzdálenosti (clearance) se zabývá také norma IEC-61010, která má obdobně předepsané hodnoty jako norma IPC-2221. Jedinou nevýhodou pro normy od IEC je, že se volně nedá dostat k plnohodnotným tabulkám předpisů. Pro naši desku plošných spojů je předepsána minimální bezpečná vzdálenost pro napětí 430 VDC u vnitřních vodičů 0,25+ mm, bez povlaku 2,5+ mm a pro součástky bez povlaku 1,5+ mm. Proto jsme zvolili bezpečnou vzdálenost alespoň 4 mm, abychom zajistili 100 % bezpečnost při nějakém poškození součástky, či vodiče. Pro nízká napětí (do 15 VDC) vychází minimální bezpečnou vzdálenost pro vnitřní vodiče 0,05+ mm a pro vodiče bez povlaku 0,1+ mm, proto jsme zde dodržovali tuto stanovenou bezpečnou vzdálenost mezi vodiči v rozsahu 0,1 až 0,3 mm. Zároveň bylo potřeba ještě dodržet u součástek skrze desku minimální výškovou vzdálenost, kde pro nízké napětí je 0,25+ mm a pro vysoké napětí 2,5+ mm.

## 2.2.2 Vodiče, rozlitá měď, propojky a prokovy

Poslední částí návrhu je stanovení šířky vodičů, odůvodnění propojek, rozmístění rozlité mědi a prokovů. Jako první navážeme na předchozí podkapitulu o bezpečnosti s tím, že určíme jednotlivé vrstvy pro naši desku plošných spojů. Původně se uvažovalo o výrobě dvouvrstvé desky, ale nakonec byla zvolena čtyřvrstvá, protože je často vyrobena v lepší kvalitě a umožňuje nám vytvořit rozlitou měď pro napětí 3V3 DC. Na obrázku č.16 je možno vidět, jak jsme rozmístili rozlité mědi, vodiče nízkého a velkého napětí. Abychom dodrželi základní bezpečnost, rozhodli jsme se navrhnout vodiče nízkého napětí a rozlitou měď pro napětí 3V3 DC do prvních dvou vrstev. Naopak pro velké napětí byla využita spodní část desky plošných spojů, kde některé z těchto vodičů byly ve formě rozlité mědi, například u akumulace energie. Zároveň jsme také využili volného místa a přidali jsme do všech vrstev desky rozlitou měď GND.



Obrázek 16: Definování vrstev DPS

Jelikož vodiči velkého napětí protéká poměrně velký proud (až 16 A DC), bylo potřeba upravit vztah (2.5) předepsaný normou IPC-2221, abychom vypočítali průřez  $A$  [ $mils^2$ ]. Následně se velikost průřezu využila k výpočtu šířky vodiče, která je definována vztahem (2.6). Při použití těchto vztahů získáme šířky vodičů, pro proud 16 A DC vychází tato šířka kolem 8 až 9 mm a pro součástky s nízkými proudy (řády mA) je šířka 0,1 až 0,3 mm. U jediných 3V3 DC a 12 VDC vodičů jsme se rozhodli udělat větší šířku, abychom jednoduše identifikovali napájecí vodiče.

$$I[A] = k\Delta T^{0.44} A^{0.725} \Rightarrow A[mils^2] = \sqrt[0.725]{\frac{I}{k\Delta T^{0.44}}} \quad (2.5)$$

$$\text{Šířka}[mils] = \frac{A[mils^2]}{\text{Tloušťka}[oz] * 1,378 \left[\frac{mils}{oz}\right]} \quad (2.6)$$

Tabulka 6: Symboly a definice vztahů (2.5), (2.6)

Symboly	Definice
I	Proud tekoucí vodičem
A	Plocha/Průřez vodičem
$\Delta T$	Změna teploty vodiče způsobená tokem proudu
k	Konstanta (k = 0,048 pro vnější vrstvu, k = 0,024 pro vnitřní vrstvu)

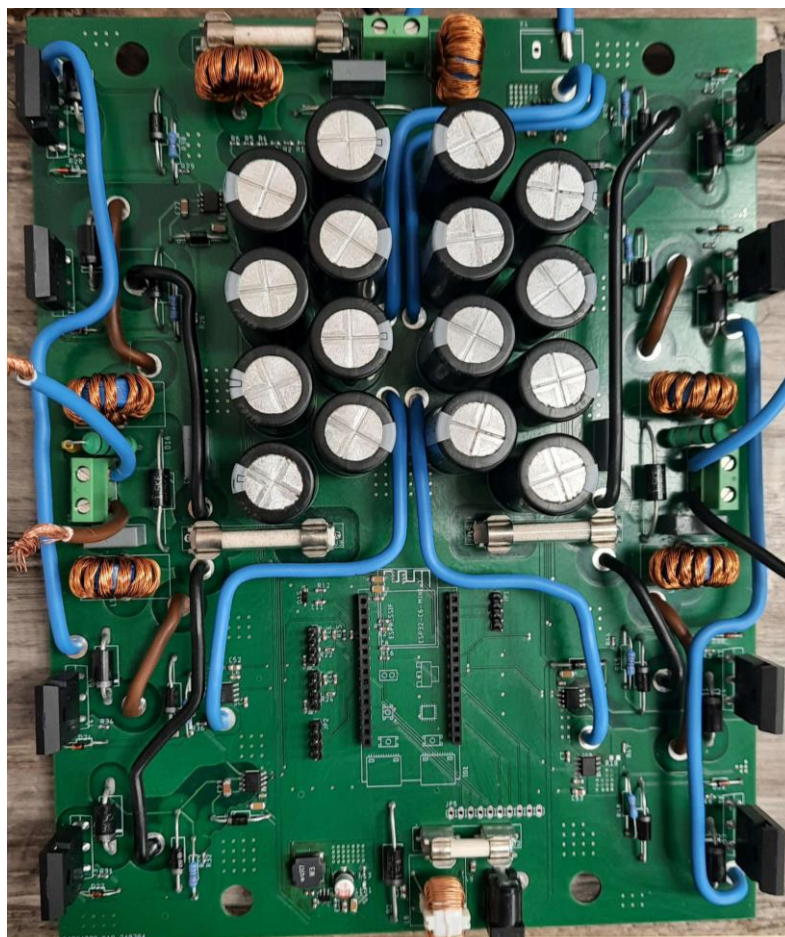
Při rozvržení tras vodičů jsme narazili na problém velkého křížení vodičů velkého napětí, způsobeného přítomností dvou H-můstků. Existuje několik řešení tohoto problému, přičemž první možností bylo vést vodiče ve vnitřních vrstvách desky. Její největší nevýhodou jsou širší vodiče a absence možnosti vizuální kontroly vodiče. Další řešení se nabídla ve formě zvětšení rozměrů desky plošných spojů, nebo navržení MPPT měniče pouze s jedním H-můstkem, avšak tím bychom nespĺnili kritéria ohledně ceny a ztratili bychom schopnost napájet dvě odporové zátěže. Proto jsme zvolili poslední možné řešení, kterým je využití propojek s průřezem 2,5 mm<sup>2</sup>. Celkově se jich na desce nachází čtrnáct, kde primárně slouží k propojení jednotlivých dílčích částí H-můstků. Zároveň se pomocí propojek vytvořily zpětné vodiče, které slouží k usměrnění proudu tak, abychom nezpůsobili zbytečné rušení u citlivých součástek, například budiče, ESP32 a podobně.

Jako poslední byly po celé desce umístěny prokovy, které slouží k propojení všech vrstev rozlité mědi GND, a rovněž byly vytvořeny konstrukční díry pro sloupky. Na detailní rozložení součástek, vodičů, propojek a rozlitých mědí je možnost nahlédnout v přílohách.

## 2.3 Zhotovení DPS

Po dokončení návrhu desky plošných spojů v softwaru EAGLE byla vygenerována a vyexportována výrobní data, která byla následně odeslána do čínské firmy JLCPCB pro výrobu. Jelikož se deska nechala vyrobit bez osazení součástek, tak bylo vyžadováno ruční pájení součástek. K tomuto pájení DPS se použila pájecí stanice JBC DDE 2 Tools v laboratorní místnosti A108, nacházející se na budově A. Toto pájení vyžadovalo pečlivost a preciznost, abychom zajistili správnou funkčnost našeho zařízení.

Mezi prvními byly osazeny součástky vyžadující pájení pomocí horkého vzduchu, jako například budiče IR2104, senzory proudu a spínaná DC-DC stabilizace 3V3. Poté následovalo pájení SMD rezistorů a kondenzátorů. Na závěr byly pájeny větší součástky, jako jsou například tranzistory, propojky, diody a podobně, které procházejí skrz desku. Na obrázku č.17 je vidět, že jsme propojky oddělili barevnými vodiči, kde velké DC napětí má černou barvu, střídavé napětí hnědou barvu a GND (0 VDC) modrou barvu.

