

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Měnič pro symetrizaci odběru

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2018/2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Miloš STRAKA**
Osobní číslo: **E17N0046P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Měnič pro symetrizaci odběru**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Proveďte přehled aktivních filtrů a měničů pro symetrizaci odběru.
2. Sestavte simulační model měniče, který umožňuje symetrizaci odebíraného výkonu.
3. Ověřte vlastnosti a chování měniče pro symetrizaci odběru.

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na vytvoření modelu měniče pro symetrizaci odběru v programu MATLAB. Prvním krokem bylo zajistit fungování modelu měniče v režimu napět'ového pulzního usměřovače s vektorovým řízením. Tento model byl následně vylepšen do režimu fungování jako paralelní aktivní filtr a poté finálně upraven řízením do fungování měniče pro symetrizaci odběru. Základní funkce a řízení proudu bylo ověřeno pomocí laboratorního modelu napět'ového pulzního usměřovače.

Klíčová slova

Napět'ový pulzní usměřovač, Vektorové řízení, Aktivní filtr, Měnič pro symetrizaci odběru, MATLAB, Simulink, PLECS,

Abstract

This master thesis is focused on creating a model of converter for power symmetrization in MATLAB software. The first step was create model of voltage-source active rectifier with vector control. That model was afterwards improved to active filter converter and final modification is converter for power symmetrization. The main converter behavior and current control was verified on laboratory model of three-phase active rectifier.

Key words

Voltage-source active rectifier, Vector control, Active filter, Converter for power symmetrization, MATLAB, Simulink, PLECS

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci na téma „Měníč pro symetrizaci odběru“ vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 29.5.2019

Miloš Straka

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Vojtěchovi Blahníkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
1 CÍLE PRÁCE A METODIKA ŘEŠENÍ	11
2 AKTIVNÍ FILTRY A MĚNIČE PRO SYMETRIZACI ODBĚRU	12
2.1 PARALELNÍ AKTIVNÍ FILTR.....	13
2.2 SÉRIOVÝ AKTIVNÍ FILTR.....	14
2.2.1 <i>Linkový kondicionér</i>	15
2.3 KOMBINOVANÝ AKTIVNÍ FILTR.....	15
2.4 HYBRIDNÍ FILTRY.....	15
2.5 ŘÍZENÍ AKTIVNÍCH FILTRŮ.....	16
2.6 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....	16
2.7 MĚNIČE PRO SYMETRIZACI ODBĚRU.....	18
3 MODEL MĚNIČE PRO SYMETRIZACI ODBĚRU	20
3.1 NAPĚŤOVÝ PULZNÍ USMĚRŇOVAČ.....	23
3.2 AKTIVNÍ FILTR.....	30
3.3 MĚNIČ PRO SYMETRIZACI ODBĚRU.....	35
4 MĚŘENÍ	39
5 ZÁVĚR	44
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	46
PŘÍLOHY	47

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na vytvoření modelu měniče pro symetrizaci odběru, který umožňuje napájení jednofázového spotřebiče symetricky z trojfázové sítě.

Text je rozdělen do tří částí.

V první části je udělána rešerše typů aktivních filtrů, popis jejich chování, princip fungování, základní schéma zapojení a příklady aplikací, kde jsou využívány. Dále jsou zde jednoduše popsány možné typy řízení a popsán důvod symetrizace.

V druhé části je postup, kterým bylo docíleno vytvoření modelu měniče pro symetrizaci odběru a jeho řízení, ze základního matematického modelu napěťové střídače s vektorovým řízením.

Ve třetí části věnované měření na reálném modelu, je porovnáno chování reálného laboratorního modelu napěťového pulzního usměřovače, odzkoušeného na malém napětí, se simulačním modelem vytvořeného pomocí programu Simulink.

Nad rámec zadání diplomové práce bylo provedeno měření na laboratorním modelu napěťového pulzního usměřovače s implementovaným vektorovým řízením. Měření bylo uskutečněno na modelu malého výkonu se sníženým napětím. Měření slouží jako demonstrace vlastností použitého vektorového řízení, které je naimplementováno v signálovém procesoru (DSP).

Seznam symbolů a zkratk

C	kondenzátor
$\cos_{(1)} \varphi$	účinník první harmonické
D	zpětné diody
f_{PWM}	frekvence nosného signálu
f_{S}	frekvence sítě
I.....	proud
I_{α}	proud ve složce α
I_{β}	proud ve složce β
$I_{\text{d}}, I_{\text{sd}}, I_{\text{md}}$	proud ve složce d
$I_{\text{dw}}, I_{\text{sdw}}, I_{\text{mdw}}$	požadovaný proud ve složce d
$I_{\text{q}}, I_{\text{sq}}, I_{\text{mq}}$	proud ve složce q
$I_{\text{qw}}, I_{\text{sqw}}, I_{\text{mqw}}$	požadovaný proud ve složce q
$I_{\text{q}}, I_{\text{sq}}, I_{\text{mq}}$	proud ve složce 0
$I_{\text{qw}}, I_{\text{sqw}}, I_{\text{mqw}}$	požadovaný proud ve složce 0
\bar{I}_{S}	vektor proudu
$I_{\text{fa}}, I_{\text{fb}}, I_{\text{fc}}$	fázový proud
I_{fs}	fázový proud sítě v první fázi
I_{fm}	fázový proud měniče v první fázi
I_{z}	proud zátěží
L.....	indukčnost
m_{a}	hloubka modulace
N	počet závitů
R_{i}	vnitřní odpor zdroje
R	odpor
t	čas
U	napětí
$U_{\text{ac1}}, U_{\text{ac2}}, U_{\text{ac3}}$	fázové napětí sítě
$U_{\text{DC}}, U_{\text{dc}}$	napětí stejnosměrného zdroje
$U_{\text{DCW}}, U_{\text{dcw}}$	požadované napětí stejnosměrného zdroje
$u_{\text{Ř}}$	řídící napětí
X	reaktance
Z.....	impedance

ϑ	uhel natočení souřadného systému d,q vůči α, β
$\bar{\Psi}$	vektor spřaženého magnetického toku
ω_s	úhlový kmitočet sítě
A/D.....	analogově digitální převodník
DFT.....	diskrétní Fourierova transformace
DSP.....	digitální signálový procesor
IGBT.....	tranzistor s izolovaným hradlem
MATLAB.....	Matrix laboratory
PI.....	proporcionálně integrační regulátor
PLECS.....	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
PWM.....	pulzně šířková modulace
RMS.....	Root Mean Square (efektivní hodnota)
TNS.....	trakční napájecí stanice

1 Cíle práce a metodika řešení

Cílem diplomové práce bylo provést přehled aktivních filtrů a měničů pro symetrizaci odběru. Dále sestavit simulační model, umožňující symetrizaci odebíraného výkonu při nesymetrickém zatížení a ověřit vlastnosti a chování měniče.

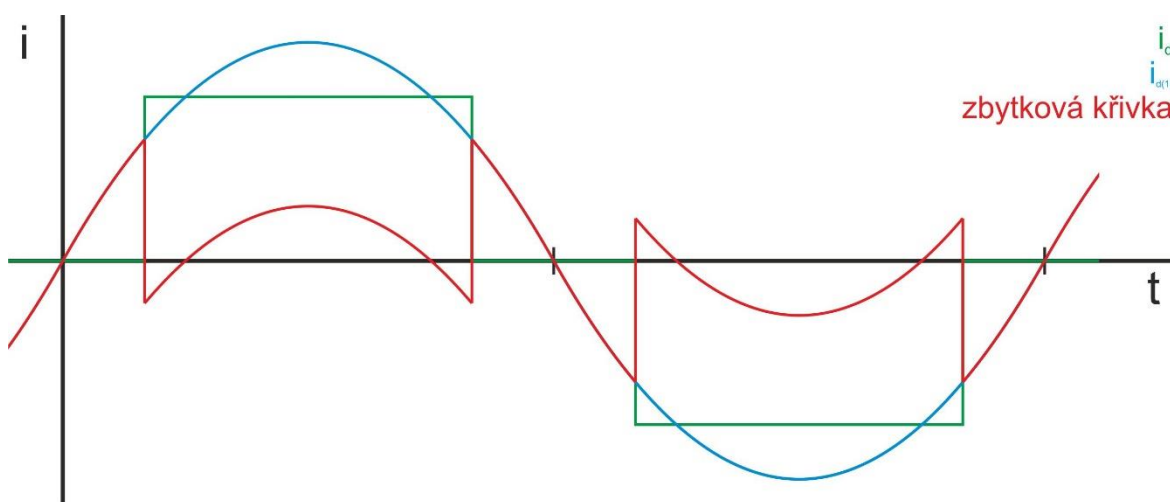
V úvodu práce je popis, co vlastně se rozumí pojmem aktivní filtr, jeho popis činnosti a důvod používání. Následně jsou popsány jednotlivé druhy aktivních filtrů, včetně základního popisu topologie zapojení a jejich použití pro konkrétní účel. Dále je zde popis typů řízení aktivních filtrů a podrobnější popis vektorového řízení střídavých motorů, jehož algoritmy je možné použít pro řízení testovaného měniče.

Hlavní část diplomové práce je věnována vytvoření měniče pro symetrizaci odběru. Popis vlastností a chování modelu, který byl vytvořen v rámci bakalářské práce, na kterou bylo navázáno. Dále jsou zde popsány jednotlivé změny topologie a způsob vytvoření základního řízení, aby chování modelu odpovídalo činnosti napět'ového pulzního usměrňovače s vektorovým řízením. Následuje popis jednotlivých změn nutných pro vytvoření aktivního filtru a jeho fungování jako měniče pro symetrizaci odběru.

Nad rámec zadání diplomové práce bylo odzkoušeno chování napět'ového pulzního usměrňovače s vektorovým řízením, které vycházelo ze simulačních modelů této diplomové práce.

2 Aktivní filtry a měniče pro symetrizaci odběru

Úkolem aktivních filtrů, stejně jako pasivních, je minimalizovat harmonické vyšších řádů a to jak napětí, tak proudů. Jedná se o generátor s vhodnou řídicí strukturou, tak aby kompenzoval nežádoucí složky harmonických vyšších řádů v ustálených i dynamických stavech. Princip funkce aktivního filtru je ve vytvoření tzv. zbytkové křivky s inverzním smyslem a tím zajistit, aby byla ze sítě odebírána pouze první harmonická. Na *Obr. 2.1* je příklad zbytkové křivky pro idealizovaný průběh proudu odebíraného ze sítě trojfázovým diodovým usměrňovačem pracujícím do RL zátěže v jedné fázi. [1]



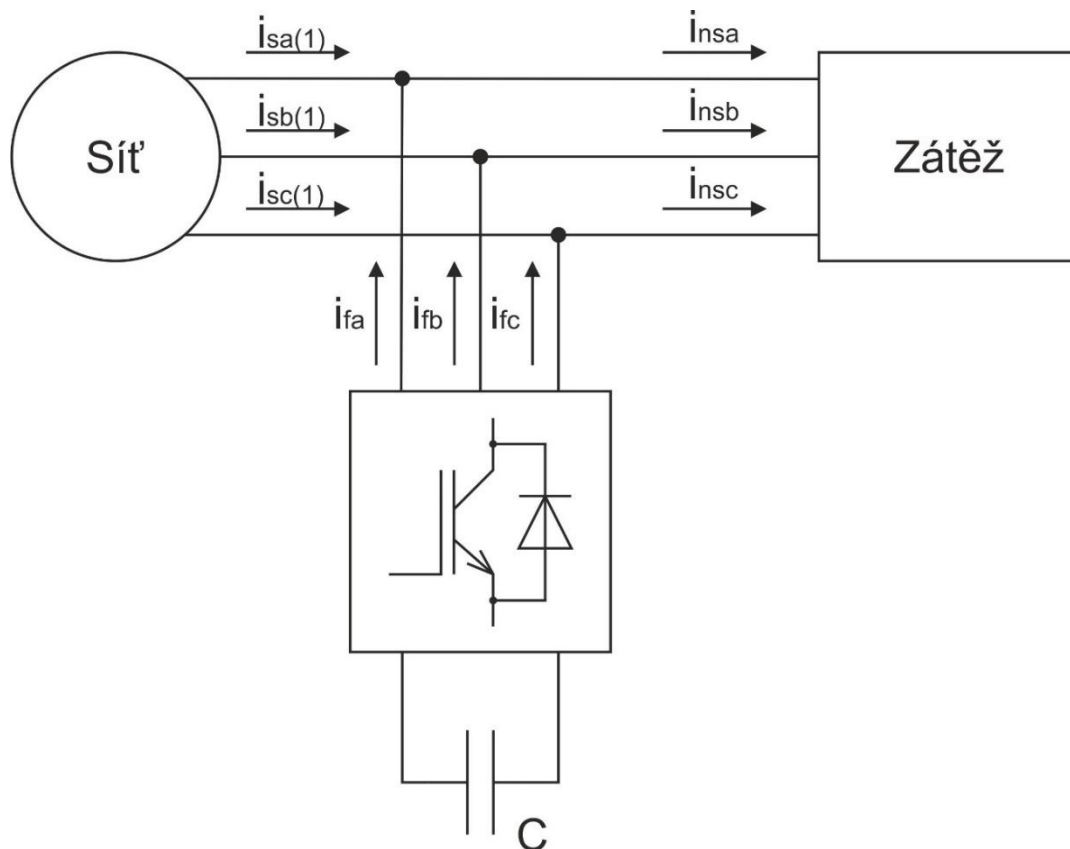
Obr. 2.1: Ukázka zbytkové křivky proudu

Připojení aktivního filtru do sítě lze provést více způsoby, záleží tedy na požadavcích, zda chceme kompenzovat napětí, proud, případně obě veličiny. Napájení aktivních filtrů je většinou zajištěno z filtrované sítě, jedná se primárně o pokrytí ztrát způsobené polovodičovými prvky filtru. Jsou-li napájeny z nezávislého zdroje, mohou sloužit jako částečná záloha v případě výpadku sítě. [1]

Jednou z vlastností aktivního filtru je schopnost symetrizace odběru ze sítě. Této vlastnosti lze využít při velkém odběru jednofázové zátěže z trojfázového systému, případně u zátěže, která je připojena na sdružené napětí. Konkrétním příkladem takové zátěže jsou Trakční napájecí stanice, které se používají pro napájení trakčních sítí (jednofázová střídavá síť 25 kV/50 Hz v ČR). TNS, která má takový měnič pro symetrizaci odebírá energii rovnoměrně ze všech tří fází, ta je ukládána do stejnosměrného obvodu, odkud je poté použita k napájení trakční sítě. Z tohoto důvodu vyplývají konstrukční požadavky meziobvodu (akumulační prvky).

2.1 Paralelní aktivní filtr

Jedná se aktivní filtr připojený paralelně k připojené zátěži. Blokové schéma zapojení je ukázáno na *Obr. 2.2* v nejčastější trojfázové variantě. Paralelní aktivní filtr je reprezentován měničem, který generuje zbytkovou křivku jednotlivých proudů i_{fa} , i_{fb} a i_{fc} v protifázi a tím zajišťuje sinusový proud odebíraný spotřebičem ze sítě.



Obr. 2.2 Blokové schéma paralelního aktivního filtru

Nejpoužívanějším typem měniče pro tuto aplikaci, je topologie s napěťovým zdrojem, který je vytvořený prostřednictvím kondenzátorů a polovodičovými spínacími prvky v můstkovém zapojení, kde pro trojfázovou variantu jsou pro každou fázi dvě spínací součástky. Vhodným řízením měniče lze libovolně proud upravovat do požadovaného tvaru. Výsledný proud obsahuje harmonické vyšších řádů, v okolí spínacích frekvencí dosahující až desítky kHz, které je nutné filtrovat. Tato filtrace je nejčastěji realizována pomocí pasivního filtru pracující jako dolní propust.

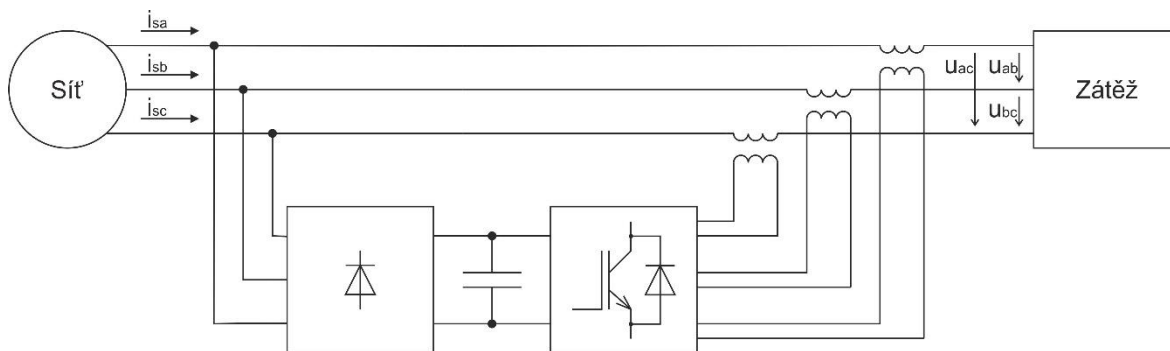
Měnič umožňuje tok elektrické energie oběma směry a to pomocí reverzace proudu s konstantním napětím na stejnosměrné straně. V případě, že teče proud směrem ze střídavé strany do stejnosměrné, pracuje měnič jako napěťový pulzní usměrňovač, pokud nespínáme

tranzistory, jedná se o jednoduchý diodový usměrňovač. Při spínání tranzistorů v tomto režimu je na indukčnosti vytvořeno napětí, které vektorově sečtené s napětím střídavého zdroje tvoří napětí na vstupu měniče. Princip je podrobněji uveden v [2]. Energií uloženou v kondenzátoru je možné využít pro režim střídače, kdy proud teče ze stejnosměrné strany do střídavé a vhodným spínáním lze generovat zbytkovou křivku proudu doplňující základní harmonickou do tvaru odpovídající typu zátěže.

Použití paralelních aktivních filtrů je v aplikacích s dynamickou kompenzací harmonických proudů vyšších řádu, popřípadě dynamickou kompenzací účinníku. Řízení těchto paralelních aktivních filtrů je hardwarově i softwarově náročné, zároveň vyžaduje nejvyšší regulační kvalitu a vysokou přesnost zpracování signálu pro správnou funkčnost zařízení. Další možnou variantou je měnič s proudovým zdrojem. [1]

2.2 Sériový aktivní filtr

Sériový aktivní filtr umožňuje udržovat amplitudu napětí, kompenzovat přepětové špičky, poklesy, upravovat napětí na svorkách zátěže a symetrizovat napájení. Blokové schéma sériového aktivního filtru je na Obr. 2.3 v nejobvyklejší trojfázové variantě.



