

Možnosti zužitkování přebytečné elektrické energie získané z obnovitelných zdrojů s ohledem na stabilitu distribuční sítě nízkého napětí

Filip Kroča

Bakalářská práce
2018



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Filip Kroča**
Osobní číslo: **A15504**
Studijní program: **B3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Bezpečnostní technologie, systémy a management**
Forma studia: **kombinovaná**

Téma práce: **Možnosti zužitkování přebytečné elektrické energie získané z obnovitelných zdrojů s ohledem na stabilitu distribuční sítě nízkého napětí**

Téma anglicky: **The Possibilities of Using Surplus Electricity Obtained from Renewable Sources with Respect to the Stability of the Low Voltage Distribution Network**

Zásady pro vypracování:

1. Analyzujte a teoreticky zhodnoťte možná řešení zužitkování přebytečné elektrické energie získané z obnovitelných zdrojů.
2. Proveďte rešerši příslušných norem ČSN.
3. Na základě bodu 1 vyberte nejvýhodnější řešení a proveďte návrh a osazení desky plošného spoje prototypu pro maximální proudové zatížení 3x 10 A.
4. Implementujte na desku výkonové elektroniky řídicí PLC včetně příslušného SW.
5. Navrhněte měřicí metodu pro měření rozhodujících parametrů EMC.
6. Proveďte sérii měření pro různé hodnoty proudového zatížení a různé charaktery zátěže (ohmická, indukční, kapacitní).
7. Zpracujte výsledky měření a navrhněte opatření pro potlačení nežádoucích vlivů.

Rozsah bakalářské práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. KHANNA, Vinod Kumar. The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2003. ISBN 978-0471238454.
2. B. JAYANT BALIGA. Fundamentals of power semiconductor devices. New York: Springer, 2008. ISBN 9780387473147.
3. HOLMES, D. Grahame. a T. A. LIPO. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003. ISBN 9780471208143.
4. TRNKA, Zdeněk. Teoretická elektrotechnika: Učebnice pro elektrotechn. fakulty. 4., upr. a dopln. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1972.
5. VACULÍKOVÁ, Polina a Emil VACULÍK. Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů: praktický průvodce techniky omezení elektromagnetického vř rušení : ČSN-ČSN EN-ČSN IEC-ČSN CISPR-ČSN ETS. Praha: Grada, 1998. ISBN 80-7169-568-8.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Martin Pospíšilík, Ph.D.

Ústav počítačových a komunikačních systémů

Datum zadání bakalářské práce:

12. prosince 2017

Termín odevzdání bakalářské práce:

24. května 2018

Ve Zlíně dne 12. prosince 2017



doc. Mgr. Milan Adámek, Ph.D.
děkan



Ing. Jan Valouch, Ph.D.
ředitel ústavu

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s příjím-li tak licenční smlouva uzavřená mezi mnou a Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně s tím, že vyrovnání případného přiměřeného příspěvku na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše) bude rovněž předmětem této licenční smlouvy;
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně, dne 24.5.2018

.....
podpis diplomanta

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá možností inteligentního zužitkování nadvýroby elektrické energie z obnovitelného zdroje elektrické energie (OZE), který je připojený na distribuční síť nízkého napětí (NN). Vzhledem k nestálé povaze výkonu OZE je základním předpokladem správné funkce plynulá regulace zátěže komunikující v reálném čase se zařízením měřícím napětí jednotlivých fází, jejich proud a také účinník $\cos \varphi$ na předávacím místě do sítě NN.

Vzhledem ke skutečnosti, že se jedná o zařízení připojené do veřejné sítě NN, je hlavním cílem této práce rozbor a posouzení klíčových parametrů elektromagnetické kompatibility (EMC), především elektromagnetických interferencí (EMI) a stanovení závěru vedoucího k doporučení možného řešení EMC z hlediska mezních hodnot emisí rušení do sítě NN.

Klíčová slova:

Inteligentní regulace výkonu, inteligentní ohřev TUV, rušení, kompatibilita, flickr, harmonické, harmonická analýza, IGBT.

ABSTRACT

The thesis deals with the possibility of the intelligent utilization of overproduction of electrical energy from renewable source of electrical energy, which is connected to the low-voltage distribution network. Because of the unstable nature of performance of the renewable source of electricity, a correct regulation of load which communicates in real-time with a device to measure voltage of individual phases, their current and power-factor $\cos \varphi$ in the transfer point to the low-voltage distribution network is needed.

Because of the fact that it is a device connected to the public low-voltage distribution network, the main aim of this thesis is the analysis and assessment of the key parameters of the electromagnetic compatibility (EMC) and especially key parameters of electromagnetic interferences (EMI) and setting a conclusion that will lead to the recommendation of the possible solution of EMC in terms of thresholds of the emission noise to the low-voltage distribution network.

Keywords:

Intelligent regulation of performance, intelligent heating of hot service water, interference, compatibility, flickr, harmonic, harmonic analysis, IGBT.

Tímto bych chtěl poděkovat panu Ing. Martinu Pospíšilíkovi, Ph.D., za odborné vedení, rady, maximální součinnost a ochotu, kterou mi poskytl jakožto vedoucí této práce.

Prohlašuji, že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

OBSAH

ÚVOD.....	9
I TEORETICKÁ ČÁST.....	12
1 ZÁKLADNÍ POJMY	13
1.1 ZÁKLADNÍ POJMY FVE	13
1.1.1 Fotovoltaické pole	13
1.1.2 Fotovoltaický střídač (invertor).....	13
1.1.3 Režim provozu OZE	14
Zelený bonus.....	14
Pevné výkupní ceny	14
Mikrozdroj	14
1.1.4 Elektroměr na předávacím místě.....	14
1.2 ANALÝZA A ZHODNOCENÍ MOŽNÝCH ŘEŠENÍ ZUŽITKOVÁNÍ PŘEBYTEČNÉ ENERGIE ZÍSKANÉ Z OZE	15
1.2.1 Lokální bateriové systémy	15
1.2.2 Virtuální bateriové systémy	16
1.2.3 Užitečná zátěž připojená ke stejnosměrnému napětí FV pole.....	16
1.2.4 Užitečná zátěž připojená na síť NN	16
Zátěž připojovaná pomocí stykačů	16
Zátěž připojovaná pomocí SSR	17
Zátěž připojovaná pomocí IGBT tranzistoru řízeného pomocí pulzně šířkové modulace	17
1.3 POŽADAVKY EMC A REŠERŠE NOREM ČSN	18
Třída A.....	19
Třída B	19
Třída C	19
Třída D.....	19
1.3.1 Kolísání napětí a flickr.....	19
1.3.2 Celkové harmonické zkreslení THD.....	19
1.3.3 Harmonické až do řádu 50 včetně	20
1.3.4 Meziharmonické až do 50. harmonické	22
1.3.5 Nesymetrie napětí.....	22
1.3.6 Přechodová přepětí.....	22
1.3.7 Dočasná odchylka síťového kmitočtu.....	22
1.3.8 Stejnosměrné složky.....	22
1.3.9 Signály v síti.....	23
Systémy hromadného dálkového ovládání HDO (110 Hz až 3 000 Hz).....	23
Středofrekvenční nosné systémy energetických vedení (3 kHz až 20 kHz).....	23
Vysokofrekvenční nosné systémy energetických vedení (20 kHz až 148,5 kHz)	23
1.4 MOŽNÉ ZPŮSOBY ŘÍZENÍ	23
1.4.1 Pulzně šířková modulace PWM	23
1.4.2 Fázové řízení	26
1.4.3 Řízení pomocí celých period.....	27
1.5 HARMONICKÁ ANALÝZA	28
1.5.1 Analýza Fourierovou řadou.....	28

	Výpočet koeficientů pro frekvenci spínání 20 kHz PWM.....	29
	Výpočet koeficientů pro fázové řízení.....	30
II	PRAKTICKÁ ČÁST	32
2	VÝBĚR NEJVHODNĚJŠÍHO ŘEŠENÍ.....	33
2.1	ŘÍDICÍ MINIPOČÍTAČ A PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ.....	33
2.1.1	Raspberry Pi 3 Model B	33
	Operační systém Raspbian	34
	NodeJS	34
	Skriptovací jazyk ECMAScript 8	35
	GraphQL	35
	Průmysl 4.0	36
3	VÝKONOVÁ A ŘÍDICÍ ČÁST	37
3.1	IGBT IGP20N65F5	37
3.1.1	Řízení IGBT	39
	Millerův jev.....	39
	Parazitní indukčnosti.....	39
	Budič IGBT.....	40
3.2	TRANSIL DIODA	41
4	NÁVRH A OSAZENÍ PROTOTYPU	42
4.1	PLATFORMA FRITZING.....	42
4.1.1	Návrh zapojení v softwaru Fritzing.....	42
	Obvod stabilizátoru napětí a budiče IGBT	42
	Zenerova dioda D ₃	43
	Kondenzátor C ₁	43
	Usměrňovací dioda D ₁	43
	Kondenzátor C ₂	43
	Kondenzátor C ₃	44
	Rezistor R ₄	44
	Optočlen 4N35	44
4.1.2	Deska plošného spoje	46
4.2	REALIZACE.....	47
5	ŘÍDICÍ APLIKACE.....	48
5.1	SERVER.JS	48
5.2	PAYLOADDRIVER.JS	49
5.3	IGBTDRIVER.JS	51
5.4	FULLPHASE.JS	52
6	REALIZACE	54
6.1	OSAZENÍ NEPÁJIVÉHO POLE	54
6.2	MONTÁŽ A ZAJIŠTĚNÍ CHLAZENÍ DIODOVÉHO MŮSTKU A TRANZISTORU IGBT	54
6.3	TESTOVÁNÍ REGULAČNÍ FUNKCE	55
6.3.1	Testování PWM 1kHz, střída 50 %, I _{max} = 9 A	55
6.3.2	Testování PWM 20kHz, střída 50%, I _{max} = 9A.....	56
6.3.3	Testování regulace pomocí fázového řízení střída 50 %, I _{max} = 9 A	57
6.3.4	Testování regulace pomocí celých period T=12π, střída 50 %, I _{max} = 9 A.....	58

7	MĚŘENÍ EMC	59
7.1	MĚŘICÍ METODA.....	59
7.1.1	Analyzátor kvality elektrické energie a spotřeby elektrické energie Fluke 437 řady II, 400 Hz	59
7.2	MĚŘENÍ.....	60
	Měření zátěže odporového charakteru	60
	Měření zátěže kapacitního charakteru	62
	Měření zátěže indukčního charakteru	64
8	VYHODNOCENÍ MĚŘENÍ	65
8.1	NÁVRH PROTIOPATŘENÍ	65
8.2	PASIVNÍ PFC	65
8.3	AKTIVNÍ PFC	65
	ZÁVĚR	67
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	68
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	71
	SEZNAM OBRÁZKŮ	72
	SEZNAM TABULEK	74

ÚVOD

V posledních letech došlo k rozvoji instalací OZE ve velké škále typů a velikostí instalovaného výkonu. Obnovitelná energie může mít mnoho forem a lze ji získávat přeměnou přírodních energií, například tepelné, mechanické, chemické a solární (fototermické a fotovoltaické), přičemž rozšíření konkrétní formy OZE velmi záleží na technologickém pokroku v dané oblasti. Především oblast fotovoltaické energie je jednou z nejvíce se dynamicky rozvíjejících. Díky tomuto pokroku celosvětově roste výkon instalovaný ve fotovoltaických elektrárnách a lze předpokládat, že se bude jednat o dlouhodobý trend.

Nárůst počtu instalací fotovoltaických elektráren (dále jen FVE) lze přičíst několika vlivům, a to především dramaticky klesající ceně technologií a také jednoduchosti instalace, kdy v případě malých FVE lze tyto instalace provádět přímo na střechy stávajících rodinných domů. Tyto faktory přibližují možnost pořídit si vlastní FVE stále větší skupině obyvatelstva. Aktuálně je v ČR instalováno 28 370 FVE s celkovým výkonem 2 130 MW [1]. Tento typ OZE je také podporován se strany státu různými formami dotací.

Práce se zaměřuje na standardní instalace připojené na veřejnou síť nízkého napětí (NN), takzvané „On-Grid“ OZE. Jedná se o OZE, které se instalují na přípojná místa distribuční sítě v hladině NN. V jiných hladinách je nutné instalovat napěťové transformátory. Tyto OZE se skládají z několika funkčních bloků pracujících se stejnosměrným a střídavým napětím. Toto složení vychází z fundamentálních principů fungování takového systému.

Možnost inteligentního využití nadvýroby elektrické energie se nabízí především u FVE malých špičkových výkonů (řádově do několika desítek kWp) fungujících v rámci objektů firem a domácností.

Výstupem OZE připojeného na síť NN musí být sinusové napětí splňující zákonné normy EMC. Toto je realizováno pomocí takzvaných měničů napětí synchronizovaných na síťovou frekvenci a fázi. Vytvářené napětí musí mít účinník $\cos \varphi$ roven hodnotě -1 . Tímto lze dosáhnout záporného výkonu na předávacím místě a přetoku energie do veřejné sítě NN. Díky tomuto principu se odběrné místo chová jako paralelně připojený zdroj elektrické energie a dodává energii do sítě NN. Nutnost použití těchto měničů vychází z předpokladu, že většina OZE přeměňuje obnovitelnou energii na stejnosměrné napětí

a proud, případně nelze dosáhnout produkce ideálního sinusového střídavého napětí 230 V o stálé frekvenci 50 Hz a toto garantovat za všech podmínek.

Stav, ve kterém systém dodává energii do sítě NN, není u těchto zdrojů zakázán, ale není příliš žádoucí. Výrobci elektrické energie jsou tedy ekonomicky motivováni k optimalizaci spotřeby v místě výroby. Tato motivace je realizována ze strany distributorů elektrické energie formou velmi nízkých výkupních cen. Aktuální výkupní cena dodávky energie do sítě NN činí podle odhadů 0,3–0,9 Kč / kWh. Bohužel nelze získat oficiální statistiky, neboť jednání o výkupní ceně je neveřejné, netransparentní a probíhá individuálně s každým výrobcem OZE.

Naopak u ceny za odběr elektrické energie ze sítě NN lze vycházet z oficiálních statistik, přičemž průměrná cena 1 kWh dodané do domácnosti v roce 2017 činila 5,12 Kč s DPH [2].

Protože u elektrické energie vyrobené pomocí vlastního OZE odpadají poplatky včetně poplatků za distribuci, lze je spotřebovat na náklady rovnající se nákladům na servis a amortizaci technologií nutných k jejich výrobě.

Z výše uvedeného tedy vyplývá, že je-li vyrobená energie lokálně spotřebována a je-li inteligentně zamezen odběr energie ze sítě NN, dojde k uplatnění finančního bonusu přibližně 4,6 Kč za kWh (rozdíl prodejní a výkupní ceny).

Toto chování distributora je způsobeno skutečností, že elektrická energie nepředvídatelně dodávaná do sítě NN mu způsobuje odchylky ve frekvenci a napětí. Vznikají mu tedy vícenásobné náklady potřebné k regulaci sítě NN. Tyto dodávky také nejsou ze strany distributora nijak řízené.

Jako nejvýhodnější způsob využití této nadvýroby se nabízí inteligentní ohřev teplé užitkové vody (TUV), případně ohřev topného média určeného k vytápění. Základní předpoklad je, že zařízení nesmí využívat energii na úkor ostatních spotřebičů, musí mít tedy nejvyšší prioritu z hlediska zachování nulové bilance toku energie na předávacím místě. Jako další zajímavá možnost se nabízí inteligentní nabíjení elektromobilů, ale touto možností se tato bakalářská práce nebude zabývat.

Cílem práce je především stanovení a zhodnocení EMC požadavků na zařízení schopné využít tuto nadvýrobu elektrické energie k inteligentnímu ohřevu TUV.

Díky takovému zařízení by bylo možné připravit dostatek TUV i za pomoci malé FVE a za částečně oblačného dne. Bylo by tedy možné zcela ideálně optimalizovat vlastní spotřebu elektrické energie.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ZÁKLADNÍ POJMY

Protože inteligentní regulace najde uplatnění především u zdrojů s velmi proměnlivým výkonem, byl pro účely této bakalářské práce zvolen OZE typu fotovoltaická elektrárna.

Množství energie vyrobené pomocí FVE je závislé na mnoha faktorech. Rozhodující jsou okamžitý výkon, závislý na venkovní teplotě a intenzitě slunečního záření, a energie vyrobená za den, která je závislá na ročním období, počasí a dané délce doby slunečního svitu. Délka dne je velmi proměnná a pohybuje se v rozmezí 8 až 16 hodin [3].

V zimě se také slunce pohybuje pouze nízko nad horizontem, a intenzita slunečního záření je tedy velmi nízká. Je proto nutná velmi přesná regulace, aby bylo možné využít i výkon v řádu pouze stovek W.

1.1 Základní pojmy FVE

1.1.1 Fotovoltaické pole

Jedná se o sériově-paralelní zapojení několika jednotek až stovek kusů fotovoltaických panelů. Jeden tento panel produkuje stejnosměrné napětí v rozmezí 20 V až 40 V s ohledem na specifikaci danou výrobcem. Konkrétní zapojení je specifické a pro jeho vytvoření je používán v ideálním případě speciální software dodaný přímo výrobcem střídače. Tento software na základě výběru konkrétního typu FV panelů a konkrétního střídače provede simulaci několika možných variant sériově-paralelního zapojení a poté doporučí tu nejvhodnější z hlediska ideálního pracovního bodu. Software tedy stanoví určitý počet větví obsahujících sériově zapojené FV panely. Pro správnou funkci střídače je velmi důležité, aby na jeho svorkách na vstupu stejnosměrného napětí toto napětí dosahovalo ideální hodnoty (přibližně 400 V), protože toto napětí má velký vliv na účinnost přeměny stejnosměrného napětí na střídavé a spolehlivou funkci střídače.

1.1.2 Fotovoltaický střídač (invertor)

Základním úkolem střídače je přeměnit stejnosměrné napětí pocházející z FV pole na střídavé napětí používané v síti NN. Tyto střídače mohou být buď jednofázové, nebo třífázové v závislosti na požadovaném výkonu. Vyrábí se v pestré škále výkonů prakticky od několika kW po desítky kW. I v případě opravdu velkých instalací (MW) se často používá větší množství menších střídačů namísto jednoho centrálního.

1.1.3 Režim provozu OZE

V českých podmínkách lze OZE provozovat v několika režimech s rozdílným způsobem finančního vypořádání.

Zelený bonus

Tento způsob připojování FVE není od 1. 1. 2014 možný, je však stále několik tisíc FVE připojených tímto způsobem.

Jedná se o variantu, která je nejvhodnější k implementaci inteligentní regulace přebytků. Tyto FVE jsou vybaveny elektroměrem umístěným bezprostředně za měničem napětí a na každou vyrobenou kWh je vyplácen zelený bonus bez ohledu na způsob využití této vyrobené energie. Pokud je tedy technicky možné tuto energii spotřebovat, je na ní stále vyplácena podpora ve formě zeleného bonusu.

Pevné výkupní ceny

Za účelem provozu OZE je vytvořeno vyhrazené odběrné místo a finanční vypořádání je prováděno na základě odečtu na tomto odběrném místě. Tento způsob není vhodný k regulaci, protože zde nedochází ke spotřebě vyjma vlastní technologické spotřeby.

Mikrozdroj

Zdroj je připojen k síti NN a nedostává žádnou nepřímou podporu. Tento způsob je vhodný k regulaci, protože přebytky jsou pouze vykupovány za výkupní ceny. Měření probíhá pomocí čtyřkvadrantního elektroměru na předávacím místě.

1.1.4 Elektroměr na předávacím místě

Tento elektroměr je z hlediska inteligentní regulace velmi důležitý, jedná se o elektroměr, na jehož základě probíhá finanční vypořádání s distributorem elektrické energie. Díky znalosti velmi komplexní problematiky rozfázování OZE byly ze strany distributorů elektrické energie provedeny značné investice a staré součtové elektroměry jsou nahrazovány velmi moderními čtyřkvadrantními elektroměry, které jsou schopny současně měřit odběr i dodávku, a to na každé fázi odděleně. Z tohoto důvodu prakticky vyvstává potřeba inteligentní regulace zátěže, a to pro každou fázi odděleně.

Na mnoha OZE je instalována součtová regulace, která pracuje se sumou dodávaného výkonu bez ohledu na fázi, a poté je připojována zátěž pomocí stykačů také bez ohledu na

danou fázi. Tento typ regulace je sice technicky velmi jednoduchý, avšak po výměně součtového elektroměru za čtyřkvadrantní začne docházet k nemalým finančním ztrátám výrobce OZE. Začne se projevovat stav současné dodávky a odběru z veřejné sítě NN, přičemž se plně projeví rozdíl prodejní a výkupní ceny popsány v úvodu.

Tento stav si lze vysvětlit na jednoduchém příkladu:

FVE o špičkovém výkonu 12 kWp využívající 3fázový střídač je exponována pouze difuznímu záření a její aktuální výkon je pouze 3 kW, tento výkon je dále rozdělen stejnoměrně na všechny 3 fáze a na předávacím místě je detekována suma záporného výkonu 3 kW (dodávka do veřejné sítě). Toto je vyhodnoceno součtovou regulací a na fázi L1 je připojena užitečná zátěž ve formě bojleru o hodnotě 2 kW pomocí stykače. Regulace poté v součtu vyhodnocuje stav na předávacím místě jako vyhovující (záporný výkon 1 kW). Tento stav je ovšem vyhodnocen čtyřkvadrantním elektroměrem reálně, a to tak, že na fázi L1 dochází k odběru 1 kW z veřejné sítě a na fázi L2, L3 k dodávce do veřejné sítě. Vše je poté účtováno dle patřičného tarifu s řádovým rozdílem ceny energie k tíži výrobce OZE.