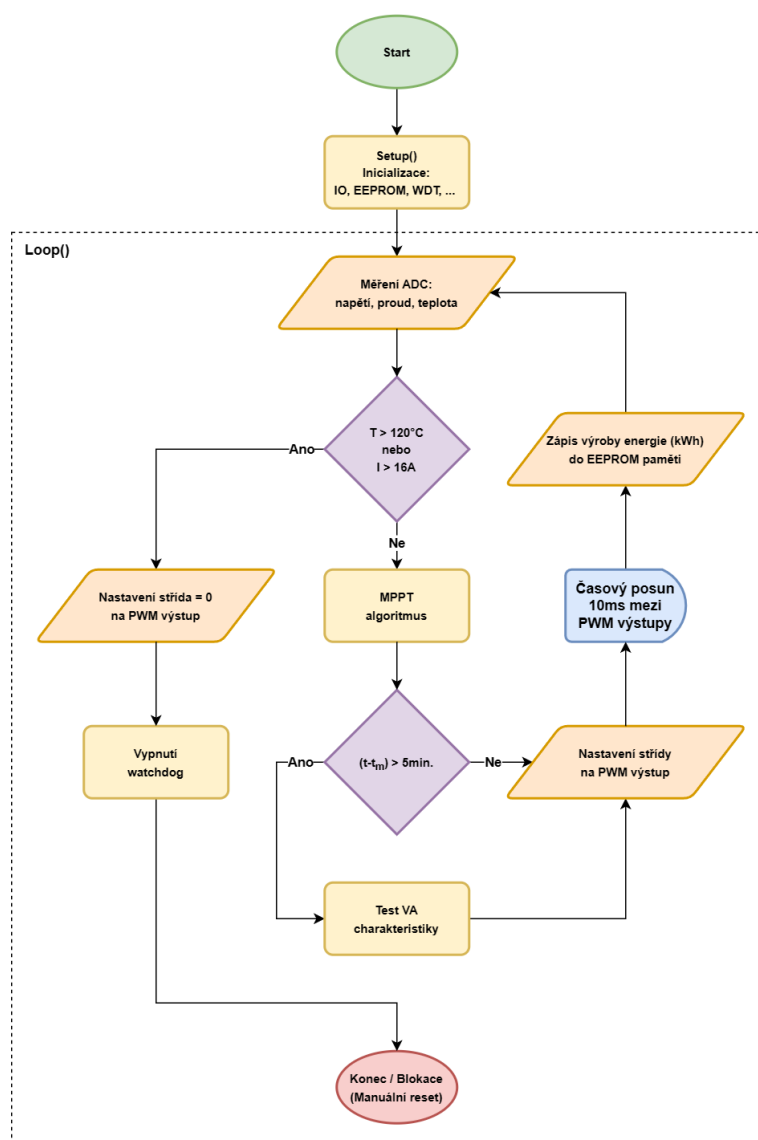


Obrázek 17: Fotografie zhotovené DPS

## 3 Softwarová část

### 3.1 Blokové schéma algoritmu

Na obrázku č.18 je vyobrazeno blokové schéma, které popisuje fungování algoritmu. Konkrétně je možné vypožorovat, že při startu firmwaru se nejprve inicializují vstupy/výstupy, EEPROM paměť, watchdog a podobně. Následně se provede měření hodnot na ADC vstupech, kontrola překročení maximální teploty a maximálního proudu, test Volt-Ampérové charakteristiky, nastavení střídání na PWM výstup a každých 60 minut zápis aktuální výroby energie do EEPROM paměti. Při překročení maximální teploty dojde k blokadě budičů, nastavení nulové střídání a vypnutí watchdog, nutnost manuálního resetu.



Obrázek 18: Blokové schéma algoritmu

## 3.2 Popis firmwaru

V této podkapitole se budeme zabývat důležitými částmi zdrojového kódu. Nejprve je potřeba zmínit, že se jedná o modifikovanou verzi zdrojového kódu od open-source měniče SITON 210 [1]. Původní kód je licencován pod GNU General Public License, konkrétně se jedná o verzi 3 z 29. června 2007. Tato licence umožňuje úpravy a modifikace zdrojových kódů za podmínky, že modifikovaný kód zůstane pod stejnou licenci a bude označen jako modifikovaná verze.

V souladu s touto licenci bude modifikovaný zdrojový kód ctít otevřenost a přístupnost. Proto je třeba zdůraznit, že náš firmware je určen výhradně pro výukové účely a není zamýšlen pro komerční využití. Tímto způsobem chceme zvýšit svůj rozhled a vzdělání v oblasti, která je spojena s MPPT regulátory a podobnými technologiemi.

Jako programovací prostředí jsme zvolili Arduino Framework, které už v základu nabízí oddělenou inicializační část a nekonečnou smyčku. Další výhodou je, že využívá programovací jazyk C++, který oproti jazyku C obsahuje další funkcionality a abstrakce. Hlavně pro Arduino Framework existuje široká nabídka knihoven a velká základna uživatelů, které nám mohou zjednodušit programování. Dalším důvodem je snazší upravit zdrojový kód měniče SITON 210, protože byl přímo vytvořen pro mikroprocesor ATmega328P a to, že jsme se nakonec rozhodli, z důvodu komplikací migrace z platformy Arduino na ESP32, použít Arduino Nano. Tato migrace na platformu ESP32 bude provedena v dalším pokračování této práce v rámci diplomové práce.

### 3.2.1 Inicializace firmwaru

V první části firmwaru bylo potřeba deklarovat a definovat proměnné, zahrnout využívané knihovny a následně provést potřebné inicializace. Nejprve jsou zahrnuty potřebné knihovny: EEPROM pro manipulaci s EEPROM pamětí, externí knihovna EEPROMAnything, která rozšiřuje možnosti práce s EEPROM a knihovna watchdogu pro kontrolu zacyklení firmwaru. Pokud by došlo k zacyklení firmwaru na delší interval, než je nastavený watchdog, dojde k restartu mikrokontroleru. Dále jsou definovány piny, které mají přiřazené názvy pro snadnější identifikaci, například pin *A1* pro měření napětí je pojmenován jako *pinV* a pin *A2* pro měření celkového proudu jako *pinA*. Kromě toho jsou také definovány konstanty, jako je maximální střída PWM, výstupní frekvence a odpory napěťového děliče, které jsou důležité pro správnou funkci zařízení.

Také jsou v této části firmwaru deklarovány a inicializovány globální proměnné, které slouží k uchování hodnot a provádění výpočtů během provozu. V inicializační funkci *setup()* jsou následně inicializovány piny a jejich vlastnosti, watchdog s nastaveným intervalem času na 8 sekund a prvotní inicializace EEPROM paměti.



### 3.2.2 Měření ADC vstupů

V hlavní smyčce firmwaru je volána funkce, která měří hodnoty na ADC vstupech, jako jsou napětí, proud a teplota, a vypočítává okamžitý výkon. Nejprve je resetován watchdog pro kontrolu času, aby se zabránilo překročení časového limitu. Dále následuje cyklus, který je popsán v ukázce zdrojového kódu č.3.1, a slouží k získání přesnějších hodnot měření. Konkrétně se provede několikrát měření jednotlivých ADC vstupů a následně se z nich (dělením počtem cyklů) získá jejich průměrná hodnota.

```
for (int i = 0; i < cnt; i++) {
    totV = totV + analogRead(pinV); //Napětí
    totT1 = totT1 + analogRead(pinT1); //Teplota 1
    totT2 = totT2 + analogRead(pinT2); //Teplota 2
    totA = totA + analogRead(pinA); //Celkový proud
    totAH1 = totAH1 + analogRead(pinAH1); //Proud H-Můstek 1
    totAH2 = totAH2 + analogRead(pinAH2); //Proud H-Můstek 2
}
//Výpočet průměrných hodnot
double AvgV = totV/cnt;
double AvgA = totA/cnt;
double AvgAH1 = totAH2/cnt;
double AvgAH2 = totAH1/cnt;
double AvgT1 = totT1/cnt;
double AvgT2 = totT2/cnt;
```

Zdrojový kód 3.1: Cyklus čtení ADC vstupů

Po provedeném měření je nutné provést výpočet skutečných hodnot napětí, proudů a teplot. V ukázce zdrojového kódu č.3.2 lze vidět, že je dále potřeba provést převod na reálná napětí na ADC vstupech pomocí zprůměrovaného měření, referenčního napětí a rozlišení analogově-digitálního převodníku. Následně je možné provést výpočty skutečných hodnot napětí a proudů. Napětí se dopočítalo pomocí úpravy vzorce pro napěťový dělič, zatímco proud je vypočítán pomocí citlivosti (88 mV/A) a kalibračního offsetu. Z těchto získaných hodnot napětí a celkového proudu v měniči se následně vypočítal okamžitý výkon.

```
//Výpočet napětí
double voltageVol = AvgV * (RefV / 1023.0); //Převedení hodnoty na V
double napetiV = (voltageVol) * ((R1+R2) / R2); //Převedení na reálnou hodnotu
napeti = napetiV; //Zápis do globální proměnné
//Výpočet celkového proudu
double voltageA = AvgA * (RefV / 1023.0); //Převedení hodnoty na V
double proudA = (voltageA - Aoffset) * (1000.0 / 88.0); //Převedení na reálnou hodnotu
proud = proudA; //Zápis do globální proměnné
```

Zdrojový kód 3.2: Výpočet skutečného napětí a proudu

Výpočet teploty na odporovém senzoru PT1000 se provádí obdobně jako výpočet napětí. Rozdíl spočívá v tom, že zde místo neznámého napětí  $U_I$  přichází do hry odpor senzoru  $R_t$ . Námí vybraný senzor PT1000 od výrobce TEWA Temperature Sensors je popsán lineární charakteristikou  $\alpha$ , která je, dle [23], definována ve vztahu (3.1). Pro získání hodnoty teploty  $T$  bylo dále nutné upravit tento vztah na (3.2).

