

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH
POHONŮ A TRAKCE**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE**



**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
NÁVRH A REALIZACE MALÉHO
STATICKÉHO KOMPENZÁTORU
JALOVÉHO VÝKONU**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

KVĚTEN 2024

**VOJTĚCH
ČANDA**

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Čanda** Jméno: **Vojtěch** Osobní číslo: **478214**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektroenergetika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh a realizace malého statického kompenzátoru jalového výkonu

Název diplomové práce anglicky:

Design and Application of Small Static Power Compensator

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte studii literatury ohledně řízení střídačů s tranzistory
- 2) Navrhněte řídicí smyčku kompenzátoru jalového výkonu
- 3) Navrhněte HW měniče včetně silové a řídicí části
- 4) Napište řídicí SW měniče pro procesor STM32F405

Seznam doporučené literatury:

1. Billings K., Morey, T.: Switchmode power supply handbook. New York: McGraw-Hill 2011
2. L. Cheng, P. Xu, Q. Zhang and Y. Wang, "Improved PQ Control Method for PV System," 2019 IEEE Symposium Series on Computational Intelligence.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Skarolek, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **15.02.2024** Termín odevzdání diplomové práce: **24.05.2024**

Platnost zadání diplomové práce: **21.09.2025**

Ing. Pavel Skarolek, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

doc. Ing. Zdeněk Müller, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Díky náleží především všemohoucímu Bohu, jakožto i těm, kteří mi svou obětavou pomocí s prací pomáhali, či v modlitbě pamatovali. Vzpomenout chci především svého vedoucího Ing. Pavla Skarolka Ph.D., který mi věnoval velké množství času jak při pravidelných konzultacích, tak i mimo ně.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval/a samostatně a že jsem uvedl/a veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 23. května 2024

.....

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací malého statického kompenzátoru, schopného kompenzace jak jalového, tak deformačního výkonu. Základ kompenzátoru tvoří filtr a jednofázový střídač složený z MOSFET tranzistorů zapojených do H můstku. Je řízen jako zdroj proudu a připojen paralelně do společného bodu se zátěží. Výpočet kompenzačního proudu je založen na teorii okamžitého výkonu. Řízení obstarává mikrokontrolér ARM Cortex M4. Na začátku je popsána topologie, na kterou navazuje samotný návrh, včetně výběru jednotlivých komponent a jejich zapojení. Dále je v této práci vysvětleno, jakým způsobem dochází k určení kompenzačního proudu a specifika implementace pomocí STM32CubeIDE. Na závěr jsou pak uvedeny výsledky měření na zkonstruovaném prototypu.

Klíčová slova: STATCOM, kompenzátor, paralelní aktivní filtr, jalový výkon, deformační výkon, teorie okamžitého výkonu, PWM, ARM Cortex M4, STM32CubeIDE, Simulink, LCL filtr

ABSTRACT

The thesis deals with the design and implementation of a small stationary compensator capable of compensating both reactive and distortion power. The basis of the compensator consists of a filter and a single-phase inverter made up of MOSFET transistors connected in an H-bridge configuration. It is controlled as a current source and connected in parallel to a common point with the load. The calculation of the compensation current is based on the instantaneous power theory. The control is managed by an ARM Cortex M4 microcontroller. Initially, the topology is described, followed by the design itself, including the selection of individual components and their configuration. Furthermore, the thesis explains how the compensation current is determined and the specifics of the implementation using STM32CubeIDE. Finally, the results of measurements on the constructed prototype are presented.

Keywords: STATCOM, compensator, parallel active filter, reactive power, distortion power, instantaneous power theory, PWM, ARM Cortex M4, STM32CubeIDE, Simulink, LCL filter

OBSAH

ÚVOD.....	1
KAPITOLA 1: VÝKON.....	2
1.1 OKAMŽITÝ VÝKON	2
1.2 JALOVÝ VÝKON.....	2
1.3 DEFORMAČNÍ VÝKON.....	3
1.3.1 Zařízení odebírající deformační výkon.....	4
1.4 VLIV JALOVÉHO A DEFORMAČNÍHO VÝKONU	4
1.5 KOMPENZACE.....	4
KAPITOLA 2: AKTIVNÍ FILTRY	6
2.1 TOPOLOGIE AKTIVNÍCH FILTRŮ	6
2.1.1 Paralelní aktivní filtr	7
2.1.1.1 Princip činnosti.....	7
KAPITOLA 3: STACIONÁRNÍ KOMPENZÁTOR V SÍTI	9
3.1 PRINCIP GENEROVÁNÍ A ODBĚRU JALOVÉHO VÝKONU	9
KAPITOLA 4: MODEL	11
4.1 NÁHRADA SÍŤE	11
KAPITOLA 5: SILOVÁ ČÁST STŘÍDAČE	14
5.1 ZAPOJENÍ SILOVÉ ČÁSTI.....	14
5.2 KONDENZÁTOR STEJNOSMĚRNÉHO MEZIOBVODU.....	15
5.3 FILTR STŘÍDAČE.....	16
5.3.1 Konfigurace filtrů sřídače	16
5.4 NÁVRH LCL FILTRU.....	16
5.4.1 Návrh vazební indukčnosti L_i	17
5.4.2 Návrh kondenzátoru C_f	20
5.4.3 Návrh indukčnosti L_g	20
KAPITOLA 6: SLABOPROUDÁ ČÁST STŘÍDAČE	22
6.1 MĚŘENÍ NAPĚTÍ SÍŤE.....	22
6.2 MĚŘENÍ NAPĚTÍ STEJNOSMĚRNÉHO MEZIOBVODU	23
6.3 MĚŘENÍ PROUDU ZÁTĚŽE A PROUDU STŘÍDAČE	23
6.4 NAPÁJENÍ.....	24
6.5 MIKROKONTROLÉR.....	25
6.6 BUDIČE HRADEL.....	26
KAPITOLA 7: NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE	28
KAPITOLA 8: NÁVRH ŘÍZENÍ	30
8.1 CLARKOVÉ TRANSFORMACE	31
8.2 OKAMŽITÝ ČINNÝ A JALOVÝ VÝKON.....	31
8.3 ODSTRANĚNÍ STEJNOSMĚRNÉ SLOŽKY	32
8.4 REGULACE NAPĚTÍ STEJNOSMĚRNÉHO MEZIOBVODU.....	33
8.5 URČENÍ REFERENČNÍHO PROUDU	33
8.6 PROUDOVÝ MODULÁTOR.....	34

KAPITOLA 9: SOFTWAREVÁ IMPLEMENTACE	35
9.1 KONFIGURACE MIKROKONTROLÉRU	35
9.1.1 Nastavení časovačů.....	35
9.1.2 Nastavení ADC převodníků.....	35
9.1.3 Nastavení UARTU	36
9.2 ČASOVÁNÍ.....	36
9.2.1 Procesy běžící v přerušení	36
9.2.2 Procesy na pozadí.....	36
9.3 STAVOVÝ AUTOMAT	36
9.3.1 Poruchové stavy	37
KAPITOLA 10: MĚŘENÍ.....	38
10.1 MĚŘENÍ S USMĚRŇOVAČEM S RC ZÁTĚŽÍ	39
10.1.1 Situace bez kompenzace	39
10.1.2 Situace s kompenzací.....	41
10.2 MĚŘENÍ S KAPACITNÍ ZÁTĚŽÍ.....	42
10.2.1 Situace bez kompenzace	42
10.2.2 Situace s kompenzací.....	43
10.3 MĚŘENÍ REGULÁTORU.....	44
10.4 MĚŘENÍ NA HRADLECH TRANZISTORŮ	45
KAPITOLA 11: CHYBY V NÁVRHU.....	46
11.1 SPOJENÍ PINU READY	46
11.2 FILTRACE VÝSTUPU MĚŘÍCÍCH ZESILOVAČŮ	46
ZÁVĚR.....	47
LITERATURA	48
PŘÍLOHA A: PŘÍKLAD SEZNAMU SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	50
A.1 SEZNAM SYMBOLŮ	50
A.1.1 Seznam zkratk.....	51
PŘÍLOHA B: PŘÍKLAD OBRÁZKU V PŘÍLOZE VČETNĚ JEJICH ČÍSLOVÁNÍ	52

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Okamžitý výkon jalového charakteru	2
Obr. 1-2 Napětí a proud řízeného usměrňovače pro úhel otevření $\alpha = 120^\circ$	3
Obr. 1-3 Harmonická analýza proudu pro $\alpha = 120^\circ$	4
Obr. 2-1 Aktivní filtr: (a) sériový, (b) paralelní, (c1) hybridní sériový, (c2) hybridní paralelní, (d) kombinovaný	7
Obr. 2-2 Paralelní aktivní filtr	8
Obr. 3-1 Zjednodušené zapojení STATCOMU do sítě	9
Obr. 3-2 Fázorový diagram dodávky a odběru jalového výkonu	10
Obr. 4-1 Schéma zapojení sítě	11
Obr. 4-2 Náhradní zapojení sítě	13
Obr. 5-1 Schéma zapojení silové části	15
Obr. 5-2 Frekvenční charakteristika LC a LCL filtru	16
Obr. 5-3 Závislost hodnoty AL na ampéřzávitech [11]	18
Obr. 5-4 Závislost okamžité hodnoty ztrát na času	20
Obr. 6-1 Diferenciální zapojení zesilovačů	22
Obr. 6-2 Schéma zapojení měření napětí sítě	23
Obr. 6-3 Schéma zapojení měření napětí stejnosměrného meziobvodu	23
Obr. 6-4 Schéma zapojení proudových senzorů ..	24
Obr. 6-5 Schéma zapojení měničů	25
Obr. 6-6 Schéma zapojení mikrokontroléru	25
Obr. 6-7 Schéma zapojení budičů hradel	26
Obr. 7-1 Layout součástek plošného spoje	29
Obr. 7-2 Foto realizovaného kompenzátoru	29
Obr. 8-1 Zapojení hardwarové části v modelu	30
Obr. 8-2 Provedení Clarkové transformace v modelu	31
Obr. 8-3 Provedení výpočtu okamžitého činného a okamžitého jalového výkonu	32
Obr. 8-4 Provedení odstranění stejnosměrné složky z okamžitého činného výkonu pomocí integrátoru	32
Obr. 8-5 Provedení odstranění stejnosměrné složky z okamžitého činného výkonu pomocí klouzavého průměru	33

SEZNAM TABULEK

Tab. 2-1 Porovnání vlastností aktivního a pasivního filtru	6
Tab. 4-1 Tabulka parametrů strojů a vedení zapojených v síti	11
Tab. 4-2 Dílčí impedance	12

Obr. 8-6 Provedení regulace napětí stejnosměrného meziobvodu.....	33
Obr. 8-7 Určení referenčního proudu	34
Obr. 8-8 Řešení proudového modulátoru.....	34
Obr. 9-1 Schéma časování.....	36
Obr. 10-1 Měřicí pracoviště	38
Obr. 10-2 Očekávaný průběh proudu zátěže 10 A/div (růžová), proudu sítě 5 A/div (tyrkysová), napájecího napětí 50 V/div (modrá) pro usměrňovač (výstup ze Simulinku)	39
Obr. 10-3 Průběh referenčního proudu, proudu zátěží a jejich součtu bez kompenzace	40
Obr. 10-4 Oscilogram napětí 50 V/div (modrá) a proudu sítě 2 A/div (tyrkysová)	40
Obr. 10-5 Průběh referenčního proudu, proudu zátěží a jejich součtu během kompenzace.....	41
Obr. 10-6 Oscilogram napětí 50V/div (modrá), proudu sítě 2A/div (tyrkysová) a proud měniče 5A/div (fialová)	41
Obr. 10-7 Očekávaný průběh proudu zátěže 1,67 A/div (růžová), proudu sítě 1,67 A/div (tyrkysová), napájecího napětí 50 V/div (modrá) pro kapacitní zátěž (výstup ze Simulinku).....	42
Obr. 10-8 Průběh referenčního proudu, proudu kondenzátorem a jejich součtu bez kompenzace	43
Obr. 10-9 Oscilogram napětí 50 V/div (modrá), proudu sítě 2 A/div (tyrkysová) a proud měniče 2 A/div (fialová).....	43
Obr. 10-10 Průběh referenčního proudu a proudu měničem	44
Obr. 10-11 Amplituda střídavy zobrazena jako shodná s napětím sítě.....	45
Obr. 10-12 Oscilogram napětí na hradlech tranzistorů, během spínání	45
Obr. 11-1 Graf závislosti plochy toroidního jádra a ztrát na oteplení[8].....	52
Obr. 11-2 Minimální vzdálenosti podle normy ČSN EN 60950 [19].....	52
Obr. 11-3 Proudová zatížitelnost plošného vodiče 35 μm [19].....	53
Obr. 11-4 Závislost teploty PN přechodu na odporu R_{DS}	53

ÚVOD

Motivací pro výběr daného tématu bylo provést návrh a realizaci zařízení schopného kompenzace jalového výkonu. Kompenzačních zařízení je mnoho typů, ale ty založené na střídači jsou pro své výhody instalovány stále častěji. Tyto zařízení vynikají nejen ve schopnosti kompenzovat i deformační výkon, ale také v rychlejší odezvě a menším objemu. Nejjednodušším typem je paralelní aktivní filtr, v energetice běžně nazýván STATCOM (Static compensator). Jak již z názvu plyne je k síti připojen paralelně, a tedy odpadá nutnost použití vazebního transformátoru, jako u sériového aktivního filtru. Jeho prototyp tak lze udělat podstatně menší. Další faktor ovlivňující velikost byl počet fází, kde v rámci zachování jednoduchosti byla vybrána jednofázová varianta.

V práci je nejprve uveden stručný náhled do problematiky jalového a deformačního výkonu a nutnosti jeho kompenzace, společně s možnými původci.

Kapitola o aktivních filtrech obsahuje možné topologie jednotlivých filtrů a zároveň i popis funkce především paralelního aktivního filtru, který je tématem této práce.

Dále uvádím princip nejjednoduššího řízení odběru a generování jalového výkonu.

Další částí je stanovení parametrů pro model sítě, který byl použit v počítačové simulaci. Otestovat se díky tomu mohl návrh řízení založený na teorii okamžitého výkonu od Akagiho [9], jakožto i úpravy vedoucí k jednodušší implementaci v jazyce C. Zároveň ale model posloužil k určení očekávaného chování pro různé typy zátěží.

V kapitolách silová část střídače a slaboproudá část střídače se zabývám výběrem vhodných komponentů. Ne všechny komponenty však byly na trhu, proto je i velká část věnována návrhu dvou indukčností, použitých jako součást filtru. Samotný návrh se se pak řídil požadovanými parametry. Určení filtru bylo do sítě 0,4 kV s jmenovitým proudem 10 A. Kvůli velikosti byla zvolena spínací frekvence 100 kHz, což je důvod, proč byly použity tranzistory na bázi karbidu křemíku. Pro určení kompenzačního proudu byl zvolen mikrokontrolér s jádrem ARM Cortex M4, který měl mít podle prvotních očekávání pro tuto aplikaci dostatečný výpočetní výkon.

V kapitole návrh plošného spoje stručně zmiňuji základní zásady, kterými jsem se řídil při návrhu desky plošného spoje, včetně dvou obrázků, kde je možné porovnat výstup z KiCADu, ve kterém jsem pracoval a osazený plošný spoj.

V následující kapitole je vysvětleno, jak funguje řízení. Řídící schéma je složeno z bloků použitých v počítačové simulaci, vytvořené v programu MATLAB Simulink. V některých případech jsem uvedl více možností k provedení dané řídicí části.

Na kapitolu o řízení navazuje kapitola obsahující specifika softwarové implementace pro použitý mikrokontrolér. Jako například rozdělení procesů, vložení deadtimu, nebo přidání stavového automatu, včetně ošetření možných poruchových stavů.

Po popsání kroků vedoucích k realizaci jsem se zaměřil na otestování hotového prototypu a věnoval jsem mu kapitolu měření. Snažil jsem se především určit jeho funkčnost, ale zároveň jsem měl možnost porovnat naměřená data s modelem.

V závěru práce jsem zmínil chyby, na které se přišlo až po vyhotovení prototypu a mohou tedy být inspirací pro zlepšení v možné následující verzi.

KAPITOLA 1: VÝKON

1.1 Okamžitý výkon

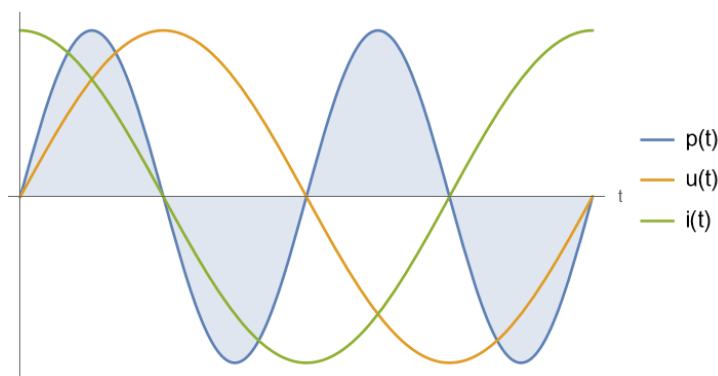
Okamžitý výkon $p(t)$ (1-1) je definován jako derivace práce podle času, tedy práce vykonaná za určitý čas. Pokud se na tento vztah podíváme z matematického hlediska zjistíme, že se jedná o nehomogenní diferenciální rovnici 1. řádu.

$$p(t) = \frac{dA}{dt}. \quad (1-1)$$

Kdybychom tedy chtěli vyjádřit z této rovnice práci musíme použít jednu z metod řešení diferenciálních rovnic, jako například separace proměnných. Výsledný vztah (1-2) nám říká že práce je dána integrálem okamžitého výkonu od t_1 do t_2 . A je vhodná k charakterizování přetoků výkonu.

$$A = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt. \quad (1-2)$$

Vše je dobře patrné na Obr. 1-1. Práce počítaná pro dobu dvou period okamžitého výkonu je zobrazena jako plocha pod křivkou, respektive nad křivkou. Plocha v kladné části představuje energii dodávanou zdrojem, případně energii spotřebovávanou spotřebičem. Analogicky plocha v záporné části představuje energii spotřebovávanou zdrojem, případně energii dodávanou spotřebičem. Zodpovědné za toto chování jsou kondenzátory a indukčnosti, které v sobě akumulují energii v podobě elektrického a magnetického pole a nekonají žádnou práci, jelikož se kladné a záporné složky vzájemně odečtou. O okamžitém výkonu, který osciluje mezi kladnými a zápornými hodnotami bychom řekli, že má jalový charakter, v tomto případě čistě jalový charakter. Určením amplitudy jeho jalové složky jsme získali veličinu známou jako jalový výkon Q , tedy veličinu nezáviselící na čase.



Obr. 1-1 Okamžitý výkon jalového charakteru

1.2 Jalový výkon

Jalový výkon Q v harmonicky ustáleném stavu je možné určit ze vztahu (1-3), který platí v jednofázových obvodech. U představuje efektivní hodnotu napětí, I představuje efektivní hodnotu proudu a φ představuje fázový posun mezi proudem a napětím. Proud zpožděný za napětím indikuje induktivní charakter zátěže a napětí zpožděné za proudem indikuje kapacitní charakter zátěže. Častěji se ovšem setkáme s $\cos(\varphi)$, nazývaným účinník, z kterého ale charakter zátěže nezjistíme. V intervalu od -90° do 90° totiž nabývá hodnot od 0 do 1 a tak se za něj uvádí zkratka ind., případně kap., který napoví charakter zátěže, pokud toto označení neobsahuje jedná

se obvykle o zátěž induktivní. Velikost fázového posunu, respektive účinníku určí jak se zdánlivý výkon S rozdělí na činný výkon P a jalový výkon Q . Jejich vzájemný vztah (1-4) je odvozen ze součtu čtverců jalového a činného výkonu.

$$Q = U \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad (1-3)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1-4)$$

1.3 Deformační výkon

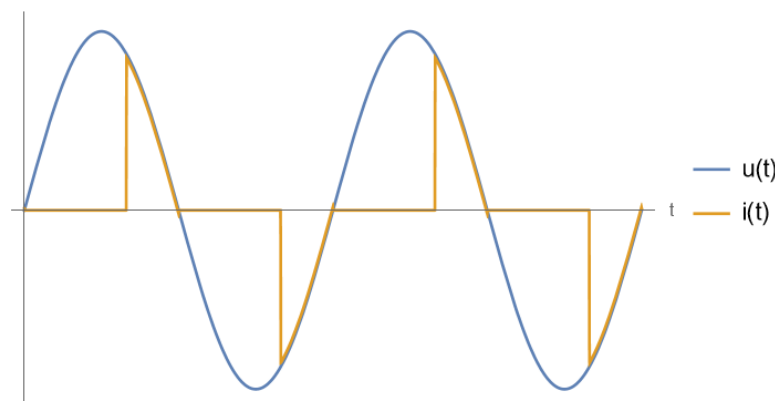
V obvodech, které nejsou v harmonicky ustáleném stavu neplatí vztah (1-3) a je nutné provést jeho korekci o deformační výkon D (1-5). Tento výkon, podobně jako jalový výkon nekoná žádnou práci. Zodpovědnost za vznik deformačního výkonu má proud, který je „deformován“, v anglicky mluvících zemích by byl nazván „distorted“ odkud pochází i veličina THD, tedy total harmonic distortion, která nám říká, jak velký je obsah vyšších harmonických. A právě ony vyšší harmonické jsou důležité. Každý signál lze totiž rozložit jako řadu funkcí sinus a kosinus známou jako Fourierova řada. Z 1. harmonické proudu lze určit činný a jalový výkon, zatímco z vyšších harmonických deformační výkon. Stejně jako v případě jalového výkonu se zavádí účinník zvaný celkový 0, jehož hodnota je menší než účinníku počítaného pro 1. harmonickou.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1-5)$$

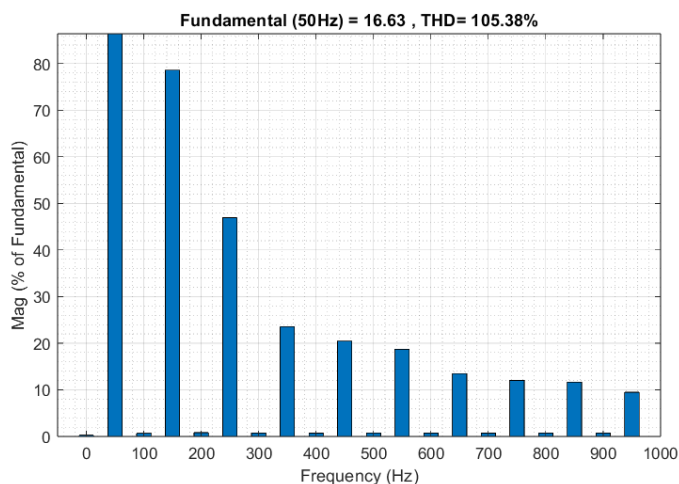
V síti se však nevyskytuje pouze základní harmonická a vyšší harmonické, podle násobků základní rozlišujeme:

- Harmonické – přirozené násobky základní harmonické
- Subharmonické – reálné násobky základní harmonické menší než jedna
- Interharmonické – reálné neceločíselné násobky větší než jedna

Příkladem zařízení odebírající deformační výkon může být jednofázový řízený usměrňovač, jehož proud sítě máme spolu s napětím sítě zobrazen na Obr. 1-2. Je řízen tak, že v intervalu 0 až 120 ° jsou ventily zavřené a po zbytek půlperiody otevřené. Tento náhlý přechod z blokovacího do sepnutého stavu dosahuje velké strmosti, což se projeví i ve vysokém obsahu vyšších harmonických, jak můžeme vidět v harmonické analýze na Obr. 1-3.



Obr. 1-2 Napětí a proud řízeného usměrňovače pro úhel otevření $\alpha = 120^\circ$



Obř. 1-3 Harmonická analýza proudu pro $\alpha = 120^\circ$

1.3.1 Zařícení odebírající deformační výkon

Zařícení, stroje a celá řada přístrojů emitují do sítě nežádoucí harmonické. Příčina závisí na typu zařícení, ale obecně lze říci, že odpovědné jsou polovodičové měničc, transformátory pracující v oblasti saturace a zařícení využívající elektrický oblouk.

Pro měničc využívající pulzně-šířkové modulace, je typické, že do sítě injektují harmonické o spínací frekvenci. Pro zdroje, které mají na vstupu diodový usměřňovač s kapacitním filtrem je zase typický odběr proudu pouze v okolí amplitudy napájecího napětí.

Přesycené transformátory nepracují v lineární oblasti, a proto odebírají magnetizační proud se špičkami v okolí maxima.

Elektrický oblouk, který využívá např. oblouková pec, je zdrojem dominantně lichých harmonických, ale zároveň obsahuje i sub a interharmonické.

1.4 Vliv jalového a deformačního výkonu

Vliv jalového a deformačního výkonu můžeme ilustrovat na modelu sítě složeného z ideálního zdroje sinusového napětí a impedance respektující nárazový zkratový výkon nadřazené sítě spolu s impedancemi vedení a transformátorů. Odběr, případně dodávka jalového výkonu, nebo odběr deformačního výkonu způsobí na této impedanci úbytek napětí a tím i jeho deformaci, která odpovídá frekvenci dané harmonické. Deformace průběhu napětí závisí na velikosti náhradní impedance, potažmo zkratovém výkonu v odběrném místě. Jeho zvýšením tak můžeme vliv vyšších harmonických redukovat. Další vliv, který plyne z úbytku na impedanci jsou Joulovy ztráty rostoucí s kvadrátem napětí. Tyto ztráty pak zvýšeným oteplením snižují přenosovou kapacitu a zároveň znamenají ekonomickou ztrátu. V některých případech může deformovaný průběh napětí a proudu ovlivnit správnou funkci ochran natolik, že dojde k nežádoucímu vybavení.