Obr. 2.3 Blokové schéma sériového aktivního filtru

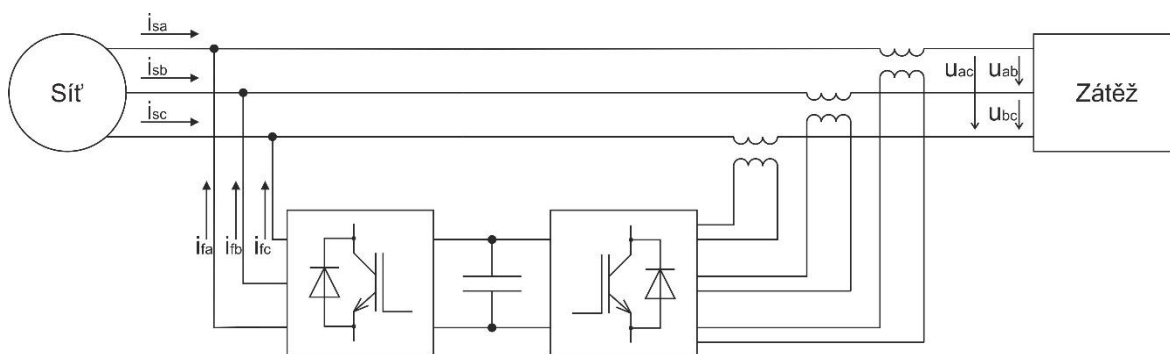
Sériový aktivní filtr pracuje jako přídavný zdroj napětí v síti, k níž je připojen. Výsledné napětí je tedy součet napětí sítě a napětí aktivního filtru. Napájení filtru je možno provést ze sítě, jež má aktivní filtr kompenzovat, případně z nezávislého zdroje. Je-li filtr napájen z nezávislého zdroje, může zároveň sloužit jako částečná záloha v případě výpadku sítě. Příkladem použití sériového aktivního filtru je také tzv. linkový kondicionér. Hodnota vlastního výkonu měniče je nižší, než je hodnota průchozího výkonu (okolo 20 – 30%).

2.2.1 Linkový kondicionér

Linkový kondicionér je zařízení, jenž má za úkol zlepšovat kvalitu elektrické energie. Zařízení pracuje jako stabilizátor napětí, tak aby se jeho hodnota neodchylovala z předem vymezených hodnot definovaných normou. Zároveň realizuje snížení cyklického kolísání napětí (flicker), eliminace přerušení a výrazné poklesy napětí, stará se o symetrii trojfázové soustavy, snížení obsahu vyšších harmonických a umožňuje minimalizovat deformační výkon. V závislosti na provedení způsobu zmíněných kritérií se zvyšuje složitost zařízení a způsob jeho řízení. [1]

2.3 Kombinovaný aktivní filtr

Kombinovaný aktivní filtr, jak již název napovídá, je kombinací paralelního a sériového aktivního filtru. Tímto spojením je vytvořen filtr, který zajišťuje sinusový odebraný proud a zajišťuje také vhodné napětí v místě připojení filtru. Na Obr. 2.4 je vyobrazeno blokové schéma zapojení kombinovaného aktivního filtru a jeho způsob připojení do filtrované sítě. [1]



Obr. 2.4 Blokové schéma kombinovaného aktivního filtru

2.4 Hybridní filtry

Pro aplikace nepožadující příliš rychlé změny jalového výkonu, je použita kombinace statické kompenzace a aktivního filtru, jež vychází cenově výhodněji. Regulace $\cos_{(1)} \varphi$, je nejprve hrubě nastavena statickým kompenzátozem pomocí kondenzátorových stupňů a následně aktivním filtrem je provedena jemnější dokompenzace na zvolenou hodnotu. Systém umožňuje krátkodobou přetížitelnost, která je nezbytná při změnách

jednotlivých regulačních stupňů. Způsobem zapojení statického kompenzátoru a aktivního filtru lze zlepšit některé jeho vlastnosti, jako např. přesnost regulace nebo reakční rychlost.

[1]

2.5 Řízení aktivních filtrů

Základní rozdělení řízení aktivních filtrů dělíme na řízení ve frekvenční a v časové oblasti. Regulace v časové oblasti je možné provádět na základě měřeného proudu nelineární zátěží, měření síťového proudu, či na základě rozdílu proudu nelineární zátěží a proudu aktivním filtrem.

Řízení ve frekvenční oblasti využívá rozkladu neharmonického signálu pomocí Fourierovy transformace, které je ale velmi výpočetně náročné.

Dalším možným typem regulační struktury je řízení okamžitých hodnot, které je vykonáváno například P-Q teorií, kde jsou jednotlivé veličiny transformovány do komplexní roviny. Reálná složka P odpovídá činnému výkonu a imaginární složka Q jalovému výkonu. Výhodou P-Q teorie je nízká výpočetní náročnost. Podobně lze použít také d-q teorii, využívající Clarkové a následně Parkovy transformace, která se používá také pro řízení trojfázových střídavých měničů napětí. [1]

2.6 Vektorové řízení

Vektorové řízení je metoda pro řízení střídavých motorů, kde jsou statorové proudy transformovány do dvou ortogonálních složek I_{sd} a I_{sq} společně reprezentující prostorový vektor \bar{I}_s . Složka proudu I_{sd} odpovídá toku $\bar{\Psi}$ zatímco momentu stroje je úměrná složka I_{sq} jak je odvozeno v [3]. Tímto krokem je řízení střídavého motoru ekvivalentní s řízením stejnosměrného motoru.

Nezbytnou součástí této metody řízení je matematický model motoru (napět'ový eventuálně proudový) starající se o výpočet skutečných velikostí vektorů I_{sd} a I_{sq} , napětí a úhlu pootočení magnetického toku. Transformace proudů do složek d, q, je prováděna pomocí Clarkové a Parkovy transformace.

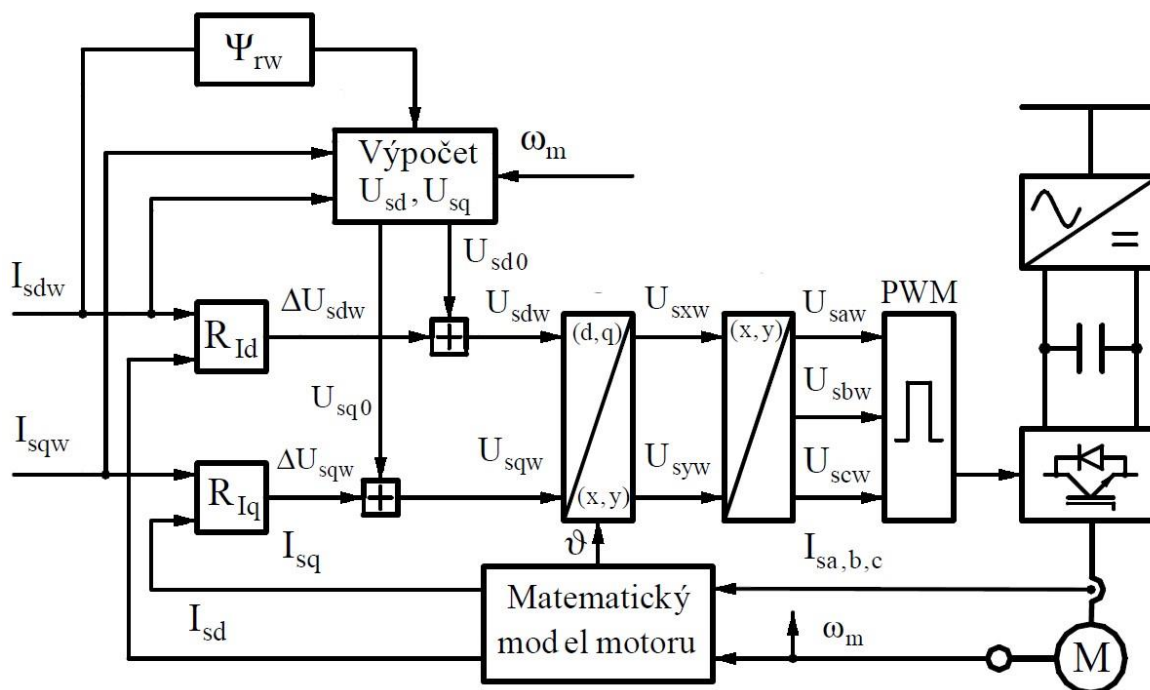
Transformace Clarkové je ukázána v (1) a převádí z trojfázového systému do souřadného systému $[\alpha, \beta]$ (v některé literatuře je možné najít také označení $[x, y]$), jedná se o stojící souřadný systém. Tyto složky jsou následně pomocí Parkovy transformace (2)

převedeny do soustavy rotujícího souřadného systému [d, q], jež je svázána s magnetickým tokem rotoru. Úhel ϑ značí natočení magnetického toku rotoru vůči magnetickému toku statoru.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

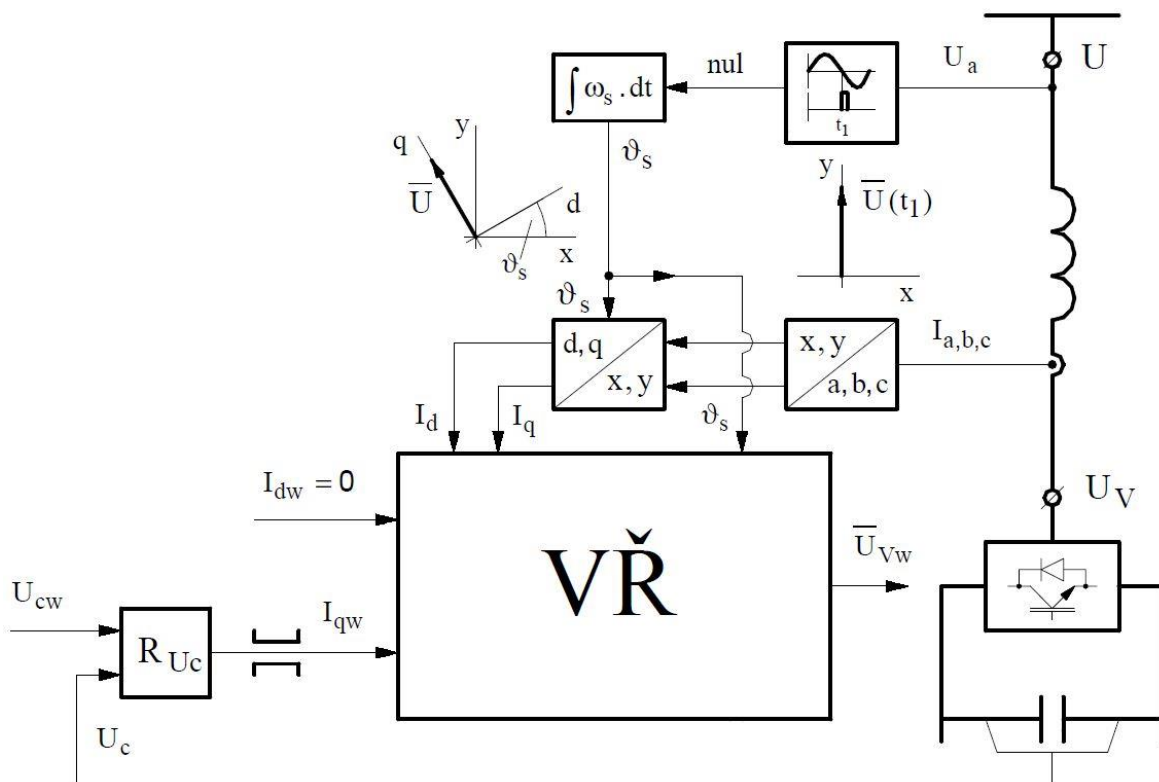
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 0 \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Schéma jednoho z možných principů pro vektorové řízení asynchronního motoru používané v praxi je ukázáno na Obr. 2.5. [3]



Obr. 2.5: Vektorové řízení motoru s napěťovým střídačem

Algoritmy vektorového řízení lze také použít pro řízení napěťového pulzního usměrňovače, princip řízení naznačuje *Obr. 2.6*, který je převzat z [4]. Souřadný systém je synchronizován s napájecím napětím sítě za pomoci úhlu ϑ_s . Vektorovým řízením je následně na střídavých svorkách měniče generováno napětí, které zajišťuje odběr proudu první harmonické ze sítě ve fázi s napětím.



Obr. 2.6: Vektorového řízení napěťového pulzního usměrňovače

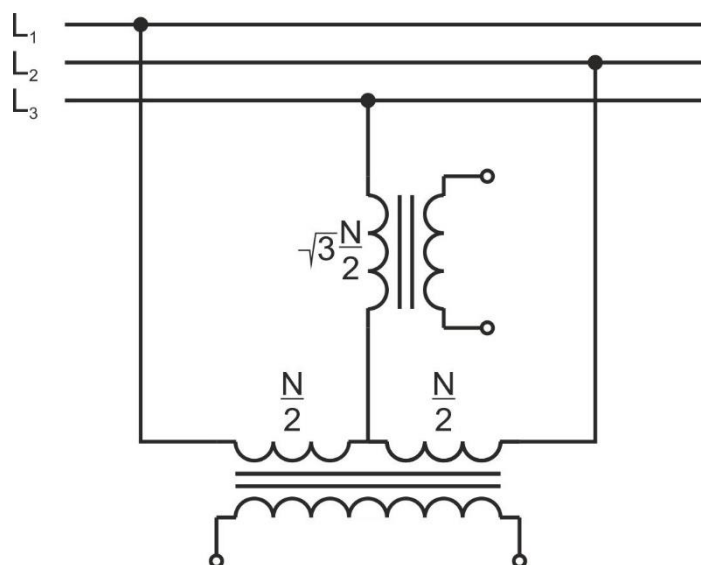
2.7 Měniče pro symetrizaci odběru

Symetrický odběr definujeme jako systém, ve kterém platí, že amplituda je ve všech složkách stejná a zároveň jsou vzájemně posunuty vůči sobě o 120° elektrických, hovoříme-li o trojfázové soustavě. Povolená nesymetrie je předepsána normou. Při jejím vzniku negativně ovlivňuje soustavu tím, že ve více zatížených fázích dochází k větším ztrátám, čímž může dojít ke zkrácení životnosti izolačních materiálů a zvýšení přídavných ztrát v transformátorech. Důvodem zvýšení ztrát je vytvoření necharakteristických harmonických.

Aktivní filtry za pomoci vhodného řízení a konfigurace mohou pracovat jako symetrizační jednotky. Jejich využití je perspektivní pro napájení trakčních sítí, kdy

pomáhají symetrizovat výkon odebíraný pro napájení trakčních vozidel.

Využití je samozřejmě pouze na střídavé trakční napájecí soustavě, kde jsou napájecí stanice od sebe vzdáleny okolo 40 km. I přes snahu prostřídání připojení napájecích stanic je v místě připojení síť nerovnoměrně zatěžována. Nesymetrii v zatížení je možné řešit různými metodami, jednou z nich je například tzv. Scottovo zapojení ukázané na *Obr. 2.7* vytvářející ze symetrické trojfázové sítě symetrickou dvojfázovou, zapojení lze použít i naopak.



Obr. 2.7: Scottovo zapojení

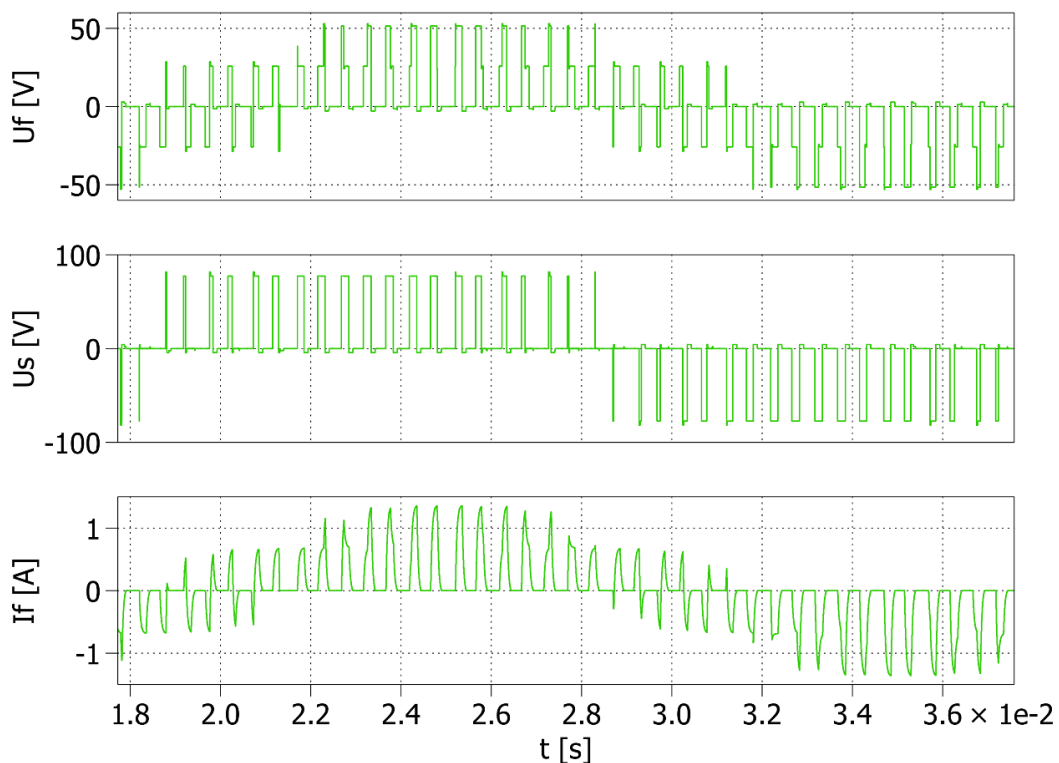
Jedná se o zapojení dvou jednofázových transformátorů, z nichž jeden má vyvedený střed vinutí, kterým je připojen k druhému transformátoru. Poměr počtu závitů transformátorů je $1:\frac{\sqrt{3}}{2}$. Více informací o Scottově transformátoru jsou uvedeny v [5]. V ČR je však nejčastěji používán tzv. V zapojení, které symetrizuje odběr jen částečně.

3 Model měniče pro symetrizaci odběru

Pro vytvoření simulačního modelu měniče pro symetrizaci odběru jsem se rozhodl využít program Simulink s knihovnou PLECS, který je nadstavbou programu MATLAB. Model samotného měniče pro symetrizaci odběru vychází z mé bakalářské práce [6] na téma "Matematický model napěťového střídače", kde bylo úkolem vytvoření přesného modelu zohledňující mrtvé časy v řízení pomocí pulzně šířkové modulace (angl. Pulse Width Modulation) a konduktivní ztráty na polovodičích.