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100 * R_0} = 0,00385^{\circ\text{C}^{-1}} \quad (3.1)$$

$$T[^{\circ}\text{C}] = \frac{R_t - 1000}{\alpha * R_0} \quad (3.2)$$

### 3.2.3 Kontrola překročení teploty a proudu

Měření ADC vstupů je následováno jednoduchou diagnostickou podmínkou, která monitoruje překročení maximální povolené teploty a maximální povolené proudy. V tomto zdrojovém kódu č.3.3 je zřejmé, že pokud je dosažena maximální teplota či maximální proud, pracovní střída PWM se nastaví na nulu. Watchdog se vypne, aby nedošlo k samovolnému restartu firmwaru. Budiče se deaktivují a indikační LED, která obvykle bliká, zůstane trvale rozsvícená jako vizuální indikace poruchy. Nakonec firmware vstoupí do nekonečné smyčky, která periodicky každých 10 sekund odesílá chybovou zprávu o překročení maximální teploty po sériové komunikaci.

```
if ((T1 > teplotaMax) || (T2 > teplotaMax) || (proudH1 > maxProud) || (proudH2 > maxProud)) {
  strida = 0;
  set_PWM(strida);
  wdt_disable();
  digitalWrite(SD, LOW); //Zablokování budičů
  digitalWrite(runLED, HIGH);

  while(1) {
    Serial.println("Překročena maximální teplota, měnič vypnut!");
    Serial.println("Nutný manuální restart programu!");
    delay(10000);
  }
}
```

Zdrojový kód 3.3: Hlídaní překročení teploty

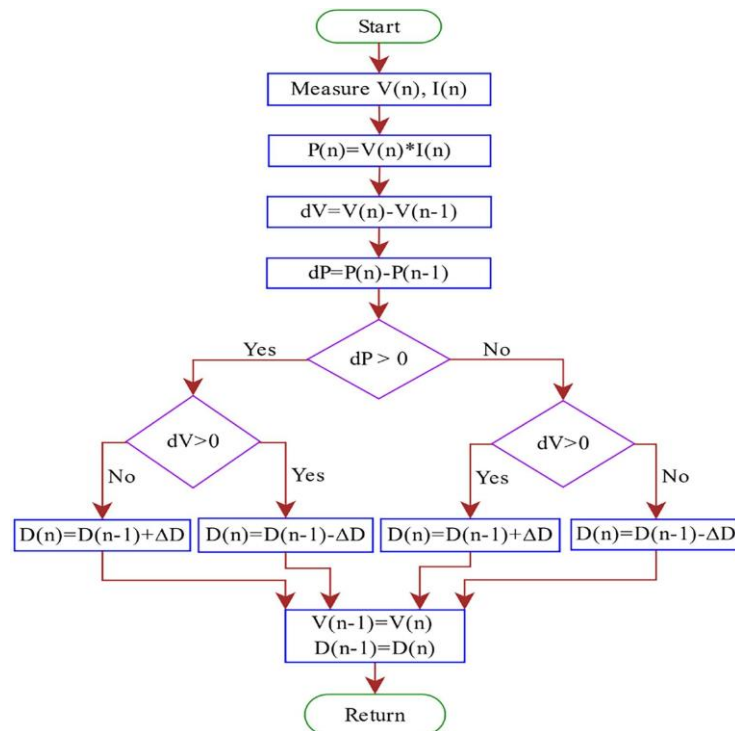
### 3.2.4 MPPT algoritmus

Po kontrole překročení maximální teploty se provede prvotní test VA charakteristiky, který následně určuje směr pracovního kroku a velikost pracovní střidy. Tyto informace jsou pak využity k efektivnímu řízení MPPT algoritmu. Do našeho firmwaru jsme se rozhodli implementovat MPPT algoritmus pouhého porovnání okamžitého výkonu s výkonem předchozím a MPPT P&O algoritmus.

Algoritmus pro porovnání okamžitého výkonu s předchozím výkonem je založen na původním zdrojovém kódu pro SITON 210. V tomto algoritmu, během každého cyklu, dochází ke zvýšení nebo snížení pracovní střidy a měří se okamžitý výkon dodávaný FV panely. Tento výkon se následně porovná s předchozím měřeným výkonem. Pokud je okamžitý výkon vyšší než předchozí výkon, algoritmus pokračuje ve stejném směru pracovního kroku. Pokud se okamžitý výkon snížil oproti předchozímu výkonu, algoritmus změní směr pracovního kroku.

Na obrázku č.19 je vyobrazený blokový diagram P&O algoritmu. Na rozdíl od algoritmu porovnání okamžitého výkonu s výkonem předchozím, P&O algoritmus vyniká ve schopnosti porovnávat rozdíl výkonu a napětí. Tento přístup umožňuje algoritmu lépe reagovat na změny podmínek, což vede k efektivnějšímu řízení a optimalizaci výkonu systému.

Nejprve se v algoritmu vypočtou změny výkonu a napětí mezi aktuálním a předchozím krokem. Podle těchto změn se rozhoduje o změně střídání. Pokud je zjištěna pozitivní změna výkonu a napětí, střídá se zvýší o velikost kroku, pokud nebyla dosažena maximální povolená hodnota střídání. V opačném případě se střídání drží na maximální hodnotě. Pokud je zjištěna pouze pozitivní změna výkonu, ale negativní změna napětí, střídá se sníží o velikost kroku, pokud nebyla dosažena minimální povolená hodnota střídání. V opačném případě se střídání drží na minimální hodnotě. Tento postup je symetrický v případě zjištění negativní změny výkonu a napětí. Nakonec jsou aktualizovány hodnoty výkonu a napětí z předchozího kroku pro použití v dalším cyklu algoritmu.



Obrázek 19: Blokový diagram P&O MPPT algoritmu; [8]

### 3.2.5 Test VA charakteristiky

Zdrojový kód č.3.4 je určen k testování VA charakteristiky, která nám usnadní nalézt maximální výkon a k němu odpovídající velikost střída. Nejprve se kontroluje, zda uběhl časový interval 5 minut od posledního testu, popřípadě zda se jedná o prvotní test VA charakteristiky. Pokud jsou tyto podmínky splněny, začne se testovat VA křivka. Během testování se postupně zvyšuje střída měniče v pracovních krocích o velikosti 5, přičemž se pro každou nastavenou střídu provede měření výkonu. Maximální dosažený výkon a odpovídající střída jsou uchovány pro další použití. Nakonec se nastaví měnič na střídu a výkon odpovídající maximálnímu dosaženému výkonu a zaznamená se čas posledního provedeného testu.

```
void testVA() {
  currentMillis = millis();
  if (((unsigned long)(currentMillis - previousVA) >= (interval_VA * timeTestMPPT)) ||
      (prvniTestVA == 1)) {
    int MAX_vykon = 0;
    int MAX_strida = 0;
    vykon = 0;
    int m = 10;
    while ((m < maxStrida) && (vykon < vykonMax) ) {
      strida = m;
      set_PWM(strida);
      delay(10);
      mereni();
      if (vykon > MAX_vykon)
      {
        MAX_vykon = vykon;
        MAX_strida = strida;
      }
      m += 5;
    }
    vykon = MAX_vykon;
    strida = MAX_strida;
    delay(500);
    previousVA = currentMillis;
    prvniTestVA = 0;
  }
}
```

Zdrojový kód 3.4: Test VA charakteristiky

### 3.2.6 PWM výstup

Po určení pracovní střídy následuje nastavení časovače PWM pro generování signálů na výstupní piny. Tento zdrojový kód č.3.5 byl přímo převzat ze zdrojového kódu měniče SITON 210, který vychází z datasheetu pro ATmega328P [24]. Maximální hodnoty porovnávacích registrů *OCR1A* a *OCR1B* jsou nastaveny na 1235 a 1265, což zajišťuje dostatečnou "dead time" (120  $\mu$ s) mezi kladným a záporným pulsem. Tyto hodnoty určují, jak dlouho je výstup *PB1* a *PB2* aktivní během jednoho cyklu. Signály na těchto výstupech jsou časově posunuty o 10 ms. Tato funkce přijímá parametr, který určuje poměr střídy PWM. Pokud je zadaná střída vyšší než maximální povolená hodnota, je upravena na maximální střídu. Naopak, pokud je nižší než nula, je upravena na nulu. Nastavení časovačů a výpočet hodnot *OCR1A* a *OCR1B* jsou prováděny tak, aby se zabránilo nesynchronizovaným změnám. Nakonec jsou nastaveny příslušné registry časovače a porty pro výstupní piny, a to tak, aby generovaly signály s odpovídajícím PWM signálem.

```
void set_PWM(int dutyCycle) {
    if (dutyCycle > maxStrida) dutyCycle = maxStrida;
    else if (dutyCycle < 0) dutyCycle = 0;
    cli();
    TCCR1B = _BV(WGM13) | _BV(CS11) | _BV(CS10); //Režim 8,clock/64

    int topv = (F_CPU / (frekvence * 2 * 64)); //16000000/(50*2*64)=2500
    ICR1 = topv;
    OCR1A = (dutyCycle * 5); //od 0 do 1235
    OCR1B = ( topv - (dutyCycle * 5)); //od 2500 do 1265

    DDRB |= _BV(PORTB1) | (_BV(PORTB2)); //D9(PB1), D10(PB2) nastav na výstup
    TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1) | _BV(COM1B0); //Režim vývodu OC1A, OC1B
    sei();
}
```

Zdrojový kód 3.5: Nastavení PWM na výstup

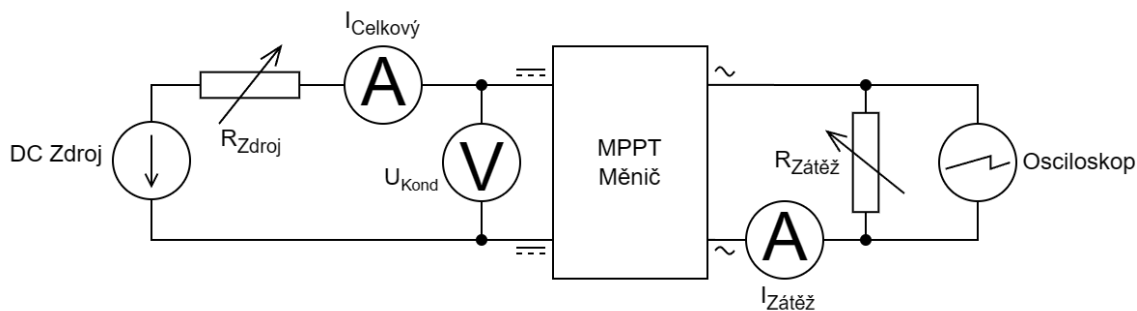
Jako poslední je důležité zmínit, že firmware obsahuje také kód pro indikaci běhu algoritmu, kde každou sekundu problikne LED. Dále také obsahuje kód pro výpočet, a zápis výroby elektrické energie do paměti EEPROM, přičemž k tomu je využívána knihovna EEPROMAnything. Zápis se provede ve dvou případech: pokud se výroba zvýší o 100 Wh, nebo uběhne časový interval 60 minut. Kromě toho se do EEPROM zapisuje také maximální dosažené napětí, proud a výkon za celou dobu běhu měniče.