1.5 Kompenzace

Jalový a deformační výkon může být kompenzován pasivně za pomoci akumulacího prvku způsobujícího tok proudu v opačné fázi, nebo aktivně za pomoci FACTS (flexible alternating current transmission systems) zařícení. Pasivní kompenzace je tvořena paralelními LC filtry obvykle zapojenými do hvězdy, z nichž každý je naladěn na konkrétní vyšší harmonickou a je dimenzován na konkrétní výkon. Ne vždy je však jalový, popřípadě jalový výkon konstantní, a proto byly vyvinuty systémy, které dokáží kompenzační výkon, respektive proud plynule regulovat. Ty jednodušší mají kombinaci paralelních filtrů a tyristorově spínané tlumivky, zatímco

ty složitější jsou složeny ze střídače, který je schopen dodat prakticky jakýkoliv tvar kompenzačního proudu.

Platí zde ale jedno specifikum u zařízení, která jsou napájena transformátorem zapojeným do trojúhelníku. U těchto zařízení není potřeba kompenzovat pro třetí harmonickou a její násobky. Důvod spočívá ve fázovém posunu fází o 120° do kterých se vejde celá perioda třetí harmonické, a proto je nutně ve všech třech fázích třetí harmonická ve fázi. Ve vinutí transformátoru se pak jednoduše odečte, jelikož musí být splněna podmínka, že okamžitý součet proudů je roven nule. Je však třeba mít na vědomí, že tato výhoda může být nevýhodou, pokud je zařízení napájeno transformátorem zapojeným do hvězdy. Díky tomu, že je třetí harmonická a její násobky ve fázi může způsobit přetížení středního vodiče.

KAPITOLA 2: AKTIVNÍ FILTRY

Stále větší množství elektrických zařízení má problém s kvalitou elektrické energie, která se projevuje především v oblasti elektromagnetické kompatibility. Na jedné straně jsou náchylné například na deformaci síťového napětí dané odběrem deformačního výkonu a na straně druhé ho samy produkují. Jedním ze způsobů zlepšení kvality síťového napětí je použití filtrů, ať už aktivního filtru, či pasivního LC filtru, či případně PFC. Pasivní filtry se i přes značné nevýhody používají nadále hlavně pro větší výkony v řádu jednotek MVA a vyšších, ale použití aktivního filtru je pro své dobré vlastnosti stále častější. Sestává se ze střídače umožňujícího dvoukvadrantový provoz, tj. lze ho provozovat i v režimu usměrňovače a v závislosti na typu i vazebního transformátoru.

Tab. 2-1 Porovnání vlastností aktivního a pasivního filtru

Aktivní filtry

- + kompenzace jalového výkonu
- + malý objem
- + snížení flikru
- + kompenzace proudu středním vodičem
- + vyvážení proudů
- + vyvážení napětí
- náročný návrh pro vyšší výkony

Pasivní filtry

- + jednoduchá realizace
- náchylnost na změnu rezonanční frekvence
- náchylnost na naladění filtru
- nutnost ladit filtr na místě
- objemné řešení
- nebezpečí rezonance
- vliv sítě a zátěže na vlastnosti filtrace

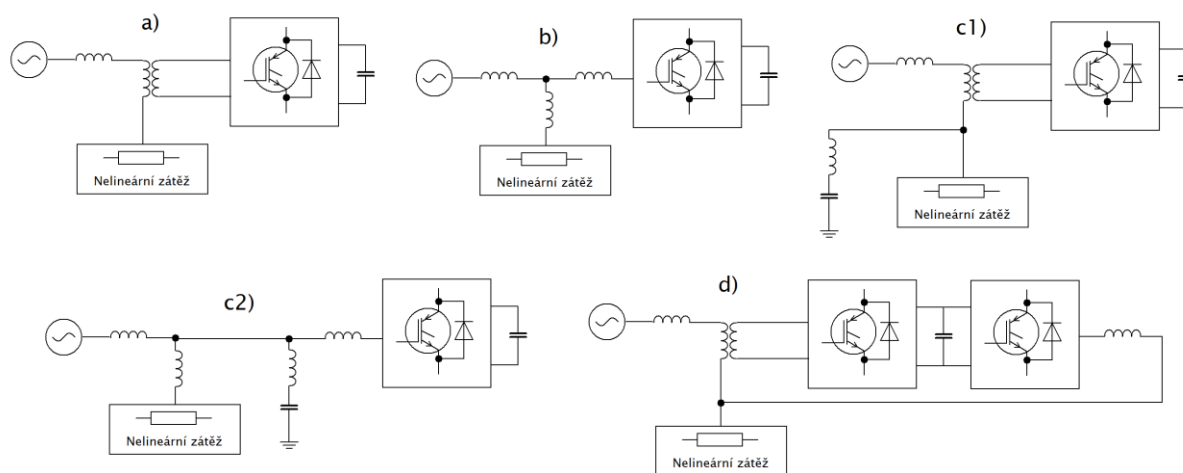
2.1 Topologie aktivních filtrů

Topologie aktivního filtru je založena na dvou základních typech střídačů podle druhu napájení. Proudový a napět'ový. Proudový vyžaduje poměrně velké kondenzátory, zapojené paralelně ke svorkám střídače k odfiltrování nežádoucího zvlnění, zatímco proudový vyžaduje zakončení kondenzátorem, což je vhodné zejména jako ochrana před napět'ovými přechodovými jevy v síti. Obecně lze ovšem říci, že použití proudového střídače pro kompenzační účely je vcelku ojedinělé. Mezi hlavní důvody patří například: nižší účinnost oproti napět'ovému typu, nemožnost uložení energie na delší dobu a zvýšené napět'ové namáhání spínacích prvků, plynoucí z přerušování proudu tekoucího indukčností, která na straně stejnosměrného meziobvodu plní funkci zdroje proudu. Zároveň je velmi limitován současnými tranzistory. Např. IGBT tranzistory se běžně nevyrábí na napětí vyšší než 6,5 kV. Tato nevýhoda byla ale do určité míry vyřešena napět'ovým typem střídače, který umožňuje tzv. víceúrovňové zapojení. Počet úrovní je dán počtem potenciálů, na které může být zátěž připojena. V praxi se rozdílné potenciály vytváří kapacitním děličem, díky kterému jsme se schopni dostat na vyšší napětí, než by samotný tranzistor zvládl. Jeho další výhodou spočívá v možnosti použití nižší spínací frekvence, což je obzvláště důležité pro tranzistory vyšších výkonů, které vlivem velké parazitní kapacity nejsou schopny dostatečně rychlé komutace. Samotné snížení spínací frekvence sice obvykle znamená vyšší zvlnění, ale to je do určité míry kompenzováno větším počtem napět'ových úrovní. Pro účinnou filtraci je nutné použití vazebních indukčností, které se připojí mezi síť a samotný filtr, nebo jsou jeho součástí.

Nejčastější dělení vychází ze způsobu připojení k síti. Sériový (Obr. 2-1 (a)) je připojen sériově mezi síť a nelineární zátěž pomocí vazebního transformátoru a má za úkol udržovat kvalitu napětí. Je tedy schopen redukovat vyšší harmonické, snížit flikr, nebo zvýšit amplitudu napětí, snížit napět'ovou a proudovou nesymetrii, či zajistit dodávku energie v případě výpadku, pokud je napájen z externího zdroje. Paralelní (Obr. 2-1 (b)) je připojen do stejného uzlu, jako nelineární zátěž a injekcí proudu do tohoto uzlu kompenzuje vyšší harmonické, proudovou nesymetrii, flikr, nebo jalový výkon. Vidíme, že použitím se mírně liší a volba konkrétního typu závisí na charakteru problému. V některých případech je možné využít i kombinovaného filtru (Obr. 2-1 (d)) spojujícího výhody zmíněných filtrů. Posledním typem je hybridní filtr (Obr. 2-1

(c)), spojení aktivního a pasivního LC filtru nacházející uplatnění především pro vyšší výkony. Pro kompenzaci nižších harmonických proudů a jalového výkonu je použito pasivních LC filtrů, zatímco pro kompenzaci vyšších harmonických a dalších nežádoucích jevů je použit aktivní filtr, který je dimenzován na mnohem nižší výkon. Předmětem této práce byl zvolen paralelní aktivní filtr, a proto si jeho funkci dále rozebereme.

Obr. 2-1 Aktivní filtr: (a) sériový, (b) paralelní, (c1) hybridní sériový, (c2) hybridní paralelní, (d) kombinovaný



2.1.1 Paralelní aktivní filtr

Paralelní aktivní filtry patří mezi nejčastější aktivní filtry. Pro své jednoduché připojení k síti se obzvláště hodí v méně výkonných aplikacích, ale vyplatí se i ve výkonnějších aplikacích v řádu stovek kVA. Přímou zvládne při správném návrhu výrazně potlačit či úplně odstranit problémy spojené s deformovaným proudem, ale i kompenzovat proud, který není ve fázi s napětím. Nepřímou pak zvládne potlačit problémy, které standartně odstraňuje sériový aktivní filtr.

2.1.1.1 Princip činnosti

Prakticky všechny aktivní filtry vychází ze střídače, a proto si jeho činnost blíže rozebereme. Na Obr. 2-2 je vidět typické zapojení třífázového napětového střídače. O třífázovém střídači hovoříme s ohledem na jeho připojení k síti, které je realizováno třemi fázemi, z nichž každá je připojena na střed půlmůstku přes vazební indukčnosti. Zajišťují jednak filtraci proudu, ale také fungují jako akumulátor, z kterého se přelévá energie do kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

O napětovém střídači hovoříme, protože zdrojem napětí stejnosměrného meziobvodu je kondenzátor, případně kondenzátorová baterie. K jeho dobíjení slouží činný výkon odebíraný ze sítě především na pokrytí ztrát, ale i dodávku činného výkonu zpátky do sítě například během flikru. Z těchto důvodů musí být vhodně dimenzován. Dobré dimenzování však ovlivní chování střídače i v jiných oblastech. Při nutnosti dodání proudové špičky do sítě nedojde k výraznějšímu poklesu napětí, nebo nedojde k významnému kolísání potenciálu kondenzátorového uzlu na Obr. 2-2 značeném jako *o* kapacitního děliče. Tento uzel však v tomto zapojení slouží pouze k určení fázových napětí střídače. Reálně je jeho použití nutné až ve víceúrovňových střídačích, kde je nutné volit kondenzátory s velmi podobnými parametry k dosažení rovnoměrného rozložení napětí.

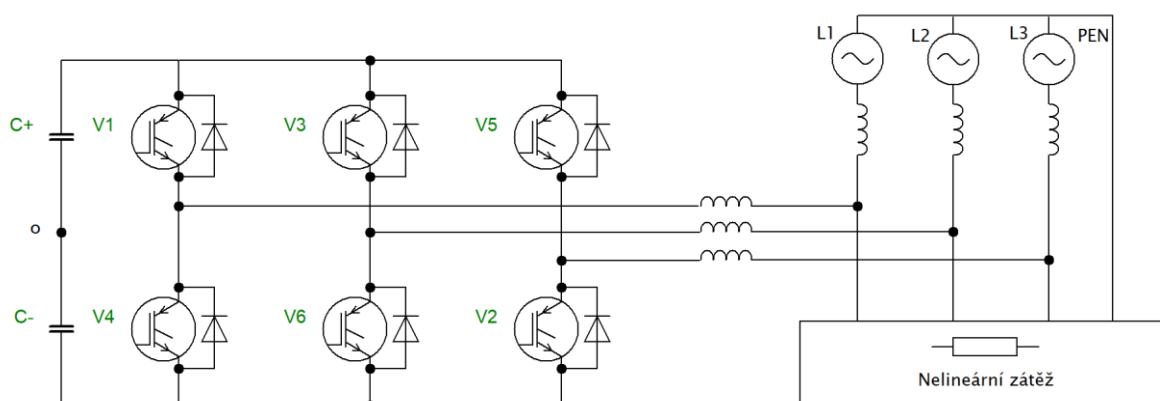
Půlmůstky, někdy také větve střídače jsou opatřeny dvojicí spínacích prvků nejčastěji IGBT tranzistory, případně GTO, či IGCT tyristory. Paralelně k nim jsou připojeny zpětné diody, které

zajišťují alternativní cestu proudu. V okamžiku, kdy by se neměl proud zejména vazební indukčnosti kudy uzavřít, způsobil by přepětí, které by mohlo prorazit spínací prvky silového obvodu. Tato situace nastane například při komutaci dvou spínacích prvků půlmůstku, během níž jsou nakrátko oba spínací prvky vypnuté.

Na střed tranzistorů je připojena buďto zátěž, nebo zdroj podle toho v jaké režimu střídač pracuje. Zde je připojen k síti pomocí třech fází, tj. lze říci, že každé větvi přísluší jedna větev. Jsou zde však výjimky. V sítích s uzemněným uzlem je často připojen i střední vodič dalším půlmůstkem, alternativně je možné připojení i na svorku *o* (NPC). V jednofázovém zapojení se zase využívá dvou větví, tedy tzv. plného můstku, z důvodu lepšího využití napětí stejnosměrného meziobvodu a zamezení oscilace amplitudy napětí, způsobené kolísáním napětí na jednom z kondenzátorů napěťového děliče a z toho plynoucí napěťové nerovnováze.

Střídavé výstupní napětí je zajištěno střídavým spínáním vrchního a spodního spínacího prvku ke kladné, respektive záporné elektrodě stejnosměrného meziobvodu. To, který spínač v konkrétním momentu sepne, určuje řídicí obvod. Všechny střídače používané jako aktivní filtry využívají pulzně-šířkové modulace, liší se však metoda určení referenčního proudu.

Při komutaci spínačů půlmůstku je nutné zajistit úplné zavření spínače a druhý sepnout až po uplynutí krátké doby, kterou nazýváme „dead-time“. Do uplynutí této doby by mělo dojít k odčerpání náboje z parazitní kapacity kolektor emitor (IGBT) a přechodu z propustného do blokovacího stavu. Pro tyristory je nutné počítat se stovkami μs a pro tranzistory s jednotkami μs . Při nedodržení této podmínky by sepnutí obou spínačů naráz způsobilo zkrat kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Způsobů implementace „dead-timu“ je více. Například je možné zmínit softwarové řešení, které jsou součástí mnoha integrovaných vývojových prostředí, nebo hardwarové řešení, které je často implementováno do integrovaného obvodu budiče.



Obr. 2-2 Paralelní aktivní filtr

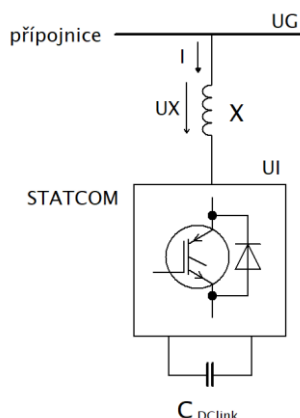
KAPITOLA 3: STACIONÁRNÍ KOMPENZÁTOR V SÍTI

V energetice je stacionární kompenzátor často označován jako STATCOM. Má základ ve dvou anglických slovech „static“ a „compensator“. První část ukazuje skutečnost, že se nejedná o rotující stroj a druhá, že jde o kompenzátor. Výstižnost tohoto názvu spočívá v nahrazení rotujícího synchronního generátoru statickým polovodičovým měničem, přičemž oba plní identickou funkci. Funkčně jde vlastně o paralelní aktivní filtr, jak byl popsán v kapitole 2.1.1. V přenosové soustavě je STATCOM používán jako FACTS zařízení k zajištění stabilních parametrů elektrické energie.

3.1 Princip generování a odběru jalového výkonu

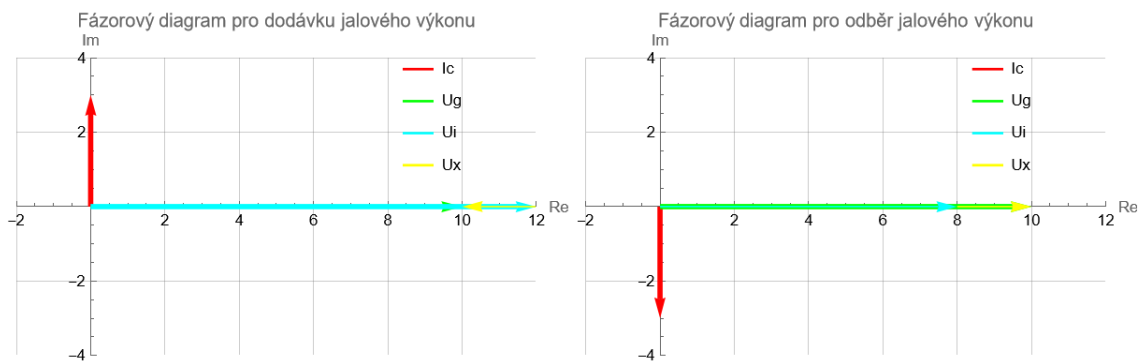
Použití STATCOMU vychází z myšlenky připojit k síti proměnnou reaktanci, jejíž hodnota může být plynule měněna, a to bez použití akumulacních prvků, jako je kondenzátor, nebo indukčnost na generování, nebo odběr jalového výkonu. Z hlediska sítě je nejbližší synchronnímu kompenzátoru, který je schopen kompenzovat účinník, též bez nutnosti akumulacních prvků, pouze regulací buzení.

V kapitole 2.1.1.1 bylo zmíněno zapojení a současně i princip činnosti STATCOMU. Pro vysvětlení generování a odběru jalového výkonu však bude lepší schéma zjednodušit pro lepší názornost. Na Obr. 3-1 vidíme již zjednodušené schéma připojení STATCOMU k síti pomocí vazební indukčnosti X . Může se stát, že STATCOM nebude připojen přes vazební indukčnost, ale přes vazební transformátor v takovém případě představuje indukčnost X rozptylovou reaktanci transformátoru.



Obr. 3-1 Zjednodušené zapojení STATCOMU do sítě

Relativní změnou napětí STATCOMU U_I vůči napětí sítě U_G je řízen tok proudu, potažmo jalového výkonu, pokud ovšem zanedbáme vlastní spotřebu činného výkonu. Když chceme do sítě dodávat jalový výkon je nutné zajistit tok proudu směrem do sítě, což provedeme zvýšením napětí U_I vůči napětí U_G . Přičemž napětí U_I je ve fázi s napětím U_G a zároveň má stejnou frekvenci. Takto řízený STATCOM bude z hlediska sítě vypadat jako kondenzátor u kterého proud předbíhá napětí. Když naopak chceme ze sítě odebírat jalový výkon, snížíme napětí U_I vůči napětí U_G , čímž způsobíme tok proudu do STATCOMU, ten se bude zpožd'ovat za napětím a z hlediska sítě tak bude vypadat jako indukčnost. V situaci, kdy je STATCOM řízen tak, aby bylo napětí U_I rovno napětí U_G není generován, ani odebírán jalový výkon. Dobře tuto situaci ilustruje Obr. 3-2. Zároveň je možné z rovnice (3-1) určit odebíraný jalový výkon Q , který jak je ze vztahu zřejmé, je přímo úměrný rozdílu napětí U_I a U_G , respektive napětí na reaktanci X .



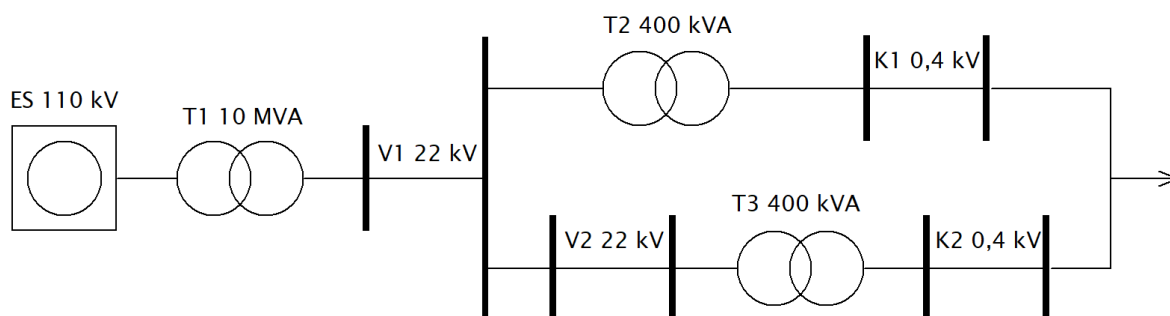
Obr. 3-2 Fázorový diagram dodávky a odběru jalového výkonu

$$Q = \frac{(U_G - U_I)U_G}{X} \quad (3-1)$$

KAPITOLA 4: MODEL

4.1 Náhrada sítě

Elektrická síť je komplexní soubor vzájemně propojených zdrojů a odběrů, zahrnující mimo jiné vedení a transformaci. Při jejím modelování se standartně vychází z počátečního nárazového zkratového výkonu S_{kQ} nadřazené sítě, která je v našem případě na napěťové hladině 110 kV. Poté už záleží na konkrétní konfiguraci sítě mezi nadřazenou sítí a odběrem. Možné je vycházet buďto z reálného schématu, nebo zvolit vlastní Obr. 4-1, respektující obvyklé zapojení.



Obr. 4-1 Schéma zapojení sítě

Parametry modelu sítě se nachází v Tab. 4-1 a byly zvoleny na základě disertační práce Martina Knenického [1], nebo podnikové normy energetiky pro rozvod elektrické energie [2], případně parametrů transformátorů společnosti ETD TRANSFORMÁTORY a.s. a byly využity k výpočtu dílčích impedancí.

Tab. 4-1 Tabulka parametrů strojů a vedení zapojených v síti

ES - síť	$U_{nQ} = 110 \text{ kV}$	$S_{kQ} = 100 \text{ MVA}$			
T1 - transformátor	$U_{nT1} = 110 \text{ kV}$	$p_{T1} = 110/22$	$S_{nT1} = 10 \text{ MVA}$	$P_{knT1} = 55 \text{ kW}$	$u_k = 11,5 \%$
V1 - vedení	$U_{V1} = 22 \text{ kV}$	$l_{V1} = 8 \text{ km}$	$r_{V1} = 0,301 \text{ } \Omega/\text{km}$	$x_{V1} = 0,374 \text{ } \Omega/\text{km}$	
V2 - vedení	$U_{V2} = 22 \text{ kV}$	$l_{V2} = 1 \text{ km}$	$r_{V2} = 0,301 \text{ } \Omega/\text{km}$	$x_{V2} = 0,374 \text{ } \Omega/\text{km}$	
T2 - transformátor	$U_{nT2} = 22 \text{ kV}$	$p_{T2} = 22/0,4$	$S_{nT2} = 400 \text{ kVA}$	$P_{knT2} = 4,6 \text{ kW}$	$u_k = 4 \%$
T3 - transformátor	$U_{nT3} = 22 \text{ kV}$	$p_{T3} = 22/0,4$	$S_{nT3} = 630 \text{ kVA}$	$P_{knT3} = 6,5 \text{ kW}$	$u_k = 4 \%$
K1 - kabel	$U_{K1} = 0,4 \text{ kV}$	$l_{K1} = 0,3 \text{ km}$	$r_{K1} = 0,442 \text{ } \Omega/\text{km}$	$x_{K1} = 0,0756 \text{ } \Omega/\text{km}$	
K2 - kabel	$U_{K2} = 0,4 \text{ kV}$	$l_{K2} = 0,4 \text{ km}$	$r_{K2} = 0,442 \text{ } \Omega/\text{km}$	$x_{K2} = 0,0756 \text{ } \Omega/\text{km}$	

Impedance byly určeny ze vztahů (4-1) pro nadřazenou síť, (4-2) a (4-3) pro transformátory a (4-4) a (4-5) pro vedení. Impedance nadřazené sítě je dána rázovým zkratovým výkonem S_{kQ} , sdruženým napětím U_{nQ} , poměrem kvadrátu napětí v odběrném místě U_V ku kvadrátu napětí nadřazené sítě U_Q a koeficientem c . Tedy napěťovým součinitelem ekvivalentního napěťového zdroje, který je pro síť VN a VVN 1,1 a respektuje skutečnost, že generátory připojené do sítě mají vyšší vnitřní napětí, než svorkové napětí generátoru [21]. Impedance transformátoru je dána jeho

napětím nakrátko u_{kT} , jmenovitým napětím U_{nT} , zdánlivým výkonem S_{nT} a převrácenou hodnotou kvadrátu převodu transformátoru. Pokud není napětí na sekundárním vinutí transformátoru shodné s napětím v místě odběru je nutné celý vztah vynásobit převrácenou hodnotou kvadrátu převodu transformátoru, který je připojen na napětěovou hladinu nadřazené sítě. Na rozdíl od impedance sítě (4-1), kde je reálná část impedance nulová, bylo nutné v tomto případě vypočítat i její reálnou složku (4-3), která byla dána kromě již jmenovaných veličin jmenovitými ztrátami nakrátko P_{knT} . Impedance vedení je dána jejími složkami. Reálná část (4-4) je dána měrnou rezistivitou r_v a délkou vedení l . Analogicky, imaginární část (4-5) je dána měrnou reaktancí x_v a délkou vedení l . Přepočítání napětěové hladiny, jak bylo zmíněno v případě transformátorů, se provedl pouze v místech, kde se napětí na vedení neshodovalo s napětím U_v . Tam, kde bylo potřeba znát i velikost reaktance se použilo Pythagorovy věty (4-6).

$$Z_Q = X_Q = c * \frac{U_{nQ}}{S_{kQ}} * \frac{U_V^2}{U_Q^2} \quad (4-1)$$

$$Z_T = u_{kT} * \frac{U_{nT}^2}{100 * S_{nT}} * \frac{1}{p_T^2} \quad (4-2)$$

$$R_T = \frac{P_{knT} * U_{nT}^2}{1000 * S_{nT}^2} * \frac{1}{p_T^2} \quad (4-3)$$

$$R_V = r_v * l * \frac{1}{p_T^2} \quad (4-4)$$

$$X_V = x_v * l * \frac{1}{p_T^2} \quad (4-5)$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (4-6)$$

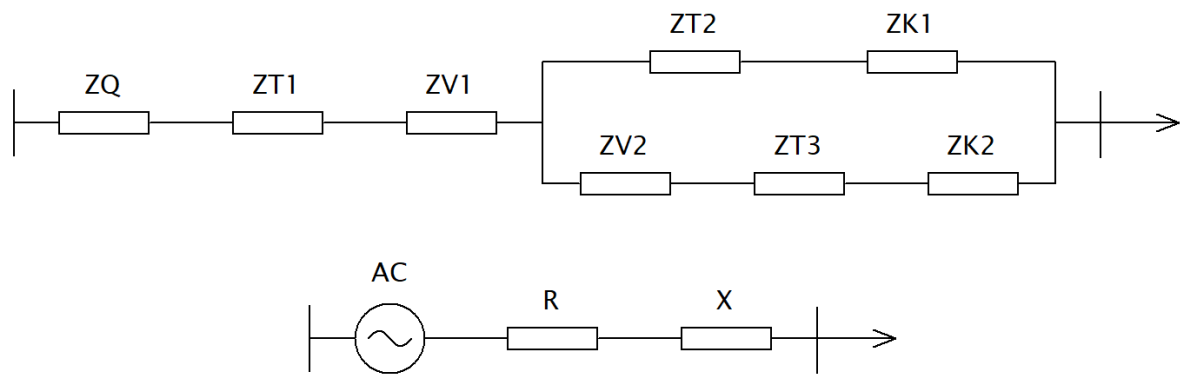
Po určení dílčích impedancí (Tab. 4-2) se schéma sítě na Obr. 4-1 překreslí do podoby elektrického obvodu (Obr. 4-2). S využitím Kirchhoffova zákona obvod zjednodušíme na jednu impedanci, která bude dána vztahem (4-7):

$$Z_Q = Z_Q + Z_{T1} + Z_{V1} + \frac{(Z_{T2} + Z_{K1}) * (Z_{V2} + Z_{T3} + Z_{K2})}{(Z_{T2} + Z_{K1}) + (Z_{V2} + Z_{T3} + Z_{K2})} \quad (4-7)$$

Po dosazení dostaneme výsledek ve tvaru: (78,65 + j22,37) mΩ. Zapojením této impedance do série ke zdroji napětí totožné s napětím v odběrném bodě získáme model reálného zdroje (Obr. 4-2), který by se měl chovat stejně jako síť. Je však třeba brát na paměť, že model sítě je odlehčený, ale „vliv k síti připojených přístrojů a zařízení i svodových odporů a kapacit vedení lze obvykle zanedbat.“[2]. Pokud by nás zajímalo jaké indukčnosti výsledná celková reaktance dosahuje, stačí upravit vztah pro výpočet indukčnosti a pro frekvenci 50 Hz dostaneme 71,217 mH.

