

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ
V PRAZE**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektrických pohonů a trakce



**Jednofázový aktivní usměrňovač
pro elektrický pohon**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2024

Bc. DANIEL JUSTIZ

Vedoucí práce: Ing. Pavel Koblíček, Ph.D.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Justiz** Jméno: **Daniel** Osobní číslo: **491999**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektrické pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Jednofázový aktivní usměrňovač pro elektrický pohon

Název diplomové práce anglicky:

Single-phase PWM Rectifier for Electric Drive

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte možnosti regulace jednofázového aktivního usměrňovače.
2. Vytvořte simulační modely některých z popsaných regulačních struktur.
3. Na základě výsledků simulací mezi sebou jednotlivé metody řízení porovnejte.
4. Vybranou metodu řízení realizujte na reálném měniči a výsledky porovnejte s výsledky související simulace.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Qi, S., Xu, Ch., Zhang, Ch., Jiang, Ch., An Improved Control Strategy for Full-controlled Single-phase H Bridge Rectifier, International Conference on Intelligent Systems Research and Mechatronics Engineering, Zhengzhou, China, 2015.
- [2] Žák, J., Blahník, V., Peroutka, Z., Control Strategy of Single-Phase Active Rectifier with Reactive Power Compensation, International Conference on Applied Electronics, Pilsen, Czech Rep., 2011.
- [3] Jiang, W., Analysis And Design Of A Single-Phase PWM Rectifier Based On The Small Signal Model, International Conference on Information Engineering and Computer Science, Wuhan, China, 2009.
- [4] Wang, H., Cheng, Q., Li, M., Chen, G., Deng, L., The study of single-phase PWM rectifier based on PR control strategy, The 26th Chinese Control and Decision Conference, Changsha, China, 2014.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Koblí, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce

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

Datum zadání diplomové práce: **06.02.2024**

Termín odevzdání diplomové práce: **24.05.2024**

Platnost zadání diplomové práce: **21.09.2025**

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

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

Děkuji vedoucímu této práce, panu Ing. Pavlu Kobrlemu, Ph.D., a to zejména za nemálo času, který věnoval mému vedení.

Bc. Daniel Justiz

Prohlášení

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

V Praze 21. května 2024

.....

Bc. Daniel Justiz

Abstrakt

V této práci je představen aktivní usměrňovač (Active Front End) jako náhrada klasických sítí komutovaných usměrňovačů ve frekvenčních měničích používaných v elektrických pohonech. Je zde popsáno několik metod řízení jednofázové varianty aktivního usměrňovače a jsou představeny vybrané s nimi související regulační struktury. Tyto metody řízení jednofázového aktivního usměrňovače jsou následně matematicky simulovány a na základě výsledků simulací zhodnoceny a mezi sebou porovnány. Následně je popsána realizace fyzického jednofázového aktivního usměrňovače včetně řešení některých praktických aspektů jeho řízení a jsou prezentovány výsledky měření na tomto usměrňovači. Výsledky měření jsou zhodnoceny, jsou diskutovány příčiny odchylek od ideálních průběhů a možná opatření pro jejich odstranění. V závěru je provedeno srovnání výstupů simulace a reálných výsledků a jsou nastíněny možnosti dalšího rozvoje realizovaného aktivního usměrňovače.

Klíčová slova: jednofázový aktivní usměrňovač, Active Front End, PQ regulace, proudová regulace

Abstract

This thesis presents an active rectifier (Active Front End) as a replacement for line-commutated rectifiers in frequency converters used for electrical drives. Several single-phase active rectifier control techniques are described, and related control schemes are presented. Mathematical simulation of these single-phase active rectifier control techniques is performed, and based on its results, the techniques are evaluated and compared. Subsequently, a physical single-phase active rectifier realization is described, including several practical aspects of controlling a real rectifier, and measurement results are presented. They are then evaluated, and causes of deviations from ideal waveforms are discussed, as are possible measures to rectify them. The conclusion is dedicated to comparing simulation outputs with actual results and the possibilities of further development of the implemented active rectifier.

Keywords: Single-phase Active Rectifier, Active Front End, PQ Control, Current Control

Obsah

Seznam použitých zkratk	viii
Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
1 Úvod	1
1.1 Usměrňovače ve frekvenčních měničích	1
1.2 Aktivní usměrňovače	2
2 Metody řízení aktivního usměrňovače	4
2.1 Regulace s hysterezním proudovým regulátorem	5
2.2 Regulace s proporcionálně-rezonančním proudovým regulátorem	7
2.3 PQ regulace	10
2.3.1 Návrh regulátorů proudu v PQ regulaci	13
2.4 Regulace výstupního napětí	15
2.5 Fázový závěs	16
3 Simulace řízení aktivního usměrňovače	18
3.1 Regulace s hysterezním proudovým regulátorem	19
3.2 Regulace s proporcionálně-rezonančním proudovým regulátorem	22
3.3 PQ regulace	24
3.4 Porovnání simulovaných metod řízení	26
3.5 Provoz bez zátěže	27
4 Realizace aktivního usměrňovače	30
4.1 Použité vybavení pracoviště	30
4.1.1 IGBT měnič	30
4.1.2 Napájení	31
4.1.3 Měření	33
4.1.4 Řízení	33
4.1.5 Zátěž	34
4.2 Spouštění měniče	35
4.3 Omezení a ochrany	35
4.4 Naměřené průběhy	36
4.4.1 PQ regulace	36
4.4.2 Hysterezní proudová regulace	41
4.5 Zhodnocení výsledků měření	42
5 Závěr	46
Bibliografie	48

Seznam použitých zkratek

AFE	Active Front End
DSP	Digital Signal Processor, signálový procesor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
K13114 FEL ČVUT	Katedra elektrických pohonů a trakce, Fakulta elektrotechnická Českého vysokého učení technického v Praze
LED	Light-Emitting Diode, svítivá dioda
PFC	Power Factor Correction, korekce účinníku
PI	proporcionálně-integrační
PLL	Phase-Locked Loop, fázový závěs
PR	proporcionálně-rezonanční
PWM	Pulse Width Modulation, pulzně-šířková modulace
RMS	Root Mean Square, efektivní hodnota
RTI	Real-Time Interface
THD	Total Harmonic Distortion, celkové harmonické zkreslení
TTL	Transistor–Transistor Logic

Seznam obrázků

1.1	Frekvenční měnič pro elektrický pohon s jednofázovým vstupem.	1
1.2	Schéma diodového jednofázového usměrňovače.	2
1.3	Typické průběhy vstupního napětí a proudu a výstupního napětí jednofázového diodového můstkového usměrňovače.	3
1.4	Schéma aktivního jednofázového můstkového usměrňovače.	3
2.1	Schéma regulace s hysterezním proudovým regulátorem.	6
2.2	Funkční princip hysterezního regulátoru.	7
2.3	Schéma regulace s PR proudovým regulátorem.	8
2.4	Porovnání frekvenčních charakteristik PI a PR regulátorů.	9
2.5	Funkční princip pulzně-šířkové modulace (PWM).	9
2.6	Frekvenční charakteristiky filtru pro odvození β -složky napětí a proudu. . .	11
2.7	K definici os a vektorů v PQ regulaci.	11
2.8	Schéma PQ regulace.	12
2.9	Obecná struktura PLL.	16
2.10	Zjednodušená PLL pro PQ regulaci.	17
2.11	Upravené schéma PQ regulace využívající zjednodušené PLL.	17
3.1	Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – vstupní napětí a proud. 19	
3.2	Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.	20
3.3	Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – účinník a THD vstupního proudu.	20
3.4	Rozdělení spínacího kmitočtu v simulaci hysterezní proudové regulace. . . .	21
3.5	Rozdělení spínacího kmitočtu v simulaci hysterezní proudové regulace při zúžení pásma necitlivosti na polovinu.	22
3.6	Simulované průběhy: PR proudová regulace – vstupní napětí a proud. . . .	23
3.7	Simulované průběhy: PR proudová regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.	23
3.8	Simulované průběhy: PR proudová regulace – účinník a THD vstupního proudu. 24	
3.9	Simulované průběhy: PQ regulace – vstupní napětí a proud.	25
3.10	Simulované průběhy: PQ regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.	25
3.11	Simulované průběhy: PQ regulace – účinník a THD vstupního proudu.	26
3.12	Simulované průběhy: Vypnutí měniče bez zátěže – vstupní proud.	29
3.13	Simulované průběhy: Vypnutí měniče bez zátěže – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.	29
4.1	Pracoviště pro měření realizovaného aktivního usměrňovače.	31
4.2	Schéma realizovaného zapojení aktivního usměrňovače.	32
4.3	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, bez zátěže.	37
4.4	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, zátěž přibližně 1 kW. 37	
4.5	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, zátěž přibližně 3 kW. 38	

4.6	Naměřený průběh výstupního napětí při různých zátěžích, PQ regulace: $U_{DC} = 400 \text{ V}$	38
4.7	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$, bez zátěže.	39
4.8	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$, zátěž přibližně 1 kW.	39
4.9	Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$, zátěž přibližně 3 kW.	40
4.10	Naměřený průběh výstupního napětí při různých zátěžích, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$	40
4.11	Naměřený a simulovaný průběh výstupního napětí, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$, detail při zátěži 3 kW.	41
4.12	Naměřené vstupní průběhy, ukázka hysterezní proudové regulace.	42

Seznam tabulek

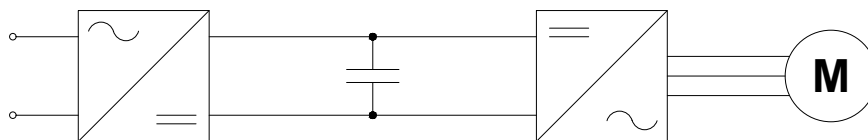
4.1	Naměřené střední hodnoty napětí na výstupu aktivního usměrňovače při PQ regulaci.	41
-----	--	----

Kapitola 1

Úvod

Elektrický pohon je celek sestavený z dílčích komponent určený k využití elektrické energie její přeměnou na energii mechanickou (nebo v některých případech i naopak) za účelem pohánění různých mechanismů a strojů či vozidel. Samotnou přeměnu elektrické energie na mechanickou zajišťují v pohonech nejčastěji točivé elektrické stroje, moderní elektrické pohony však zahrnují také měniče, které zajišťují napájení elektrického stroje a upravují jeho parametry, čímž umožňují provoz stroje s požadovanými parametry, jako je například rozsah otáček, účinnost či schopnost navracet elektrickou energii při brzdění zpět do elektrické sítě (rekuperaci). Další významnou součástí takového elektrického pohonu jsou prvky zajišťující měření sledovaných parametrů, regulaci elektrického pohonu a zabezpečení jeho provozu a také spolupráci s obsluhou nebo nadřazeným řídicím systémem.

Velké množství elektrických pohonů v různých aplikacích využívá pro napájení motoru frekvenčních měničů, jejichž použití umožňuje regulovat rychlost synchronních strojů, v případě asynchronních strojů pak nabízejí podstatně širší rozsah otáček než jiné metody regulace rychlosti a především hospodárnější rozběh a provoz. Velmi často využívaným druhem frekvenčního měniče v oblasti elektrických pohonů je jednofázový nepřímý měnič kmitočtu napětového typu sestávající z usměrňovače, který usměrňuje střídavé napájecí napětí z elektrické sítě, stejnosměrného meziobvodu s kondenzátorem udržujícím relativně neměnné stejnosměrné napětí a střídače vytvářejícího vhodný průběh napájecího napětí pro elektrický motor. Obvykle využívané třífázové elektrické motory si vyžadují na výstupu frekvenčního měniče třífázový střídač. Počet fází usměrňovače je potom dán dostupnou a vhodnou napájecí soustavou (jednofázová či třífázová), případně dalšími požadavky (příkladem může být využití dvanáctipulzního můstkového usměrňovače kvůli dodržení požadovaného zvlnění na výstupu nebo snížení obsahu harmonických). Schéma frekvenčního měniče s jednofázovým napájením, které je v této práci uvažováno, je na obrázku 1.1.

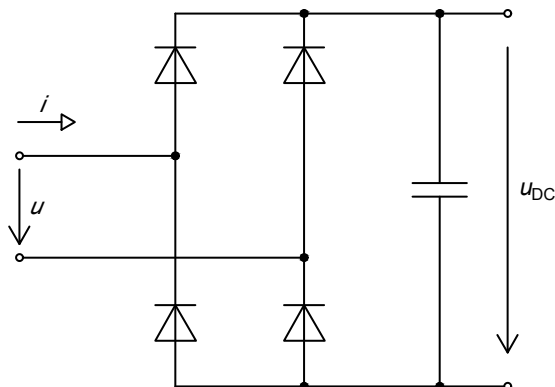


Obrázek 1.1: Frekvenční měnič pro elektrický pohon s jednofázovým vstupem.

1.1 Usměrňovače ve frekvenčních měničích

Usměrňovače můžeme obecně rozdělit na usměrňovače komutované sítí, kam spadají neřízené usměrňovače diodové a řízené usměrňovače využívající klasické tyristory, a usměrňovače s korekcí účinníku, též Power Factor Correction (PFC). [1]

Základním požadavkem na usměrňovač ve frekvenčním měničích napětového typu je poskytnout dostatečně stabilní stejnosměrné napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Tento požadavek splňují i jednoduché neřízené diodové usměrňovače, které jsou stále v řadě aplikací využívány. Schéma neřízeného jednofázového můstkového usměrňovače je na obrázku 1.2. Použití diodových usměrňovačů má však své nevýhody:



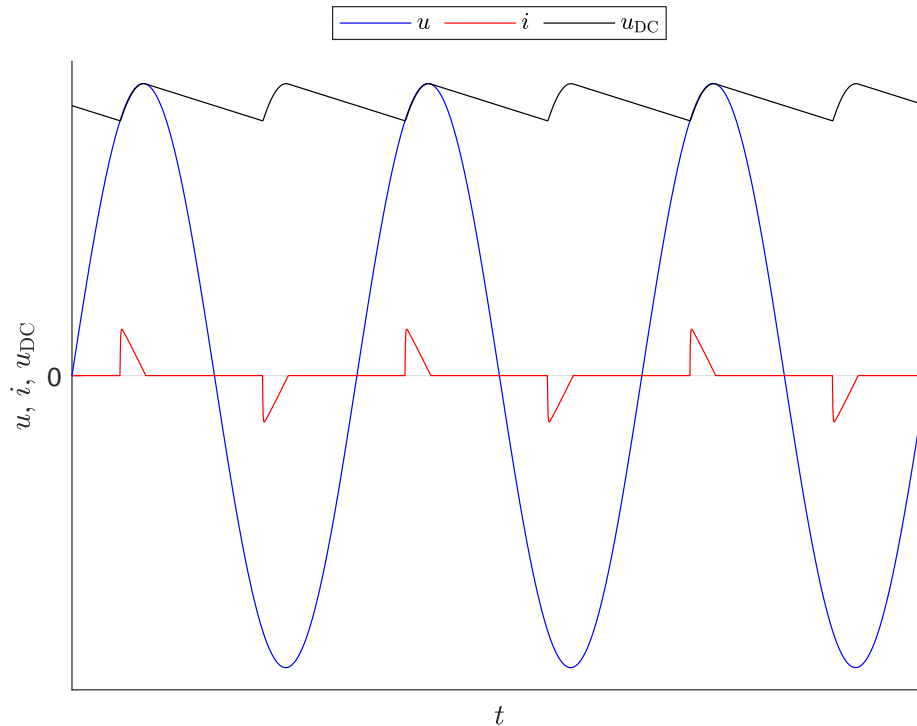
Obrázek 1.2: Schéma diodového jednofázového usměrňovače.

1. Diodové usměrňovače umožňují tok výkonu pouze jedním směrem, pohon tudíž nemůže brzdit rekuperací s navracením elektrické energie do sítě. To se projeví na hospodárnosti provozu zejména pohonů s aktivním zátěžným momentem (např. zdviže) nebo pohonů s častou změnou rychlosti, která je doprovázena velkou změnou kinetické energie (např. těžká kolejová trakce).
2. Diodové usměrňovače mají významný zpětný vliv na napájecí síť. Typické průběhy vstupního napětí a proudu diodového usměrňovače, zde jednofázového můstkového, na jehož výstupu je odebírán konstantní proud, jsou na obrázku 1.3. Je patrné, že průběh odebíraného proudu je značně nelineární, s velkým obsahem lichých vyšších harmonických a nízkým účinníkem¹. Takovéto odběry proudu způsobují zkreslení napětí a přídavné ztráty v napájecí síti. Z těchto důvodů je proto často nutné vybavit daný pohon nebo odběrné místo, kde je pohon instalován, filtračně-kompenzačním zařízením pro kompenzaci jalového výkonu a filtrování pro dané zapojení usměrňovače charakteristických vyšších harmonických. To ovšem přináší další investiční náklady a dodatečné elektrické ztráty.
3. Napětí na výstupu usměrňovače je silně závislé na špičkové hodnotě vstupního napájecího napětí. V místě připojení k distribuční soustavě v České republice může být za normálních provozních podmínek odchylka $\pm 10\%$ [3], nicméně například u železniční trakce je dovolená odchylka napájecího napětí i výrazně větší (při jmenovitém napětí 25 kV je po dobu 2 minut dovolena hodnota i jen 17,5 kV [4]). Uvážíme-li tyto možné odchylky napětí v napájecí síti, odpovídající změna napětí na výstupu usměrňovače již může mít významný vliv na výkon pohonu a způsob jeho řízení.

1.2 Aktivní usměrňovače

Aktivní usměrňovače, též usměrňovače s šířkově-pulzní modulací (PWM usměrňovače), v aplikacích v elektrických pohonech též nazývané Active Front End (AFE), jsou

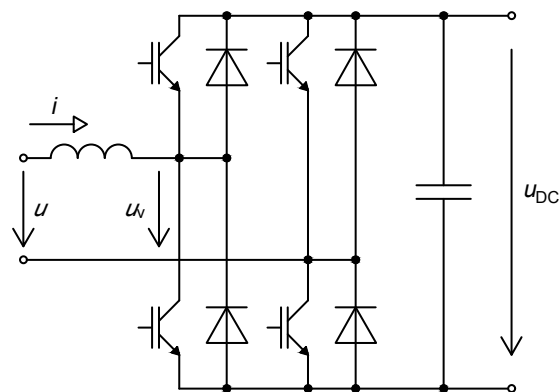
¹Pro termín *účinník* existují dvě definice. Účinník označovaný λ , anglicky *power factor*, je definován jako podíl absolutní hodnoty činného výkonu a zdánlivého výkonu při periodických podmínkách. Účinník označovaný $\cos \varphi$, anglicky *active factor*, je definován jako podíl činného a zdánlivého výkonu při sinusových podmínkách. [2] V této práci je termín *účinník* vždy použit ve smyslu druhé definice ($\cos \varphi$, *active factor*) při uvažování pouze základní harmonické.



Obrázek 1.3: Typické průběhy vstupního napětí a proudu a výstupního napětí jednofázového diodového můstkového usměrňovače.

vybaveny plně říditelnými polovodičovými součástkami (např. IGBT) se zpětnými diodami. Pro jejich funkci je též důležitá induktivní reaktance na vstupu usměrňovače, která však může být např. součástí vstupního filtru měniče. Schéma jednofázového aktivního usměrňovače je na obrázku 1.4. Aktivní usměrňovače umožňují korekci účinníku (PFC) a rekuperaci.

Při využití vhodné strategie řízení lze docílit odběru nebo zpětné dodávky výkonu s jednotkovým účinníkem a udržování požadované hodnoty napětí na výstupu i při změně vstupního napětí nebo zatížení usměrňovače. Spektrum odebíraného proudu přitom neobsahuje klasické vyšší harmonické síťového kmitočtu, ale pouze žádoucí základní harmonickou síťového kmitočtu a poté až spínací kmitočet měniče a vyšší kmitočty související se spínáním polovodičových součástek, které lze ovšem odstranit zařazením vstupního filtru typu „dolní propust“. Frekvenční měnič pro elektrický pohon s využitím aktivního usměrňovače tak nevykazuje výše popsané hlavní nedostatky, které se pojí s diodovými usměrňovači. Následující kapitola popisuje vybrané regulační struktury využitelné pro takové řízení aktivního usměrňovače, aby bylo dosaženo jeho popsanych výhod.



Obrázek 1.4: Schéma aktivního jednofázového můstkového usměrňovače.

Kapitola 2

Metody řízení aktivního usměrňovače

Z požadavků na funkci aktivního usměrňovače popsaných v části 1.2 vyplývají dva obecné požadavky na jeho řídicí struktury:

1. zajistit odběr proudu, respektive rekuperaci s požadovaným účínkem a
2. udržovat napětí na výstupu usměrňovače na požadované hodnotě, resp. v dovoleném rozmezí.

Napětí na výstupu usměrňovače, to je v případě frekvenčního měniče v jeho stejnosměrném meziobvodu, je dáno energií uloženou v kondenzátoru

$$w_c = \frac{1}{2} C u_{\text{DC}}^2, \quad (2.1)$$

jejíž derivací je okamžitý výkon dodávaný do kondenzátoru

$$p_c = p_{\text{in}} - p_{\text{out}} - \Delta p = C u_{\text{DC}} \frac{du_{\text{DC}}}{dt}, \quad (2.2)$$

který je rozdílem výkonu odebíraného měničem na vstupu p_{in} a výkonu výkonu dodávaného měničem na výstup p_{out} sníženým o ztráty v měniči Δp . Budeme-li nyní uvažovat vztah 2.2 ve středních hodnotách veličin za jednu periodu vstupního střídavého napětí

$$\overline{p_c} = \overline{p_{\text{in}}} - \overline{p_{\text{out}}} - \overline{\Delta p} = C \overline{u_{\text{DC}}} \frac{d\overline{u_{\text{DC}}}}{dt}, \quad (2.3)$$

zjistíme, že změna střední hodnoty napětí na výstupu usměrňovače je dána bilancí činných výkonů:

$$\frac{dU_{\text{DC}}}{dt} = \frac{P_{\text{in}} - P_{\text{out}} - \Delta P}{C U_{\text{DC}}}. \quad (2.4)$$

To znamená, že střední hodnotu výstupního napětí aktivního usměrňovače je obecně možné regulovat změnou činného výkonu vstupujícího do usměrňovače. Předpokládáme-li, že efektivní hodnota střídavého napětí na vstupu usměrňovače se nemění, potom lze regulovat napětí na výstupu usměrňovače pomocí vstupního proudu.

Všechny dále popsané regulační struktury proto vycházejí ze základní struktury se dvěma regulačními smyčkami, kde:

1. regulátor proudu zajišťuje regulaci vstupního proudu tak, aby byl dodržen požadovaný účínkem, a
2. regulátor napětí zajišťuje regulaci výstupního napětí na požadovanou hodnotu nastavením požadované velikosti proudu v regulátoru proudu.

Pro všechny regulační struktury je pro dodržení popsaných požadavků na funkci aktivního usměrňovače dále nutné zajistit, aby byl aktivní usměrňovač plně říditelný a během provozu nedocházelo k samovolnému a neříditelnému přechodu diod v můstku do propustného režimu. V případě jednofázového aktivního usměrňovače dle obrázku 1.4 tedy platí, že okamžitá hodnota základní harmonické napětí u_v na střídavé straně můstku musí být během provozu usměrňovače vždy nižší než okamžitá hodnota napětí na jeho stejnosměrné straně (na kondenzátoru) u_{DC} . Je tedy třeba, aby

$$\sqrt{2}U_{v1} < U_{DCmin}, \quad (2.5)$$

tedy

$$\sqrt{2}(U_1 + Z_L I_1) < U_{DCmin}, \quad (2.6)$$

kde U_{v1} je maximální přípustná efektivní hodnota napětí na střídavé straně můstku, U_1 je maximální přípustná efektivní hodnota napětí sítě, Z_L je impedance tlumivky na vstupu usměrňovače a I_1 je maximální přípustný proud usměrňovače při směru toku výkonu do střídavé sítě, potom U_{DCmin} je minimální dovolená hodnota napětí na kondenzátoru na stejnosměrné straně usměrňovače.

Úbytek napětí na impedanci tlumivky je uvažován pro případ toku výkonu z usměrňovače zpět do sítě (rekuperaci), kdy je o tento úbytek napětí na střídavé straně můstku vyšší než napětí střídavé napájecí sítě, u něhož je třeba uvažovat nikoli jmenovitou, ale maximální přípustnou hodnotu (a to i s ohledem na další impedance napájecí sítě). Na stejnosměrné straně je naopak třeba uvažovat minimální hodnotu, které může napětí, s ohledem na dynamiku jeho regulace a možného zatěžování, dosáhnout, a jmenovitou, respektive v regulaci nastavenou hodnotu volit vyšší. Tento přístup sám o sobě poskytuje jistou rezervu, jelikož při nižším napětí na výstupu usměrňovače, než je nastavená žádaná hodnota na regulátoru napětí, požaduje tento regulátor tok činného výkonu ze střídavé na stejnosměrnou stranu a úbytek napětí na impedanci tlumivky tak bude napětí sítě snižovat a nikoli zvyšovat, jak předpokládá rovnice 2.6.

V praxi je však výstupní napětí dáno především požadavkem ze strany navazujícího zařízení (tedy např. motorového měniče), stále však musí být uvedena zásada, že diody nepřecházejí samovolně a neříditelně do propustného režimu, dodržena.