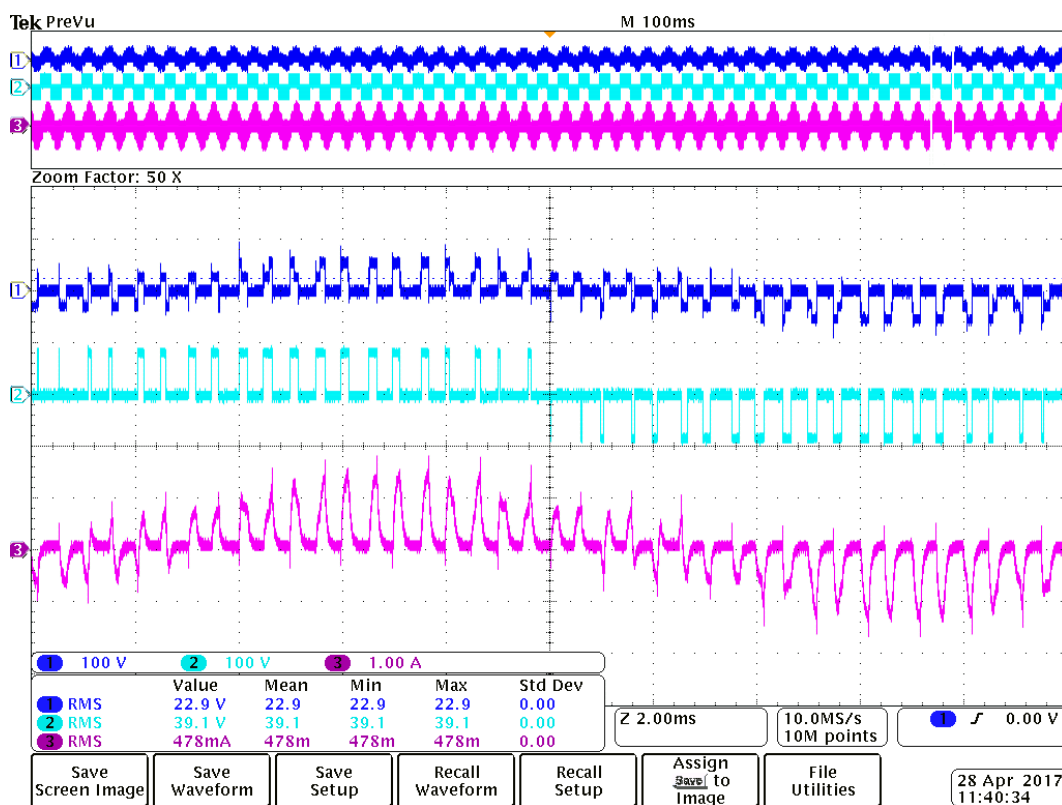
Matematický model měniče byl evaluován pomocí simulace a měření. Vliv mrtvých časů a ztrát polovodičových součástek jsou nejvýznamnější při malých hodnotách pracovního napětí. Názorná ukázka přesnosti výchozího matematického modelu v porovnání se skutečnými hodnotami je ukázána na následujících průbězích.

Průběh na *Obr. 3.1* ukazuje fázové napětí střídače, sdružené napětí střídače a fázový proud pro hodnoty $U_{DC} = 82V$, $f_s = 50Hz$, $f_{PWM} = 1kHz$ a hloubkou modulace $m_a=40\%$.



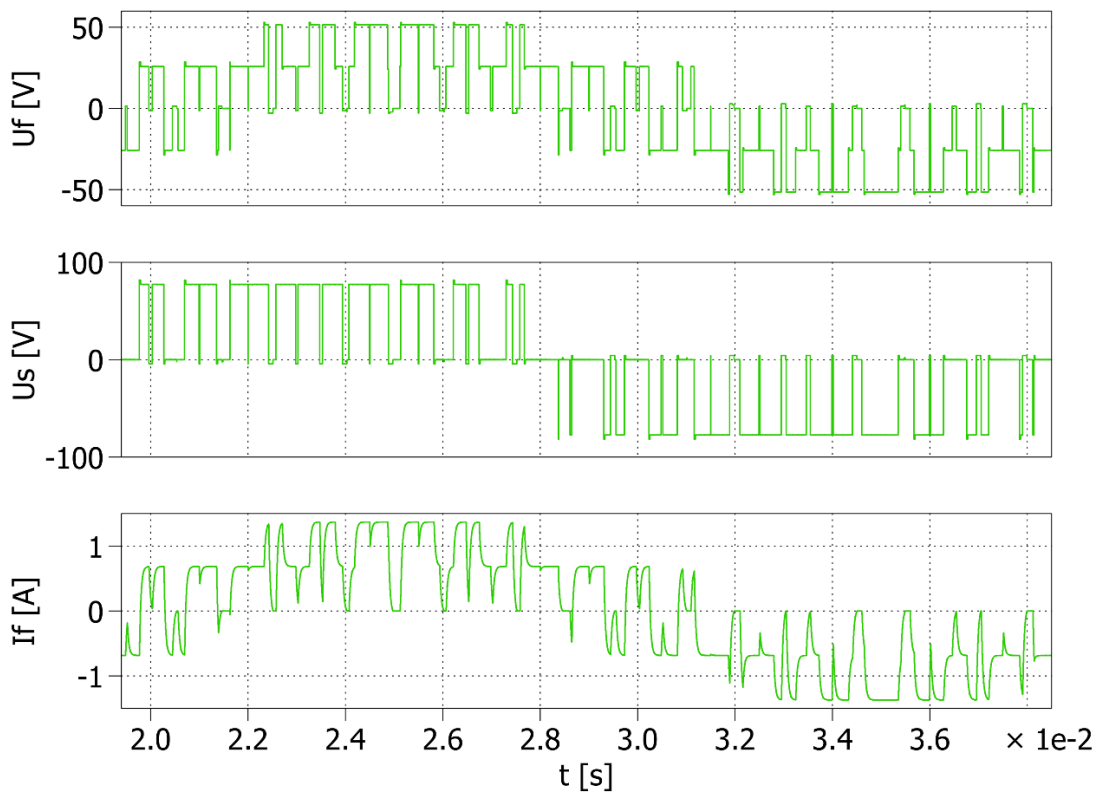
Obr. 3.1: Fázové napětí střídače, Sdružené napětí střídače, Fázový proud
 $U_{DC} = 82V$, $f_s = 50Hz$, $f_{PWM} = 1kHz$ $m_a=40\%$

Výsledky z měření při stejných parametrech reprezentuje *Obr. 3.2*. Hodnoty získané z měření jsou ekvivalentní s hodnotami simulace. Proudové špičky u proudu jsou způsobeny spínáním kapacit ve stejnosměrném obvodu měniče.

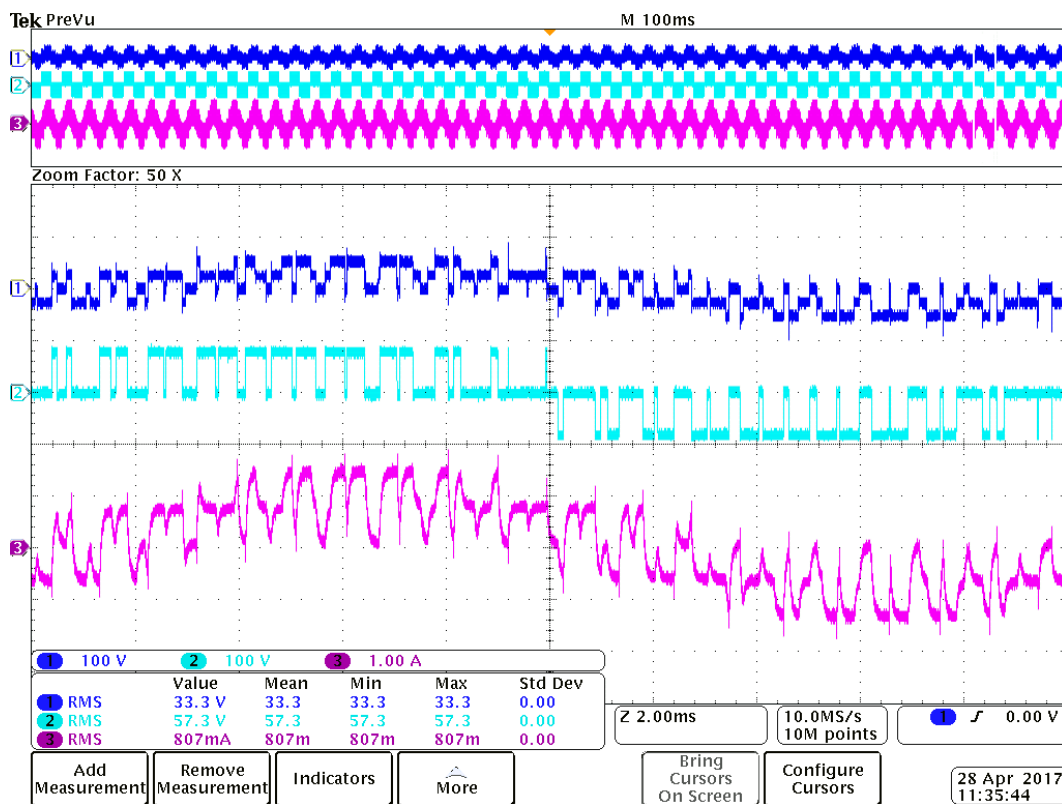


Obr. 3.2: Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud $U_{sw}=100\%$
 $U_{DC} = 82V$, $f_s = 50Hz$, $f_{PWM} = 1kHz$, $m_a=40\%$

Další srovnání výsledků získaných ze simulačního modelu a laboratorním měření jsou na *Obr. 3.3* a *Obr. 3.4*. Hodnota napětí stejnosměrného meziobvodu zůstala beze změny ($U_{DC} = 82V$), stejně tak výstupní frekvence střídače ($f_s = 50Hz$) a spínací frekvence ($f_{PWM} = 1kHz$). Jedinou změnou bylo zvýšení hloubky modulace na hodnotu $m_a=100\%$ pro dosažení plného výstupního napětí.

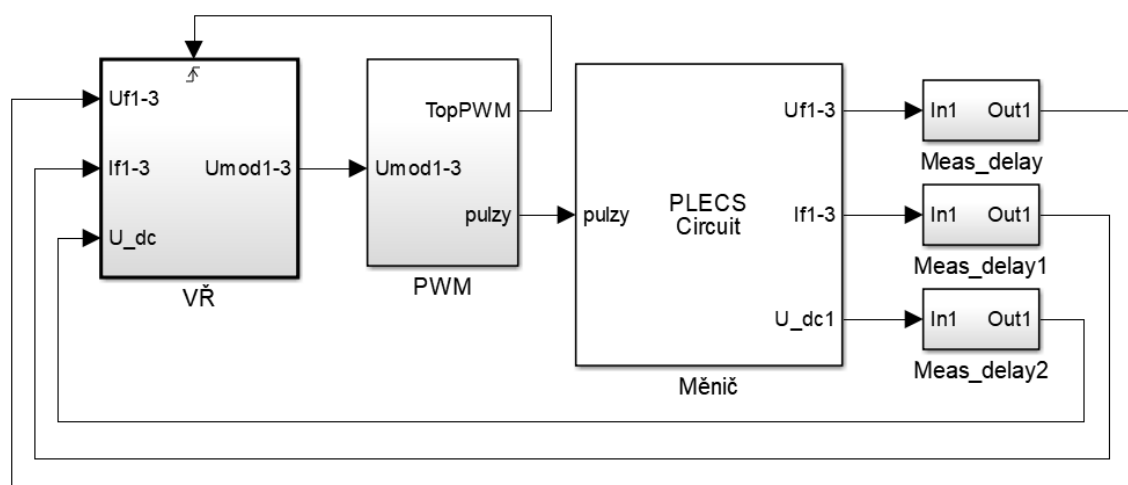


Obr. 3.3: Průběhy z přesnějšího modelu napěťového střídače pro $U_{sw}=100\%$



Obr. 3.4: Ch1:Fázové napětí zátěže, Ch2: Sdružené napětí, Ch3: Fázový proud
 $U_{DC} = 82V, f_s = 50Hz, f_{PWM} = 1kHz, m_a=100\%$

Hlavní části simulačního modelu vytvořeného pro diplomovou práci jsou rozděleny do dvou modelů. Prvním modelem je silnoproudá část, představující model sítě, zátěže a měniče. Druhým modelem je řídicí struktura měniče. V reálných aplikacích by bylo řízení realizováno pomocí mikroprocesoru, proto je řízení zpracováváno v diskrétní podobě. V potaz je brána odezva zpracování signálu pomocí mikroprocesoru a to o jeden vzorek, odvozený od vzorkovací frekvence. Měřené signály jsou zpracovány pomocí vhodného typu řízení a následně upraveny do podoby řídicích signálů použitelných pro ovládání měniče.

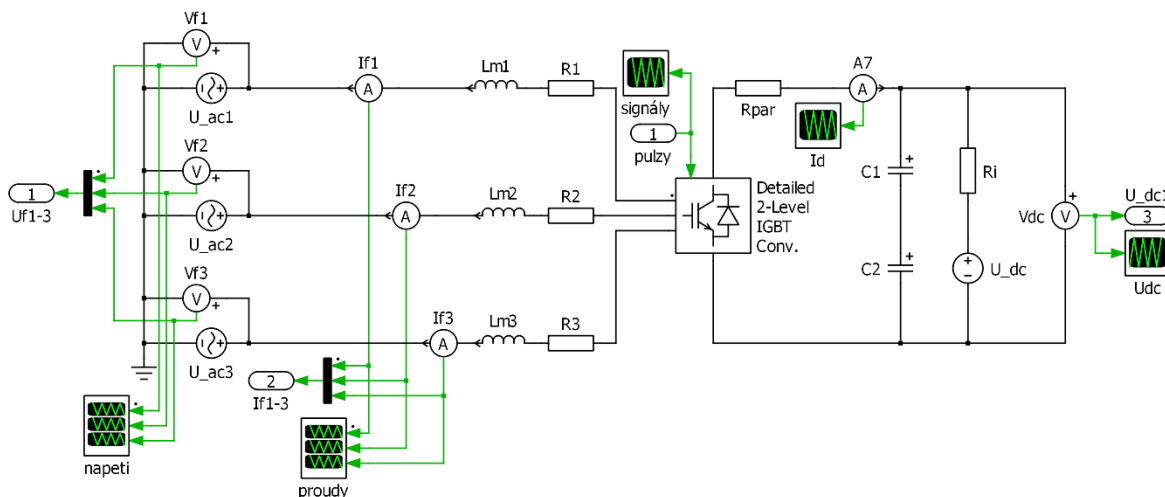


Obr. 3.5: Schéma modelu měniče pro symetrizaci odběru

3.1 Napěťový pulzní usměrňovač

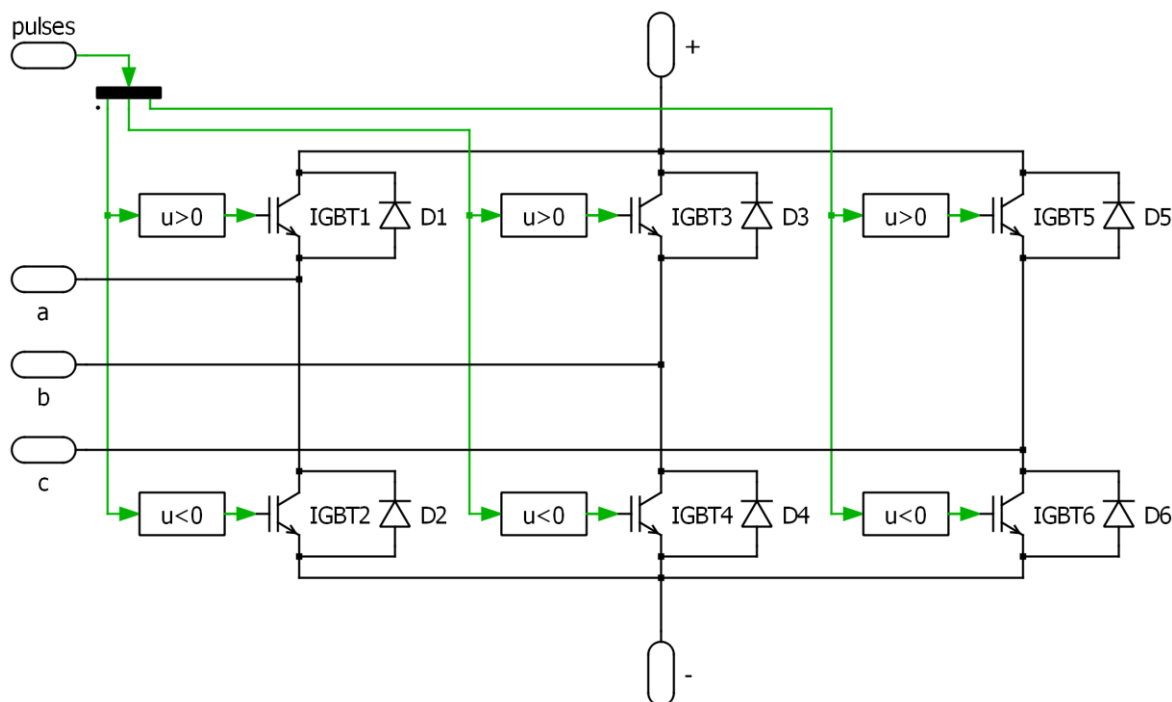
Koncept měniče pro symetrizaci odběru vychází z paralelního aktivního filtru, který má základ v napěťovém pulzním usměrňovači. Prvním krokem bylo tedy vytvořit matematický model napěťového pulzního usměrňovače s vhodným řízením.

Schéma silové části obvodu, tj. napájecí síť s měničem a zátěží, bylo vytvořeno pomocí knihovny PLECS a je ukázáno na Obr. 3.6. Napájecí síť je reprezentována třemi střídavými napěťovými zdroji (U_{ac1} , U_{ac2} , U_{ac3}), generující fázové hodnoty napětí, vzájemně posunuty o 120° . Druhou možnou variantou je zapojení zdrojů do trojúhelníku, čímž budou reprezentovat sdružené napětí sítě. Tato varianta není v diplomové práci ověřována. Měřené proudy jsou uvažovány ve směru tekoucí z měniče do střídavé sítě. Důvodem zvolené orientace je převzetí modelu měniče z bakalářské práce, kde byl konfigurován jako napěťový střídač a pracoval tedy jako zdroj napětí. Zároveň jej tedy lze použít pro funkci aktivního filtru.



Obr. 3.6: Schéma silové části modelu napětového pulzního usměrňovače

Model měniče představuje blok, na kterém je vyobrazený IGBT tranzistor s antiparalelní zpětnou diodou. Na Obr. 3.7 je ukázáno vnitřní zapojení samotného bloku, ze kterého je očividné, že se jedná o trojfázový měnič s IGBT tranzistory v můstkovém zapojení, kde je ke každému z nich připojena antiparalelně zpětná dioda.



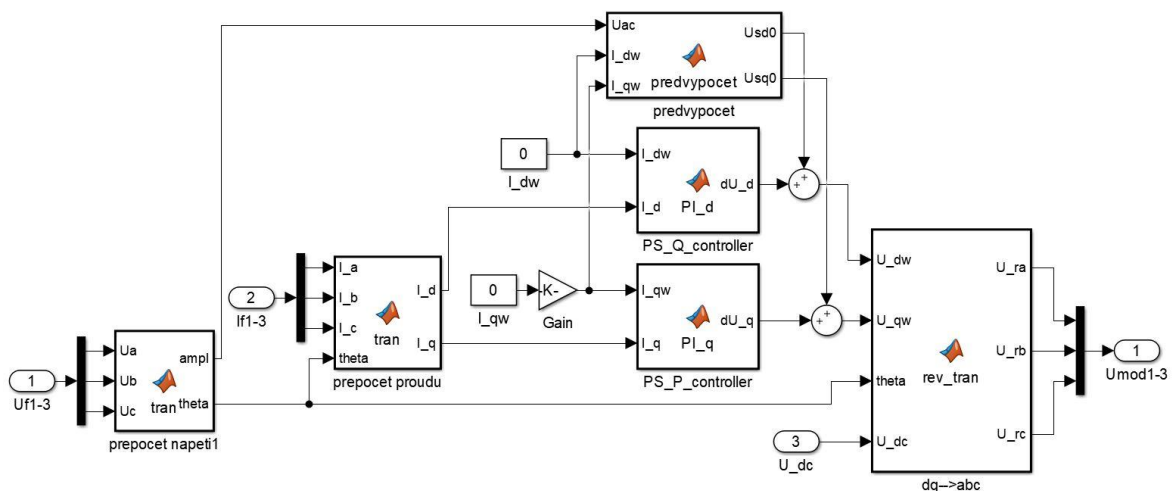
Obr. 3.7: Vnitřní zapojení bloku představující měnič

Vstupem označeným „pulses“ jsou přiváděny řídicí signály pro jednotlivé větve měniče. Pokud má řídicí signál kladnou hodnotu ($u_{\check{r}} > 0$) je sepnut horní tranzistor. Nabývá-li řídicí signál záporné hodnoty ($u_{\check{r}} < 0$) je sepnut spodní tranzistor. Přivedeme-li řídicí signál

o hodnotě $u_{\text{ř}} = 0$, není sepnut ani jeden z tranzistorů v této větvi. Tohoto lze využít pro modelování mrtvých časů, což je doba, která se přidává mezi vypnutí jednoho tranzistoru a zapnutí druhého tranzistoru v téže větvi. Tím získá tranzistor dostatečnou dobu pro spolehlivé vypnutí, čímž se předejde zkratování stejnosměrného obvodu. Vstupy označeny a, b, c, + a - představují svorky pro připojení zdrojů.