Tab. 4-2 Dílčí impedance

$R_Q=0 \Omega$	$R_{T1}=88 \mu\Omega$	$R_{V1}=796 \mu\Omega$	$R_{V2}=100 \mu\Omega$	$R_{T2}=4,6 \text{ m}\Omega$	$R_{T3}=2,62 \text{ m}\Omega$	$R_{K1}=133 \text{ m}\Omega$	$R_{K2}=177 \text{ m}\Omega$
$X_Q=16 \mu\Omega$	$X_{T1}=1838 \mu\Omega$	$X_{V1}=989 \mu\Omega$	$X_{V2}=124 \mu\Omega$	$X_{T2}=15,3 \text{ m}\Omega$	$X_{T3}=9,81 \text{ m}\Omega$	$X_{K1}=22,7 \text{ m}\Omega$	$X_{K2}=30,2 \text{ m}\Omega$



Obr. 4-2 Náhradní zapojení sítě

KAPITOLA 5: SILOVÁ ČÁST STŘÍDAČE

Na začátku návrhu byly stanoveny požadavky, které již částečně vyplývají z plánovaného provozu v soustavě NN 0,4 kV. Další požadavky se odvíjejí od plánovaného výkonu potažmo proudu, na který byl navrhnout a z nich plynoucích technických řešení. Pro takto malé výkony není problém dosáhnout spínací frekvence f_s 100 kHz, což se velmi projeví ve velikosti zařízení a zároveň dává možnost přesně kompenzovat deformační proud. Soupis požadovaných parametrů je uveden níže.

- $U_{D\text{Clink}} = 358 \text{ V}$
- $U_i = 253 \text{ V}$
- $I_{i\text{RMS}} = 10 \text{ A}$
- $f_s = 100 \text{ kHz}$
- $I_{\text{rip}\%} \leq 20\%$
- $h_{\text{max}} = 20$

5.1 Zapojení silové části

Zapojení navrhovaného kompenzátoru vychází z topologie jednofázového střídače a dá se rozdělit na několik základních částí: H můstek, zajišťující přeměnu stejnosměrného napětí na střídavé, filtr pro odstranění nežádoucích frekvencí a zdroj napětí. V této kapitole se však pokusím popsat pouze výběr tranzistorů tvořících samotný H můstek.

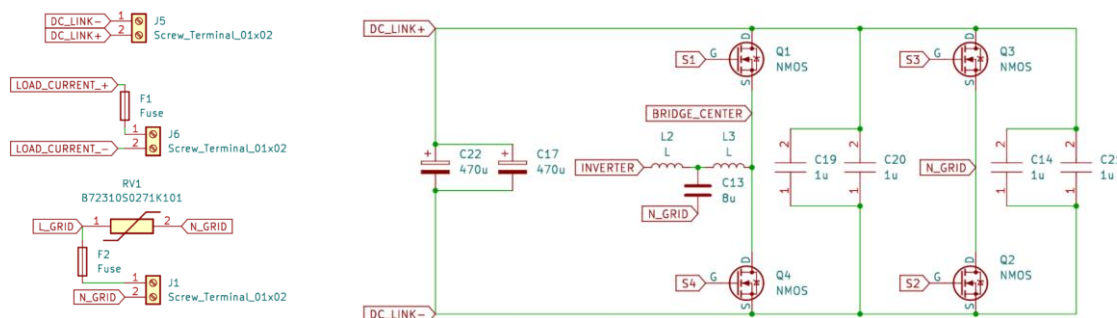
Při výběru tranzistorů se volilo z tranzistorů, které byly k dispozici. Kvůli spotřebě a vyšší spínací frekvenci byl vybrán SiC N mosfet SCT4036KW7, pro který se provedl kontrolní výpočet. Z hlediska napětového dimenzování je důležité napětí na stejnosměrném meziobvodu, které je limitováno elektrolytickými kondenzátory, které nesou více než 450 V, z čehož plyne, že tranzistor musí mít napětí V_{DSS} větší než 450 V, plus dostatečnou rezervu, čemuž navrhovaný tranzistor vyhoví, jelikož snese až 1200 V. Z hlediska proudového dimenzování byla situace složitější. Nejprve byly stanoveny maximální tolerovatelné ztráty na 20 W. Podle datasheetu [20] bylo určeno, že maximální proud I_D 28 A snese tranzistor při teplotě T_c rovnu 100 °C, v dalším kroku však bylo potřeba teplotu přepočítat na teplotu PN přechodu T_{vj} , což bylo určeno pomocí vzorce (5-1), ze kterého byl stanoven tepelný spád $\Delta\theta_{jc}$ na 10 K, z čehož plyne, že teplota na přechodu bude rovna 110 °C.

$$\Delta\theta_{jc} = P * R_{thjc} = 10 * 1 = 10 \text{ K} \quad (5-1)$$

Díky Obr. 11-4 bylo posléze možno odečíst odpor R_{DS} na 0,06 Ω a díky vzorci (5-2) vodivostní ztráty P_v .

$$P_v = R_{DS} * I^2 = 0,06 * 10^2 = 6 \text{ W} \quad (5-2)$$

Abychom dostali celkové vodivostní ztráty bylo nutné si uvědomit, že pokud tranzistory spínají, jsou sepnuty vždy dva zároveň. Z tohoto důvodu musí být celkové vodivostní ztráty dvojnásobkem vodivostních ztrát, tj. 12 W, čímž požadavku, který byl na počátku stanoven, vyhoví. K odvedení ztrátového tepla byl podle rozměrových možností zvolen chladič, který by měl být dostačující. Jelikož byly ztráty počítány pro 28 A a maximální proud kompenzátoru je 10 A, ztráty budou ve skutečnosti nižší a zároveň ani teplota pouzdra tak zcela jistě nebude 100 °C. Pokud by tomu tak bylo velmi by to ovlivnilo životnost komponent především pak plošného spoje.



Obr. 5-1 Schéma zapojení silové části

5.2 Kondenzátor stejnosměrného meziobvodu

Filtr nemá žádný vnější zdroj energie, z tohoto důvodu musí být, pokud zanedbáme ztráty činný výkon nulový. Činný výkon však počítáme za periodu, případně půlperiodu, během které okamžitý výkon značně osciluje a spolu se ztrátovým výkonem způsobuje pokles napětí na kondenzátoru. Tyto fluktuace je důležité omezit, aby nedošlo k poklesu napětí kondenzátoru pod amplitudu střídavého napětí. V takovém případě by filtr ztratil svoji funkčnost a degradoval na usměrňovač.

Návrh je založen na analogii momentu setrvačnosti točivých strojů [9]. Zavádí se konstanta UCC z anglického unit capacitance constant (5-3), která v zásadě říká jak dlouho bude moci filtr dodávat energii při daném zdánlivém výkonu S , pokud je nabit na dané napětí U_c . Nevýhodou tohoto vztahu je, že počítá s poklesem napětí až do nuly, proto je vhodné zvolit tuto konstantu vyšší, alternativně lze zrychlit regulátor napětí na stejnosměrném meziobvodu. V tomto návrhu bylo uvažováno, že konstanta UCC musí mít velikost alespoň jedné půlperiody, tedy 10 ms pro síťovou frekvenci a napětí na kondenzátoru činí 420 V. Pro zmíněné hodnoty tedy vyšla minimální kapacita kondenzátoru 261 μF , ale kvůli velkému zvlnění by vznikaly velké ztráty, které si nemůžeme dovolit. Proto byla zvolena dvojice elektrolytických kondenzátorů, každá o kapacitě 470 μF , zapojených paralelně, což by se mělo projevit v menším zvlnění napětí a tedy i nižšími ztrátami a z nich plynoucí vyšší životností. Kondenzátory jsou dimenzovány na 450 V a je tu tak určitý prostor pro eventuelní přeregulaci.

$$UCC = \frac{C * V_c^2}{2 * S} \quad (5-3)$$

$$C = \frac{2 * UCC * S}{V_c^2} = \frac{2 * 0,01 * 2300}{420^2} = 261 \mu\text{F} \quad (5-4)$$

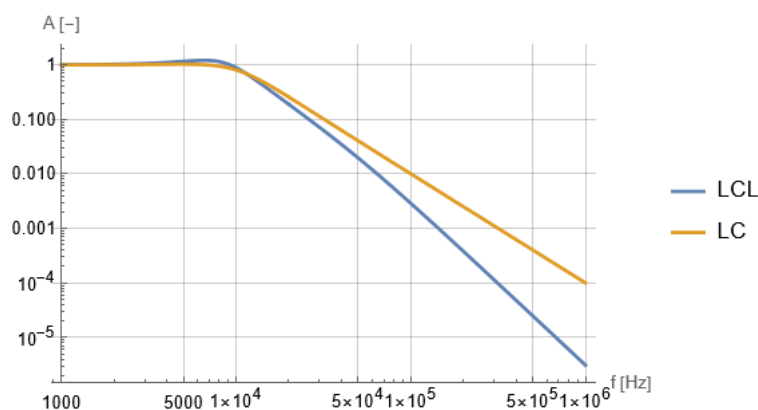
Elektrolytické kondenzátory jsou navíc doplněné čtyřmi keramickými kondenzátory každý o kapacitě 1 μF v blízkosti tranzistorů. Tyto kondenzátory mají mnohem menší ekvivalentní sériový odpor než elektrolytické kondenzátory. Dalším opatřením ke snížení těchto odporů je paralelní řazení kondenzátorů do dvojic, čímž se sníží odpor na polovinu. Při spínání PWM totiž dochází k přerušovanému odběru energii, respektive proudu, který pak vytváří na těchto odporech úbytek, který se snažíme minimalizovat.

5.3 Filtr střídače

Střídače řízené PWM obsahují vysoký podíl vyšších harmonických, především pak ty o spínací frekvenci. Tato vlastnost jde do značné míry eliminovat potlačením nechtěných harmonických použitím filtru. V případě síťových aplikací jde o nutnost, některé typy zátěží však filtraci nevyžadují. Tam, kde je filtrace požadována, je provedena dolní propustí. Pro nízké frekvence se chová jako malá impedance, zatímco pro vyšší se chová jako velká impedance. Zapojení je realizováno jedním nebo vícero akumulacních prvků, kondenzátoru, nebo indukčnosti. V závislosti na počtu hovoříme o prvním, druhém, třetím, nebo vyšším řádu filtru, který souvisí s maximálním možným útlumem. Nejjednodušší filtry prvního řádu dosahují útlumu až 20 dB na dekádu a s každým dalším prvkem útlum naroste o dalších 20 dB. Maxima však nelze, vlivem parazitních vlastností použitých prvků v reálu dosáhnout.

5.3.1 Konfigurace filtrů střídače

Filtr střídače je nejčastěji konfigurován jako LC, nebo LCL a to v zapojení jako gama článek případně T článek, kde příčný prvek tvoří vždy kondenzátor a podélný indukčnost. Důvod tohoto řešení spočívá v nutnosti dosažení impedančního nesouladu mezi výstupní impedancí střídače a vstupní impedancí filtru. Dalo by se říci, že se jedná o opak impedančního přizpůsobení. Pokud je tedy výstupní impedance střídače malá měla by být na jeho straně indukčnost. Volba konkrétního článu už nezávisí pouze na inženýrském hledisku, ale také často ekonomickém, jelikož výhody v použití gama článu nejsou oproti T článu až tak velké. Pohledem na Obr. 5-2. vidíme, že v tomto konkrétním případě je pro navrhovanou spínací frekvenci 100 kHz rozdíl v útlumu již znatelný a s vyšší frekvencí se rozdíl ještě zvyšuje, to je důležité hlavně kvůli harmonickým spínací frekvence. Nevýhoda je znatelné rezonanční maximum, které může být potencionálně problematické, ale jde tlumit použitím rezistorů, nebo jinými způsoby. V naší aplikaci to však problém není, a proto volíme LCL filtr.



Obr. 5-2 Frekvenční charakteristika LC a LCL filtru

5.4 Návrh LCL filtru

Návrh z velké části vychází z referenčního návrhu střídače společnosti Texas Instruments [5], kde je návrh filtru letmo nastíněn. V zásadě jde o znalost maximální harmonické síťové kmitočtu, který chceme kompenzovat. Pro tento případ bylo stanoveno jako adekvátní určit parametry tak, abychom byli schopni přes filtr protlačit dvacátou harmonickou a zároveň dostatečně utlumili spínací frekvenci. S přihlédnutím k těmto požadavkům byla zvolena rezonanční frekvence filtru na 20 kHz, což zároveň odpovídá doporučení aby rezonanční frekvence filtru byla větší, než šestina spínací frekvence [5].

Po návrhu byla provedena kontrola stability pomocí Middlebrookova kritéria (5-5) [7],

$$\|T_{MLG}\| = \left\| \frac{Z_{out}}{Z_{in=filtr}} \right\| = \left\| \frac{23}{159} \right\| = 0,14 \ll 1 \quad (5-5)$$

to nám říká, že velikost poměru výstupní impedance ku vstupní impedanci musí být o dost menší než jedna. V praxi se však tento vztah uvádí tak, že velikost výstupní impedance má být o dost menší než velikost vstupní impedance. Nesplnění podmínky by mohlo vyvolat interakci vstupní impedance s regulační smyčkou střídače.

Výstupní impedanci střídače lze považovat téměř za konstantní a můžeme ji odhadnout z mírně upraveného vzorce pro výkon (5-6), který zároveň respektuje ztráty střídače. Vstupní impedanci LCL filtru zase určíme podle vzorce (5-7). Jedná se o vztah pro sériový rezonanční obvod, kde se projeví pouze reaktance indukčnosti L_i , kapacitance kondenzátoru C a jejich parazitní odpory. Veličina h_{max} představuje maximální harmonickou, která musí filtrem projít. Maximální harmonickou dosazujeme proto, že v tomto bodě bude impedance nejnižší a hrozí nesplnění podmínky. Po dosazení vyjde $|Z_{inLCL}| 159 \Omega$.

V okamžiku, kdy máme vypočteny dílčí impedance je možné vyčíslit velikost T_{MLG} na 0,14, čímž je kritérium (5-5) splněno.

$$Z_{inv} = Z_{out} = \frac{U_g^2 * \eta}{P_i} = \frac{230^2 * 0,98}{2300} \approx 23 \Omega \quad (5-6)$$

$$Z_{inLCL} = j * h_{max} * \omega * L_i + R_l + \frac{1}{j * h_{max} * \omega * C} + R_c \quad (5-7)$$

$$\begin{aligned} Z_{inLCL} &= j * 20 * 2 * \pi * 50 * 0,4 + 0,071 + \frac{1}{j * 20 * 2 * \pi * 50 * 10^{-6}} + 0,006 \\ &= 0,07 - j 159 \end{aligned}$$

5.4.1 Návrh vazební indukčnosti L_i

Vazební indukčnost je nutná pro správnou funkci střídače pracujícího jako aktivní filtr, využívá se totiž pro zvýšení napětí stejnosměrného meziobvodu, podobně jako u zvyšujícího měniče. Není to, ale její jediná funkce, neméně důležité je zmírnění zvlnění. Nemusí být zapojená fyzicky, často totiž stačí rozptylová indukčnost transformátoru, pokud je k němu připojen, v tomto případě ale tvoří část LCL filtru.

Výpočet hodnoty indukčnosti (5-9) je založen na maximálním tolerovatelném zvlnění proudu, spínací frekvenci a napětí na stejnosměrném meziobvodu. Maximální tolerované zvlnění (5-8) určíme z efektivní hodnoty proudu a procentní hodnoty zvlnění $I_{rip\%}$, hodnot, které jsme si na začátku určili v kapitole Kapitola 5: jako výchozí. Po dosazení dojdeme k výsledné hodnotě indukčnosti L_i , činící 0,4 mH.

$$\Delta i_{ppmax} = I_i * \sqrt{2} * \frac{I_{rip\%}}{100} = 10 * \sqrt{2} * \frac{20}{100} = 2,8 A \quad (5-8)$$

$$L_i = \frac{U_{DClink}}{4 * f_s * \Delta i_{ppmax}} = \frac{420}{4 * 10^5 * 2,8} = 0,4 mH \quad (5-9)$$

Vzhledem k omezenému prostoru bylo stanoveno, že cívka nebude vzduchová, ale bude vinutá na jádře o vysoké permeabilitě. Výrobci nabízejí více typů jader, nejširší výběr je však z prstencových. Na základě doporučení bylo vybráno jádro T184. Dále se výběr řídil hodnotou A_L ,

.....

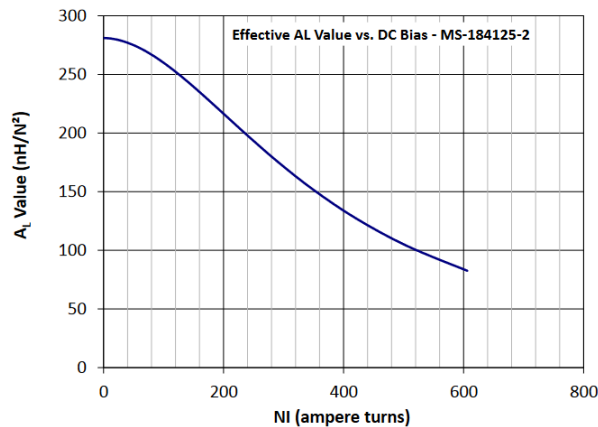
kteřá určuje indukčnost jednoho závitů a tím i hustotu indukčnosti. Nejvyšší hodnotu 281 nH/N² nabízel produkt se sériovým číslem MS-184125-2, a proto byl vybrán k ověření možnosti navinutí.

Určení potřebného počtu závitů by se dalo získat přímo z hodnoty A_L , respektive vzorce (5-10), ale tato hodnota závisí na počtu ampéřzávitů, jak ukazuje Obr. 5-3, a proto je tuto metodu možné použít pouze pro jednotky ampéřzávitů, což není tento případ. Další nabízející se metodou byla metoda iterativní, ta by však byla zdoluhavá, a proto byla závislost popsána polynomem pro oblast vyšších ampéřzávitů (5-11) a následně dosazena do rovnice (5-10). Řešením byly čtyři kořeny, z nichž ten reálný kladný vyšel na 75. Ukázalo se tak, že se nacházíme mimo oblast hodnot A_L . Polynom, tak byl využit extrapolaci.

Následně byl využit datasheet[11] obsahující tabulku běžně dostupných průměrů vodičů, kterým náleží hodnoty počtu závitů pro jednovrstvé a plné vinutí. Počet 75 závitů tam uveden není, ale pro nejbližší vyšší číslo už je, a to sice 1,6 mm, to je zároveň maximální průměr, který se dá navíjet bez větších potíží ručně.

$$L = N^2 * A_L \quad (5-10)$$

$$A_L = 0,000452 * (NI)^2 - 0,699 * NI + 341 \quad (5-11)$$



Obr. 5-3 Závislost hodnoty AL na ampéřzávitech [11]

Nakonec bylo nutné zkontrolovat oteplení pomocí výpočtu ztrát. Jak již bylo dříve zmíněno, indukčnost je tvořena feromagnetickým jádrem a vinutím z měděného vodiče. Pro každou část tedy byly určeny ztráty zvlášť.

V případě vinutí se určovaly ztráty Joulovy. Pomocí vztahu (5-12) se přepočel měrný odpor mědi ρ z 20 °C, na maximální dovolené oteplení 70 K. Následně se pomocí rovnice (5-13) z počtu závitů N_v , střední délky závitů a průměru vodiče d určil odpor R_v . Po uplatnění výsledného vztahu (5-14) byly Joulovy ztráty stanoveny na 7,1 W. Pokud má být návrh optimální, měli bychom k podobné hodnotě dospět i u magnetizačních ztrát.

$$\rho = 17,5 * 10^{-9} (1 + 0,0068 * t) = 17,5 * 10^{-9} (1 + 0,0068 * 70) = 2,58 * 10^{-8} \Omega m \quad (5-12)$$

$$R_v = \frac{\rho * N_v * 4 * 0,0738}{\pi * d^2} = \frac{2,58 * 10^{-8} * 75 * 4 * 0,0738}{\pi * (1,6 * 10^{-3})^2} = 0,071 \Omega \quad (5-13)$$

$$P_J = R_v * I_{iRMS}^2 = 0,071 * 10^2 = 7,1 W \quad (5-14)$$

V případě jádra se určovaly ztráty magnetizační, způsobené jeho střídavou magnetizací. Převážně se očekává provoz v režimu kompenzace jalového výkonu, kde dochází k fázovému posunu, což bylo uváženo při popisu průběhu proudu(5-15) a napětí(5-16) na výstupu z měniče. Zvláštností je, že při dodávce činného výkonu je proud s napětím ve fázi. V prvním kroku bylo nutné určit střihu D (5-17). Vycházelo se z toho, že může nabývat hodnot od 0 do 1 a zároveň musí mít střední hodnotu posunutou na hodnotu 0.5. Následně by se provedl výpočet zvlnění napětí na indukčnosti (5-18), ale chyběla hodnota indukčnosti. Ačkoli samotný výpočet indukčnosti (5-10) je poměrně snadný, hodnota A_L je značně nelineární a jelikož se hodnota proudu na intervalu půlperiody mění od 0 do maxima odpovídajícím 10 A efektivních, nebylo možno využít jednoduchou aproximaci polynomem(5-11), jako v případě určení potřebného množství závitů. Proto se závislost hodnoty A_L na ampérvávitcích, jak je znázorněna na Obr. 5-3 navzorkovala a následně extrapolovala. Ze zmíněných veličin, počtu závitů N_z a průřezu jádra A_e již bylo možno určit změnu magnetické indukce ΔB (5-19). Dalším krokem byl výpočet ztrát na jádře p_m (5-20), pro které byl využit vzorec z datasheetu výrobce[11], přičemž konstanty a , b , c , d , a objem jádra V_e jsou k nalezení tamtéž. Posledním krokem bylo určit střední hodnotu ztrát P_{mAV} (5-21). Průběhy napětí a proudu sice byly tabelizovány pro snazší výpočty, ale pro výpočet integrálu P_{mAV} byla využita interpolační funkce. Výsledné hodnoty středních ztrát $P_{mAV} = 0,7$ W bylo dosaženo použitím softwaru Wolfram Mathematica.

$$i = I_{iRMS} * \sqrt{2} * \text{Sin}(2 * \pi * f_g) \quad (5-15)$$

$$u_{inv} = U_{DClink} * \text{Cos}(2 * \pi * f_g) \quad (5-16)$$

$$D = \frac{u}{2 * U_{DClink}} + \frac{1}{2} \quad (5-17)$$

$$\Delta I = \frac{U_{DClink}}{f_s * L * 2} * D * (1 - D) \quad (5-18)[13]$$

$$\Delta B = \frac{L * \Delta I * 10^8}{A_e * N_z} \quad (5-19)[8]$$

$$p_m = \left(\frac{f_s}{\frac{a}{\Delta B^3} + \frac{b}{\Delta B^{2,3}} + \frac{c}{\Delta B^{1,65}}} + d * \Delta B^2 * f_s \right) * V_e \quad (5-20)$$

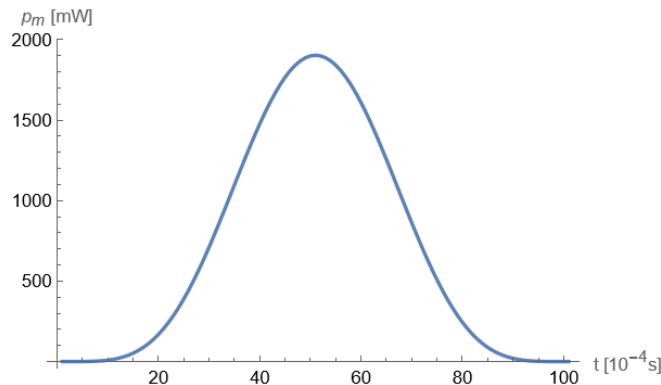
$$P_{mAV} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} p_m * dt \quad (5-21)$$

$$P_c = P_{mAV} + P_j \quad (5-22)$$

Celkové ztráty P_c (5-22) jsou dány součtem magnetizačních a Joulových ztrát a vyšly přibližně na 7,8 W. Jak je vidět ztráty Joulovy jsou v porovnání s magnetizačními relativně vysoké, což je dáno velkým množstvím závitů. Pohledem do tabulky (Obr. 11-1) zjistíme, že pro jádro T184 můžeme pro uvažované ztráty očekávat oteplení přibližně 45 K, což nám dává určitou rezervu a zároveň lze očekávat, že se indukčnost uchládí pasivně.