Kvůli potřebě zamezení tohoto nežádoucího stavu je tedy nutná velmi přesná a inteligentní regulace.

1.2 Analýza a zhodnocení možných řešení zužitkování přebytečné energie získané z OZE

Technicky se nabízí několik možných způsobů zužitkování přebytků vyrobené elektrické energie.

1.2.1 Lokální bateriové systémy

Jako nejefektivnější se na první pohled jeví uskladnění nadbytečné elektrické energie do baterií a posléze její využití v době nedostatku vlastní výroby. Bohužel toto řešení naráží na mnoho překážek, a to především ekonomického rázu. Střídavý proud ze střídačů je nutné přeměnit zpět na stejnosměrný proud a ten poté pomocí regulátoru dobíjení řízeného battery managementem a balancerem uložit do baterií. Existují také hybridní měniče, kde lze baterie připojit přímo k měniči napětí starajícího se o přeměnu stejnosměrného napětí z FV pole. Jedná se však o speciální zařízení, které není masově instalované, a nelze je tedy použít u stávajících FVE čerpajících jakoukoliv formu nepřímé podpory. Po

překonání technických obtíží se dostaneme k ekonomické stránce. Nejpoužívanější jsou bateriové moduly od čínského výrobce PylonTech s aktuálně nejlepší ekonomickou návratností (verze US2000B o kapacitě 2,4 kWh) a s maloobchodní cenou 32500 Kč vč. DPH.

Po výpočtu nákladů na 1 kWh energie získané z baterie se dostaneme přibližně na cenu 8 Kč / kWh. V praxi je nutné zohlednit pracovní rozsah baterie a také počet nabíjecích cyklů baterie.

Z tohoto ekonomického faktu je patrné, že se za stávajících podmínek a v místech připojených k veřejné síti NN jedná o ekonomicky nesmyslný koncept, kdy cena elektřiny odebírané ze sítě je zlomkem nákladů na pouhé uskladnění stejného množství energie do baterie.

1.2.2 Virtuální bateriové systémy

Tato možnost je připravována, nejsou ale bohužel známy žádné ekonomické podrobnosti. Například společnost E. ON Energie, a. s. připravuje koncepci virtuální baterie, kdy bude tuto virtuální kapacitu pronajímat přímo majitelům FVE [4]. Jedná se o obdobnou technologii jako v bodě 1.2.1 (centralizovanou) a lze tedy očekávat také vysoké ceny a kWh kapacity.

1.2.3 Užitečná zátěž připojená ke stejnosměrnému napětí FV pole

Vzhledem k principu fungování střídačů napětí není tato varianta technicky přípustná. Také u OZE připojených v režimu zelených bonusů by nedocházelo k vyplácení nepřímé podpory na spotřebu realizovanou před elektroměrem měřícím celkovou výrobu, který je používán ke stanovení výše podpory.

1.2.4 Užitečná zátěž připojená na síť NN

Toto připojení musí být realizováno v rámci jednoho odběrného místa a zdroj OZE musí být připojen na totožné odběrné místo.

Zátěž připojovaná pomocí stykačů

Pro zapínání elektrických spotřebičů se běžně používají stykače. Jejich výhodou je nízký odpor kontaktů a z toho plynoucí malý ztrátový výkon. Toto bohužel nelze aplikovat pro

OZE disponující čtyřkvadrantním elektroměrem, protože by docházelo k nechtěným odběrům ze sítě popsáným v bodě 1.1.4.

Zátěž připojovaná pomocí SSR

Solid-State Relay je polovodičová součástka používaná k náhradě klasických mechanických stykačů. Jedná se o součástky řádově rychlejší a menších rozměrů bez mechanických součástí, jejich nevýhoda je vyšší úbytek napětí a tím pádem vyšší ztrátový výkon. Je tedy nutné je dodatečně chladit [7]. SSR používají jako výkonovou součástku Triak, z tohoto důvodu není nutné proud usměrňovat, ale bohužel Triak nelze rozepnout dříve než při průchodu nulou, a nelze tedy použít PWM (Pulse Width Modulation).

Zátěž připojovaná pomocí IGBT tranzistoru řízeného pomocí pulzně šířkové modulace

Toto řešení je technicky velmi náročné, avšak lze předpokládat, že touto cestou lze dosáhnout požadovaných vlastností minimálně z hlediska plynulosti regulace výkonu. IGBT tranzistor (Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem) je polovodičová součástka kombinující unipolární a bipolární tranzistor [3].

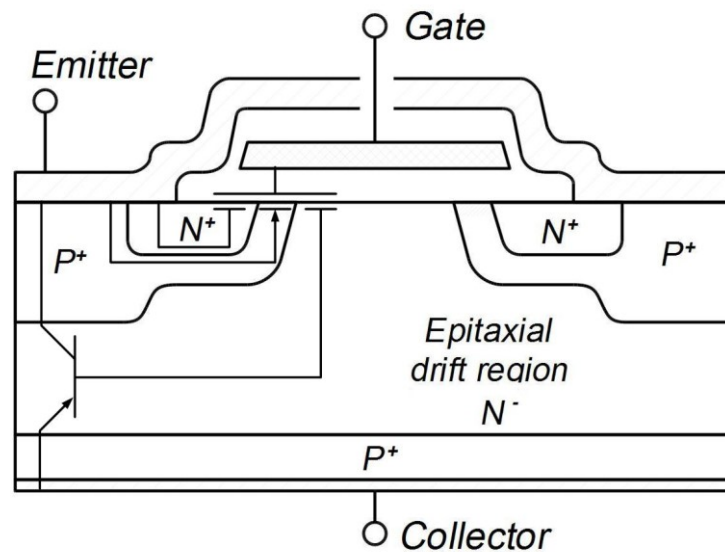
V poslední době došlo ke značnému poklesu ceny těchto komponent a jsou používány u nejmodernějších zařízení, jako jsou elektromobily, tepelná čerpadla, řízení průmyslových motorů, invertorů a v mnoha dalších případech.

Výhody řešení pomocí IGBT:

- možnost spínání velkých proudů a napětí,
- pro naše účely dostačující spínací frekvence (řádově kHz),
- přijatelná cena,
- bez mechanických součástek,
- vysoká přesnost řízení,
- řízené pouze elektrickým polem.

Nevýhody řešení pomocí IGBT:

- nutnost spínaný proud usměrnit,
- nutnost optoelektrického oddělení výkonové části obvodu,
- předpokládané obtíže s vyššími harmonickými,
- velmi složité požadavky na řízení a provozování IGBT.



Obr. 1. Fyzická struktura IGBT [24].

1.3 Požadavky EMC a řešerše norem ČSN

Každé elektrické zařízení je zdrojem elektromagnetického rušení, které se šíří prostředím a rušivě působí na ostatní zařízení. Z důvodu potřeby zajištění slučitelného fungování rozličných systémů vznikl obor elektromagnetické kompatibility (EMC) skládající se z elektromagnetické susceptibility (EMS) a elektromagnetických interferencí (EMI). V rámci Evropské unie jsou normy EMC zcela harmonizovány. Za účelem harmonizace vznikla komise CENELEC (European Committee for Electrotechnical standardization). Do této komise je zapojeno 28 elektrotechnických výborů. Normy vydané touto organizací jsou označeny značkou EN.

Z hlediska emisí rušení je závazná norma ČSN EN 61000-2-2, která je českou verzí evropské normy EN 61000-2-2. Tato norma je platná od ledna 2003.

Celý název normy zní:

Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 2–2: Prostředí – Kompatibilní úrovně pro nízkofrekvenční rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích nízkého napětí.

Norma se vztahuje na:

- veškerá elektrická a elektronická zařízení s fázovým proudem až 16A,
- elektrická zařízení zapojená do veřejné rozvodné sítě napětí 230/400 V.

Zařízení jsou rozdělena do následujících tříd:

Třída A

- trojfázová symetrická zařízení,
- domácí spotřebiče,
- stmívače pro osvětlení,
- audio zařízení.

Třída B

- přenosná elektrická nářadí a svářečky.

Třída C

- světelná zařízení.

Třída D

- osobní počítače, monitory a televizní přijímače o příkonu velikosti $P_{IN} \leq 600$ W.

Při zhodnocení EMC zvažovaného regulačního zařízení je nutno uvažovat následující jevy.

1.3.1 Kolísání napětí a flickr

Pocit nestálého zrakového vnímání vyvolaný světelným podnětem, jehož jas nebo spektrální rozložení kolísá v čase [23]. Tento jev nastává připojením kolísavé zátěže k napájecí síti. Za normálních okolností nemá dojít k poklesu nebo nárůstu hodnoty napětí o více než 3 %. Míra flickru P_{st} se určuje po dobu 10minutové periody a odvíjí se od počtu změn pravoúhlých napětí za minutu. V našem případě bude určena pomocí flickrmetru.

1.3.2 Celkové harmonické zkreslení THD

Jedná se o veličinu definující celkové harmonické zkreslení (Total harmonic distortion).

K získání hodnoty této veličiny lze použít následující vztahy:

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \cdot 100[\%] \quad (1)$$

$$THD_u = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100[\%] \quad (2)$$

Maximální přípustná hodnota THD se rovná 8 %.

1.3.3 Harmonické až do řádu 50 včetně

Z důvodu klesajícího podílu čistě rezistivních zátěží dochází k neustálému nárůstu zdrojů harmonických a z hlediska jejich omezení je nutné postupné omezování pomocí aktivních kroků. Déle trvající harmonické mají negativní tepelné účinky na kabely, transformátory, motory, kondenzátory a další zařízení. Působení krátkodobých harmonických může mít rušivé účinky na elektronické přístroje. Zvažované zařízení spadá do kompatibilní úrovně, která je definována následujícími tabulkami.

Tab. 1. Kompatibilní úrovně pro jednotlivá harmonická napětí v sítích nízkého napětí [5].

Liché harmonické, jejichž řád není násobkem tří		Liché harmonické, jejichž řád je násobkem tří		Sudé harmonické	
Řád harmonické h	Napětí harmonické %	Řád harmonické h	Napětí harmonické %	Řád harmonické h	Napětí harmonické %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
$17 \leq h \leq 49$	$2,27 \times (17/h)$ – 0,27	$21 < h \leq 45$	0,2	$10 \leq h \leq 50$	$0,25 \times (10/h)$ + 0,25

Tab. 2. Meze pro emise harmonického proudu spotřebičů dle IEC 61000-3-2 se vstupním fázovým proudem $\leq 16 A$ [5].

Spotřebiče třídy A		Spotřebiče třídy B	
Řád harmonické	Maximální proud [A]	Řád harmonické	Maximální proud [A]
3	2,30	3	3,45
5	1,14	5	1,71
7	0,77	7	1,155
9	0,40	9	0,60
11	0,33	11	0,495
13	0,21	13	0,315
15÷39	$0,15 \cdot 15/h$	15÷39	$0,225 \cdot 15/h$
2	1,08	2	1,62
4	0,43	4	0,645
6	0,30	6	0,45
8÷40	$0,23 \cdot 8/h$	8÷40	$0,345 \cdot 8/h$

Tab. 3. Meze pro emise harmonického proudu spotřebičů dle IEC 61000-3-2 se vstupním fázovým proudem $\leq 16 A$ [5].

Spotřebiče třídy C		Spotřebiče třídy D		
Řád harmonické	Maximální % proudu	Řád harmonické	Maximální poměr mA/W	Maximální proud [A]
2	2	3	3,4	2,30
3	$30 \cdot \cos \varphi$	5	1,9	1,14
5	10	7	1,0	0,77
7	7	9	0,5	0,40
9	5	11	0,35	0,33
11÷39	3	13	$3,85/h$	$0,15 \cdot (15/h)$

Zařízení regulátoru bylo klasifikováno jako spotřebič třídy A, a budou na něj tedy aplikované příslušné meze.

1.3.4 Meziharmonické až do 50. harmonické

Oblast meziharmonických napětí se stále vyvíjí a je předmětem aktuálního výzkumu a diskuse o způsobu a kvantifikaci přípustných úrovní. V současné době jsou přípustné meze stanoveny jen blízko základnímu kmitočtu 50 Hz. Přímým důsledkem působení meziharmonických napětí je amplitudová modulace napájecího napětí. Působení meziharmonických se projevuje především na svítidlech, které vykazují tzv. záznějový efekt, jehož přímým důsledkem je vzniklý flickr. Frekvence tohoto efektu je rozdílem mezi frekvencemi dvou časově shodných napětí, tj. mezi meziharmonickou a základní frekvencí. Meze pro tento efekt je založena na flickru a jeho působení na 230 V žárovce. Meze je graficky vyjádřena v [5].

1.3.5 Nesymetrie napětí

Meze pro nesymetrie napětí je uvažována v časovém horizontu trvání 10 minut a déle. Nesymetrie napětí způsobená jednofázovým odběrem připojeným na sdružené napětí je prakticky rovna poměru příkonu odběru a trojfázového zkratového výkonu sítě.

Kompatibilní úroveň pro nesymetrii je zpětná složka o velikosti 2 % sousledné složky. V některých oblastech, zejména kde se připojují velké jednofázové zátěže, se mohou vyskytnout hodnoty až do 3 % [5].

1.3.6 Přechodová přepětí

Kompatibilní úroveň pro tento jev není vzhledem k rozdílům týkajícím se amplitudy a energetickému obsahu mezi přepětími různých původů (například rázové impulzy způsobené bleskem a spínáním) pevně specifikována. K těmto jevům je vedena diskuse [5].

1.3.7 Dočasná odchylka síťového kmitočtu

Kompatibilní úroveň pro dočasnou odchylku kmitočtu od jmenovité hodnoty 50 Hz je ± 1 Hz. V praxi značně záleží na velikosti agregátů systému veřejné napájecí sítě a tato odchylka dosahuje mnohem nižších hodnot [5].

1.3.8 Stejnoseměrné složky

Mezní velikost stejnosměrné složky není specifikována a tato složka v praxi nenabývá významné úrovně.

1.3.9 Signály v síti

Informace ve formě signálů jsou ve veřejné distribuční síti šířeny výhradně za účelem jejího aktivního řízení a neslouží potřebám třetích osob. Lze je rozdělit na čtyři základní typy.

Systémy hromadného dálkového ovládání HDO (110 Hz až 3 000 Hz)

Tyto signály jsou vysílány jako sekvence impulzů v rozsahu trvání 0,1 s až 7 s. Tyto pulzy jsou vysílány v sekvencích v rozsahu 6 s až 180 s. V poslední době jsou instalovány systémy pracující s nosnou frekvencí v rozsahu 110 Hz až 500 Hz. Přenos probíhá pomocí injektování parazitní sinusové vlny o hodnotě 2 % až 5 % jmenovitého síťového napětí [5]. Tímto je záměrně způsobeno meziharmonické napětí a zkreslení sinusového průběhu napětí v síti. Hodnota tohoto zkreslení by neměla překročit meze pro liché harmonické. Emise elektromagnetických interferencí na těchto frekvencích může způsobit nefunkčnost systému HDO.

Středofrekvenční nosné systémy energetických vedení (3 kHz až 20 kHz)

Specifikace těchto systému je aktuálně v přípravě, je ovšem nutné tyto frekvence zahrnout do požadavků na EMS a EMI.

Vysokofrekvenční nosné systémy energetických vedení (20 kHz až 148,5 kHz)

Specifikace těchto systémů je aktuální v přípravě, je ovšem nutné tyto frekvence zahrnout do požadavků na EMS a EMI.

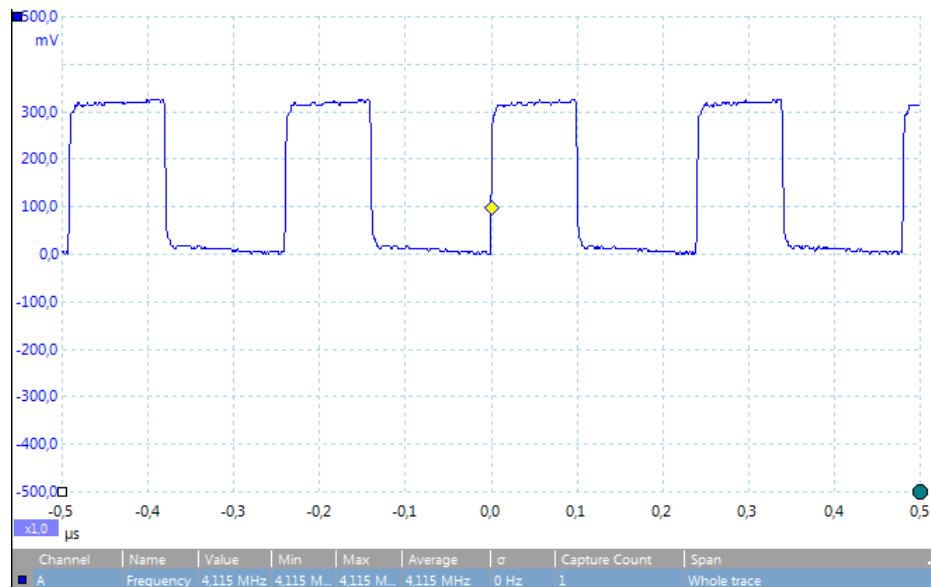
1.4 Možné způsoby řízení

Tato kapitola se zabývá možnými způsoby řízení výkonového prvku.

1.4.1 Pulzně šířková modulace PWM

Pulzně šířková modulace slouží k přenosu signálu diskretním způsobem, tedy pomocí dvou hodnot. Přenášená informace je zakódována ve formě střídavy, neboli Duty Cycle. Tento údaj je uváděn v procentech a dosahuje hodnot 0 % – 100 %. Z hlediska přesnosti regulace a jednoduchosti je tento způsob nejvhodnější pro uvažovaný regulátor. Bohužel lze očekávat komplikace s EMC vzhledem k periodickému spínání velkých proudů.

$$DCL = \frac{\tau}{T} \cdot 100 \% \quad (3)$$



Obr. 2. PWM signál o frekvenci 4,15 MHz pro DCL 50 % generován pomocí minipočítače Raspberry Pi a knihovny wiringPi [10].

Dle testování výkonnosti zvažovaného řídicího minipočítače Raspberry [10] vyplývá, že maximální frekvence PWM o několik řádů převyšuje frekvenci potřebnou pro účely regulátoru.