Prvním krokem bylo zprovoznit měnič, ve funkci napěťového pulzního usměrňovače. V mém případě byly na svorky a, b, c připojeny střídavé zdroje napětí v sérii s cívkami (L_{m1} , L_{m2} a L_{m3}) nutnými pro tuto funkci. Na svorky +, - byly připojeny kondenzátory ($C1$, $C2$) představující stejnosměrný meziobvod. Pro první testování byl do meziobvodu umístěn stejnosměrný zdroj napětí (U_{dc}), udržující konstantní hodnotu napětí a tím usnadňující zprovoznění proudové regulační smyčky a nastavení regulátorů.

Pro řízení napěťového pulzního usměrňovače bylo nutné zajistit měření hodnot fázového napětí, fázových proudů a napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Navzorkované hodnoty jsou zpožděny pomocí bloků označených jako *Meas_delay*. Důvod zpoždění je vzorkování A/D převodníku. Takto upravené veličiny jsou přivedeny do bloku označeného jako vektorové řízení. Vnitřní uspořádání tohoto bloku jsou ukázáno na *Obr. 3.8*. Fázová napětí jsou transformována pomocí Clarkeovy transformace do souřadného systému alfa, beta.



Obr. 3.8: Schéma vektorového řízení měniče

Stejným způsobem jsou transformovány fázové proudy do souřadného systému α , β . Odtud jsou následně pomocí Parkovy transformace ještě jednou přepočítány do souřadného systému d, q. Pro druhou zmíněnou transformaci, je potřeba využít úhlu ϑ , získaného

napěťovou transformací, zajišťující synchronizaci se sítí. Úhel ϑ je natočení rotujícího souřadného systému d, q vůči souřadnému systému α, β , který je svázaný souřadným systémem trojfázové sítě. Takto transformované proudy jsou přiváděny do PI regulátoru a jejich výstupem je požadované napětí ve složkách d, q. Pro zrychlení regulační smyčky je použit i předvýpočet pro obě složky (3) a (4) vycházející z požadavků na jednotlivé proudy. Odvození těchto napětí je převzato z [7].

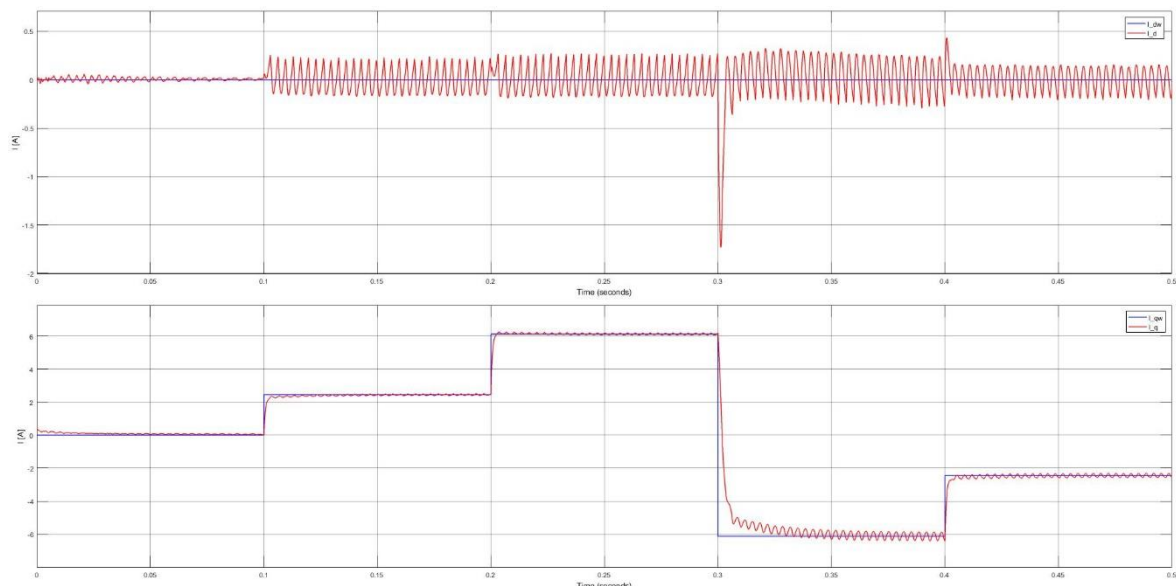
$$U_d = R \cdot I_{dw} + \omega_s \cdot L_m \cdot I_{qw} \quad (3)$$

$$U_q = U_{ac} + R \cdot I_{qw} - \omega_s \cdot L_m \cdot I_{dw} \quad (4)$$

Součet výsledku předvýpočtu a výstupu z PI regulátoru tvoří celkové požadované napětí, které je nutné zpětnými transformacemi přepočítat zpět do trojfázového souřadného systému. Pro zpětný výpočet je nutné využít opět úhlu ϑ a normovat pomocí velikosti napětí stejnosměrného obvodu.

Tato napětí jsou použita jako modulační signál pulzně šířkové modulace (PWM), kterou jsou ovládány tranzistory měniče.

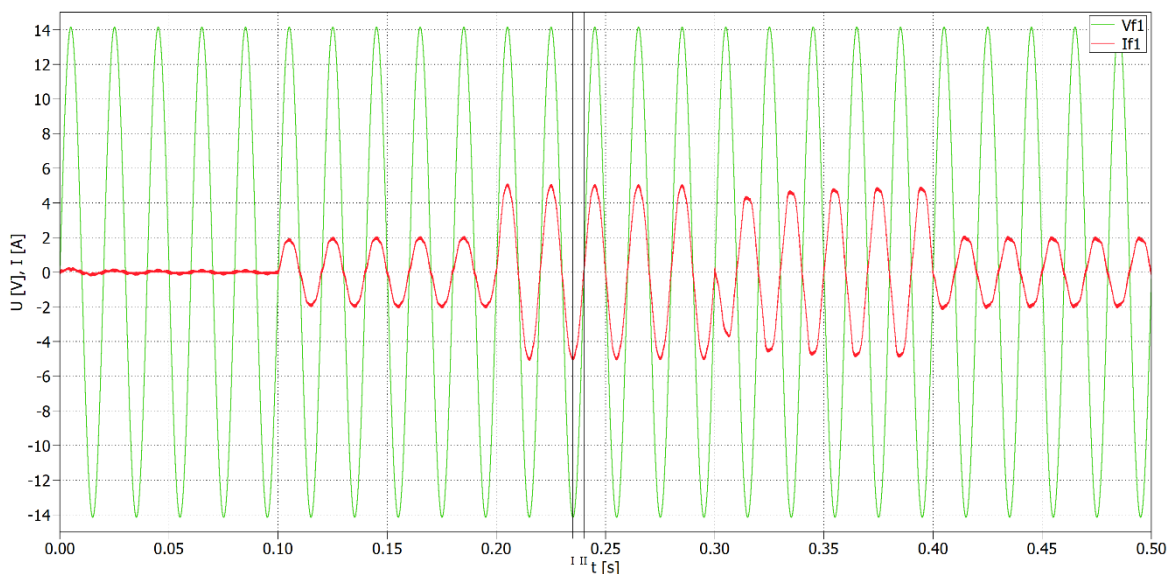
Odezva na regulační požadavek je ukázána na *Obr. 3.9*, kde jalová složka proudu I_d je držena na hodnotě 0A. Hodnota činného proudu I_q je krokově měněna každých 100ms.



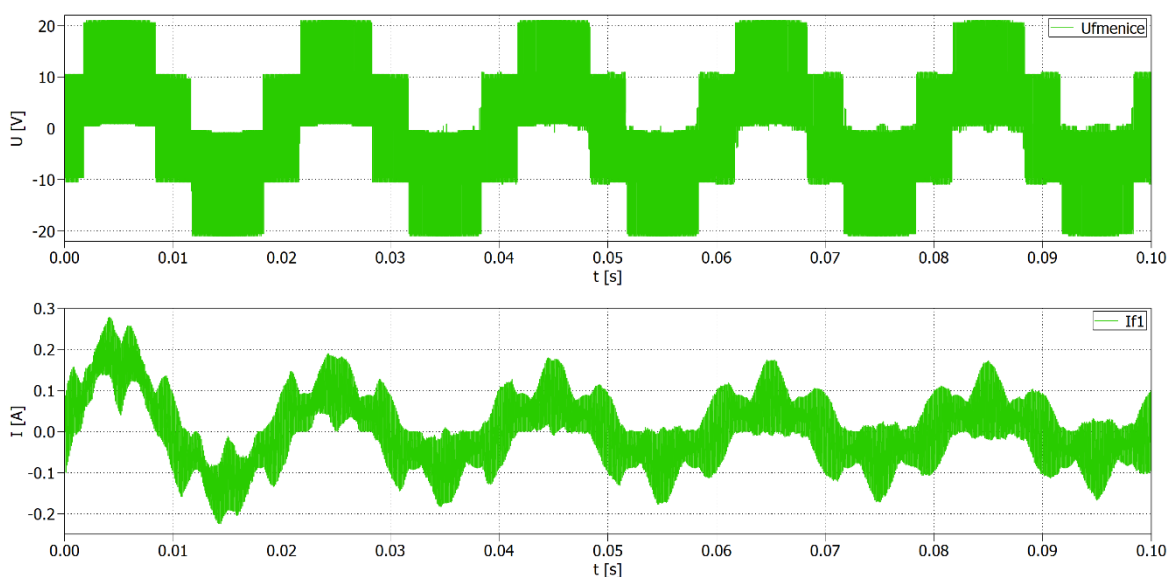
Obr. 3.9: Požadavek a odezva proudových PI regulátorů

Průběh proudu odebíraného ze sítě je znázorněn na *Obr. 3.10*. Na začátku je nastaven požadovaný proud I_q na hodnotu 0A, je však viditelné slabé zvlnění, které je způsobeno

ztrátami na měniči, vstupní tlumivce a vedení. Detail tohoto proudu je ukázán na *Obr. 3.11*. V čase 0,3s je zadán požadavek na zápornou hodnotu proudu, a z průběhu je viditelné, že proud je vůči napětí v protifázi a dochází k rekuperaci zpět do sítě. Deformace proudu je způsobena respektováním parametrů součástek, v tomto případě se jedná o propustné napětí a odpor v sepnutém stavu. Parametry součástek jsou převzaty ze datasheetu modulu [8], který byl použit při měření popsané v kapitole 4.

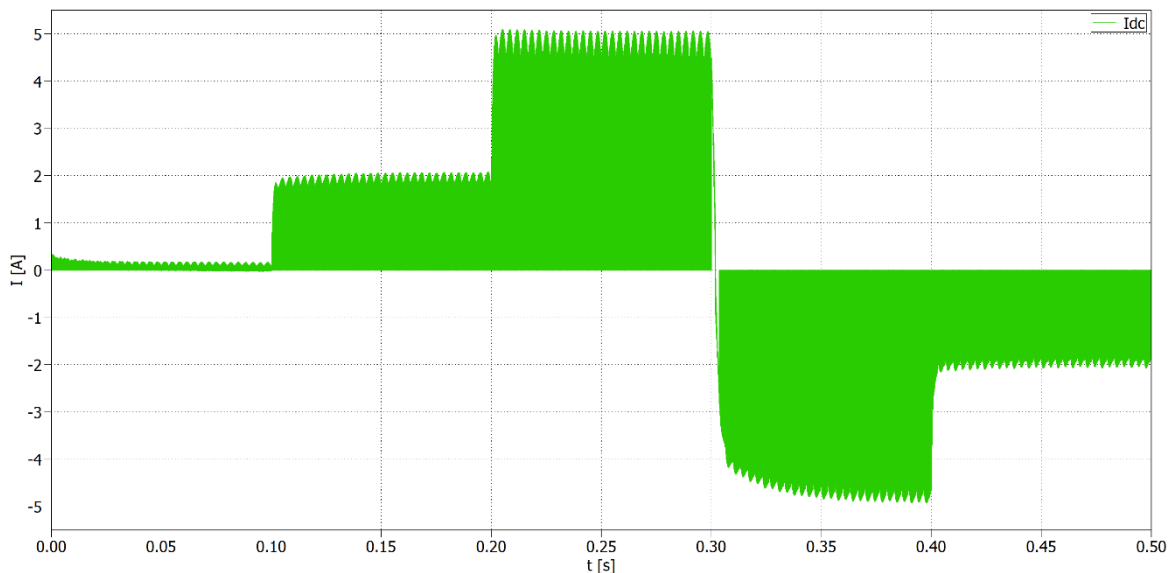


Obr. 3.10: Odebíraný proud ze sítě vůči fázovému napětí



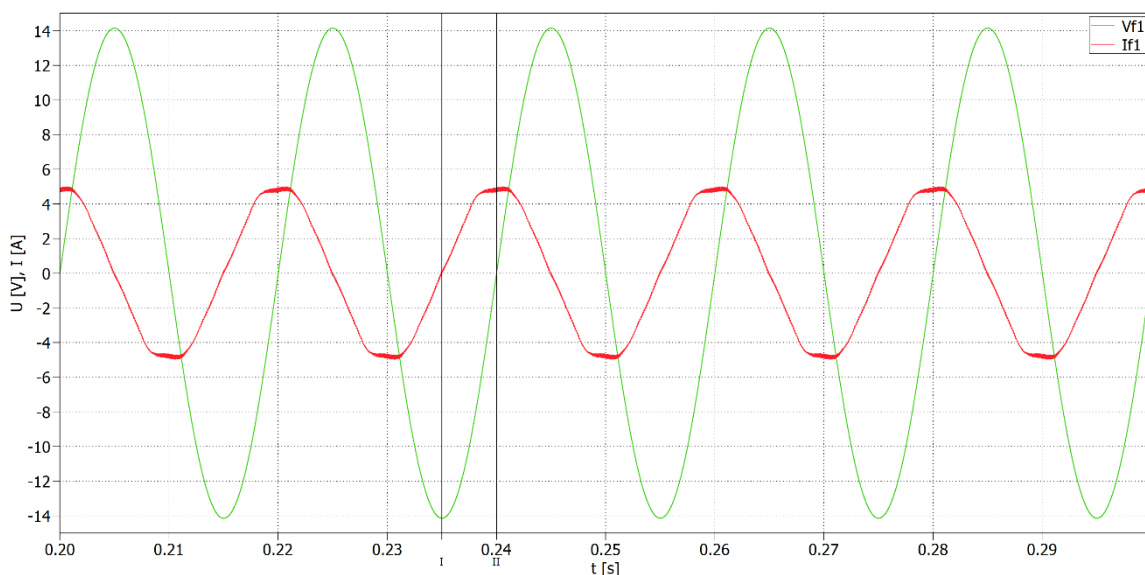
Obr. 3.11: Detail proudu hradící ztráty měniče

Obr. 3.12 ukazuje proud ve stejnosměrném obvodu, který je složen z proudů jednotlivých fází. V amplitudě tohoto proudu je možné viditelné očekávané šestipulzní zvlnění způsobené topologií měniče.



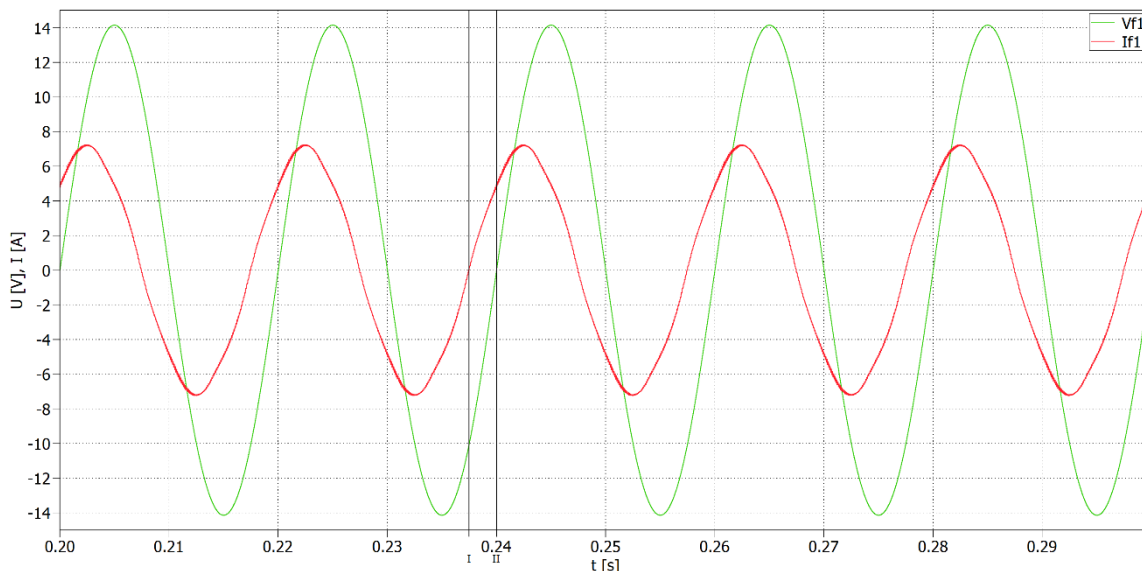
Obr. 3.12: Proud ve stejnosměrném obvodu

Obr. 3.13 a Obr. 3.14 ukazují průběh proudu při požadavcích na jalový proud I_d . V prvním zmíněném průběhu je proud posunutý o $\frac{\pi}{2}$ radiánu vůči napětí sítě.



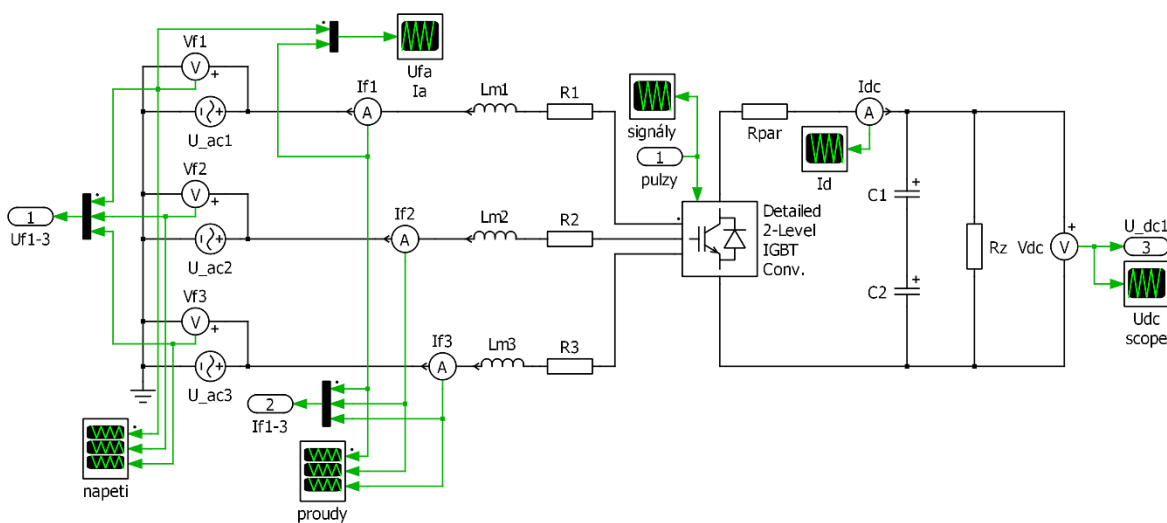
Obr. 3.13: Odběr proudu ze sítě; $I_{dw} = 5A$, $I_{qw} = 0A$

Na druhém průběhu byla zvolena stejná velikost obou složek proudu. Velikost proudu je tedy vektorový součet obou proudů a velikost fázoru je tedy o $\sqrt{2}$ větší posunutý o úhel $\varphi = \frac{\pi}{4}$ proti napětí.