Pokud by nás zajímal průběh ztrát (Obr. 5-4) můžeme vidět, že se velmi blíží průběhu změny magnetické indukce ΔB a zvlnění ΔI , s tím že nejvyšší ztráty nastávají v maximu proudu a nule

napětí. V případě samotného zvlnění je průběh daný okamžitou hodnotou indukčnosti, kde jejího maxima 1,58 mH dosahujeme kolem nuly proudu.



Obr. 5-4 Závislost okamžité hodnoty ztrát na času

5.4.2 Návrh kondenzátoru C_f

Určení kapacity kondenzátoru bylo učiněno pomocí vztahu (5-23). Dříve však bylo nutné určit jalový výkon, který se bude vyměňovat mezi kondenzátorem C_f a indukčností L_i . Typicky je tato hodnota malá, a ne větší než 5 % zdánlivého výkonu střídače. Malá hodnota kapacity, má za následek omezení rezonančního maxima, ale na druhou stranu si vyžádá větší indukčnost L_i .

Zde bylo rozhodnuto počítat s 0,5 % a po dosazení zbylých hodnot, jak byly zavedeny v kapitole Kapitola 5: vyšla kapacita C_f rovna 0,8 μF . V katalogu se následně vybral vhodný kondenzátor o trošku větší kapacitě činící 1 μF a zpětným dosazením byla ověřena podmínka pro jalový výkon.

$$C_f = Q_f * \frac{S}{2 * \pi * f_s * U_i^2} = 11,5 * \frac{2300}{2 * \pi * 10^5 * 230^2} = 0,8 \mu\text{F} \quad (5-23)$$

Kondenzátor by měl být určený k připojení mezi pracovní vodiče, ve třídě X2.

5.4.3 Návrh indukčnosti L_g

Velikost indukčnosti L_g byla určena jejím vyjádřením z rovnice (5-24) na 75 μH (5-25). Tedy několikanásobně menší hodnota oproti indukčnosti L_i z čehož vyplynulo, že menší jádro se sériovým číslem MS-106090-2 bude dostačující.

Určení potřebného počtu závitů, proběhlo v zásadě stejně jako v kapitole 5.4.1. Z grafu závislosti hodnoty A_L na ampéřzávitěch [12] se odhadla přibližná hodnota ampéřzávitů, kolem které se křivka aproximovala polynomem (5-26). Dosazením polynomu (5-26) do rovnice (5-10) byl určen počet závitů na 41.

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi} * \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i * L_g * C_f}} \quad (5-24)$$

$$L_g = \frac{L_i}{4 * \pi^2 * f_r^2 * L_i * C_f - 1} = \frac{0,4 * 10^{-3}}{4 * \pi^2 * 20000^2 * 0,4 * 1 * 10^{-9} - 1} = 75 \mu\text{F} \quad (5-25)$$

$$A_L = 0,0000893 * (NI)^2 - 0,209 * NI + 116 \quad (5-26)$$

Pokud by zmíněné jádro nebylo k dispozici, bylo by zvoleno větší, jelikož pro požadovaný průměr vodiče 1,6 mm se v tabulce [12] obvyklých průměrů a počtu závitů nenachází číslo větší než 41 a tudíž není jisté, zda je možné daný počet závitů na jádro navinout. Zkušebním navinutím však bylo stanoveno že potřebný počet závitů navinout lze.

$$R_v = \frac{\rho * N_v * 4 * 0,0446}{\pi * d^2} = \frac{2,58 * 10^{-8} * 41 * 4 * 0,0446}{\pi * 0,0016^2} = 23 \text{ m}\Omega \quad (5-27)$$

$$P_J = R_v * I_{IRMS}^2 = 0,023 * 10^2 = 2,3 \text{ W} \quad (5-28)$$

Na rozdíl od indukčnosti L_i bylo určeno, že lze magnetizační ztráty zanedbat. Na uvažované indukčnosti je totiž velmi malé zvlnění a tudíž dochází i k velmi malému sycení, na kterém magnetizační ztráty závisí. Joulovy ztráty ale zanedbat nelze. Z rovnice (5-27) se určil odpor vinutí, za stejných podmínek, jako pro výpočet ztrát u indukčnosti L_i , tedy oteplení 70 K a průměr vodiče 1,6 mm. Lišila se pouze střední délka závitů, která je v tomto případě 4,46 cm. Následně dosazením do vzorce (5-28) byly určeny ztráty na 2,3 W. Pohledem do Obr. 11-1 se pro plochu jádra činící 28,8 cm² a vypočtené ztráty stanovilo oteplení na 40 K. Tedy pro indukčnost není třeba aktivního chlazení a uchladí se pasivně.

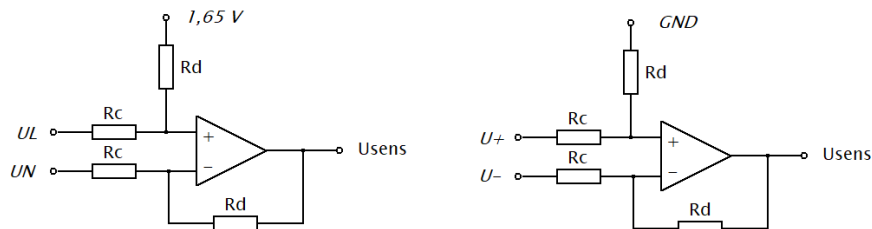
KAPITOLA 6: SLABOPROUDÁ ČÁST STŘÍDAČE

6.1 Měření napětí sítě

Pro měření napětí sítě bylo navrženo použití napěťového děliče a operačního zesilovače v diferenciálním zapojení na základě referenčního návrhu střídače společnosti Texas Instruments[5]. Výhoda tohoto řešení spočívá jednak v možnosti měření střídavého napětí, díky využití stejnosměrného ofsetu a zároveň v oddělení silové části od slaboproudé odporem R_d . Hodnoty odporů R_d a R_c byly stanoveny na základě vzorce (6-1), tak aby byly schopny měřit amplitudu napětí sítě s určitou rezervou. V našem případě bylo zvoleno 450 V.

$$U_{sens} = \frac{R_d}{R_c} (U_L - U_N) + 1,65 \quad (6-1)$$

Následně byl zvolen odpor R_d na 10 k Ω a díky znalosti napěťového rozsahu analogově digitálního převodníku jsme z rovnice (6-1) dopočetli hodnotu R_c .

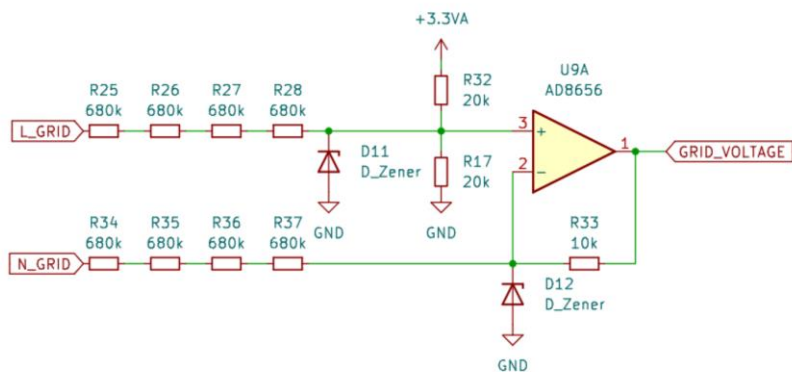


Obr. 6-1 Diferenciální zapojení zesilovačů

Reálné zapojení na Obr. 6-2 se mírně liší od teoretického zapojení na Obr. 6-1. Kupříkladu odpor R_d připojený k invertujícímu vstupu zesilovače tvoří pouze jeden rezistor R33. Zatímco odpor R_d připojený k neinvertujícímu vstupu je tvořen dvěma rezistory R32 a R17. Důvod spočívá v chybějící napěťové referenci o napětí 1,65 V. Navržené řešení vychází z použití napěťového děliče. Víme, že pokud chceme získat poloviční napětí z 3,3 V musíme použít odpory téže velikosti, ale pro zachování správné funkce měření musí být impedančně přizpůsobeny, aby byly oba vstupy zatíženy právě 10 k Ω . Z toho vyplývá, že je potřeba použít dvojici 20 k Ω rezistorů. Dalším rozdílem je použití čtveřice rezistorů tvořící odpor R_c , přičemž zde je důvodem jednak omezený výběr hodnot rezistivity vycházejících z výrobních řad a zároveň dostatečným jmenovitým napětím. Pro použité rezistory s pouzdrem 0805 lze počítat s jmenovitým napětím od 150 V do 400 V. Pokud tedy nemáme připraven konkrétní typ, je vhodné brát v úvahu spodní hranici tj. 150 V. Zde by to odpovídalo použití minimálně tří rezistorů.

Poslední odlišností jsou Zenerovy diody, připojené ke vstupům zesilovače v závěrném směru.

Použitý operační zesilovač AD8656 byl vybrán především, kvůli nízkému šumu, teplotní stabilitě offsetu a rail to rail vstupu/výstupu, který zajišťuje, že na výstupu se může objevit napětí v celém rozsahu napájecího napětí.



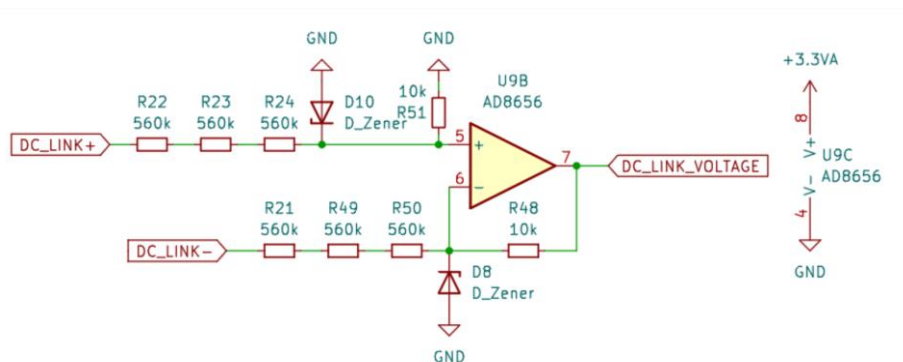
Obr. 6-2 Schéma zapojení měření napětí sítě

6.2 Měření napětí stejnosměrného meziobvodu

Pro měření napětí na stejnosměrném meziobvodu bylo zvoleno opět diferenciální zapojení operačního zesilovače, jako je tomu v kapitole 6.1. z důvodu oddělení slaboproudé části od silové. Výpočet (6-2) se mírně zjednodušil, jelikož již nezahrnuje offset nutný pro měření střídavého napětí. Nejméně napěťově odolnou součástí jsou ve stejnosměrném meziobvodu elektrolytické kondenzátory na 450 V, proto bylo nutné navrhnout měřicí obvod alespoň na tuto hodnotu plus rezervu.

$$U_{sens} = \frac{R_d}{R_c} (U_{DC+} - U_{DC-}) \quad (6-2)$$

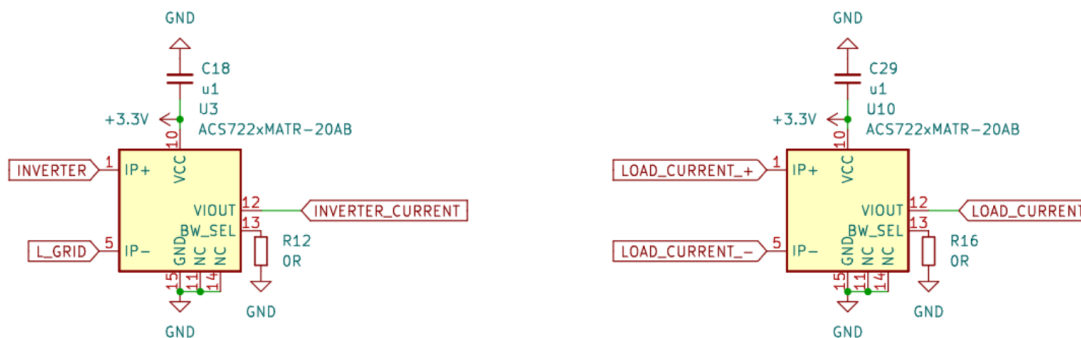
Pokud pro odpor R_c použijeme třikrát 560 k Ω a pro odpor R_d použijeme 10 k Ω , jsme schopni změřit až 554 V.



Obr. 6-3 Schéma zapojení měření napětí stejnosměrného meziobvodu

6.3 Měření proudu zátěže a proudu střídače

Pro měření proudu byly zvoleny proudové senzory na principu Hallova jevu od firmy Allegro s produktovým označením ACS722KMATR-20ABT. Další nabízené řešení s využitím proudového transformátoru a operačního zesilovače se ukázalo jako dražší a méně přesné. Výrobce v této řadě nabízí více verzí na ± 10 A, ± 20 A, ± 40 A, vzhledem k požadavkům však byla vybrána verze na ± 20 A, jelikož je střídač dimenzován na efektivní hodnotu proudu 10 A a z toho plyne, že amplituda bude větší než 10 A, ale méně než 20 A. Zapojení (Obr. 6-4) vyžaduje pouze dvě komplementární součástky: 100 nF blokovací kondenzátor a 0 Ω rezistor pro určení 80 kHz šířky pásma.



Obr. 6-4 Schéma zapojení proudových senzorů

6.4 Napájení

Napájení STATCOMU zajišťuje trojice měničů, jejichž parametry byly stanoveny dle zátěže. Drivery a mikrokontrolér byly určeny jako nejvýznamnější z hlediska spotřeby, a proto byl stanoven jejich příkon. Použité drivery infineon 1ED3431MC12 vyžadují na výstupní straně minimálně 13 V a výrobce tranzistorů [20] uvádí doporučené napětí V_{GS-ON} 15 V, proto bylo zvoleno napětí 15 V. Napájecí napětí mikrokontroléru bylo určeno z jeho datasheetu [14]. Pohledem do kapitoly Electrical characteristics bylo u typických hodnot nalezeno napájecí napětí V_{DD} 3,3 V, které je zároveň vhodné i pro napájení operačního zesilovače AD8656 a vstupní strany MOSFET driverů.

Příkon driverů byl určen ze vztahu (6-4) na 0,55 W. Odvozen byl z elektrické energie a náboje, přičemž frekvence vyplývá z definice periody, jako její převrácená hodnota.

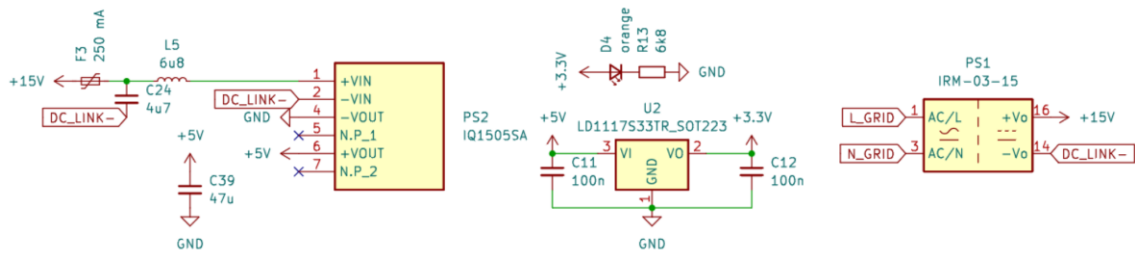
Příkon mikrokontroléru byl určen ze vztahu (6-4) na 0,31 W, přičemž napájecí proud I_{DD} činící 93 mA byl určen pro maximální taktovací frekvenci 168 MHz se všemi periferiemi aktivními.

$$P_D = 4 * U_{GS} * Q_G * f_s = 4 * 15 * 91 * 100 * 10^{-6} = 0,55 \text{ W} \quad (6-3)$$

$$P_M = U_{DD} * I_{DD} = 3,3 * 0,093 = 0,31 \text{ W} \quad (6-4)$$

$$\Delta P_S = \Delta U_S * I_{DD} = (5 - 3,3) * 0,093 = 0,16 \text{ W} \quad (6-5)$$

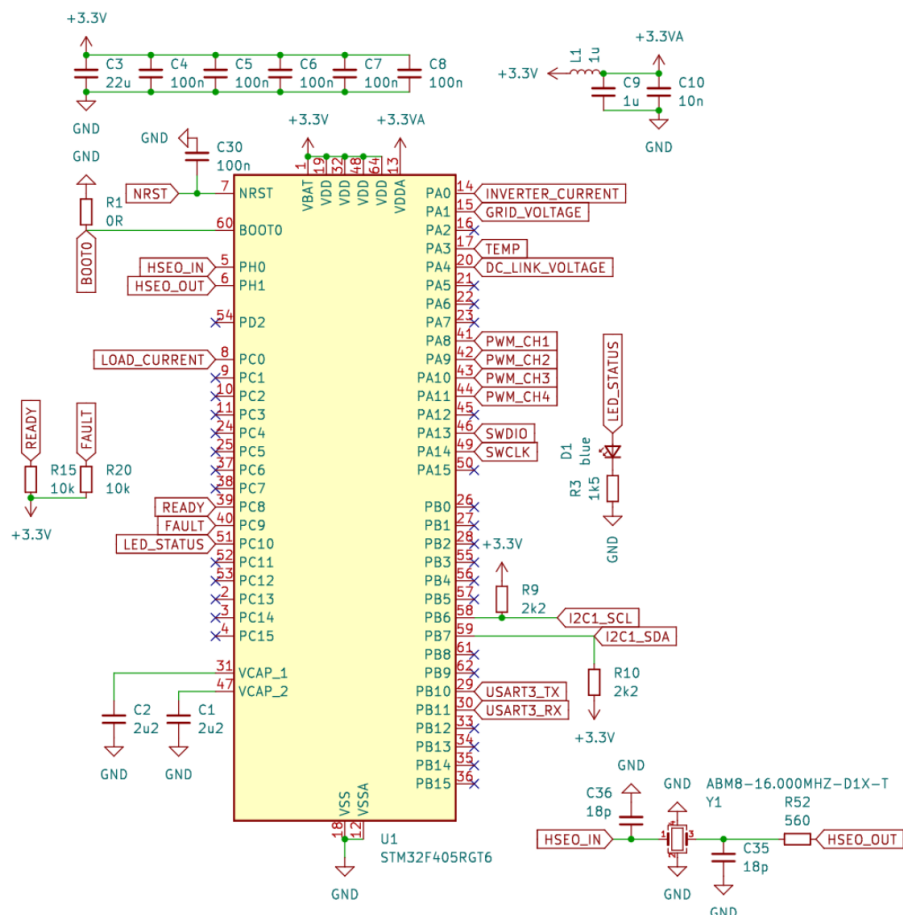
Pro napájení mikrokontroléru bylo zvoleno galvanicky oddělené napájení. Běžně dostupné izolované měniče však nemají dostatečně vyhlazené napětí, z toho důvodu bylo navržena sestava izolovaného měniče a lineárního stabilizátoru. Ačkoliv je stabilizátor typu „low dropout“ nebylo možné použít izolovaný měnič na 3,3 V, ale místo toho bylo zvoleno provedení na 5 V. Toto řešení s sebou ovšem nese další ztráty vzniklé úbytkem napětí na stabilizátoru, a proto byl proveden jejich výpočet. Po dosazení do rovnice (6-5) vyšlo 0,16 W. Jelikož příkon ostatních spotřebičů na 3,3 V byl zanedbatelný, stačilo hledat stabilizátor alespoň na 93 mA a posléze byl vybrán lineární stabilizátor ST LD1117S33TR schopný dodat až 950 mA. Výběr izolovaného měniče se vstupem na 15 V a výstupem na 5 V byl uskutečněn tak, aby byl schopen dodat součet příkonu P_M a ztrát ΔP_S , tedy více než 0,47 W, na což se hodil měnič XP Power IQ1505SA o výkonu 1 W. Požadavky na síťový zdroj 15 V byly takové, aby byl schopen dodat součet příkonu P_D , P_M a ztrát ΔP_S odpovídajících přibližně 1,02 W, proto byl zvolen Mean Well IRM-03-15, o výkonu 3 W, díky čemuž bude zabezpečena dostatečná rezerva. Zdroj je dodáván v miniaturním modulu opatřenými drátovými vývody, což zabezpečí snadnou montáž na desku plošného spoje.



Obr. 6-5 Schéma zapojení měničů

6.5 Mikrokontrolér

Mikrokontrolér byl vybrán z řady STM32F405 s jádrem Arm Cortex – M4 pracujícím na 168 kHz. Jedná se o „high performance“ mikrokontrolér, který by měl zvládnout provádět výpočty v reálném čase s frekvencí kolem desítek kHz. Další výhodou je velké množství periférií. Pro tuto aplikaci byl požadován min. jeden ADC s vícero kanály, časovač s PWM výstupy, časovač pro spouštění ADC a UART rozhraní pro komunikaci s počítačem. Pouzdro bylo zvoleno 64 pinové LQFP64 a to především s ohledem na možnost ručního pájení. Zapojení, jak je na Obr. 6-6, bylo sestaveno především na základě aplikačního manuálu [15] a datasheetu [14] k tomuto mikrokontroléru. Nutné jsou vlastně pouze blokové kondenzátory napájení a oscilátor včetně jeho komplementárních součástek.



Obr. 6-6 Schéma zapojení mikrokontroléru

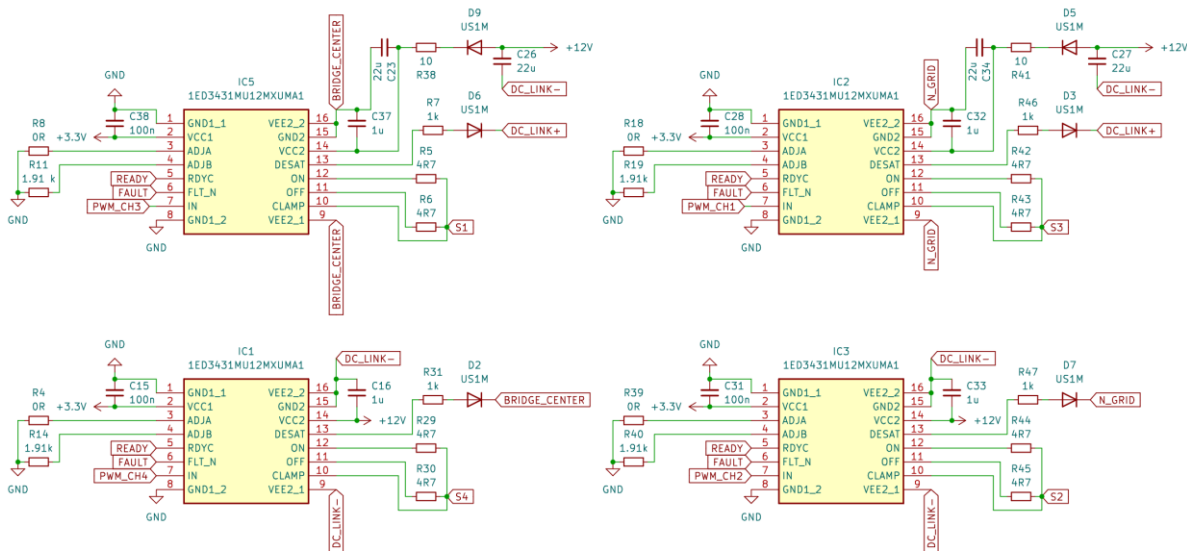
Mikrokontrolér je sice vybaven interním oscilátorem, ale externí oscilátor má vyšší kmitočtovou stabilitu. Zde byl zvolen 16 MHz krystal ABM8-16.000MHZ-D1X-T v provedení SMD. Z dokumentace [16] bylo zjištěno zapojení a zároveň vzorec (6-6) pro určení rezistoru R52. Vypočtený odpor byl stanoven na 553 Ω , přičemž nejbližší z řady je hodnota 560 Ω . Jeho role spočívá v omezení proudu a brání tak jeho přebuzení. Další komplementární součástky, kondenzátory C35 a C36, byly určeny na základě jejich datasheetu [17].

$$R_{Ext} = \frac{1}{2 * \pi * f_{res} * C_L} = \frac{1}{2 * \pi * 16 * 10^6 * 18 * 10^{-12}} = 553 \Omega \quad (6-6)[16]$$

Ke všem vstupům jsou doplněny pull-up rezistory o velikosti 10 k Ω , případně 2,2 k Ω . Pro indikaci provozního stavu a debugování byla přidána modrá LED dioda, u které se vybíral sériový odpor tak, aby její jas nebyl nepříjemný, a proto není provozována při jmenovitém proudu. Poslední část schématu v pravém horním rohu tvoří dolní propust filtrující zvlnění napájecího napětí pro účely měření.