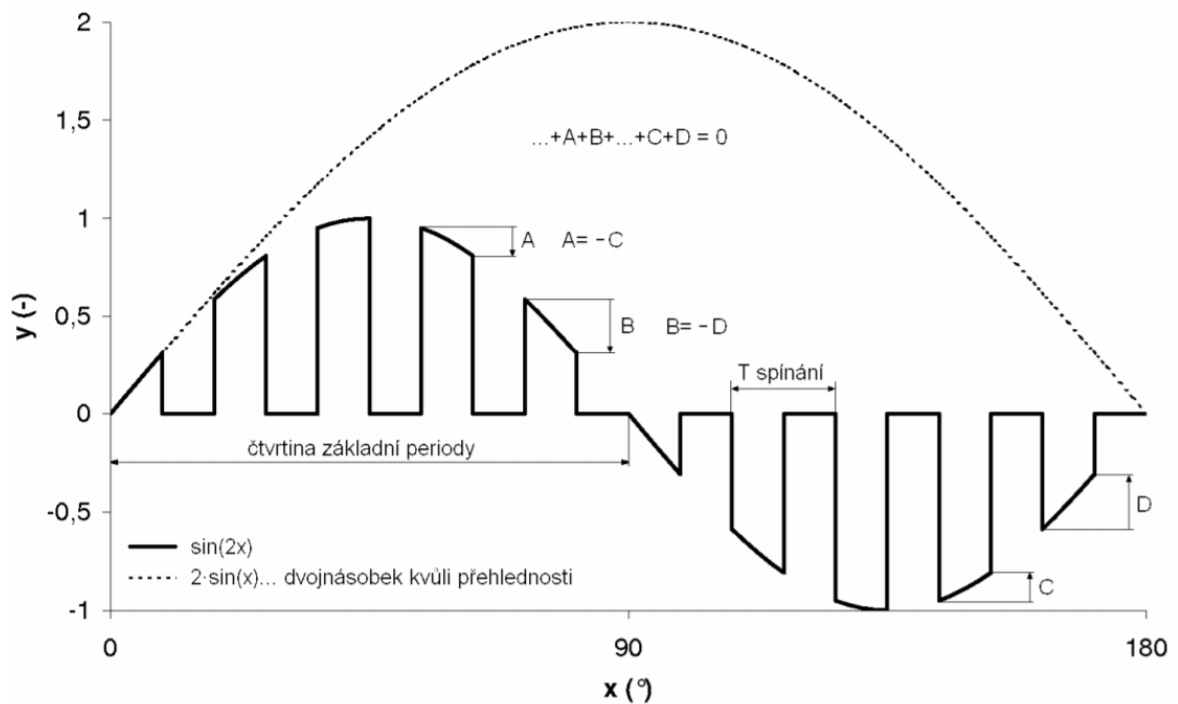
Pro výpočet závislosti střídavého a efektivního napětí pro síťovou frekvenci použijeme následující vztah [11]:

$$\begin{aligned}
 U_{2rms} &= \sqrt{\frac{2}{T_1} \cdot \int_0^{\frac{r}{2}} u_1(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T_1} \cdot \sum_{i=0}^n \int_{i \cdot T_2}^{(i+S) \cdot T_2} U_{1m}^2 \cdot \sin^2(\omega t) dt} \\
 &= U_{1rms} \cdot \sqrt{\frac{4}{T_1} \cdot \sum_{i=0}^n \int_{i \cdot T_2}^{(i+S) \cdot T_2} \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} dt} \\
 &= U_{1rms} \cdot \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \sum_{i=2}^n \left[t - \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega} \right]_{i \cdot T_2}^{(i+S) \cdot T_2}} \\
 &= U_{1rms} \\
 &\cdot \sqrt{\sum_{i=0}^n \left(\frac{T_2 \cdot S \cdot 2}{T_1} - \frac{\sin(2 \cdot (i+S) \cdot T_2 \cdot \omega) - \sin(2 \cdot i \cdot T_2 \cdot \omega)}{2 \cdot \pi} \right)}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Při dosazení celistvých násobků čtvrtiny síťové frekvence 50 Hz dojde k eliminaci druhého zlomku, protože jeho suma bude 0. Dostaneme tedy následující vztah a výsledná charakteristika se přiblíží lineární závislosti.

$$U_{2rms} = U_{1rms} \cdot \sqrt{\sum_{i=0}^n \frac{T_2 \cdot S \cdot 2}{T_1}} = U_{1rms} \cdot \sqrt{n \cdot \frac{T_2}{T_1} \cdot S \cdot 2} = U_{1rms} \cdot \sqrt{S} \tag{5}$$

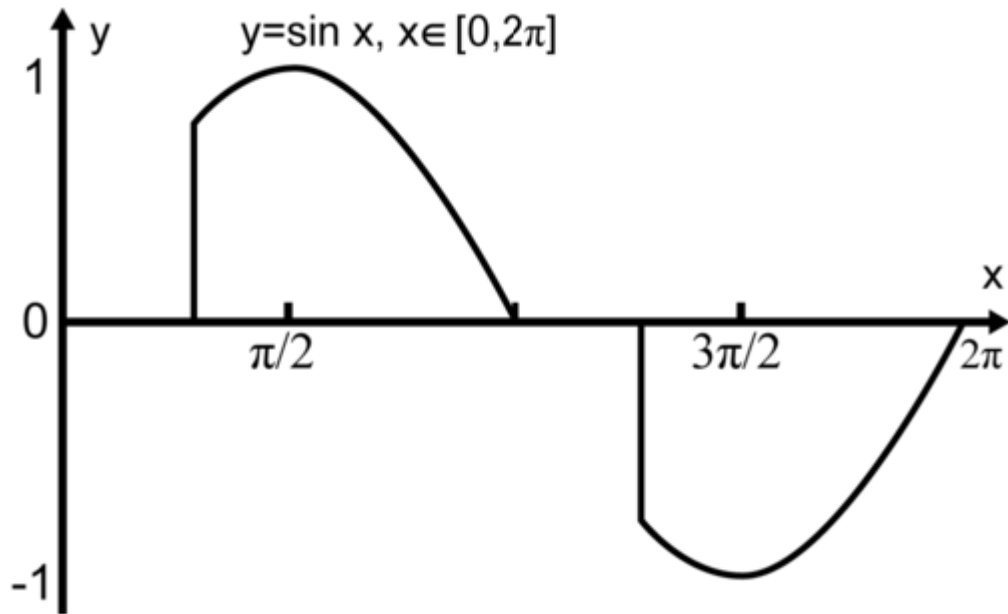
Vzhledem k nutnosti potlačení emise akustického rušení je výhodné použít frekvenci nad mezí slyšitelnosti splňující výše zmíněná kritéria. Tomu odpovídá $f = 20$ kHz.



Obr. 3. Vizualizace spínání splňující podmínku pro spínací frekvenci rovnou násobku čtvrtiny periody [10].

1.4.2 Fázové řízení

Fázové řízení je velmi rozšířený způsob regulace výkonu a na trhu je také nabízeno velké množství produktů pracujících na tomto principu. Jako výkonový prvek se velmi často používá triak, který je sepnut pomocí časové konstanty nastavené pomocí potenciometru. K sepnutí výkonového prvku nedochází v nule, a vznikají tedy ostré hrany, u nichž se dá předpokládat, že budou zdrojem rušení. Bude-li použit jako výkonový prvek IGBT tranzistor, je nutné detekovat průchody nulou pomocí pomocného obvodu a software, protože IGBT není možné přirozeně rozepínat při průchodu do druhé půl vlny. Problém by také mohl nastat při spínání zátěží kapacitního nebo induktivního charakteru, kde by docházelo k posunu účinníku $\cos \varphi$ mimo hodnotu 1, a bylo by tedy nutné detekovat také časový průběh proudu.



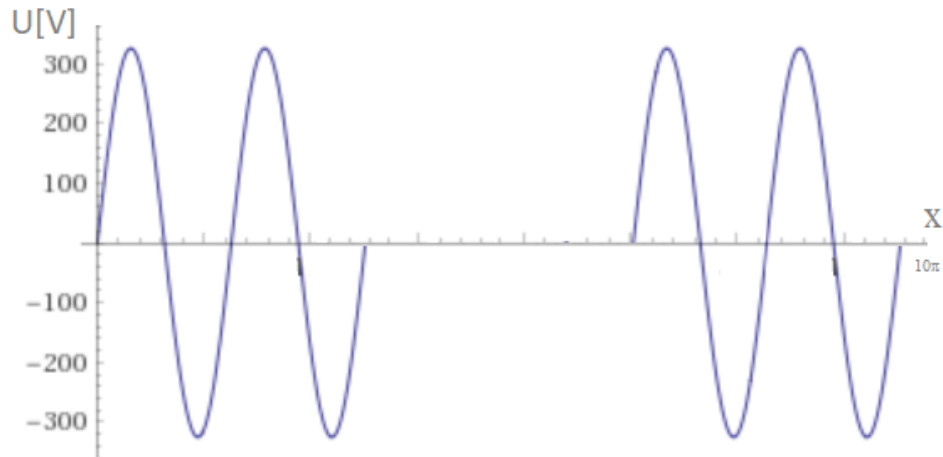
Obr. 4. Ukázka průběhu napětí při fázovém řízení [12].

1.4.3 Řízení pomocí celých period

Jedná se o způsob řízení realizovaný spínáním celých násobků period sinusového napětí. Tento způsob řízení je vhodný pouze pro odporové zátěže dosahující velkých tepelných setrvačností. Základní předpoklad pro realizaci tohoto způsobu řízení je obvod detekující průchod napětí nulou a následné spínání a rozepínání při nulovém napětí. Při dodržení těchto podmínek lze předpokládat, že nebude docházet k výskytu harmonických. Nevýhodu lze spatřit v předpokladu, že bude docházet k tvorbě flickr efektu. Tento efekt lze potlačit pomocí dostatečně dlouhého intervalu, na němž se bude realizovat jeden cyklus regulace výkonu.

Z hlediska nevýhod lze také předpokládat, že tento typ regulace bude problematický při měření na čtyřkvadrantním elektroměru na předávacím místě a jeho chování bude v budoucnosti nutné podrobit dalšímu zkoumání. Velmi pravděpodobně bude totiž elektroměr přepínat mezi režimem dodávky a odběru.

Také pro regulaci při nižších výkonech bude nutné použít velmi dlouhé regulační intervaly v řádu desítek period.



Obr. 5. Ukázka průběhu napětí při řízení pomocí celých period pro $S=50\%$.

1.5 Harmonická analýza

Z bodu 1.3 lze odvodit, že nejkompilovanější z hlediska EMC bude výskyt harmonických napětí a proudů. Toto zkreslení se týká napětí i proudu, a proto je použit pojem veličina. Jedná se o zkreslení ideálního sinusového tvaru průběhu veličiny, které je ekvivalentní k superponování harmonických průběhů na určenou veličinu. Analýza bude provedena aproximací Fourierovy řady.

1.5.1 Analýza Fourierovou řadou

Pomocí aproximace Fourierovou řadou lze jakýkoliv nesinusový průběh rozložit na základní funkci f_f a do řady sinusových a cosinusových funkcí a na stejnosměrnou složku.

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=0}^{\infty} (a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t)) \quad (6)$$

Výpočet koeficientů pro frekvenci spínání 20 kHz PWM

Koeficienty a_k a b_k nutné k aproximaci lze získat pomocí následujících vztahů [8]:

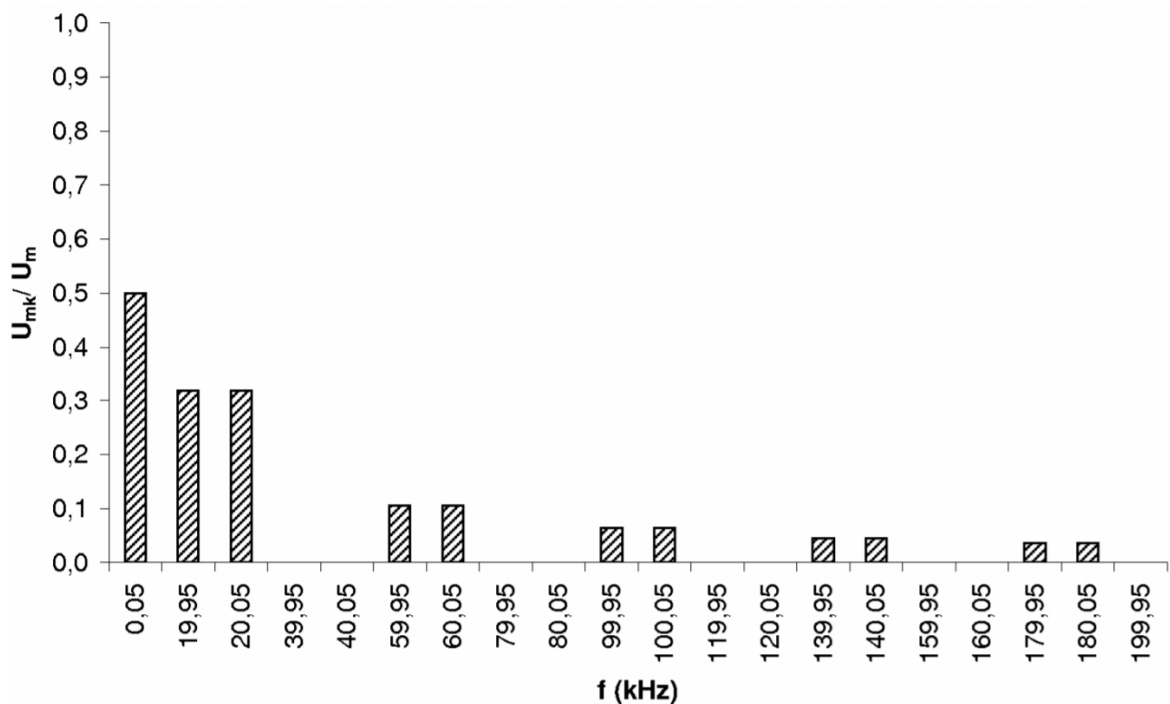
$$a_k = \frac{2}{T} + \int_0^T u(t) \cdot \cos(k\omega t) dt = \frac{2}{T} \cdot \sum_{i=0}^{399} \left(\int_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) dt \right) \quad (7)$$

$$b_k = \frac{2}{T} + \int_0^T u(t) \cdot \sin(k\omega t) dt = \frac{2}{T} \cdot \sum_{i=0}^{399} \left(\int_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) dt \right) \quad (8)$$

Podrobný postup výpočtu koeficientů je uveden v práci [9], z níž také vyplývá, že nejmenšího počtu a nejvyšších amplitud dosahují harmonické pro střihu 50 %. K výpočtu tedy bude použita tato hodnota.

$$a_k = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \sum_{i=0}^{399} \left(\left[\frac{-\cos((k+1)\omega t)}{(k+1)} \right]_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} + \left[\frac{\cos((k-1)\omega t)}{(k-1)} \right]_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} \right) \quad (9)$$

$$b_k = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \sum_{i=0}^{399} \left(\left[\frac{\sin((k-1)\omega t)}{(k-1)} \right]_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} - \left[\frac{\sin((k+1)\omega t)}{(k+1)} \right]_{i \cdot T_1}^{i \cdot T_1 + S \cdot T_1} \right) \quad (10)$$



Obr. 6. Predikované amplitudy harmonických pro PWM při $f_2 = 20$ kHz a $S = 50$ % [8].

Výpočet koeficientů pro fázové řízení

Tento výpočet je velmi podobný výpočtu pro variantu PWM a je podrobně rozebrán v práci [9]. Opět bude použita střída o hodnotě 50 %.

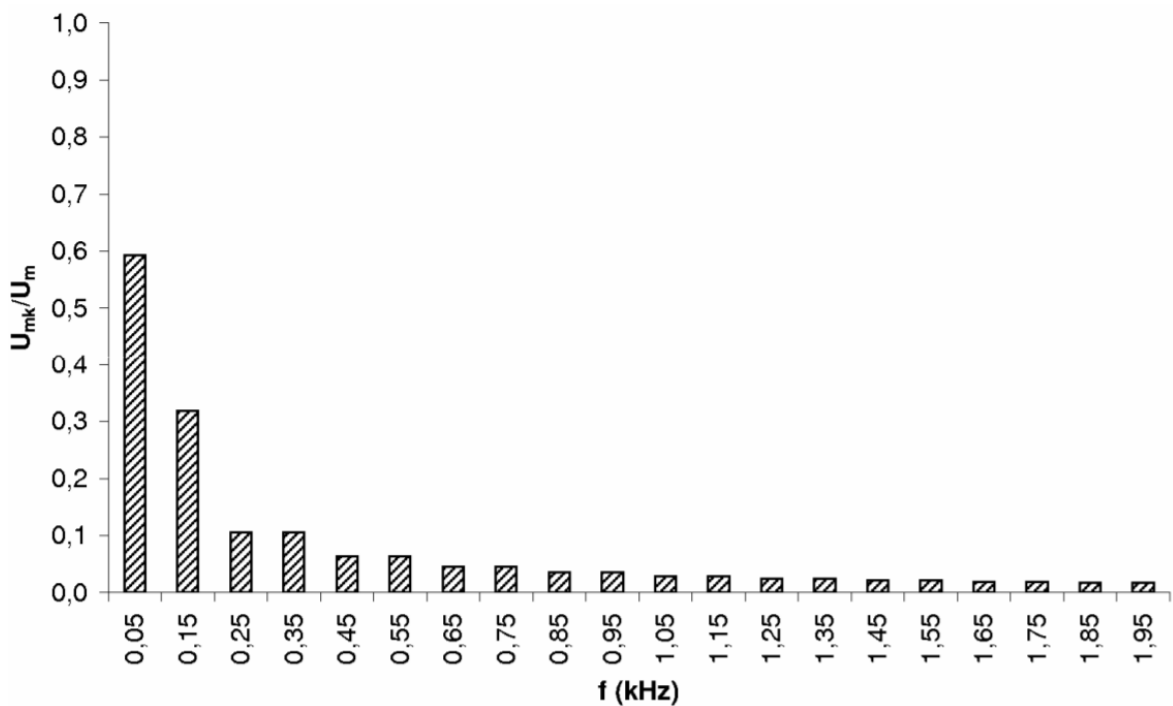
$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{2}{T} + \int_0^T u(t) \cdot \cos(k\omega t) dt = \\
 &= \frac{2 \cdot U_m}{T} \\
 &\cdot \left(\int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega t) \cdot \cos(k\omega t) d\omega t \right)
 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{2}{T} + \int_0^T u(t) \cdot \sin(k\omega t) dt = \\
 &= \frac{2 \cdot U_m}{T} \\
 &\cdot \left(\int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \sin(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d\omega t \right)
 \end{aligned} \tag{12}$$

Řešení integrálů dle [8]:

$$a_k = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \left(\frac{1 + (-1)^{k-1}}{k+1} \cdot (\cos((k+1) \cdot \alpha) - 1) + \frac{1 + (-1)^{k-1}}{k-1} \cdot (1 - \cos((k-1) \cdot \alpha)) \right) \quad (13)$$

$$b_k = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \left(\frac{1 + (-1)^{k-1}}{k+1} \cdot \sin((k+1) \cdot \alpha) - \left(\frac{1 + (-1)^{k-1}}{k-1} \right) \cdot \sin((k-1) \cdot \alpha) \right) \quad (14)$$



Obr. 7. Predikované amplitudy harmonických pro fázové řízení $S = 50\%$ [8].

II. PRAKTICKÁ ČÁST

2 VÝBĚR NEJVHODNĚJŠÍHO ŘEŠENÍ

Z výsledků harmonické analýzy je patrné, že splnění požadavků EMC v oblasti harmonických proudů není pro PWM ani fázové řízení možné bez pokročilých filtračních a kompenzačních metod. Důvodem je fundamentální princip takového zařízení, kdy dochází k velkým proudovým změnám a tyto změny generují harmonické proudy. Při výběru nejvhodnějšího řešení bylo přihlédnuto k tomuto aspektu.

Jako nejvhodnější bylo vybráno řešení zahrnující minipočítač a výkonový prvek IGBT.

Pokud se podaří zkonstruovat toto zapojení, bude k dispozici univerzální regulátor disponující schopností pracovat ve všech režimech PWM, fázového řízení, řízení pomocí celých period a také různých hybridních kombinacích těchto režimů.

IGBT bude řízen pomocí mikropočítače dosahujícího značných spínacích frekvencí na vstupně výstupních pinech schopných generálních operací čtení, zápisu a hardwarové pulzně šířkové modulace o frekvenci až do řádu MHz [6].

2.1 Řídicí minipočítač a programové vybavení

Jako řídicí minipočítač byl pro účely prototypování zvolen Raspberry Pi 3 Model B z důvodu vysoké flexibility a bohatého množství portů a rozhraní.

2.1.1 Raspberry Pi 3 Model B

Mikropočítač navržený na architektuře ARM nadací Raspberry Pi Foundation. Využívá 64bitový procesor ARM Cortex-A53, taktovaný na frekvenci 2 Ghz.

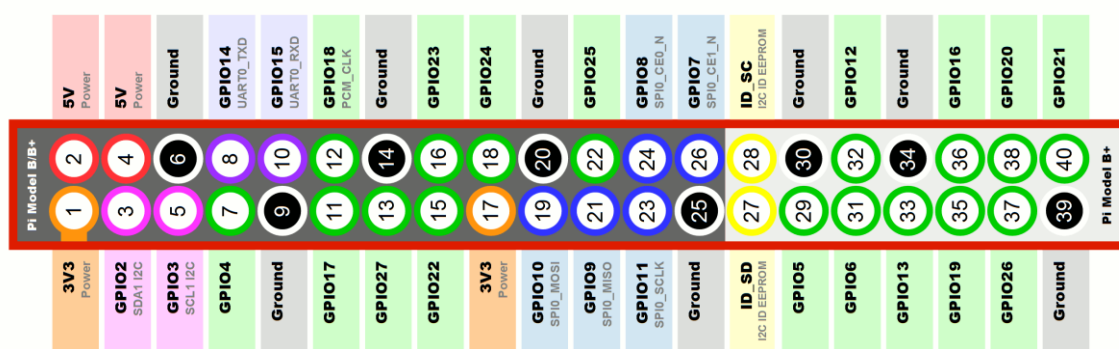
Tento minipočítač v sériovém provedení disponuje 11bgn Wi-Fi modulem, 10/100 BaseT Ethernet rozhraním, Bluetooth modulem, 4 USB porty a 40 GPIO piny.

Jako úložiště slouží SD karta, což ovšem limituje počet zápisů a je tedy nutné předcházet častému zapisování na SD kartu.

Na desce minipočítače se také nachází 40 univerzálních GPIO (General-purpose input/output) pinů.



Obr. 8. Kompletní minipočítač Raspberry 3 Model B [13].



Obr. 9. Pinování GPIO u Raspberry 3 model B [13].

Operační systém Raspbian

Jako operační systém byl zvolen Raspbian z rodiny Debian GNU/Linux. Tento operační systém je oficiální distribuce dodávaná k minipočítačům Raspberry přímo jejich výrobcem. Jedná se o distribuci vysoce optimalizovanou pro architekturu ARM. Tento operační systém bude použit bez grafického prostředí. Správa minipočítače bude probíhat výhradně pomocí SSH (Secure Shell) přes Wi-Fi, nebo Ethernet.

Operační systém je dodáván s licencí GNU GPL (všeobecná veřejná licence GNU).

NodeJS

Jedná se o běhové prostředí vycházející z Google Chrome V8 JavaScript engine. Toto prostředí je prověřeno mnoha produkčními aplikacemi. Disponuje rozsáhlým balíčkovacím ekosystémem npm, který výrazně usnadňuje programování a zvyšuje efektivitu. Díky

použití NodeJS bude možné implementovat aplikační rozhraní umožňující plně automatizovanou a inteligentní komunikaci s dalšími zařízeními v rámci IoT (Internet of Things) a Průmyslu 4.0.



Obr. 10. Oficiální logo prostředí NodeJS [14].

Skriptovací jazyk ECMAScript 8

Jedná se o novou specifikaci skriptovacího jazyka JavaScript normovaného neziskovou organizací ECMA International, a to podle specifikace ISO/IEC 16262:2011, která zatím není plně implementována ve všech prohlížečích. Vzhledem k faktu, že je použito běhové prostředí NodeJS a skript poběží na lokálně přímo na řídicím minipočítači je možné tento jazyk použít.