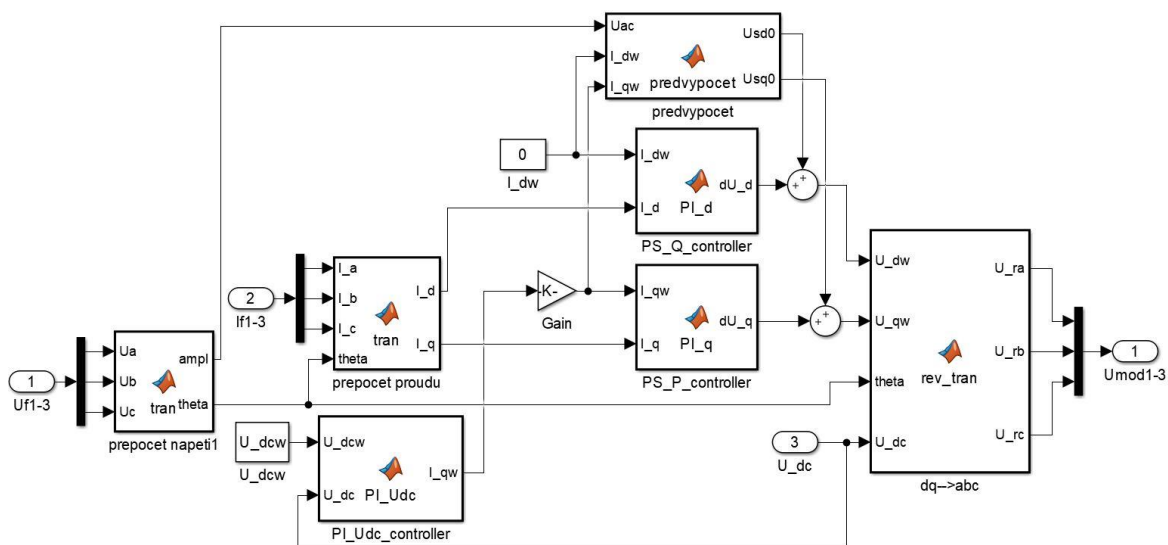
Obr. 3.14: Odběr proudu ze sítě s $I_{dw} = 5A$, $I_{qw} = 5A$

Dalším krokem bylo zajistit řízení napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Zdroj stejnosměrného napětí byl nahrazen odporem představující zátěž, do níž jsou vybíjeny kondenzátory ve stejnosměrném obvodu, zbytek silové části zůstal nezměněn. Upravené schéma ukazuje Obr. 3.15.



Obr. 3.15 Silové schéma pro řízení hodnoty napětí ve stejnosměrném obvodu

Do regulační struktury (Obr. 3.16) byl přidán nadřazený PI regulátor napětí. Do regulátoru vstupuje požadované napětí stejnosměrného meziobvodu a skutečná hodnota napětí U_{dc} . Výstupem regulátoru je hodnota proudu, která je v tomto případě zavedena na vstup PI regulátoru, starající se o činnou složku proudu, z důvodu, aby ze sítě byl odebírán pouze proud činného charakteru. Hodnotu jalového proudu je možné stále regulovat samostatným požadavkem na jalovou složku.

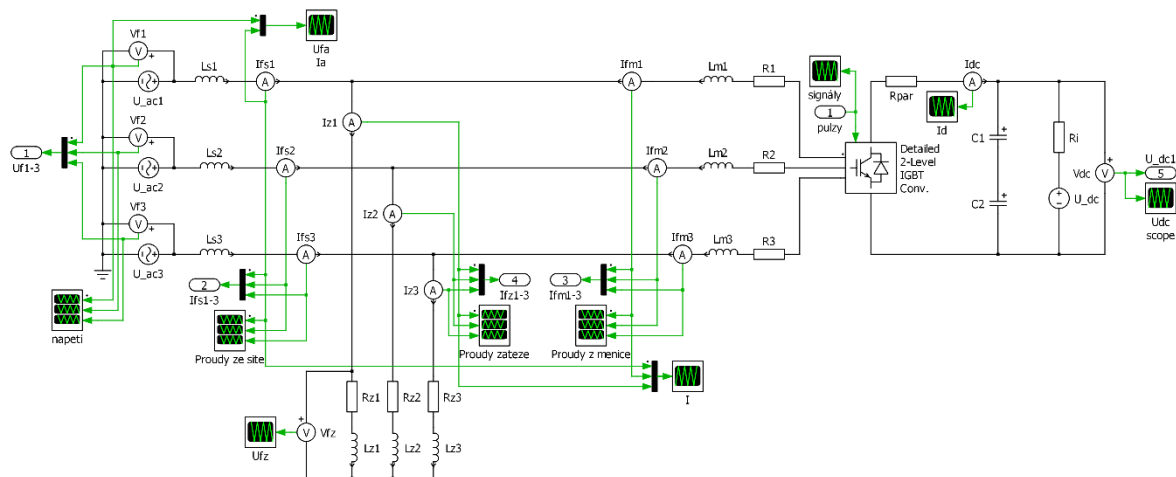


Obr. 3.16: Regulační struktura vektorové řízení s nadřazenou regulací napětí v meziobvodu

3.2 Aktivní filtr

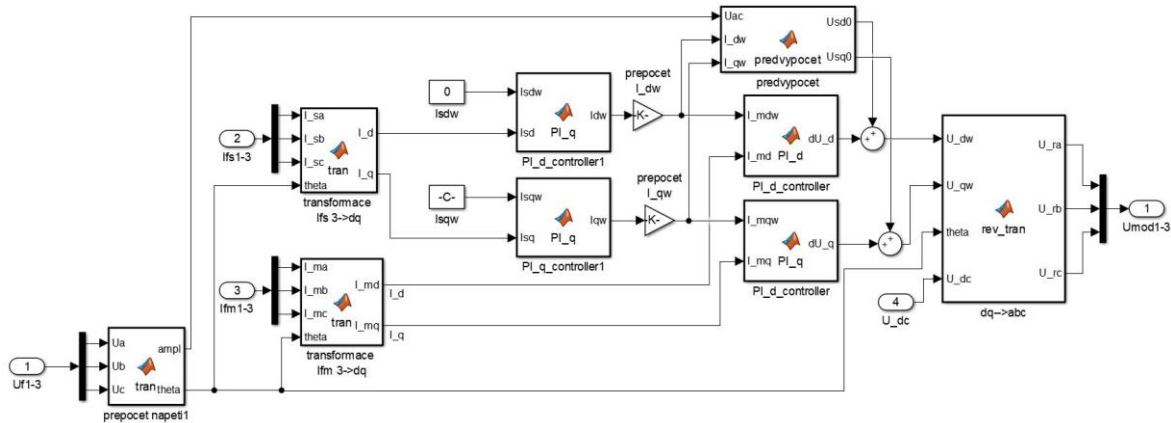
Po vytvoření a ověření funkčnosti modelu napěťového pulzního usměrňovače přišlo na řadu vytvoření aktivního filtru, který bude schopen generovat zbytkovou křivku proudu v protifázi a zajistit odběr první harmonické ze sítě. Silové schéma aktivního filtru je na Obr. 3.17. Pro první testování byl opět do stejnosměrného obvodu připojen zdroj napětí. Z tohoto zdroje je následně odebírána požadovaná velikost proudu pro zbytkovou křivku.

Na střídavou stranu měniče byla přidána obecná zátěž, o impedanci $Z = R_z + j\omega L_z$, která je připojena mezi měření proudů tekoucích ze sítě a z měniče. Další změnou bylo přidání indukčnosti do série se střídavým zdrojem, která představuje reaktanci nadřazené sítě.



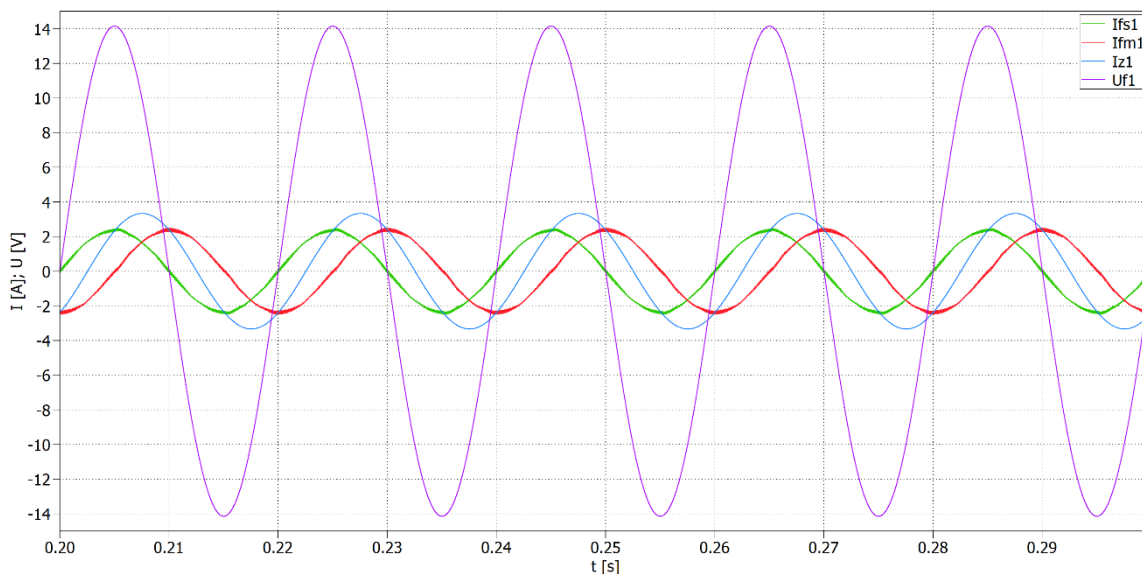
Obr. 3.17: Silové schéma aktivního filtru

Schéma řízení na Obr. 3.18, bylo upraveno odebráním PI regulátoru napětí, který byl v tuto chvíli postradatelný z důvodu zpětného zařazení stejnosměrného zdroje. Přidána byla transformace proudů tekoucích ze sítě. Transformace je opět provedena do souřadného systému d, q a výsledek těchto transformací je přiváděn do PI regulátorů. Výstup z těchto regulátorů je dále použit jako požadavek na hodnotu proudů pro PI regulátory, řídicí proud tekoucí z měniče.



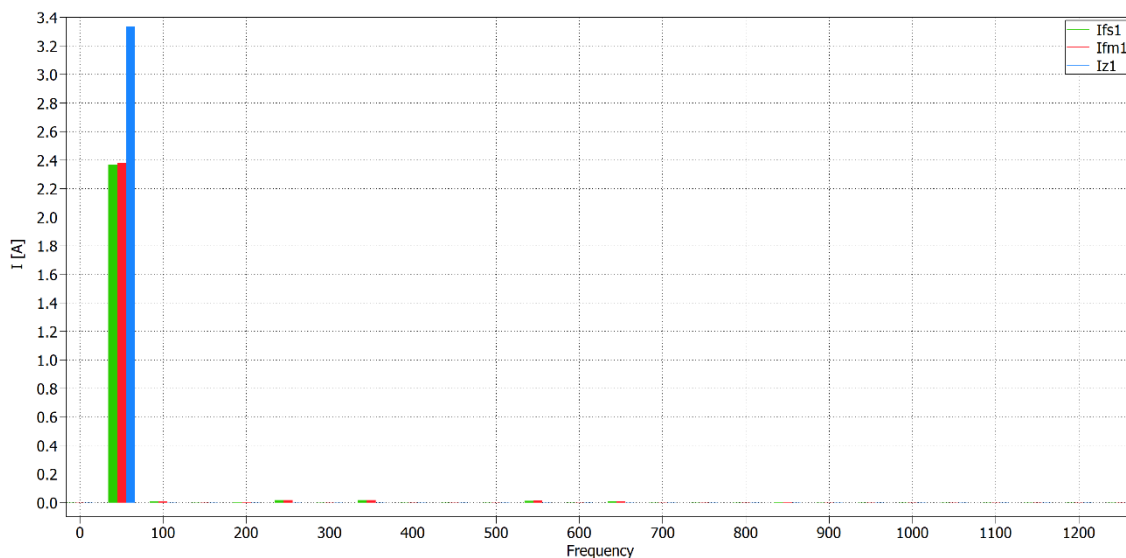
Obr. 3.18: Schéma vektorového řízení

Průběhy proudů a napětí při aktivní filtraci pro symetrickou RL zátěž ukazuje Obr. 3.19. Ze sítě je odebrán proud první harmonické ve fázi s napětím sítě. Proud induktivního charakteru je generován měničem a je fázově posunutý vůči napětí sítě o $\frac{\pi}{2}$ radiánů. Součet těchto proudů tvoří výsledný proud protékající zátěží. Stejným způsobem lze řídit i zátěž s kapacitním charakterem.



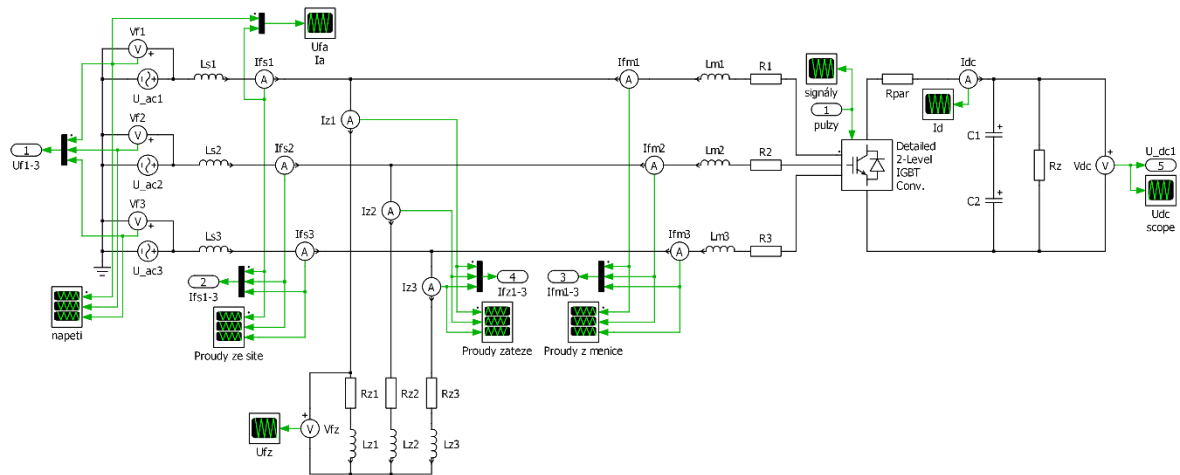
Obr. 3.19: Napětí a proudy první fáze

Obr. 3.20 je Fourierovou analýzou průběhů z Obr. 3.19, ze které je patrné, že velikosti činného proudu ze sítě a jalového proudu z měniče jsou téměř identické. Rozdíl je způsoben úbytkem napětí na rozptylové reaktanci sítě.



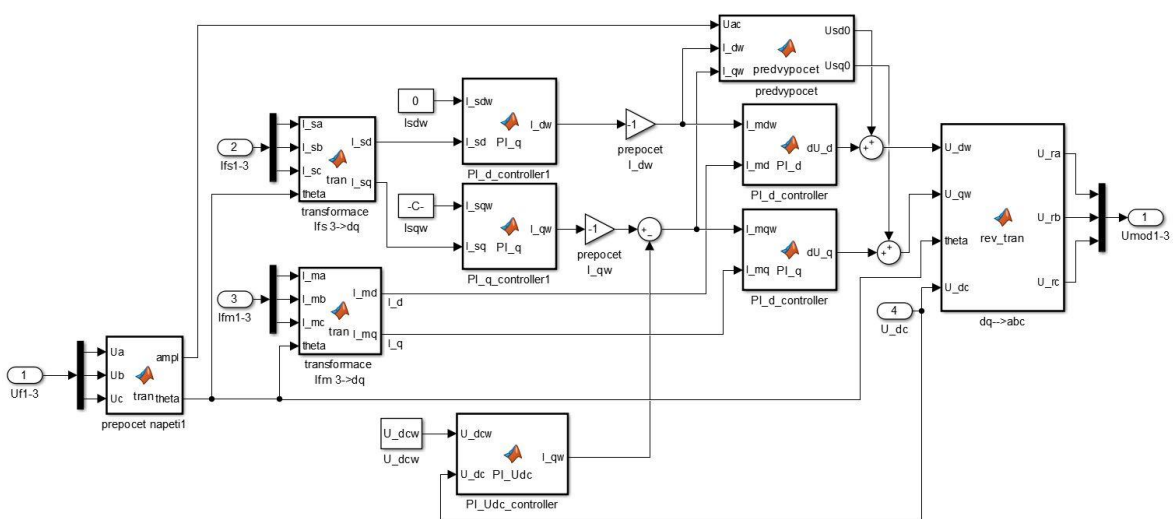
Obr. 3.20: Fourierova analýza střídavých proudů první fáze

Další částí bylo opětovné zařazení PI regulátoru pro udržení napětí ve stejnosměrném obvodu na konstantní hodnotě. Stejnosměrný zdroj byl tedy opět nahrazen rezistorem pro jednoduché zatížení meziobvodu. Obvod na střídavé straně měniče zůstal nezměněn, výsledné schéma je ukázáno na Obr. 3.21.