## 4 Testování oživeného zařízení

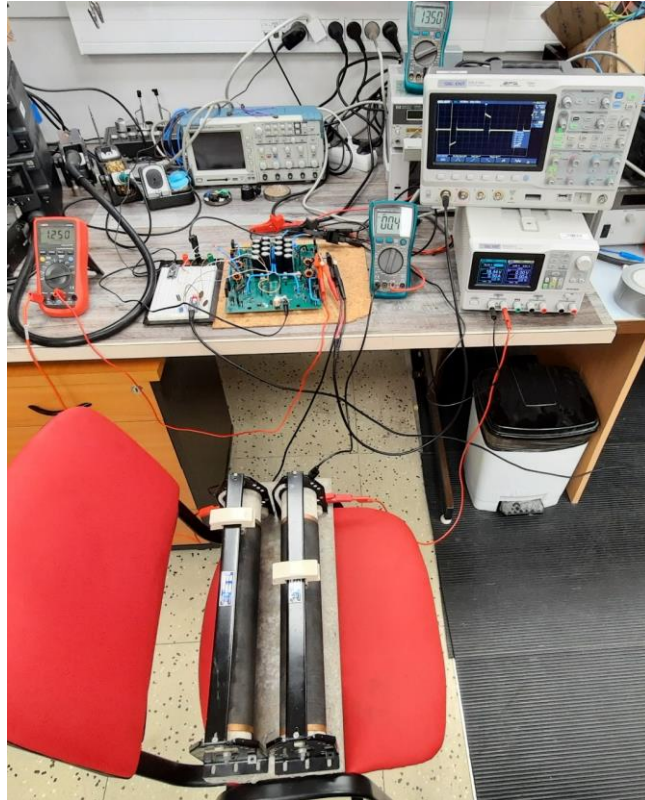
### 4.1 Testování za laboratorních podmínek

#### 4.1.1 Blokové schéma

Na obrázku č.20 je vidět blokové schéma popisující fyzické zapojení laboratorního testování (obrázek č.21). Pro simulování FV panelu jsme použili DC zdroj Siglent SPD3303X-E s dodatečným sériovým reostatem PR60P1, který se využívá ke změkčení tohoto DC zdroje. Dále byly použity multimetry ProsKit MT-1280 k měření celkového DC proudu přitékajícího do měniče a velikost naakumulovaného napětí na elektrolytických kondenzátorech. Na AC výstupu byl připojen reostat PR60P1 simulující zátěž a sériově připojený multimetr UNI-T UT61E, který měří True RMS proudu protékajícího odporovou zátěží. K simulované zátěži byl také paralelně připojen osciloskop SDS2104X k vyobrazení průběhu výstupního signálu na výstupu. Tento osciloskop bylo potřeba galvanicky oddělit transformátorem, abychom byli schopni změřit průběh výstupního signálu.



Obrázek 20: Blokové schéma zapojení laboratorního testování



Obrázek 21: Fotografie zapojení laboratorního testování

#### 4.1.2 Testování zařízení s proměnnou zátěží

V první části laboratorního testování jsme se zaměřili na prověření MPPT algoritmu při změnách odporu zátěže. DC zdroj jsme nastavili na konstantních 20 VDC, 0,5 A (proudová pojistka), z čehož vyplývá maximální možný výkon 10 W. Sériově připojený reostat pro změkčení zdroje napájení (omezení kmitání napětí) jsme nastavili přibližně na 12 Ohmů. Tento sériový odpor nám omezí maximální možný výkon dodávaný zdrojem do zátěže, protože dochází k částečné přeměně výkonu zdroje na tomto odporu na teplo.

Bylo provedeno pět měření, postupně jsme měnili odpor zátěže od 2,5 Ohm do 24,6 Ohm a výsledné hodnoty jsme zanesli do tabulky č.7. Z této tabulky jde vyzorovat, že algoritmus při libovolně velkém odporu zátěže, se snažil udržet výkon zdroje co největší. Respektive vždy upravil svou pracovní střídu tak, aby pracoval na bodu MPP. Protože se jedná o Hill-Climb algoritmus, musíme brát v úvahu, že tyto hodnoty napětí a proudu oscilovaly při snaze udržet tento pracovní bod. Výkon na zátěži není roven výkonu dodávaného do měniče, protože byl špatně změřen proud tekoucí do odporové zátěže.

Tabulka 7: Naměřené hodnoty při změně odporu zátěže

Odpor zátěže [ Ohm]	Napětí zdroje [V]	Proud zdroje [A]	Skutečný výkon zdroje [W]	$I_{\text{celkový}}$ [A]	$U_{\text{Kond}}$ [V]	Dodávaný výkon do měniče [W]	T-RMS $I_{\text{zátěž}}$ [A]	$U_{\text{Osc}}$ [V]	Střída [%]	Výkon na zátěži [W]
2,50	20,00	0,46	9,20	0,41	15,40	6,31	1,41	12,50	15,00	2,65
8,50	20,00	0,45	9,00	0,46	15,03	6,91	0,86	13,00	30,00	3,34
13,50	20,00	0,41	8,20	0,38	15,67	5,95	0,63	13,50	37,50	3,19
19,60	20,00	0,49	9,81	0,47	14,77	6,94	0,58	13,00	70,00	5,25
24,60	20,00	0,50	9,88	0,47	14,68	6,90	0,52	12,50	95,00	6,19

### 4.1.3 Testování zařízení s proměnným proudovým omezením

V druhé části laboratorního testování jsme se rozhodli zaměřit na simulaci změn slunečních podmínek. Provedlo se celkem pět měření, postupně jsme zvyšovali proudové omezení od 0,25 A do 1 A a výsledné hodnoty jsme zanesli do tabulky č.8. Napětí DC zdroje jsme ponechali nastavené na 20 VDC, sériový odpor jsme nastavili na 10,9 Ohmů a odpor zátěže na 13,5 Ohmů.

Z tabulky jde vyzorovat, že algoritmus umí udržovat co největší výkon při různých velikostech proudového omezení. Během zvyšování hodnoty proudového omezení dochází k zvyšování výkonu přenášeného do zátěže. Vlivem sériového odporu se snižuje napětí na vstupu do měniče a zátěž není schopná přijmout vyšší výkon, ani za předpokladu zvýšení pracovní střidy z 57 % na 95 %.

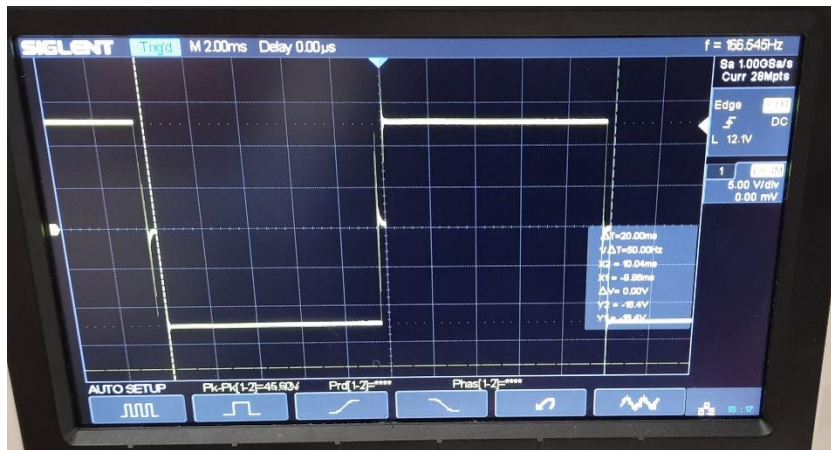
Tabulka 8: Naměřené hodnoty při proudovém omezení

Proudové omezení [A]	Napětí zdroje [V]	Proud zdroje [A]	Maximální výkon zdroje [W]	Skutečný výkon zdroje [W]	$I_{\text{celkový}}$ [A]	$U_{\text{Kond}}$ [V]	Dodávaný výkon do měniče [W]	T-RMS $I_{\text{zátěž}}$ [A]	$U_{\text{Osciloskop}}$ [V]	Střída [%]	Výkon na zátěži [W]
0,25	20,00	0,21	5,00	4,20	0,24	13,04	3,13	0,55	12,50	20,00	1,37
0,35	19,00	0,35	7,00	6,65	0,34	12,82	4,36	0,71	13,00	25,00	2,29
0,65	19,47	0,65	13,00	12,66	0,64	12,40	7,94	0,90	11,50	55,00	5,70
0,85	20,00	0,78	17,00	15,60	0,75	11,76	8,82	0,95	11,00	57,50	5,98
1,00	20,00	0,91	20,00	18,20	0,90	9,96	8,96	0,95	8,50	95,00	7,70

### 4.1.4 Výstup z osciloskopu laboratorního měření

Na obrázku č.22 je vidět výstupní signál, získaný z osciloskopu při testování se zátěží o odporu 24,6 Ohm. Můžeme na něm vyzorovat, že jedna perioda má šířku 20 ms (frekvence 50 Hz). Velikost pracovní střidy je těsně pod 98 % (šířka pulzu cca 10 ms). Na maximální šířku (100 %) se nikdy nedostane, protože jsme pro PWM buzení budičů omezili maximální velikost střidy, a tím zajistili, že nikdy nedojde k překrytí jednotlivých pulzů, respektive nemůže dojít ke zkratu H-můstku. Na obrázku č.23 je výstupní signál, který má menší střidu 17,5 %, protože oproti signálu na obrázku č.22 byla připojena větší zátěž.