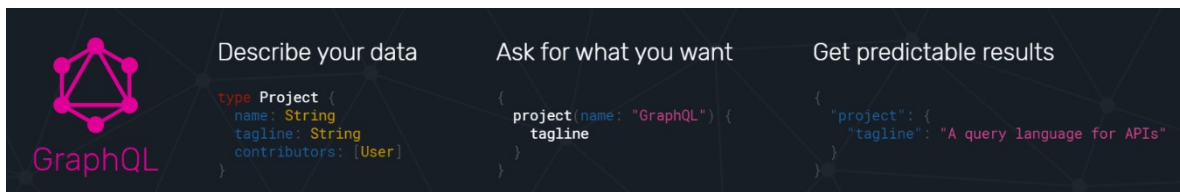
Tato specifikace umožňuje použít pokročilé metody skriptování, například funkce `await/async` pracující s asynchronními operacemi. Tyto funkce generují tzv. přísliby neboli `promise`, a je tedy možné pomocí nich volat funkce, u nichž se předpokládá, že jejich vykonání nebude synchronní s během programu a bude nutné vyčkat na návrat výsledné hodnoty. Tato vlastnost se velmi hodí především do oblasti IoT a Průmyslu 4.0, kde spolu zařízení komunikují pomocí sítě, což se dá charakterizovat jako ukázka asynchronní operace, protože odpověď na požadavek může trvat různě dlouhou dobu v závislosti na síťové infrastruktuře a rychlosti cílového zařízení. Skript tedy v okamžiku zavolání asynchronní funkce dostane příslib budoucí odpovědi a může se věnovat dalším operacím.

GraphQL

GraphQL je nový dotazovací jazyk určený k náhradě aktuálně rozšířených REST (Representational State Transfer) aplikačních rozhraní. Tento jazyk je aktivně vyvíjen pod vedením společnosti Facebook Inc. a iniciativa jeho vzniku vyvstala z potřeby této společnosti výrazně urychlit komunikaci miliard klientů projektu Facebook s jejich

servery. Jedná se tedy o velmi robustní a produkčně otestované řešení. Tento jazyk je licencován pomocí licence BSD-3-Clause, tedy s otevřeným zdrojovým kódem.

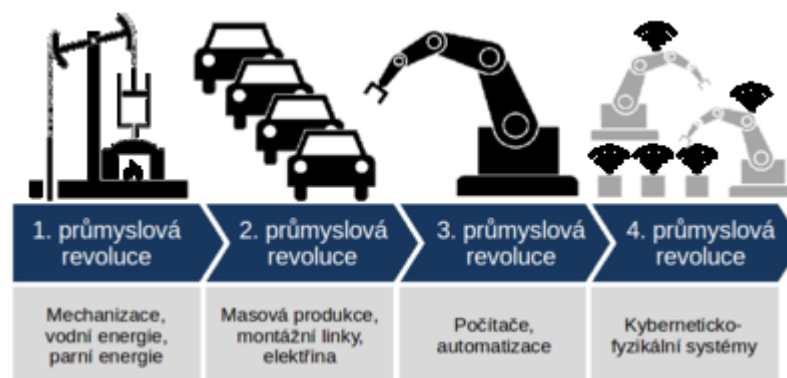
U tohoto jazyka je zcela eliminován výskyt takzvaných konečných bodů (endpoints) a je zamezeno nadužívání kapacity rozhraní takzvaného Over-Fetchingu. GraphQL používá k interpretaci dat formát JSON (JavaScript Object Notation), což přímo koresponduje s použitím ECMAScript 8. Funkce GraphQL je vysvětlena na následujícím obrázku, kde je graficky znázorněn celý proces komunikace klienta se serverem.



Obr. 11. Ukázka komunikace pomocí API GraphQL [16].

Průmysl 4.0

Jako Průmysl 4.0 je charakterizován příchod další průmyslové revoluce. V mnoha ohledech je význam tohoto slova nadhodnocován. Z hlediska uvažovaného regulátoru se jedná o velmi užitečnou a důležitou vlastnost, protože pomocí zavedení myšlenky Průmyslu 4.0 lze regulátor připravit na komunikaci s rozličným množstvím řídicích systémů pomocí implementace dokumentovaného aplikačního rozhraní API (Application Programming Interface). Toto je základní předpoklad správné funkce regulátoru – možnost řízení nadřazeným systémem.



Obr. 12. Myšlenka Průmyslu 4.0 [15].

3 VÝKONOVÁ A ŘÍDICÍ ČÁST

Jako klíčový prvek výkonové části byl zvolen IGBT tranzistor především pro jeho dobré charakteristiky při spínání velkých proudů, a také proto, že je řízen pouze elektrickým nábojem, a je tedy velmi efektivní.

Síťové střídavé napětí bude nejprve usměrněno pomocí jednofázového diodového usměrňovacího můstku.

Paralelně ke svorkám usměrněného napětí na můstku bude připojena užitečná zátěž v sérii s IGBT tranzistorem.

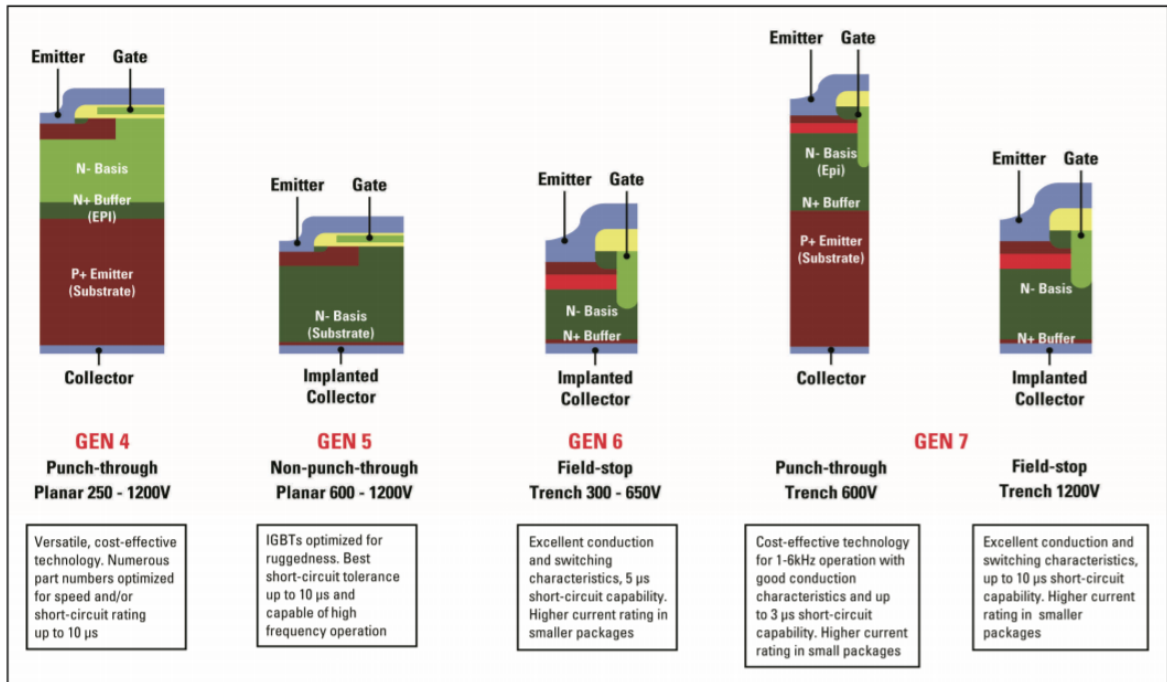
Paralelně ke svorkám usměrněného napětí na můstku bude také připojen obvod určený ke stabilizaci řídicího napětí sloužícího k ovládní IGBT. Zde je důležité vytvořit stabilizované napětí o velikosti <20 V, které bude přiváděno na bázi tranzistoru, a tímto napětím bude tranzistor spínán. Tato část musí být galvanicky oddělena od části malého napětí, pod kterou spadá mini počítač Raspberry Pi 3, aby bylo zajištěno, že nedojde k průniku síťového napětí 230 V do části minipočítače spadající do kategorie malého napětí.

3.1 IGBT IGP20N65F5

Tento IGBT tranzistor vyrábí společnost Infineon Technologies, která je lídrem na poli IGBT tranzistorů. Tranzistor je určen pro spínání proudů do velikosti 20 A, a je tedy dostatečně dimenzován pro splnění zadání – velikost proudu 10 A.

Tranzistor byl vybrán, protože dosahuje nejlepších parametrů ve své třídě z hlediska tvrdého spínání a rezonancí, což je klíčové především pro testování PWM. Tranzistor je určen pro aplikace v solárních měničích, záložních zdrojích UPS, svářečkách a frekvenčních měničích.

Tranzistor IGP20N65F5 disponuje technologií Highspeed 5 FAST IGBT in TRENCHSTOP™ 5. Jedná se o technologii nové generace tenkovrstvých IGBT zajišťující mále spínací a rozepínací ztráty pro frekvence přesahující 10 kHz. Tloušťka polovodičové vrstvy je redukována o více než 25 %.



Obr. 13. Porovnání fyzické struktury u různých generací IGBT Infineon [18].

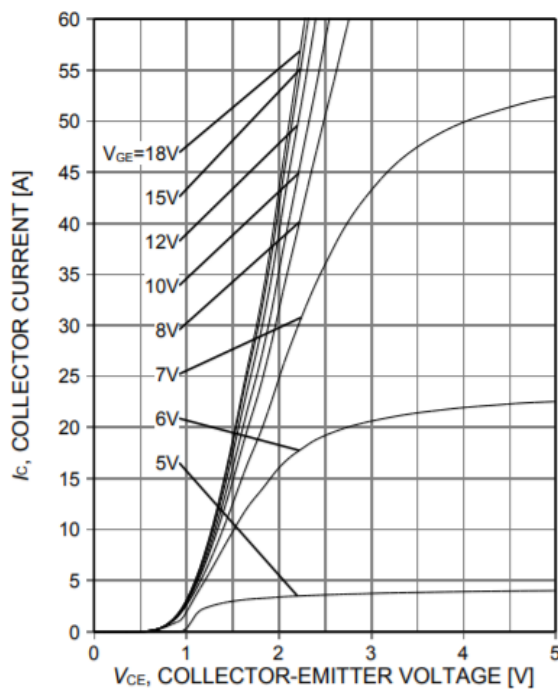


Figure 4. Typical output characteristic ($T_V=25^\circ\text{C}$)

Obr. 14. Výstupní charakteristiky IGP20N65F5 [25].

3.1.1 Řízení IGBT

Z hlediska řízení IGBT se jedná o velmi komplexní problematiku, kde je nutné zohlednit řadu vedlejších vlivů EMC, které se začnou projevovat se stoupající frekvencí spínání.

Základní princip funkce IGBT spočívá v oddělení elektrody hradla Gate tenkou vrstvou oxidu, která je velmi náchylná na překročení maximálního napětí U_{GE} [17]. Toto napětí se pohybuje na hranici 20 V, a pokud dojde k překročení, nastane zničení IGBT a nastane stav jeho trvalého sepnutí. Je tedy nutné zajistit, aby k tomuto překročení nedošlo za žádných okolností. Především je nutné zajistit co nejkratší cesty silových vodičů od IGBT k zátěži a také co nejkratší délku vodiče z řídicího obvodu k elektrodě hradla. Nejlépe je také zajistit, aby toto vedení bylo na sebe vzájemně kolmé. Cílem je minimalizovat indukované napětí na elektrodě, k čemuž dochází pomocí induktivní vazby mezi řídicími a silovými vodiči. Tím také předejdeme stavu, kdy by mohl být tranzistor kvůli indukovanému napětí přidržěn v pootevřeném stavu, což by vedlo k jeho destrukci.

Millerův jev

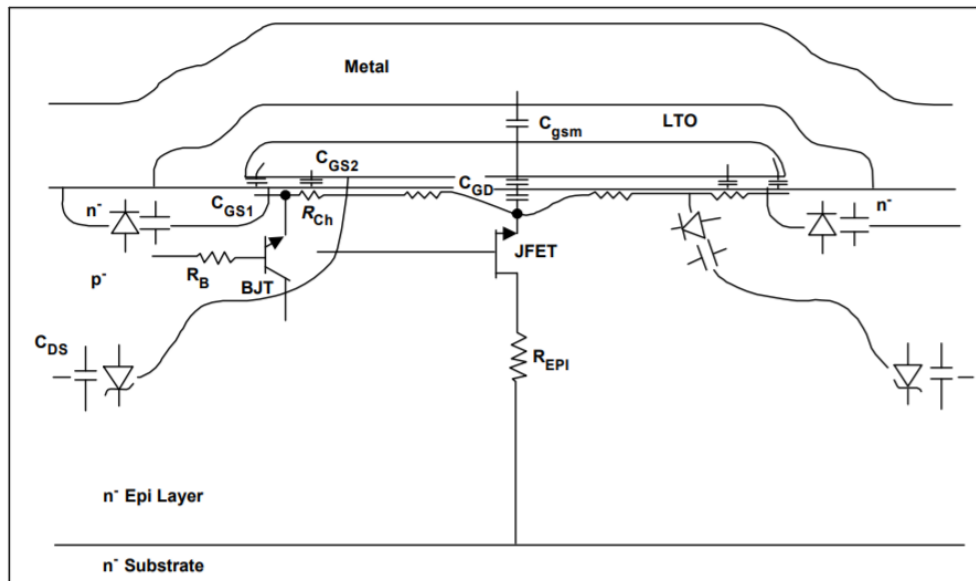
Jedná se o vlastnost tranzistorů projevující se v oblasti vyšších frekvencí. Výsledkem tohoto jevu je vznik parazitních kapacit mezi kolektorem, hradlem a emitorem. Tuto kapacitu je nutné nabít při každém sepnutí tranzistoru, a způsobuje tedy pomalý náběh napětí na hradle tranzistoru. Tyto jevy jsou pro tranzistor potenciálně destruktivní, a proto je nutné je patřičně ošetřit. Nejvhodnější je použití záporného rozepínacího napětí, toto napětí ovšem pro svoji složitost nebude použito.

Díky tomuto jevu vzniká také Millerův proud vyskytující se při rozepínání tranzistoru. Tento proud vzniká při vybíjení Millerovy kapacity z hradla do společného bodu s kolektorem.

Parazitní indukčnosti

Při spínání vyšších frekvencí je také nutné zohlednit parazitní indukčnosti vyskytující se na hradle tranzistoru. Pro potlačení těchto indukčností se používají U_{GE} o hodnotě vyšší než $U_{GE_{max}}$ s následnou stabilizací na požadované U_{GE} .

Kompletní náhradní schéma popisuje následující obrázek.



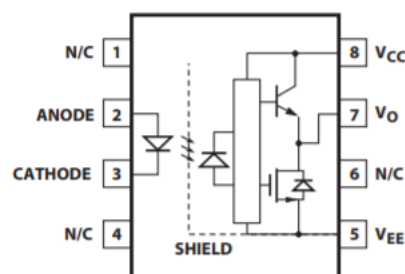
Obr. 15. Parazitické komponenty ve struktuře výkonového MOSFET tranzistoru [19].

Budič IGBT

Vzhledem ke komplexnosti problematiky byly vyvinuty speciální integrované obvody schopné budit IGBT při zohlednění všech jejich charakteristických vlastností.

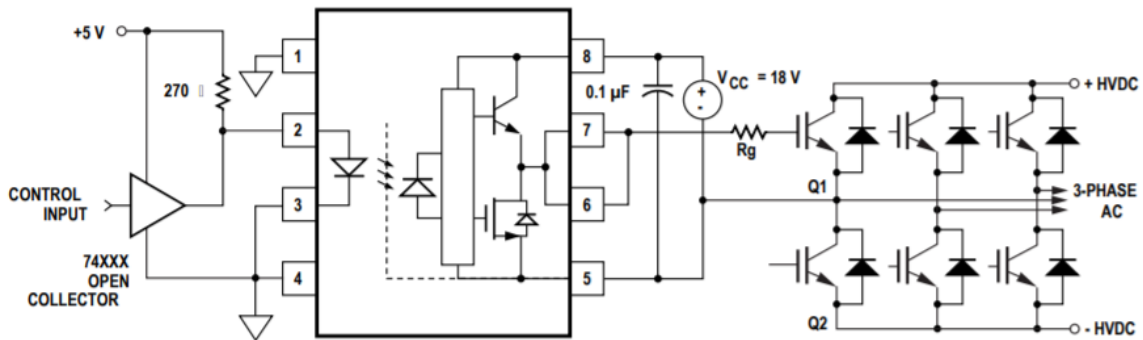
Pro tuto realizaci bude použit budič BROADCOM ACNW3130-000E v pouzdře DIP8. Pokročilejší budiče obsahují také sérii logických obvodů starajících se o správnou funkci buzení IGBT a jejich ochranu.

Jedná se o optočlen s integrovanou elektroluminiscenční diodou AlGaAs. Díky použití tohoto optočlenu je také splněna podmínka galvanického oddělení části obvodu pracující s malým napětím. Izolační napětí tohoto optočlenu je 5 kV.



Obr. 16. Diagram budiče ACNW3130 [20].

Z diagramu je patrné, že napětí je na elektrodu hradla přivedeno pomocí bipolárního tranzistoru a vybíjení pomocí unipolárního. To je velmi dobré řešení vzhledem k charakteristikám IGBT.



Obr. 17. Zapojení budiče IGBT bez použití záporného řídicího napětí [20].

Hodnotu R_g odvodíme pomocí následujícího vztahu.

$$R_g \geq \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{OL}}{I_{OLPEAK}} = \frac{18 - 0 - 2}{2.5} = 6.4\Omega \quad (15)$$

Propagační doba optočlenu při změně hodnot činí $1\mu s$ což odpovídá frekvenci 1MHz a je tedy zcela postačující pro účely uvažovaného regulátoru.

3.2 Transil dioda

Pokud dojde k rozeptnutí IGBT při velkém proudu, může se mezi kolektorem a emitorem krátkodobě vyskytnout napětí překračující maximální povolené $V_{CE} = 650V$. Při výskytu napětí překračujícího tuto hodnotu dojde k destrukci tranzistoru. K jeho ochraně je použita jednosměrná Transil dioda o napětí V_{BR} nižším než V_{CE} tranzistoru. Ta bude zároveň sloužit jako konvenční křemíková dioda připojená antiparalelně a umožní průchod proudů opačného směru. Transil dioda se v závěrném směru chová velmi podobně jako Zenerova dioda, a umožňuje tedy chránit před napěťovými špičkami.

4 NÁVRH A OSAZENÍ PROTOTYPU

V této části práce bude navržen a osazen prototyp za pomoci vývojového prostředí Fritzing.

4.1 Platforma Fritzing

Díky iniciativě Fritzing vznikly open-source nástroje pro návrh a prototypování elektronických zařízení. Iniciativa byla založena na univerzitě aplikovaných věd ve městě Postupimi v Německu. Tento software je poskytován zcela zdarma. Vývojové prostředí nabízí tři základní pohledy:

- pohled montážní deska,
- pohled PCB,
- pohled schéma.

Všechny pohledy jsou vzájemně provázány a je možné je editovat. Po odzkoušení zapojení je možné přímo v programu díky službě Fritzing Laboratoř objednat desku DPS (deska plošných spojů) včetně součástek. Tato deska je vyrobena v Německu a poté zaslána na adresu službou UPS. Cena služby je 0,70 €/cm² DPS, cena poštovného je 14,90 €.

4.1.1 Návrh zapojení v softwaru Fritzing

V obvodu je nutné realizovat dvě základní funkce.

Obvod stabilizátoru napětí a budiče IGBT

Tato část je tvořena rezistory R_2 , R_3 , R_4 , kondenzátory C_1 , C_2 , C_3 , Zenerovou diodou D_3 a budičem IGBT ACNW3130.

Cílové řídicí napětí U_{GE} je zvoleno 15 V a je stabilizováno pomocí Zenerovy diody D_3 .

Velikost proudu nutného pro buzení IGBT získáme pomocí následujících vztahů [21].

$$P_{gate\ drive} = Q_{Gate} \cdot (V_{Gate(on)} - V_{Gate(off)}) \cdot f_{switching} \quad (16)$$

$$I_{gate} = I_{GE} + I_{GC} = Q_{Gate} \cdot f_{switching} \quad (17)$$

Pro frekvenci spínání $f_{switching} = 20$ kHz a parametry tranzistoru IGP20N65F5 je odvozen proud $P_{gate\ drive} = 1$ mA. Aby byla zajištěna stabilita, bude odporový dělič naddimenzován

na desetinásobek velikosti proudu nutného k buzení tranzistoru. Z Ohmova zákona tedy vypočítáme velikost R_3 a R_2 .

$$R_{2+3} = \frac{U_{rms}}{I_{gate\ max}} = \frac{230}{1 \cdot 10^{-2}} = 23\ k\Omega \quad (18)$$

Pro tuto velikost proudu tedy musí být dimenzován obvod stabilizátoru napětí.

Zenerova dioda D_3

Jedná se o speciální typ diody mající za úkol stabilizovat napětí na hodnotu, která je stanovena při výrobě. Diody se tedy vyrábí pro různá Zenerova napětí. Tato dioda slouží k vytvoření a stabilizaci napětí vhodného k řízení IGBT. Pro model IGP20N65F5 dle datasheetu se jeví jako ideální řídicí napětí o hodnotě 10 V. Jedná se o kompromis mezi úrovní saturace vodivého kanálu tranzistoru a kapacitou nutnou pro dosažení této saturace. Pro různá napětí U_{GE} platí různé výstupní charakteristiky pro I_c .

K dosažení napětí 15 V byla vybrána Zenerova dioda se Zenerovým napětím 15 V. Zenerova dioda se do obvodu připojuje v závěrném směru, protože její pracovní oblast je v závěrném napětí. Pokud dojde k záměně směru za otevřený, Zenerova dioda se chová jako standardní křemíková usměrňovací dioda s úbytkem napětí 0,7 V.