6.6 Budiče hradel

Výstupy mikrokontroléru nejsou schopné spínat tranzistory přímo. Použité tranzistory s označením SCT4036KW7 mají podle výrobce prahové napětí hradla typicky rovno 2,8 až 4,8 V a pro spolehlivé sepnutí je doporučeno napětí 15 V. Je tedy zřejmé, že 3,3V výstup mikrokontroléru tranzistor není schopen spolehlivě sepnout. Je proto nutné použít budič. Při jeho výběru byl stanoven požadavek na galvanické oddělení vstupní a výstupní části, stejně tak na desaturační ochranu chránící tranzistory při nadproudu.



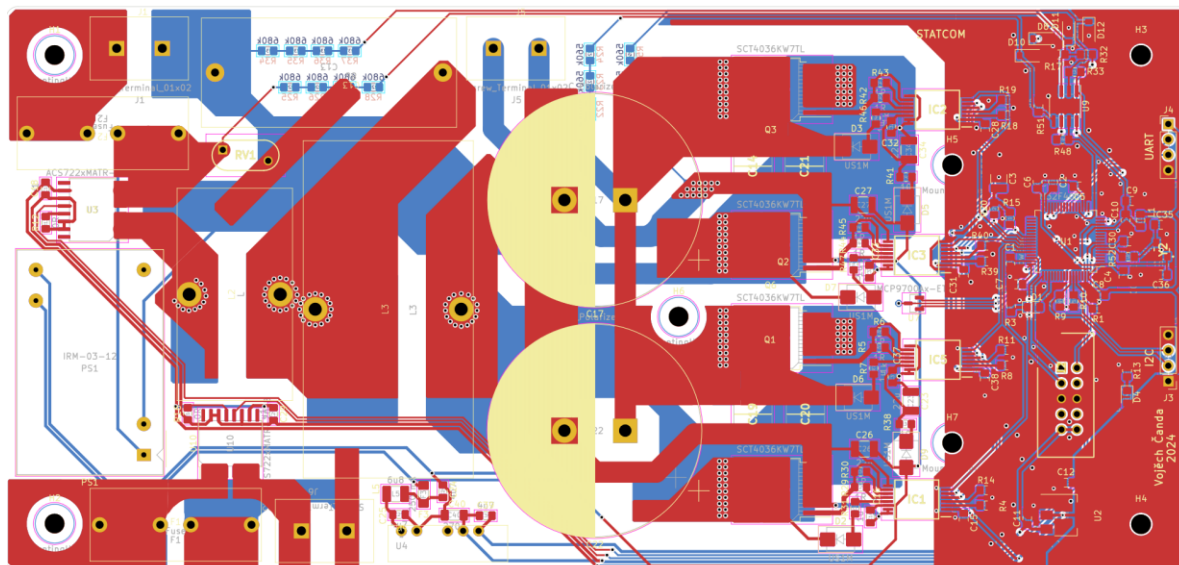
Obr. 6-7 Schéma zapojení budičů hradel

Navržený budič Infineon 1ED3431 byl zapojen podle Obr. 6-7. Oproti typickému zapojení v datasheetu [18] je doplněn takzvaným bootstrap zapojením zajišťujícím napájení i pro horní budiče příslušných polomostů. Mandatorní částí je pouze dioda zajišťující potenciálové oddělení. Kdyby bylo napájení k hornímu budiči přivedeno přímo, dostalo by se napětí stejnosměrného meziobvodu při sepnutí horního tranzistoru na všechny prvky napájené 15ti V a způsobilo jejich destrukci. Zde jsou však navíc přidány blokovací kondenzátory 22 μF a odpor 10 Ω , pro omezení

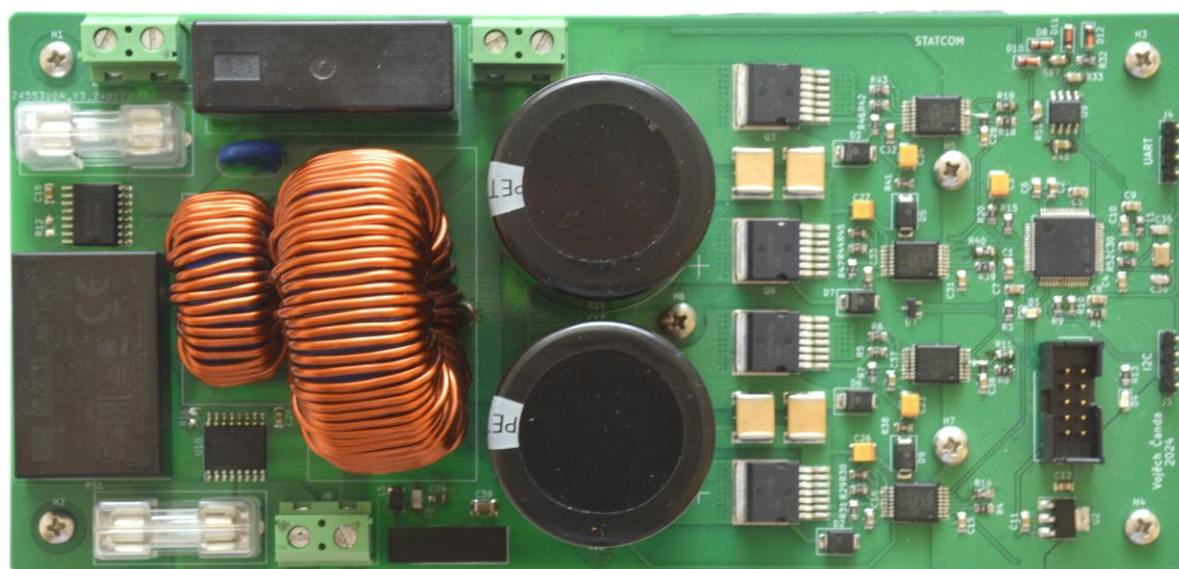
proudu. Jelikož je použito unipolární napájení, piny VEE2 a GND2 jsou propojeny a pin CLAMP je připojen rovnou na hradlo. Toto zapojení vyhovuje pro použitý tranzistor [20], ale obecně není vhodné pro všechny tranzistory. Výstupy ON a OFF umožňují nastavit zapínací a vypínací proud hradlem. Při jejich výběru se obvykle snažíme docílit toho, aby napětí na hradle nebylo zakmitané v důsledku parazitní indukčnosti proudové cesty, ale zároveň aby rychle vzrostlo a došlo k rychlému sepnutí. Zde bylo rozhodnuto použít odpory o velikosti $4,7 \Omega$ v obou případech. Vypínací proud lze však dále upravit pomocí ADJA. Piny ADJA nastavují parametry funkcí budiče při vybavení desaturační ochrany. Přizemněním pinu ADJA pracuje budič s základním nastavením „soft-off“, tedy vypíná tranzistor maximálním proudem. V tomto režimu je sice docíleno nižších spínacích ztrát, ale kvůli vysokému di/dt může vyvolat přepětí. Hodnota rezistoru připojeného k pinu ADJB ovlivňuje citlivost desaturační ochrany. Ve výchozím nastavení, tedy odpor větší než $43,3 \text{ k}\Omega$ proti zemi je ale moc citlivá. Použitá hodnota rezistoru tedy byla stanovena experimentálně na $1,91 \text{ k}\Omega$.

KAPITOLA 7: NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE

Při návrhu rozmístění jednotlivých součástek byl kladen důraz na oddělení silové a slaboproudé části, jak je možno vidět na Obr. 7-1. Toto oddělení je nejlépe patrné na izolační mezeře procházející pod budiči tranzistorů. Výjimku tvoří pouze měřící obvody a napájení. Pro silové součástky bylo počítáno s vývodovými součástkami, jelikož ne ke všem existují alternativy v provedení SMD. A tam, kde k dispozici jsou, často zabírají větší plochu, kvůli většímu množství kontaktů. Tato vlastnost však může být v některých oblastech výhodou, protože je tento typ montáže odolnější například vůči vibracím. Ale i u vývodových součástek lze provést opatření zlepšující uchycení. Například kolem pájecích plošek indukčností L2 a L3 byly rozmístěny prokovy, které lépe propojí vrchní a spodní vrstvu mědi. U tranzistorů byla ale naopak zvolena povrchová montáž kvůli snazšímu uchycení chladiče. Tranzistory jsou obklopeny polygony, přičemž v těsné blízkosti pouzder tranzistorů se nachází velké množství prokovů, které mají za cíl odvést teplo do spodní vrstvy, ke které je připevněn chladič. Samotný chladič je od plošného spoje oddělen tepelněvodivou izolační fólií a drží pomocí třech šroubů. Ve slaboproudé části byly též použity polygony, ale spíše z důvodu omezení rušení. Při rozmísťování součástek se dále uvažovala větší vzdálenost mezi součástkami, než by odpovídalo třídě přesnosti, kdyby bylo potřebné některou z součástek vyměnit. Vzdálenost spojů byla zvolena podle ČSN EN 60950 (Obr. 11-2). Nejvyšší napětí 450 V může nastat v silové části. S ohledem na dostatečnou rezervu proto byla zvolena izolační vzdálenost 3 mm, což odpovídá funkční izolaci pro více než 1 kV. Ne ve všech místech se ale tato vzdálenost podařila dodržet. Nejužší místo má ale stále 2,25 mm což odpovídá funkční izolaci na 750 V. V případě slaboproudých spojů byla zvolena izolační vzdálenost 0,3 mm, což odpovídá funkční izolaci na 170 V. Šířka spojů byla zvolena na základě tloušťky vodiče a proudového zatížení podle Obr. 11-3. Materiál desky plošného spoje FR4 snese nejvýše 125 °C, při vyšších teplotách dochází k měknutí a zvyšuje se riziko delaminace. Při teplotě okolí 50 °C to tedy znamená nepřekročit oteplení 75 K. Pro silové spoje je uvažováno maximální proudové zatížení 10 A, proto bylo nutné zvolit šířku spoje minimálně 2 mm. Po uvážení dostatečné rezervy bylo nakonec rozhodnuto pro použití šířky spoje 3 mm. Pro spoje slaboproudého napájení bylo možné pohledem do kapitoly 6.4 dojít k závěru, že na žádné napětí od 12 V nižší nepřekročí proud za provozu 300 mA, hodnotu, na které začínají křivky Obr. 11-3, přičemž pro signálové vodiče je situace podobná, avšak s rozdílem, že proud nepřekročí jednotky mA. S ohledem na zmíněné skutečnosti, byla tedy zvolena šířka 0,5 mm pro napájecí spoje a 0,3 mm pro signálové spoje.



Obr. 7-1 Layout součástek plošného spoje



Obr. 7-2 Foto realizovaného kompenzátoru

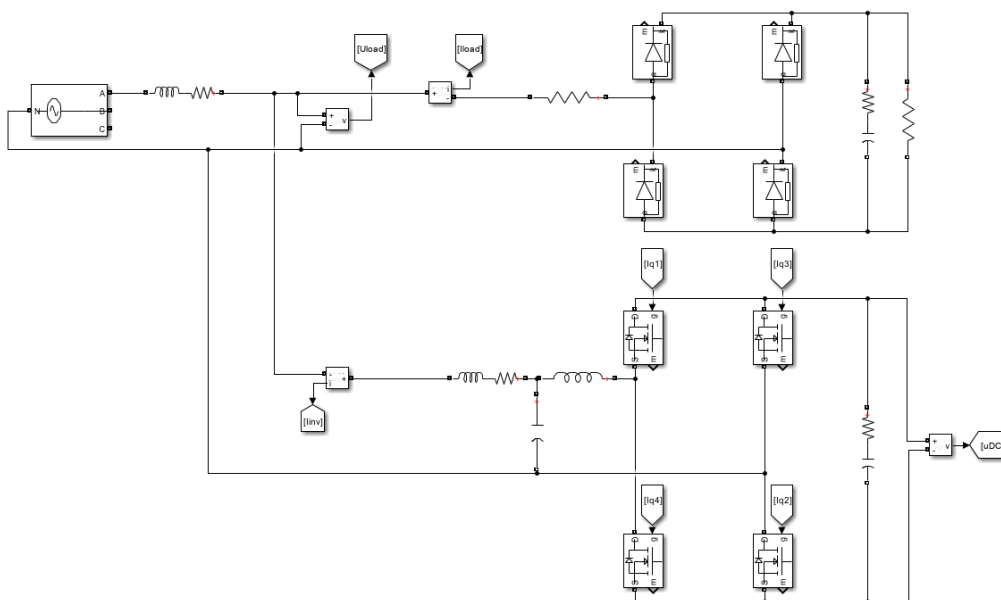
KAPITOLA 8: NÁVRH ŘÍZENÍ

Úkol řídicího algoritmu je určovat v reálném čase referenční proud $i_{c,\beta}^*$, který by se měl co nejvíce blížit skutečnému proudu i_{Inv} . Za tímto účelem je měřeno napětí zátěže, proud zátěže, proud aktivního filtru, respektive střídače a napětí na stejnosměrném meziobvodu. Samotné způsoby určení referenčního proudu se odvíjejí od požadovaného cíle:

- Odběr konstantního okamžitého činného výkonu
- Odběr sinusového proudu
- Odběr proudu s nejmenší efektivní hodnotou

Za situace, kdy není napájecí napětí zkreslené a je ideálně sinusové se stejnou amplitudou, jsme schopni splnit všechny cíle naráz. Pokud však napájecí napětí zkreslené je, jsme schopni splnit pouze konkrétní cíl, od kterého jsou odvozeny i řídicí strategie. První je založená na teorii okamžitého výkonu od Akagiho a zajišťuje, aby byla ze sítě odebírána pouze stejnosměrná složka činného výkonu. Zároveň se jedná o zde použitou metodu. Druhá zajišťuje souměrný odběr sinusového proudu ze sítě. A třetí zvaná „Generalized Fryze currents“ zajišťuje odběr proudu ze sítě o nejmenší efektivní hodnotě, úměrné stejnému množství energie jako nevykompenzovaný proud zátěže. Reálně pak dochází k tomu, že proud odebíraný ze sítě má identický tvar i fázi s napětím, pouze o jiné velikosti.

Řídicí algoritmus byl testován na zapojení Obr. 8-1. Síť je modelována jako zdroj sinusového napětí 0,4 kV sdružených s příčnou impedancí s hodnotami z kapitoly 4.1. Zátěž je připojena jednofázově mezi fází A a střední vodič N. Je tvořena dvoupulzním můstkovým usměrňovačem s odporově-kapacitní zátěží, jejíž chování lze popsat následovně. Proud ze sítě je odebírán pouze v době, kdy je okamžité napětí sítě větší než na zátěži. Kvůli dlouhé časové konstantě zátěže se ale po nabití kondenzátoru nezačne vybit dostatečně rychle, a proto neodebírá proud během celé periody. Z hlediska teorie okamžitého výkonu by se dalo říci, že převažuje střídavá složka okamžitého činného výkonu. Střídač je připojen též jednofázově, a to přes LCL filtr, jehož hodnoty je možno najít v kapitole 5.4.

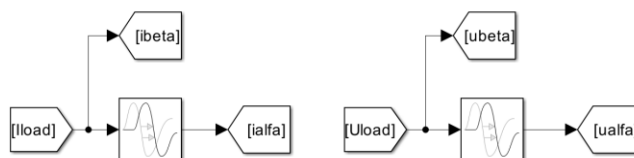


Obr. 8-1 Zapojení hardwarové části v modelu

8.1 Clarkové transformace

Clarkové transformace je nutná k výpočtu okamžitého činného a okamžitého jalového výkonu. Jedná se o geometrickou transformaci obvykle třífázového systému do systému dvoufázového. Typicky se bere, že fáze a je ve fázi se složkou α , v tomto případě se však uvažuje, že fáze a je ve fázi se složkou β .

Provedení Clarkové transformace v jednofázovém systému má svá specifika. Pokud bychom uvažovali, že na libovolné fázi je napětí, na zbylých imaginárních fázích není a použili bychom transformační matici, nezískáme složky $\alpha\beta$ o stejné velikosti. Tento nesoulad způsobí špatný výpočet okamžitých výkonů. Řešení spočívá v zavedení zpoždění pro složku α . Úhlově se jedná o 90° , což odpovídá 5 ms pro frekvenci 50 Hz. Nejběžnější způsob řešení spočívá v použití dvojice dolních propustí prvního řádu zapojených v sérii společně s blokem zesílení. Rezonanční frekvence je nastavena na 50 Hz. Při této frekvenci bude útlum 3 dB, což odpovídá přibližně 0,7 p.j. a fázový posun bude činit 45° . Dvojice dolních propustí tedy bude mít fázový posun o 90° a útlum 0,5 p.j., což kompenzuje blok zesílení 2krát. Existují však elegantnější řešení, která se zároveň i lépe algoritimizují, a to sice blok transportní zpoždění. To zpozdí vstupní signál o zadaný čas, v našem případě oněch 5 ms. Z Obr. 8-2 je patrné, že signály I_{load} a U_{load} jsou identické se signály i_{beta} , respektive u_{beta} . Zatímco složky i_{alfa} a u_{alfa} jsou zpožděné



Obr. 8-2 Provedení Clarkové transformace v modelu

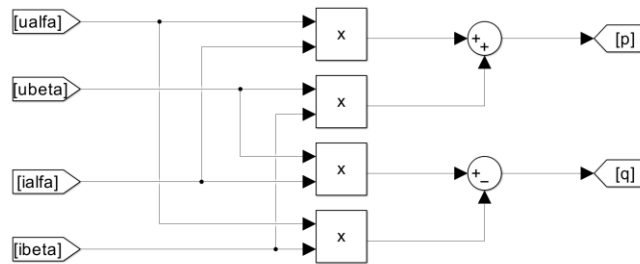
8.2 Okamžitý činný a jalový výkon

Teorie okamžitého výkonu známá v anglicky mluvících zemích jako „Instantaneous power theory“ byla navržena Hirofumiem Akagim jako způsob vyjádření okamžitých výkonu v souřadnicích (fázích) $\alpha\beta$ pomocí okamžitých napětí a proudů. Rovnice (8-1) popisuje vztah pro konvenční způsob výpočtu okamžitého výkonu v dvojfázové soustavě: součin okamžitých hodnot proudu a napětí jedné fáze plus součin okamžitých proudu a napětí druhé fáze. Zatímco rovnice (8-2) zavádí nový pojem okamžitého jalového výkonu. Jedná se o rozdíl součinů proudů a napětí opačných fází.

V modelu, jak je vidět na Obr. 8-3, je výpočet „zadrátován“ pomocí bloků násobiček a sčítaček tak, že respektují rovnice (8-1) a (8-2).

$$p = u_{\alpha} * i_{\alpha} + u_{\beta} * i_{\beta} \quad (8-1)$$

$$q = u_{\beta} * i_{\alpha} - u_{\alpha} * i_{\beta} \quad (8-2)$$



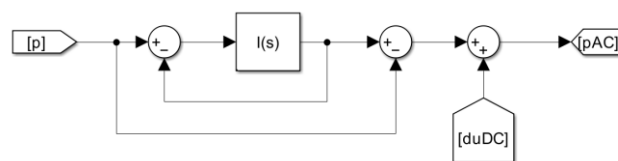
Obr. 8-3 Provedení výpočtu okamžitého činného a okamžitého jalového výkonu

8.3 Odstranění stejnosměrné složky

O okamžitém činném a okamžitém jalovém výkonu, jak byl zaveden v kapitole 8.2 můžeme říci, že jsou tvořeny stejnosměrnou a střídavou složkou. Metoda okamžitého výkonu však k určení referenčního proudu vyžaduje práci pouze se střídavou složkou okamžitého výkonu. Z tohoto důvodu bylo nutné provést separaci stejnosměrné složky. Nabízeli se tři metody. První, založená na dolní propusti, druhá na integrátoru a třetí na klouzavém průměru.

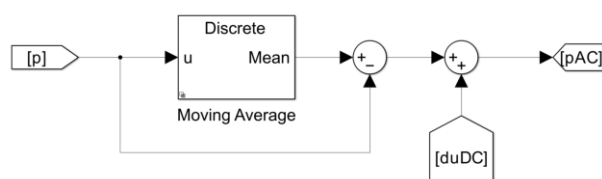
Varianta založená na dolní propusti dramaticky potlačuje střídavou složku, prochází složka stejnosměrná, která se odčítá od vstupu do dolní propusti, čímž dochází k jejímu odstranění. Aby tento přístup dobře fungoval, je vhodné zvolit dolní propust vyššího řádu s rezonanční frekvencí maximálně 100 Hz. Čím nižší frekvence bude, tím větší bude i čas, z kterého se bude počítat okamžitý činný výkon \bar{p} . Zapojení funguje i s dolní propustí prvního řádu, ale vzhledem k delší době ustálení odchylky, může snížit funkčnost celého aktivního filtru, a to především během přechodových dějů.

Varianta založená na integrátoru (Obr. 8-4) obsahuje dvě regulační smyčky. Vnitřní zajišťuje separaci stejnosměrné složky a vnější separaci střídavé složky. Funkce vnitřní smyčky lze popsat následovně: integrátor naintegruje část výkonu p , čímž způsobí regulační odchylku, která se odčítá od výkonu p . Jelikož integrátor integruje od nuly, trvá nějakou dobu, než regulační odchylka dosáhne maxima, po kterém se začne ustalovat. Ustálí se právě v okamžiku, kdy regulační odchylka bude téměř nulová. To znamená, že na vstupu do integrátoru bude střední hodnota téměř nulová. Vnější smyčka odčítá od stejnosměrné složky separované vnitřní smyčkou výkon p , díky čemuž je stejnosměrná složka odstraněna a zbyde pouze střídavá složka.



Obr. 8-4 Provedení odstranění stejnosměrné složky z okamžitého činného výkonu pomocí integrátoru

Poslední varianta, založená na odstranění stejnosměrné složky pomocí klouzavého průměru, odpovídá provedení v modelu a byla zvolena, kvůli nejjednodušší implementaci v jazyce C. Funkce je v zásadě velmi podobná variantě s dolní propustí. Výkon p je v bloku moving average průměrován, čímž získáváme jeho stejnosměrnou složku. Abychom ale získali pouze střídavou složku p_{AC} musíme za blokem moving average odčítat výkon p . Aby odstranění stejnosměrné složky fungovalo správně je nutné pro klouzavý průměr použít alespoň periodu síťového kmitočtu.

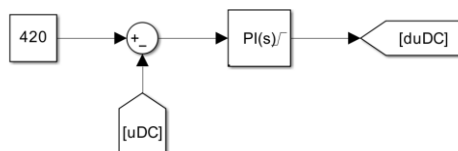


Obr. 8-5 Provedení odstranění stejnosměrné složky z okamžitého činného výkonu pomocí klouzavého průměru

Za částí pro separaci střídavé složky se přičítá výstup z regulátoru napětí stejnosměrného meziobvodu $duDC$, který chceme pro případ kompenzace oscilujícího okamžitého jalového a činného výkonu nulový. Obecně však zejména kvůli spínacím ztrátám nulový nebude. Výkon pAC tedy není čistě střídavý, ale pro zjednodušení značení byl takto zaveden.

8.4 Regulace napětí stejnosměrného meziobvodu

Regulace napětí stejnosměrného meziobvodu je řešena pomocí jednoduchého PI regulátoru. Od žádané hodnoty se odečte naměřená hodnota napětí na stejnosměrném meziobvodu uDC a vznikne regulační odchylka. Regulátor se jí snaží doregulovat téměř na nulu, což vyvolá požadavek na změnu výkonu $duDC$. Regulace je prováděna na konstantní hodnotu 420 V, jelikož elektrolytické kondenzátory, které oproti keramickým kondenzátorům snesou pouze 450 V by nemusely zvládnout regulační překmit. I kvůli omezení překmitů je regulace velmi pomalá, více jak desetkrát pomalejší, než regulace proudu, to má zároveň tu výhodu, že se regulátory nebudou vzájemně ovlivňovat.