Obrázek 22: Výstup z osciloskopu pro malou zátěž

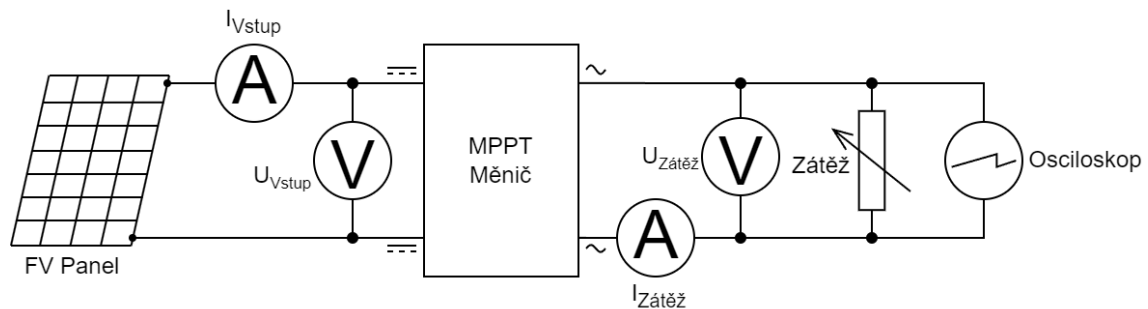


Obrázek 23: Výstup z osciloskopu pro velkou zátěž

## 4.2 Testování za reálných podmínek

### 4.2.1 Blokové schéma

Na obrázku č.24 je vidět blokové schéma popisující fyzické zapojení pro testování za reálných podmínek (obrázek č.25). Jako zdroj pro měnič jsme použili FV panel Ulica Solar UL-415 W s parametry: maximální napětí 31,5 VDC a maximální proud 13,17 A. Na vstupu do MPPT měniče jsme použili multimetry Proskit MT-1280, pomocí nichž jsme měřili stejnosměrné napětí a proud, dodávané FV panelem. Na AC výstupu byla připojena zátěž v podobě reostatu PR60P1 se sériově připojeným multimetrem UNI-T UT61D s podporou True RMS pro měření proudu protékajícího odporovou zátěží. Pro některá měření byl přidán dodatečný druhý paralelně připojený reostat PR60P1, abychom nasimulovali větší zátěž. K simulované zátěži byl také paralelně připojen osciloskop SDS2104X k vyobrazení průběhu výstupního signálu a multimetr Proskit MT-1280 s podporou True RMS pro měření napětí na odporové zátěži.



Obrázek 24: Blokové schéma zapojení testování za reálných podmínek



Obrázek 25: Fotografie zapojení testování za reálných podmínek

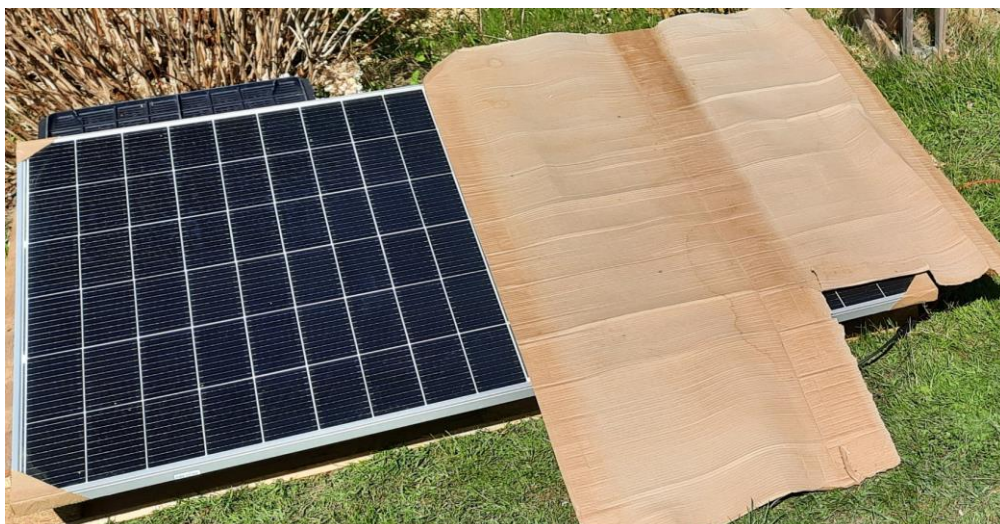
## 4.2.2 Testování při měnícím se zastínění FV panelu

V tabulce č.9 jsou vidět naměřené hodnoty z testování za reálných podmínek. Pro první tři měření jsme použili jako zátěž pouze jeden reostat s nastaveným odporem přibližně na 12 Ohm. Pro tyto tři měření jsme postupně snižovali zastínění obou skupin sériově zapojených FV článků (stringů) panelu, dokud se algoritmus nedostal na maximální možnou velikost pracovní střídy (98 %). Abychom mohli dále testovat zařízení, rozhodli jsme se přidat druhý reostat se stejně nastaveným odporem, který jsme připojili paralelně již ke stávajícímu reostatu. Jak lze vyčíst z tabulky, po přidání druhého reostatu při zastínění jedné poloviny FV panelu, došlo k razantnímu snížení pracovní střídy z 98 % na 42,5 %.

Tabulka 9: Naměřené hodnoty při testování za reálných podmínek

$U_{Vstup}$ [V]	$I_{Vstup}$ [A]	Výkon FV panelů [W]	T-RMS $U_{Zatěž}$ [V]	T-RMS $I_{Zatěž}$ [A]	Výkon na zátěži [W]	Střída [%]	Komentáře
10,19	0,29	2,96	6,43	0,41	2,64	55,00	Zastínění FV panelu 90%
23,11	0,85	19,64	16,91	1,07	18,16	50,00	Zastíněn FV panelu 75%
22,84	1,26	28,78	20,72	1,30	27,02	98,00	Na limitě střídy (malá zátěž), zastínění FV panelu 60%
33,08	2,32	76,75	18,76	3,57	66,94	42,50	Zastíněna jedna polovina FV panelu (jeden sériový string), dva reostaty
32,78	6,62	217,00	28,95	6,75	195,41	98,00	FV panel plně odkrytý slunečnímu záření, na limitě střídy (malá zátěž)
18,57	0,72	13,37	7,16	1,64	11,72	15,00	Panel zastíněn osobou (Nepravidelný stín), velký pokles výkonu
28,94	5,16	149,33	23,94	5,55	132,91	95,00	FV panel znovu plně odkryt slunečnímu záření

Tato polovina panelu byla zakryta tak, aby byla jedna ze dvou skupin sériově zapojených FV článků (stringů) panelu kompletně zastíněna (obrázek č.26). Došlo k poměrně značnému nárůstu výkonu dodávaným FV panelem. Z tabulky můžeme vyčíst, že vstupní napětí do měniče bylo 33,08 VDC, ale z důvodu zastínění jedné poloviny FV panelu, se zvýšil jeho vnitřní odpor a došlo k omezení vstupního proudu do měniče na 2,32 A. Další test proběhl při plně odkrytém (nezastíněném) FV panelu. Střída vzrostla na maximální velikost (98 %), zároveň se zvýšil vstupní proud tekoucí do měniče na 6,62 A. To odpovídá při vstupním napětí 32,78 VDC výkonu 217 W dodávaným FV panelem.



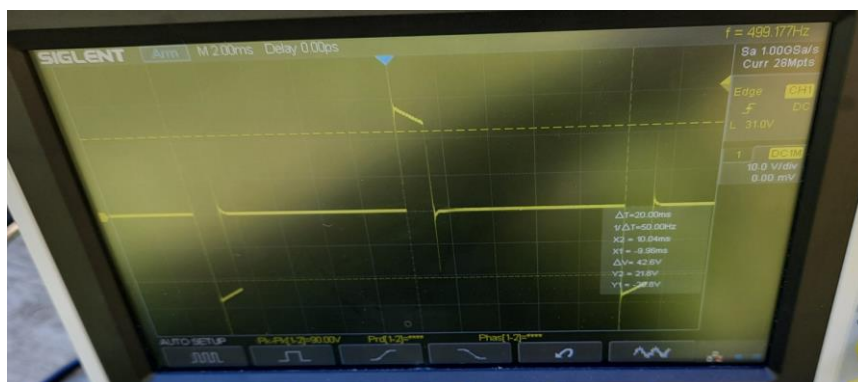
Obrázek 26: Zastíněn jeden sériový string FV panelu

Jak je patrné z obrázku č.27, provedli jsme test chování FV panelu v případě zakrytí panelu nepravidelným stínem, např. člověkem. Získané výsledky naznačují, že FV panel generoval malý výkon. To bylo způsobeno zvýšením vnitřního odporu u obou polovin panelu, což vedlo k výraznému snížení dodávaného proudu do měniče (0,72 A). Současně došlo k patrnému poklesu napětí na FV panelu. Na obrázku č.28 můžeme vidět výsledek z osciloskopu pro tento test, ze kterého lze vyčíst, že z důvodu nízkého dodávaného výkonu a velké zátěže na výstupu měnič pracoval s malou střídou.