Kondenzátor C_1

Tento kondenzátor slouží k vyhlazení napětí vstupujícího do stabilizační části obvodu tvořené z R_2 , C_2 , C_3 a D_3 . Jeho kapacita činí 330 nF.

Usměrňovací dioda D_1

Tato dioda slouží k ochraně řídicí části obvodu a brání průniku záporného napětí. Byla zvolena standardní křemíková dioda v pouzdře THT.

Kondenzátor C_2

Tento kondenzátor je připojen paralelně k Zenerově diodě D_3 a má za úkol udržovat napětí a zabraňovat jeho poklesu při nabíjení hradla tranzistoru IGBT. Jeho kapacita byla zvolena 3,3 μ F, což je kapacita naprosto dostačující. Bude použit elektrolytický kondenzátor.

Kondenzátor C_3

Tento kondenzátor je předepsaný výrobcem IGBT driveru a slouží jako bypass. Jeho kapacita je stanovena na $0,1 \mu\text{F}$.

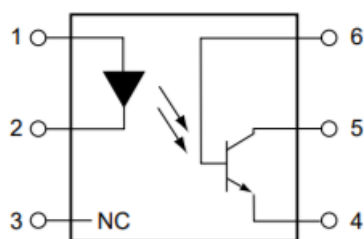
Rezistor R_4

Hodnota rezistoru R_4 byla odvozena v 3.1.1. a činí $6,4 \Omega$.

Optočlen 4N35

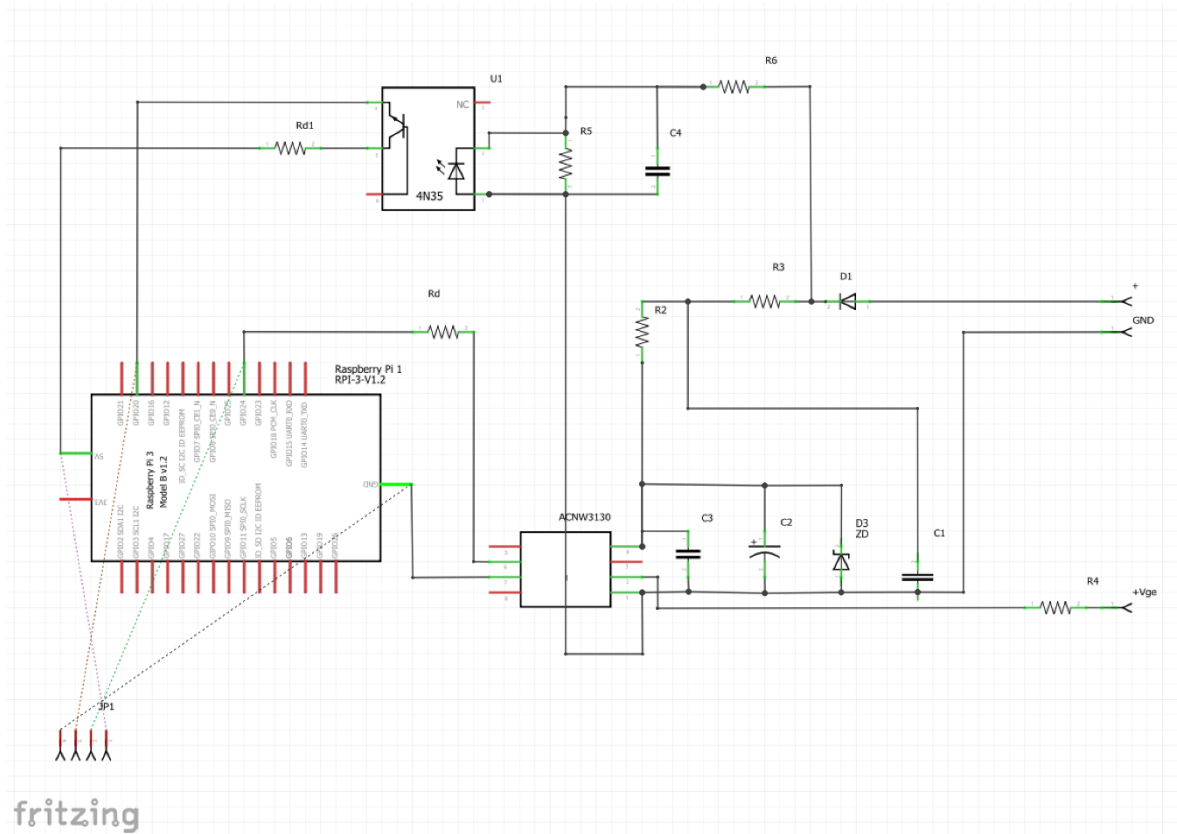
Úkolem optočlenu je galvanicky oddělit sekci malého napětí od sekce nízkého napětí. Pokud by totiž došlo k poruše a průniku síťového napětí 230 V AC do obvodu malého DC napětí, mohlo by dojít k velmi nebezpečným situacím a nevratného poškození mini počítače, případně újmě na zdraví obsluhy zařízení.

Byl vybrán optočlen 4N35 s fototranzistorem, jedná se o standardní sériově vyráběný optočlen. Tento optočlen spolu s rezistory R_5 a R_6 slouží k detekci průchodu nulou. Kondenzátor C_4 slouží k filtraci náhlých změn napětí.

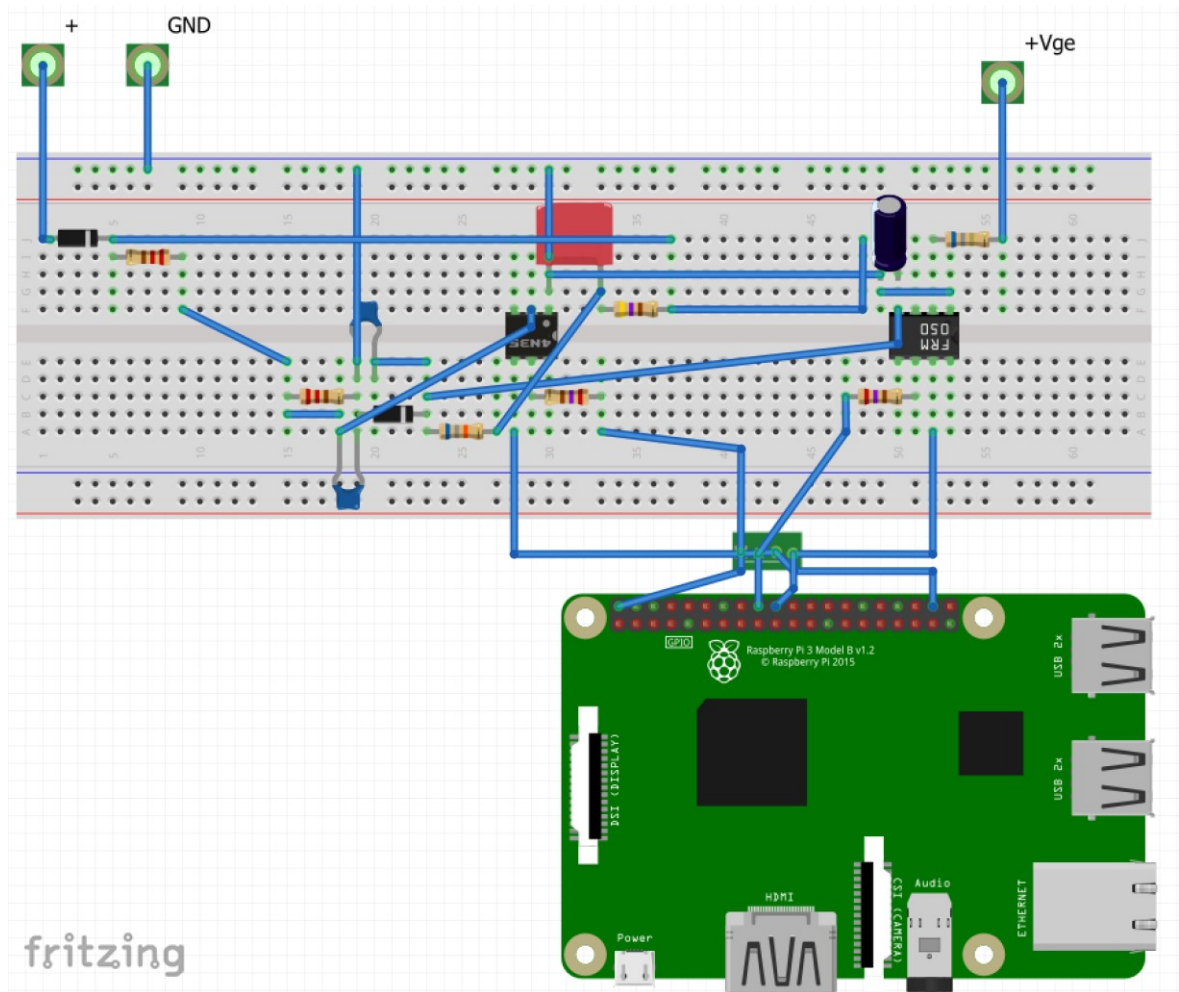


PIN 1. ANODE
2. CATHODE
3. NO CONNECTION
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

*Obr. 18. Blokový diagram
4N35 [26].*



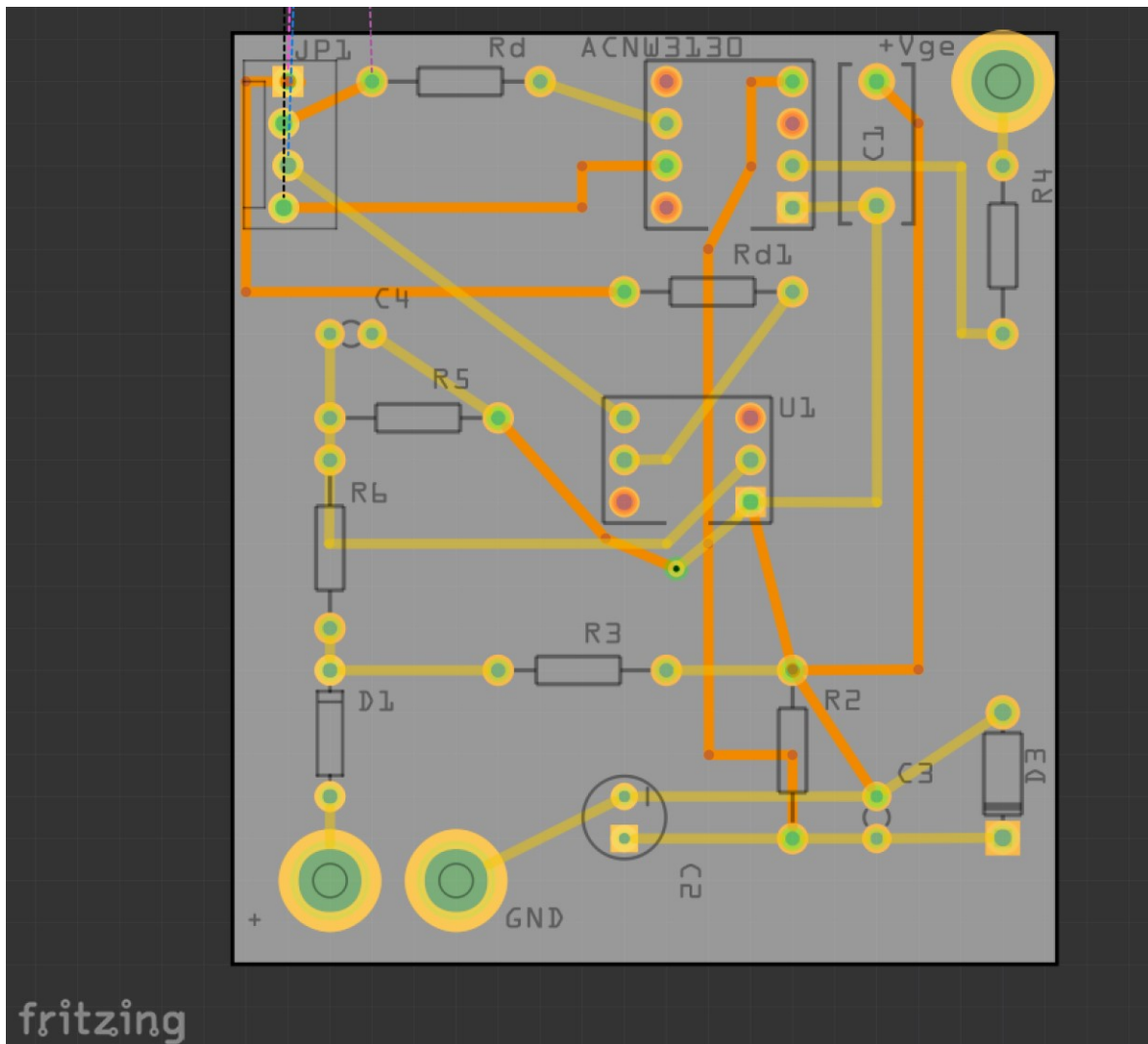
Obr. 19. Schéma zapojení.



Obr. 20. Montážní deska vývojového prostředí Fritzing.

4.1.2 Deska plošného spoje

Pomocí vývojového prostředí Fritzing a automatického routování spojů byla vytvořena následující deska plošného spoje. Pro účely prototypu byla možnost montážní desky vyhodnocena jako výrazně efektivnější variant, a zapojení tedy bude realizováno na montážní desce namísto desky plošného spoje.



Obr. 21. Deska plošného spoje.

4.2 Realizace

Pro účely měření bude plně dostačující realizace regulace jedné fáze. V případě potřeby regulace 3×10 A je možné vyrobit a osadit 3 ks DPS. Řídicí minipočítač a řídicí software jsou na tyto varianty vybaveny a stačí zapojit DPS dle konfigurace GPIO v programu. IGBT tranzistor bude opatřen ochrannou diodou transil a bude sériově připojen k zátěži do části obvodu za usměrňovací můstek.

5 ŘÍDICÍ APLIKACE

Za účelem řízení IGBT a komunikace s nadřazeným systémem byly napsány řídicí aplikace v jazyce ECMAScript 8 s použitím knihovny napsané v jazyce C++ sloužící k ovládání GPIO.

Vzhledem ke komplexnosti a potřebě řídit 3 a více zařízení / fází bylo zvoleno objektově orientované paradigma. Díky jeho použití místo klasického procedurálního bude možné v budoucnu aplikaci velmi jednoduše upravovat a přidávat další funkcionality, například pro řízení EMC filtru. Vzhledem k zavedené praxi a obecnému doporučení jsou názvy tříd a proměnných napsány v anglickém jazyce.

5.1 Server.js

Protože je použit skriptovací jazyk ECMAScript 7, je nutné server spustit příkazem `npm start`, ve kterém je pomocí souboru `package.json` definováno několik kroků nutných ke spuštění, například komplikace pomocí jazyka Babel. Vše proběhne zcela automaticky. `Server.js` obsahuje hlavní skript s definicí datových schémat nutných pro fungování GraphQL serveru a konfigurací samotného serveru. Server je nakonfigurován k naslouchání na portu číslo 4000.

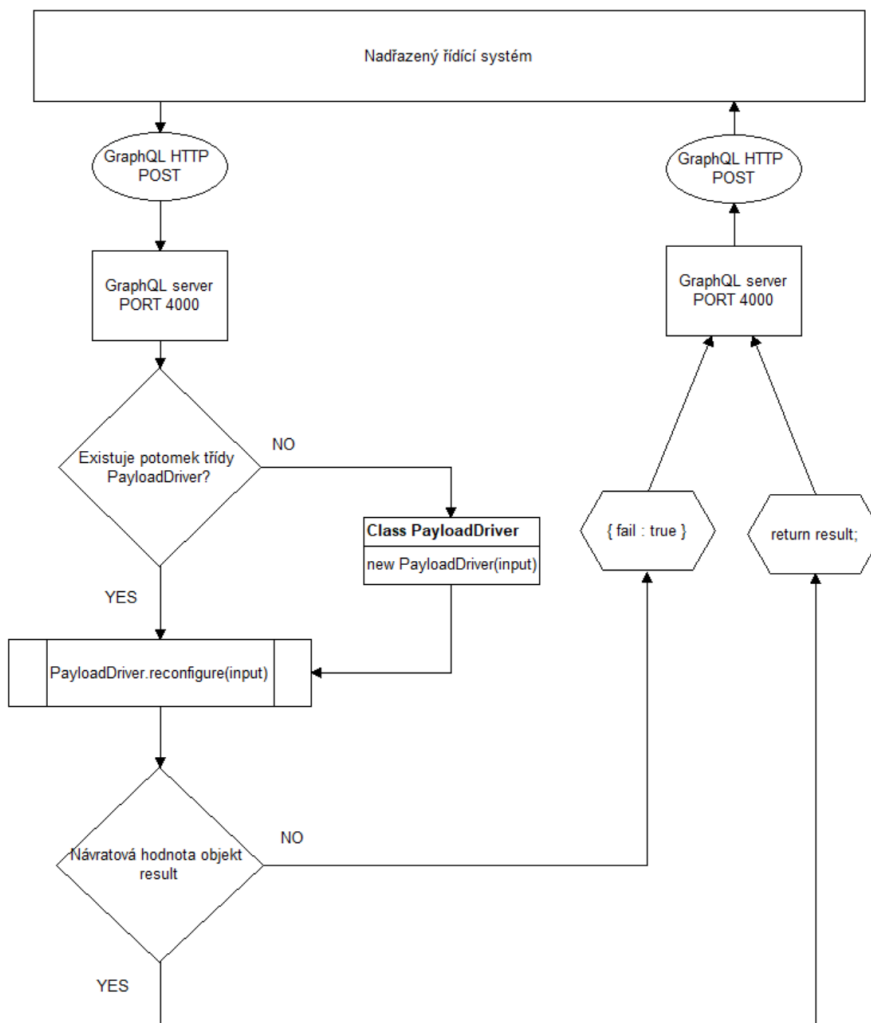
Požadavek na regulaci určité fáze je zaslán ve formě mutace, která spustí daný resolver.

```
1 mutation setFullPhase($input: ConfigFullPhaseInput!) {
2   setFullPhase(input: $input) {
3     result,
4     phase,
5     typeReg,
6     dutyLoad,
7     phiRun
8   }
9 }

1 {
2   "input": {
3     "phase": "L1",
4     "typeReg": "fullPhase",
5     "dutyLoad": 0,
6     "phiRun": 100,
7     "pwmFrequency": 0
8   }
9 }
```

Obr. 22. Ukázka konfiguračního požadavku zasláná z nadřazeného řídicího systému.

Úkolem resolveru je zjistit, zda se jedná o rekonfiguraci stávající regulace, případně o inicializaci regulace nové. Všichni potomci třídy PayloadDriver jsou uloženi v poli a resolver provede jeho prohledání dle názvu regulované fáze. Pokud není daný název nalezen, provede vytvoření nového potomka třídy PayloadDriver s daným názvem a jeho uložení do pole. Poté je volána metoda reconfigure() na tomto potomkovi, je mu předána požadovaná konfigurace a je vyčkáváno na návratovou hodnotu.



Obr. 23. Vývojový diagram skriptu server.js.

5.2 PayloadDriver.js

Jedná se o hlavní třídu, jejíž potomek řídí regulaci dané fáze. V této třídě je nakonfigurováno fyzické zapojení GPIO na desce Raspberry, které je uloženo ve formě objektu. Vlastnost payloadGPIO definuje, na kterém PINu je zapojeno řízení IGBT, vlastnost acGPIO definuje, na kterém PINu je zapojena synchronizace síťového napětí.

```
5  const phaseWiring = {
6    phases: [{
7      name: "L1",
8      payloadGPIO: 18,
9      acGPIO: 4},
10   {
11     name: "L2",
12     payloadGPIO: 3,
13     acGPIO: 5},
14   {
15     name: "L3",
16     payloadGPIO: 11,
17     acGPIO: 13}]
18 }
```

Obr. 24. Konfigurace fyzického napínování Raspberry.

Class PayloadDriver
constructor(input) { this.name; this.igbtDriver; this.payload; this.ac; }
getName() { return this.name; }
reconfigure(conf) { this.igbtDriver.setDriveParams(conf); }

Obr. 25. Metody třídy PayloadDriver.

Tato třída zabezpečuje inicializaci knihovny pigpio starající se o fyzický přístup na dané GPIO, přístup probíhá opět objektově a odkaz na tento objekt je uložen na adrese `this.payload` pro řízení IGBT a adrese `this.ac` pro synchronizaci s napětím sítě. Při konstrukci těchto objektů je nutné GPIO inicializovat do správného módu (čtení, zápis, PWM), nastavit PULLUP/PULLDOWN rezistory a také definovat, zda má GPIO v režimu čtení reagovat na sestupné, náběžné, nebo obě hrany signálu.

```
28     this.wiring = phaseWiring.phases.find(function(element) {
29         return element.name === that.name;
30     });
31
32     this.payload = new Gpio(this.wiring.payloadGPIO, {
33         mode: Gpio.PUD_DOWN});
34
35     this.ac = new Gpio(this.wiring.acGPIO, {
36         mode: Gpio.INPUT,
37         pullUpDown: Gpio.PUD_DOWN,
38         edge: Gpio.FALLING_EDGE});
```

Obr. 26. Inicializace GPIO pomocí knihovny pigpio.