Způsoby řízení aktivních usměrňovačů můžeme obecně rozdělit na řízení založené na sledování požadovaného průběhu proudu a vektorové řízení. [5]

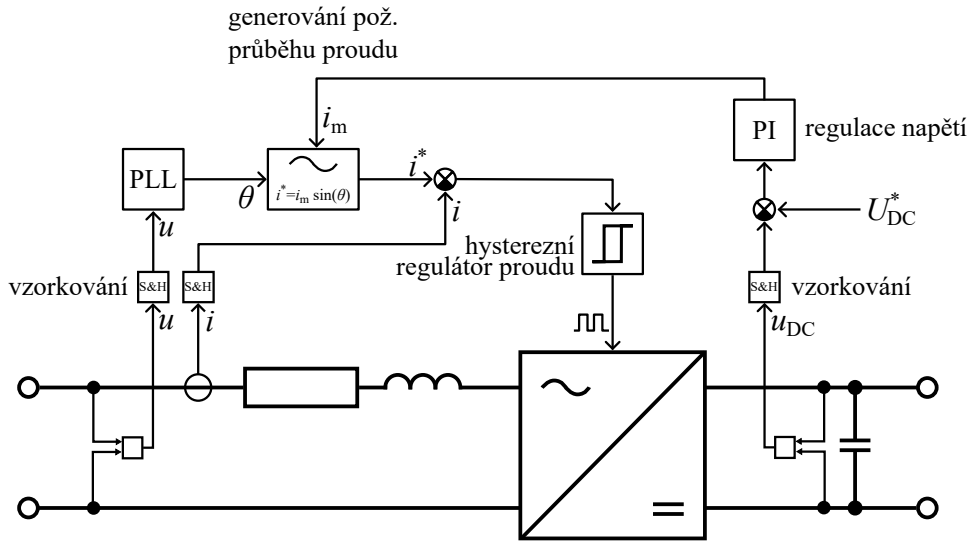
2.1 Regulace s hysterezním proudovým regulátorem

Regulace aktivního usměrňovače s hysterezním proudovým regulátorem je relativně jednoduchou regulační strukturou založenou na sledování požadovaného průběhu proudu [5]. Schéma regulace jednofázového aktivního usměrňovače s hysterezním proudovým regulátorem je na obrázku 2.1.

Využívá se skutečnosti, že sepnutí jedné spínací kombinace tranzistorů (nebo obecně jakýchkoli plně říditelných polovodičových spínacích součástí, dále jsou slovem *tranzistorů* míněny případně i jiné součástky) v můstku vždy způsobí zvýšení okamžité hodnoty proudu a sepnutí druhé spínací kombinace tranzistorů způsobí snížení okamžité hodnoty proudu odebíraného ze sítě. Hysterezní regulátor tak může přímo generovat impulzy pro měnič porovnáváním požadovaného a skutečného (měřeného) proudu. K přepnutí spínací kombinace dojde, pokud se skutečná hodnota proudu vychýlí z nastaveného pásma necitlivosti (hysterezního pásma) okolo požadovaného průběhu. Požadovaný průběh proudu je generován pomocí předpisu

$$i^* = i_m \sin \theta. \quad (2.7)$$

Budeme-li předpokládat ustálený chod měniče, při němž je hodnota i_m žádaná regulátorem napětí konstantní, potom jde o sinusový průběh. Úhel θ odpovídá fázi napětí na vstupu



Obrázek 2.1: Schéma regulace s hysterezním proudovým regulátorem.

usměrňovače a je sledován pomocí fázového závěsu (PLL). Principu a použití fázového závěsu je věnována část 2.5. Zajistí-li hysterezní regulátor, že skutečný průběh proudu odpovídá průběhu požadovanému, bude fázový rozdíl mezi napětím u a proudem i nulový, tudíž bude nulový i jalový výkon. Je-li z nějakého důvodu požadován nenulový jalový výkon, lze to zajistit úpravou předpisu na

$$i^* = i_m \sin(\theta + \varphi), \quad (2.8)$$

kde φ je požadovaný fázový rozdíl vyplývající z požadovaného účinku $\cos \varphi$.

Výše bylo popsáno, že důsledkem vztahu 2.4 je, že napětí na kondenzátoru na výstupu usměrňovače U_{DC} lze regulovat pomocí vstupního proudu. Jelikož fázový rozdíl vstupního napětí a proudu φ je dán požadavkem na účinník usměrňovače, je zřejmé, že pro změnu napětí U_{DC} je možné měnit pouze žádanou amplitudu vstupního proudu i_m . Při neměnných amplitudě vstupního napětí, účinníku a zátěži pak z 2.4 vyplývá

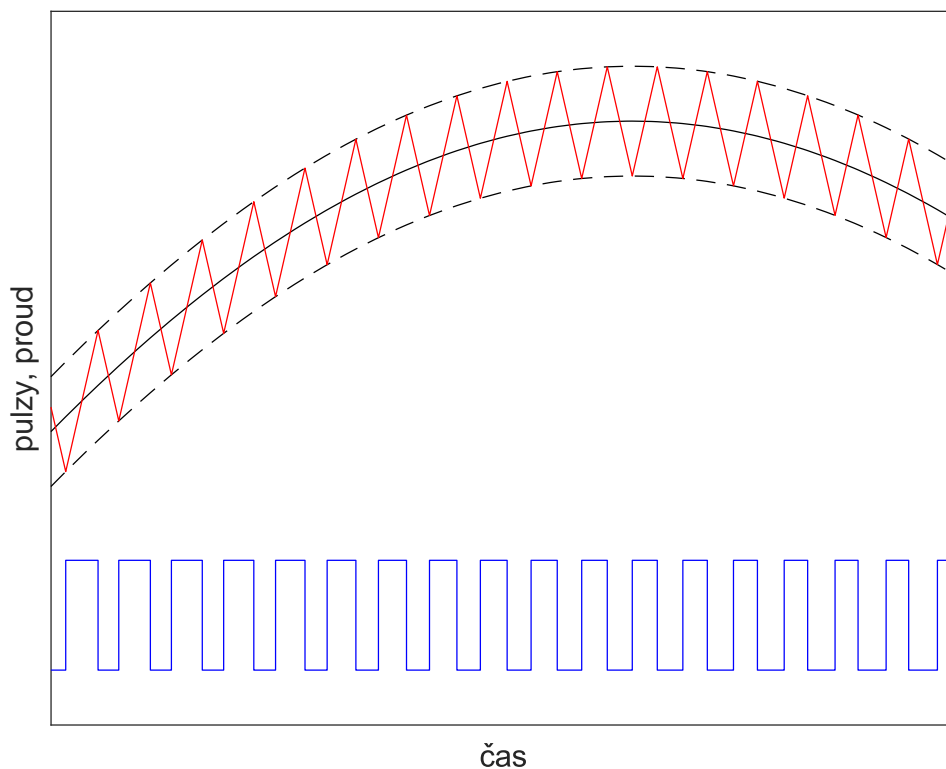
$$\frac{dU_{DC}}{dt} \sim \frac{I_m}{U_{DC}}. \quad (2.9)$$

Proto je pro regulování napětí U_{DC} zvolen proporcionálně-integrační (PI) regulátor, jehož výstupem je hodnota i_m , tedy

$$i_m(t) = K_{P,DC}(U_{DC}^* - u_{DC}(t)) + K_{I,DC} \int_0^t (U_{DC}^* - u_{DC}(\tau)) d\tau. \quad (2.10)$$

Regulace výstupního napětí je dále rozebrána v části 2.4.

Hysterezní regulátor využívá pro generování pulzů pro měnič nastaveného pásma necitlivosti okolo požadovaného průběhu proudu. Jakmile měřená hodnota proudu vybočí z tohoto pásma necitlivosti, dojde k přepnutí výstupu, tedy přepnutí větví měniče, které vedou proud, a tím ke změně jeho trendu, jak ukazuje obrázek 2.2. Typické nastavení hysterezního pásma je 5 až 10 % [6, s. 32]. Z toho vyplývá, že spínací kmitočet při použití hysterezního regulátoru není konstantní, ale závisí na požadovaném průběhu i^* , šířce pásma necitlivosti a na aktuální zátěži [6]. Tato skutečnost potom v praxi komplikuje návrh měniče z hlediska tepelného dimenzování spínacích součástek a jejich chlazení a návrhu vstupního filtru [5]. Nevýhody spojené s proměnným spínacím kmitočtem jsou důvodem, proč se v aplikacích namísto hysterezní regulace, i přes její principiální jednoduchost, výrazně častěji prosazují metody řízení vedoucí ke konstantnímu spínacímu kmitočtu [5].



Obrázek 2.2: Funkční princip hysterezního regulátoru. Skutečná hodnota proudu (červeně) se pohybuje ve vymezeném hysterezním pásmu okolo požadované hodnoty (černě), při vybočení z tohoto pásma dojde k přepnutí řídicích pulzů měniče (modře) a k obrácení trendu skutečné hodnoty proudu.

2.2 Regulace s proporcionálně-rezonančním proudovým regulátorem

Popsané nevýhody proudové hysterezní regulace odstraňuje řešení, které je v zásadě velmi podobné, ale namísto hysterezního regulátoru využívá spojitý regulátor, který na základě odchylky skutečného průběhu proudu i od průběhu žádaného i^* určuje referenční průběh napětí u_v^* , a následného generování spínacích pulzů pro měnič pomocí pulzně-šířkové modulace (PWM). V literatuře lze nalézt řešení, kdy jako tento spojitý regulátor uvažován PI regulátor [6], či je dokonce regulátor zcela vypuštěn a regulační odchylka proudu vstupuje přímo jako modulovaná veličina do bloku PWM [5] (což v zásadě odpovídá čistě proporcionálnímu regulátoru s jednotkovým zesílením). V tomto případě je však využít proporcionálně-rezonanční (PR) regulátor, který při sledování střídavého průběhu vykazuje lepší kvalitu regulace než klasický PI regulátor [7]. Schéma regulace jednofázového aktivního usměrňovače s PR proudovým regulátorem je na obrázku 2.3.

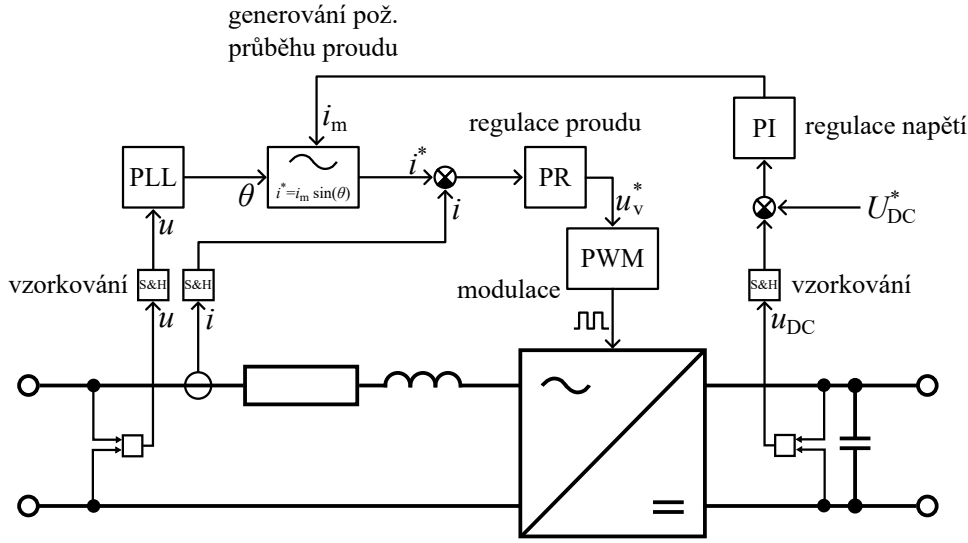
Zatímco klasický PI regulátor má přenos ve tvaru

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}, \quad (2.11)$$

tvar přenosu ideálního PR regulátoru je podle [7], [8]

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_R s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (2.12)$$

Tento ideální tvar přenosu PR regulátoru však přináší praktické problémy při implementaci vzhledem k jeho nekonečnému zesílení signálů o kmitočtu $\omega = \omega_0$. Z toho důvodu se v praxi



Obrázek 2.3: Schéma regulace s PR proudovým regulátorem.

využívá přenosové funkce, která je doplněna o tlumení [7], [8],

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}. \quad (2.13)$$

Frekvenční charakteristiky popisující odezvu uvedených tvarů regulátorů na harmonický signál můžeme porovnat na obrázku 2.4.

Podle [8] je možné spojitý PR regulátor s předpisem 2.13 transformovat do diskrétní formy, jejíž rezonanční část má předpis

$$G_R(z) = \frac{a_1(1 - z^{-2})}{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}} \quad (2.14)$$

a předpis pro výstup regulátoru je

$$y(k) = K_P e(k) + \frac{1}{b_0} [a_1 e(k) - a_1 e(k-2) - b_1 y(k-1) - b_2 y(k-2)], \quad (2.15)$$

kde

$$a_1 = 4K_R T_s \omega_c, \quad (2.16)$$

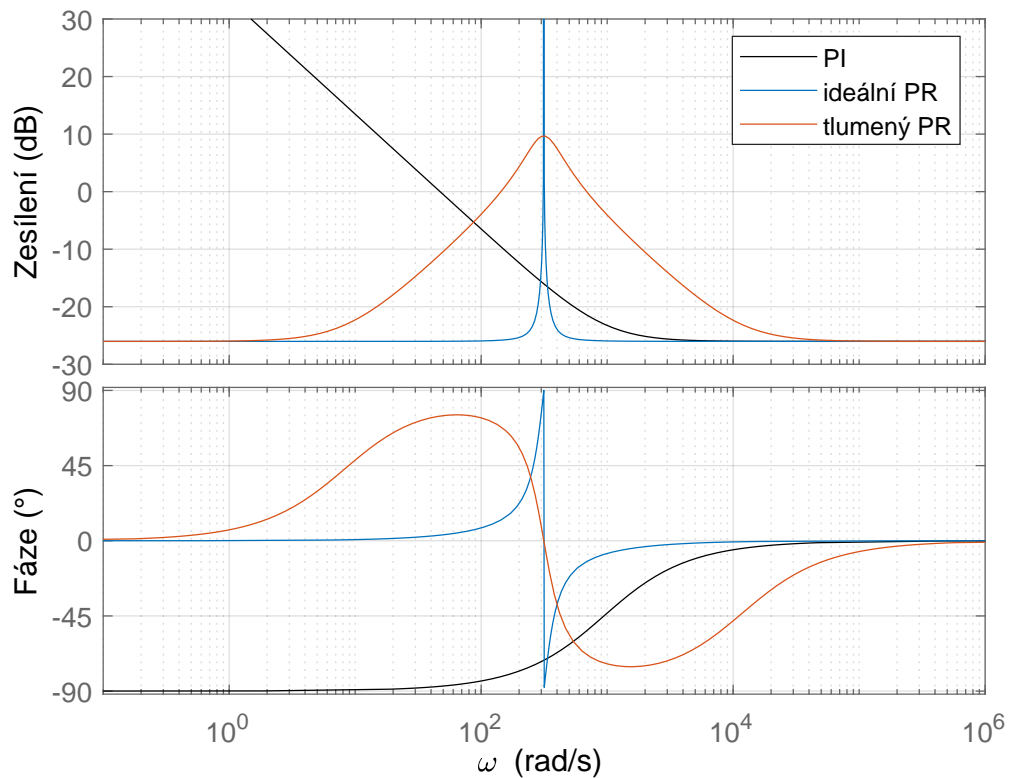
$$b_0 = T_s^2 \omega_0^2 + 4T_s \omega_c + 4, \quad (2.17)$$

$$b_1 = 2T_s^2 \omega_0^2 - 8, \quad (2.18)$$

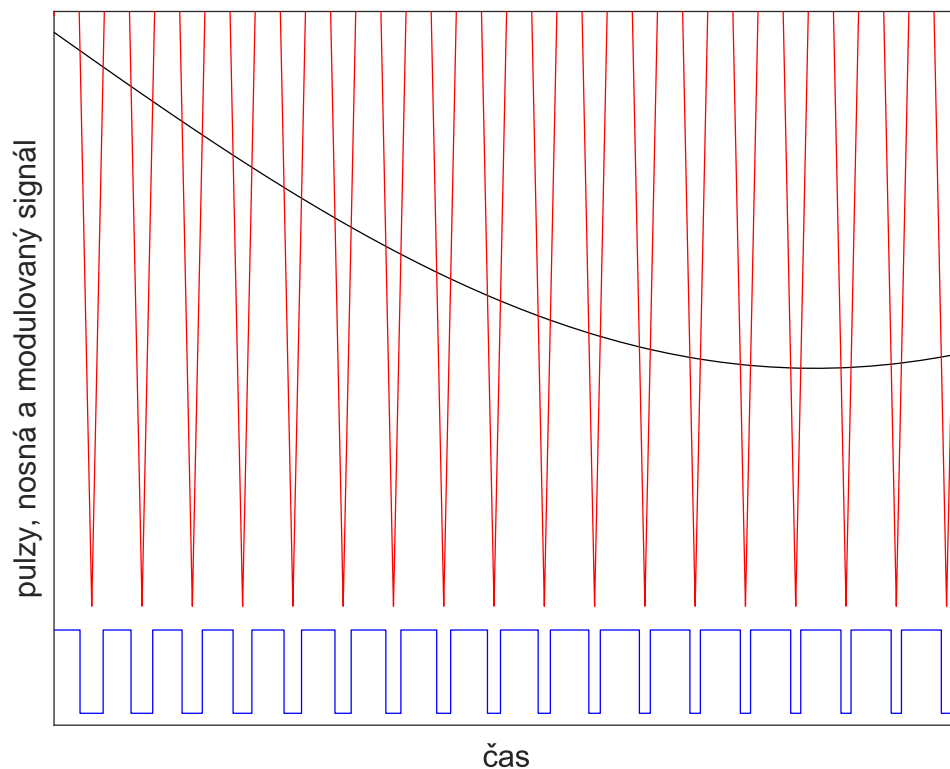
$$b_2 = T_s^2 \omega_0^2 - 4T_s \omega_c + 4, \quad (2.19)$$

kde T_s je perioda vzorkování.

Výstupem regulátoru je v tomto případě referenční průběh napětí u_v^* , který vstupuje do pulzně-šířkového modulátoru (PWM). Principem jeho funkce je generování nosného trojúhelníkového signálu o kmitočtu, který odpovídá požadovanému spínacímu kmitočtu měniče f_s , a porovnávání vstupujícího referenčního signálu s tímto nosným signálem. Výstup komparátoru pak představuje řídicí pulzy pro měnič, přičemž lze využít bipolární nebo unipolární sinusové PWM [9]. Princip je ukázán na obrázku 2.5. Referenční nebo nosný signál přitom musí být zesílen tak, aby hodnota referenčního signálu nepřesahovala amplitudu signálu nosného a aktivní usměrňovač tak zůstal v takzvaném lineárním režimu, ve kterém není modulovaný sinusový průběh deformován v důsledku nižšího napětí na stejnosměrné straně, než je špičková hodnota požadovaného průběhu.



Obrázek 2.4: Porovnání frekvenčních charakteristik PI a PR regulátorů.



Obrázek 2.5: Funkční princip pulzně-šířkové modulace (PWM). Řídicí pulzy pro měnič (modře) se generují na základě porovnávání nosného signálu (červeně) a referenčního modulovaného signálu (černě). Pro názornost byl kmitočet nosné oproti praxi záměrně snížen.

2.3 PQ regulace

PQ regulace je vektorový přístup k řízení aktivního usměrňovače. Obdobně jako v případě vektorového řízení elektrických točivých strojů je základním principem jejího fungování reprezentace veličin pomocí prostorových vektorů a následná transformace střídavých veličin s určitým aktuálním kmitočtem na veličiny stejnosměrné, které lze snadno regulovat standardními prostředky, jakým je například PI regulátor. Toho se docílí vhodnou volbou soustavy souřadnic, do které se veličiny transformují; tato soustava souřadnic vůči statické soustavě souřadnic rotuje. Orientací této rotující soustavy souřadnic vůči konkrétnímu prostorovému vektoru potom lze docílit toho, že složky reprezentující ostatní vektory mají určitý význam.

Prvním krokem při vektorovém řízení je transformace měřených veličin do soustavy se dvěma statickými pravoúhlými osami, obvykle označovanými α , β . V případě třífázové střídavé soustavy to lze provést snadno pomocí transformace „3 na 2“ [10], známé též jako Clarkové transformace. I proto se velmi často u třífázových soustav rovnou uvádí transformace z třífázové soustavy do soustavy rotující jako jeden krok [11]. V případě jednofázové střídavé soustavy je však vždy známa pouze jedna hodnota každé veličiny z jedné fáze. Tuto hodnotu lze ztotožnit se souřadnicí v jedné ose, např. pro napětí u lze zvolit $u_\alpha = u$. Hodnotu veličiny v druhé ose je však třeba získat jinak, je třeba vytvořit fiktivní druhou fázi β , která má oproti fázi α posun 90° . Toho lze dosáhnout:

- aplikováním filtru na měřený průběh veličiny, který zajistí její fázové posunutí o 90° , [11] nebo
- získáním fázově posunutého průběhu napětí u_β pomocí PLL a dopočtení proudu i_β z napěťové rovnice na základě hodnoty napětí $u_{v\beta}$ žádané regulátorem [12].

V popisované regulační struktuře je využito první možnosti, k získání složky β je na měřenou hodnotu veličiny (napětí u a proudu i) aplikován číslíkový filtr odpovídající spojité přenosové funkci

$$G_\beta(s) = \frac{2\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (2.20)$$

kde ω_0 je úhlový kmitočet odpovídající jmenovitému kmitočtu sítě 50 Hz. Pro tento kmitočet má filtr jednotkové zesílení a fázový posun právě 90° . Frekvenční charakteristiky filtru jsou na obrázku 2.6.

Následně je s takto transformovanými napětími a proudy v soustavě $\alpha\beta$ provedena transformace do synchronně rotující soustavy pq. Vztah veličin v soustavách souřadnic $\alpha\beta$ a pq je znázorněn na obrázku 2.7. Pomocí PLL získáme úhel θ (znázorněno na blokovém schématu regulace na obrázku 2.8), který je fází napětí, to znamená, že průběh napětí má tvar

$$u = U_m \sin \theta \quad (2.21)$$

a můžeme z něj odvodit transformační úhel ε . Leží-li prostorový vektor vstupního napětí \mathbf{u} na poloose α , tudíž $\varepsilon = 0$, je okamžitá hodnota napětí $u = u_\alpha$ maximální: musí platit, že $\theta = \frac{\pi}{2}$. Odtud

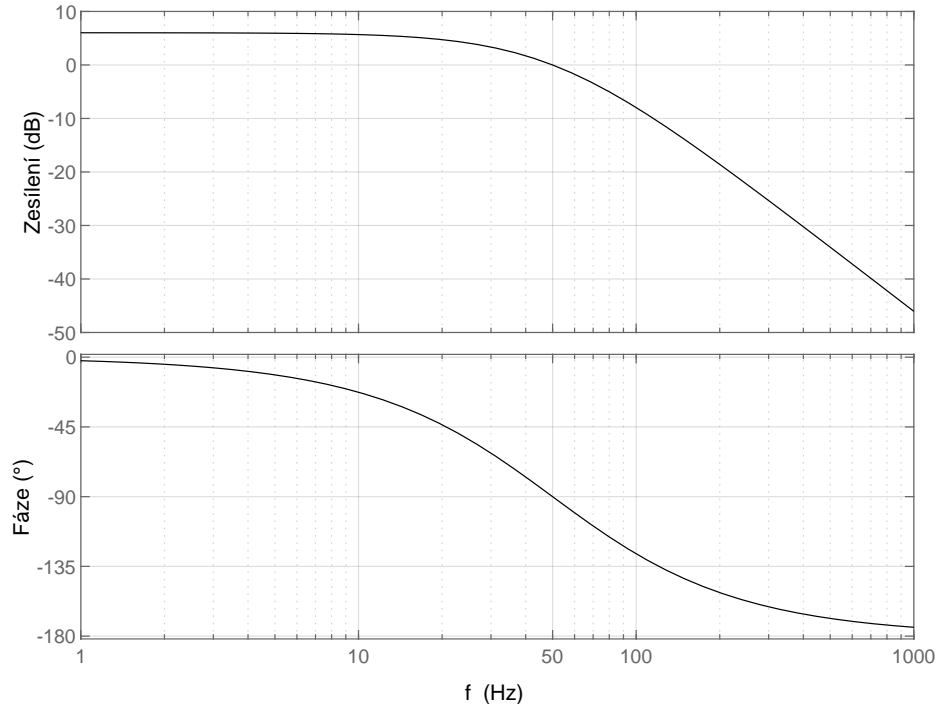
$$\varepsilon = \theta - \frac{\pi}{2} \quad (2.22)$$

a obecný prostorový vektor \mathbf{x} se transformuje takto:

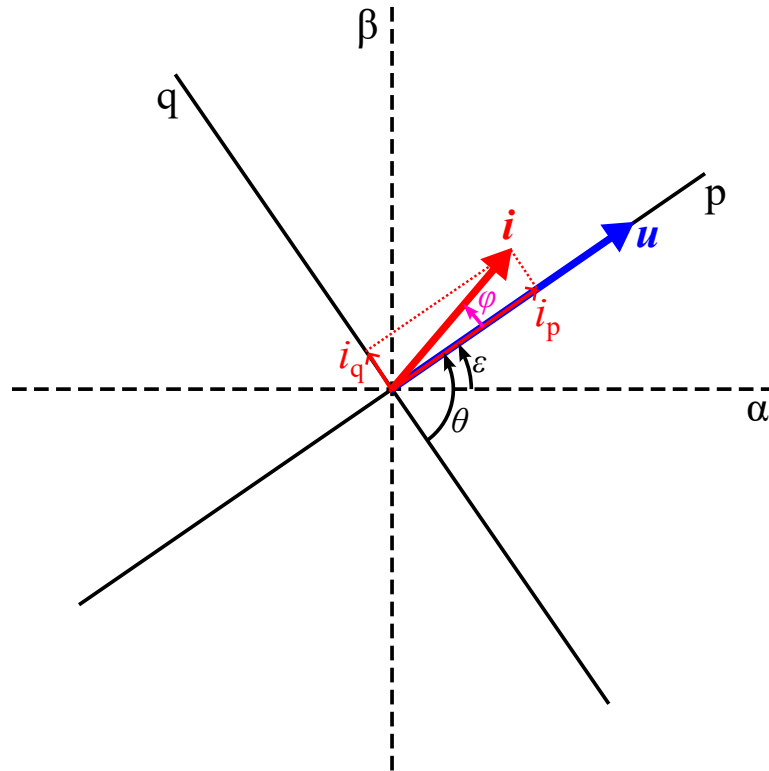
$$\begin{pmatrix} x_p \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \varepsilon & \sin \varepsilon \\ -\sin \varepsilon & \cos \varepsilon \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

V ideálním případě tak má prostorový vektor vstupního napětí \mathbf{u} shodný směr s kladnou poloosou p, tudíž napětí má pouze složku \mathbf{u}_p a složka \mathbf{u}_q je nulová. Rozložíme-li prostorový vektor proudu \mathbf{i} do složek, složka \mathbf{i}_p je rovnoběžná s vektorem napětí \mathbf{u} , a představuje

tak činnou složku proudu, zatímco složka i_q je na vektor napětí u kolmá, a tudíž představuje jalovou složku proudu. Provedená transformace tak umožňuje nezávisle na sobě sledovat a posléze i regulovat činnou a jalovou složku zvlášť.