Obr. 8-6 Provedení regulace napětí stejnosměrného meziobvodu

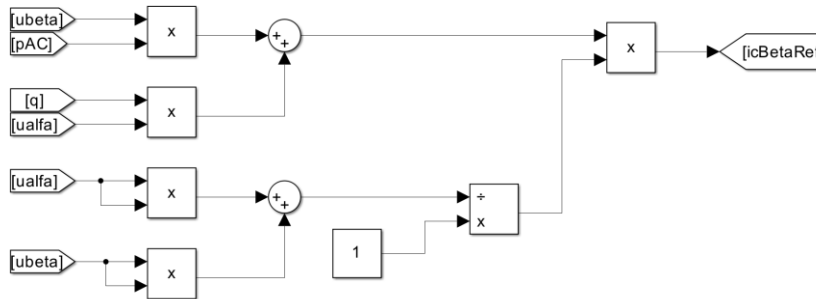
8.5 Určení referenčního proudu

Určení referenčního proudu $i_{c,\beta}^*$ se provádí na základě vztahu (8-3). Do výpočtu vstupují pouze ty výkony, které mají být kompenzovány tedy výkon \tilde{p} na Obr. 8-7 značen jako pAC a výkon q . Důvod, proč kompenzujeme pouze střídavou složku činného výkonu \tilde{p} je ten, že vzniká na základě vyšších harmonických proudů, na rozdíl od stejnosměrné složky činného výkonu \bar{p} , který závisí na 1. harmonické. Analogicky se dá rozložit i okamžitý jalový výkon q , tam to ovšem vzhledem ke kompenzaci obou složek není nutné. Rozložit se dá ale i vzorec (8-3) na část činnou a jalovou. Pokud bychom tedy chtěli kompenzovat pouze jalový výkon, vypustili bychom teoreticky součin $u_\beta^* \tilde{p}$. Protože jsou ale ve složce \tilde{p} obsaženy i ztráty, nahradili bychom součin tvarem $u_\beta^* duDC$. Výhody tohoto řešení by byly například nižší kapacita kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu.

Určit referenční proud $i_{c,\alpha}^*$ jde samozřejmě také, ale v jednofázovém řešení to není nutné, jelikož jsme v kapitole 8.1 stanovili, že fáze β je ve fázi s fázi a . Dalo by se tedy říci, že vztah (8-3) platí zároveň pro referenční proud $i_{c,a}^*$ a zpětnou Clarkové transformace provádět nemusíme.

$$i_{c,\beta}^* = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} (u_\beta * \tilde{p} + u_\alpha * q) \quad (8-3)$$

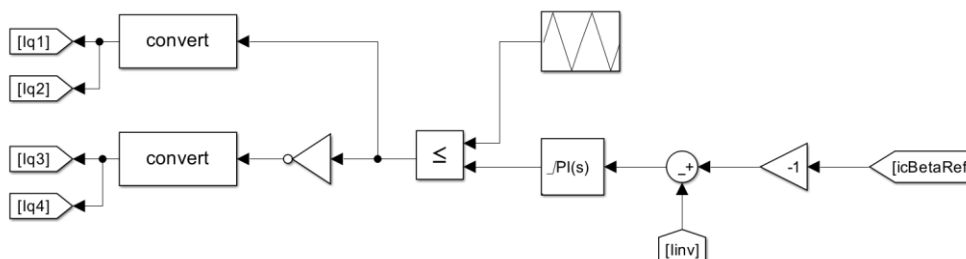
V modelu (Obr. 8-7) respektuje zapojení jednotlivých bloků přesně vztah (8-3).



Obr. 8-7 Určení referenčního proudu

8.6 Proudový modulátor

Naprostá většina proudových modulátorů paralelních aktivních filtrů je založena na pulzněšířkové modulaci, liší se pouze způsob určení šířky impulzu. Mezi nejčastější patří suboscilační, hysterezní a vektorová modulace. Přičemž podle publikace Power Electronics Handbook [10] se nejlépe osvědčila suboscilační modulace. Použití tohoto způsobu je totiž velmi vhodné pro návrh hardwaru, jelikož máme pevně definovanou spínací frekvenci, což se navíc projeví i ve snazší algoritmicizaci. Nicméně zároveň platí, že v případě hysterezní modulace lze spínací frekvenci odhadnout. Zde byla nakonec implementována právě suboscilační modulace, jak ukazuje Obr. 8-8. Referenční proud $icBetaRef$ ($i_{c,\beta}^*$) je skrz blok zesílení, kde je mu obrácena fáze přiveden do sčítacího členu, kde je vyhodnocen rozdíl s naměřenou hodnotou proudu i_{inv} . Výsledek, zvaný regulační odchylka, je zpracována proporcionálně-integračním regulátorem s definovanou saturací a následně porovnává s pilovitým průběhem. Jeho frekvence určuje spínací frekvenci filtru, potažmo střídače. Po porovnání je signál přiveden na dvojici hradel tranzistorů $Iq1$ a $Iq2$, které jsou vůči sobě zapojeny diagonálně, z čehož je i odvozen název „diagonální řízení“. Do zbývajících hradel $Iq3$ a $Iq4$ je přiveden signál, invertovaný za pomoci bloku negace. V reálné implementaci je samozřejmě doplněn deadtime.



Obr. 8-8 Řešení proudového modulátoru

KAPITOLA 9: SOFTWAREVÁ IMPLEMENTACE

Software byl implementován pomocí vývojového prostředí STM32CubeIDE poskytovaný výrobcem mikrokontroléru, společností STmicroelectronics. Dá se říci, že kopíruje návrh řízení, jak byl popsán v kapitole 8 (Kapitola 8:). Zde tedy budou popsána pouze specifika související s návrhem pro daný typ mikrokontroléru.

9.1 Konfigurace mikrokontroléru

Nejprve byly nastaveny hodiny. Jako vstup slouží externí 16 MHz oscilátor, to znamená, že v kolonce Input frequency bylo nastaveno 16 MHz a v kolonce HCLK 168 MHz. Vstupy a výstupy byly přiřazeny podle zapojení mikrokontroléru na Obr. 6-6. Program využívá dva časovače.

9.1.1 Nastavení časovačů

Časovač TIM2 je připojen na sběrnici ABP1 [14] a tudíž může běžet maximálně na 84 MHz, na které je nastaven. Jelikož chceme, aby byl prováděn výpočet na 50 kHz, musíme touto frekvencí vydělit frekvenci na které pracuje ABP1, čímž dostaneme hodnotu 1680. Counter mode je v režimu Up, z tohoto důvodu byla zadána do položky Counter Period hodnota 1680-1. Trigger Event Selection je nastaven na Update Event. Časovač TIM1 je připojen ke sběrnici ABP2, která běží na 168 MHz. Counter mode je nastaven na Center Aligned mode1, díky čemuž se bude jednoduše vkládat deadtime v softwaru. Návrh byl proveden pro spínací frekvenci 100 kHz a nastavíme ji číslem 840 vloženým do položky Counter period. Určeno bylo stejným způsobem jako pro TIM2, ale kvůli Center Aligned módu se muselo posléze vydělit dvěma. Aby docházelo k aktualizaci CCR registrů ve stejnou chvíli je povolen auto-reload preload. Kanály byly nastaveny s ohledem na diagonální řízení. Na CH2 a CH3 se generuje PWM s kladnou polaritou, proto byly nastaveny na mód 1, zatímco na CH1 a CH4, nacházející se na druhé diagonále generují PWM se zápornou polaritou, a proto byly nastaveny na mód 2.

9.1.2 Nastavení ADC převodníků

ADC převodníky jsou nastaveny tak, aby se co nejlépe využily. To znamená, že jejich rozlišení je 12 bitů, přičemž Scan i Discontinuous Conversion Mode jsou povoleny. Number of Discontinuous Conversions je 8, DMA Continuous Requests je povolen a EOC flag se nastaví na konci všech konverzí. External Trigger Conversion Source je nastaven na Timer 2 Trigger Out event. Tedy konverze se spustí od časovače TIM2 a po navzorkování 8 po sobě jdoucích hodnot se nastaví EOC flag. Teoreticky by stačilo využít pouze jeden převodník a 5 konverzí pro 5 kanálů. Ale tím, že provedeme vícenásobnou konverzi pro jeden kanál, můžeme z těchto hodnot spočítat průměr a tím i částečně filtrovat šum, který obsahuje měřený signál. Vzorkovací čas je všude totožných 28 cyklů. V menu DMA Settings je nastaven DMA Request na mód Circular a Data Width na Half Word, tedy 16 bitů, což je zároveň i velikost proměnné uint16_t do které se hodnoty z ADC ukládají. Výhoda použití DMA je, že na obsluhu převodníku se nespotebová čas procesoru a může tak běžet výpočet. Díky nastavení DMA došlo automaticky i k nastavení přerušování ode všech streamů. To by nevalilo, pokud by nastaly ve stejný okamžik, k tomu však nedocházelo. Bylo proto nutné zjistit, které přerušování je poslední a první dvojici vypnout zakomentováním nastavení přerušování přímo v kódu vygenerovaném STM32CubeIDE. Identifikace posledního přerušování proběhla s využitím funkce HAL_ADC_ConvCpltCallback, ve kterém se nastavoval a resetoval pin PC10, což bylo následně sledováno na osciloskopu. Pokud tedy provedeme výpočet právě v posledním přerušování můžeme mít jistotu, že se převedly všechny hodnoty úspěšně.

9.1.3 Nastavení UARTU

Zde se pouze nastavila rychlost na 2400 Bitů za sekundu a Data Direction na Receive and Transmit. Experimentovalo se i s vyššími rychlostmi, ale ty byly mnohem náchylnější na rušení. Kromě těchto nastavení se nastavilo též DMA pracující v módu Normal s Data Width o velikosti jednoho Bytu, jelikož posíláme znaky uložené v proměnných typu char.

9.2 Časování

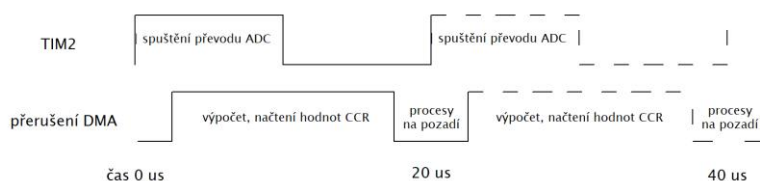
Běh procesů v čase je znázorněn na Obr. 9-1. Časovač TIM2 spouští převody od ADC převodníku každých 20 μ s, po jejichž dokončení je vyvoláno přerušení od DMA. Po jeho ukončení ještě zbývá krátký čas pro výpočty na pozadí.

9.2.1 Procesy běžící v přerušení

V přerušení nejprve dojde ke zprůměrování a přeškálování hodnot z ADC převodníku, které jsou nutné pro výpočet a následné načtení hodnot do CCR registru. Ještě před jejich načtením jsou ale upraveny vložení deadtimu a pokud je to nutné, i oříznuty, pokud hodnota překročí povolené meze. Kromě zmíněného je zde i ochrana proti krátkému pulzu, výpočet střední usměrněné hodnoty napětí sítě, cyklovač volání regulátoru napětí stejnosměrného meziobvodu běžící v pozadí a záznam hodnot pro výpis přes UART.

9.2.2 Procesy na pozadí

Na pozadí je prováděno průměrování a konverze napětí stejnosměrného meziobvodu a teploty. Zároveň se zde čeká na flag volající napěťový regulátor a řeší se zde i komunikace přes UART. Standardně se bez požadavku z konzole posílá řádek s těmi nejdůležitějšími proměnnými, jako například hodnota pro CCR registr, proporcionální a integrální složka obou regulátorů, regulační odchylka regulátoru stejnosměrného meziobvodu a napětí na něm, jakožto i jeho požadovaná hodnota. Dále je k dispozici výpis dvou proměnných v délce 40 ms a nebo možnost měnit samotné proměnné. Právě takto byl totiž laděn regulátor.



Obr. 9-1 Schéma časování

9.3 Stavový automat

Stavový automat je implementován, jako funkce, která se volá v cyklu while v mainu. Po zavolání se dostane buď do stavu výchozí, běh, nebo chyba, s tím že při prvním spuštění se dostane do výchozího stavu.

- **VÝCHOZÍ STAV**

V tomto bloku se zavolá funkce, která zkontroluje podmínky pro spuštění. Požadavek na průměrnou usměrněnou hodnotu napětí vyšší než 5 V, napětí na stejnosměrném meziobvodu nižší než 450 V, teplota nižší než 60 °C a zároveň připravenost driverů, které ji signalizují přes pin ready. Důvod minimálního napětí pro spuštění spočívá v nepřesném měření a tedy i riziku neurčitěho chování, kterému se snažíme zamezit. Pokud jsou

všechny podmínky splněny, povolí se časovač TIM1, který řídí PWM a přesune se do stavu běh.

- BĚH

Zde se kontroluje hodnota pinu fault, napětí na stejnosměrném obvodu a teplota plošného spoje. Pokud dojde k chybě, je deaktivován časovač TIM1, čímž se zamezí spínání tranzistorů. Automat se přesune do stavu chyba.

- CHYBA

Pokud nastane problém, který je detekován pomocí pinu fault, provede se jeho reset. Schozením pinu ready na logickou nulu, krátkým zpožděním a nahozením na logickou jedničku by mělo k resetu faultu dojít. Aby se však stihl driver vzpamatovat čeká se 100 ms. Pokud nastane problém jinde, čeká se 1000 ms. Po této prodlevě se zavolá funkce kontrolující podmínky pro spuštění. Pokud jsou splněny je nastavena proměnná řídicí soft start na výchozí hodnotu, je aktivován časovač TIM1 a automat se přesune do stavu běh. Pokud podmínky splněny, nejsou zůstává automat v chybě a po jeho dalším zavolání se opět pokusí provést reset.

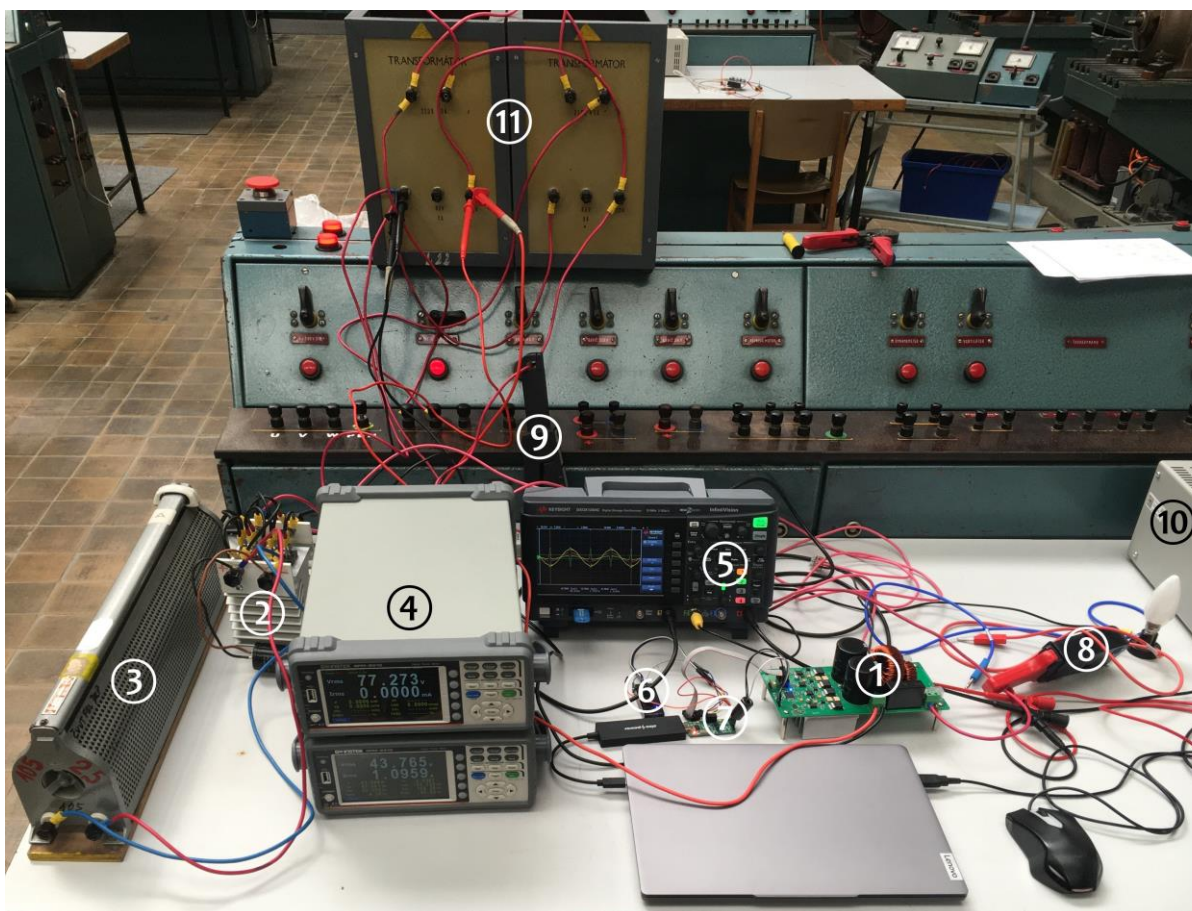
9.3.1 Poruchové stavy

Problémy, které mohou vyvolat skok stavového automatu do chyby jsou následující: Zkrat na stejnosměrném meziobvodu v případě, že poruchový proud teče přes tranzistory. Překročením napětí na stejnosměrném meziobvodu nad 450 V, což může způsobit chyba regulátoru. A nebo překročení teploty nad 85 °C.

KAPITOLA 10: MĚŘENÍ

Po předběžném naladění regulátorů a ověření funkčnosti na autotransfornátoru malého výkonu, byla zapojena měřicí sestava v halové laboratoři. Použitými přístroji (viz. níže) bylo provedeno měření s usměrňovačem a kondenzátorem pracující jako zátěž.

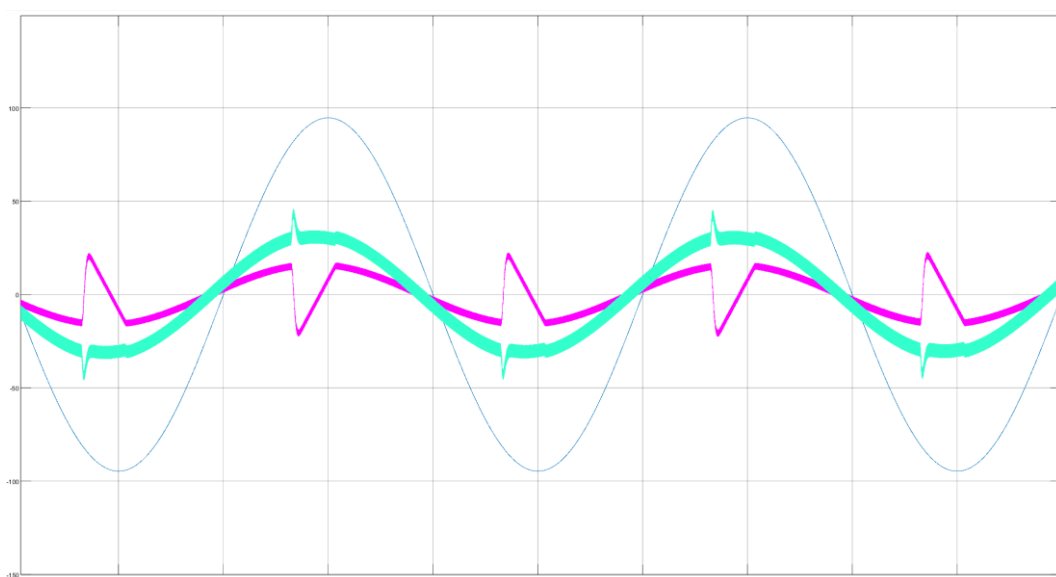
- ① realizovaný kompenzátor 2,3 kVA
- ② jednofázový můstkový usměrňovač s připojeným kondenzátorem 470 μF , 450 V
- ③ posuvný potenciometr IP00 2,5 A, 105 Ω , 500 V
- ④ síťový analyzátor GWINSTEK GPM-8310 $\pm 0,05\%$ z hodnoty $\pm 0,1\%$ z úrovně, 100 kHz, 600 Vrms, 20 Arms
- ⑤ digitální osciloskop KEYSIGHT DSOX1204G 70 MHz, 2 GSa/s, 4 kanály
- ⑥ programátor ST-LINK/V2
- ⑦ převodník USB/UART
- ⑧ proudová sonda pico Technology TA018 AC/DC, 100 mV/A, 60 A
- ⑨ proudová sonda TEKTRONIX A622 AC/DC, 100 mV/A, 100 A
- ⑩ stejnosměrný napěťový zdroj AIM TTI EX752M
- ⑪ jednofázové transformátory primár - 220 V 4,5 A, sekundár 120 V 8 A
- ⑫ kondenzátor COMAR MKA 55 μF $\pm 5\%$, 450 Vac
- ⑬ diferenciální napěťová sonda CalTest ELECTRONICS CT4447-1 30 MHz



Obr. 10-1 Měřicí pracoviště

10.1 Měření s usměrňovačem s RC zátěží

Na počátku byly nastaveny hodnoty v simulinkovém modelu, aby se co nejvíce blížily měření. Je však třeba brát v potaz, že proud sítě je zesílen desetkrát a proud měniče pětkrát. Pro první měření byla vybrána zátěž, která umožní otestovat funkci kompenzace jak jalového, tak deformačního výkonu. Pro dvou pulzní můstkový usměrňovač s RC zátěží je typické, že odebírá proud pouze v okolí maxima. Tvar průběhu závisí především na impedanci sítě a impedanci zátěže. Očekávaný tvar průběhu kompenzačního proudu je zobrazen na Obr. 10-2 růžovou barvou. V místech, kde je proud nulový se měnič snaží vytvářet čistě sinusový průběh a místech, kde zátěž odebírá proud se částečně snaží kompenzovat protiproudem. Celkový proud tekoucí ze sítě (zobrazen tyrkysovou barvou) by se měl sečíst na sinusový. Úzké proudové špičky na průběhu proudu ze sítě mohou být způsobeny malou dynamikou regulátoru.

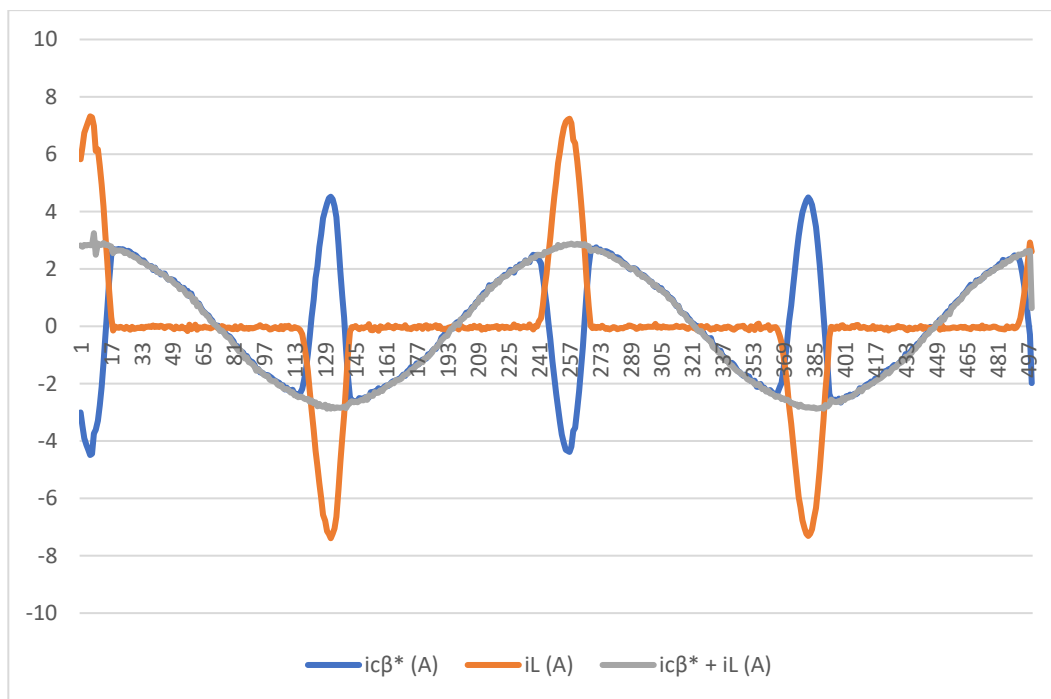


Obr. 10-2 Očekávaný průběh proudu zátěže 10 A/div (růžová), proudu sítě 5 A/div (tyrkysová), napájecího napětí 50 V/div (modrá) pro usměrňovač (výstup ze Simulinku)

10.1.1 Situace bez kompenzace

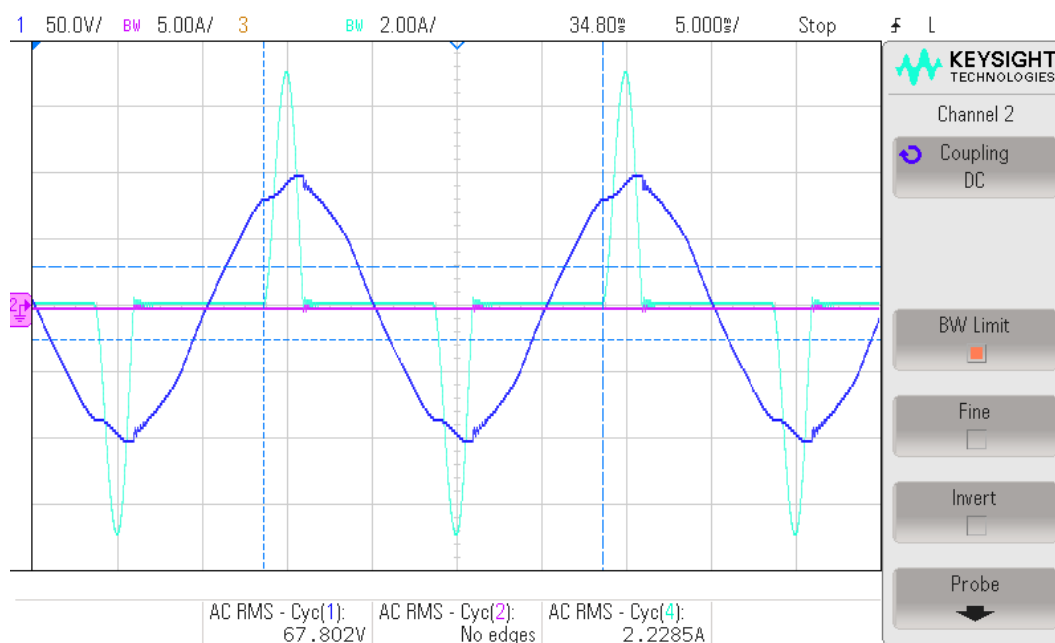
Nevykompenzovaný proud zátěže byl hodnocen z hlediska účinníku a zatížení vyššími harmonickými. Naměřený účinník je roven 0,59 a má kapacitní charakter. Celkové harmonické zkreslení je rovno 133 %.