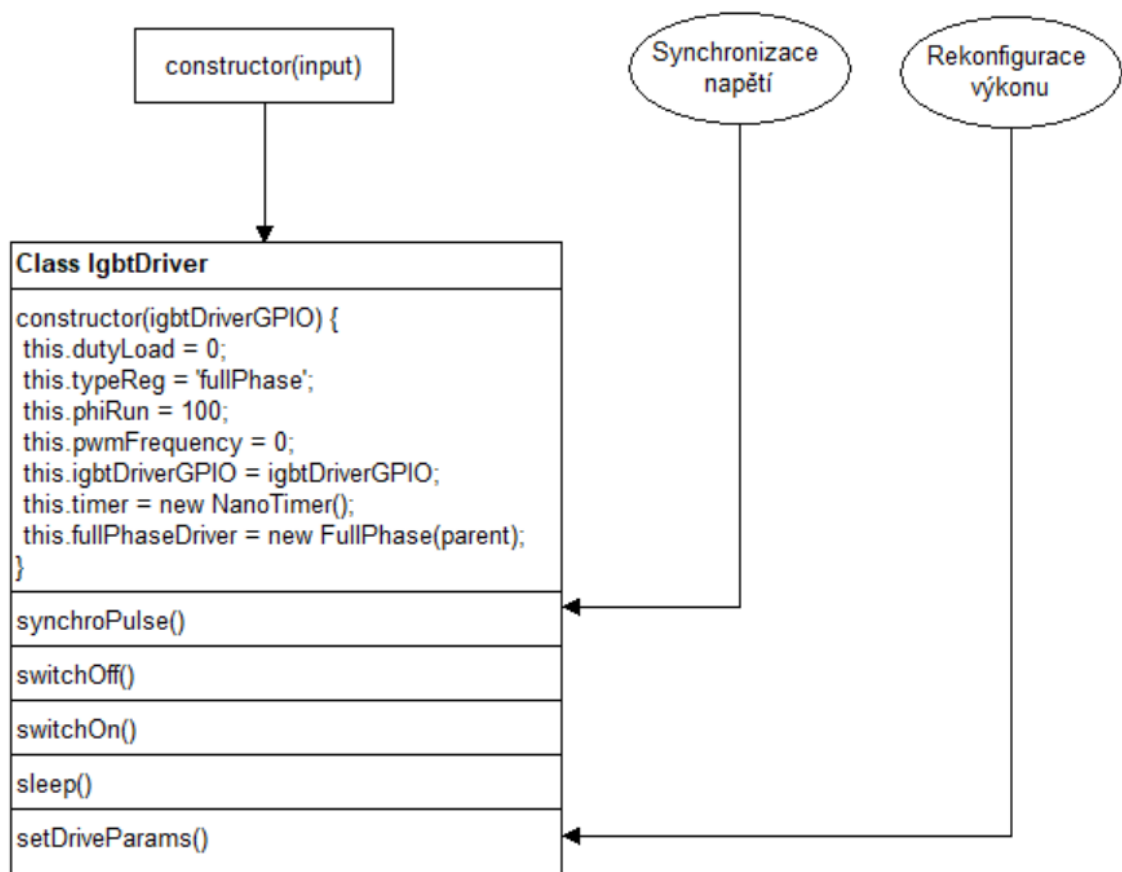
Objekt `this.ac` po této inicializaci obsahuje asynchronní metodu `.on('interrupt')`, která velmi usnadňuje detekci průchodu nulou. Tato metoda volá definovanou funkci vždy při detekci sestupné hrany signálu. Není tedy nutné používat pooling, případně jiné metody pro detekci změn úrovně signálu na čtecím PINu.

```
42     //NASLOUCHANI NA SESTUPNOU HRANU, DETEKCE PRUCHODU NULOU
43     this.ac.on('interrupt', function (level) {
44
45         //PRVNI PRUCHOD, VYTVORENI OBJEKTU igbtDriver
46         if(that.igbtDriver === null){
47             //VYTVORENI OBJEKTU RIZENI IGBT
48             that.igbtDriver = new IgbtDriver(that.payload);
49             //NASTAVENI PARAMETRU REGULACE
50             that.igbtDriver.setDriveParams(input);
51         }
52
53         //SYNCHRONIZACNI PULZ
54         that.igbtDriver.synchroPulse();
55     });
```

Obr. 27. Detekce průchodu nulou.

5.3 IgbtDriver.js

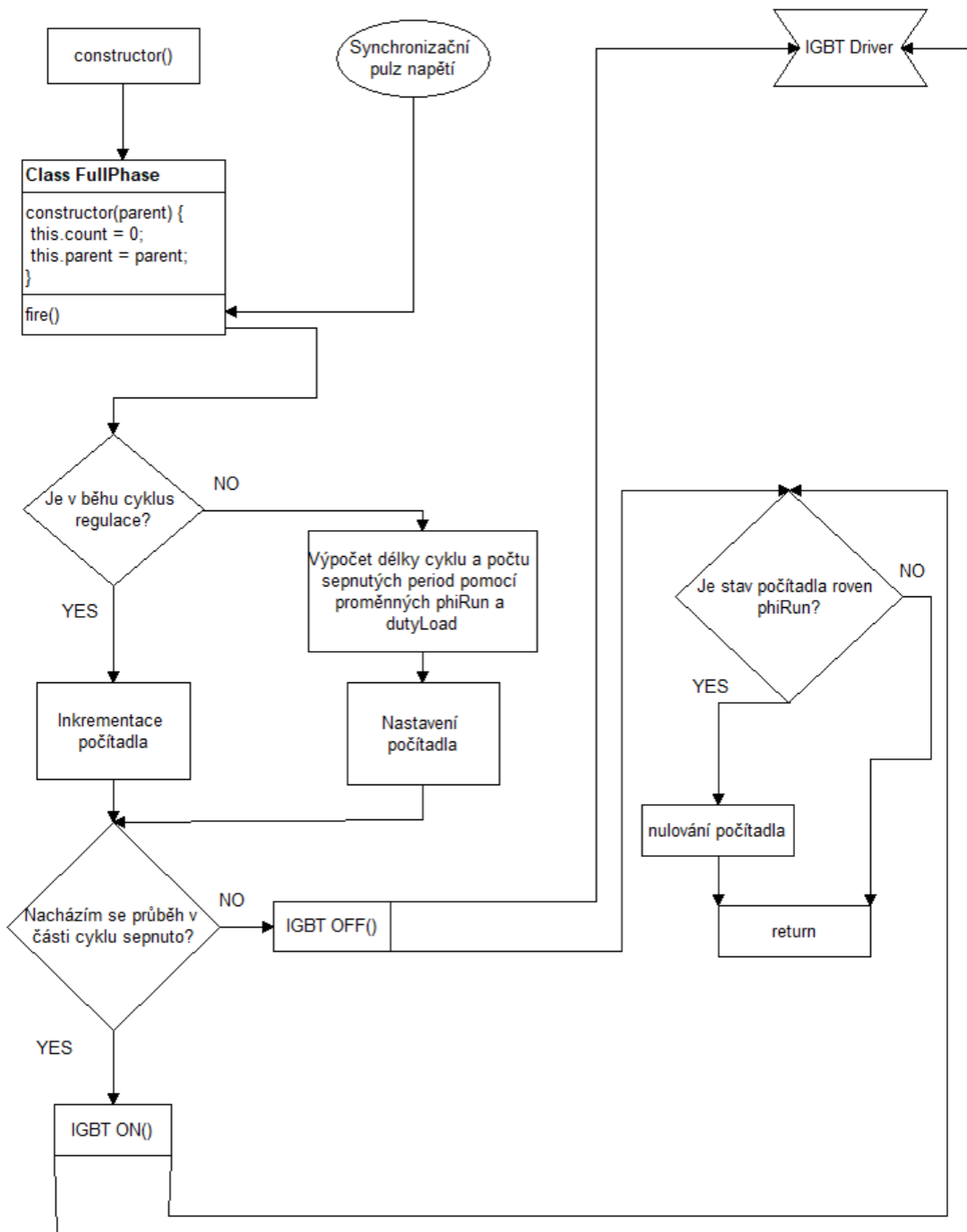
Tato třída obstarává fyzické řízení IGBT, změny výkonu a změny způsobu regulace (PWM, fázové a řízení pomocí celých period).



Obr. 28. Vývojový diagram třídy IgbtDriver.

5.4 FullPhase.js

Tato třída pomáhá realizovat řízení pomocí počítání celých period. Třída má následující vývojový diagram.



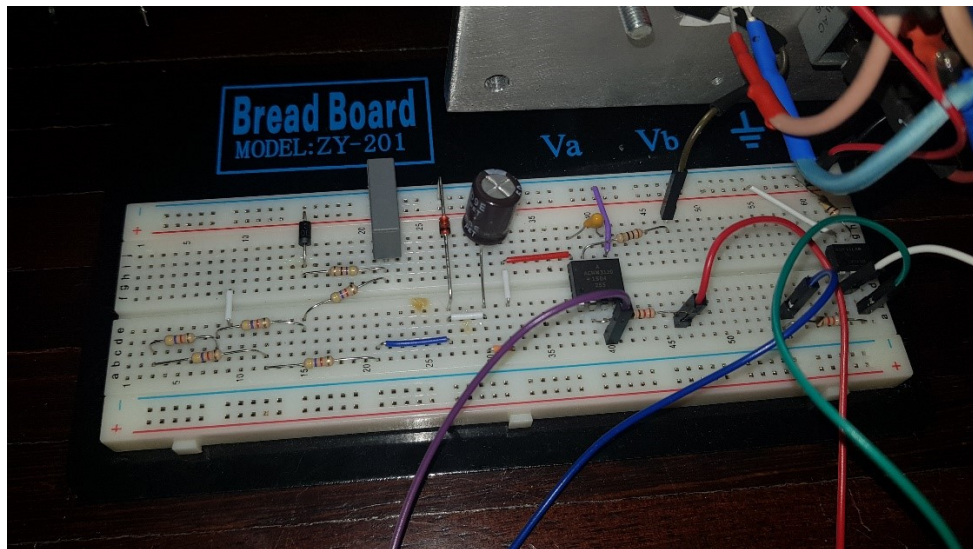
Obr. 29. Vývojový diagram třídy `FullPhase.js`.

6 REALIZACE

V tomto kroku bude sestaven a otestován prototyp regulace.

6.1 Osazení nepájivého pole

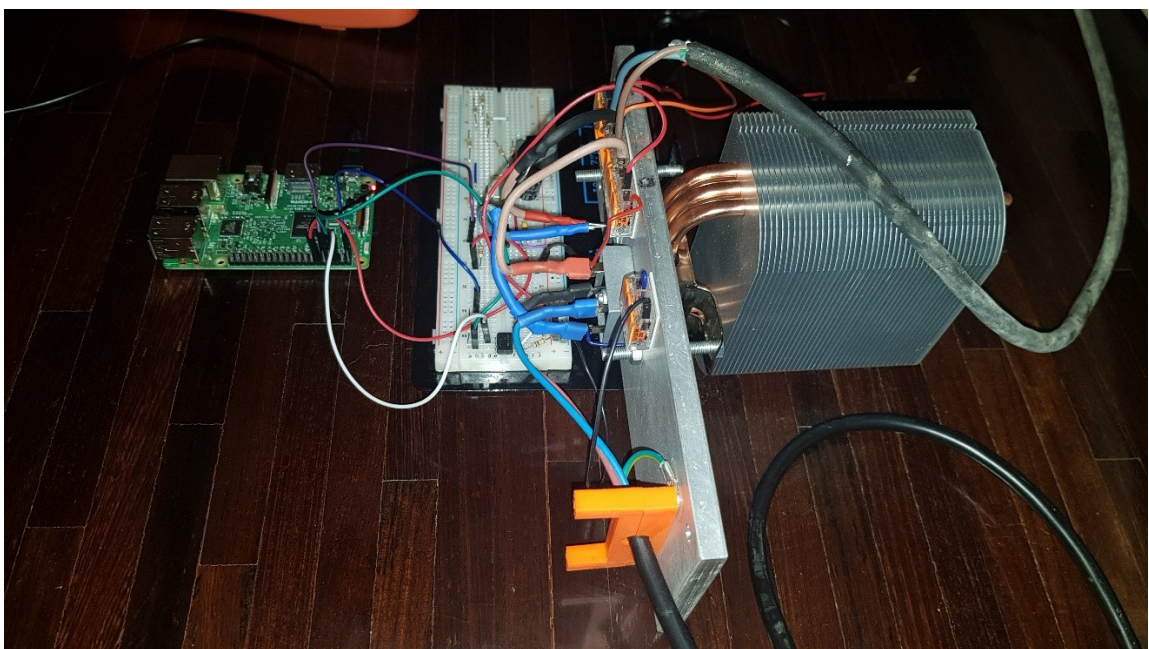
Nepájivé pole bylo osazeno dle schématu za použití dostupných diskretních součástek.



Obr. 30. Prototyp řídicí části regulátoru.

6.2 Montáž a zajištění chlazení diodového můstku a tranzistoru IGBT

Z důvodu dostatečného chlazení byla výkonová část namontována na pasivní chladič.



Obr. 31. Montáž a chlazení diodového můstku spolu s IGBT.

6.3 Testování regulační funkce

V tomto kroku bude otestováno, zda hardware i software funguje dle předpokladů.

6.3.1 Testování PWM 1kHz, střída 50 %, $I_{\max} = 9 \text{ A}$

Tento test byl proveden měřením napětí na zátěži odporového charakteru pomocí osciloskopu.

```

1 mutation setRegulation($input: ConfigInput!) {
2   setRegulation(input: $input) {
3     result,
4     phase,
5     typeReg,
6     dutyLoad,
7     pwmFrequency
8   }
9 }

```

QUERY VARIABLES

```

1 {
2   "input": {
3     "phase": "L1",
4     "typeReg": "PWM",
5     "dutyLoad": 0.5,
6     "pwmFrequency": 1000
7   }
8 }

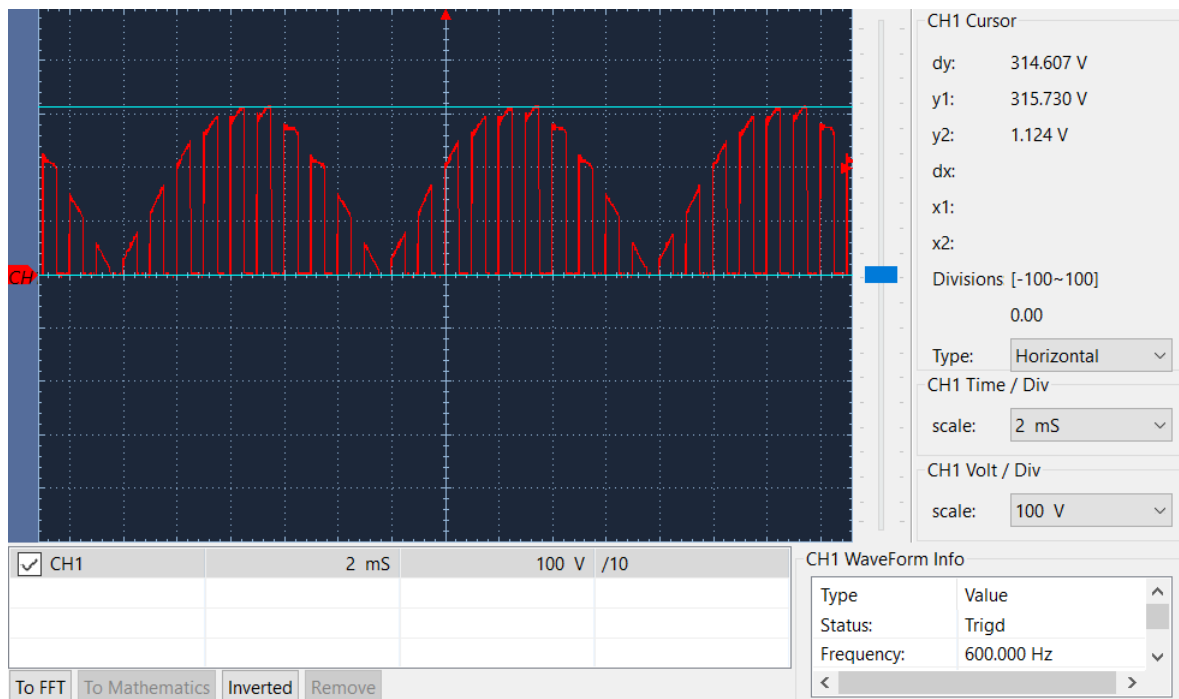
```

```

{
  "data": {
    "setRegulation": {
      "result": "Config done!",
      "phase": "L1",
      "typeReg": "PWM",
      "dutyLoad": 0.5,
      "pwmFrequency": 1000
    }
  }
}

```

Obr. 32. Vlevo konfigurace zaslaná do regulátoru, vpravo odpověď na požadavek.



Obr. 33. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro $f_{\text{switching}} = 1 \text{ kHz}$ a $S = 50 \%$.

6.3.2 Testování PWM 20kHz, střída 50%, $I_{\max} = 9A$

Pro změnu frekvence na 20kHz stačí jednoduše změnit vstupní proměnnou `pwmFrequency` na hodnotu 20000 a odeslat mutaci pomocí HTTP POST.

```

1 mutation setRegulation($input: ConfigInput!) {
2   setRegulation(input: $input) {
3     result,
4     phase,
5     typeReg,
6     dutyLoad,
7     pwmFrequency
8   }
9 }

```

```

{
  "data": {
    "setRegulation": {
      "result": "Config done!",
      "phase": "L1",
      "typeReg": "PWM",
      "dutyLoad": 0.5,
      "pwmFrequency": 20000
    }
  }
}

```

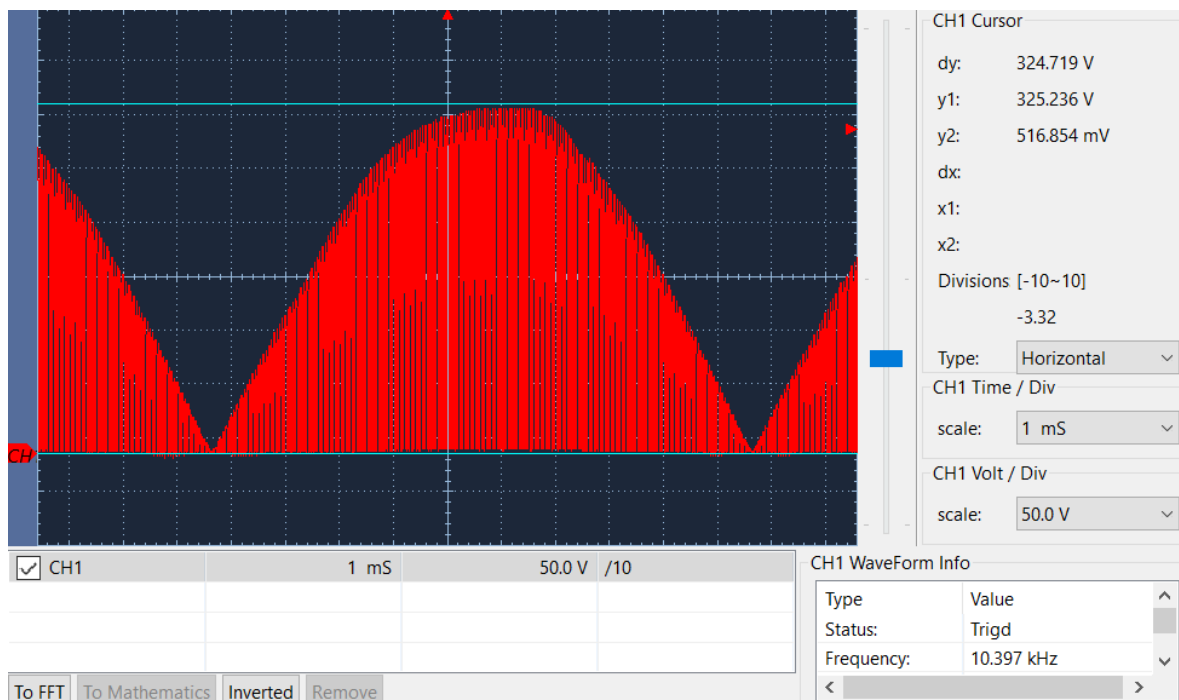
QUERY VARIABLES

```

1 {
2   "input": {
3     "phase": "L1",
4     "typeReg": "PWM",
5     "dutyLoad": 0.5,
6     "pwmFrequency": 20000
7   }
8 }

```

Obr. 34. Konfigurace pro regulaci PWM, $f_{\text{switching}}=20 \text{ kHz}$ a $S=50 \%$.