Obrázek 2.6: Frekvenční charakteristiky filtru pro odvození β -složky napětí a proudu.



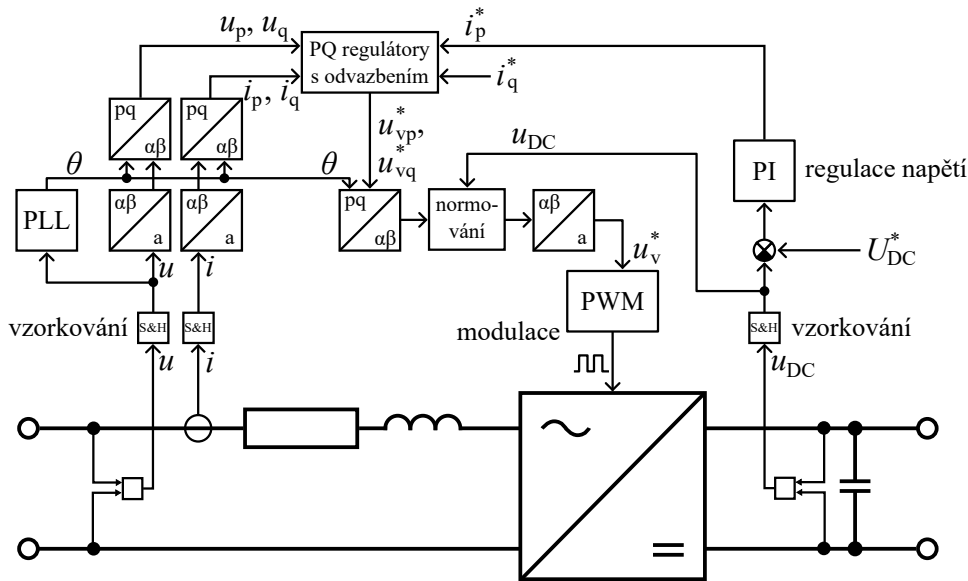
Obrázek 2.7: K definici os a vektorů v PQ regulaci.

Poznámka 1: Řada publikací, např. [1], [11], [13], [14], označuje osy synchronně rotujícího souřadného systému d a q, podobně jako se tradičně označují osy v teorii vektorového řízení točivých strojů. Autor je toho názoru, že toto označení může být zavádějící, jelikož v kontextu aktivních usměrňovačů se obvykle za činnou složku proudu považuje i_d , zatímco v kontextu elektrických strojů je i_d složka tokotvorná, která významově odpovídá jalovému výkonu. Proto jsou v této práci osy synchronně rotujícího souřadného systému označeny p a q, těmto označením pak zcela intuitivně a především jednoznačně odpovídá činný a jalový charakter složek proudu v jednotlivých osách.

Poznámka 2: Jak bylo uvedeno výše, složka u_q je teoreticky nulová a nemělo by smysl ji uvažovat. Ve skutečnosti však nedetekuje PLL fázi napětí θ zcela přesně a filtr odvozuující složku β způsobuje zpoždění v propagaci změn měřeného napětí do složky β oproti složce α , výsledkem transformace tak může být v praxi nenulová hodnota složky napětí u_q . Jelikož její uvažování zvyšuje časovou náročnost výpočtů při řízení usměrňovače jen minimálně, je tato složka i dále uvažována.

Poznámka 3: Hodnota jalové složky proudu i_q má kladné znaménko v případě dodávky jalového výkonu do sítě (tzn. kapacitní charakter účinníku, tato situace je zobrazena na obrázku 2.7) a záporné znaménko při odběru jalového výkonu ze sítě (tzn. induktivní charakter účinníku). Tato znaménková konvence odpovídá vztahu pro komplexní výkon v harmonickém ustáleném stavu

$$\hat{S} = \hat{U} \hat{I}^* \iff P + jQ = U (I_p - jI_q). \quad (2.24)$$



Obrázek 2.8: Schéma PQ regulace.

Hodnoty složek napětí a proudu u_d, u_q, i_d, i_q následně vstupují do bloku PQ regulace. Zde se činná a jalová složka proudu, každá samostatně, regulují pomocí PI regulátorů na požadované hodnoty i_p^*, i_q^* . Žádaná velikost činné složky proudu i_p^* se podobně jako u předchozích regulačních struktur¹ přebírá z PI regulátoru napětí na výstupu usměrňovače. Vedle toho lze samostatně nastavit velikost jalové složky proudu, při požadavku na jednotkový účinník je $i_q^* = 0$, nebo lze nastavovat požadovaný účinník $\cos \varphi^*$ a jalovou složku proudu vypočítávat ze (žádané) složky činné jako

$$|i_q^*| = i_p \operatorname{tg} \varphi^* \quad (2.25)$$

¹Jediný principiální rozdíl oproti předchozím regulačním strukturám zde spočívá v tom, že zde je přímo žádána amplituda činné složky proudu, zatímco v předchozích případech byla žádána amplituda celkového vstupního proudu a dodržení nastaveného účinníku bylo záležitostí proudové regulační smyčky.

nebo z hodnot u_d, u_q, i_d, i_q vypočítávat „okamžitý jalový výkon“ q a regulovat na nastavenou střední hodnotu jalového výkonu².

Výstupem z těchto regulátorů jsou změny napětí Δu_{vp}^* (regulátor činného proudu) a Δu_{vq}^* (regulátor jalového proudu). Z nich se poté získávají složky referenčního napětí pro měnič

$$u_{vp}^* = u_p - \Delta u_{vp}^* + \omega L i_q, \quad (2.26)$$

$$u_{vq}^* = u_q - \Delta u_{vq}^* - \omega L i_p, \quad (2.27)$$

kde poslední členy v obou rovnicích zajišťují vzájemné odvážení regulátorů činného a jalového proudu, ωL je reaktance tlumivky. Aktuální úhlový kmitočet ω lze získat z bloku PLL, případně lze vzhledem k předpokladu připojení na elektrizační síť uvažovat pevný kmitočet 50 Hz. Tato část regulačního obvodu byla převzata z [13] a následně upravena tak, aby odpovídala popisované regulační struktuře.

Referenční napětí se následně transformuje zpět ze synchronně rotující soustavy souřadnic pq do statické soustavy $\alpha\beta$, ze „stejnoseměrných“ veličin se tak opět stanou střídavé průběhy. Pro získání řídicích pulzů pro měnič je využita pulzně-šířková modulace (PWM). Pro tento účel je získáván poměrný referenční signál pro PWM normováním α -složky referenčního napětí $u_{v\alpha}^*$ změřenou hodnotou stejnosměrného napětí na výstupu usměrňovače namísto hodnoty pevné za účelem zlepšení kvality regulace. Druhá složka referenčního napětí $u_{v\beta}^*$ příslušející k fiktivní fázi β není dále využita.

Regulace stejnosměrného napětí U_{DC} na výstupu usměrňovače je provedena obdobně jako v předchozích popisovaných regulačních strukturách, tedy pomocí PI regulátoru, jehož výstupem je v tomto případě žádaná velikost činné složky proudu i_p^* .

2.3.1 Návrh regulátorů proudu v PQ regulaci

Pro PQ regulaci byl pro relativní jednoduchost proveden analytický rozbor a návrh regulátorů činného a jalového proudu. Vyjdeme z rovnice pro vstupní střídavé napětí

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + u_v(t), \quad (2.28)$$

kde R, L jsou odpor a indukčnost vstupní tlumivky. Ostatní veličiny jsou značeny v souladu s obrázky 1.4 a 2.8.

Přijmeme zjednodušení, že budeme uvažovat pouze základní harmonické napětí a proudů. Potom můžeme rovnici uvést v souřadnicích $\alpha\beta$:

$$\mathbf{u}^{\alpha\beta} = R\mathbf{i}^{\alpha\beta} + L \frac{d\mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{u}_v^{\alpha\beta}. \quad (2.29)$$

Dále provedeme transformaci do „otáčející se“ soustavy souřadnic pq . Soustava pq se vůči soustavě $\alpha\beta$ otáčí rychlostí ω a osa p je volena tak, aby vstupní napětí mělo pouze složku u_p :

$$\mathbf{u}^{pq} = R\mathbf{i}^{pq} + L \frac{d\mathbf{i}^{pq}}{dt} + j\omega L \mathbf{i}^{pq} + \mathbf{u}_v^{pq}. \quad (2.30)$$

Rozepíšeme do složek p, q :

$$u_p = R i_p + L \frac{di_p}{dt} - \omega L i_q + u_{vp}, \quad (2.31)$$

$$u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_p + u_{vq}. \quad (2.32)$$

²Tento přístup by se s výhodou uplatnil zejména, pokud má aktivní usměrňovač sloužit jako kompenzační prostředek, jelikož umožňuje zadávat přímo požadovaný jalový výkon.

Nyní se podíváme na napětí u_{vp}, u_{vq} . Jelikož jsme uvažovali pouze základní harmonickou napětí a proudů, zjednodušíme tím chování měniče tak, že uvažujeme, že na svých svorkách na střídavé straně generuje sinusový průběh napětí. Je použita PWM v lineárním režimu, napětí na svorkách měniče je pak

$$u_v(t) = m(t)U_{DC}, \quad (2.33)$$

kde $m(t)$ je referenční modulační signál ($m \in \langle -1, 1 \rangle$) a U_{DC} je napětí na stejnosměrné straně měniče, které lze považovat pro účely ladění regulátorů činného a jalového proudu za konstantní (mění se pomalu).

Na druhou stranu je rozumné požadovat, aby byla proudová regulace funkční při různých hodnotách napětí na stejnosměrné straně. Toto napětí je ale měřeno a je známé. Proto můžeme vyloučit závislost proudové regulace na napětí na stejnosměrné straně měniče tím, že budeme referenční signál (resp. jeho p, q složky) počítat jako

$$m(t) = \frac{1}{U_{DC}}u_v^*, \quad (2.34)$$

kde u_v^* je regulačním obvodem požadovaná hodnota napětí u_v . Potom

$$u_v = mU_{DC} = \frac{1}{U_{DC}}u_v^*U_{DC} = u_v^*. \quad (2.35)$$

Při uvažování, že $u_{vp} = u_{vp}^*$ a $u_{vq} = u_{vq}^*$ (vyplývá z (2.35), čímž samozřejmě zanedbáváme dynamiku a nelinearity měniče) můžeme dosadit z rovnic pro výstupy bloku PQ regulátorů (2.26), (2.27) do (2.31), (2.32) a dostáváme:

$$u_p = Ri_p + L\frac{di_p}{dt} - \omega Li_q + u_p - \Delta u_p + \omega Li_q, \quad (2.36)$$

$$u_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + \omega Li_p + u_q - \Delta u_q - \omega Li_p, \quad (2.37)$$

po úpravě

$$0 = Ri_p + L\frac{di_p}{dt} - \Delta u_p, \quad (2.38)$$

$$0 = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} - \Delta u_q. \quad (2.39)$$

Vidíme, že regulátory p a q složky jsou na sobě nezávislé a stejně tak není regulace závislá na hodnotě střídavého napětí u . To samozřejmě platí jen za předpokladu, že je odvázneno provedeno dobře, tedy že se počítá se správnou hodnotou indukčnosti L . Přenos soustav daných rovnicemi (2.38), (2.39), kde vstupem jsou výstupy regulátorů $\Delta u_{p,q}$ a výstupem proudu $i_{p,q}$ je shodně

$$G_i(s) = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\tau s + 1}, \quad (2.40)$$

kde $\tau = \frac{L}{R}$.

Dále se v regulované soustavě vyskytují ještě následující časové konstanty:

- časová konstanta spojená s diskrétním krokem regulace, zjednodušeně uvažujeme časovou konstantu rovnou periodě výpočtu (vzorkování) T ,
- časová konstanta spojená s měřením: v modelu není uvažována, u reálného měniče je třeba, aby byla alespoň pětkrát menší než T , aby byla měřena správná a aktuální hodnota proudu,
- časová konstanta filtru použitého ve výpočtu β složky proudu, kterou není možno oddělit od složky α , jelikož jejich příspěvek ke složkám p a q, se kterými pracují regulátory, závisí na aktuálním úhlu θ a v čase se mění – proto není uvažována,

- časové konstanty spínání měniče – zanedbáno, řádově menší než T .

Ve výsledku tedy uvažujeme, že regulovaná soustava má „velkou“ časovou konstantu τ a „malou“ časovou konstantu T . Podle tabulek sestavených podle metody optimálního modulu [15] použijeme konstanty regulátoru

$$K_P = \frac{R\tau}{2T} = \frac{L}{2T}, \quad (2.41)$$

$$T_I = \tau \implies K_I = \frac{R}{2T}, \quad (2.42)$$

kde K_P je proporcionální konstanta a $K_I = \frac{K_P}{T_I}$ je integrační konstanta, v souladu se značením v rovnici (2.11). Konstanty platí pro regulátory činné i jalové složky proudu.

2.4 Regulace výstupního napětí

Z rovnice (2.4) vyplývá, že změna napětí na kondenzátoru na výstupu usměřňovače je dána bilancí výkonů. Výstupní napětí lze tedy měnit změnou vstupního nebo výstupního výkonu. Je také patrné, že tato rovnice nepopisuje z hlediska teorie řízení lineární soustavu, neboť změna napětí na kondenzátoru je nepřímo úměrná samotné hodnotě napětí na kondenzátoru. Budeme-li však uvažovat, že změna napětí na kondenzátoru je během jeho regulace malá, můžeme napětí považovat za téměř konstantní a nelinearitu tím odstranit. Konečně uvažujme, že regulace výstupního napětí je oproti regulaci proudu pomalá, můžeme tak pro zjednodušení uvažovat, že skutečná hodnota proudu (u struktur popsaných v částech 2.1 a 2.2 amplituda, u PQ regulace popsané v části 2.3 velikost činné složky) okamžitě odpovídá hodnotě žádané. Tím se výrazně zjednoduší analýza regulační smyčky výstupního napětí, neboť lze struktury pro regulaci proudu zanedbat a nahradit jednotkovým přenosem.

Poté je možné zvolit dva přístupy k regulaci výstupního napětí usměřňovače:

1. Uvažovat, že vstupem soustavy reprezentující stejnosměrný meziobvod je pouze proud (činná složka či amplituda, v závislosti na zvolené regulační struktuře), resp. jeho žádaná hodnota. Odebíraný výkon P_{out} pak z hlediska teorie řízení můžeme považovat za poruchovou veličinu. Taková soustava má přenos

$$G_{\text{us}}(s) = \frac{K}{s}, \quad \text{kde } K = \frac{U_m}{2CU_c}. \quad (2.43)$$

Vzhledem k tomu, že odběr výkonů je uvažován jako porucha, je potřeba zvolit regulátor PI nebo PID, aby byla eliminována trvalá odchylka napětí od žádané hodnoty vlivem odebíraného výkonu, a naladit jej vhodnou metodou.

2. Uvažovat, že vstupem soustavy reprezentující stejnosměrný meziobvod je vedle činné složky proudu také odebíraný výkon. Potom namísto PI regulátoru může postačovat čistě proporcionální regulátor s kompenzací odebíraného výkonu³ ve smyslu vztahu

$$I_{\text{p/m}}^* = K_1(U_c^* - U_c) + K_2P_{\text{out}}, \quad (2.44)$$

kde U_c^* je žádaná hodnota napětí v meziobvodu, K_1 a K_2 jsou laděné konstanty.

Druhé možnosti je pochopitelně možné využít pouze tehdy, pokud je odebíraný výkon, resp. proud znám – buď je měřen, nebo je usměřňovač součástí frekvenčního měniče (nebo jiného celku) a je možné získat žádanou hodnotu odebíraného proudu z regulátoru

³Je-li odebíraný výkon kompenzován výkonem (tj. proudem) na vstupu, není třeba pro udržení konstantního napětí další zvýšení proudu.

ovládajícího střídač (nebo jiného regulačního členu). V tomto případě by tak bylo možné reagovat na změnu odebíraného výkonu ještě dříve, než je regulátorem zaznamenána tím vyvolaná změna napětí na výstupu usměrňovače (ve stejnosměrném meziobvodu). Šlo by tedy o řízení částečně se zpětnou vazbou a částečně s vazbou dopřednou.

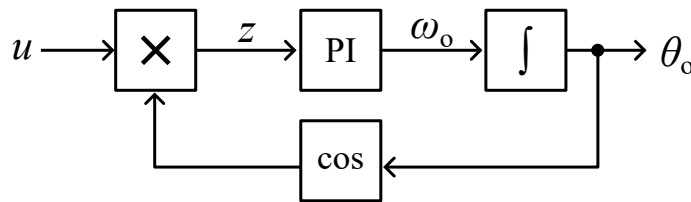
Dalším aspektem je vliv zvlnění výstupního napětí na harmonické zkreslení vstupního proudu. Přivedeme-li na vstup regulátoru signál odpovídající zvlněnému napětí, rychlá reakce řízení může způsobit ovlivňování vstupního proudu tímto zvlněním a výskyt 3. harmonické složky v odebíraném/dodávaném proudu [1, s. 7]. Řešením je měřené výstupní napětí filtrovat, což ovšem na druhou stranu zpomaluje reakci regulátoru na neperiodické změny. Při volbě filtru je tedy nutno zvážit obě hlediska. V této souvislosti se jeví výše diskutovaná možnost přímého zohledňování odebíraného výkonu jako výhodná, neboť reakce regulátoru na změnu napětí v důsledku změny odebíraného výkonu nebude zpoždována zmíněným filtrem. Na druhou stranu i u takto získané hodnoty odebíraného výkonu, resp. proudu, je třeba dbát, aby neobsahovala „střídavou složku“, která by negativně ovlivňovala průběh vstupního proudu podobným způsobem.

2.5 Fázový závěs

Všechny popsané metody řízení vyžadují znalost aktuální fáze vstupního napětí θ . Metody založené na sledování požadovaného průběhu proudu využívají tuto informaci pro generování tohoto požadovaného průběhu proudu ve fázi se vstupním napětím (případně s požadovaným rozdílem fází napětí a proudu φ), PQ regulace z fáze vstupního napětí θ odvozuje úhel pro transformace prostorových vektorů mezi stojící a synchronně se otáčející soustavou souřadnic.

Aktuální fáze vstupního napětí θ je odvozována z průběhu jeho okamžité měřené hodnoty u pomocí struktury využívající fázového závěsu, anglicky Phase Locked Loop (PLL). Výhodou PLL jsou jeho robustní vlastnosti zajišťující správnou funkci i při výskytu rušení a při odchylce síťového kmitočtu od jmenovité hodnoty [16].

Vzhledem k využití PLL v širokém spektru aplikací existuje velké množství schémat PLL. Schéma jednoho z možných způsobů realizace obecné struktury PLL je na obrázku 2.9.



Obrázek 2.9: Obecná struktura PLL. Inspirováno [16, s. 4-8].

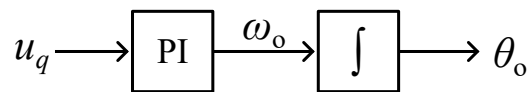
Uvažujme, že vstupní signál (napětí) u je sinusový s amplitudou U_m a fází θ , jak je definováno vztahem (2.21). Potom je výstupem z násobícího členu

$$z = U_m \sin \theta \cos \theta_o = \frac{U_m}{2} [\sin(\theta - \theta_o) + \sin(\theta + \theta_o)]. \quad (2.45)$$

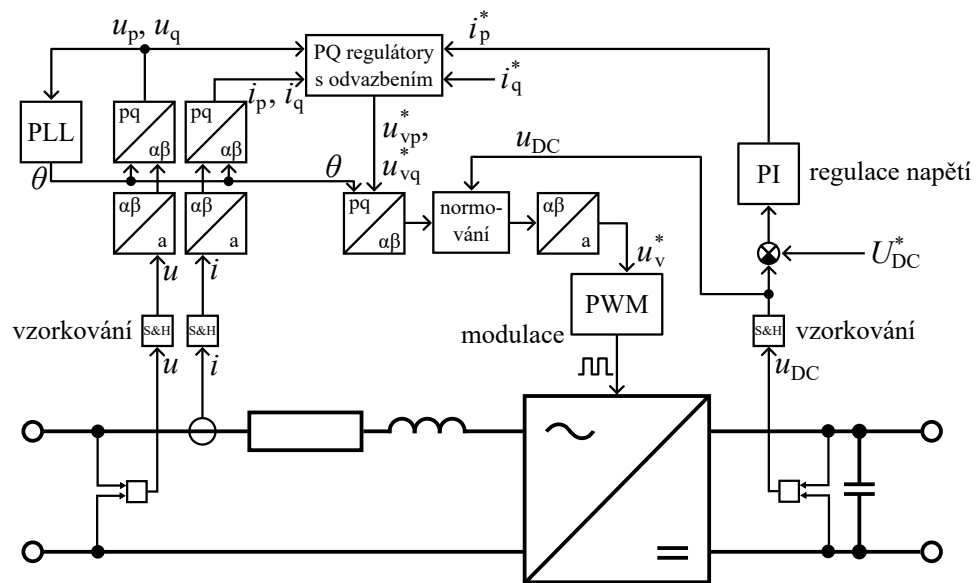
Budeme-li uvažovat, že fáze signálu odhadnutá PLL θ_o se od skutečné fáze θ liší málo, je frekvence prvního členu daného rozdílem těchto fází nízká, zatímco frekvence druhého členu daného součtem těchto fází je blízká dvojnásobku frekvence vstupního signálu. Je možné ukázat, že regulační smyčka se chová jako filtr typu dolní propust, a druhý člen s vyšším kmitočtem je tak možné zanedbat [16]. PI regulátor pak tedy svým regulačním zásahem upravuje frekvenci zpětnovazebního signálu tak, aby odchylka fáze vstupní a odhadované vyjádřená členem $\sin(\theta - \theta_o)$ byla minimální. Pomocí PLL je tak možné získat

nejen odhadovanou fází vstupního napětí θ_o , která se velmi blíží fázi skutečné, ale také úhlovou frekvencí ω_o , která se sice v uzavřené regulační smyčce PLL v reakci na průběh vstupního napětí může i významně měnit, ale po vhodné filtraci odpovídá úhlové frekvenci vstupního napětí ω .

U PQ regulace však může být PLL implementována jednodušším a výpočetně méně náročným způsobem. V části 2.3 bylo uvedeno, že po provedení transformace do soustavy souřadnic pq má v ideálním případě, to znamená, že vstupem byl správný úhel θ odpovídající fázi napětí, prostorový vektor napětí \mathbf{u} pouze složku u_p a velikost složky u_q je nulová. Nenulová hodnota u_q tedy indikuje, že je třeba provést korekci úhlu θ , aby odpovídal skutečné fázi vstupního napětí. Tato hodnota tak může být přímo vstupem regulátoru v PLL. Blokové schéma takto zjednodušené struktury PLL je na obrázku 2.10. Regulační smyčka PLL není otevřená, jak by se z tohoto obrázku mohlo zdát, ale uzavírá se přes blok transformace prostorového vektoru napětí, do kterého vstupuje odhadnutá fáze napětí θ_o jako úhel θ , jak ukazuje pozměněné schéma PQ regulace na obrázku 2.11.



Obrázek 2.10: Zjednodušená PLL pro PQ regulaci.



Obrázek 2.11: Upravené schéma PQ regulace využívající zjednodušené PLL.

Kapitola 3

Simulace řízení aktivního usměrňovače

V prostředí *Simulink*¹ byly vytvořeny simulační matematické modely aktivního usměrňovače využívající jednotlivé metody řízení popsané v kapitole 2. Pro modelování elektrických obvodů měniče byla využita knihovna *Specialized Power Systems*². Samotný polovodičový měnič byl modelován pomocí bloku *Universal Bridge*³ zjednodušeně s větvemi se spínači a ideálními zpětnými diodami bez dynamiky a s nulovým prahovým napětím, pouze s malým odporem v sepnutém stavu a malým svodem ve vypnutém stavu. Aby byly výsledky simulací různých metod řízení navzájem porovnatelné, všechny jejich společné parametry byly nastaveny shodně, zejména:

- vstupní napětí 230 V/50 Hz,
- požadované výstupní napětí 400 V,
- kapacita kondenzátoru na výstupu $C = 4,7 \text{ mF}$,
- parametry tlumivky $L = 10 \text{ mH}$, $R = 0,3 \Omega$,
- spínací kmitočet $f_{\text{sp}} = 5 \text{ kHz}$ a bipolární sinusová PWM (jen PR a PQ regulace),
- časový průběh odebíraného výstupního proudu,
- nastavení parametrů regulátoru výstupního napětí, přičemž byl zvolen PI regulátor napětí podle prvního bodu v části 2.4 a jeho konstanty byly naladěny experimentálně.