Měření ale bylo provedeno s připojeným STATCOMEM, pouze nebyl v činnosti, čehož bylo využito, k ověření výpočtu. Spínací operace totiž vnášejí do výpočtu šum, který by mohl znemožnit správné posouzení. K ověření byl použit výpis referenčního proudu a proudu zátěže o délce dvou period, jak ukazuje Obr. 10-3, kde je kromě zmíněných zahrnut i jejich součet. Z něho můžeme vidět, že sinusový průběh proudu je kopírován velmi přesně a výpočet probíhá podle očekávání.



Obr. 10-3 Průběh referenčního proudu, proudu zátěží a jejich součtu bez kompenzace

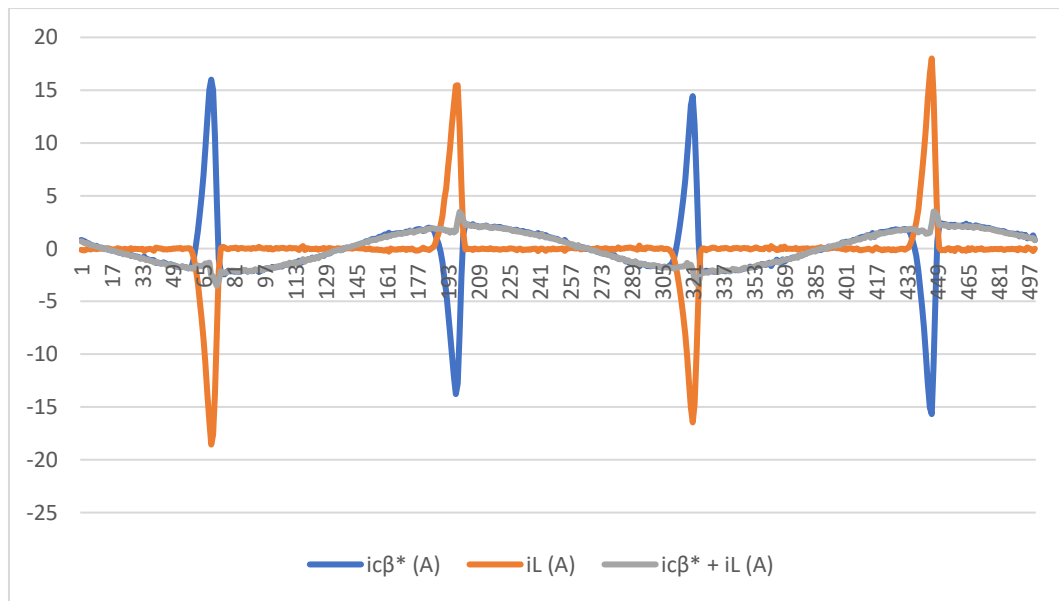
Z oscilogramu na Obr. 10-4 můžeme posoudit pouze průběh proudu zátěže a napětí. Proud odpovídá očekávání. Průběh napětí je však poměrně deformovaný, a to právě v oblasti odběru proudu. Důvod spočívá v konfiguraci napájení, kdy se za indukčním regulátorem nachází dva paralelně řazené transformátory s celkovým výkonem 1920 VA. Jedná se tedy o měkký zdroj a při špičkovém odběru kolem 7 A, již zatěžujeme transformátory z poloviny.



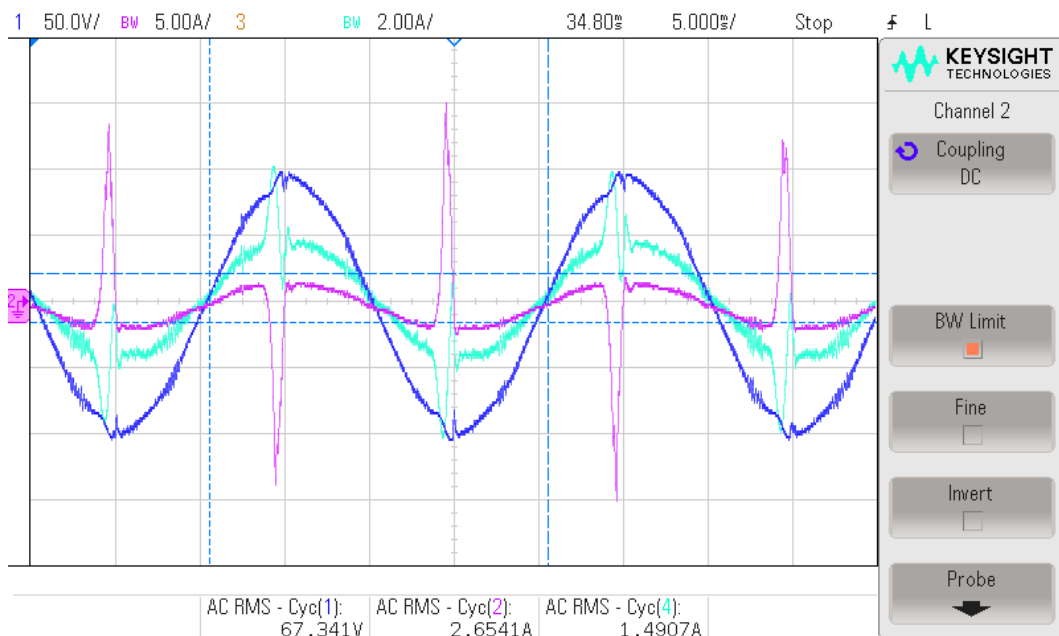
Obr. 10-4 Oscilogram napětí 50 V/div (modrá) a proudu sítě 2 A/div (tyrkysová)

10.1.2 Situace s kompenzací

Díky kompenzaci se zlepšil jak účinník, tak celkové harmonické zkreslení proudu. Z původního účinníku 0,59, jsme se dostali na 0,89 a u zkreslení jsme dosáhli zlepšení z 133 % na 45 %. Co se průběhů týče, tak jak na Obr. 10-5, tak na Obr. 10-6 můžeme vidět, že v místech, kde zátěž neodebírala žádný proud, vytváří měnič sinusový průběh a v místech kde zátěž proud odebírá se ho snaží kompenzovat v souladu s očekáváním. Právě v místech, kde zátěž odebírá proud se vlivem kompenzace změnila impedance zátěže a kompenzátoru viděná ze strany sítě, což je zřejmě i důvod proč má během kompenzace proud zátěže větší amplitudu než bez kompenzace.



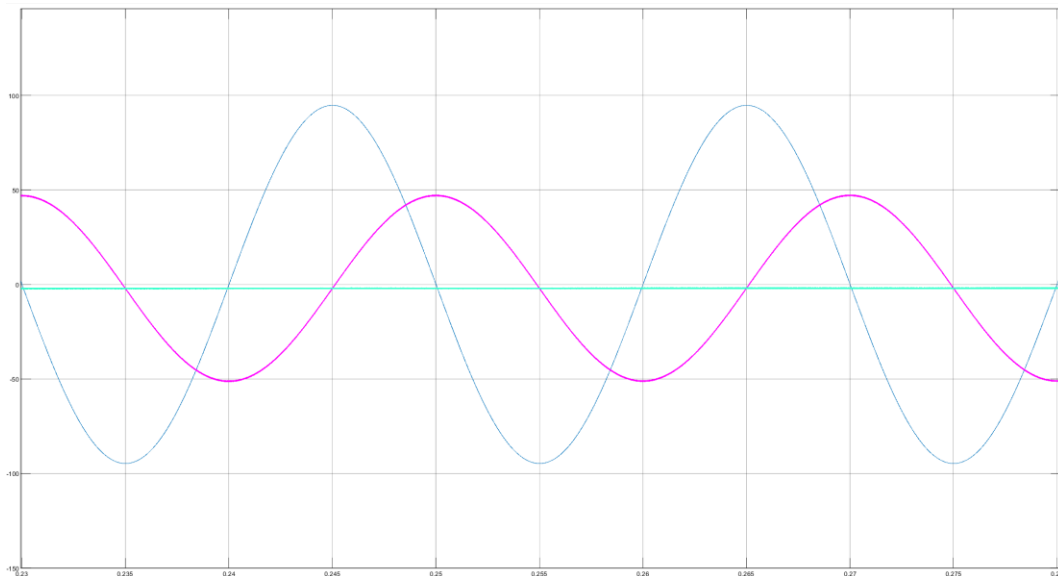
Obr. 10-5 Průběh referenčního proudu, proudu zátěží a jejich součtu během kompenzace



Obr. 10-6 Oscilogram napětí 50V/div (modrá), proudu sítě 2A/div (tyrkysová) a proud měniče 5A/div (fialová)

10.2 Měření s kapacitní zátěží

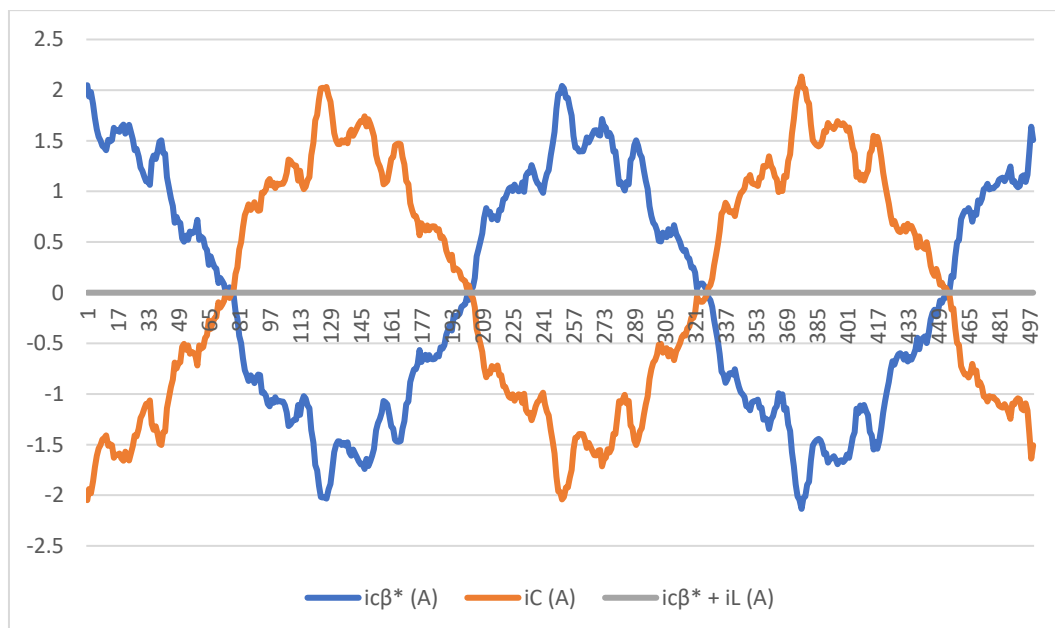
Stejně jako v předchozím případě byl i zde použit simulinkový model. Vzniklé průběhy (Obr. 10-7) proudu sítě (tyrkysová) a proudu měničem (růžová) byly vynásobeny třicetkrát pro lepší čitelnost. Jako zátěž byl použit kondenzátor COMAR o kapacitě 55 μF . Na základě vzniklých průběhů bylo možné stanovit očekávání. Jelikož se zde chová kompenzátor jako zdroj induktivního proudu, musí se spolu s proudem kondenzátoru sečíst na nulu, a tedy ze sítě není odebírán žádný proud.



Obr. 10-7 Očekávaný průběh proudu zátěže 1,67 A/div (růžová), proudu sítě 1,67 A/div (tyrkysová), napájecího napětí 50 V/div (modrá) pro kapacitní zátěž (výstup ze Simulinku)

10.2.1 Situace bez kompenzace

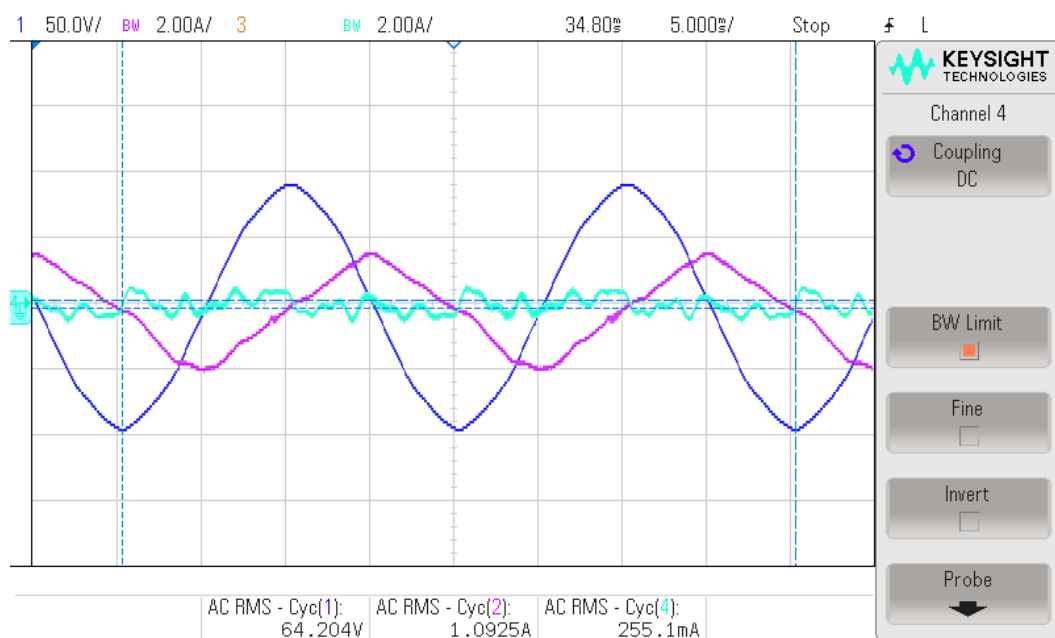
Nekompenzovaná kapacitní zátěž odebírá ze sítě 1,11 A, ale její průběh (Obr. 10-8) není na rozdíl od modelu čistě sinusový. Sinusový by byl, pokud by v místě měření byla síť dostatečně tvrdá, což by i zlepšilo tvar napětí, protože deformace schodovitěho tvaru, které můžeme vidět na průběhu proudu jsou její příčinou. Co je však s modelem shodné, je nulový proud sítě. Lze tedy říci, že alespoň v tomto ohledu se kompenzátor chová podle očekávání.



Obr. 10-8 Průběh referenčního proudu, proudu kondenzátorem a jejich součtu bez kompenzace

10.2.2 Situace s kompenzací

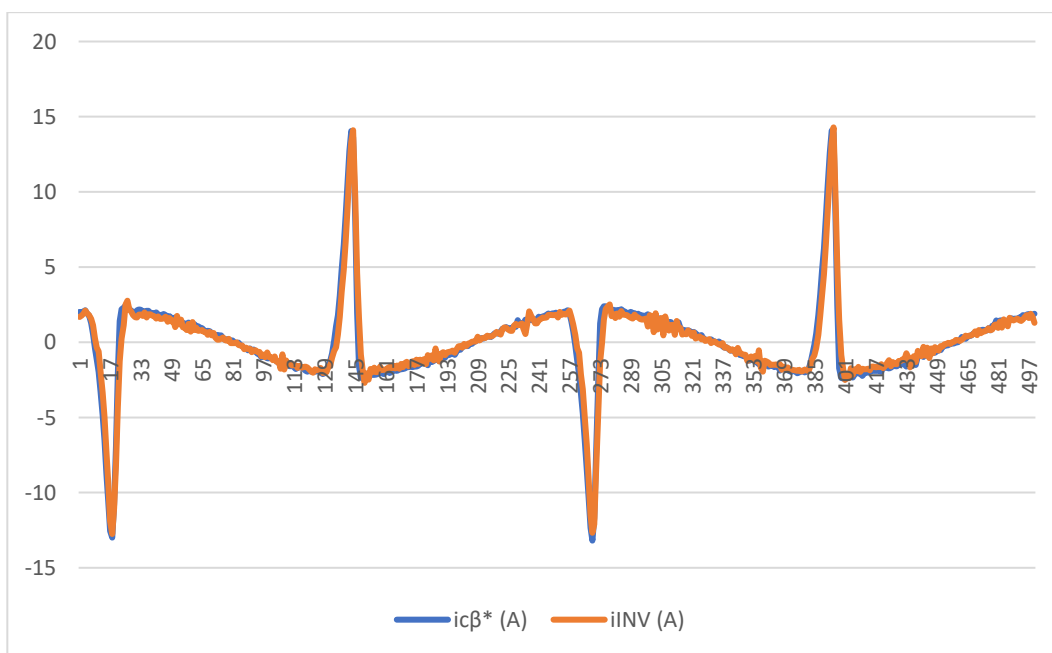
Pokud je kompenzace v chodu je proud ze sítě stále 0,26 A. Podařilo se ho tedy snížit o podstatných 0,85 A, ale očekávání splněna nebyla. Problém je patrný nejlépe na oscilogramu (Obr. 10-8) níže. Kompensátor sice vypočítal kompenzační proud tak, aby byl proud ze sítě nulový, jak je vidět na Obr. 10-8, ale regulátor vzniklý rozdíl mezi požadovanou a skutečnou hodnotou nebyl schopen doregulovat.



Obr. 10-9 Oscilogram napětí 50 V/div (modrá), proudu sítě 2 A/div (tyrkysová) a proud měniče 2 A/div (fialová)

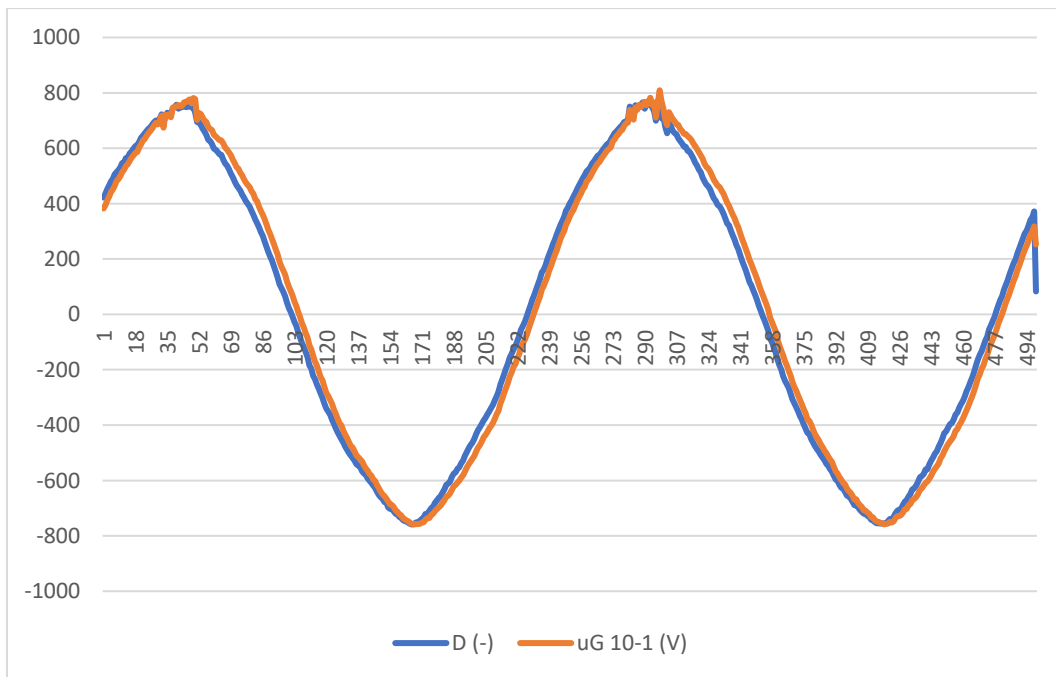
10.3 Měření regulátoru

Pro správnou funkci regulátoru je třeba zvolit vhodné konstanty. Pro zátěž, tvořenou usměrňovačem byla iterační metodou stanovena složka proporční na 0,2 a integrační na 25 s⁻¹. Obr. 10-10 ukazuje správnou funkci regulátory. Tedy, že žádaný proud, v tomto případě referenční, se kryje s proudem skutečným. Tyto konstanty lze bezpečně použít i pro podobný typ zátěže do 70 V efektivních. Při vyšších napětích je třeba zvolit jiné konstanty, protože při současných by se regulátor začal rozkmitávat. Například snížení proporční složky umožní dostat se na vyšší napětí, ale regulátor už nebude takto věrně kopírovat požadovaný proud. Tatáž situace nastane s čistě kapacitní zátěží, pro tu byly zvoleny neoptimálnější konstanty na 0,03 pro proporční složku a 0,5 s⁻¹ pro integrační složku. Naopak podřízený regulátor napětí stejnosměrného meziobvodu takto citlivý není. Proporční ani integrační složku stanovenou na 0,5, respektive 1 s⁻¹ tak nebylo nutné měnit. Důvod, proč jsou konstanty tak vysoké spočívá ve frekvenci, na které regulátor ss. meziobvodu pracuje, což je 1 kHz, tedy přibližně padesátkrát méně než regulátor proudu.



Obr. 10-10 Průběh referenčního proudu a proudu měničem

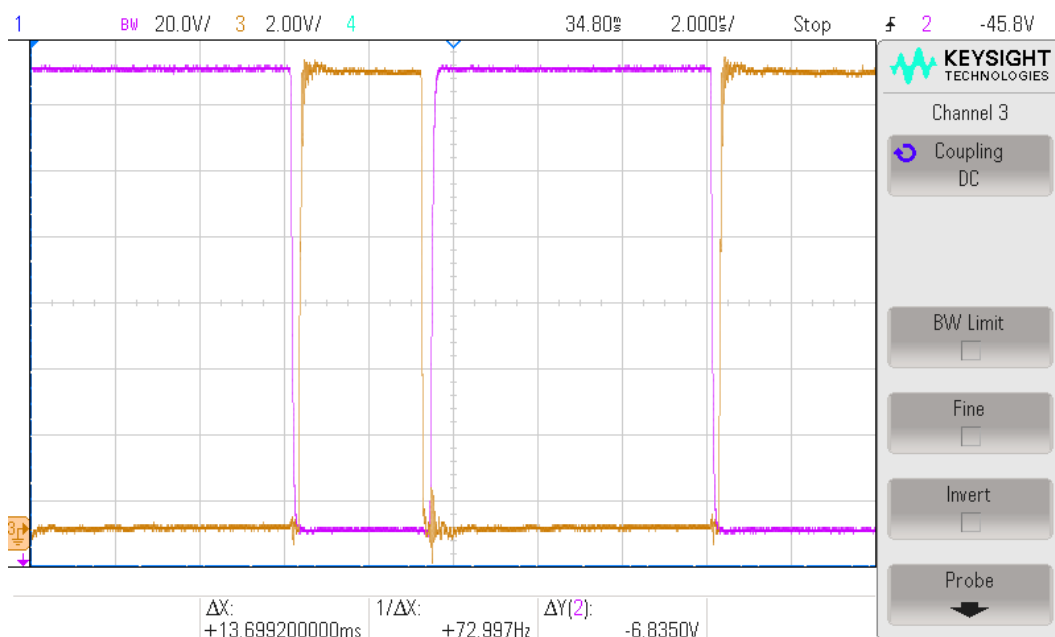
Správnou funkci regulátoru lze ale také ilustrovat pomocí střídavy a napětí sítě, jak ukazuje Obr. 10-11. Zde je však důležité zmínit, že průběh střídavy je vždy kladný. Pouze v tomto případě byla odstraněna jeho stejnosměrná složka a hodnoty přenásobeny tak, aby amplituda výsledné střídavy odpovídala amplitudě napětí. Díky tomu je vidět, že oba průběhy jsou ve fázi. V místech, kde se průběhy přesně nepřekryjí vznikne rozdíl napětí a začne protékat proud.



Obr. 10-11 Amplituda střídavy je zobrazena jako shodná s napětím sítě

10.4 Měření na hradlech tranzistorů

Měření na hradlech bylo provedeno pro dvojici spodních tranzistorů. Z výstupů měření (Obr. 10-12) je možné posoudit optimální deadtime a správnost výběru hradlových rezistorů. Z hlediska deadtime návrh vyhovuje. Při jeho snížení by mohlo docházet k vybavení desaturační ochrany, která je už teď velmi citlivá. Zvýšení by zase mohlo snížit výkon. Z hlediska správného výběru hradlového rezistoru se dá říci, že výběr byl správný. Nedochází k velkým překmitům a doba nárůstu napětí je též dostatečná, problém může nastat pouze s rušením, jelikož při sepnutí a vypnutí dochází k oscilacím, které byť s velmi malou amplitudou se ustálí až za 1 μ s.