V posledním testu jsme se rozhodli znovu vyzkoušet maximální dodávaný výkon při plně odkrytém (nezastíněném) FV panelu. Z výsledků je patrné, že jsme získali nižší výkon 149 W než při předchozím testování tohoto typu. Tuto změnu výkonu pravděpodobně lze odůvodnit změnou slunečního záření. Stejně jako při laboratorním testování je potřeba zmínit, že veškeré naměřené hodnoty oscillovaly kolem bodu MPP, protože využíváme Hill-Climb MPPT algoritmu.



Obrázek 27: Zakrytí FV panelu nepravidelným stínem



Obrázek 28: Výstup z osciloskopu pro nepravidelně zastíněný FV panel

## Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout, realizovat a otestovat MPPT regulátor pro odporovou zátěž. Nejprve se provedla podrobná rešerše komerčních a open-source MPPT regulátorů, stejně jako konvenčních Hill-Climb MPPT algoritmů. Na základě této rešerše byly stanoveny kritéria a parametry pro naše zařízení.

V první fázi bakalářské práce bylo navrženo blokové a elektrické schéma, které zahrnuje dílčí části jako vstupní a výstupní ochrany, akumulace energie, dva spínané H-můstky, externí napájení 12 VDC, spínanou stabilizaci na 3V3 DC, hardwarovou přípravu pro ESP32, řídicí a měřící prvky. Následně byla na základě tohoto schématu navržena a realizována deska plošných spojů tak, aby splňovala bezpečnostní kritéria na clearance a rozložení součástek.

V další fázi byl vybrán mikrokontroler Arduino Nano, pro snadnější vývoj a modifikaci open-source firmwaru použitého v SITON 210. Do tohoto mikrokontroleru byly implementovány vhodné MPPT algoritmy (P&O, algoritmus porovnání změny výkonu) a vlastní diagnostika ve formě měření teploty pomocí PT1000 a kontroly nadproudu na H-můstcích.

V závěrečné fázi této bakalářské práce jsme provedli testování našeho zařízení v laboratorních a reálných podmínkách. Ověřili jsme kompletní funkčnost MPPT regulace a bezpečnost zařízení. Při testování v laboratorních podmínkách jsme získali užitečná data, jak se naše zařízení a MPPT algoritmus chová při změnách zátěže a při změnách parametrů vstupní zdroje. Pokud není dostatečná zátěž, MPPT algoritmus poměrně rychle narazí na limitu velikosti střídavy a není schopen dále využít dodávaného výkonu. Naopak při omezeném vstupním výkonu jsme získali užitečná data, jak se chová algoritmus při simulovaném zastínění FV panelu.

Cílem testování za reálných podmínek bylo ověřit zařízení v reálném provozu a získat užitečná data pro optimalizaci algoritmu. V prvních měřeních jsme testovali chování FV panelu při velkém zastínění jeho plochy. Byly sledovány parametry, jako je vstupní a výstupní proud a napětí, z čehož lze vyhodnotit fungování MPPT algoritmu. Dále jsme testovali chování, při zastínění jedné poloviny FV panelu (jedné skupiny sériových FV článků), kde jsme zjistili, že napětí FV panelů zůstává na maximu, ale dojde k omezení toku proudu. Také jsme otestovali vliv zastínění části obou polovin FV panelu, což vedlo k razantnímu poklesu proudu (zvýšení vnitřního odporu panelu) a tím i k poklesu dodávaného výkonu. Jako poslední byl otestován plně odkrytý FV panel, ze kterého jsme získali v dopoledních hodinách dodávaný výkon až 217 W.

Všechny body zadání byly splněny, až na použití mikrokontroleru ATmega328P místo ESP32, což bylo z důvodu jednoduššího a rychlejšího vývoje firmwaru. Proto jsme se rozhodli vytvořit hardwarovou přípravu a migrovat firmware, až v rámci diplomové práce. Dále do budoucna by bylo vhodné rozšířit algoritmus o adaptivní pracovní krok, protože u našeho řešení dochází k větším oscilacím kolem bodu MPP. Určitě by zde bylo praktické vytvořit aplikaci pro monitorování měniče, popřípadě logování dat do databáze. Moderní měniče generují čistý sinusový signál oproti našemu modifikovanému sinusovému signálu. Tímto bychom mohli napájet i jiná zařízení než jenom odporové zátěže.

## Použitá literatura

- [1] NEVŘELA, Tomáš. *Fotovoltaický MPPT měnič pro ohřev vody SITON 210*. online. In: TN Web. 2022. Dostupné z: <https://tnweb.tode.cz/fotovoltaicky-mppt-menic-pro-ohrev-vody-siton-210/>. [cit. 2024-05-02].
- [2] BEL S.R.O. *Stavebnice MPPS regulátoru pro napájení boileru z fotovoltaických panelů*. online. In: BEL elektronika. 2020. Dostupné z: <https://www.bel-shop.eu/stavebnice-mpps-regulatoru-pro-napajeni-boileru-z-fotovoltaickych-panelu/>. [cit. 2024-05-02].
- [3] BEL S.R.O. *MPPS regulátor pro napájení boileru z fotovoltaických panelů*. online, PDF. Verze 6. BEL elektronika, 2023. Dostupné z: [https://www.bel-shop.eu/\\_obchody/bel.shop5.cz/prilohy/1/stavebnice-mpps-regulatoru-pro-napajeni-boileru-z-9fe869.pdf](https://www.bel-shop.eu/_obchody/bel.shop5.cz/prilohy/1/stavebnice-mpps-regulatoru-pro-napajeni-boileru-z-9fe869.pdf). [cit. 2024-05-02].
- [4] VOLT POLSKA SP. Z O.O. *GREEN BOOST MPPT 3000*. online. In: Volt Polska. 2022. Dostupné z: <https://voltpolska.pl/fotowoltaika/green-boost-mppt-3000-120-350vdc-przetwornica-solarna.html>. [cit. 2024-05-02].
- [5] AZO DIGITAL SP. Z O.O. *Solární regulátor MPPT ECO Solar Boost MPPT-3000 PRO*. online. In: AtosElektro. 2023. Dostupné z: [https://shop.atoselektro.cz/solarni-regulator-mppt-eco-solar-boost-mppt-3000-pro-3-5-kw-pro-fotovoltaicky-ohrev-vody-\\_d527801.html](https://shop.atoselektro.cz/solarni-regulator-mppt-eco-solar-boost-mppt-3000-pro-3-5-kw-pro-fotovoltaicky-ohrev-vody-_d527801.html). [cit. 2024-05-02].
- [6] A-Z TRADERS S.R.O. *A-Z WATER INVERTER*. online. In: A-Z Traders. 2023. Dostupné z: <https://www.aztraders.cz/a-z-water-inverter>. [cit. 2024-05-02].
- [7] JATELY, Vibhu; AZZOPARDI, Brian; JOSHI, Jyoti; VENKATESWARAN, Balaji; SHARMA, Abhinav et al. Experimental Analysis of hill-climbing MPPT algorithms under low irradiance levels. online. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2021, roč. 150, s. 1-16. ISSN 1364-0321. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111467>. [cit. 2024-05-02].
- [8] AHMED, Sajib; MEKHILEF, Saad; MUBIN, Marazan a KOK SOON, Tey. Performances of the adaptive conventional maximum power point tracking algorithms for solar photovoltaic system. online. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*. 2022, roč. 53, s. 1-13. ISSN 2213-1388. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2022.102390>. [cit. 2024-05-02].
- [9] ESCOBAR, Gerardo; HO, Carl a PETTERSSON, Sami. Maximum power point searching method for partial shaded PV strings. online. *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012, roč. 38, s. 5726-5731. ISSN 1553-572X. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6389049>. [cit. 2024-05-02].