Na následujících stránkách jsou zobrazeny výsledky simulace v podobě průběhů vybraných veličin pro každou ze simulovaných metod řízení. Průběh vstupního napětí u je ve všech případech simulován ideálně sinusový, rovněž průběh odebíraného výstupního proudu i_z je ve všech případech stejný a byl zvolen tak, aby byla z výsledků simulace zřejmá odezva na měnící se výstupní proud, včetně rychlejší změny, a byl simulován provoz v režimu odběru proudu i rekuperace, včetně přechodu mezi těmito režimy. Dále jsou zobrazeny průběhy:

- ze sítě odebíraného vstupního proudu i – pouze několik period, aby byl viditelný tvar průběhu a jeho časová souvislost s průběhem vstupního napětí,
- vstupního síťového napětí u – pouze několik period,
- napětí na výstupu usměrňovače u_{DC} ,

¹<https://www.mathworks.com/products/simulink.html>

²<https://www.mathworks.com/help/sps/specialized-power-systems.html>

³<https://www.mathworks.com/help/releases/R2022b/sps/powersys/ref/universalbridge.html>

- účinníku na vstupu, přičemž $\cos \varphi > 0$ znamená odběr výkonu ze sítě a $\cos \varphi < 0$ znamená dodávku výkonu do sítě (rekuperaci),
- indexu celkového harmonického zkreslení (THD) vstupního proudu, který slouží k vyjádření obsahu vyšších harmonických složek v průběhu proudu, a je definován jako

$$\text{THD}_i = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}, \quad (3.1)$$

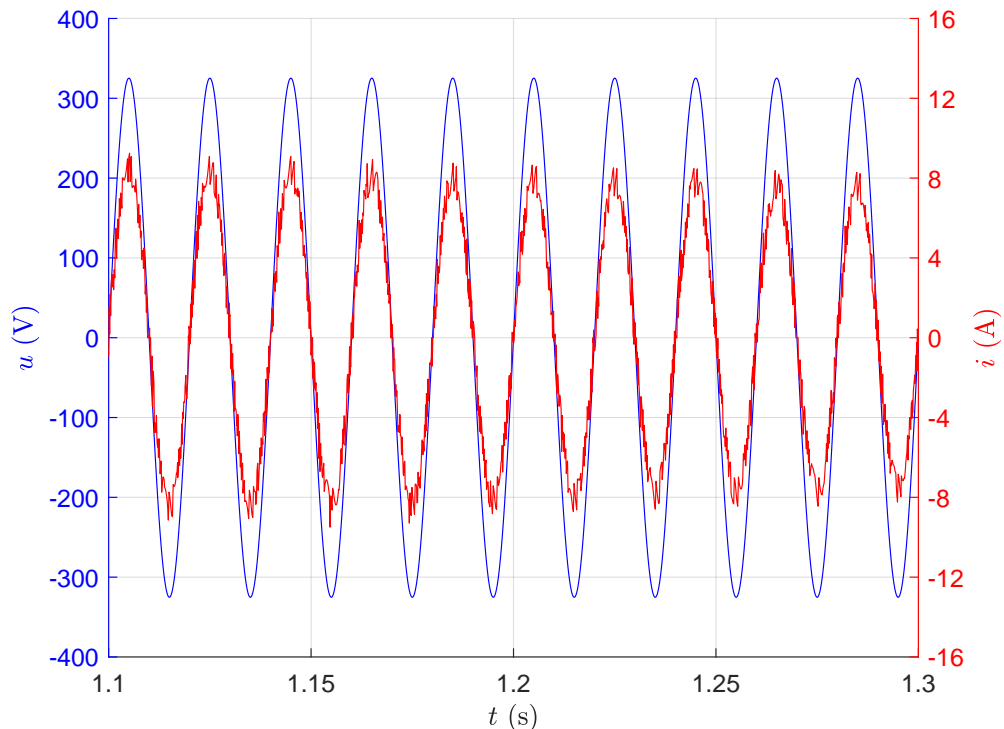
kde I_k je efektivní hodnota harmonické řádu k vstupního proudu, tedy poměr RMS obsahu harmonických a RMS základní složky dle [17]. V realitě však není možné uvažovat nekonečně mnoho vyšších harmonických složek s ohledem na frekvenci vzorkování, resp. v případě simulace na její krok. V simulaci je pro výpočet THD využit blok z knihovny *Specialized Power Systems*, který THD proudu vypočítává jako

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2 - I_0^2}}{I_1}, \quad (3.2)$$

kde I je efektivní hodnota proudu (True RMS), I_0 je střední hodnota proudu (stejnoseměrná složka) a I_1 je efektivní hodnota základní harmonické složky (vyjádřená jako $\frac{\sqrt{2}}{2} I_{1m}$, kde I_{1m} je její amplituda získaná pomocí Fourierovy transformace).⁴

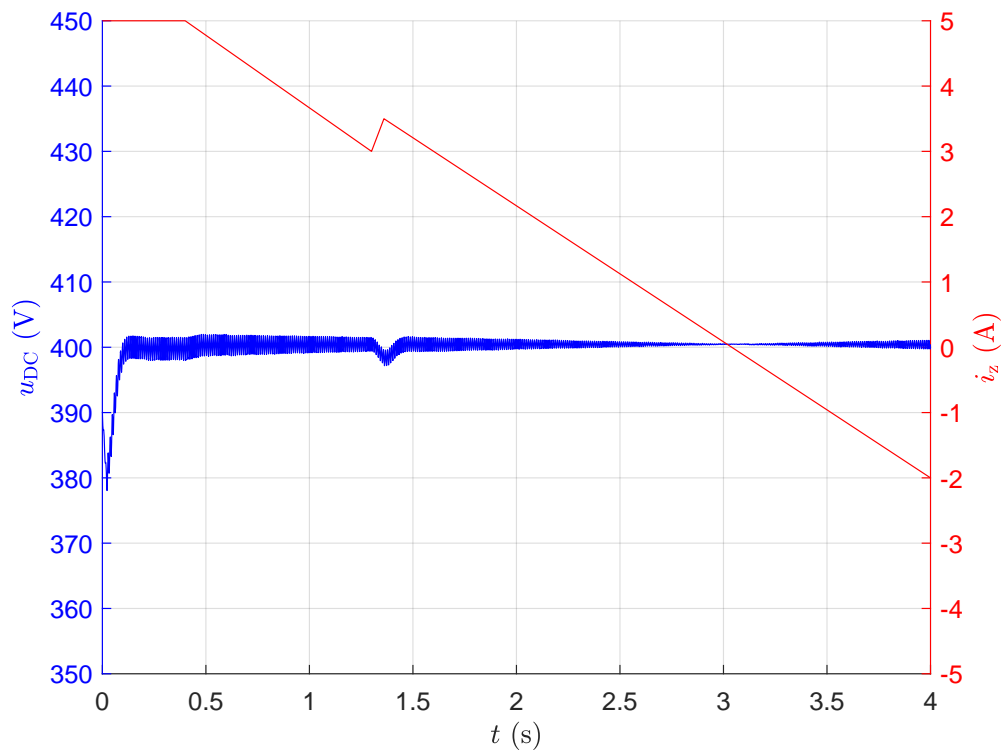
3.1 Regulace s hysterezním proudovým regulátorem

V simulačním modelu byla využita regulační struktura popsaná v části 2.1. Průběhy vstupního napětí a proudu jsou na obrázku 3.1 z něhož je patrné i to, že jsou vzájemně ve fázi. Průběh výstupního napětí usměrňovače je na obrázku 3.2, z něhož je také patrná jeho odezva na změnu zatížení usměrňovače. Na obrázku 3.3 jsou potom vyneseny průběhy účinníku na vstupu usměrňovače ($\cos \varphi$) a THD vstupního proudu coby hodnoty vypovídající o zpětném vlivu usměrňovače na elektrickou síť.

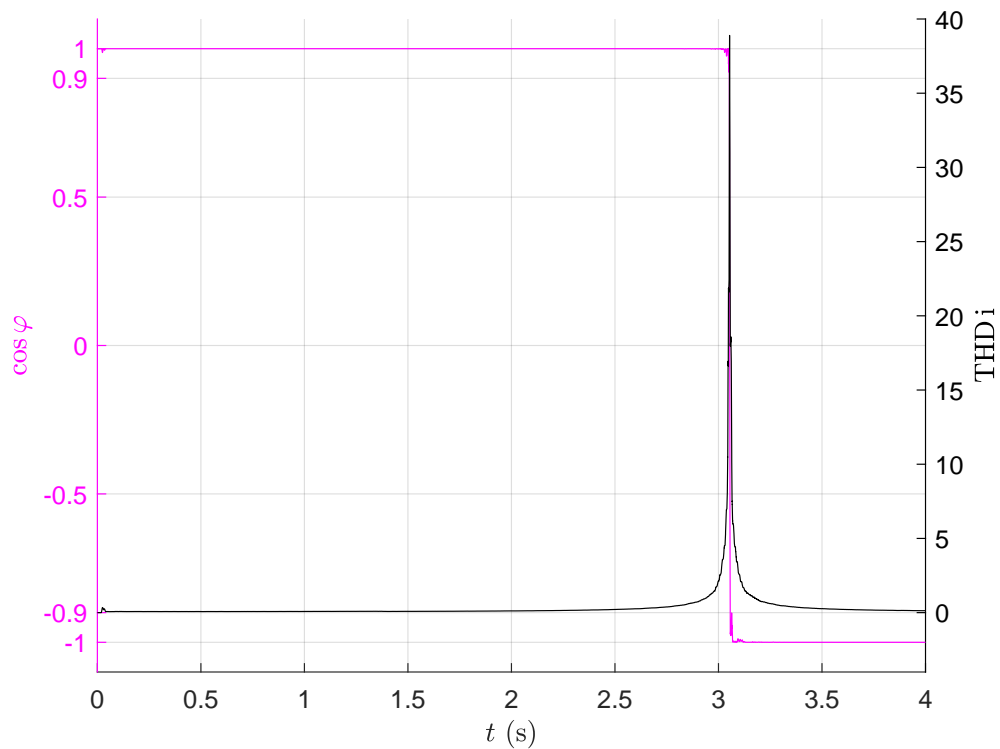


Obrázek 3.1: Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – vstupní napětí a proud.

⁴Zjištěno analýzou vnitřního zapojení použitého bloku *THD*.

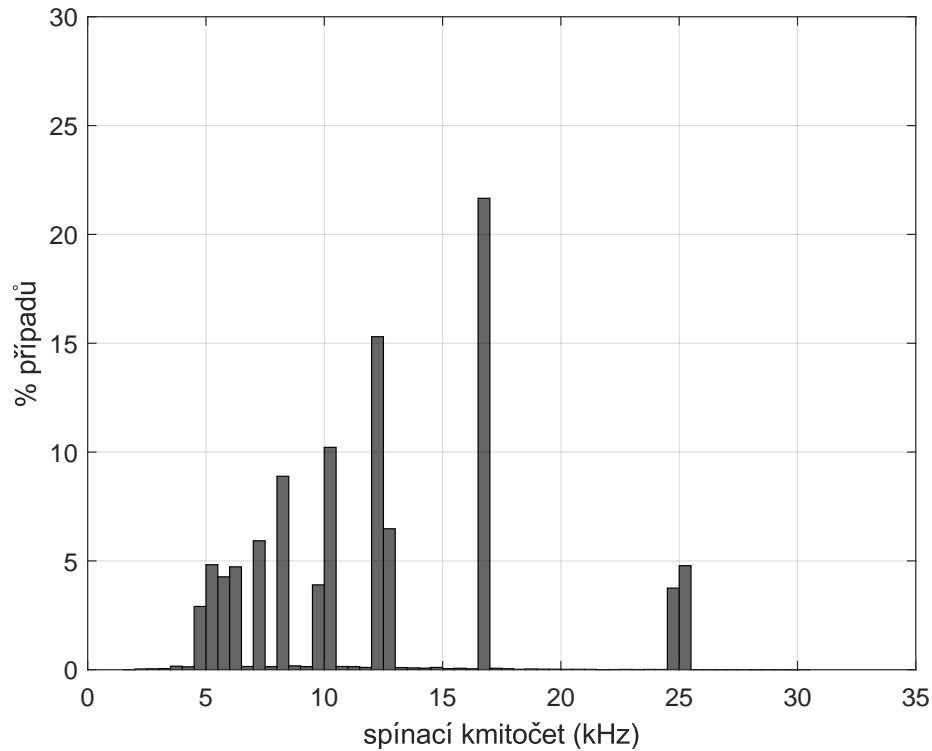


Obrázek 3.2: Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.



Obrázek 3.3: Simulované průběhy: Hysterezní proudová regulace – účinník a THD vstupního proudu.

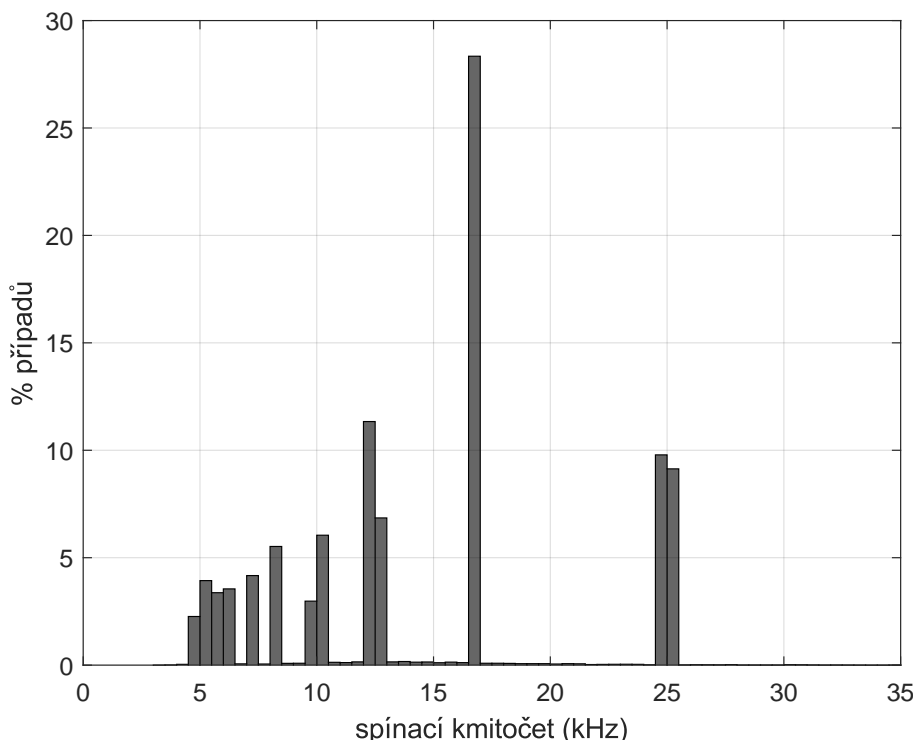
V části 2.1 bylo uvedeno, že se tato metoda s hysterezním řízením vyznačuje proměnným spínacím kmitočtem. Na obrázku 3.4 je proto pomocí histogramu demonstrováno rozložení spínacího kmitočtu při zvoleném nastavení šířky pásma necitlivosti, to je $\pm 5\%$ z aktuálně požadované amplitudy vstupního proudu i_m^* , minimálně však $\pm 0,2\text{ A}$, maximálně $\pm 2\text{ A}$. Jako „okamžitý“ spínací kmitočet se zde uvažuje převrácená hodnota doby mezi dvěma přepnutími spínaného tranzistoru stejným směrem (tedy mezi dvěma sepnutími nebo dvěma vypnutími téhož tranzistoru). Zobrazený histogram tedy reprezentuje soubor převrácených hodnot dob, které byly v průběhu simulace odečítány mezi dvěma náběžnými hranami řídicího signálu pro měnič.



Obrázek 3.4: Rozdělení spínacího kmitočtu v simulaci hysterezní proudové regulace.

Z vyobrazených průběhů je patrné, že simulovaná metoda řízení aktivního usměrňovače s hysterezním proudovým regulátorem dobře udržuje napětí na výstupu usměrňovače na požadované hodnotě 400 V a udržuje také jednotkový účinník na vstupu měniče jak v režimu odběru, tak v režimu rekuperace. Celkové harmonické zkreslení odebíraného proudu je nízké s výjimkou oblasti, kde měnič pracuje s malou zátěží, přibližně $|i_z| < 1\text{ A}$. Na druhou stranu jsou stále na obrázku 3.1 patrné „zuby“ na průběhu proudu odebíraného z napájecí sítě. O něco hladší průběh proudu by bylo možné zajistit volbou užšího pásma necitlivosti hysterezního regulátoru. To by však vedlo k dalšímu posunu průměrné hodnoty spínacího kmitočtu směrem k vyšším kmitočtům, jak je patrné z histogramu na obrázku 3.5, který odpovídá stejnému průběhu simulace jako obrázek 3.4 s tím rozdílem, že relativní šířka hysterezního pásma byla snížena na polovinu ($\pm 2,5\%$), stejně jako jeho minimální absolutní šířka ($\pm 0,1\text{ A}$).

Důležitým faktem pro analýzu rozdělení spínacího kmitočtů na obrázcích 3.4 a 3.5 je také perioda vzorkování měřené hodnoty proudu, která byla zvolena v případě hysterezní regulace $T_s = 20\ \mu\text{s}$. Tím lze v obou případech vysvětlit maximální dosažený spínací kmitočet okolo 25 kHz (to odpovídá dvojnásobku periody vzorkování) a nejčastěji pozorovaný spínací kmitočet v rozmezí $16,5\text{ kHz}$ až 17 kHz (to odpovídá trojnásobku periody vzorkování). Podobně další nižší kmitočty objevující se v těchto spektrech odpovídají celočíselným násobkům periody vzorkování. Diskrétní spektrum pozorovaných spínacích



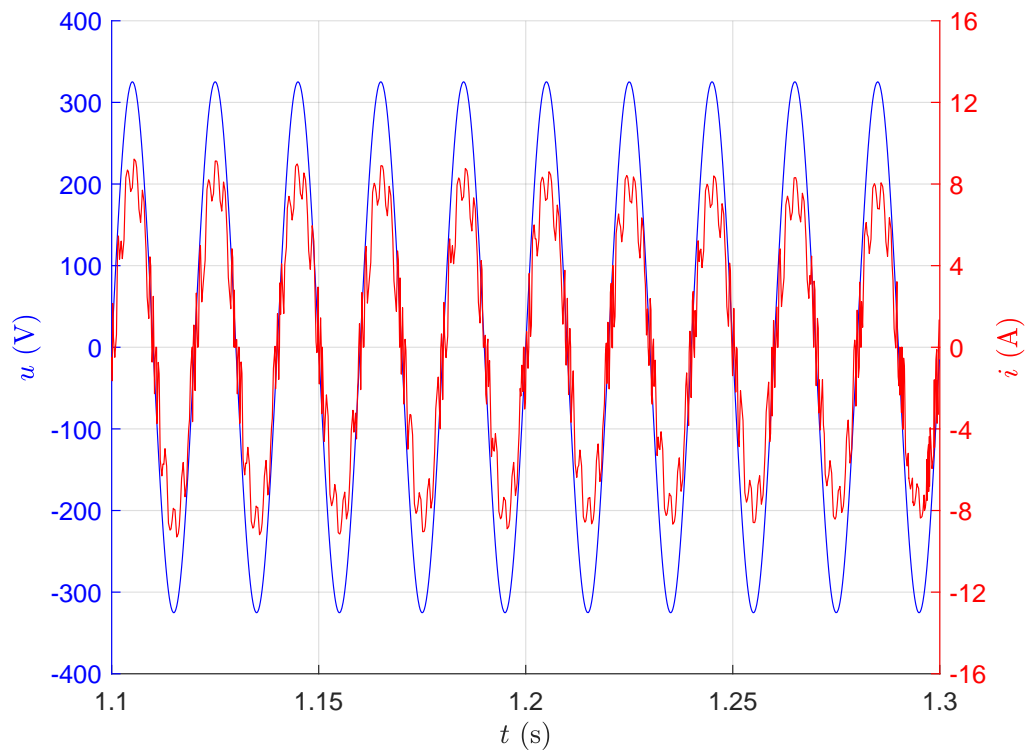
Obrázek 3.5: Rozdělení spínacího kmitočtu v simulaci hysterezní proudové regulace při zúžení pásma necitlivosti na polovinu.

kmitočetů je způsobeno tím, že hysterezní regulátor může vygenerovat hranu řídicího signálu pro měnič pouze v okamžiku, kdy je dostupná nová měřená hodnota proudu. Při volbě užšího hysterezního pásma se tak pouze stávají častějšími vyšší „dovolené“ hladiny spínacích kmitočetů, což je patrné na vyšším procentu zaznamenaných dob mezi sepnutími odpovídajících vyšším kmitočetům v grafu na obrázku 3.5 oproti obrázku 3.4.

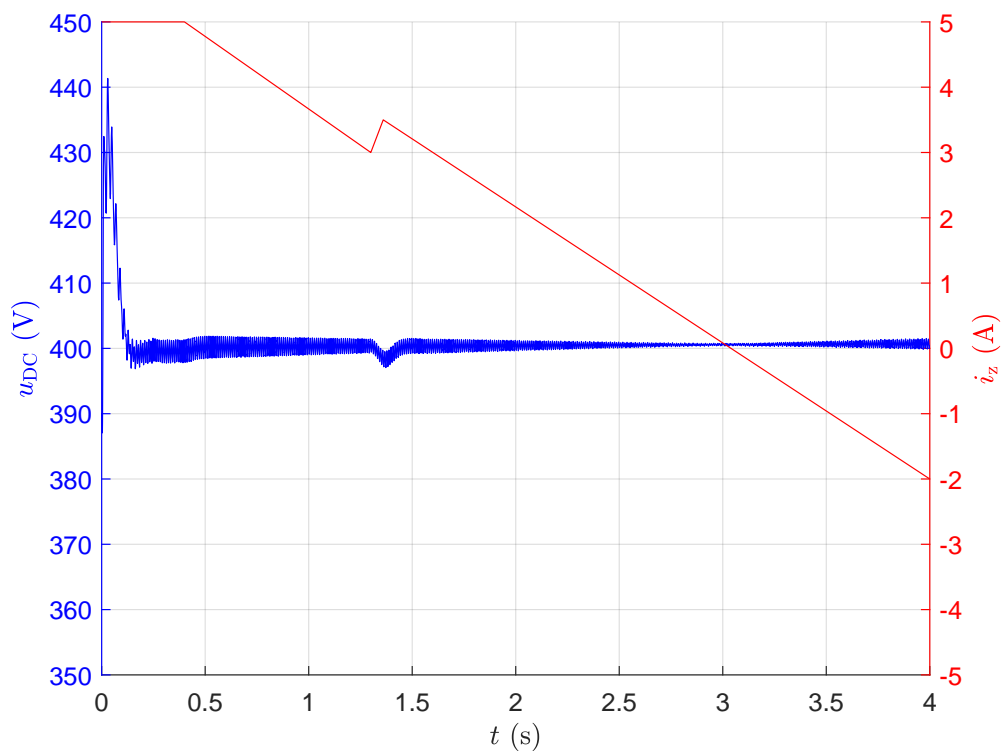
Pro další vyhlazení průběhu proudu by tedy bylo nutno přistoupit k řešení, které umožní další zvýšení spínacího kmitočtu. Vedle častějšího vzorkování se vzhledem k jednoduchosti hysterezní regulace nabízí využití částečně nebo zcela analogového regulačního obvodu, což by problém vzorkování odstranilo. Na druhou stranu je možné využít pouze takový rozsah spínacích kmitočetů, jaký dovolují použité tranzistory s ohledem na spínací ztráty a dynamiku. Rozbor využitelného rozsahu spínacích kmitočetů pro různé součástky a aplikace aktivního usměrňovače přesahuje rozsah této práce, stejně jako problematika analogové hysterezní regulace a s tím souvisejícího analogového zpracování signálů.

3.2 Regulace s proporcionálně-rezonančním proudovým regulátorem

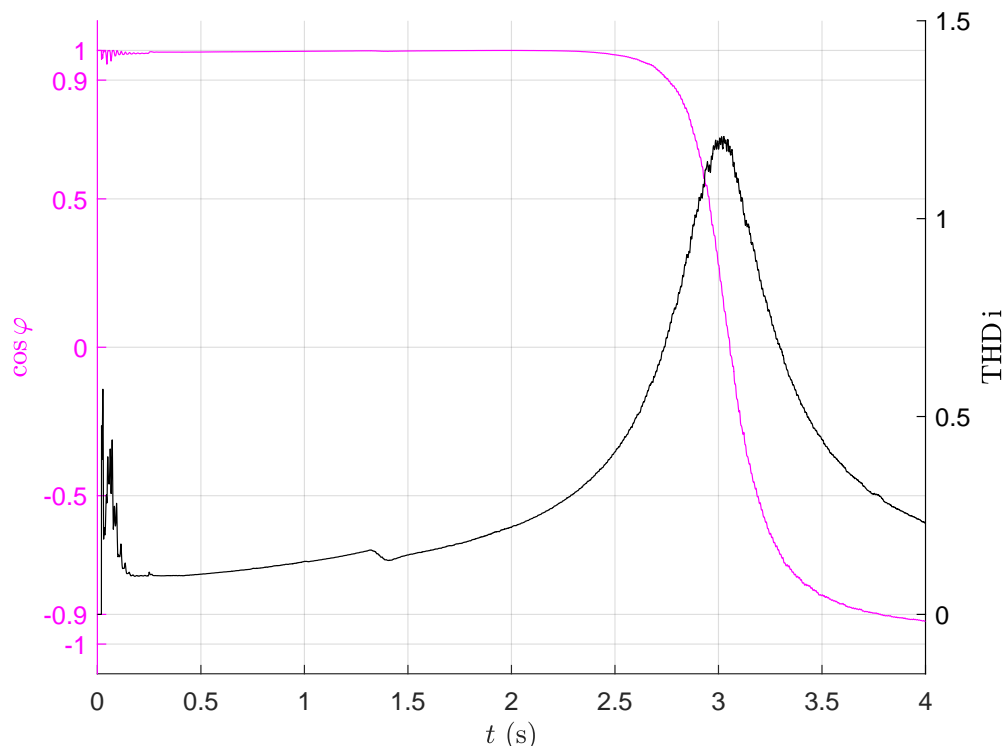
V simulačním modelu byla využita regulační struktura popsaná v části 2.2. Průběhy vstupního napětí a proudu jsou na obrázku 3.6 z něhož je patrné i to, že jsou vzájemně ve fázi. Průběh výstupního napětí usměrňovače je na obrázku 3.7, z něhož je také patrná jeho odezva na změnu zatížení usměrňovače. Na obrázku 3.8 jsou potom vyneseny průběhy účinníku na vstupu usměrňovače ($\cos \varphi$) a THD vstupního proudu coby hodnoty vypovídající o zpětném vlivu usměrňovače na elektrickou síť.