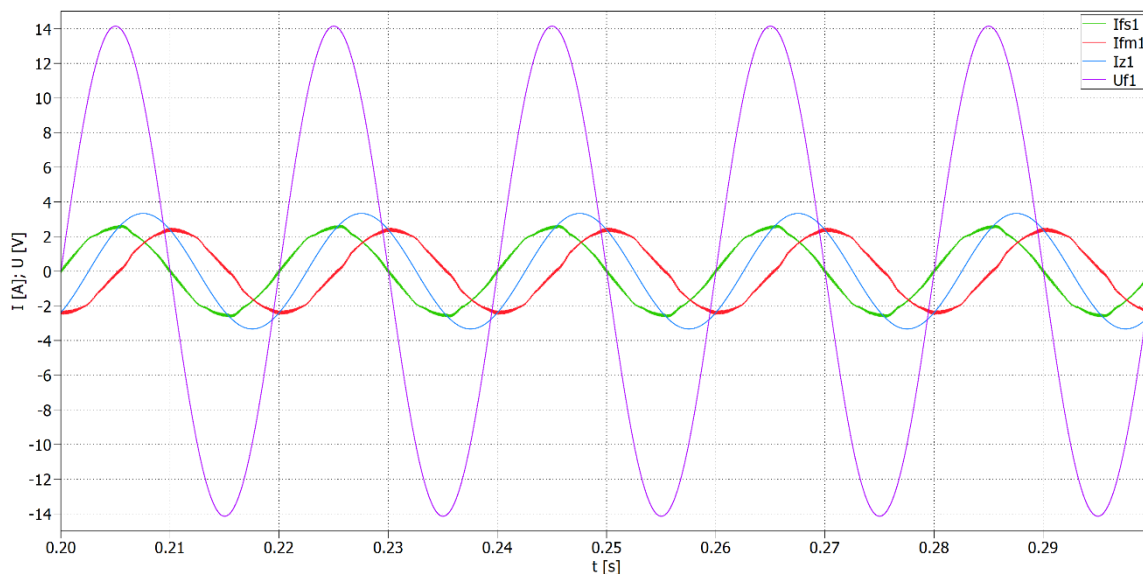
Obr. 3.21: Silové schéma aktivního filtru s regulací DC napětí

Do regulační struktury byl paralelně k nadřazeným PI regulátorům, které řídí proud odebíraný ze sítě, přidán napěťový PI regulátor, jenž se stará o udržení konstantní hodnoty napětí ve stejnosměrném obvodu. Takto upravené schéma je na Obr. 3.22.



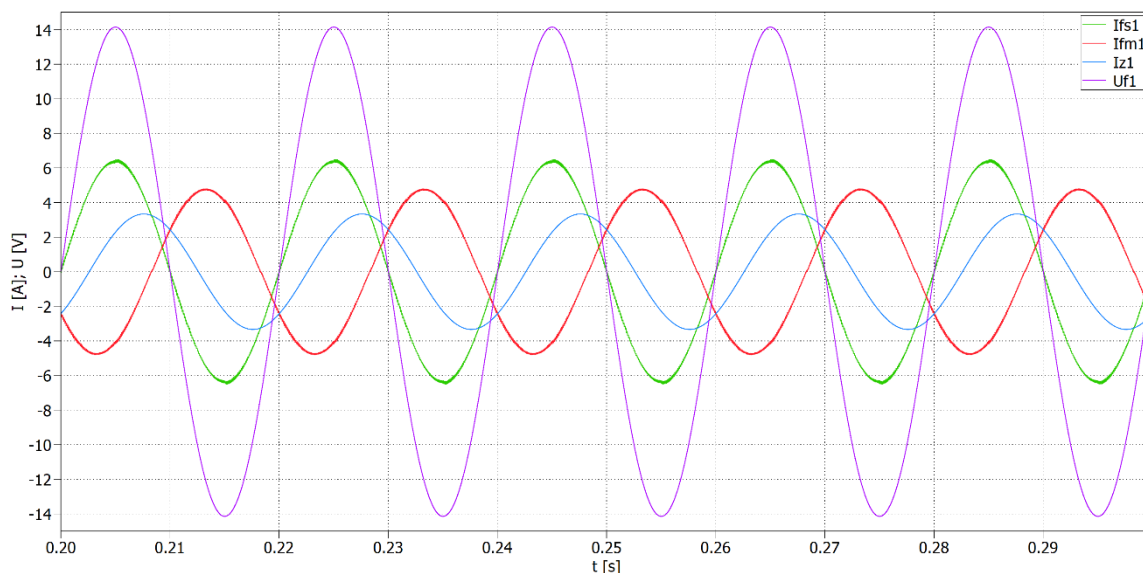
Obr. 3.22: Regulační struktura VŘ pro aktivní filtr s regulací DC napětí

Výsledné proudy získané ze simulace po přidání PI regulátoru napětí, prezentuje Obr. 3.23. Mírné zkreslení proudů je způsobeno respektováním skutečných hodnot součástek a připojením zátěžného rezistoru ve stejnosměrném obvodu, který svým odběrem proudu způsobuje zvlnění napětí, čímž je odzkoušena dynamika napěťového PI regulátoru.



Obr. 3.23: Proudý první fáze s PI regulátorem napětí, (reguluje složku proudu I_d)

Při požadavku na vyšší hodnotu napětí ($U_{dcw} = 45V$) ve stejnosměrném obvodu, která zároveň znamená větší množství uložené energie ve stejnosměrném obvodu, a větší zatížení měniče (je ze sítě odebírána vyšší činná složka proudu). Tím je zvýšena hodnota základní harmonické a parazitní vlivy měniče jsou tudíž hůře rozpoznatelné, jejich absolutní hodnota však zůstává nezměněna. Ukázkou takového chování je na Obr. 3.24.



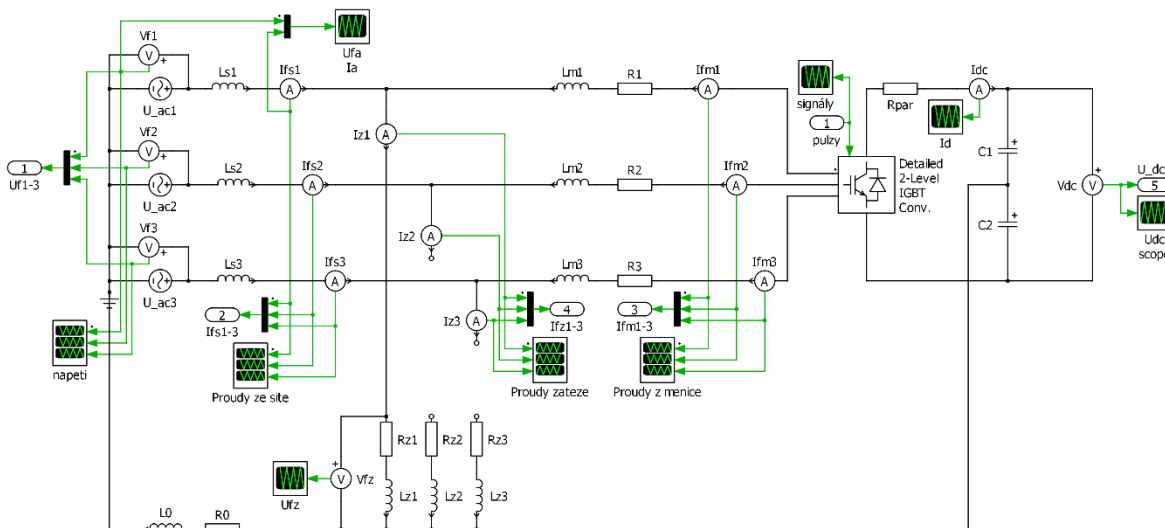
Obr. 3.24: Test vyššího zatížení stejnosměrného obvodu (pro otestování funkce přidaného PI regulátoru napětí)

Výsledné požadované hodnoty pro složky proudu I_d a I_q byli vypočteny analytickým způsobem pro známou zátěž. Tento způsob byl zvolen z důvodu rychlého otestování řízení

a vlastností měniče. V případě průmyslově nasazených aktivních filtrů je nutné měřit okamžité hodnoty všech napětí i proudů a např. pomocí Fourierovy transformace a složitějších algoritmů vyhodnocovat aktuální hodnoty požadovaných složek na proudu (I_{sq} a I_{sdw}). V praxi je tento způsob téměř nemožné provádět a to z různých důvodů, jakými jsou změna napětí v síti, změny zatížení a jiné. Jedním z možných řešení jak zjistit hodnotu požadovaného činného proudu je pomocí DFT. Ta je provedena pro fázová napětí U_{f1-3} , pro proud I_{z1-3} tekoucí zátěží. Z těchto hodnot je následně spočítán modul a fáze zátěžné impedance pro první harmonickou. Výsledky vyšších harmonických, které není nutné v tomto případě počítat, mohou být použity pro další analýzu chování.

3.3 Měnič pro symetrizaci odběru

Měnič pro symetrizaci odběru bylo obtížné simulovat pro malé vstupní hodnoty, jaké byly použity u předchozích modelů. Hodnota napětí střídavého zdroje byla nastavena na efektivní hodnotu $U_f = 230V$ a požadované napětí ve stejnosměrném obvodu na hodnotu $U_{DC} = 700V$. Impedance byla zvolena o hodnotě $Z = 10 + 10j$, pro jednodušší rozpoznání charakteru v prezentovaných průbězích. Silové schéma bylo upraveno tak, že jednofázová zátěž ve střídavém obvodu byla připojena mezi fázový vodič a nulový bod zdrojů.

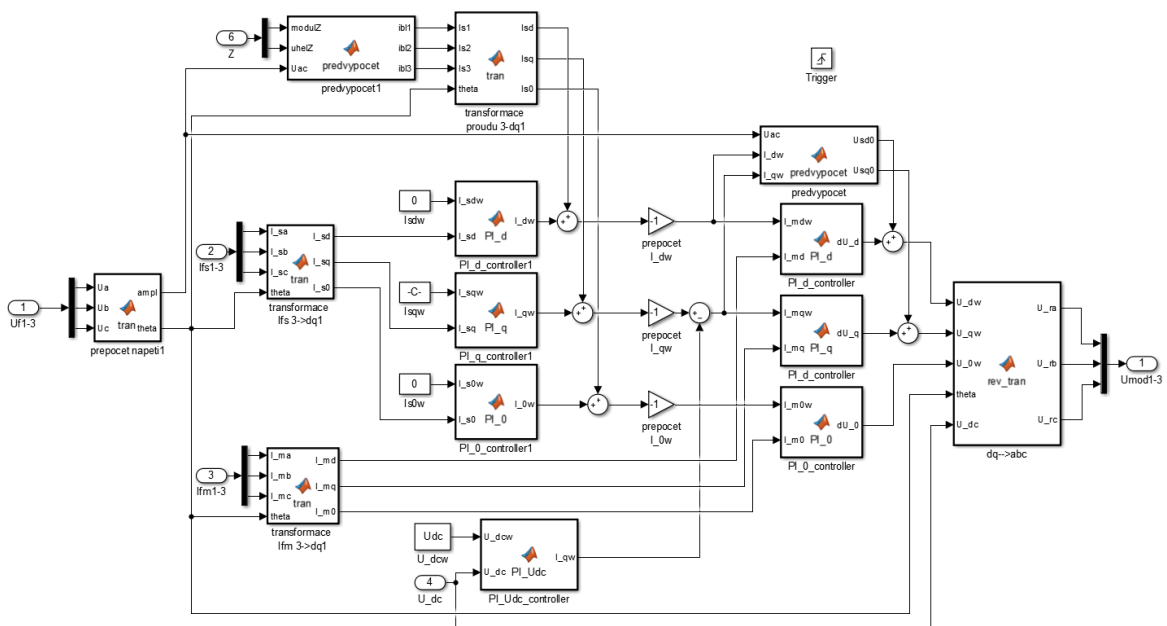


Obr. 3.25: Silové schéma měniče pro symetrizaci odběru

Do regulační struktury vektorového řízení byly přidány regulátory pro řízení nulové složky. Nulová složka se stará o řízení nesymetrií způsobenou nesymetrickým zatížením. Opět je zde použita DFT pro napětí sítě a proud zátěže, ze kterých je zjištěn modul a úhel zatěžovací impedance. Tyto hodnoty jsou následně použity pro požadavek na hodnotu

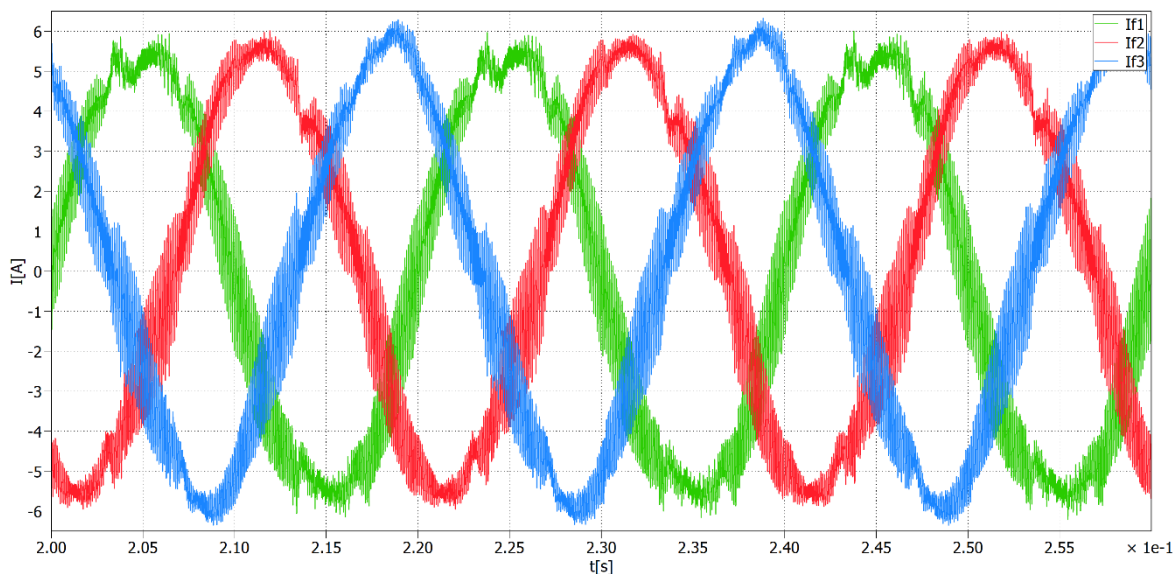
činného proudu I_q odebíraného ze sítě. Zároveň jsou hodnoty použité pro pomocný předvýpočet hodnot jednotlivých složek, čímž dojde ke zrychlení regulační struktury, podobně je toto řešení použito u podřazených regulátorů.

Protože v simulačním modelu nebyla zátěž nijak časově proměnná, je DFT počítána pouze z jedné periody. Pro použití v reálné aplikaci by bylo vhodné použít DFT s plovoucím oknem (sliding DFT), která vyhodnocuje zátěž se zpožděním jednoho vzorku a je tak možné přesněji pracovat v dynamických stavech.



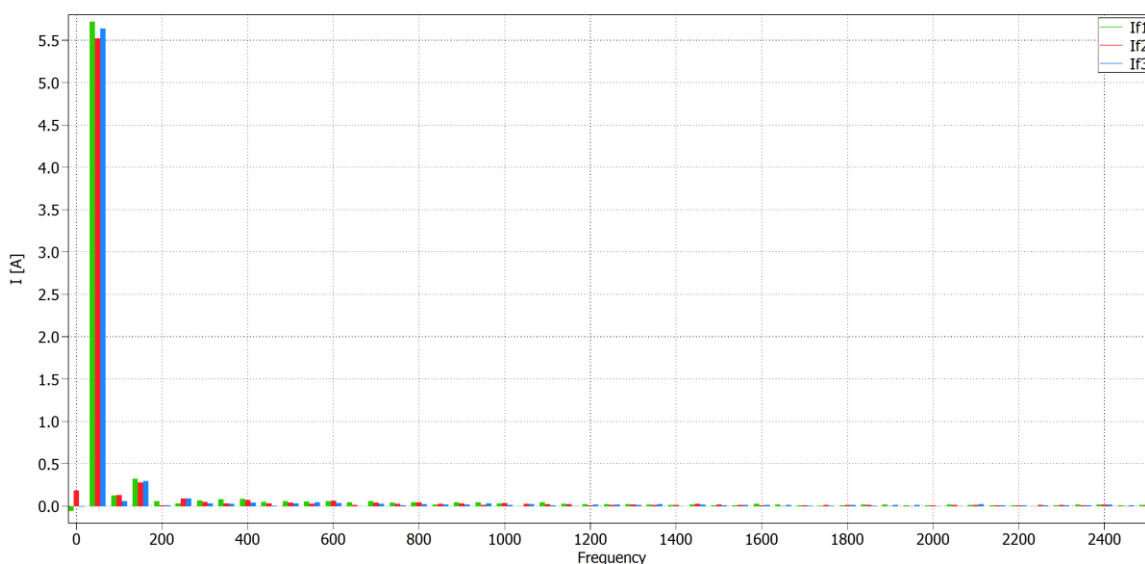
Obr. 3.26: Regulační struktura VŘ měniče pro symetrizaci odběru

Průběhy na Obr. 3.27 jsou proudy tekoucí ze sítě, je zde vidět jen minimální rozdíl, který vznikl reálnými vlastnostmi modelovaného měniče.



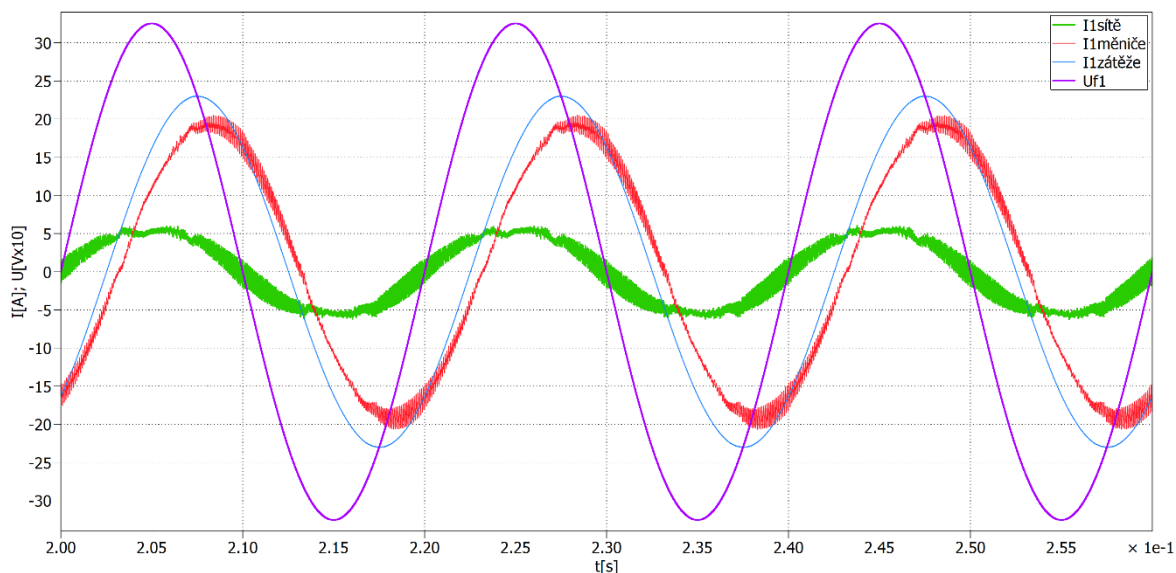
Obr. 3.27: Průběh fázových proudů odebraných ze sítě

Fourierova analýza proudu odebraných ze sítě ukazuje Obr. 3.28, dominanci základní harmonické. Z analýzy je viditelná i malá stejnosměrná složka ve druhé fázi a výskyt vyšších harmonických jak charakteristických, tak necharakteristických, které jsou však vůči základní harmonické zanedbatelné. Dominantnější harmonické jsou okolo spínací frekvence ($f_{\text{PWM}} = 10\text{kHz}$, není ve sledovaném spektru na obrázku), které je možné jednoduše filtrovat pomocí filtru s charakterem dolní propusti.



Obr. 3.28: Fourierova analýza symetrických odebraných ze sítě proudů

Ukázka proudů na střídavé straně je na *Obr. 3.29*, kde je viditelné že proud odebíraný ze sítě (zelený) je ve fázi s napětím sítě (fialové), pro lepší přehlednost je napětí v měřítku 1:10. z průběhu proudu měniče (červený) je rozpoznatelné, že proud není pouze činného charakteru ale obsahuje i činnou složku.