Obr. 35. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro $f_{\text{switching}}=20 \text{ kHz}$ a $S=50 \%$

6.3.3 Testování regulace pomocí fázového řízení střída 50 %, $I_{\max} = 9 \text{ A}$

Jak je vidět z měření na osciloskopu, toto řízení je velmi náročné na časování, protože k rozepínání nedochází přímo v nule, ale se zpožděním až po vyhodnocení vstupního signálu. K ošetření tohoto jevu bude nutné přidat obvod reálného času.

```

1 mutation setRegulation($input: ConfigInput!) {
2   setRegulation(input: $input) {
3     result,
4     phase,
5     typeReg,
6     dutyLoad
7   }
8 }

```

```

{
  "data": {
    "setRegulation": {
      "result": "Config done!",
      "phase": "L1",
      "typeReg": "phaseDrive",
      "dutyLoad": 0.5
    }
  }
}

```

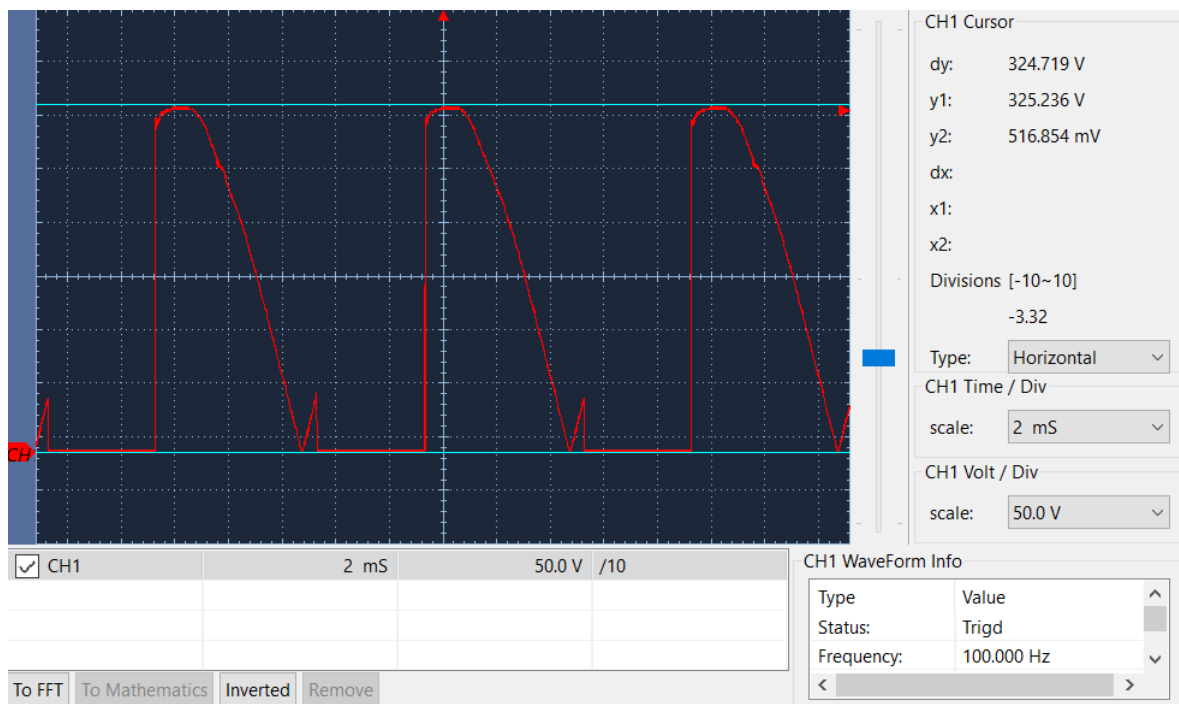
QUERY VARIABLES

```

1 {
2   "input": {
3     "phase": "L1",
4     "typeReg": "phaseDrive",
5     "dutyLoad": 0.5
6   }
7 }

```

Obr. 36. Konfigurace pro regulaci pomocí fázového řízení.



Obr. 37. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem při fázovém řízení pro $S=50 \%$.

6.3.4 Testování regulace pomocí celých period $T=12\pi$, střída 50 %, $I_{\max} = 9 \text{ A}$

V konfiguraci lze zadat libovolnou délku regulačního cyklu, která se musí rovnat násobkům celých čísel (půlperiod).

```

1 mutation setRegulation($input: ConfigInput!) {
2   setRegulation(input: $input) {
3     result,
4     phase,
5     typeReg,
6     dutyLoad,
7     phiRun
8   }
9 }

```

```

{
  "data": {
    "setRegulation": {
      "result": "Config done!",
      "phase": "L1",
      "typeReg": "fullPhase",
      "dutyLoad": 0.5,
      "phiRun": 12
    }
  }
}

```

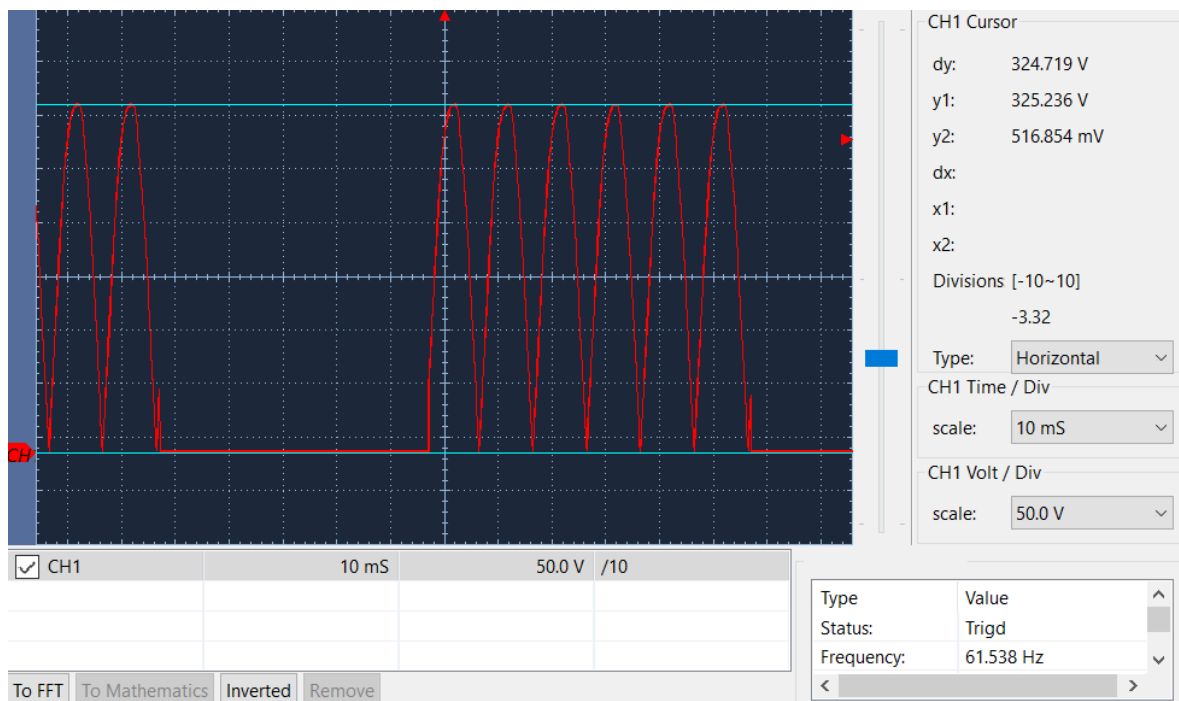
QUERY VARIABLES

```

1 {
2   "input": {
3     "phase": "L1",
4     "typeReg": "fullPhase",
5     "dutyLoad": 0.5,
6     "phiRun": 12
7   }
8 }

```

Obr. 38. Konfigurace pro regulaci pomocí celých period.



Obr. 39. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro délku regulačního cyklu $T=12\pi$ a $S=50\%$.

7 MĚŘENÍ EMC

V této části bude navrženo, realizováno a vyhodnoceno měření reálného prototypu. Bude také porovnána teoretická predikce harmonických s reálnými.

7.1 Měřicí metoda

Měření bude provedeno polopřímou metodou, u níž je měřeno napětí na svorkách zařízení přímo a protékající proud nepřímo pomocí proudových sond. Toto měření bude provedeno síťovým analyzátozem.

7.1.1 Analyzátor kvality elektrické energie a spotřeby elektrické energie Fluke 437 řady II, 400 Hz

Tento přístroj slouží k analýze klíčových vlastností elektrické energie v průmyslových aplikacích. Používá analýzy pomocí rozkladu Fourierovi řady.



Obr. 40. Fluke 437 II.

7.2 Měření

Měření bylo provedeno na následujícím stanovišti dle následujícího zadání.

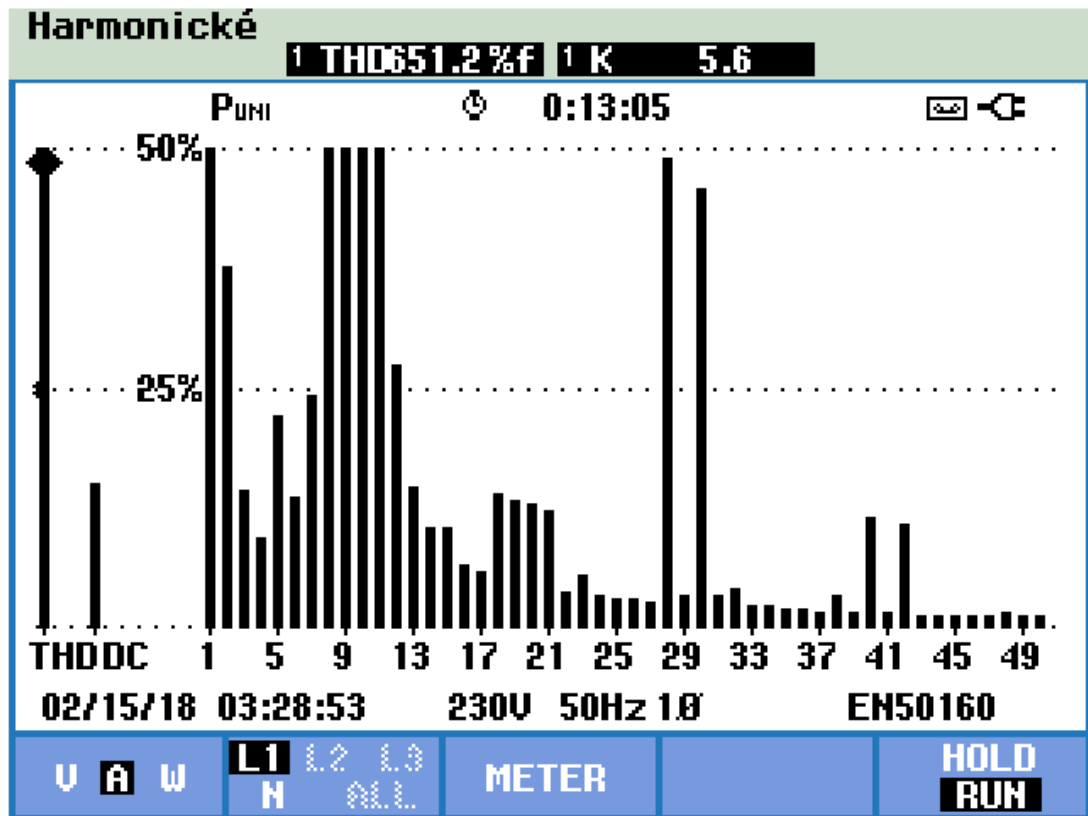


Obr. 41. Měřicí stanoviště.

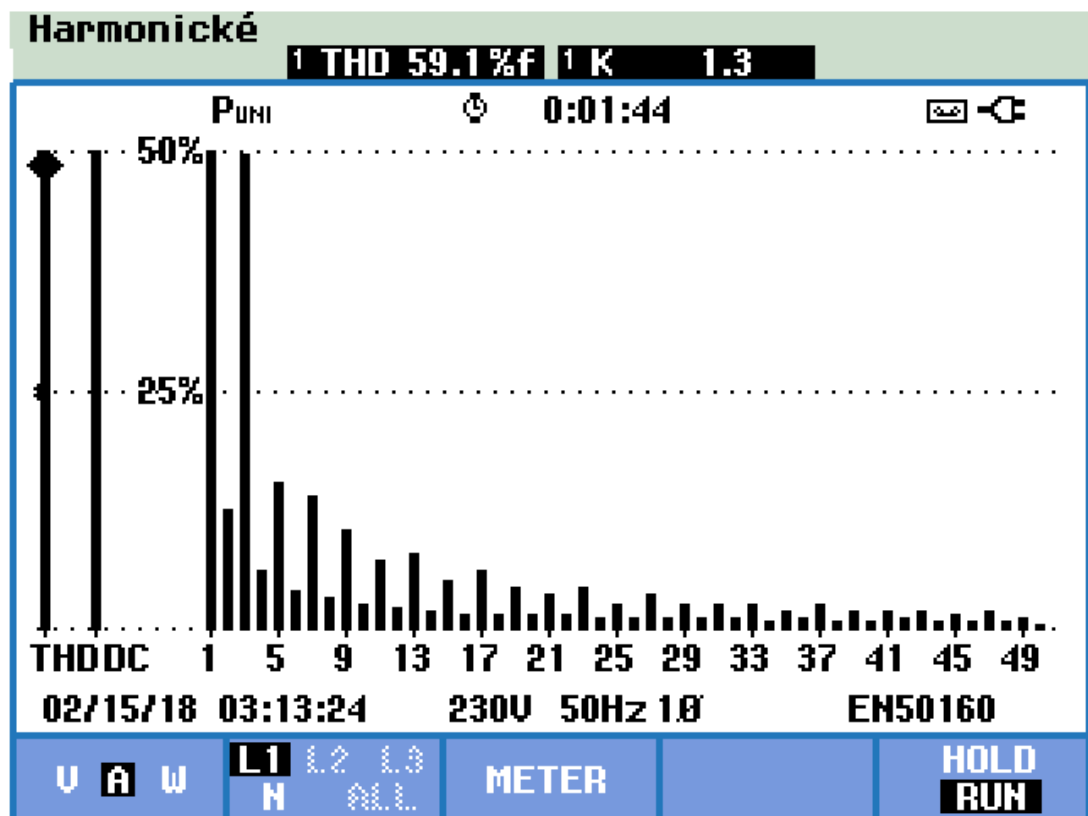
Měření zátěže odporového charakteru

Tab. 4. Výsledky měření EMI pro odporovou zátěž.

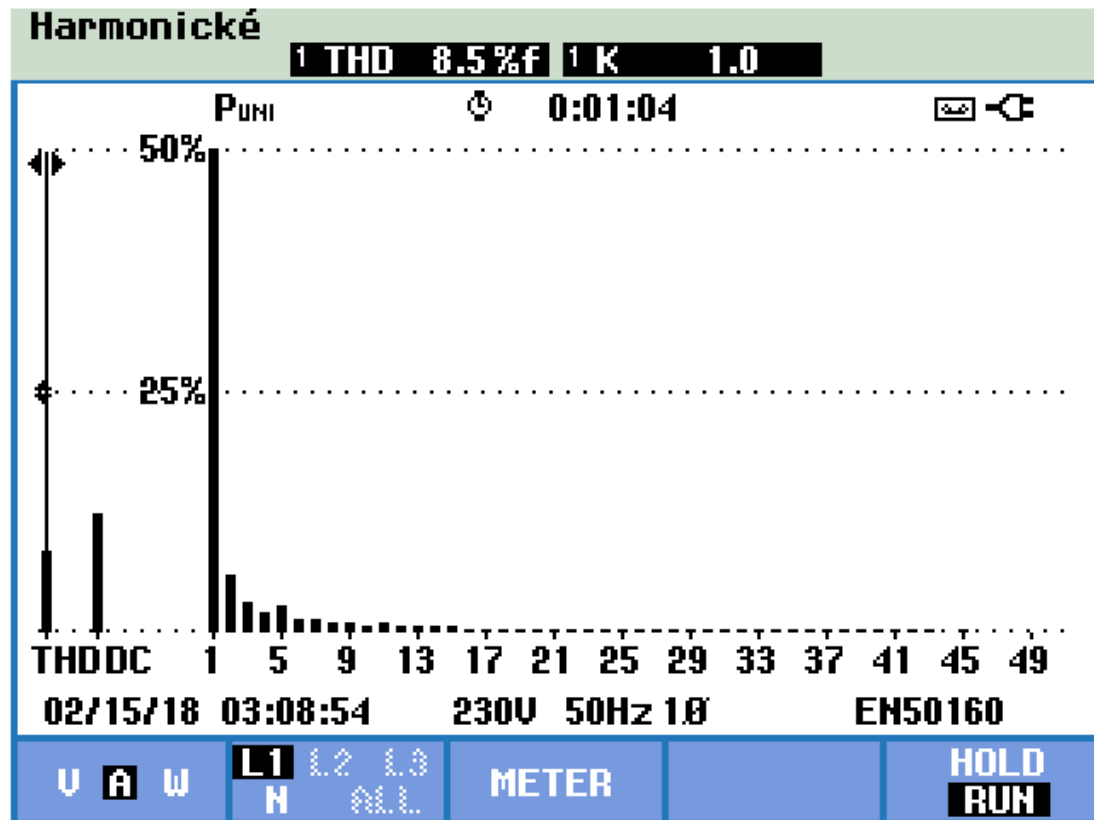
Typ regulace	Střída	Frekvence	THD [%]	Flikr	Harmonický proud
PWM	50 %	20 kHz	666	0.01	Obr. 42
Fázová regulace	50 %		60	0.5	Obr. 43
Periodová regulace	50 %	100 π	5.7	14	Obr. 44



Obr. 42. Harmonický proud PWM.



Obr. 43. Harmonický proud fázová regulace.

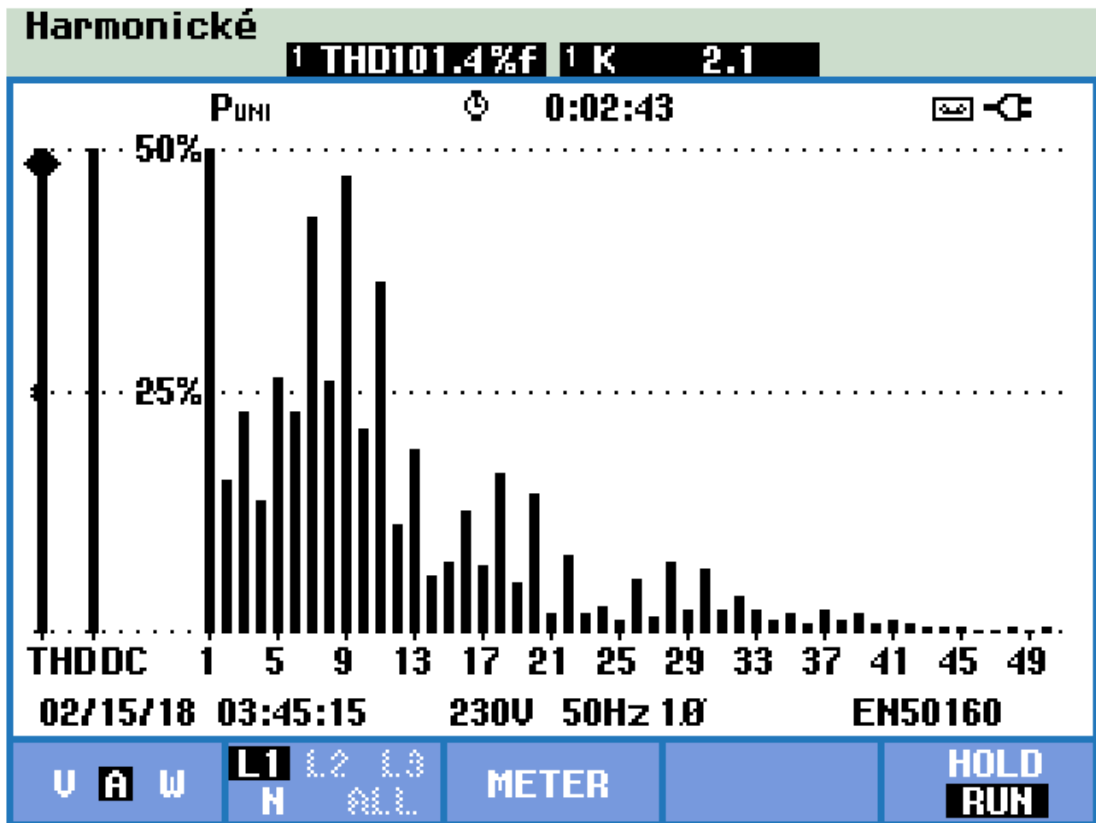


Obr. 44. Harmonický proud – periodová regulace.

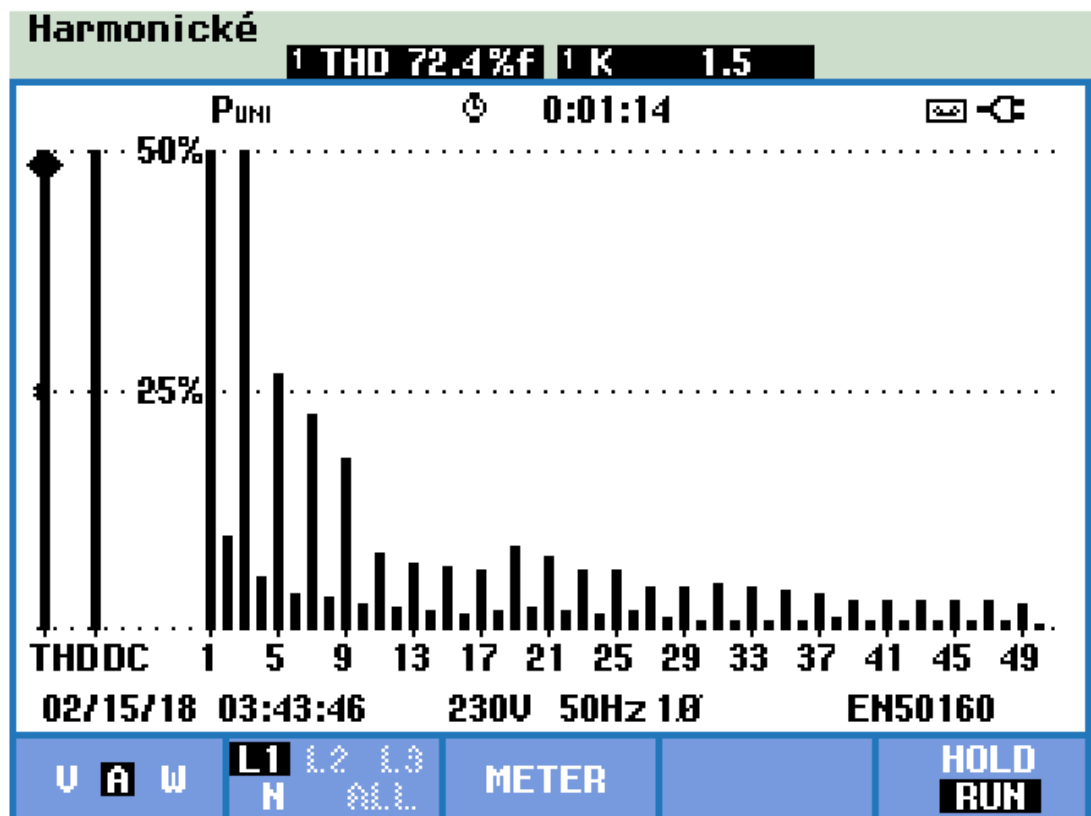
Měření zátěže kapacitního charakteru

Tab. 5. Výsledky měření EMI pro kapacitní zátěž.