Obrázek 3.6: Simulované průběhy: PR proudová regulace – vstupní napětí a proud.



Obrázek 3.7: Simulované průběhy: PR proudová regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.



Obrázek 3.8: Simulované průběhy: PR proudová regulace – účinník a THD vstupního proudu.

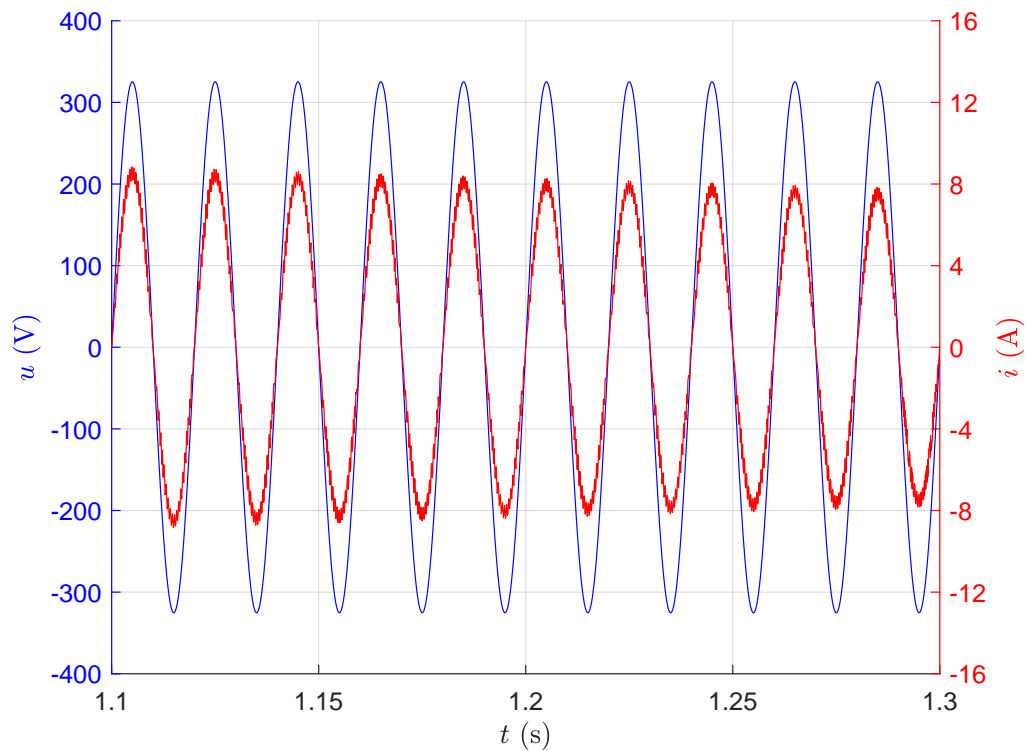
Z vyobrazených průběhů je patrné, že simulovaná metoda řízení aktivního usměrňovače s proporcionálně-rezonančním proudovým regulátorem udržuje napětí na výstupu usměrňovače na požadované hodnotě 400 V a udržuje také jednotkový účinník na vstupu měniče v režimu odběru. Při odběru menším než přibližně $i_z < 1$ A lze však pozorovat neschopnost této regulační struktury udržet účinník v přijatelném rozsahu. V oblasti rekuperace je pozorován nevyhovující účinník i při vyšších velikostech proudu na výstupu usměrňovače (účinník $\cos \varphi > -0,95$ byl i při ustáleném chodu pozorován až do „zátěže“ $i_z > -4$ A). Celkové harmonické zkreslení odebíraného proudu je obecně vyšší než u hysterezního regulátoru. V oblasti, kde měnič pracuje s malou zátěží, přibližně $|i_z| < 1$ A je však harmonické zkreslení nižší než u hysterezního regulátoru, ovšem za cenu nevyhovujícího účinníku. Na obrázku 3.6 jsou patrné „zuby“ na průběhu proudu odebíraného z napájecí sítě výraznější než v případě hysterezního regulátoru.

Jiných průběhů simulace by bylo jistě možné dosáhnout změnou laděných parametrů proporcionálně-rezonančního proudového regulátoru. Ladění tohoto typu regulátoru je však významně složitější než v případě regulátorů proudu v ostatních zkoumaných regulačních strukturách, jednak s ohledem na počet volitelných parametrů, jednak v porovnání s PQ regulací také s ohledem na střídavý průběh regulovaného signálu, a přesahuje rozsah této práce.

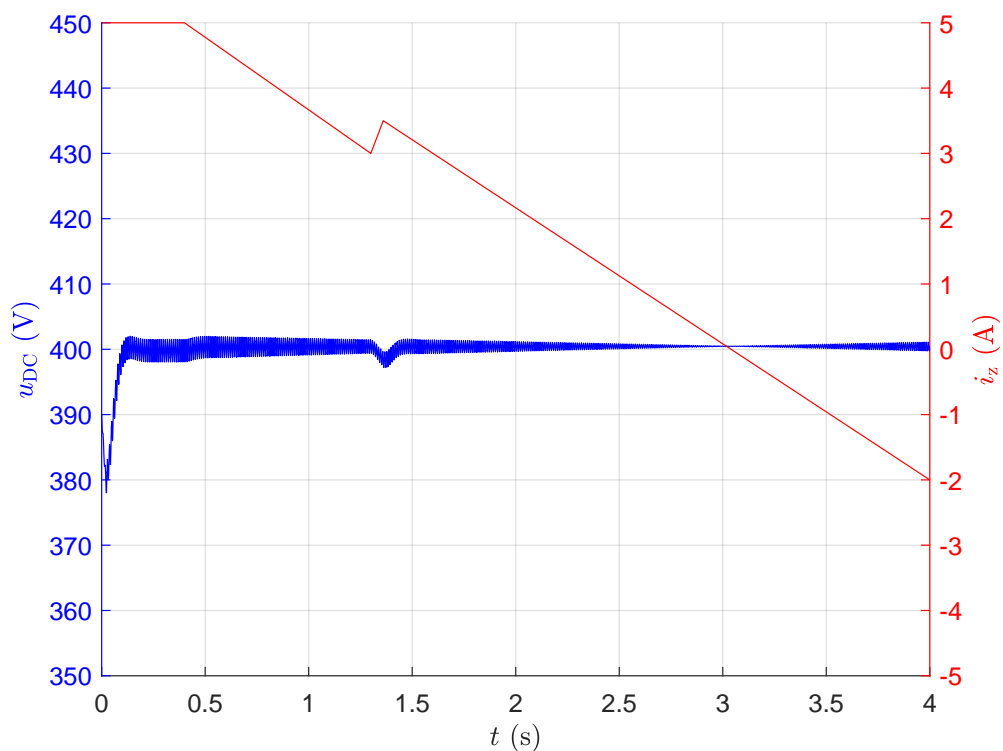
3.3 PQ regulace

V simulačním modelu byla využita regulační struktura popsaná v části 2.2. Laděné konstanty regulátorů proudu byly určeny z parametrů obvodu podle rovnic (2.41) a (2.42).

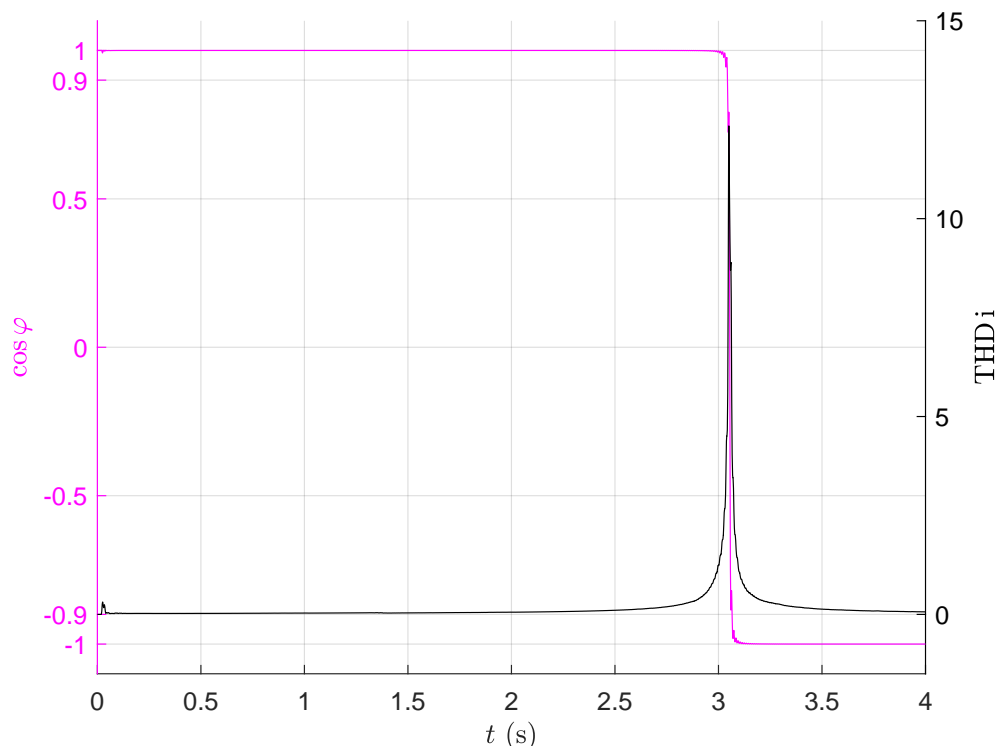
Průběhy vstupního napětí a proudu jsou na obrázku 3.9 z něhož je patrné i to, že jsou vzájemně ve fázi. Průběh výstupního napětí usměrňovače je na obrázku 3.10, z něhož je také patrná jeho odezva na změnu zatížení usměrňovače. Na obrázku 3.11 jsou potom vyneseny průběhy účinníku na vstupu usměrňovače ($\cos \varphi$) a THD vstupního proudu coby hodnoty vypovídající o zpětném vlivu usměrňovače na elektrickou síť.



Obrázek 3.9: Simulované průběhy: PQ regulace – vstupní napětí a proud.



Obrázek 3.10: Simulované průběhy: PQ regulace – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.



Obrázek 3.11: Simulované průběhy: PQ regulace – účinník a THD vstupního proudu.

Z vyobrazených průběhů je patrné, že simulovaná metoda PQ regulace aktivního usměrňovače regulátorem udržuje velmi dobře napětí na výstupu usměrňovače na požadované hodnotě 400 V, stejně jako jednotkový účinník na vstupu měniče v režimu odběru i v režimu rekuperace. Celkové harmonické zkreslení odebíraného proudu je nízké s výjimkou oblasti, kde měnič pracuje s malou zátěží, přibližně $|i_z| < 1$ A. Celkové harmonické zkreslení odebíraného proudu je obecně nižší než v případě regulační struktury s hysterezním regulátorem proudu a na obrázku 3.1 nejsou na průběhu proudu odebíraného z napájecí sítě patrné jiné složky než základní harmonická a na ní superponovaný průběh odpovídající spínacímu kmitočtu měniče.

3.4 Porovnání simulovaných metod řízení

Jednotlivé simulované metody řízení aktivního usměrňovače jsou zhodnoceny výše. Porovnáme-li výsledné simulované průběhy, lze z hlediska cílů řízení aktivního usměrňovače uvedených v části 1.2 konstatovat, že nejlepších výsledků dosahuje simulovaná PQ regulace, jelikož

- velmi dobře udržuje vysoký účinník při všech velikostech zátěže, kromě bezprostředního okolí bodu nulové zátěže,
- vyznačuje se nejmenším harmonickým zkreslením proudu ze simulovaných metod (nebereme-li v úvahu okolí bodu nulové zátěže) a
- spektrum odebíraného proudu neobsahuje další kmitočty v pásmu mezi základní harmonickou a spínacím kmitočtem (sinusový průběh proudu je na obrázku 3.9 vcelku „hladký“ oproti průběhům u hysterezní a PR proudové regulace).

Z hlediska výpočetní náročnosti je PQ regulace nejnáročnější, jelikož vyžaduje provádění transformace vstupního napětí a proudu z jednofázového střídavého průběhu na dvě stejnosměrné složky odpovídající činnému a jalovému výkonu, regulaci obou těchto složek

proudu pomocí dvou nezávislých PI regulátorů a následnou zpětnou transformaci složek žádaného napětí na střídavý signál, který je vstupem pro pulzně-šířkovou modulaci (viz obrázek 2.8). Ostatní studované metody řízení transformace napětí a proudu na složky ani zpětnou transformaci nevyžadují.

Metoda řízení s hysterezním regulátorem proudu využívá oproti zbylým dvěma metodám jiný způsob generování řídicích pulzů pro tranzistorový měnič. Zatímco v případě PR proudového regulátoru a PQ regulace je využita PWM, hysterezní regulátor přímo generuje řídicí pulzy pro měnič přímo na svém výstupu na základě vybočení rozdílu okamžité žádané a měřené hodnoty proudu z nastaveného pásma necitlivosti. Rozdílný způsob generování řídicích pulzů se pak projevuje na spínacím kmitočtu, a tím také a zejména na spínacích ztrátách. Spínací kmitočet při použití hysterezního regulátoru je proměnný, nicméně z grafu na obrázku 3.4 vyplývá, že okamžitý spínací kmitočet je po celou simulovaného scénáře provozu měniče vyšší nebo roven spínacímu kmitočtu v případě PQ regulace, který je pevný a činí 5 kHz; přitom při porovnání obrázků 3.1 a 3.9 je zcela zřejmé, že takto zvýšený spínací kmitočet (a tím i zvýšené spínací ztráty) nepřináší „hladší“ průběh vstupního proudu. Výhodu hysterezního regulátoru je tedy možné spatřovat pouze v jeho jednoduchosti, která umožňuje jeho uplatnění i při vyšších spínacích kmitočtech (jak bylo zmíněno v části 3.1) v aplikacích, které vyšší spínací kmitočty umožňují nebo vyžadují.

3.5 Provoz bez zátěže

Výsledky simulací ukazují, že při nulovém a velmi malém zatížení aktivního usměrňovače má proud odebíraný ze sítě velký obsah vyšších harmonických, což platí pro všechny popsané a simulované metody řízení. Přestože odebíraný proud je v těchto případech malý, nemusí být takový provoz žádoucí. Pro případy aplikací aktivního usměrňovače, při kterých se může jeho zatížení častěji snižovat až k nule, je tedy vhodné nalézt opatření.

Vzhledem k nulovému zatížení usměrňovače se jako takové opatření nabízí vypnutí řídicích pulzů a pozastavení regulace. Tím dojde k přerušení toku proudu z/do napájecí sítě, jelikož napětí na výstupních kondenzátorech je vyšší než amplituda síťového napětí a všechny diody v můstku jsou proto v závěrné části své voltampérové charakteristiky. Výstupní kondenzátory přitom zůstávají nabitě na hodnotu požadovaného výstupního napětí, což dovoluje rychlé obnovení činnosti aktivního usměrňovače, až bude opět zatížen. Podstatné je přitom zvolit vhodná kritéria určující, kdy bude činnost měniče pozastavena a kdy bude obnovena. Pro vyzkoušení tohoto řešení byly navrženy následující podmínky, při jejichž současném splnění dochází k blokování řídicích pulzů aktivního usměrňovače:

- absolutní hodnota činné složky proudu požadované regulátorem napětí je menší než stanovená hodnota $I_{p,OFF}^*$,
- absolutní hodnota rozdílu požadované a naměřené hodnoty výstupního napětí (tj. jeho regulační odchylky) je menší než stanovená hodnota $U_{e,OFF}$,
- předchozí podmínky byly splněny nepřetržitě po dobu alespoň $t_{a,OFF}$.

První podmínka zjišťuje, zda aktivní usměrňovač není zatížen ani není vyrovnávána výraznější odchylka výstupního napětí (obojí se projevuje žádostí činného proudu), druhá podmínka zajišťuje opětovné zapnutí řídicích pulzů a regulace při obnovení zatížení (projeví se poklesem výstupního napětí, resp. jeho nárůstem v případě rekuperace). Třetí podmínka má dvojí účel:

- zabránit vypnutí měniče, nastane-li nulové zatížení jen po krátkou přechodnou dobu (např. při rychlém přechodu z odběru výkonu do rekuperace),

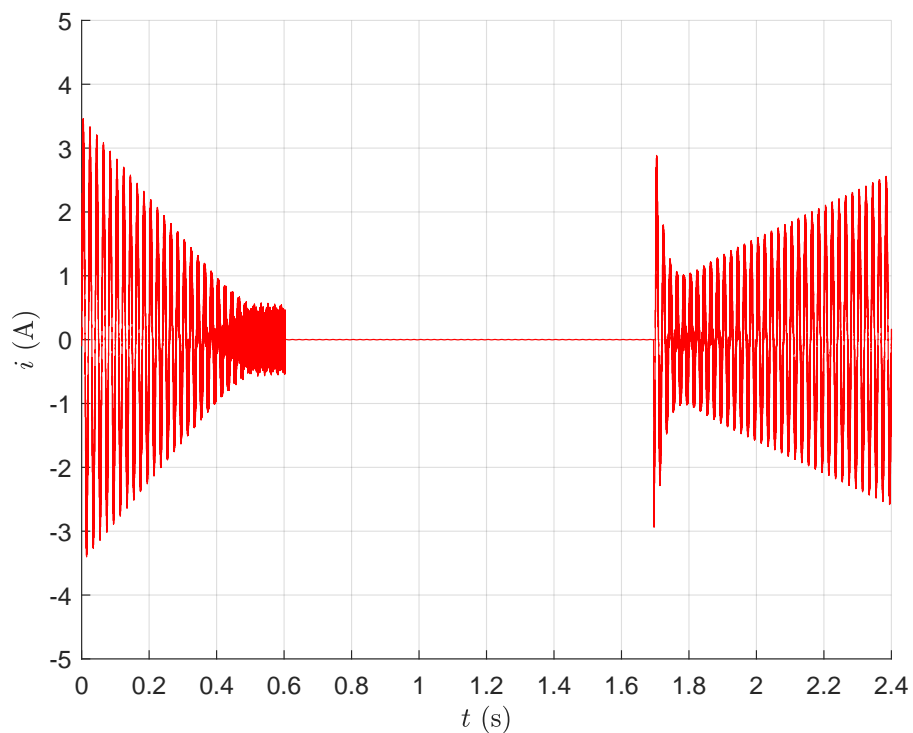
- při velmi malém, ale nenulovém zatížení zajistit minimální dobu, na kterou bude chod měniče obnoven, aby se při odchýlení výstupního napětí od požadované hodnoty stihlo před dalším vypnutím měniče požadované napětí obnovit.

Po dobu, kdy jsou řídicí pulzy blokovány, je nutné nulovat či alespoň blokovat integrační složku regulátoru výstupního napětí, aby nedošlo k naintegrovaní drobné (a v danou chvíli regulátorem nekorigované) regulační odchylky a k nežádoucímu zásahu při opětovném odblokování řídicích pulzů. Stejně opatření je třeba provést také u regulátorů proudu.

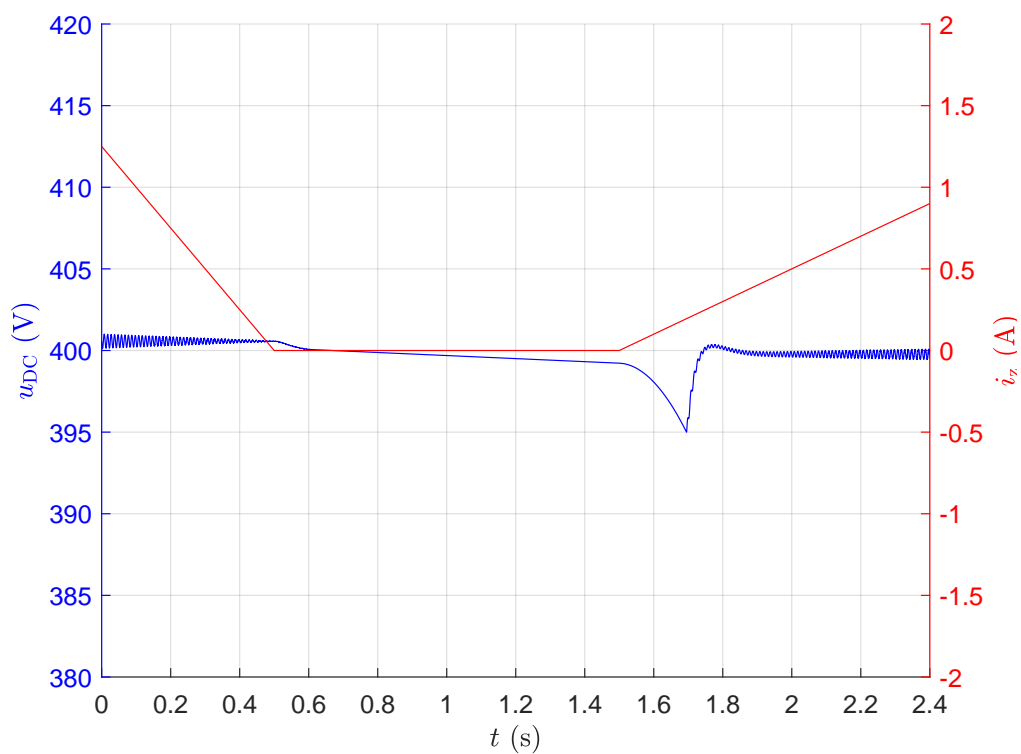
Dočasné vypínání aktivního usměrňovače bez zátěže bylo implementováno do simulačního modelu jednofázového aktivního usměrňovače s PQ regulací. Přitom byla využita výše navržená kritéria s mezními hodnotami:

- $I_{p,OFF}^* = 50 \text{ mA}$,
- $U_{e,OFF} = 5 \text{ V}$,
- $t_{a,OFF} = 60 \text{ ms}$.

Na obrázcích 3.12 a 3.13 jsou průběhy odebíraného proudu i , výstupního napětí u_{DC} a zatěžovacího proudu i_z při simulovaném poklesu zatížení na nulu a následném opětovném nárůstu zatížení. K vypnutí měniče zde dochází přibližně 100 ms po poklesu zatížení na nulu. Po vypnutí měniče je odebíraný proud nulový a napětí na výstupních kondenzátorech velmi pomalu klesá. Důvodem je odpor o velikosti $1 \text{ M}\Omega$, který je v simulačním modelu zařazen paralelně ke kondenzátorům, simulující reálnou vlastnost kondenzátoru a zajišťující numerickou řešitelnost modelu. Proud tekoucí tímto odporem se nezapočítává do zatěžovacího proudu i_z , jehož průběh je v grafu zobrazen. Když začne zatížení opět nárůstat, zrychlí se pokles napětí na výstupu usměrňovače a při poklesu na hodnotu 395 V dojde k porušení druhé podmínky pro vypnutí měniče, a tedy k opětovnému odblokování řídicích pulzů a regulace. Regulátor navrátí výstupní napětí zpět na nastavenou požadovanou hodnotu 400 V , což se projeví krátkodobým nárůstem odebíraného proudu, který však poté poklesne a dále již sleduje nárůst zatížení.



Obrázek 3.12: Simulované průběhy: Vypnutí měniče bez zátěže – vstupní proud.



Obrázek 3.13: Simulované průběhy: Vypnutí měniče bez zátěže – výstupní napětí a průběh výstupního proudu.

Kapitola 4

Realizace aktivního usměrňovače

V rámci této práce bylo dále provedeno vyzkoušení řízení aktivního usměrňovače na skutečném měniči. Pro implementaci byla zvolena primárně struktura PQ regulace, popsaná v části 2.3 a ověřená v simulaci v části 3.3. V rámci toho bylo sestaveno pracoviště s cílem umožnit provoz jednofázového aktivního usměrňovače při různých hodnotách vstupního i výstupního napětí a s různou zátěží a změřit a dokumentovat při tom průběhy charakteristických veličin, to vše s ohledem na technické možnosti laboratoře.