- [10] GUEJIA-BURBANO, Rudy; PETRONE, Giovanni a PILIOUGINE, Michel. Impedance Spectroscopy for Diagnosis of Photovoltaic Modules Under Outdoor Conditions. online. *IEEE Journal of Photovoltaics*. 2022, roč. 12, č. 6, s. 1503-1512. ISSN 2156-3403. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2022.3195003>. [cit. 2024-05-11].
- [11] MEMON, Munwar; BHUTTO, Ghullam a BURITO, Ehsan. Sizing of dc-link capacitor for a grid connected solar photovoltaic inverter. online. *Indian Journal of Science and Technology*. 2020, roč. 22, č. 13, s. 2272-2281. Dostupné z: <https://doi.org/10.17485/IJST/v13i22.406>. [cit. 2024-05-06].
- [12] ON SEMICONDUCTOR CZECH REPUBLIC. *IGBT Technologies and Applications Overview: How and When to Use an IGBT*. online, PDF. 2. ONSEMI, 2023. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6235-D.PDF>. [cit. 2024-05-02].
- [13] TOSHIBA CORPORATION. *For what applications should MOSFETs and IGBTs be used?*. online. In: Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation. 2024. Dostupné z: [https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/mosfet\\_igbt/igbt-003.html](https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/mosfet_igbt/igbt-003.html). [cit. 2024-05-02].
- [14] TOSHIBA CORPORATION. *What is the difference between MOSFETs and IGBTs?*. online. In: Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation. 2024. Dostupné z: [https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/mosfet\\_igbt/igbt-002.html](https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/mosfet_igbt/igbt-002.html). [cit. 2024-05-02].
- [15] SHENZHEN UTMEL ELECTRONICS CO., LTD. *7 Common Functions of MOSFET Gate Circuits*. online. In: Utmel. 2022. Dostupné z: <https://www.utmel.com/blog/categories/semiconductor/7-common-functions-of-mosfet-gate-circuits>. [cit. 2024-05-02].
- [16] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *IR2104(S) & (PbF) Datasheet*. online, PDF. Verze 1. International Rectifier, 2004. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon\\_IR2104\\_DS\\_v01\\_00\\_EN-3362991.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IR2104_DS_v01_00_EN-3362991.pdf). [cit. 2024-05-02].
- [17] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *Application Note AN-978: HV Floating MOS-Gate Driver ICs*. online, PDF. 2007. International Rectifier, 2007. Dostupné z: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV\\_Floating\\_MOS\\_Gate\\_Drivers-ApplicationNotes-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a). [cit. 2024-05-07].

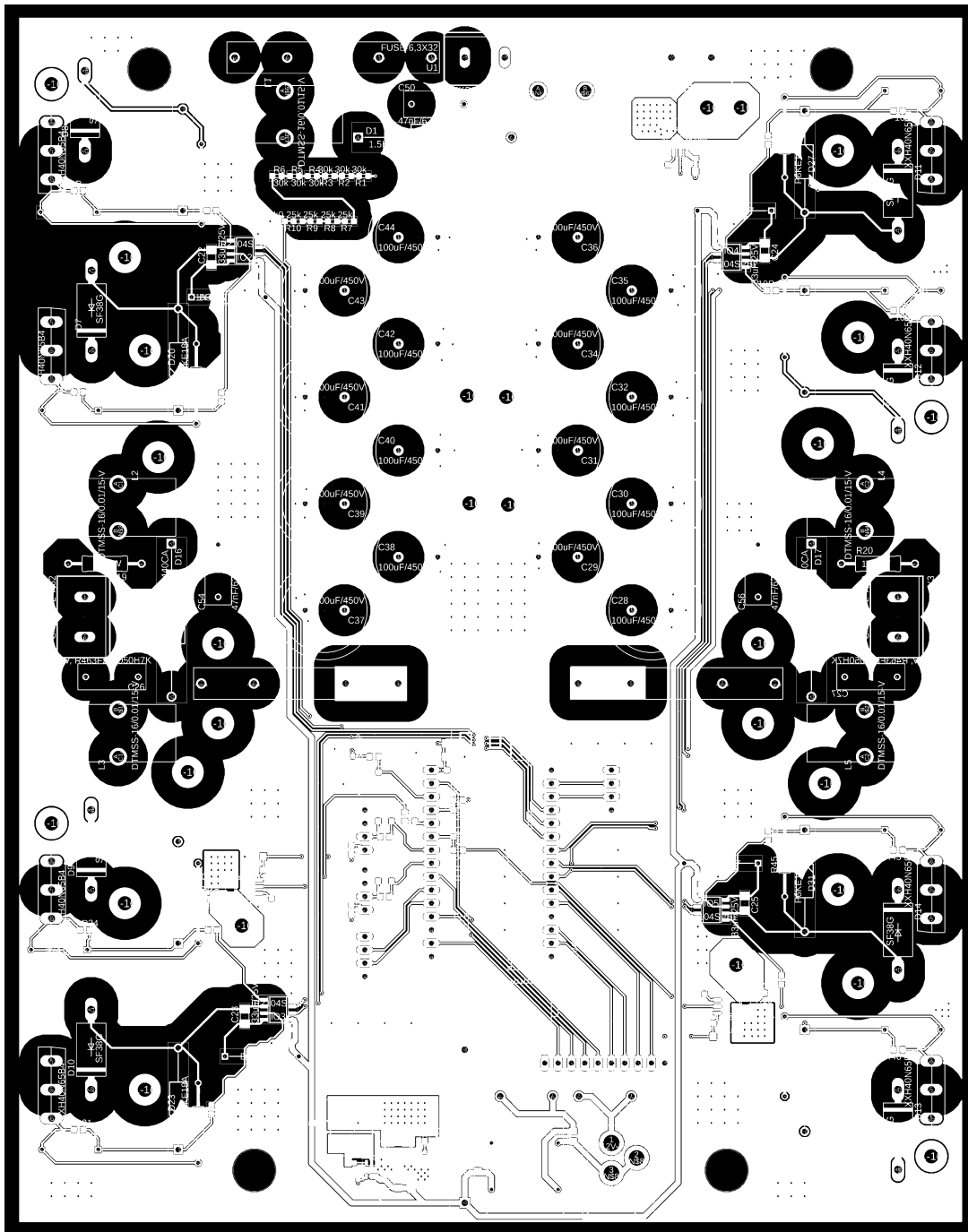
- [18] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *Infineon Designer - Online SPICE Simulator*. online. ©1999-2024. Dostupné z: <https://design.infineon.com/>. [cit. 2024-05-02].
- [19] DIODES INCORPORATED. *AP63203WU-7 Datasheet*. online, PDF. 2 rev. Diodes Incorporated, 2019. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/1115/DIOD\\_S\\_A0007089856\\_1-2542907.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/1115/DIOD_S_A0007089856_1-2542907.pdf). [cit. 2024-05-02].
- [20] ALLEGRO MICROSYSTEMS. *ACS725LLCTR-30AU-T Datasheet*. online, PDF. Verze 1. Allegro microsystems, 2023. Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/1115/ACS725\\_Datasheet-3178837.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/1115/ACS725_Datasheet-3178837.pdf). [cit. 2024-05-02].
- [21] ESPRESSIF SYSTEMS. *ESP32-C6 Series Datasheet*. online, PDF. 1. Espressif Systems, 2023. Dostupné z: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-c6\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-c6_datasheet_en.pdf). [cit. 2024-05-02].
- [22] IPC, ASSOCIATION CONNECTING ELECTRONICS INDUSTRIES. IPC-2221B: PCB Clearance Distance Table. obrázek, online. In: *EMA Design Automation*. 2023. Dostupné z: <https://www.ema-eda.com/ema-resources/blog/pcb-clearance-and-creepage-distance-table/>. [cit. 2024-05-04].
- [23] TEWA TEMPERATURE SENSORS SP. Z O.O. *TT-PT Platinum Temperature Sensors*. online. In: Tewa sensors. 2021. Dostupné z: <https://tewa-sensors.com/products/thermistors/tt-pt-platinum-temperature-sensors/>. [cit. 2024-05-02].
- [24] ATMEL CORPORATION. *Atmel 7810 Automotive Microcontrollers ATmega328P Datasheet*. online, PDF. Verze 1. Atmel Corporation, 2015. Dostupné z: [https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P\\_Datasheet.pdf](https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf). [cit. 2024-05-02].