Obr. 10-12 Oscilogram napětí na hradlech tranzistorů, během spínání

KAPITOLA 11: CHYBY V NÁVRHU

11.1 Spojení pinu ready

Použité drivery Infineon 1ED3431MU12MXUMA1 zahrnují pin ready (RDYC), který funguje jako vstup/výstup. Například stažením pinu RDYC na logickou nulu je driver deaktivován, a naopak v případě, že driver sám vyhodnotí chybu je schopen sepnout na výstupu logickou nulu. Samotný výrobce doporučuje následující: „In a typical application the RDYC pins of all gate driver ICs in the inverter are connected together and form a single wire RDYC signal.“ To ovšem znamená, že pokud se na jakémkoli driveru objeví chyba, deaktivuje tím i zbývající. A právě k tomu došlo. Při spuštění napájení driverů bylo na bootstrapových kondenzátorech nulové napětí, začali by se nabíjet až ve chvíli, kdy by seply spodní tranzistory příslušných polomostů, ale k tomu nemohlo dojít, jelikož podpěťová ochrana zamezila aktivaci stavu ready. Je tedy zřejmé, že výrobce nepočítal s napájením horních polomostů pomocí bootstrap zapojení, protože při jiném způsobu napájení, například pomocí budícího transformátoru by tento problém nenastal.

Navržené a posléze implementované řešení si vyžádalo oddělení ready pinů driverů příslušících horním tranzistorům vyškrábnutím vodivé cesty na plošném spoji a následné doplnění o dva 10 kΩ pull-up rezistory. Nevýhodou tohoto řešení, je nemožnost driver resetovat, pokud nastane chyba, jelikož reset probíhá pomocí pinu ready, který byl odpojen. Neoptimálnější by tak bylo vyčlenit jeden vstup procesoru pro ready pin každého driveru zvlášť.

11.2 Filtrace výstupu měřících zesilovačů

V návrhu zapojení měřících zesilovačů pro měření napětí sítě a stejnosměrného meziobvodu nebyl řešen šum, který se šíří do výpočtu a tím do něj vnáší zbytečnou chybu. Jeho potlačení bylo možné provést napsáním digitálního filtru, nebo úpravou zapojení. Ale jelikož musela být z důvodu náročného výpočtu snížena vzorkovací frekvence na 50 kHz, nebylo by vhodné psát digitální filtr, který by potřeboval jednak vyšší vzorkovací frekvenci a navíc by se zvýšil výpočetní čas, který nemáme. Proto bylo zvoleno řešení v podobě úpravy zapojení. V části odporového děliče byl paralelně k rezistoru R17 (Obr. 6-2) respektive R51 (Obr. 6-3) připojen keramický kondenzátor o velikosti 10 nF, čímž došlo k vytvoření dolní propusti. Jelikož je ale připojena na vstup operačního zesilovače v diferenciálním zapojení, je nutné přidat další kondenzátor o stejné velikosti do zpětné vazby zesilovače, paralelně k rezistoru R33 (Obr. 6-2) respektive R48 (Obr. 6-3). Přidáním tohoto integračního kondenzátoru vlastně vytvoříme aktivní filtr prvního řádu. V případě, že bychom použili pouze jeden kondenzátor, obvod by se v pásmu nižších a středních frekvencí choval podobně jako dolní propust, ale v pásmu vyšších frekvencí by se již útlum s vyšší frekvencí prakticky neměnil, což je nežádoucí.

$$f_{r,DP} = \frac{1}{2 * \pi * R * C} = \frac{1}{2 * \pi * 10 * 10 * 10^{-6}} = 1592 \text{ Hz} \quad (11-1)$$

Kontrolní výpočet byl proveden pomocí vztahu (11-1). Aby se projevil deformace napětí bylo nutné dosáhnout dostatečně vysoké rezonanční frekvence $f_{r,DP}$, ale zároveň ne vyšší než polovina vzorkovací frekvence. Limit stanovený inverzní aplikací Nyquistova-Shannonova vzorkovacího teorému. Pokud si stanovíme stejně jako v případě proudu, že pomocí 20. harmonické síťového kmitočtu, tedy frekvencí 1000 Hz a nižší jsme schopni dostatečně detailně popsat měřený průběh podmínka vyhoví a hodnoty součástek byly vybrány správně.

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo provést návrh a realizaci stacionárního kompenzátoru jalového výkonu, což bylo splněno. Pokud bych však měl hodnotit cíle, které jsem si zadal sám, musím konstatovat, že potenciál zrealizovaného návrhu nebyl plně využit. Z hlediska hardwaru bychom se s použitím odlišného, či částečně přepracovaného řízení měli dostat na jmenovité parametry, ale volba způsobu výpočtu kompenzačního proudu, založená na teorii okamžitého výkonu, se ukázala jako nepřilíživě vhodná. Výpočet samotný funguje správně, ale proudový regulátor má v situacích s vyšším napětím, či kapacitní zátěží problém. Z těchto důvodů nebylo provedeno měření při jmenovitých hodnotách. Pokud by bylo více času mohlo by se experimentovat i s jiným typem regulátoru. Další problém se vyskytl s rušením. Při návrhu jsem totiž otázku magnetické kompatibility nebral dostatečně vážně. Například při návrhu plošného spoje jsem dbal na to, aby v místech s dostatečným prostorem byly silové spoje vedeny polygony. To sice znamenalo snížení odporu spojů a z nich plynoucí nižší oteplení, ale na druhou stranu se zvýšila plocha, z které bylo rušení vyzařováno. Rušení způsobovalo komplikace zejména při komunikaci pomocí SWD a UARTU, používaných pro odlaďování softwaru. Částečně se problém zlepšil použitím nižšího Baud rate a feritového filtru. Některé nastalé problémy se však daly vyřešit jednoduše. Obvod měření napětí byl původně navrhnout bez filtrace, nicméně nad rezistory bylo možno připojit kondenzátory a tím vytvořit dolní propust, bez většího zásahu do zapojení. Náročnější bylo pouze řešení nefungujících driverů, což si vyžádalo přerušování vodivé cesty a ztrátu možnosti provést reset pomocí mikrokontroléru.

Pokud bych měl navrhnout možná vylepšení, soustředil bych se především na již zmíněné problémy. Nicméně bylo by jistě výhodné zvolit výkonnější mikrokontrolér, např. s jádrem ARM Cortex M7 umožňující výpočet na 100 kHz, tedy frekvenci totožnou s frekvencí spínání. Dalším vylepšením by mohlo být lepší využití výstupů. Stavový automat by například mohl indikovat stav pomocí LED diod.

Závěrem mohu říci, že kompenzátor funguje dobře do 70 V efektivních. Nejlepších výsledků dosahuje při kompenzaci převážně deformačního výkonu. Při kompenzaci převážně jalového výkonu má problém s prudkými změnami proudu vyskytujícími se u sítí s deformovaným napájecím napětím. I tak je však schopen snížit odběr jalového výkonu více jak čtyřikrát.

LITERATURA

- [1] KNĚNICKÝ, Martin. IMPACT OF HIGH-FREQUENCY VOLTAGE DISTORTION ON MEDIUM VOLTAGE CABLE SYSTEMS. Praha, 2020. Disertační práce. ČVUT.
- [2] ČEZ DISTRIBUCE, E.ON DISTRIBUCE, E.ON ČR, PRE DISTRIBUCE, ČEPS A ZSE. VÝPOČETNÍ HODNOCENÍ ZPĚTNÝCH VLIVŮ ODBĚRATELŮ A ZDROJŮ DISTRIBUČNÍCH SOUSTAV. 4. vydání.
- [3] HAVLÍČEK, Václav, Martin POKORNÝ a Ivan ZEMÁNEK. Elektrické obvody 1. 2. vydání. ČVUT, 2018. ISBN 9788001054925.
- [4] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. Výkonová elektronika. 2. vydání. ČVUT, 2009. ISBN 9788001036266.
- [5] *Grid Connected Inverter Reference Design. 2. revidované vydání. Texas Instruments, 2020.*
- [6] *The Engineer's Guide to Designing Your EMI Filter. Schaffner EMC*
- [7] *Comprehensive Review of Stability Criteria for DC Power Distribution Systems. Online. IEEE Transactions on Industry Applications. 2014, roč. 50, č. 5, s. 11. ISSN 1939-9367. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6757016>. [cit. 2024-02-08].*
- [8] BILLINGS, Keith H. a MOREY, Taylor. Switchmode power supply handbook. 3. Boston: McGraw-Hill, 2011. ISBN 978-0-07-163972-9.
- [9] AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu a AREDES, Maurício. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. IEEE Press series on power engineering. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 9780470118924.
- [10] RASHID, Muhammad H. Power Electronics Handbook. 4. vydání. Oxford: Elsevier, 2017. ISBN 978-0-12-811407-0.
- [11] Arnold MS-184125-2. Online. 2014. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/f188dc878e18b78edc6818780fdaf583/ARNOLD-MS-184125-2.pdf>. [cit. 2024-02-24].
- [12] Micrometals MS-106090-2. Online. 2023. Dostupné z: <https://datasheets.micrometals.com/MS-106090-2-DataSheet.pdf>. [cit. 2024-02-27].
- [13] MARŠÍK, Aleš. Návrh solárního nabíječe s GaN tranzistory. Bakalářská práce. Praha: ČVUT, 2023.
- [14] STMICROELECTRONICS. TM32F405xx STM32F407xx. Online. 2020. Dostupné z: https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f405rg.pdf&ved=2ahUKEwjz8y7_4eFAxWj1gIHHcG3DnsQFnoECCEQAQ&usg=AOvVaw1ez8SdVFSdYvzPSfIZ6LgE. [cit. 2024-03-22].
- [15] STMICROELECTRONICS. AN4488 Application note. Online. 2018. Dostupné z: https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://www.st.com/resource/en/application_note/an4488-getting-started-with-stm32f4xxxx-mcu-hardware-development-stmicroelectronics.pdf&ved=2ahUKEwi-_Nv0jdaFAxUX2AIHHWqhAdcQFnoECBIQAQ&usg=AOvVaw30D05eJrQvZrErtfS-mVy0. [cit. 2024-04-22].

-
- [16] STMICROELECTRONICS. AN2867 Application note. Online. 2024. Dostupné z: https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://www.st.com/resource/en/application_note/an2867-guidelines-for-oscillator-design-on-stm8afals-and-stm32-mcusmpus-stmicroelectronics.pdf&ved=2ahUKEwiBjreUmdaFAxXJ-gIHHTe8C6IQFnoECBcQAQ&usg=AOvVaw2m8k4tzJEjNNDt00JINb4y. [cit. 2024-04-22].
- [17] ABRACON. ABM8-16.000MHZ-D1X-T. Online. 2020. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/3/abm8-1384678.pdf>. [cit. 2024-04-22].
- [18] INFINEON. EiceDRIVER™ 1ED34x1Mc12M Enhanced. Online. 2020. Dostupné z: https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED34x1Mx12M-DataSheet-v01_10-EN.pdf%3FfileId%3D5546d46274cf54d50174d97c2fb71f62&ved=2ahUKEwj77prY0N2FAxWM1AIHHaZxAaAQFnoECBEQAQ&usg=AOvVaw2dIDzjAKcQu7Swi0szXIFz. [cit. 2024-04-25].
- [19] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce DPS*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 9788073002664.
- [20] ROHM SEMICONDUCTORS. SCT4036KW7. Online. 2023. Dostupné z: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct4036kw7-e.pdf>. [cit. 2024-05-14].
- [21] ÚŘAD PRO TECHNICKOU NORMALIZACI, METROLOGII A STÁTNÍ ZKUŠEBNICTVÍ. ČSN EN 60909-0, Zkratové proudy v trojfázových soustavách - Část 0: Výpočet proudů. 2. vydání.

PŘÍLOHA A: PŘÍKLAD SEZNAMU SYMBOLŮ A ZKRATEK

A.1 Seznam symbolů

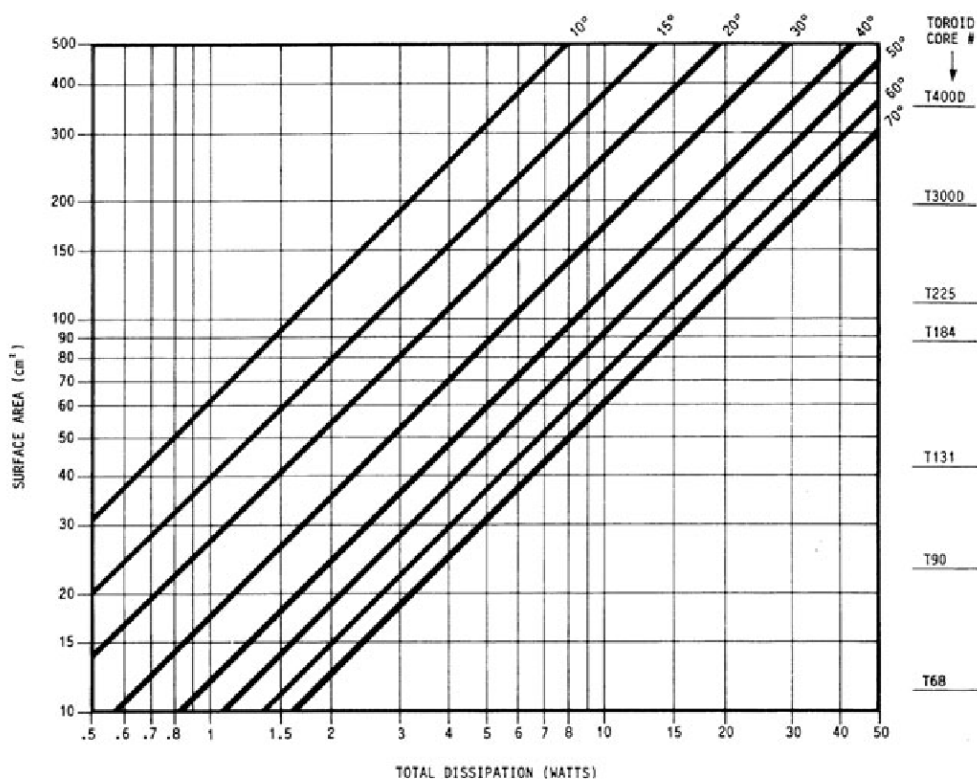
p (VA)	okamžitý výkon
t (s)	čas
A (J)	práce
$\cos\varphi$ (-)	účinník
S (VA)	zdánlivý výkon
P (W)	činný výkon
Q (VAr)	jalový výkon
D (VA)	deformační výkon
U_G (V)	napětí sítě
U_i (V)	napětí na výstupu kompenzátoru
X (H)	rozptylová indukčnost kompenzátoru
U_X (V)	napětí na rozptylové indukčnosti
$U_{D\text{clink}} = V_c$ (V)	napětí na stejnosměrném meziobvodu
S_{kQ} (MVA)	počáteční nárazový zkratový výkon nadřazené sítě
U_{nQ} (kV)	napětí nadřazené sítě
U_V (kV)	vztažné napětí (napětí v odběrném místě)
c (-)	napěťový součinitel ekvivalentního napěťového zdroje
u_{kT} (%)	napětí nakrátko transformátoru
U_{nT} (kV)	jmenovité napětí transformátoru
P_{knT} (kW)	jmenovité ztráty nakrátko
p_T (-)	převod transformátoru
$l_v \sim l_K$ (km)	délka vedení
$r_v \sim r_K$ (Ω)	rezistivita vedení
$x_v \sim x_K$ (Ω)	reaktance vedení
Z (Ω)	impedance
f_S (Hz)	spínací frekvence
$I_{rip\%}$ (%)	zvlnění proudu
V_{DSS} (V)	napětí drain source
I_D (A)	proud drainem
T_c ($^{\circ}\text{C}$)	teplota pouzdra
$\Delta\theta_{jc}$ (K)	tepelný spád
R_{thjc} (K/W)	tepelný odpor
R_{DS} (Ω)	odpor mezi drainem a sourcem
P_v (W)	vodivostní ztráty
I (A)	proud
C (F)	kapacita kondenzátoru
T_{MLG} (-)	poměr výstupní a vstupní impedance
$Z_{out} = Z_{inv}$ (Ω)	výstupní impedance střídače
Z_{in} (Ω)	vstupní impedance
j (-)	imaginární jednotka
h_{max} (-)	maximální harmonická
η (-)	účinnost
P_i (W)	výkon kompenzátoru
ω (rad/s)	úhlová rychlost
L_i (H)	vazební indukčnost
R_l (Ω)	odpor vinutí vazební indukčnosti
R_c (Ω)	sériový odpor kondenzátoru

Δi_{ppmax} (A)	amplituda zvlňení proudu
A_L (nH/N ²)	hustota indukčnosti
N (-)	počet závitů
ρ (Ω m)	měrný odpor mědi
A_e (cm ²)	průřez jádra
ΔB (T)	změna magnetické indukce
p_m (mW/cm ³)	ztráty na jádře
U_{sens} (V)	snímané napětí
P_D (W)	příkon driverů
U_{GS} (V)	napětí mezi hradlem a sourcem
Q_G (C)	náboj hradla
P_M (W)	příkon mikrokontroléru
ΔP_s (W)	ztráty na lineárním stabilizátoru
$V_{DD} = U_{DD}$ (V)	napájecí napětí
q (VA)	okamžitý jalový výkon
u_α (V)	napětí fáze α
pAC = \tilde{p} (VA)	střídavá složka okamžitého činného výkonu
$i_{c,\beta}^*$ (A)	referenční proud
f_{res} (Hz)	rezonanční frekvence

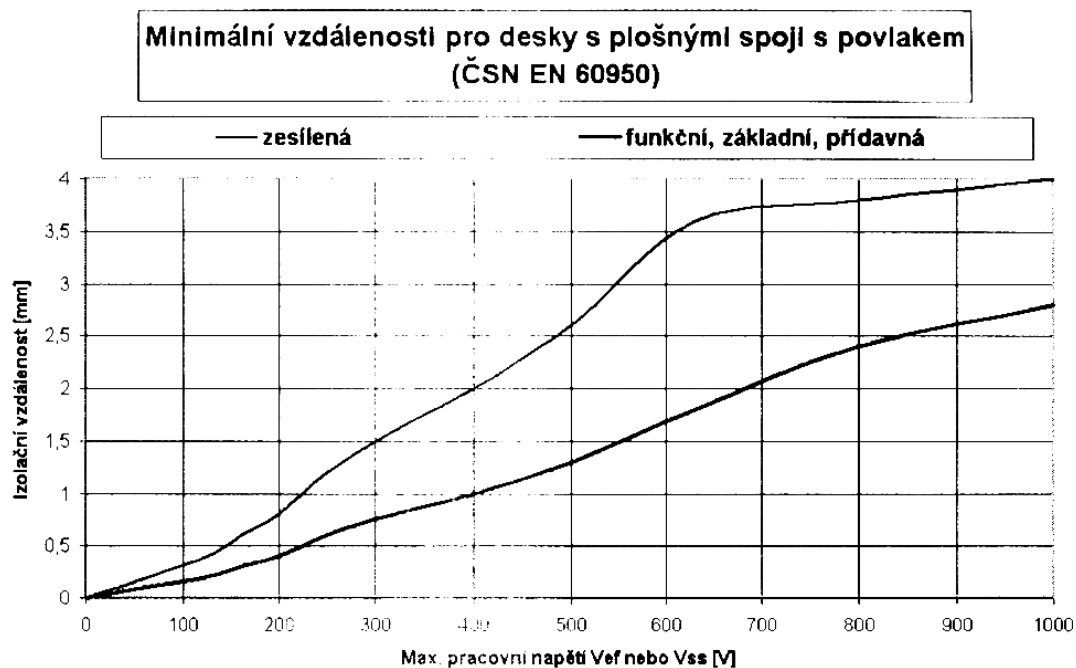
A.1.1 Seznam zkratk

PFC	power factor correction
FACTS	flexible alternating current transmission systems
IGBT	insulated-gate bipolar transistor
GTO	Gate turn-off thyristor
IGCT	integrated gate-comutated thyristor
NPC	neutral point clamped
NN	nízke napětí
VN	vysoké napětí
SiC	silicon carbide
UCC	unit capacitance constant
RMS	efektivní hodnota
NPC	Neutral point clamped
ADC	analogovo-digitální převodník
GND	zem
PWM	pulzněššířková modulace
UART	univerzální asynchronní přijímač – vysílač
SMD	součástky pro povrchovou montáž
p.j.	poměrná jednotka
DMA	direct memory access
SWD	seriál wire debug
LED	light-emitting diode

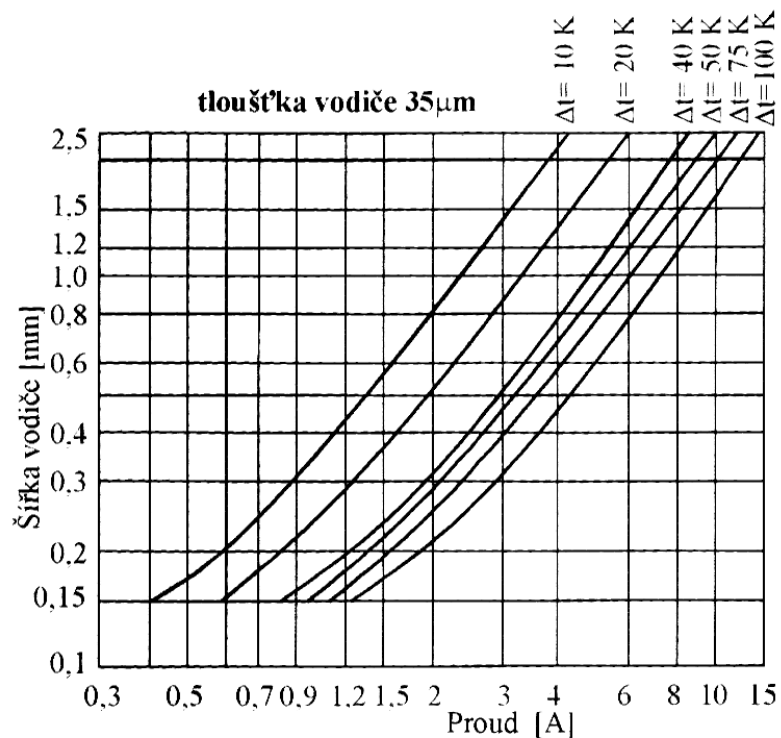
PŘÍLOHA B: PŘÍKLAD OBRÁZKU V PŘÍLOZE VČETNĚ JEJICH ČÍSLOVÁNÍ



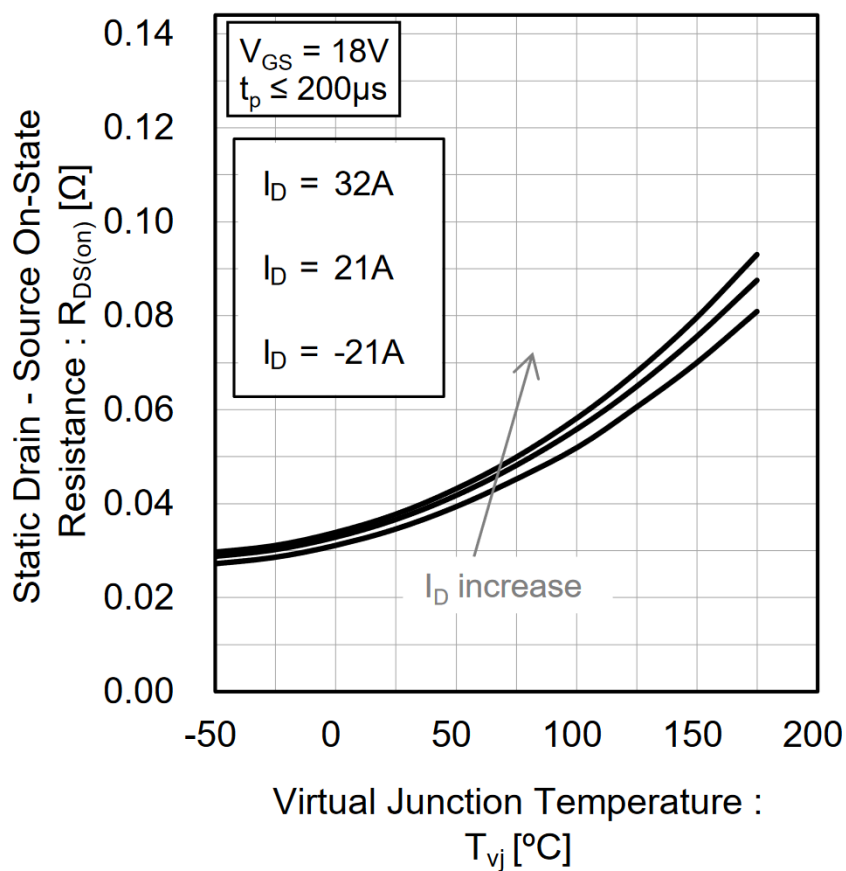
Obr. 11-1 Graf závislosti plochy toroidního jádra a ztrát na oteplení[8]



Obr. 11-2 Minimální vzdálenosti podle normy ČSN EN 60950 [19]



Obr. 11-3 Proudová zatížitelnost plošného vodiče 35 μm [19]



Obr. 11-4 Závislost teploty PN přechodu na odporu R_{DS}