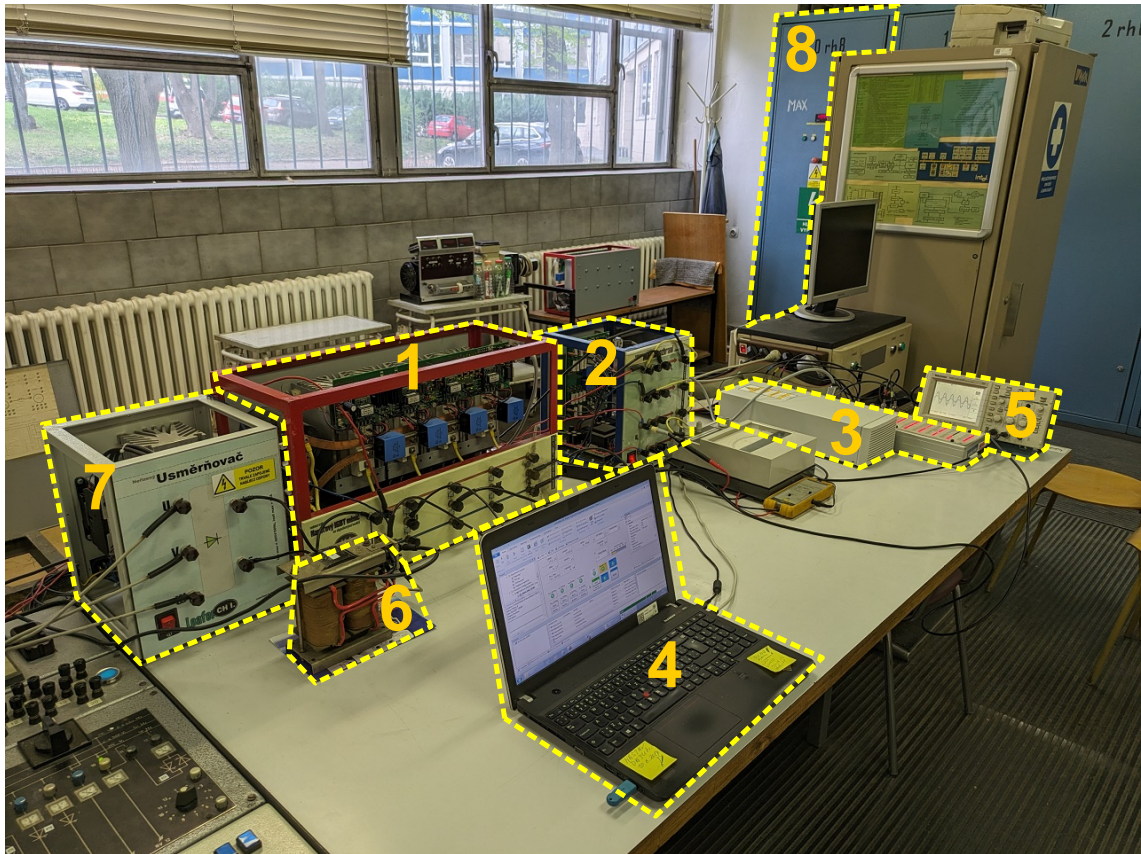
4.1 Použité vybavení pracoviště

Pracoviště je vyobrazeno na obrázku 4.1. Vybavení pracoviště sestává především z plně řízeného měniče s IGBT (1) sloužícího jako jednofázový aktivní usměrňovač a také pro spínání zatěžujícího rezistoru, měřícího rozhraní (2), řídicího počítače dSPACE DC1103 včetně jeho vstupně-výstupních rozhraní (3), osobního počítače (4) k němu připojeného pro zobrazování stavu a ovládání celé řízené sestavy, číslicového osciloskopu (5) včetně sond pro zobrazování a zaznamenávání požadovaných průběhů veličin, tlumivky (6), zatěžujících rezistorů (nejsou na obrázku 4.1 zachyceny) a neřízeného třífázového usměrňovače (7) pro přednabíjení výstupních kondenzátorů měniče.

4.1.1 IGBT měnič

Modul napěťového IGBT měniče (sestavený na K13114 FEL ČVUT) obsahuje čtyři polomůstky (označené U, V, W a X) s IGBT a zpětnými diodami včetně jejich budičů připojené na stejnosměrnou sběrnici spolu se dvěma sériově spojenými kondenzátory o celkové kapacitě 2,35 mF. Maximální dovolené provozní napětí na stejnosměrné sběrnici autor této práce odhaduje i s ohledem na stáří komponent měniče na 800 V. Vstupně-výstupní obvody měniče pracují s napájecím napětím 5 V a logickými úrovněmi standardními pro obvody TTL a jsou vyvedeny pomocí dvou patnáctipinových konektorů. Jeden konektor slouží k předávání řídicích impulsů pro budiče jednotlivých IGBT, druhý konektor potom pro signalizaci a kvitování chyb budičů. Vedle metalického vstupně-výstupního rozhraní obsahuje modul měniče také optické rozhraní umožňující galvanické oddělení měniče od dalších řídicích obvodů. Měnič je možné používat ve dvou režimech: režim s hardwarovým zajištěním ochranných dob jednotlivých polomůstek a režim přímý, při kterém modul měniče dodržení ochranných dob nezajišťuje, a je proto třeba je zajistit již mezi řídicími signály vstupujícími do měniče. Modul měniče je dále vybaven ventilátorem pro nucené chlazení chladičů výkonových tranzistorů.

Při realizaci jednofázového aktivního usměrňovače byly dva polomůstky (U a V) využity pro funkci jednofázového aktivního usměrňovače. U dalšího polomůstku (X) byl využit pouze jeden z tranzistorů pro spínání zatěžujících, vybíjecích a ochranných rezistorů. Zbylý



Obrázek 4.1: Pracoviště pro měření realizovaného aktivního usměrňovače. Legenda: 1 – IGBT měnič, 2 – měřicí rozhraní, 3 – řídicí počítač dSPACE DC1103 s konektorovým panelem CLP1103, 4 – osobní počítač pro ovládání, 5 – číslicový osciloskop pro nezávislé měření, 6 – tlumivka, 7 – přednabíjecí usměrňovač, 8 – ovládání indukčního regulátoru.

polomůstek (W) nebyl využit. Zapojení napětového IGBT měniče do realizovaného obvodu je patrné ze schématu na obrázku 4.2.

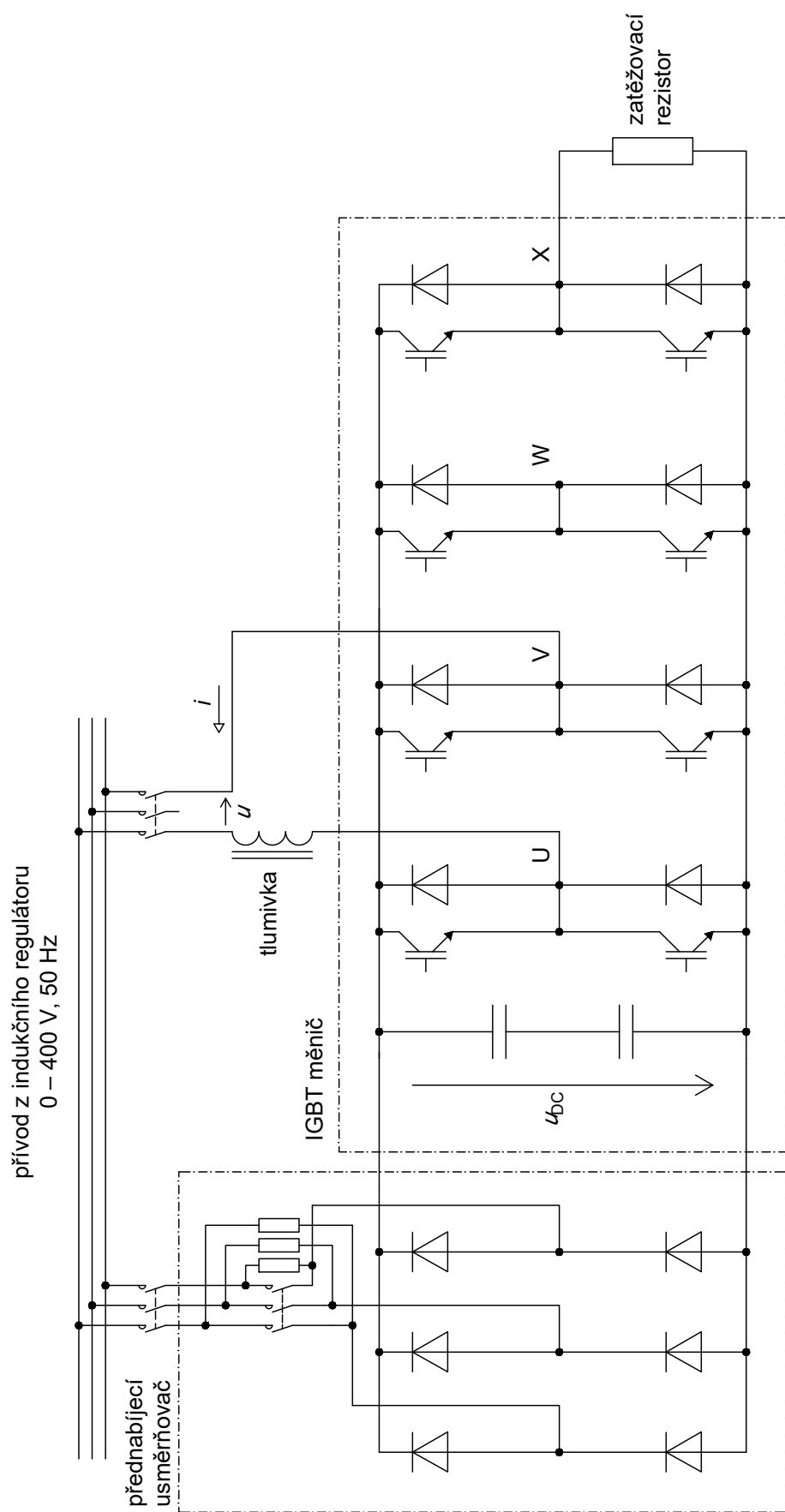
Budiče IGBT byly provozovány v přímém režimu bez hardwarového zajištění ochranných dob, ochranné doby byly zajišťovány v hardwaru řídicího počítače dSPACE DS1103, který byl k měniči připojen prostřednictvím metalického rozhraní.

4.1.2 Napájení

Pro účely oživování a provádění měření na realizovaném jednofázovém aktivním usměrňovači byl tento připojen na své střídavé straně na výstup indukčního regulátoru jakožto regulovatelného zdroje napětí síťového kmitočtu. Toto řešení jednak umožňuje provádět oživování a měření při různých hodnotách vstupního střídavého napětí, ale z daného indukčního regulátoru je také možné odebírat při vstupním napětí 230 V, na které byla regulace navržena a při kterém byla modelována, větší proud než z dalšího dostupného uvažovaného zdroje – běžné zásuvky.

Jednofázový aktivní usměrňovač byl připojen na sdružené napětí na výstupu indukčního regulátoru, jak je zobrazeno na schématu na obrázku 4.2. Nastavení napětí na výstupu indukčního regulátoru bylo prováděno prostřednictvím ovládacích prvků na rozvaděči na pracovišti (číslo 8 na obrázku 4.1), avšak indukční regulátor samotný je umístěn v jiné místnosti vzdálené od pracoviště nižší desítky metrů.

Pro bezpečné nabití kondenzátorů v IGBT měniči, které v realizované konfiguraci tvoří výstupní kapacitu aktivního usměrňovače, byl použit neřízený třífázový usměrňovač s rezistory sloužícími k omezení nabíjecího proudu připojený taktéž na výstup z indukčního regulátoru.



Obrázek 4.2: Schéma realizovaného zapojení aktivního usměrňovače.

IGBT měniči je třeba na střídavé straně předřadit indukčnost, která tvoří nezbytnou součást aktivního usměrňovače (viz principiální schéma na obrázku 1.4). K tomu byla využita tlumivka se dvěma vinutími na společném magnetickém obvodu. Pro dosažení dostatečné indukčnosti byla obě vinutí spojena sériově a tak, aby se magnetomotorická napětí vyvolaná proudem protékajícím v obou vinutích sčítala. U takto zapojené tlumivky byly měřeními zjištěny indukčnost přibližně 16 mH a odpor přibližně 0,2 Ω. Tyto parametry byly dále uvažovány i pro naladění regulátorů proudu podle vztahů (2.41) a (2.42).

4.1.3 Měření

Jak ukazuje schéma na obrázku 2.8, PQ regulace (stejně jako všechny ostatní v této práci popisované regulační struktury) vyžaduje pro svoji funkci okamžitou hodnotu vstupního střídavého napětí u , vstupního proudu i a hodnotu výstupního stejnosměrného napětí u_{DC} (měřená napětí a proud jsou vyznačeny ve schématu na obrázku 4.2). Tyto veličiny byly měřeny prostřednictvím měřicího rozhraní (sestaveného na K13114 FEL ČVUT, označeného „Bummer III.“), které hodnoty měřených napětí a proudů převádí na napětí v rozsahu ± 10 V. Tyto signály jsou pak přivedeny do analogových vstupů řídicího počítače dSPACE DS1103. Takto měřené hodnoty jsou využívány jak pro samotnou regulaci, tak pro informativní zobrazování na osobním počítači, z něhož je aktivní usměrňovač ovládán. U střídavého napětí a proudu jsou pro tento účel v řídicím počítači z navzorkovaného průběhu průběžně dopočítávány jejich efektivní hodnoty.

Při zpětném dopočítávání hodnot měřených napětí a proudu bylo uvažováno, že převodní funkce mezi hodnotou čtenou z analogově-číslicového převodníku v řídicím počítači y a skutečnou měřenou hodnotou x je lineární, tzn. že platí

$$x = ay + b, \quad (4.1)$$

kde a, b jsou konstanty. Na základě tohoto předpokladu pak byla provedena adjustace měřicího systému, tedy stanovení konstant a, b pro každou z měřených veličin pro výpočet měřené hodnoty z hodnoty čtené z analogově-číslicového převodníku. Za účelem stanovení konstant bylo na napěťové vstupy měřicího rozhraní přiloženo konstantní napětí ze zdroje stejnosměrného napětí (resp. v případě měření proudu byl nastaven konstantní proud), a to dvě různé hodnoty, přičemž hodnota napětí (resp. proudu) byla měřena ručním multimetrem a z připojeného osobního počítače byla odečítána hodnota y indikovaná řídicím počítačem. Na základě znalosti dvou bodů závislosti x na y a předpokladu lineární závislosti byly vypočteny převodní konstanty a, b pro každou z měřených veličin.

Pro zobrazování a zaznamenávání průběhů střídavého napětí u , proudu i a výstupního napětí usměrňovače u_{DC} byl dále využit číslicový osciloskop s diferenciálními napěťovými sondami a proudovou sondou. Jde tak o další měřicí systém zcela nezávislý na řídicím počítači dSPACE DC1103 a měřicím rozhraní „Bummer III.“. Všechny výsledky prezentované v části 4.4 byly získány prostřednictvím osciloskopu.

4.1.4 Řízení

Pro řízení realizovaného aktivního usměrňovače byl využit řídicí počítač dSPACE DS1103, který je určený pro vývoj číslicových řídicích systémů [18]. Řídicí systém pracující v reálném čase využívá procesor PowerPC, který je doplněn o podřízený Digital Signal Processor, signálový procesor (DSP) typu TMS320F240 (Texas Instruments) poskytující pokročilé funkce vstupně-výstupních rozhraní [18], jako například PWM modul, který je pro řízení aktivního usměrňovače využit. K řídicímu počítači je dále připojen konektorový panel CLP1103 pro vyvedení vstupně-výstupních rozhraní a indikaci stavů jednotlivých digitálních vstupů a výstupů prostřednictvím LED.

Program pro řízení aktivního usměrňovače byl vytvořen jako blokové schéma v prostředí *Simulink* s pomocí modulu *Real-Time Interface (RTI)* dodávaného s řídicím počítačem dSPACE DS1103, který je určen pro rychlé prototypování řídicích struktur a hardware-in-the-loop simulace a umožňuje generování kódu pro řídicí počítač na základě blokových schémat v prostředí *Simulink* [19]. Ovládání a nastavování některých parametrů řízení bylo prováděno pomocí programu *ControlDesk*¹, který je možné připojit k řídicímu počítači a jeho prostřednictvím číst a vizualizovat hodnoty proměnných (reprezentovaných v blokovém schématu signály) a měnit konfiguraci některých bloků, a tím ovládat program nebo zasahovat do jeho chování.

Řídicí program implementuje strukturu PQ regulace popsanou v části 2.3, přičemž bylo využito blokového schématu v prostředí *Simulink* použitého pro simulaci (jeho části zodpovídající za řízení), pouze s drobnými úpravami nutnými pro implementaci struktury do řídicího počítače. Se všemi fyzikálními veličinami (napětí, proudy apod.) program pracuje v hodnotách s rozměrem fyzikálních jednotek (tedy nikoli v poměrných jednotkách). Řídicí smyčka pracuje s periodou 50 μs , což je nejkratší perioda pro systém reálného času, jakou řídicí počítač dSPACE DS1103 nabízí.

Měřené hodnoty veličin u , i , u_{DC} jsou získávány z analogových vstupů na konektorovém panelu CLP1103 prostřednictvím analogově-číslicového převodníku a jsou převáděny na hodnoty ve fyzikálních jednotkách přepočtem popsaným v části 4.1.3. Hodnoty měřených veličin nebyly digitálně nijak filtrovány.

Řízení samotného IGBT měniče ve funkci jednofázového aktivního usměrňovače je provedeno pomocí třífázového PWM modulu, který řídicí počítač obsahuje a modul RTI podporuje, a lze u něj nastavit spínací kmitočet a ochrannou dobu. Třífázový PWM modul (přestože jím je řízen jednofázový aktivní usměrňovač) je použit proto, že „obyčejné“ moduly nedisponují dvěma komplementárními výstupy pro řízení dvojice tranzistorů v jednom polomůstku měniče, a tudíž ani možností zajištění ochranných dob. Vstupem modulu je okamžitá střída pro každou fázi, přičemž výstupem regulační struktury před modulací je sinusový průběh odpovídající požadovanému napětí na vstupu samotného měniče (viz obrázek 2.8), v principu tedy jde o sinusovou PWM. Tento průběh je použit jako modulovaný signál (okamžitá střída) pro polomůstek U, přičemž pro polomůstek V je z něj odvozen takový modulovaný signál, aby docházelo ke spínání IGBT v můstku vždy „křížem“, tedy aby byl vždy sepnut jeden tranzistor připojený ke kladné stejnosměrné sběrnici a jeden tranzistor připojený k záporné sběrnici (jde tedy o bipolární PWM). S ohledem na možnosti použitého IGBT měniče byl zvolen spínací kmitočet 15 kHz a ochranná doba 1 μs . Na nevyužitém polomůstku W byla nastavena střída rovná nule, trvale byl tedy sepnut tranzistor připojený k záporné sběrnici.

Součástí řídicího programu jsou i ochranné funkce blíže popsané v části 4.3.

4.1.5 Zátěž

Jako zátěž bylo využito šest sériově spojených neproměnných rezistorů o odporu přibližně 3,5 Ω , celkově tedy přibližně 21 Ω , spínaných IGBT v měniči. Takto spínané rezistory plní současně tři funkce:

1. proměnné zatěžování výstupu aktivního usměrňovače,
2. vybíjení výstupních kondenzátorů měniče z důvodu bezpečnosti po vypnutí měniče (modul IGBT měniče je sám o sobě vybaven vybíjecími rezistory, avšak jejich odpor zajišťuje bezpečné vybití kondenzátorů až v době v řádu minut),
3. ochrana měniče proti přepětí na stejnosměrné straně.

¹<https://www.dspace.com/en/inc/home/products/sw/experimentandvisualization/controldesk.cfm>

Zatěžovací, vybíjecí a ochranné rezistory byly připojeny mezi střed polomůstku X a zápornou stejnosměrnou sběrnici, přičemž tranzistor paralelní se zatěžovacím odporníkem byl trvale vypnutý a druhý tranzistor byl spínán prostřednictvím softwarově generované PWM o spínacím kmitočtu 200 Hz, který byl považován za dostačující. Toto řešení bylo přijato, protože modul třífázové PWM připojený k polomůstkům U, V a W lze vypnout (zablokovat) pouze jako celek. Z hlediska funkce ochrany však není žádoucí, aby bylo spínání rezistorů blokováno společně s řídicími impulzy pro tranzistory zajišťující funkci vlastního aktivního usměrňovače, a proto byly rezistory připojeny na polomůstek X.

4.2 Spouštění měniče

Praktickým problémem při realizaci aktivního usměrňovače je jeho spouštění, tedy připojování k napájecí síti. Je-li napětí na výstupu usměrňovače U_{DC} nižší než amplituda střídavého napájecího napětí, chová se měnič s ohledem na zapojení jako neřízený diodový usměrňovač. Na jeho výstupu je připojen kondenzátor s velkou kapacitou, v případě této práce jde o dva sériově zapojené kondenzátory s ekvivalentní kapacitou 2,35 mF. Pokud by došlo k připojení na vstup aktivního usměrňovače napětí ve chvíli, kdy jsou kondenzátory vybité, došlo by k proudovému rázu, který by mohl poškodit prvky v obvodu. Zjednodušenou orientační simulací bylo zjištěno, že při v realizovaném obvodu by mohlo při připojení napájecího napětí 230 V/50 Hz při nevhodné fázi dojít k nárazu proudu se špičkovou hodnotou až 90 A. V simulaci přitom bylo uvažováno, že tlumivka je lineární indukčnost, ve skutečnosti by tak s ohledem na sycení tlumivky mohla být špičková hodnota proudu ještě vyšší. Proto je třeba připínat aktivní usměrňovač ke střídavému napájecímu napětí až ve chvíli, kdy jsou kondenzátory nabitě na dostatečné napětí.

Za účelem řešení spouštění měniče byl ke stejnosměrné straně realizovaného jednofázového aktivního usměrňovače připojen třífázový můstkový neřízený usměrňovač s předřazenými rezistory pro nabití kondenzátorů s omezením nabíjecího proudu (viz obrázek 4.2). Při spouštění měniče je tak nejprve ke střídavému napájení připojen tento neřízený přednabíjecí usměrňovač, který zajistí částečné nabití kondenzátorů. Nedojde však k plnému nabití na hodnotu blízkou amplitudě sdruženého napájecího napětí z indukčního regulátoru, ale na hodnotu poměrně části z tohoto napětí, která odpovídá poměru odporů omezovacích rezistorů v přednabíjecím usměrňovači a v měniči integrovaných vybíjecích rezistorů připojených paralelně ke kondenzátorům (na obrázku 4.2 nejsou pro přehlednost zakresleny). Dalším krokem při spouštění měniče je tedy přemostění omezovacích rezistorů v přednabíjecím usměrňovači kontakty stykače, čímž dojde k rychlému dobití kondenzátorů na hodnotu amplitudy sdruženého napájecího napětí z indukčního regulátoru. Následně lze zapnout stykač na přívodu k IGBT měniči a vypnout přednabíjecí usměrňovač, čímž dojde k převedení napájení stejnosměrného výstupu z přednabíjecího usměrňovače na zpětné diody v IGBT měniči tvořící neřízený jednofázový můstkový usměrňovač. Poté je již možné zahájit řízení aktivního usměrňovače a zvýšit napětí na výstupu usměrňovače tak, aby samovolně nepřecházel do neřízeného režimu.

4.3 Omezení a ochrany

Aby byl zajištěn bezpečný provoz realizovaného aktivního usměrňovače, jsou v programu implementovaném do řídicího počítače zařazeny následující omezující a ochranné funkce:

- **Omezení žádaného činného proudu:** Na výstupu regulátoru výstupního napětí je nastaveno omezení na hodnotu činného proudu, kterou může tento regulátor požadovat. Zároveň je omezován i trend jeho nárůstu nebo poklesu. Tato omezení jsou implementována zejména, aby při skokové změně žádaného napětí (nebo i měřeného

napětí vlivem např. rušení) nedocházelo k žádání příliš vysoké hodnoty proudu. Omezuje se pouze žádaná činná složka proudu, neboť jalová složka je žádána trvale nulová. Regulátor napětí je chráněn před unášením integračního členu zastavením integrace při dosažení omezení.

- **Ochrana nadproudová:** Pro případ, že by i před popsané omezení došlo k nárůstu proudu nad dovolenou hodnotu (například vlivem nevhodného nastavení proudových regulátorů nebo v důsledku selhání PLL), byla do programu implementována nadproudová ochrana. Tato ochrana porovnává absolutní hodnotu z okamžité měřené hodnoty proudu i s nastavenou mezí a v případě jejího překročení zablokuje řídicí impulzy pro aktivní usměrňovač (polomůstky U a V).
- **Ochrana přepětová:** Aby se zabránilo poškození komponent měniče přepětím na jeho stejnosměrné straně, je v programu implementována ochrana, která porovnává absolutní hodnotu z okamžité měřené hodnoty napětí u_{DC} s nastavenou mezí a v případě jejího překročení spíná zatěžovací rezistor, který zároveň plní tuto ochrannou funkci. Sepnutím rezistoru dojde ke snížení napětí na výstupu usměrňovače. K ukončení zásahu ochrany dojde při poklesu napětí pod nastavenou mez, přičemž je možné nastavit nižší mez než pro její aktivaci (a tedy určitou hysterezi). Po dobu zásahu ochrany je vyřazena PWM spínající zatěžovací rezistor a ten je místo toho sepnut trvale. Ochrana neblokuje řídicí impulzy pro polomůstky U a V (aktivní usměrňovač), jelikož aktivní usměrňovač může přechodem do režimu rekuperace přispívat ke snížení výstupního napětí. Ke zvýšení napětí nad dovolenou mez může dojít nejen z důvodu nesprávné funkce samotného aktivního usměrňovače, ale v případě, že by na jeho výstup byla připojena aktivní zátěž, také dodávkou výkonu z této zátěže, který nestačí nebo nemůže aktivní usměrňovač rekuperovat do napájecí sítě.