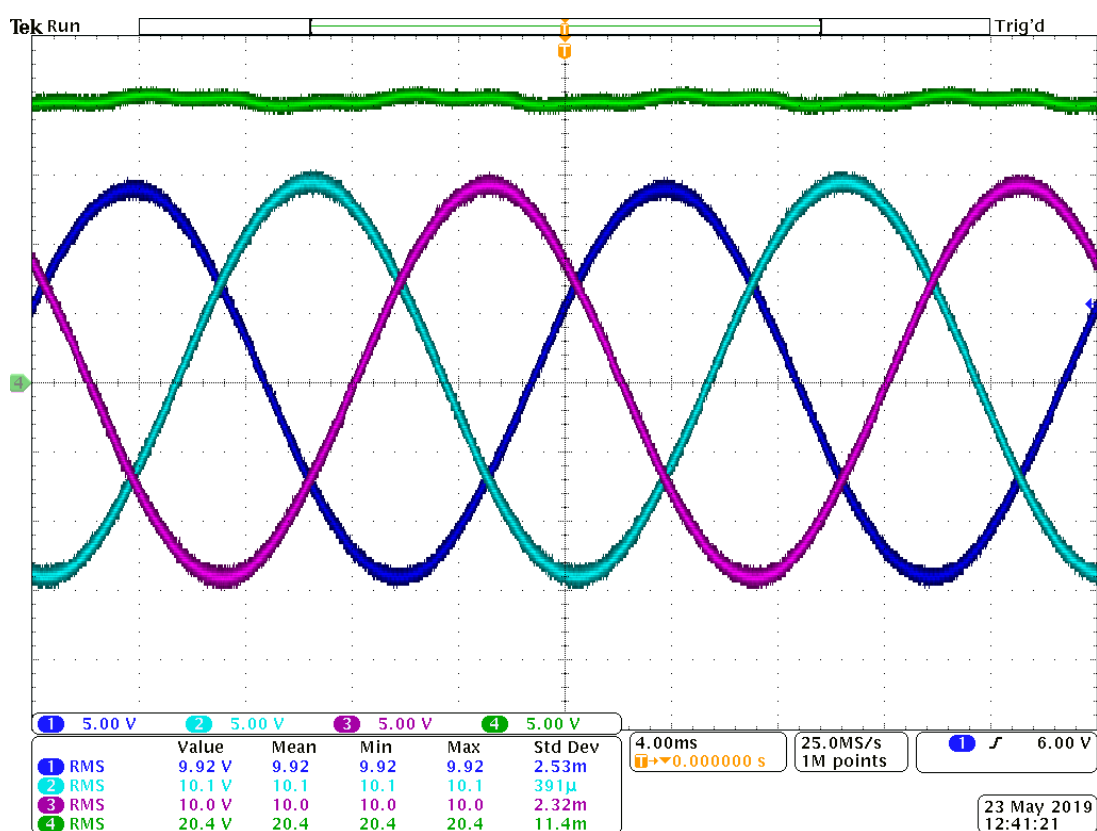
Obr. 3.29: Proudů a napětí v první fázi střídavého obvodu měniče pro symetrizaci odběru

Měnič je i po těchto úpravách schopný pracovat se symetrickým trojfázovým odběrem a zastávat tedy jednoduchou funkci aktivního filtru, případně řešit lehkou nesymetrii v trojfázové zátěži.

4 Měření

Nad rámec zadání diplomové práce bylo provedeno laboratorní měření na malém napětí, kde byl odzkoušen základní princip vektorového řízení napěťového pulzního usměrňovače pomocí mikrokontroléru TMS320F28335. [9]

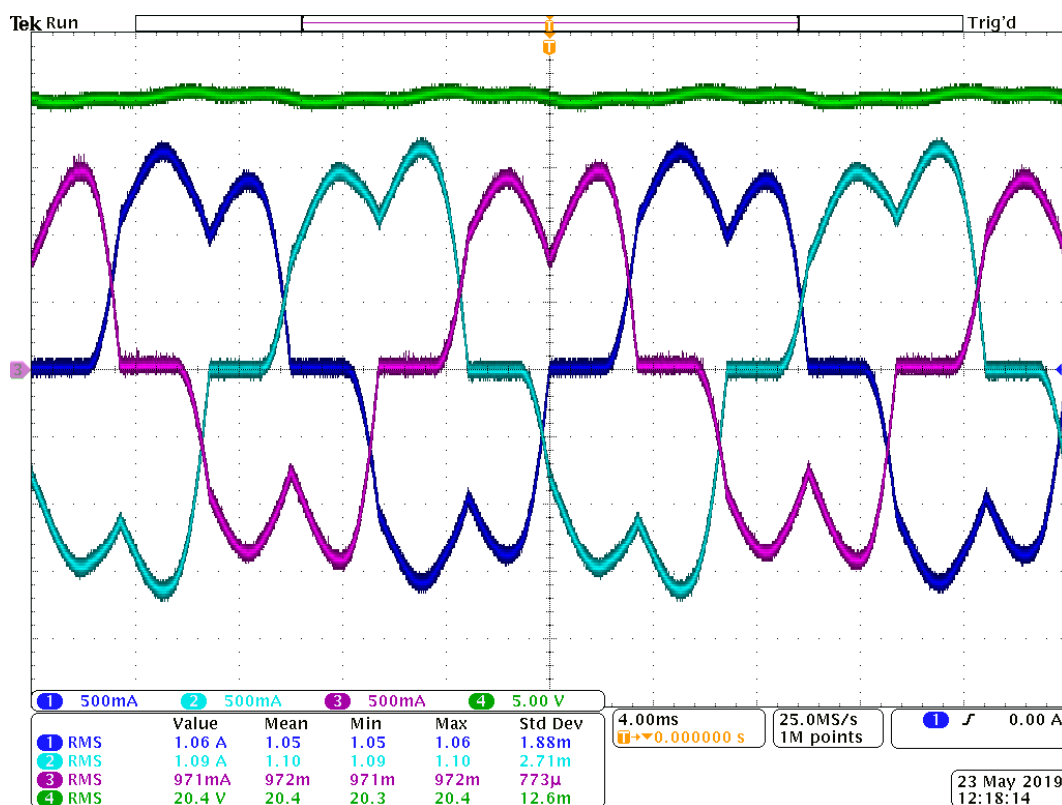
Průběh na *Obr. 4.1* ukazuje střídavé napětí zdroje a napětí na kondenzátorech, které bylo použité při ověřování funkčnosti simulovaného řízení z kapitoly 3.1. Vybrané hodnoty napětí byly zvoleny s ohledem na omezený rozsah laboratorního měniče a dostupných A/D převodníků.



Obr. 4.1: Ch1: Fázové napětí zdroj f1, Ch2: Fázové napětí zdroje f2, Ch3: Fázové napětí f3, Ch4: Napětí na kondenzátorech ve stejnosměrném obvodu

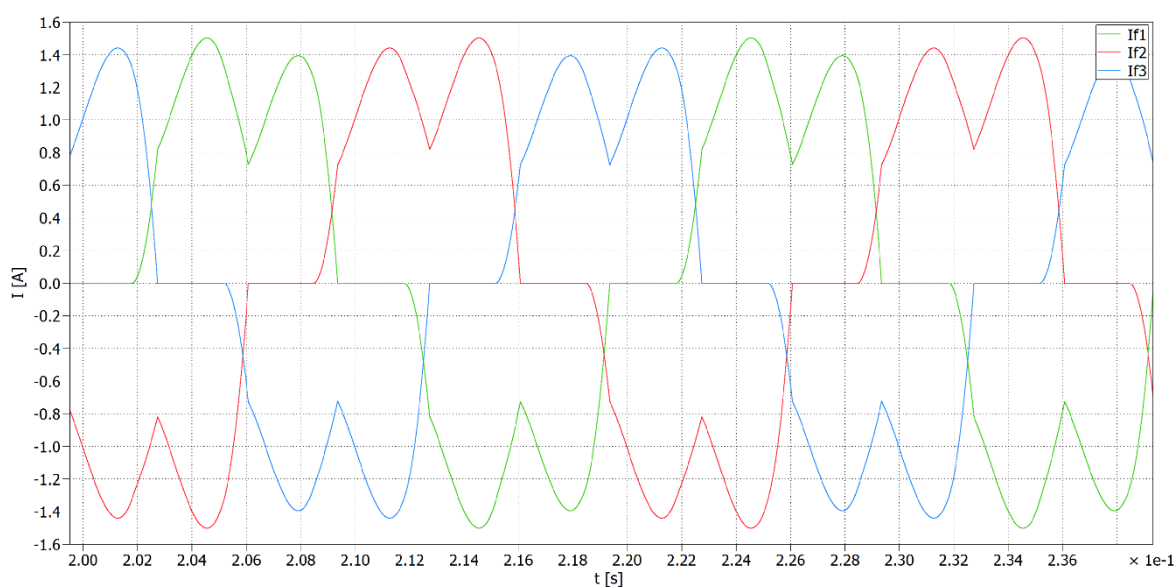
Prvním krokem bylo prověřit zřazování napětí a proudů, měnič byl tedy nejprve spuštěn bez spínání tranzistorů a zjišťováno, zda je měření sledu fází u napětí stejné jako u proudů a zároveň bylo ověřeno, zda všechny měřené hodnoty jsou shodné s údaji získanými ze simulačního modelu.

Fázové proudy tekoucí ze střídavých zdrojů jsou na *Obr. 4.2*. Na tvaru proudů je vidět nesymetrie způsobená vzájemnými indukčnostmi vstupních cívek, které byly navinuty na společném jádru.



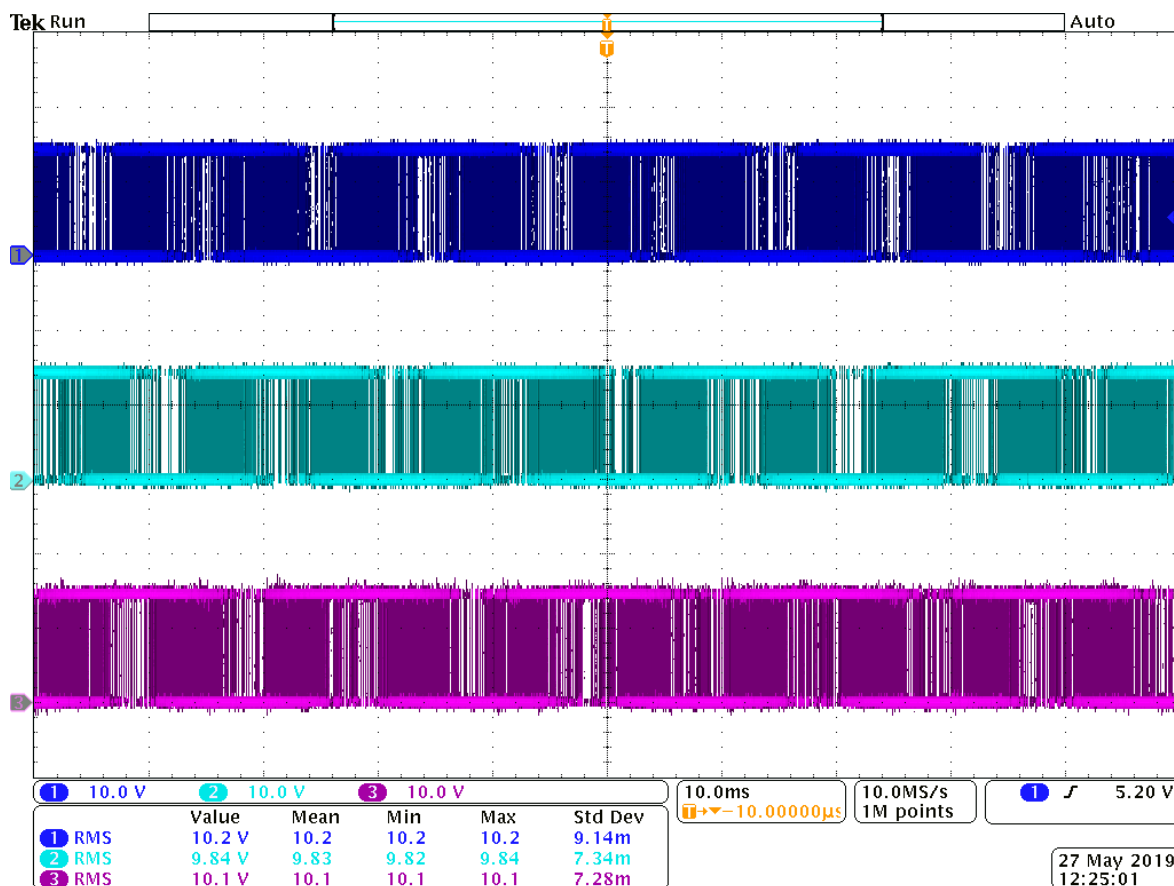
Obr. 4.2: Skutečné fázové proudy odebírané ze střídavého zdroje diodovým usměřovačem
 Ch1: Fázový proud f_1 , Ch2: Fázový proud f_2 , Ch3: Fázový proud f_3 ,
 Ch4: Napětí na kondenzátorech ve stejnosměrném obvodu

Tato nesymetrie byla ověřena za pomoci simulačního modelu měniče. Bylo využito modelu s cívkami se společným jádrem, které umožňují nastavení vzájemných indukčností. Průběhy proudů získané z takto upraveného modelu jsou ukázány na Obr. 4.3.



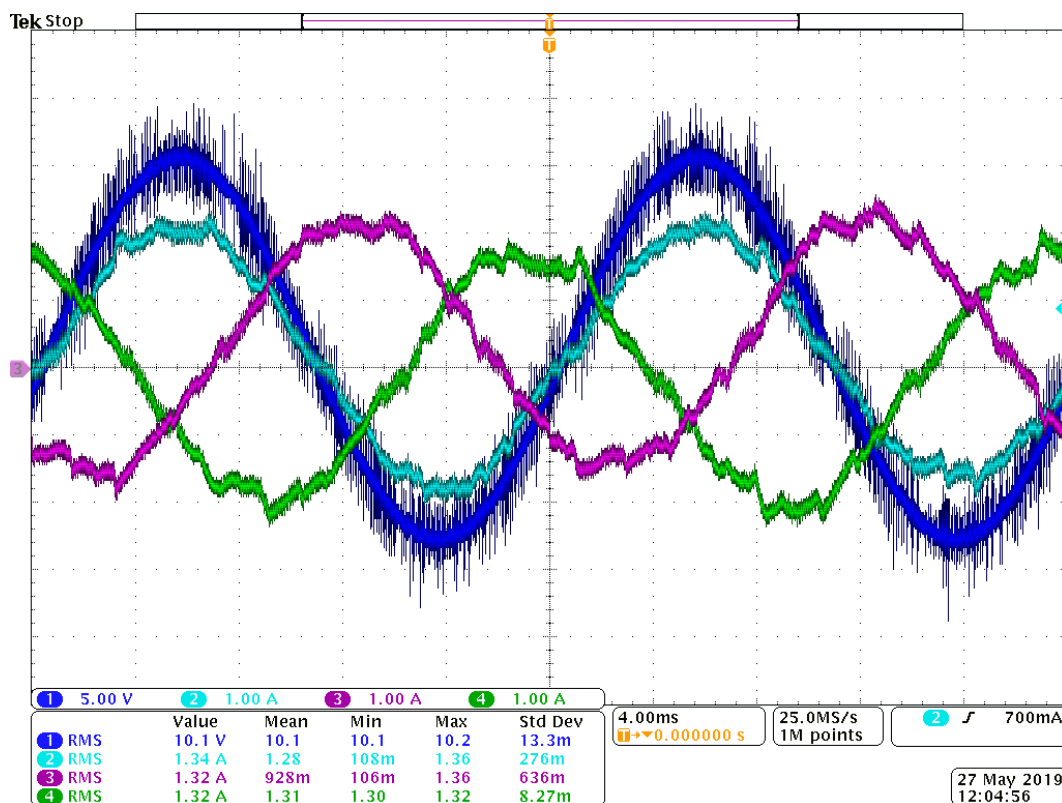
Obr. 4.3: Simulované fázové proudy odebírané ze střídavých zdrojů diodovým usměřovačem

Po ověření správnosti čtení hodnot pro regulaci z chování diodového usměrňovače byly spuštěny spínací signály pro ovládání tranzistorů. Spínací signály pro jednu skupinu tranzistorů jsou ukázány na *Obr. 4.4*, pro druhou skupinu tranzistorů jsou přiváděny signály s inverzním smyslem.



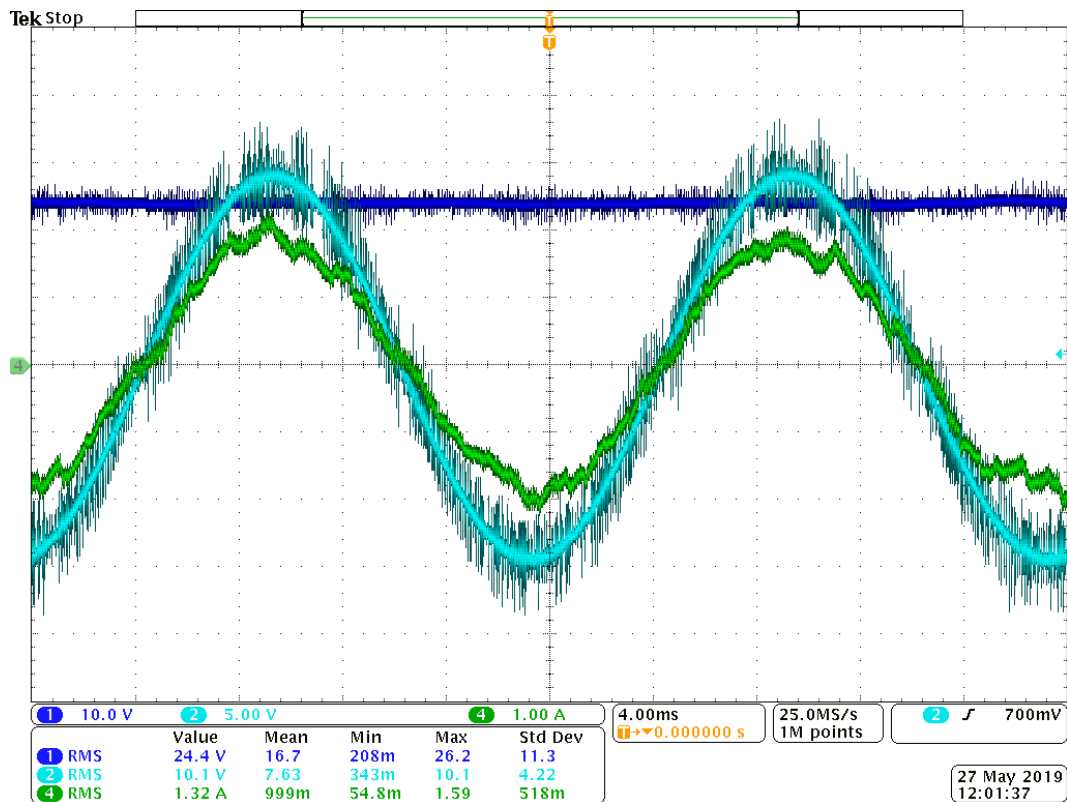
Obr. 4.4: Spínací signály pro tranzistory

Ukázka proudů odebíraných ze sítě napětovým pulzním usměrňovačem je na *Obr. 4.5*, kde je vidět, že proud první harmonické, jenž je pro nás nejpodstatnější, je odebíraný ve fázi s napětím sítě. Skutečnost že proudy jednotlivých fází mají mírně rozdílné velikosti, byl vysvětlen již u *Obr. 4.2* a *Obr. 4.3*.