## Přílohy

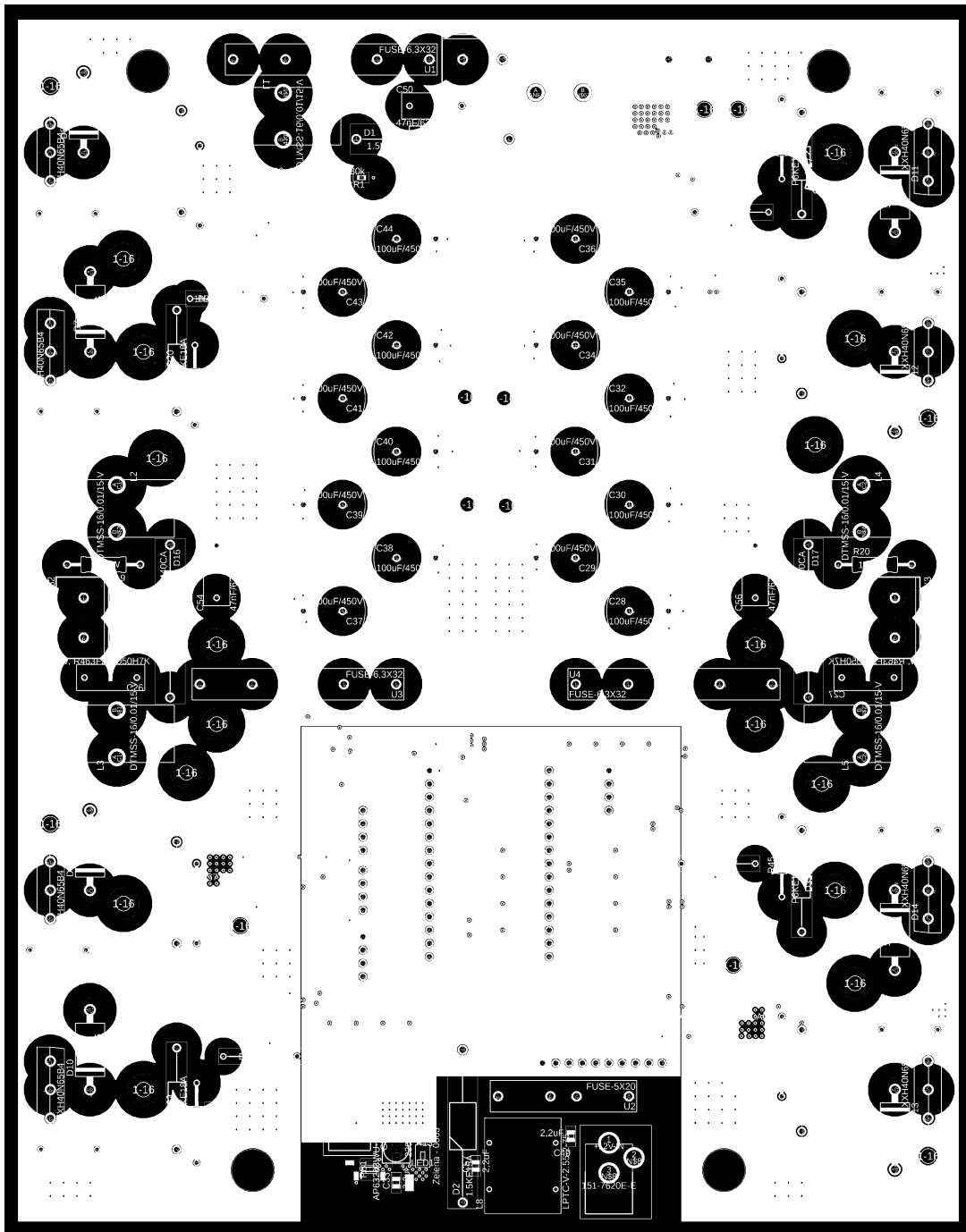
### A Vrstvy DPS

#### A.1 První (horní) vrstva DPS



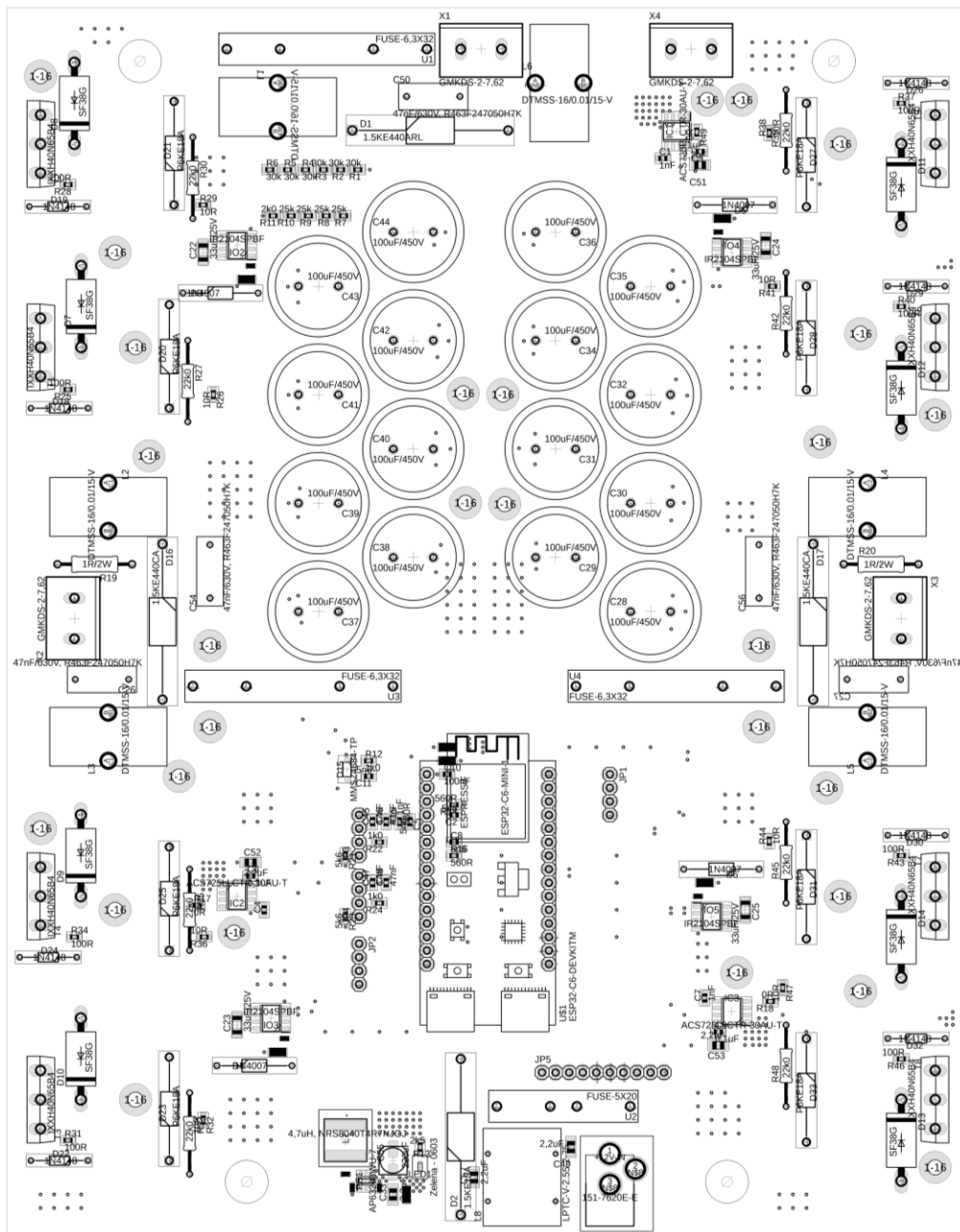
Obrázek 29: První (horní) vrstva DPS

## A.2 Druhá vrstva DPS



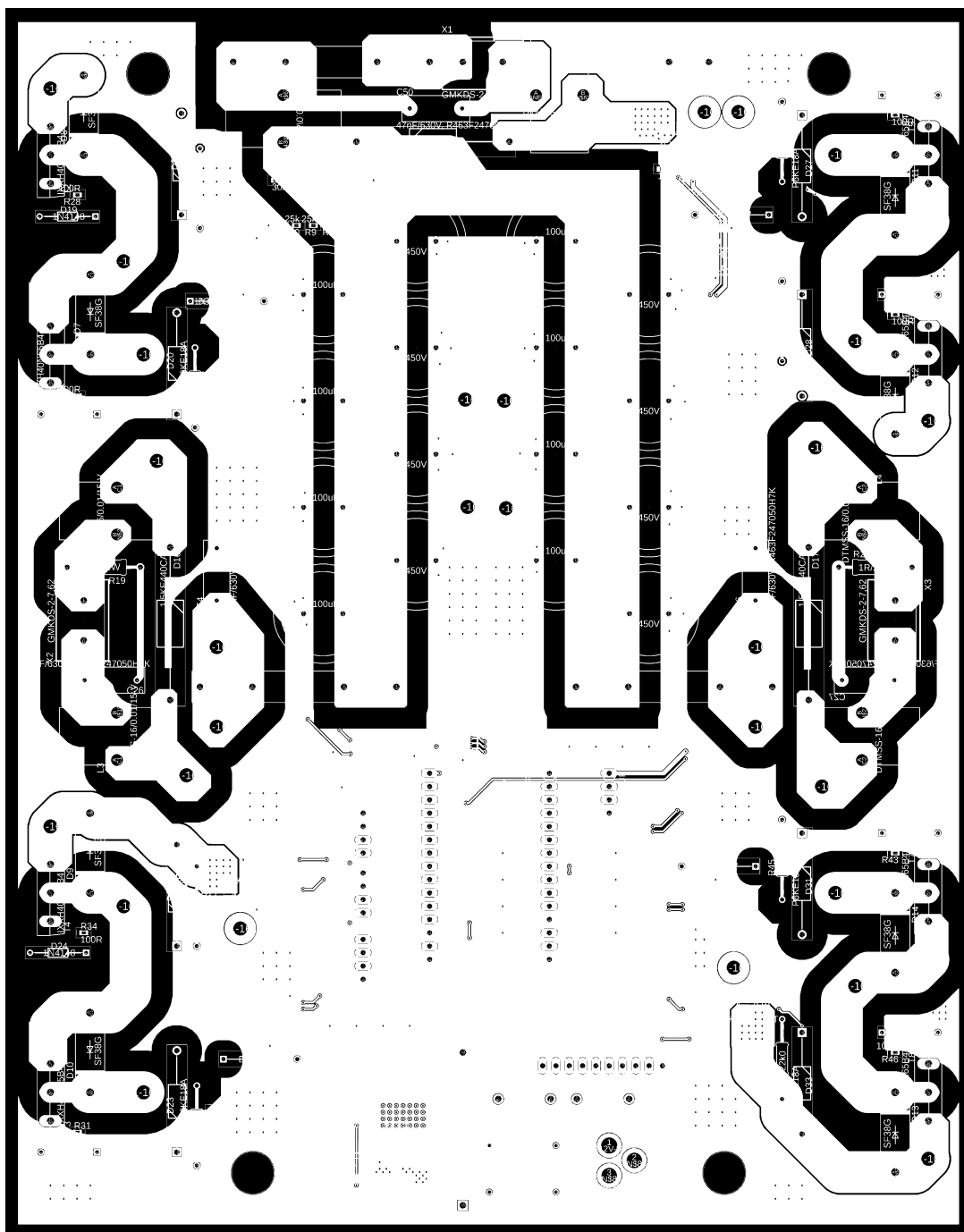
Obrázek 30: Druhá vrstva DPS

### A.3 Třetí vrstva DPS + rozložení součástek



Obrázek 31: Třetí vrstva DPS + rozložení součástek

## A.4 Čtvrtá (dolní) vrstva DPS



Obrázek 32: Čtvrtá (dolní) vrstva DPS

## **B Elektrické schéma**