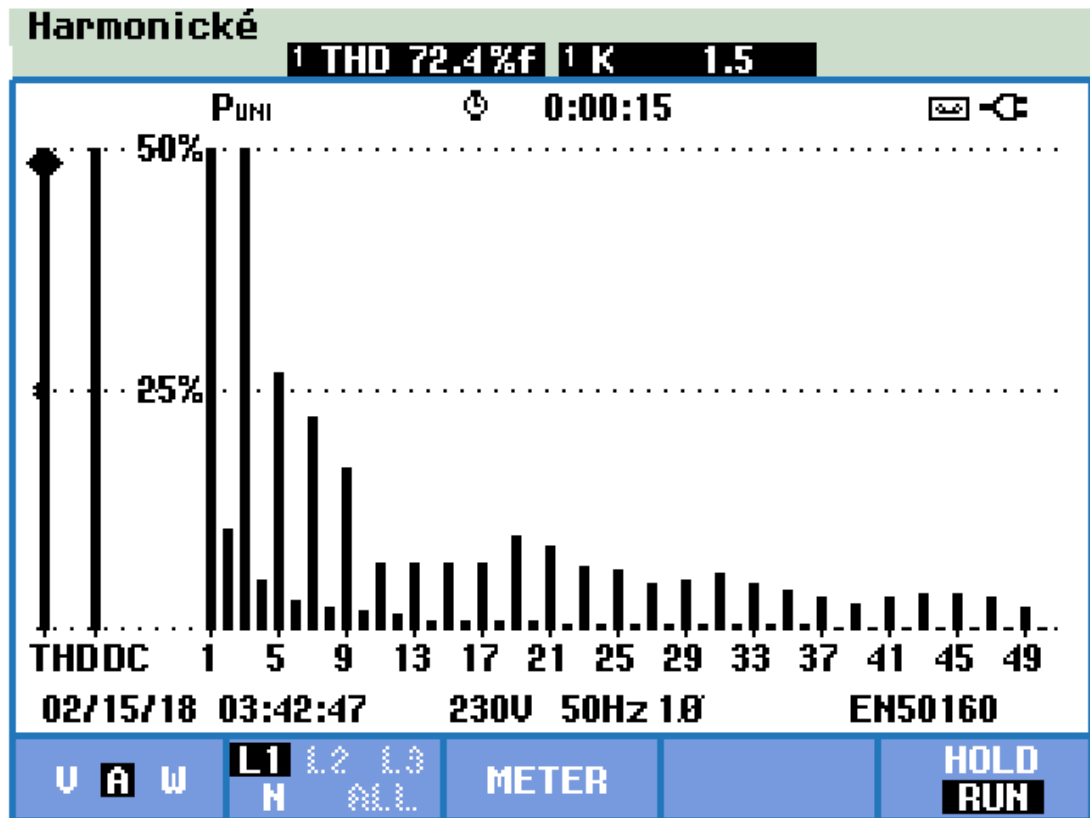
Typ regulace	Střída	Frekvence	THD [%]	Flikr	Harmonický proud (max)
PWM	50 %	20 kHz	108	0	Obr. 45
Fázová regulace	50 %		73	0.01	Obr. 46
Periodová regulace	50 %	100 π	71	0.01	Obr. 47



Obr. 45. Harmonický proud PWM kapacitní zátěž.



Obr. 46. Harmonický proud – fázová regulace kapacitní zátěž.



Obr. 47. Harmonický proud periodová regulace kapacitní zátěž.

Měření zátěže indukčního charakteru

Měření zátěže indukčního charakteru nebylo možné dokončit, protože vzhledem k charakteru této zátěže došlo k destrukci IGBT tranzistoru. Tento typ zátěže také není vhodný pro uvažovanou regulaci, protože například u zátěže v podobě synchronního motoru by pro změnu otáček bylo nutné měnit frekvenci napětí. Při regulaci amplitudy by docházelo pouze ke změně točivého momentu, což nemá příliš velké praktické uplatnění. Pro tyto účely slouží zařízení nazývané frekvenční měnič. Bylo by také nutné vytvořit Snubber a Clamping obvod pro ochranu tranzistoru, ochranný transil se ukázal v tomto případě jako nedostatečný.

8 VYHODNOCENÍ MĚŘENÍ

Výsledky měření korespondují s teoretickou předpovědí.

PWM generuje široké spektrum harmonických proudů a fázová regulace generuje liché násobky harmonických. V případě regulace pomocí celých period by bylo možné zlepšením časování spínání dosáhnout optimalizace harmonických proudů do takové míry, že by zařízení vyhovělo EMC normám pro oblast emise harmonických proudů.

8.1 Návrh protipatření

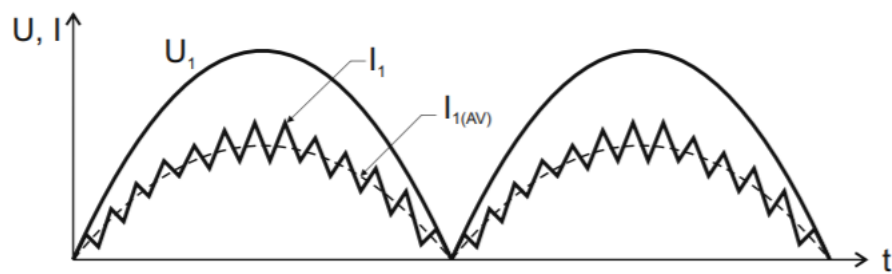
Zjištěné skutečnosti se velmi podobají problematice spínaných zdrojů a frekvenčním měničům, které mají podobný profil odběru proudu ze sítě. V podstatě u proudových rázů a hodnotách jednotek A nelze jednoduchým způsobem eliminovat výskyt harmonických proudů.

8.2 Pasivní PFC

V případě pasivního PFC (power factor correction) je před obvod předřazena sériová indukčnost, která vyhladí proudové špičky. Tato metoda je vhodná spíše pro PWM o větších frekvencích, protože fyzická velikost tlumicího prvku je invertní k velikosti frekvence. Tento prvek se tedy chová jako dolní propust a nepropustí složky o vyšších frekvencích. Nevýhodou je naladění na předem stanovené frekvence.

8.3 Aktivní PFC

Pomocí aktivního PFC lze dosáhnout vyhlazení proudového odběru a jeho průběh více přiblížit sinusovému průběhu. V případě aktivního PFC dochází k řízenému spínání předřazené tlumivky a k akumulaci energie v tomto prvku. Po dobu tohoto cyklu je proudový odběr na zátěži hrazen z vyhlazovacího kondenzátoru. Po rozepnutí výkonového prvku spínajícího tlumivku dojde k uvolnění akumulované energie a nabíjení vyhlazovacího kondenzátoru. K tomu dochází, dokud nedojde k vyčerpání akumulované energie nebo opětovnému sepnutí výkonového prvku řídicího tlumivku [27].



Obr. 48. Průběh napětí a proudu v případě aktivního PFC [27].

V případě implementace PFC by došlo k deformaci závislosti Duty Cycle a výkonu na zátěži. Tato skutečnost by ale nebyla podstatná, protože zařízení z principu své funkce disponuje samoregulační schopností a Duty Cycle by tedy byl řízen za pomoci zpětné vazby.

Jako protiopatření bylo navrženo aktivní PFC.

ZÁVĚR

V bakalářské práci se podařilo sestrojít a otestovat regulátor výkonu pro střídavé napětí 230 V s maximálním uvažovaným rozsahem proudu až 3×10 A. Tento regulátor byl také vybaven univerzálním řídicím aplikačním rozhraním schopným oboustranné komunikace v rámci IoT a Průmyslu 4.0.

Regulátor využívá výkonového prvku IGBT tranzistoru a je schopen tří regulačních režimů – fázová regulace, PWM a regulace pomocí spínání celých period.

Protože zařízení by bylo provozováno ve veřejné síti NN, byla provedena rešerše norem ČSN EN v oblasti EMC. Na základě těchto norem bylo provedeno měření EMC pomocí síťového analyzátoru Fluke 437 II.

Hlavní překážka z hlediska provozu takového zařízení ve veřejné síti NN byla identifikována v oblasti EMC, konkrétně se jedná o EMI – emise harmonických proudů. Tyto proudy vznikají z principu fungování regulátoru. Nejhůře je na tom PWM regulace, která se zdála jako efektivní s ohledem na jednoduchost řízení a přesnost regulace. Fázová regulace má sice nižší emise harmonických, ale pracuje s jednotnou frekvencí, a nelze tedy využít vyšších frekvencí za účelem miniaturizace filtračních prvků.

Lze tedy konstatovat, že triakové a tyristorové regulace určené pro regulace zátěží o velikosti až desítek kW běžně se vyskytující na volném trhu nemohou z principu své funkce splňovat platné limity EMC.

Jako opatření vedoucí ke zlepšení EMC parametrů je navrženo použití aktivního PFC filtru kde bude jako výkonový prvek použit opět IGBT tranzistor a filtr bude řízen ze stejného minipočítače jako regulátor.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] ERÚ – *Informace o držitelích* [online]. Jihlava: Energetický regulační úřad, 2018 [cit. 2018-02-01]. Dostupné z: <http://www.eru.cz/cs/>
- [2] HAMALČÍKOVÁ, Kamila. Ceníky elektřiny 2018: Podle ERÚ průměrná domácnost zaplatí o 3,6 % navíc. *Elektrina.cz* [online]. Praha: Pražská energetika, 2018 [cit. 2018-02-02]. Dostupné z: <https://www.elektrina.cz/ceny-elektriny-2018-nove-ceniky-zdrazi-vydaje-za-elektrinu-o-vice-nez-3-procenta>
- [3] MURTINGER, Karel a Jan TRUXA. *Solární energie pro váš dům*. Brno: Computer Press, 2010. Stavíme. ISBN 978-80-251-3241-8.
- [4] E.ON *Virtuální baterie* [online]. České Budějovice: EON, 2017 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: <https://www.eon-virtualnibaterie.cz/>
- [5] ČSN EN 61000-2-2. *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 2-2: Prostředí – Kompatibilní úrovně pro nízkofrekvenční rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích nízkého napětí*. 2. vyd. Praha: Český normalizační institut, 2003.
- [6] UPTON, Eben a Gareth HALFACREE. *Raspberry Pi: uživatelská příručka*. 2., aktualiz. vyd. Přeložil Jakub GONER. Brno: Computer Press, 2016. ISBN 978-80-251-4819-8.
- [7] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Solid State relé*. Praha: BEN – technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-081-4.
- [8] BREJCHA, Michal. *Návrh číslicově řízeného regulátoru osvětlení s tranzistorem IGBT*. Praha: ČVUT, 2008.
- [9] BREJCHA, Michal. *Návrh síťového odrušovacího filtru*. Praha, 2007. Semestrální práce. ČVUT v Praze. Vedoucí semestrální práce Jiří Hájek.
- [10] PIHLAJAMAA, Joonas. Benchmarking Raspberry Pi GPIO Speed. *Codeandlife.com* [online]. USA: Joonas Pihlajamaa, 2012 [cit. 2018-03-14]. Dostupné z: <http://codeandlife.com/2012/07/03/benchmarking-raspberry-pi-gpio-speed/>
- [11] PATOČKA, Miroslav. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho využití ve střídavých pohonech: teze habilitační práce*. Brno: VUTIUM, 2000. Vědecké spisy Vysokého učení technického v Brně. ISBN 80-214-1646-7.

- [12] LLOYD, Patrick. All About Circuits – Electrical Engineering & Electronics Community: Control Your AC Mains with a Microcontroller. *Allaboutcircuits.com* [online]. USA: Patrick Lloyd, 2015 [cit. 2018-05-14]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/projects/controlling-ac-mains-with-a-microcontroller-for-fun-and-profit/>
- [13] RASPBERRY PI. RASPBERRY PI 3 MODEL B. *Raspberrypi.org* [online]. Londýn: RASPBERRY PI FOUNDATION, 2018 [cit. 2018-02-02]. Dostupné z: <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b/>
- [14] *Node.js* [online]. USA: Node.js Foundation, 2018 [cit. 2018-04-1]. Dostupné z: <https://nodejs.org/en/>
- [15] ROSER, Christoph. Průmysl 4.0. *AllAboutLean.com* [online]. USA: Wikipedia, 2018, 2018 [cit. 2018-04-15]. Dostupné z: <https://www.allaboutlean.com/>
- [16] GraphQL: A query language for APIs. *Graphql.org* [online]. USA: Facebook, 2018 [cit. 2018-04-16]. Dostupné z: <https://graphql.org/>
- [17] KHANNA, Vinod Kumar. *The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design*. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2003. ISBN 978-0471238454.
- [18] Infineon Technologies. Application Note AN-983. *Infineon.com* [online]. Mnichov: IRF, 2012 [cit. 2018-04-15]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/an-983.pdf?fileId=5546d462533600a40153559f8d921224>
- [19] BARKHORDARIAN, Vrej. Power MOSFET Basics. *Infineon.com* [online]. Mnichov: Infineon Technologies, 2018 [cit. 2018-04-15]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/mosfet.pdf?fileId=5546d462533600a4015357444e913f4f>
- [20] TME Czech Republic s. r. o. ACPL-3130/J313, ACNW3130. *Tme.eu* [online]. Ostrava: TME Czech Republic, 2008, 2008 [cit. 2018-04-20]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/8c4fd4552f89c48db87c694efad37ef3/ACNW3130-000E.pdf>
- [21] BALIGA, B. Jayant. *Fundamentals of power semiconductor devices*. Berlin: Springer, 2008. ISBN 9780387473130.
- [22] FLUKE. Analyzátor kvality elektrické energie a spotřeby elektrické energie Fluke 437 řady II, 400 Hz. *Fluke.com* [online]. Nizozemí: Fluke Europe B. V., 2018 [cit.

- 2018-05-16]. Dostupné z: <http://www.fluke.com/fluke/czcs/pomucky-pro-kvalitu-site/trifazove/fluke-437-series-ii.htm?pid=73946>
- [23] KOVÁČ, Dobroslav, Irena KOVÁČOVÁ a Ján KAŇUCH. *EMC z hlediska teorie a aplikace*. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-202-7.
- [24] Teslaton. Cross-section of a typical IGBT showing internal connection of MOSFET and bipolar device. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2018-02-01]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor#/media/File:IGBT_Cross_Section.jpg
- [25] Infineon Technologies. Datasheet IG#20N65F5. Semiconductor System Solutions – Infineon Technologies. *Infineon.com* [online]. Mnichov: Infineon Technologies, 2017, 2014 [cit. 2018-02-07]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGP20N65F5-DS-v02_01-en.pdf?fileId=5546d461464245d30146a4778c5e6c46
- [26] Infineon Technologies. General Purpose 6-Pin Phototransistor Optocouplers. Semiconductor and Integrated Circuit Devices. *Gme.cz* [online]. Sunnyvale, Kalifornie, USA: Infineon Technologies, 2017, 2007 [cit. 2018-02-15]. Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.523-006.1.pdf>
- [27] ŠVEJDA, Martin. *Síťový spínaný zdroj s regulovatelným výstupem 0-70V/15A*. Plzeň, 2013. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni. Vedoucí práce Matouš Bartl.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

OZE	Obnovitelný zdroj energie
NN	Síť nízkého napětí
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	Elektromagnetické interference
FVE	Fotovoltaická elektrárna
TUV	Teplá užitková voda
PWM	Pulse Width Modulation
GPIO	General-purpose input/output
MO	Maloobchodní
SSH	Secure Shell
GNU GPL	Všeobecná veřejná licence GNU
IoT	Internet of Things
API	Application Programming Interface
REST	Representational State Transfer
JSON	JavaScript Object Notation
DPS	Deska plošných spojů
PFC	Power factor correction

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1. Fyzická struktura IGBT [24].</i>	18
<i>Obr. 2. PWM signál o frekvenci 4,15 MHz pro DCL 50 % generován pomocí minipočítače Raspberry Pi a knihovny wiringPi [10].</i>	24
<i>Obr. 3. Vizualizace spínání splňující podmínku pro spínací frekvenci rovnou násobku čtvrtiny periody [10].</i>	26
<i>Obr. 4. Ukázka průběhu napětí při fázovém řízení [12].</i>	27
<i>Obr. 5. Ukázka průběhu napětí při řízení pomocí celých period pro $S=50\%$.</i>	28
<i>Obr. 6. Predikované amplitudy harmonických pro PWM při $f_2 = 20\text{ kHz}$ a $S = 50\%$ [8].</i>	30
<i>Obr. 7. Predikované amplitudy harmonických pro fázové řízení $S = 50\%$ [8].</i>	31
<i>Obr. 8. Kompletní minipočítač Raspberry 3 Model B [13].</i>	34
<i>Obr. 9. Pinování GPIO u Raspberry 3 model B [13].</i>	34
<i>Obr. 10. Oficiální logo prostředí NodeJS [14].</i>	35
<i>Obr. 11. Ukázka komunikace pomocí API GraphQL [16].</i>	36
<i>Obr. 12. Myšlenka Průmyslu 4.0 [15].</i>	36
<i>Obr. 13. Porovnání fyzické struktury u různých generací IGBT Infineon [18].</i>	38
<i>Obr. 14. Výstupní charakteristiky IGP20N65F5 [25].</i>	38
<i>Obr. 15. Parazitické komponenty ve struktuře výkonového MOSFET tranzistoru [19].</i>	40
<i>Obr. 16. Diagram budiče ACNW3130 [20].</i>	40
<i>Obr. 17. Zapojení budiče IGBT bez použití záporného řídicího napětí [20].</i>	41
<i>Obr. 18. Blokový diagram 4N35 [26].</i>	44
<i>Obr. 19. Schéma zapojení.</i>	45
<i>Obr. 20. Montážní deska vývojového prostředí Fritzing.</i>	46
<i>Obr. 21. Deska plošného spoje.</i>	47
<i>Obr. 22. Ukázka konfiguračního požadavku zaslaná z nadřazeného řídicího systému.</i>	48
<i>Obr. 23. Vývojový diagram skriptu server.js.</i>	49
<i>Obr. 24. Konfigurace fyzického napínování Raspberry.</i>	50
<i>Obr. 25. Metody třídy PayloadDriver.</i>	50
<i>Obr. 26. Inicializace GPIO pomocí knihovny pigpio.</i>	51
<i>Obr. 27. Detekce průchodu nulou.</i>	51
<i>Obr. 28. Vývojový diagram třídy IgbtDriver.</i>	52
<i>Obr. 29. Vývojový diagram třídy FullPhase.js.</i>	53

<i>Obr. 30. Prototyp řídicí části regulátoru.....</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 31. Montáž a chlazení diodového můstku spolu s IGBT.....</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 32. Vlevo konfigurace zaslaná do regulátoru, vpravo odpověď na požadavek.</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 33. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro $f_{switching}=1$ kHz a $S=50$ %.....</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 34. Konfigurace pro regulaci PWM, $f_{switching}=20$ kHz a $S=50$ %.....</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 35. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro $f_{switching}=20$ kHz a $S=50$ %.....</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 36. Konfigurace pro regulaci pomocí fázového řízení.</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 37. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem při fázovém řízení pro $S=50$ %.....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 38. Konfigurace pro regulaci pomocí celých period.....</i>	<i>58</i>
<i>Obr. 39. Průběh napětí na zátěži zaznamenaný osciloskopem pro délku regulačního cyklu $T=12\pi$ a $S=50$ %.....</i>	<i>58</i>
<i>Obr. 40. Fluke 437 II.</i>	<i>59</i>
<i>Obr. 41. Měřicí stanoviště.</i>	<i>60</i>
<i>Obr. 42. Harmonický proud PWM.....</i>	<i>61</i>
<i>Obr. 43. Harmonický proud fázová regulace.</i>	<i>61</i>
<i>Obr. 44. Harmonický proud – periodová regulace.</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 45. Harmonický proud PWM kapacitní zátěž.....</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 46. Harmonický proud – fázová regulace kapacitní zátěž.</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 47. Harmonický proud periodová regulace kapacitní zátěž.....</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 48. Průběh napětí a proudu v případě aktivního PFC [27].....</i>	<i>66</i>

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1. Kompatibilní úrovně pro jednotlivá harmonická napětí v sítích nízkého napětí [5].</i>	20
<i>Tab. 2. Meze pro emise harmonického proudu spotřebičů dle IEC 61000-3-2 se vstupním fázovým proudem $\leq 16 A$ [5].</i>	21
<i>Tab. 3. Meze pro emise harmonického proudu spotřebičů dle IEC 61000-3-2 se vstupním fázovým proudem $\leq 16 A$ [5].</i>	21
<i>Tab. 4. Výsledky měření EMI pro odporovou zátěž.</i>	60
<i>Tab. 5. Výsledky měření EMI pro kapacitní zátěž.</i>	62