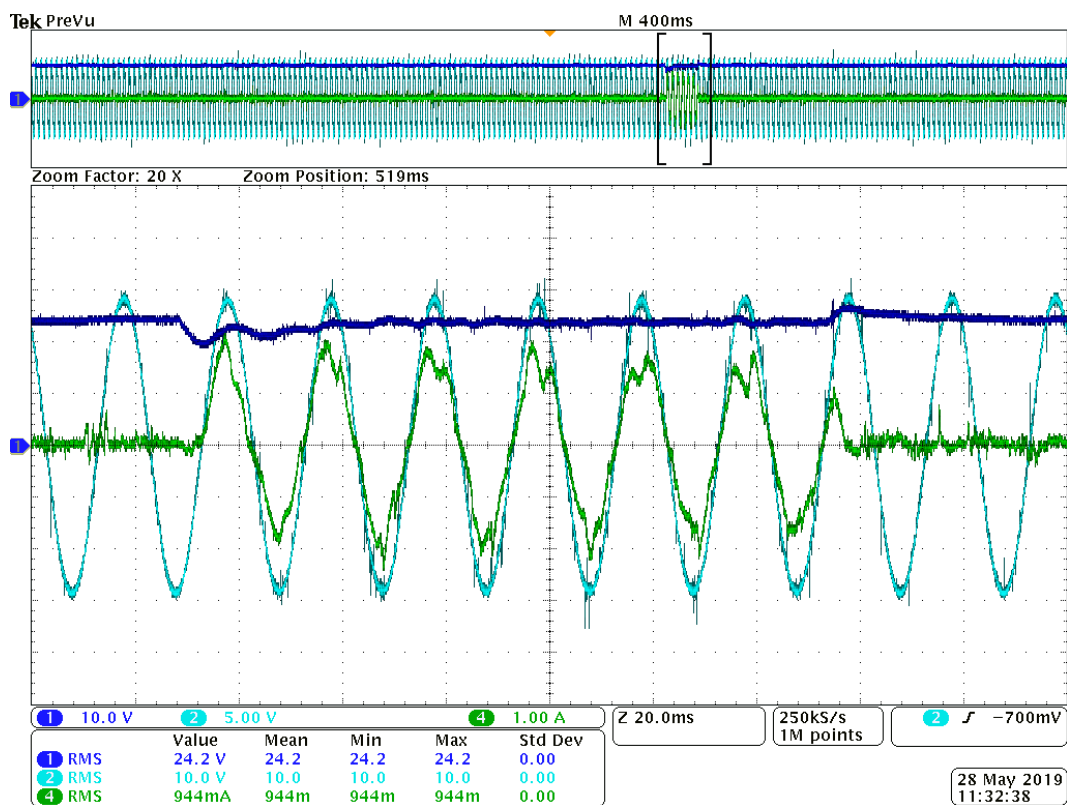


Obr. 4.5: Fázové napětí sítě a fázové proudy pulzního usměrňovače
Ch1:Fázové napětí sítě f1, Ch2: Fázový proud f1, Ch3: Fázový proud f2, Ch4: Fázový proud f3

Ukázka vlivu zkreslení proudů, které je primárně způsobeno nelineárními vlastnostmi měniče, na odebíraném proudu je ukázána na *Obr. 4.6*. Z tvaru proudu je možné vyzorovat, že při větších hodnotách odebíraného proudu, se méně projevují parazitní vlivy a výsledný tvar je více shodný se sinusovým signálem, kterého chceme dosáhnout. Výsledné regulované napětí U_{dc} (Ch1) je regulováno přesně na požadovanou hodnotu. Ukázka odezvy regulace na změnu zatížení ve stejnosměrném obvodu je ukázána na *Obr. 4.7*, ze kterého je vidět, že napětový regulátor udržuje konstantní hodnotu i při změnách zatížení (připojení a odpojení zátěžného rezistoru).



Obr. 4.6: Vliv zkreslení na odebraný proud
Ch1: napětí ve stejnosměrném obvodu, Ch2: Fázové napětí f1, Ch4: Fázový proud f1



Obr. 4.7: Ukázka regulace napětí ve stejnosměrném obvodu na změnu zátěže
Ch1: napětí ve stejnosměrném obvodu, Ch2: Fázové napětí f1, Ch4: Fázový proud f1

5 Závěr

Cílem diplomové práce bylo provést přehled aktivních filtrů a měničů pro symetrizaci odběru. Dále vytvoření modelu měniče umožňujícího symetrizaci odebíraného výkonu a ověřit jeho vlastnosti a chování.

V úvodní kapitole bylo popsáno, co je hlavním úkolem aktivního filtru, jakým způsobem plní svou funkci, vysvětlení co myslíme zbytkovou křivkou a její názorná ukázka. Krom toho bylo popsáno použití aktivního filtru pracujícího jako měnič pro symetrizaci odběru, uvedení příkladu zátěže způsobujícího nesymetrický odběr a způsob jakým symetrizace pomocí polovodičových měničů probíhá. Následně byly popsány druhy aktivních filtrů spolu s jejich topologií a způsob připojení do filtrované sítě. V kapitole bylo dále uvedeno rozdělení řízení aktivních filtrů a následně podrobněji popsáno vektorové řízení, které konkrétně bylo použito pro řízení v této diplomové práci. Na konci oddílu byl uveden příklad použití a další způsob, jakým je problém nesymetrie v současné době řešen.

Hlavní kapitola nejprve popisuje chování modelu trojfázového střídače z bakalářské práce, ze které bylo vycházeno, pro dosažení přesnějších výsledků. Tento model byl upraven do funkce napěťového pulzního usměrňovače, který je základem paralelního aktivního filtru. Na modelu bylo odzkoušeno základní jednoduché vektorové řízení, nejprve pouze s regulací požadované velikosti proudů a následně s regulací napětí ve stejnosměrném obvodu. Vstupní veličiny pro vektorové řízení byly napětí sítě a proud ve střídavém obvodu. Proud byl transformován do souřadného systému d, q , ve kterém je možné řídit stejnosměrné veličiny. To umožňuje využití PI regulátorů pro řízení. Výstupní veličinou vektorového řízení bylo požadované napětí generované měničem, které bylo dosaženo pomocí PWM.

Po odzkoušení chování napěťového pulzního usměrňovače byl model vylepšen na funkci aktivního filtru. Tento model zajišťoval odběr činného proudu z napájecí sítě i v případě připojení RL či RC zátěže. Vektorové řízení bylo doplněno o analytické výpočty vycházející z charakteru zátěže. Ty sloužily jako vstupní veličina nadřazených PI regulátorů, které pracovaly paralelně s PI regulátorem napětí stejnosměrného a společně určovaly hodnotu odebíraného činného proudu ze sítě tak, aby byla napájena zátěž připojená na střídavé straně měniče a zároveň se udržovala požadovaná hodnota napětí ve stejnosměrném obvodu.

Měnič pro symetrizaci odběru byl testován pro jednofázovou zátěž typu RL připojenou mezi fázový vodič a střed střídavých zdrojů. Prostřednictvím DFT byl spočítán

modul a úhel zatěžovací impedance, a výsledek byl použit pro nastavení velikosti požadovaného proudu. Zároveň byly přidány další dva PI regulátory, starající se o tzv. nulovou složku, která se objevuje pouze v případě nesymetrií. Tato regulační struktura se osvědčila, neboť u zmíněné jednofázové zátěže bylo docíleno téměř dokonalého symetrického odběru proudu ze všech tří fází s dominantní první harmonickou.

Nad rámec zadání diplomové práce bylo provedeno laboratorní měření pro otestování vektorové řízení napěťového pulzního usměrňovače. Pro zkoušení bylo využito měniče a signálového procesoru sloužící pro výuku. Měření bylo uskutečněno na sníženém napětí z důvodu omezeného rozsahu měřících A/D převodníků a použitého laboratorního měniče. Testované řízení modelu měniče korespondovalo s daty naměřenými na reálném měniči.

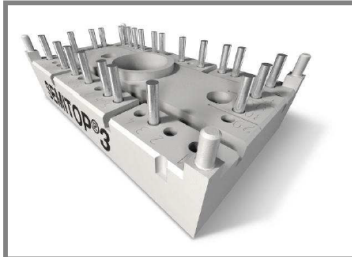
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] KŮS, V., SKÁLA, J., HAMMERBAUER, J.: *Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. 372 s. ISBN 978-80-7300-476-7.
- [2] VONDRÁŠEK, F. *Výkonová elektronika. Sv. 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2., rozš. vyd.* Plzeň: Západočeská univerzita, 2003. 267 s. ISBN 80-7082-980-X.
- [3] ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., JANDA, M.: *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004. 200 s. ISBN: 80-7043-350-7
- [4] ZEMAN, K. *Automatická regulace pohonů výtah z přednášek* [online]. 2013, Dostupné z : <https://courseware.zcu.cz/portal/studium/courseware/kev/arp/prednasky.html>
- [5] FUKALA, B. *Vliv elektrické vozby na napájecí soustavu* [online]. Ostrava, 2010 [cit. 2019-05-21]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/78476>. Diplomová práce. 99 s. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava. Fakulta elektrotechniky a informatiky. Katedra elektroenergetiky. Vedoucí práce Josef Paleček
- [6] Straka, M. *Matematický model napěťového střídače*. Plzeň, 2017. Bakalářská práce. 44 s. Západočeská univerzita. Fakulta elektrotechnická. Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky. Vedoucí práce Vojtěch Blahník
- [7] BLAHNÍK, V. *Moderní způsoby regulace polovodičových měničů se zaměřením na pulzní usměrňovače*. Plzeň, 2011. Disertační práce. 120 s. Fakulta elektrotechnická. Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky. Školitel Zdeněk Peroutka
- [8] IXYS Corporaton: IXYS Power [online]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/sk-20-dgdl-065-et-24909940.html>
- [9] Texas Instruments: [online]. Dostupné z: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>

Přílohy

Příloha 1: Datasheet trojfázového IGBT modulu použitého při měření

SK 20 DGDL 065 ET



SEMISTOP® 3

3-phase bridge rectifier +
brake chopper +3-phase
bridge inverter
SK 20 DGDL 065 ET

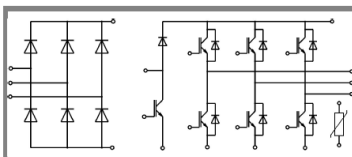
Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Ultrafast NPT technology IGBT
- CAL Technology FWD
- Integrated NTC temperature sensor

Typical Applications*

- Inverter

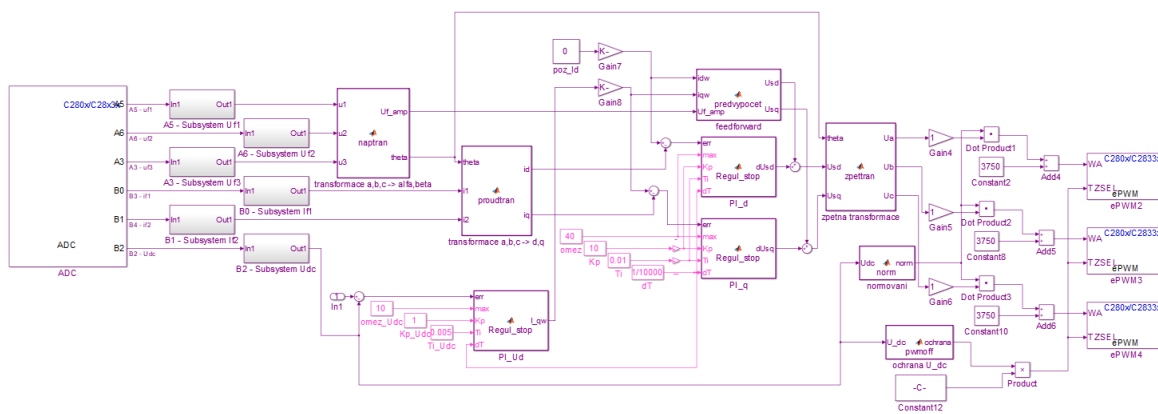


DGDL - ET

Absolute Maximum Ratings		$T_s = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT - Inverter, Chopper			
V_{CES}		600	V
I_C	$T_s = 25 (80)^\circ\text{C}$	24 (17)	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$, $t_p = 1 \text{ ms}$	40	A
V_{GES}		± 20	V
T_j		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
Diode - Inverter, Chopper			
I_F	$T_s = 25 (80)^\circ\text{C}$	25 (18)	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$, $t_p = 1 \text{ ms}$	50	A
T_j		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
Rectifier			
V_{RRM}		800	V
I_F	$T_s = 80^\circ\text{C}$	30	A
I_{FSM} / I_{TSM}	$t_p = 10 \text{ ms}$, $\sin 180^\circ$, $T_j = 25^\circ\text{C}$	220	A
I_t^2	$t_p = 10 \text{ ms}$, $\sin 180^\circ$, $T_j = 25^\circ\text{C}$	240	A^2s
T_j		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{sol}	Terminals, 10s	260	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40 ... +125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min. / 1s	2500 / 3000	V

Characteristics		$T_s = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT - Inverter, Chopper					
V_{CEsat}	$I_C = 20 \text{ A}$, $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		2 (2,2)	2,5	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 0,5 \text{ mA}$	3	4	5	V
$V_{CE(TO)}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (125) $^\circ\text{C}$		1,2 (1,1)	1,3	V
r_T	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (125) $^\circ\text{C}$		40 (55)	60	$\text{m}\Omega$
C_{ies}	$V_{CE} = V_{GE} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$		1,2		nF
C_{oes}	$V_{CE} = V_{GE} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$		-		nF
C_{res}	$V_{CE} = V_{GE} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$		-		nF
$R_{th(j-s)}$	per IGBT			1,7	K/W
$t_{d(on)}$	under following conditions		21		ns
t_i	$V_{CC} = 300 \text{ V}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$		28		ns
$t_{d(off)}$	$I_C = 20 \text{ A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$		170		ns
t_f	$R_{Gon} = R_{Goff} = 30 \Omega$		20		ns
E_{on}	inductive load		0,69		mJ
E_{off}			0,39		mJ
Diode - Inverter, Chopper					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 20 \text{ A}$, $T_j = 25 (125)^\circ\text{C}$		1,6 (1,6)		V
$V_{(TO)}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$ (125) $^\circ\text{C}$		1 (0,9)		V
r_T	$T_j = 150^\circ\text{C}$ (125) $^\circ\text{C}$		30 (33)		$\text{m}\Omega$
$R_{th(j-s)}$	per diode			1,7	K/W
I_{RRM}	under following conditions		-		A
Q_{rr}	$I_F = \text{A}$, $V_R = \text{V}$		-		μC
E_{rr}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $T_j = 150^\circ\text{C}$				mJ
	$di_F/dt = - \text{A}/\mu\text{s}$				
Diode rectifier					
V_F	$I_F = 15 \text{ A}$, $T_j = 25 (150)^\circ\text{C}$		1,1		V
$V_{(TO)}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		0,8		V
r_T	$T_j = 150^\circ\text{C}$		20		$\text{m}\Omega$
$R_{th(j-s)}$	per diode			2	K/W
Temperatur sensor					
R_{ts}	5 %, $T_r = 25 (100)^\circ\text{C}$		5000(493)		Ω
Mechanical data					
w			30		g
M_s	Mounting torque			2,5	Nm

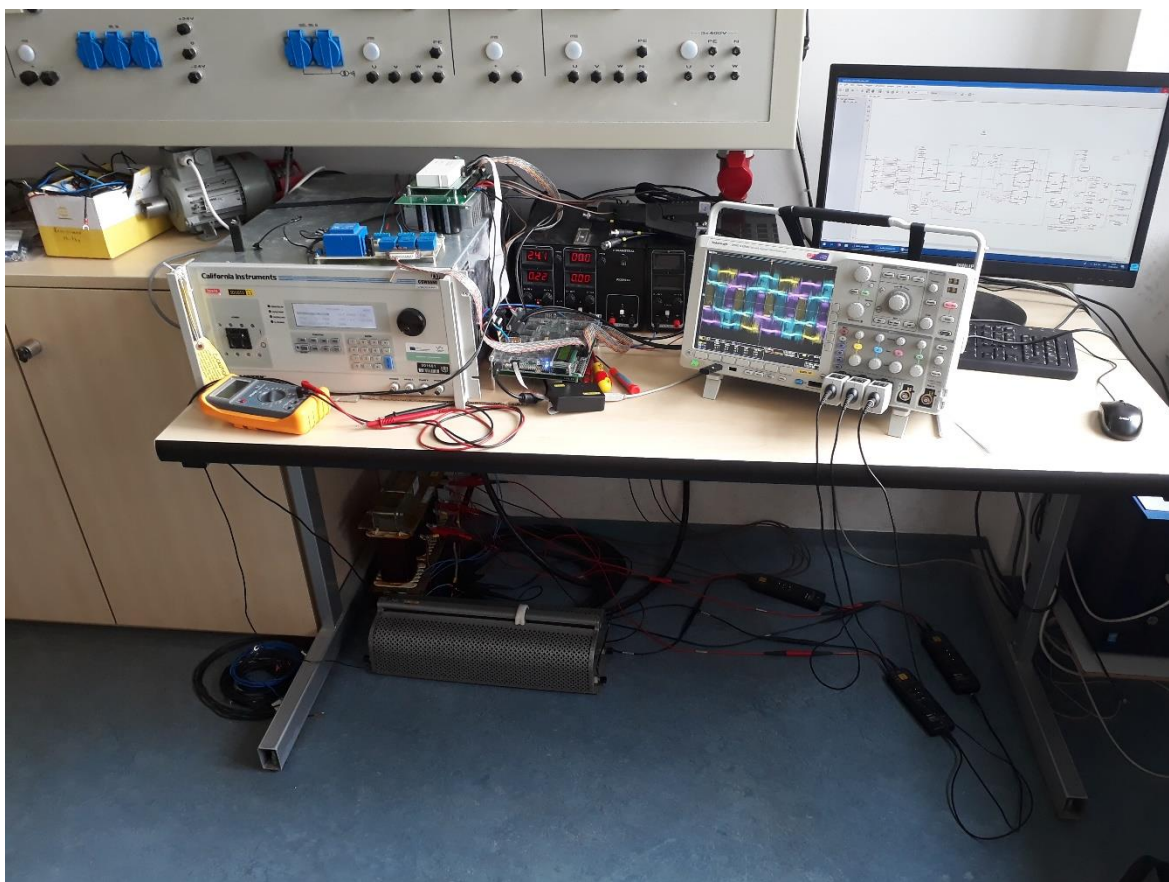
Příloha 2: Schéma z prostředí Simulink použité pro měření



Příloha 3: Parametry zvolené pro měření

PI regulátor napětí		PI regulátor proudu	
Kp	1	Kp	10
Ti	0.005	Ti	0.01
Ufac [V]		10V	
f _{PWM}		10 kHz	
L [mH]		2	
Rzat [Ω]		17,4	

Příloha 4: Fotografie zkušebního pracoviště



Příloha 5: Fotografie zatěžovacího odporu a vstupní tlumivky