4.4 Naměřené průběhy

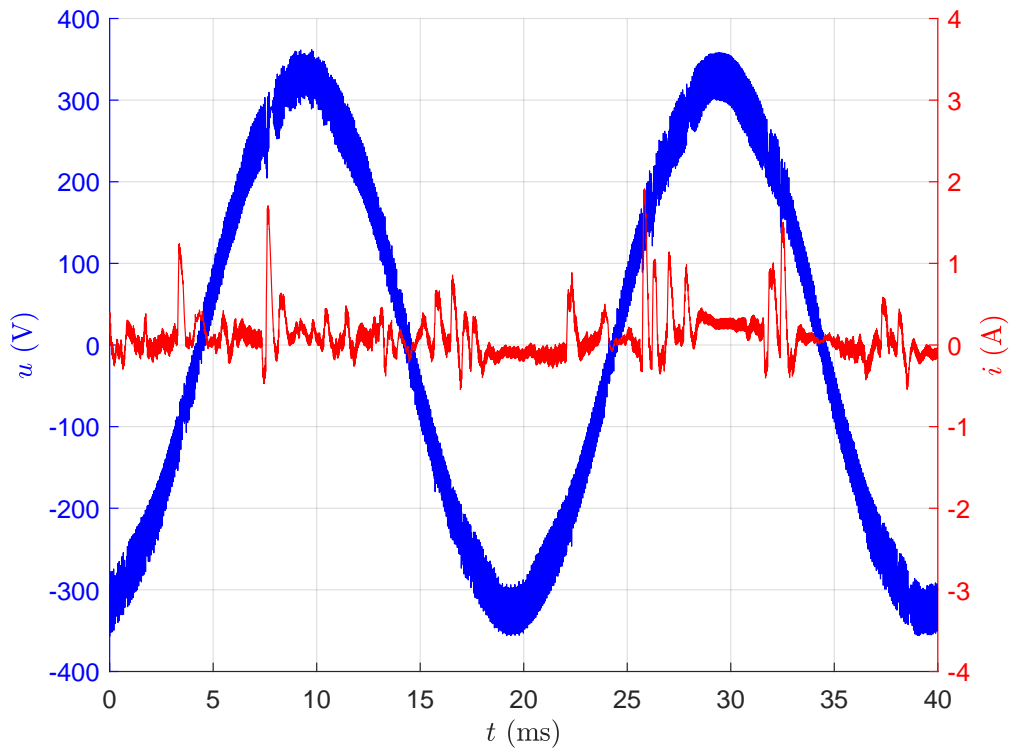
Po realizaci a oživení jednofázového aktivního usměrňovače byla provedena měření za účelem ověření, jak splňuje obecné požadavky na něj kladené, které byly popsány v úvodních kapitolách této práce, a porovnání s výsledky související simulace. Veškerá měření prezentovaná v této části byla provedena pomocí číslicového osciloskopu a sond snímajících „přímo“ průběhy měřených veličin, tedy zcela nezávisle na měřicím řetězci využívaném pro samotné řízení aktivního usměrňovače.

4.4.1 PQ regulace

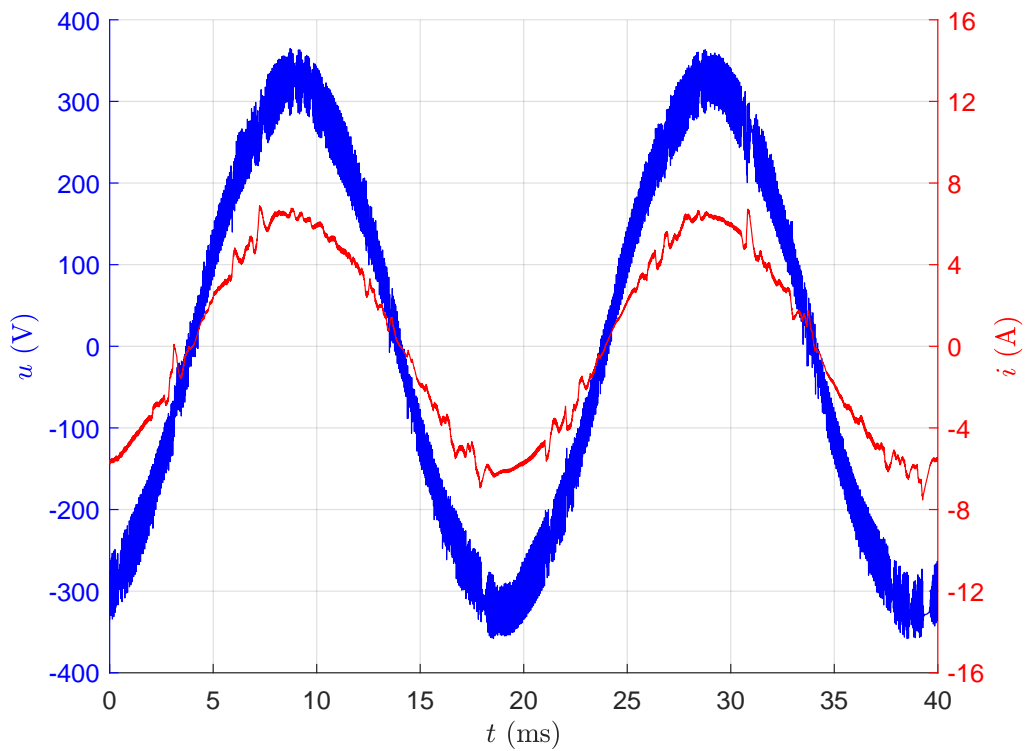
Primárně realizovanou a ověřovanou řídicí strukturou byla PQ regulace. U všech prezentovaných měření byl spínací kmitočet aktivního usměrňovače nastaven na 15 kHz a vstupní napětí $U = 230$ V. Měření byla prováděna při různých zátěžích (bez zátěže, 1 kW a 3 kW), kterých bylo docíleno nastavením odpovídající střídavy sepnutí zatěžovacího rezistoru, který byl, jak je uvedeno v části 4.1.5, je spínán s kmitočtem 200 Hz (pokud není pochopitelně nastavena nulová nebo jednotková střída). Zároveň byla provedena měření při dvou nastavených žádaných napětích na výstupu usměrňovače: 400 V a 565 V.

Na obrázcích 4.3, 4.4 a 4.5 jsou zobrazeny průběhy vstupního napětí u a proudu i při různých zátěžích a nastaveném výstupním napětí 400 V. Jim odpovídající průběhy výstupního napětí u_c jsou na obrázku 4.6. Na obrázcích 4.7, 4.8 a 4.9 jsou zobrazeny průběhy vstupního napětí u a proudu i při různých zátěžích a nastaveném výstupním napětí 565 V. Jim odpovídající průběhy výstupního napětí u_c jsou na obrázku 4.10. Na obrázku 4.11 je potom zobrazen delší záznam průběhu výstupního napětí u_c při zátěži 3 kW s jinak zvoleným měřítkem pro detailnější vizualizaci průběhu. Střední hodnoty

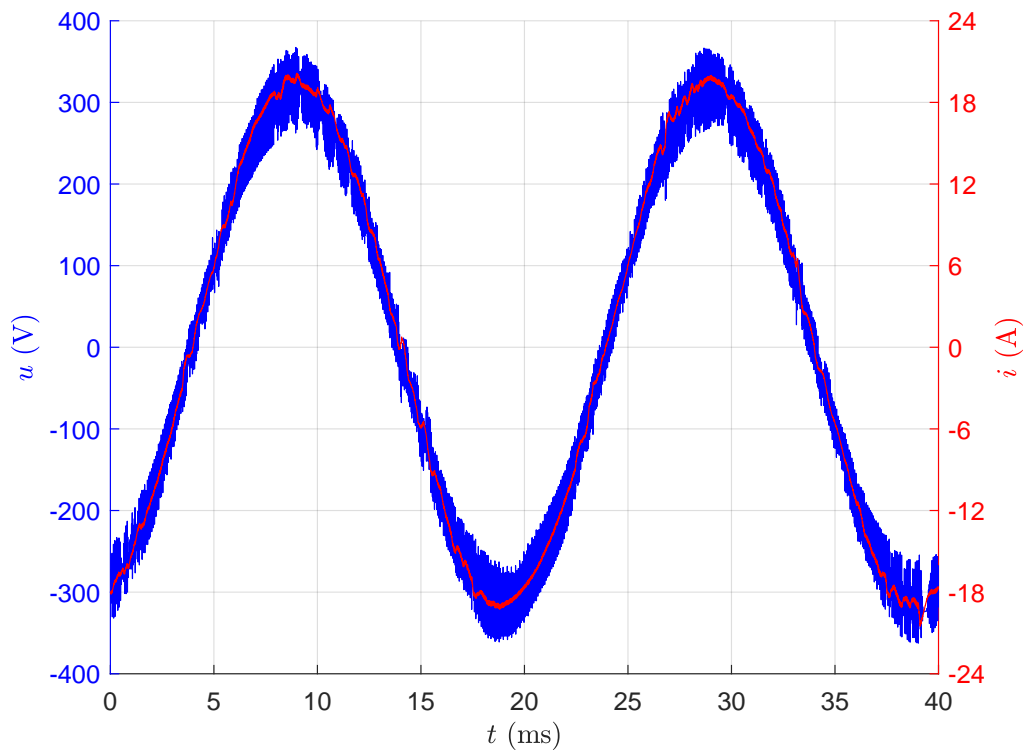
stejnosemného výstupního napětí vypočtené z dat průběhů zobrazených na obrázcích 4.6 a 4.10 jsou uvedeny v tabulce 4.1.



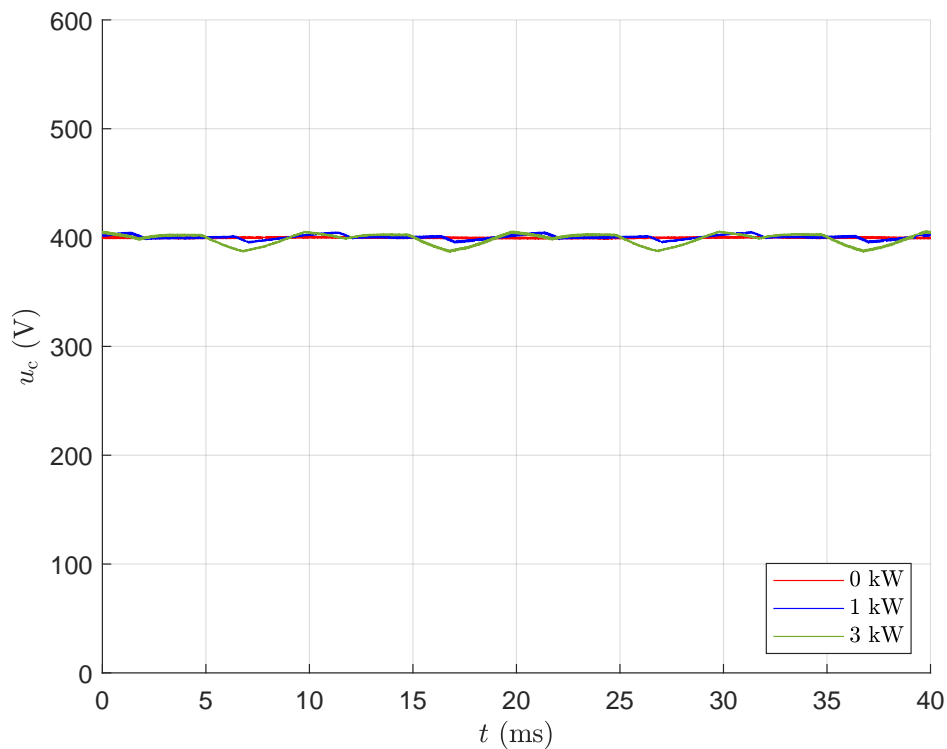
Obrázek 4.3: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, bez zátěže.



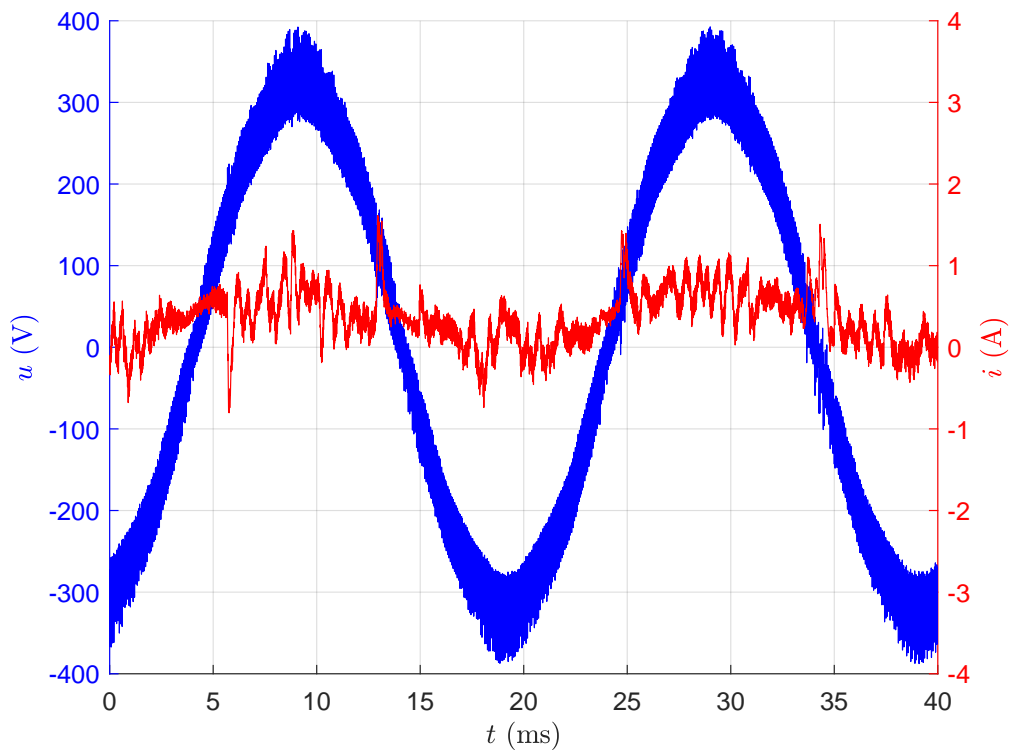
Obrázek 4.4: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, zátěž přibližně 1 kW.



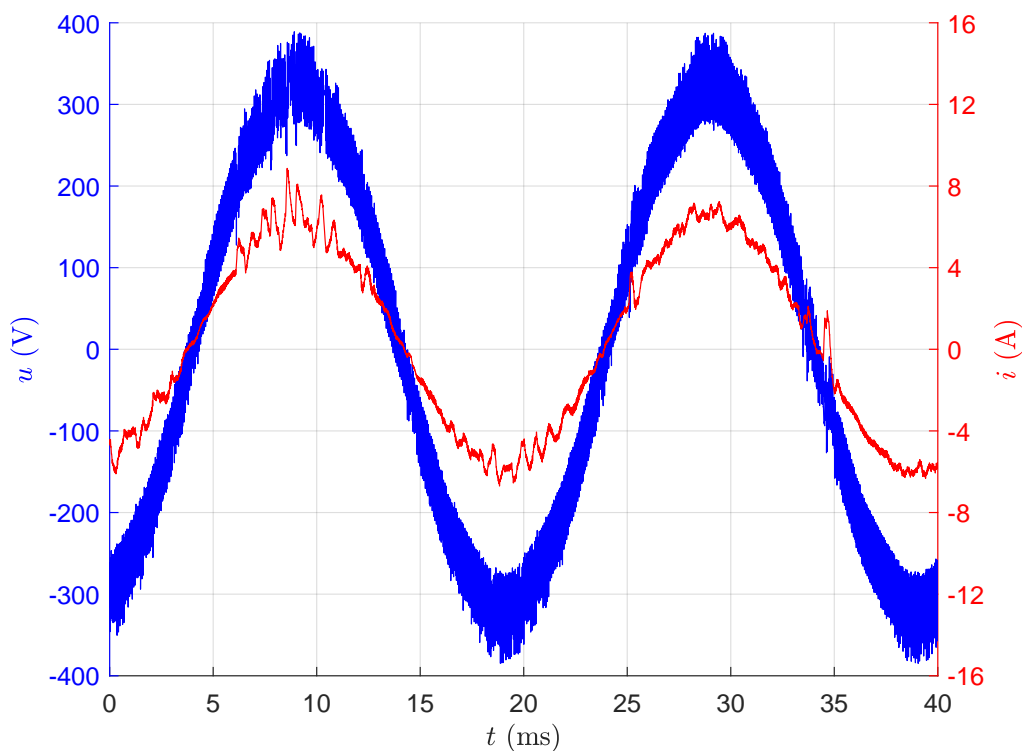
Obrázek 4.5: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V, zátěž přibližně 3 kW.



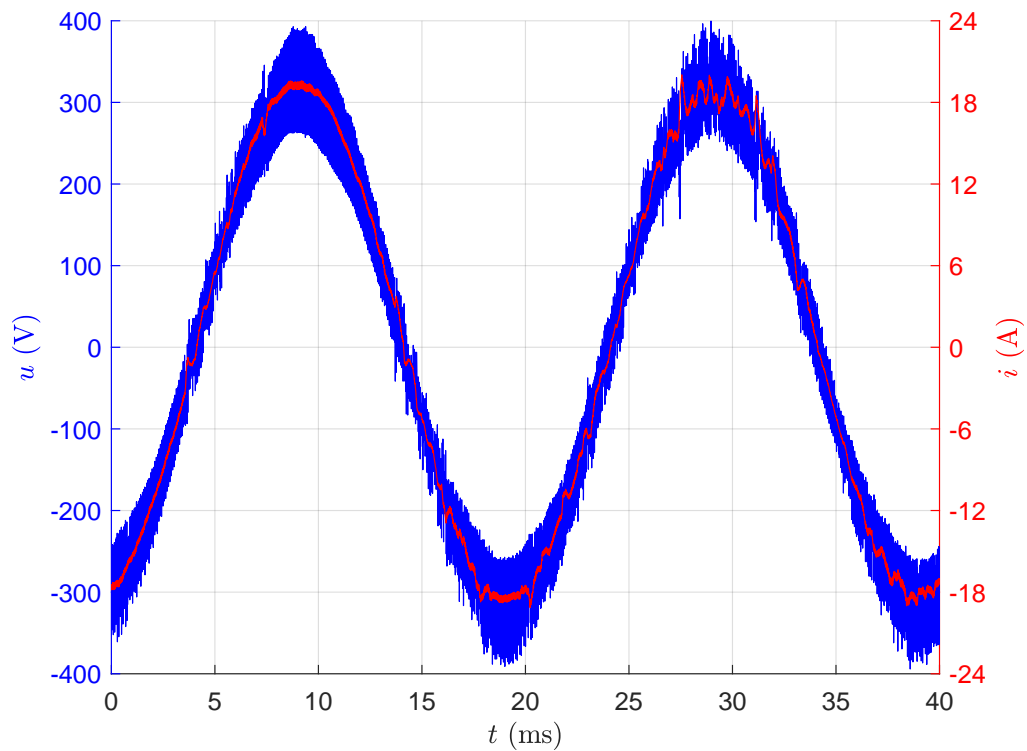
Obrázek 4.6: Naměřený průběh výstupního napětí při různých zátěžích, PQ regulace: $U_{DC} = 400$ V.



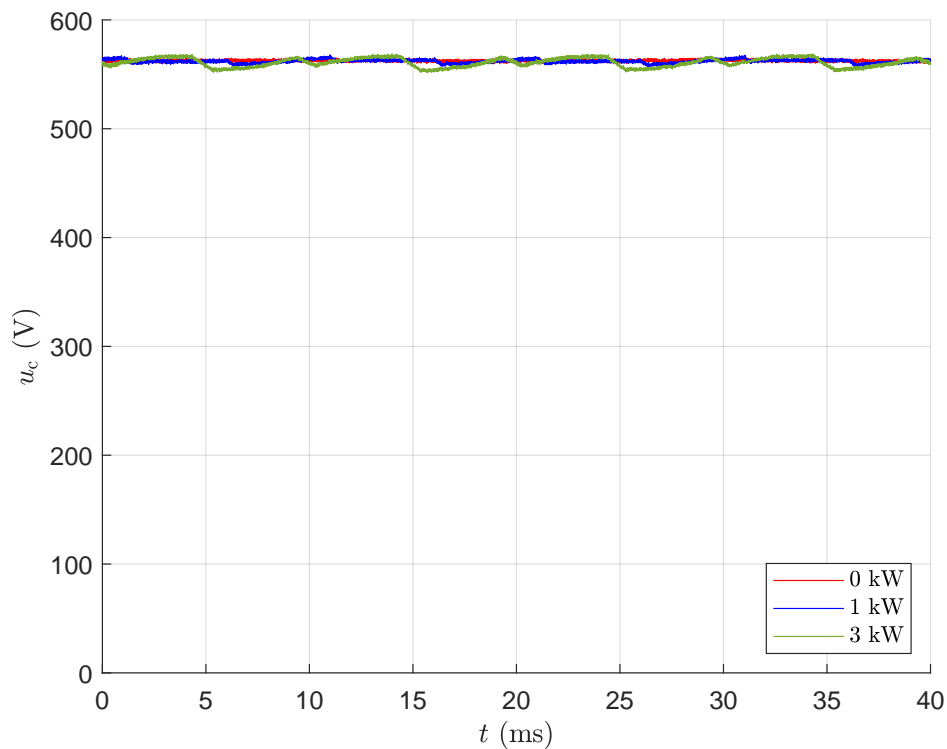
Obrázek 4.7: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565$ V, bez zátěže.



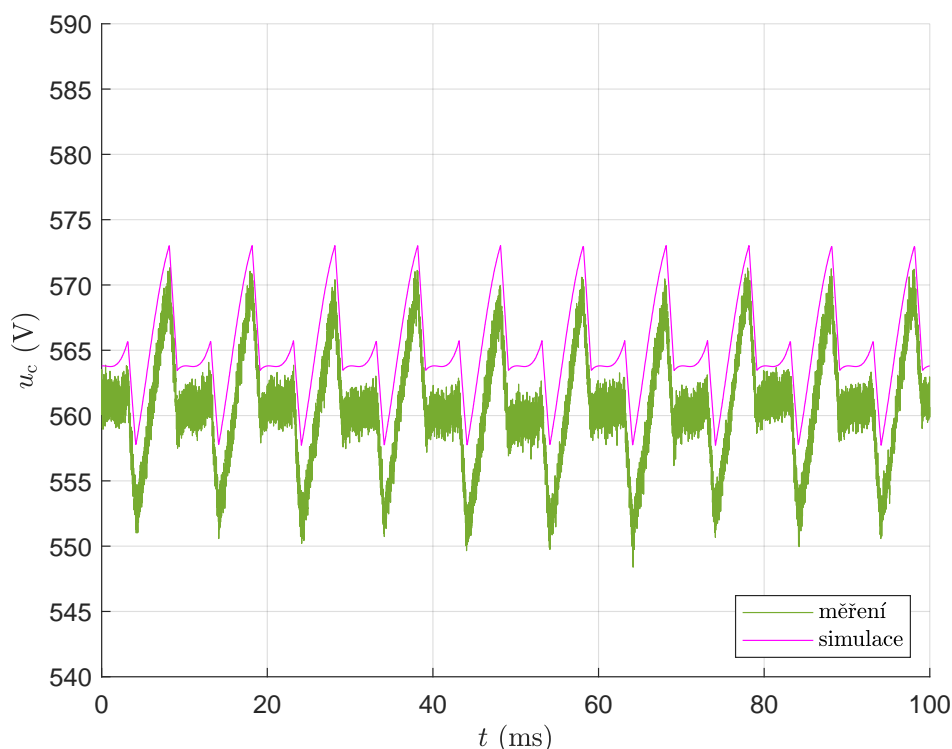
Obrázek 4.8: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565$ V, zátěž přibližně 1 kW.



Obrázek 4.9: Naměřené vstupní průběhy, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$, zátěž přibližně 3 kW.



Obrázek 4.10: Naměřený průběh výstupního napětí při různých zátěžích, PQ regulace: $U_{DC} = 565 \text{ V}$.



Obrázek 4.11: Naměřený a simulovaný průběh výstupního napětí, PQ regulace: $U_{DC} = 565$ V, detail při zátěži 3 kW.

Tabulka 4.1: Naměřené střední hodnoty napětí na výstupu aktivního usměrňovače při PQ regulaci.

Nastavené U_{DC}	Zátěž	Naměřené U_{DC}
400 V	0 kW	400,1 V
	1 kW	400,6 V
	3 kW	398,7 V
565 V	0 kW	562,4 V
	1 kW	562,0 V
	3 kW	561,0 V

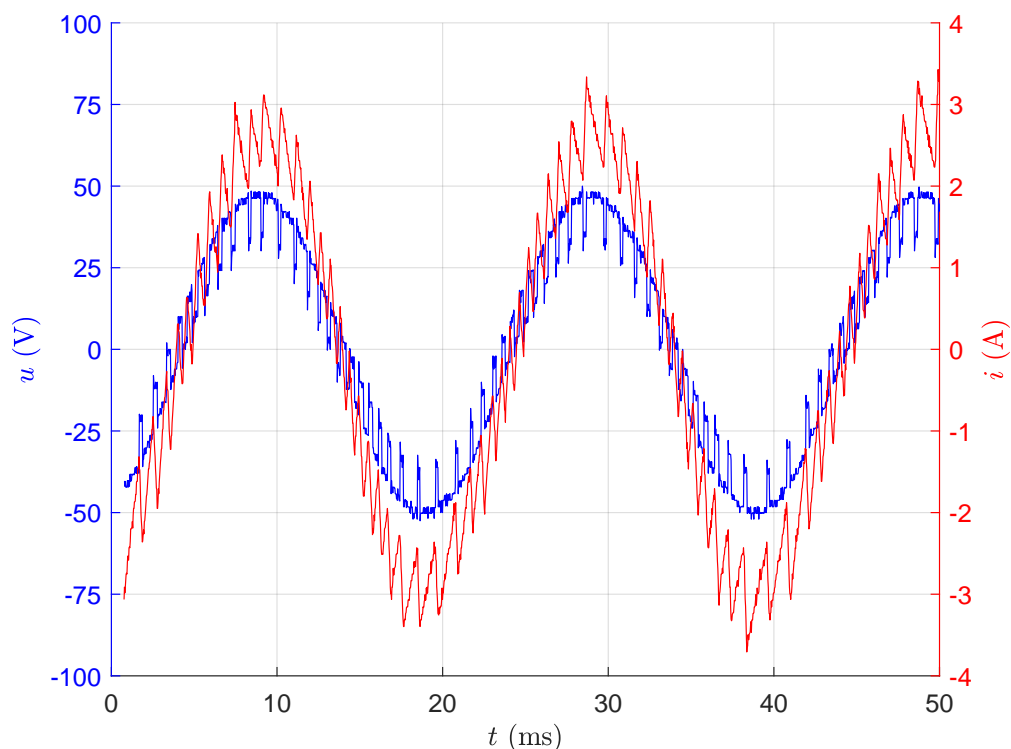
4.4.2 Hysterezní proudová regulace

Vedle primárně realizované a ověřované PQ regulace bylo na jednofázovém aktivním usměrňovači realizováno navíc také řízení s využitím hysterezní proudové regulace, popsané v části 2.1 a simulované v části 3.1. Zásadním omezením pro realizaci hysterezního proudového regulátoru s popsáním vybavením pracoviště je fakt, že jeho funkce, tedy porovnávání rozdílu měřené a žádané hodnoty proudu s mezemi pásma necitlivosti, je realizována softwarově v programu řídicího počítače dSPACE DS1103. Z toho plyne, že porovnání může probíhat nejčastěji jednou za 50 μ s, což je minimální perioda, kterou systém reálného času na tomto řídicím počítači nabízí. To je v porovnání se strukturami využívajícími sinusovou PWM, která umožňuje vydávat řídicí impulzy trvající jen několik jednotek mikrosekund, řádový rozdíl. Dalším problémem jsou ochranné doby, které je při na měnič nastaveném přímém režimu nutno zajistit v řídicím počítači. K tomu je využita v části 4.1.4 již popsaná jednotka třífázové PWM, které jsou však z hysterezního regulátoru předávány pouze požadavky na nulovou nebo jednotkovou střidu. To však patrně,

jak bylo zjištěno, způsobuje další dopravní zpoždění a prodlužuje dobu do reakce měniče na změnu regulační odchylky proudu.

Druhý zmiňovaný problém by bylo možné eliminovat přenastavením budičů v IGBT měniči tak, aby byly ochranné doby zajištěny pomocí jejich hardwaru, a nahrazením třífázové PWM jednotky prostým spínáním výstupů v softwaru. To však neřeší problém první, který i sám o sobě zásadně omezuje použitelnost implementované hysterezní proudové regulace. Onen problém by bylo nutné řešit volbou jiného hardwaru, který by musel umožnit převod analogové hodnoty proudu na digitální a porovnání regulační odchylky s hysterezním pásmem mnohem častěji, v řádu jednotek mikrosekund, ať už by šlo o procesor nebo hradlové pole, případně zcela analogové řešení hysterezního regulátoru.

Z toho důvodu byla hysterezní proudová regulace jednofázového aktivního usměrňovače realizována na řídicím počítači dSPACE DS1103 pouze pro ukázkou a pro doplnění. Měření proběhlo při výrazně sníženém vstupním střídavém napětí, přibližně 35 V, jelikož při vyšších napětích by již byly průběhy proudu na tlumivce strmé natolik, že by hysterezní regulátor s takto dlouhou reakční dobou nedokázal průběh udržet. Požadované výstupní napětí bylo nastaveno na 60 V. Průběhy vstupního napětí u a proudu i při tomto měření jsou na obrázku 4.12.



Obrázek 4.12: Naměřené vstupní průběhy, ukázkou hysterezní proudové regulace.

4.5 Zhodnocení výsledků měření

Na základě naměřených průběhů na realizovaném jednofázovém aktivním usměrňovači řízeném s využitím PQ regulace lze konstatovat, že takto řízený aktivní usměrňovač v zásadě splňuje požadavky na něj kladené definované za začátku kapitoly 2, tedy:

- Základní harmonická složka odebíraného proudu je ve fázi se základní harmonickou složkou napětí na vstupu jednofázového aktivního usměrňovače, viz obrázky 4.4, 4.5, 4.8 a 4.9. Účinník tedy dodržuje požadovanou hodnotu $\cos \varphi = 1$, to znamená, že aktivní usměrňovač ze sítě neodebírání ani do ní nedodává jalový výkon.

Výjimkou je provoz při velmi malé zátěži, při které není síťový kmitočet dominantní složkou ve frekvenčním spektru odebíraného proudu, resp. průběh proudu ani není možné považovat za periodický, jak ukazují obrázky 4.3 a 4.7. V tomto případě však nelze účinník $\cos \varphi$ jako kosinus fázového rozdílu mezi napětím a proudem, považovat za vypovídající ukazatel. Výrazně nesinusový průběh proudu při velmi malé zátěži byl však pozorován i ve výsledcích simulace, viz obrázek 3.11. V části 3.5 bylo diskutováno možné řešení pro případ, že by tento režim provozu aktivního usměrňovače nebyl považován za žádoucí.

Z naměřených průběhů proudu, zejména pak průběhu na obrázku 4.7 je také patrná nenulová stejnosměrná složka (střední hodnota) odebíraného proudu. Nebylo zjištěno, zda takováto stejnosměrná složka proudu skutečně existuje a souvisí se zvolenou řídicí strukturou nebo volbou jejích parametrů, nebo zda jde o systematickou chybu měření. Fakt, že střední hodnota proudu spíše než s velikostí zátěže či nastaveným výstupním napětím měniče koreluje se zvoleným rozsahem vstupu osciloskopu, však nasvědčuje spíše druhé z možností.

- Výstupní napětí aktivního usměrňovače je udržováno na nastavené hodnotě, viz obrázky 4.6 a 4.10.

Na obrázku 4.11 je detail průběhu výstupního napětí při nejhorší měřené kombinaci z hlediska jeho zvlnění². Graf na obrázku ukazuje, že v tomto případě je zvlnění přibližně ± 10 V, tj. $\pm 1,8\%$ z hodnoty výstupního napětí. Zvlnění napětí je nicméně dáno především způsobem zatěžování měniče spínáním zatěžovacího rezistoru. Uváděná hodnota zatížení 3 kW je střední hodnotou výkonu, okamžitá hodnota výkonu se však mění mezi hodnotou nulovou při vypnutí zatěžovacího rezistoru (zanedbáme-li vliv vybíjecích rezistorů integrovaných v modulu měniče) a hodnotou výkonu při jeho zapnutí. Přijmeme-li zjednodušení, že v výstupní napětí se v průběhu zapnutí obvodu se zatěžovacím rezistoru nemění, potom tento výkon při zapnutí zatěžovacího rezistoru činí

$$P_{z,zap.} \approx \frac{U_c^2}{R_z} \approx \frac{(561 \text{ V})^2}{21 \Omega} = 15 \text{ kW.} \quad (4.2)$$

Perioda spínání zatěžovacího rezistoru 5 ms (odpovídající kmitočtu 200 Hz) je na průběhu výstupního napětí na obrázku 4.11 dobře patrná. Lze předpokládat, že při odběru výkonu, který by byl spínán při vyšším kmitočtu (např. odpovídajícím spínacímu kmitočtu aktivního usměrňovače, tj. 15 kHz), a/nebo při rovnoměrnějším odběru výkonu (např. pohonem s třífázovým střídačem), by bylo zvlnění výstupního napětí menší. Na obrázku 4.11 je také pro porovnání zobrazen průběh výstupního napětí při stejném způsobu zatěžování měniče vypočtený simulací. Pro tuto simulaci byl upraven model PQ regulace použitý pro simulace v části 3.3 dosazením některých parametrů reálného měniče a simulováním spínání zatěžovacího rezistoru.

Vedle zvlnění výstupního napětí je vyhodnoceno také dodržení jeho nastavené střední hodnoty. Naměřené střední hodnoty napětí jsou uvedeny v tabulce 4.1. Tabulka ukazuje, že při nastaveném napětí 565 V je měřená střední hodnota napětí mírně nižší a se zatížením měniče mírně klesá. Tuto odchylku považuje autor za přijatelnou. Lze uvažovat o následujících příčinách, resp. opatřeních pro eliminaci této odchylky:

- Nastavení parametrů regulátoru výstupního napětí. Jiným nastavením parametrů, případně volbou jiného typu regulátoru by bylo možné dosáhnout menší odchylky. Tím by však zároveň mohlo dojít ke zhoršení jiných vlastností aktivního usměrňovače.

²Jde o nejhorší kombinaci ve smyslu vyššího výstupního napětí a největší zátěže. Významný vliv na zvlnění a tvar výstupního napětí má však také relativní poloha spínání zatěžovacího rezistoru v rámci periody vstupního napětí.

- Parametry regulátoru výstupního napětí byly laděny pro napětí 400 V, přičemž regulátor pracuje s regulační odchylkou ve voltech a nikoli v poměrných jednotkách. To může být důvodem zhoršené kvality regulace při napětí 565 V, tedy mimo pracovní bod, pro který byl regulátor naladěn. Pro zajištění lepší kvality regulace v různých pracovních bodech by bylo možné využít adaptivní změny parametrů regulátoru.
- Měření pro regulaci uvažuje lineární závislost výstupu měřicího řetězce na hodnotě měřené veličiny (viz část 4.1.3), zatímco průběhy prezentované v části 4.4 jsou měřeny nezávisle. Nelinearita nebo chyba měření by tak mohly být dalšími z příčin této odchylky.

Průběh výstupního napětí z obrázku 4.11 získaný simulací však střední hodnotu 565,0 V má. Pokud by tedy šlo o problém regulace, musela by příčina souviset s nějakým aspektem, který není v simulačním modelu zohledněn.

V naměřených průbězích vstupního střídavého napětí se vyskytuje významná složka vyšších kmitočtů odpovídající spínání aktivního usměrňovače. Zatímco v simulacích byl na vstupu jednofázového aktivního usměrňovače uvažován ideální zdroj sinusového napětí, v případě realizovaného usměrňovače je tomuto ideálu jeho napájení poměrně vzdáleno. Vstup aktivního usměrňovače byl připojen na indukční regulátor, jehož rozptylovými indukčnostmi společně s indukčností kabelu spojujícího indukční regulátor s pracovištěm a dalšími indukčnostmi v napájecí síti lze vysvětlit úbytky napětí, které odpovídají poměrně rychlým nárůstům a poklesům okamžité hodnoty proudu a spínání a vypínání IGBT opakujícím se během chodu aktivního usměrňovače.

Dalším podstatným zkrácením v naměřených průbězích oproti ideálním průběhům, za které lze považovat výsledky simulací, jsou špičky na průběhu vstupního proudu, které se na průběhu vyskytují nepravidelně. Při podrobnějším zkoumání průběhů bylo navíc zjištěno, že s těmito špičkami korespondují části průběhu vstupního napětí, kde je výrazně menší nebo dokonce žádné rušení popsané v předchozím odstavci související se spínáním (nejlépe patrné na obrázku 4.4), což znamená, že dochází ke spínání výrazně méně nebo dokonce nedochází vůbec. Dalším zkoumáním byla identifikována následující posloupnost událostí, která vysvětluje vznik špiček proudu i vynechávání spínání:

1. Dojde ke skoku naměřené hodnoty výstupního napětí usměrňovače, který je většinou pouze v jediném vzorku výstupního napětí, následující vzorek je blízký původní hodnotě napětí. Tento skok není skutečný, jeho pravděpodobným zdrojem je rušení. V jednom konkrétním zkoumaném případě například v jednom vzorku pokleslo měřené napětí z 400 V na 392 V.
2. PI regulátor napětí na změřenou změnu výstupního napětí reaguje požadavkem na změnu činné složky proudu (v uváděném příkladu na pokles napětí reaguje zvýšením činné složky proudu).
3. Okamžitá hodnota proudu začíná růst/klesat podle požadavku regulátoru (první část špičky).
4. Naměřená hodnota výstupního napětí se vrátí do normálu, návrat žádané činné složky proudu na původní hodnotu je však s ohledem na PI charakter regulátoru o něco pomalejší. Okamžitá hodnota proudu proto stále ještě chvíli roste/klesá podle původního požadavku regulátoru (první část špičky).
5. Regulace začíná vracet okamžitou hodnotu proudu zpět do normálu (je dosažen vrchol špičky). Maximální rychlost poklesu proudu i je však omezena rozdílem výstupního napětí u_c a okamžité absolutní hodnoty vstupního napětí u , jelikož při

sepnutí kombinace IGBT pro snížení vstupního proudu, při zanedbání odporu tlumivky, platí

$$|u| - u_c = L \frac{di}{dt}, \quad (4.3)$$

kde L je indukčnost tlumivky. Požadavek regulace na rychlý pokles proudu tak vede k tomu, že je tato spínací kombinace sepnuta po určitou dobu trvale. To se pak projeví absencí rušení od spínání v průběhu vstupního napětí.

Výskyt špiček na průběhu proudu by tak bylo možné eliminovat odstraněním příčiny jejího vzniku. Budeme-li uvažovat, že rušení měření výstupního napětí není jednoduché se vyhnout a nelze jej odstranit zcela, řešením by bylo omezit reakci regulátoru napětí na tyto chybové skoky naměřené hodnoty proudu. Toho lze docílit nastavením parametrů regulátoru (nebo aplikováním filtru na měřené hodnoty) vedoucím ke zpomalení reakce regulátoru. To by však mohlo vést ke zhoršení kvality regulace, pokud jde o udržování nastavené hodnoty napětí, která byla diskutována dříve. Alternativním řešením by mohlo být vhodně zvolené pravidlo, které by vedlo k ignorování podezřelých vzorků napětí regulátorem.

Provedená měření ukázala, že realizovaný jednofázový aktivní usměrňovač s PQ regulací je v režimu toku činného výkonu ze střídavé na stejnosměrnou stranu plně funkční a vykazuje pouze drobnější problémy (zejména zmiňované špičky na průběhu proudu), které ovšem neohrožují jeho schopnost poskytovat na výstupu stejnosměrné napětí a výkon v dostatečné kvalitě. V režimu *ustáleného* toku činného výkonu opačným směrem (režimu rekuperace) nebyl realizovaný měnič zkoušen vzhledem k absenci aktivní zátěže. I v tomto režimu je však měnič řízen stejnou regulační strukturou, navíc krátkodobý tok výkonu do sítě byl úspěšně vyzkoušen snížením výstupního napětí při nulové zátěži (při tom docházelo ke snížení energie elektrického pole v kondenzátorech, a tím pádem k řízenému toku činného výkonu z měniče do napájecí sítě). Proto se nepředpokládá, že by realizovaný jednofázový aktivní usměrňovač s PQ regulací provozu nebyl schopen.

U demonstrovaného řízení aktivního usměrňovače s využitím hysteretzního proudového regulátoru ukazuje průběh na obrázku 4.12 dopad omezení popsanych v části 4.4.2. „Zuby“ na průběhu proudu jsou důsledkem nízké rychlosti reakce regulace na změnu okamžité hodnoty proudu, špičky na průběhu napětí jsou pak důsledkem těchto „zubů“ a již zmiňované indukčnosti napájecí soustavy, ke které byl aktivní usměrňovač připojen.

Kapitola 5

Závěr

V úvodní části této práce byly představeny nevýhody klasických diodových a tyristorových usměrňovačů při jejich využití v elektrických pohonech, které řeší vhodně řízený aktivní usměrňovač. Ve druhé kapitole byly představeny vybrané metody řízení jednofázové varianty aktivního usměrňovače a popsány příslušné regulační struktury. Ve třetí kapitole jsou dokumentovány provedené matematické simulace chodu jednofázového aktivního usměrňovače s využitím popsaných metod řízení a je provedeno zhodnocení výsledných průběhů sledovaných veličin a jejich porovnání mezi jednotlivými metodami řízení. Na základě simulací byl pro realizaci zvolen jednofázový aktivní usměrňovač využívající PQ regulaci. Čtvrtá kapitola potom byla věnována fyzicky realizovanému měniči, bylo zde představeno použité vybavení i praktické řešení některých aspektů řízení reálného aktivního usměrňovače a prezentovány výsledky měření na realizovaném usměrňovači. Výsledkem je funkční jednofázový aktivní usměrňovač s PQ regulací.

Simulaci jednofázového aktivního usměrňovače s řízením s PQ regulací prezentovanou v části 3.3 nelze s měřením na fyzickém měniči srovnávat přímo, jelikož parametry použitého matematického modelu byly zvoleny tak, aby mohly být porovnány jednotlivé metody řízení mezi sebou a prověřeny při různých zátěžích, a od realizovaného aktivního usměrňovače se liší v parametrech obvodu (indukčnost tlumivky) i řízení (spínací kmitočet). To však vůbec není na závadu, jelikož se ukázalo, že model i reálný usměrňovač splňují hlavní požadavky kladené na funkci aktivního usměrňovače a že vlastnosti, ve kterých se liší, nezávisí na rozdílných parametrech, ale na reálných vlivech, které nebyly v simulačním modelu uvažovány.

Simulace i měření tedy ukázaly funkčnost struktury PQ regulace a v obou případech je dosahováno požadovaného jednotkového účinníku na vstupu usměrňovače a střední hodnota výstupního stejnosměrného napětí je udržována s jen malou odchylkou na nastavené hodnotě. Vzhledem k rozdílnému charakteru zátěže (plynule proměnná zátěž v simulacích v kapitole 3 vs. spínaný rezistor v realitě) byla pro porovnání průběhu výstupního napětí provedena zvláště jedna simulace s parametry usměrňovače a způsobem zatěžování odpovídajícími realizovanému měniči. Výsledky této simulace souhlasí s odpovídajícím měřením (viz obrázek 4.11), a to s výhradou mírně odlišné střední hodnoty napětí, což bylo v části 4.5 diskutováno.

Měření bylo ukázáno, že realizovaný aktivní usměrňovač funguje při různých nastavených napětích na svém výstupu (400 V a 565 V při napájení střídavým napětím 230 V) a různých velikostech zátěže odebírající výkon. Rekuperace nebyla zkoušena z důvodu nedostupnosti vhodné aktivní zátěže, nicméně se předpokládá, že i v tomto režimu je realizovaný aktivní usměrňovač funkční (viz část 4.5).

Odlišné od výsledků simulace jsou naměřené průběhy vstupního napětí z toho pohledu, že obsahují rušení způsobené spínáním IGBT v měniči, jelikož v simulaci nebyla uvažována indukčnost napájecího přívodu, ale „tvrdá“ napájecí síť. Rušení do sítě je možné snížit připojením vhodného kondenzátoru na vstup měniče jako filtru. Další odchylkou

a z pohledu autora nejzávažnějším nedostatkem realizovaného aktivního usměrňovače jsou špičky na průběhu proudu, jejichž příčina je rozebrána v části 4.5 a pravděpodobně též souvisí s rušením. Nalezení vhodného opatření pro odstranění těchto špiček by bylo při snaze o zlepšení kvality průběhu odebíraného proudu¹ logickým pokračováním této práce.

V úvodu této práce byl aktivní usměrňovač představen jakožto součást frekvenčního měniče napětového typu napájecího střídavý motor. Ve většině aplikací v elektrických pohonech se jako tento Active Front End (AFE) využívá třífázových aktivních usměrňovačů. Jednofázový aktivní usměrňovač nalézá uplatnění v případě pohonů, u kterých není třífázové napájení dostupné nebo vhodné. Vedle možného využití ve spotřebičích připojovaných do jednofázové sítě nízkého napětí jde zejména o železniční závislou trakci; nicméně existují i další důvody pro jednofázové napájení, například v případě odlehklých lokalit [20].

Logickým pokračováním této práce by tak mohla být realizace celého pohonu využívajícího jako AFE jednofázový aktivní usměrňovač. Poté by bylo možné ověřit chování jednofázového aktivního usměrňovače pracujícího do stejnosměrného meziobvodu, odkud odebírá výkon střídač napájecí motor a zároveň ověřit provoz v režimu rekuperace, tedy brzdění motoru s návratem činného výkonu do napájecí sítě. Dále lze uvažovat o určitém propojení regulačních struktur aktivního usměrňovače a střídače a zkoumání jejich přínosů a nevýhod, například

- předávání informace z regulačních struktur střídače o žádaném proudu, který má být odebírán střídačem ze stejnosměrného meziobvodu, do řízení aktivního usměrňovače, a tím zavedení dopředné vazby do regulace napětí v meziobvodu; tato možnost byla naznačena v části 2.4;
- s tím související možnost vypínání aktivního usměrňovače v době, kdy střídač neodebírá proud; nebo
- řízení velikosti napětí v meziobvodu podle potřeby, tedy například snížení velikosti napětí v meziobvodu v okamžiku, kdy není vyššího napětí pro práci pohonu v aktuálním pracovním bodě třeba, což by mohlo například umožnit snížit spínací kmitočet střídače, a tím také jeho ztráty.

Základním předpokladem pro taková nebo obdobná propojení regulačních struktur střídače a aktivního usměrňovače je však jejich řízení pomocí společného řídicího počítače (který by však musel disponovat dostatečným množstvím vhodných výstupů pro řízení alespoň 11 spínaných IGBT – čtyř v aktivním usměrňovači, šesti v třífázovém napětovém střídači a jednoho pro spínání brzděného rezistoru) nebo existence takové komunikační vazby mezi řídicími jednotkami aktivního usměrňovače a střídače, která zajistí dostatečně rychlé a spolehlivé předávání komunikovaných informací.

Dalšími možnostmi vylepšení realizovaného jednofázového aktivního usměrňovače by bylo zhodnocení jeho nepříznivých zpětných vlivů na napájecí síť a navržení vhodných opatření k jejich snížení (např. návrh vstupního filtru) či stanovení a implementace opatření pro umožnění provozu v síti s malým zkratovým výkonem, kde by větší odběr, resp. dodávka proudu usměrňovačem mohly vést k nepřijatelnému poklesu, resp. nárůstu napětí v síti.

¹Jedním ze sledovaných ukazatelů zpětného vlivu zařízení na elektrickou síť je výskyt vyšších harmonických složek v průběhu odebíraného proudu. Jejich vyhodnocení předpokládá z definice periodický průběh proudu, vyšší harmonické složky se projevují zkreslením sinusového průběhu v každé periodě stejným způsobem. Výskyt popisovaných špiček proudu v čase i jejich velikost jsou však nepravidelné, nejde tedy o periodicky se opakující signál a špičky tedy nelze považovat za původce obsahu vyšších harmonických. I tyto špičky proudu však mají bezesporu zpětný vliv na napájecí síť a jejich odstranění lze považovat za zvýšení kvality.

Bibliografie

- [1] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt a P. Lezana, „PWM regenerative rectifiers: state of the art“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, roč. 52, č. 1, s. 5–22, 2005, ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2004.841149.
- [2] ČSN IEC 60050-131: *Mezinárodní elektrotechnický slovník – Část 131: Teorie obvodů*, technická norma, Český normalizační institut, Praha, led. 2005.
- [3] ČSN EN 50160 ed. 4: *Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných elektrických sítí*, technická norma, Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, Praha, lis. 2023.
- [4] ČSN EN 50163 ed. 2: *Drážní zařízení – Napájecí napětí trakčních soustav*, technická norma, Český normalizační institut, Praha, čvc. 2005.
- [5] K. Denis, K. Olha a R. Serhii, „Active rectifier with different control system types“, in *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 2020, s. 273–278, ISBN: 978-0-7381-0568-0. DOI: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
- [6] V. K. Sood, *HVDC and FACTS Controllers*, M. A. Pai a A. Stankovic, ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004, ISBN: 1-4020-7890-0.
- [7] S. long Qi, C. cheng Xu, C. hua Zhang a C. Jiang, „An Improved Control Strategy for Full-controlled Single-phase H Bridge Rectifier“, in *Proceedings of the 2015 International Conference on Intelligent Systems Research and Mechatronics Engineering*, Atlantis Press, 2015/04, s. 996–1000, ISBN: 978-94-62520-59-2. DOI: 10.2991/isrme-15.2015.208. URL: <https://doi.org/10.2991/isrme-15.2015.208>.
- [8] N. Cherix. „Proportional resonant controller“, Imperix Ltd. (2021), URL: <https://imperix.com/doc/implementation/proportional-resonant-controller> (cit. 03.03.2024).
- [9] J. Soomro, T. D. Memon a M. A. Shah, „Design and analysis of single phase voltage source inverter using Unipolar and Bipolar pulse width modulation techniques“, in *2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEEES)*, 2016, s. 277–282, ISBN: 978-1-5090-2889-4. DOI: 10.1109/ICAEEES.2016.7888052.
- [10] Y. Zhang, J. Jiao, J. Liu a J. Gao, „Direct Power Control of PWM Rectifier With Feedforward Compensation of DC-Bus Voltage Ripple Under Unbalanced Grid Conditions“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, roč. 55, č. 3, s. 2890–2901, 2019, ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2019.2896063.
- [11] M. Gonzalez, V. Cardenas a F. Pazos, „DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power“, in *9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004*, 2004, s. 177–182, ISBN: 0-7803-8790-2. DOI: 10.1109/CIEP.2004.1437575.

- [12] N. Cherix. „Fictive axis emulation (FAE) for single-phase inverter“, Imperix Ltd. (2021), URL: <https://imperix.com/doc/implementation/fictive-axis-emulation-fae-for-single-phase-inverter> (cit. 08.03.2024).
- [13] M. Liserre, A. Dell’Aquila a F. Blaabjerg, „Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions“, in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, sv. 2, 2002, s. 1181–1188. DOI: 10.1109/IAS.2002.1042708.
- [14] J. Venkat, A. Shukla a S. V. Kulkarni, „A novel dq-vector based control for the three phase active rectifier in a power electronic transformer“, in *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2013, s. 1–6, ISBN: 978-1-4799-2275-8. DOI: 10.1109/INDCON.2013.6725915.
- [15] K. J. Åström a T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd ed. Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1995, ISBN: 1-55617-516-7.
- [16] M. Karimi-Ghartema, *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2014, ISBN: 978-1-118-79513-2.
- [17] ČSN IEC 60050-551-20: *Mezinárodní elektrotechnický slovník – Část 551-20: Výkonová elektronika – Harmonická analýza*, technická norma, Český normalizační institut, Praha, pros. 2002.
- [18] *DS1103 PPC Controller Board Hardware Installation and Configuration*, ver. 2014-B, dSPACE GmbH, lis. 2014.
- [19] „Real-Time Interface (RTI)“, dSPACE GmbH. (2021), URL: <https://www.dspace.com/en/ltd/home/products/sw/impsw/real-time-interface.cfm> (cit. 06.05.2024).
- [20] M. M. Swamy a C. Guddanti, „An Improved Single-Phase Active-Front-End Rectifier System for Use With Three-Phase Variable-Frequency Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, roč. 51, č. 2, s. 1732–1742, 2015, ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2014.2354742.

