

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ  
ELEKTRONIKY**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Realizace řídicí struktury čtyřkvadrantového třífázového proudového  
pulzního usměrňovače**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2014/2015

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Petr PEDÁL**  
Osobní číslo: **E13N0045P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Realizace řídicí struktury čtyřkvadrantového třífázového proudového pulzního usměrňovače**  
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 :

V průběhu tvorby diplomové práce by student měl postupovat v následujících etapách:

1. Podrobně nastudujte potřebné problematiky, její zpracování a popis.
2. Zvolte vhodnou tvorbu algoritmu řízení, sestavení simulačního modelu čtyřkvadrantové varianty třífázového proudového pulzního usměrňovače, ověření jeho správné funkce.
3. Proveďte simulace funkce měniče v ustálených stavech a během přechodových dějů, zpracujte výsledky.
4. Implementujte řídicí struktury do mikroprocesorového regulátoru, experimentální verifikace správné funkce měřením v ustálených stavech a během přechodových dějů, zpracujte výsledky.
5. Sepište všechny výsledky včetně teorie.



*[Handwritten signature]*  
děkan

V Plzni dne 15. října 2014

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

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

Seznam odborné literatury:

1. **VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika - svazek III. Skripta ZČU, 2003.**
2. **HEROUT, Pavel. Učebnice jazyka C. 3. upr. vyd. České Budějovice : KOPP, 1996. 269 s. ISBN 80-85828-21-9.**

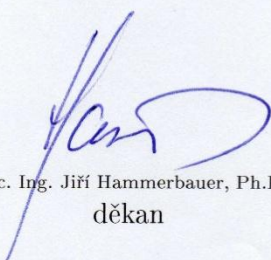
Vedoucí diplomové práce:

**Ing. Jan Michalík, Ph.D.**

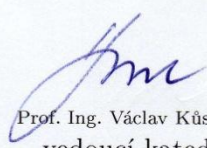
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2014**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2015**

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.  
děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

## **Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na problematiku čtyřkvadrantového třífázového proudového pulzního usměrňovače. Dále je uveden přehled nejpoužívanějších metod řízení pro tento měnič. Následuje simulace v programu Matlab a jeho prostředí Simulink, kde je prezentováno vytvořené řídicí schéma spolu s výsledky ze simulace. V další části je praktická realizace na laboratorním měniči, změna řídicího schématu pro DSP a jsou zde prezentovány výsledky získané měřením.

## **Klíčová slova**

Proudový pulzní usměrňovač, čtyřkvadrantová varianta, vektorová modulace, Matlab, Simulink

## **Abstract**

The diploma theses presents the principles of the four-quadrant three-phase current source rectifier. It is presented the most used methods for control of this rectifier. After there is the simulation in program Matlab and his enviroment Simulink, where is presented created control diagram with the results of the simulation. Next part is focused on the practical realization with laboratory rectifier, the change of control diagram for use in DSP and presentation of the measured results.

## **Key words**

Current source rectifier, four-quadrant, space vector modulation, Matlab, Simulink

## **Prohlášení**

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci 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.

V Plzni dne 9.5.2015

Petr Pedál

.....

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Michalíkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Dále bych rád poděkoval těm, kteří mě podporovali při studiu, hlavně svým rodičům.

# Obsah

Seznam symbolů a zkratek	1
Úvod	2
<b>1 Proudové pulzní usměrňovače</b>	<b>3</b>
1.1 Dvoukvadrantový měnič . . . . .	3
1.2 Čtyřkvadrantový měnič . . . . .	4
1.3 Řízení fázového posunu . . . . .	5
<b>2 Používané druhy modulací pro proudové pulzní usměrňovače</b>	<b>6</b>
2.1 Lichoběžníková modulace . . . . .	6
2.2 Modulace s vylučováním vyšších harmonických . . . . .	8
2.3 Vektorová modulace . . . . .	10
2.3.1 Spínací vektory . . . . .	11
2.3.2 Prostorový vektor . . . . .	12
2.3.3 Spínací kombinace . . . . .	13
2.3.4 Modulační strategie pro přepínání . . . . .	14
2.4 Srovnání druhů modulací . . . . .	15
<b>3 Simulace v programu Matlab</b>	<b>16</b>
3.1 Použité knihovny Simulinku . . . . .	16
3.2 Simulační schéma . . . . .	16
3.2.1 Řízení polarity . . . . .	17
3.2.2 PI regulátor . . . . .	18
3.2.3 Výpočet úhlu . . . . .	18
3.2.4 Korekce fázového posunu . . . . .	19
3.2.5 Výpočet časů, výběr sektorů . . . . .	20
3.2.6 Blok PWM . . . . .	20
3.3 Výsledky ze simulace . . . . .	21



<b>4 Praktická realizace</b>	<b>30</b>
4.1 Úprava řídicího schématu . . . . .	30
4.2 Konfigurace AD převodníků . . . . .	32
4.3 Přidání korekce fázového posunu . . . . .	32
4.4 Odzkoušení funkčnosti měniče . . . . .	32
4.5 Výsledky měření . . . . .	33
<b>Závěr</b>	<b>39</b>
<b>Literatura</b>	<b>41</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>45</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>46</b>
<b>Přílohy</b>	<b>47</b>
<b>A Obrázky laboratorního pracoviště</b>	<b>47</b>
<b>B Řídicí schéma z prostředí Simulink</b>	<b>49</b>

# Seznam symbolů a zkratek

DSP .....	Digitální signálový procesor
PWM .....	Pulzně šířková modulace
SHE .....	Modulace s vylučováním vyšších harmonických (Selective Harmonic Elimination)
SVM .....	Vektorová modulace (Space Vector Modulation)
TPWM .....	Lichoběžníková modulace (Trapezoidal PWM)
$C_f$ .....	Vstupní kondenzátor [ $\mu C$ ]
$D_1$ .....	Dioda 1
$f_1$ .....	Frekvence první harmonické [ $Hz$ ]
$f_{rez}$ .....	Rezonanční frekvence vstupního filtru [ $Hz$ ]
$f_{sw}$ .....	Spínací frekvence [ $Hz$ ]
$i_a$ .....	Vstupní proud ze zdroje [A]
$I_d$ .....	Proud na stejnosměrné straně [A]
$I_{ca}$ .....	Proud kondenzátorem fáze A [A]
$i_{va}$ .....	Proud vstupující do usměrňovače fáze A [A]
$i_{sa}$ .....	Vstupní proud fáze A [A]
$L_s$ .....	Vstupní indukčnost [ $mH$ ]
$L_d$ .....	Indukčnost na stejnosměrné straně [ $mH$ ]
$m$ .....	Modulační index
$N_p$ .....	Počet pulsů
$R$ .....	Odpor zátěže [ $\Omega$ ]
$T_1$ .....	Tranzistor 1
$u_a$ .....	Vstupní napětí zdroje [V]
$U_d$ .....	Napětí na stejnosměrné straně [V]
$U_{Ls}$ .....	Napětí na vstupní indukčnosti [V]
$U_{sa}$ .....	Vstupní napětí fáze A [V]
$X_c$ .....	Reaktance kondenzátoru [ $\Omega$ ]
$\epsilon$ .....	Úhel mezi napětím zdroje a napětím na kondenzátoru [rad]
$\vartheta$ .....	Úhel mezi napětím zdroje a proudem do usměrňovače. [rad]
$\omega$ .....	Úhlová frekvence [ $\frac{rad}{s}$ ]

# Úvod

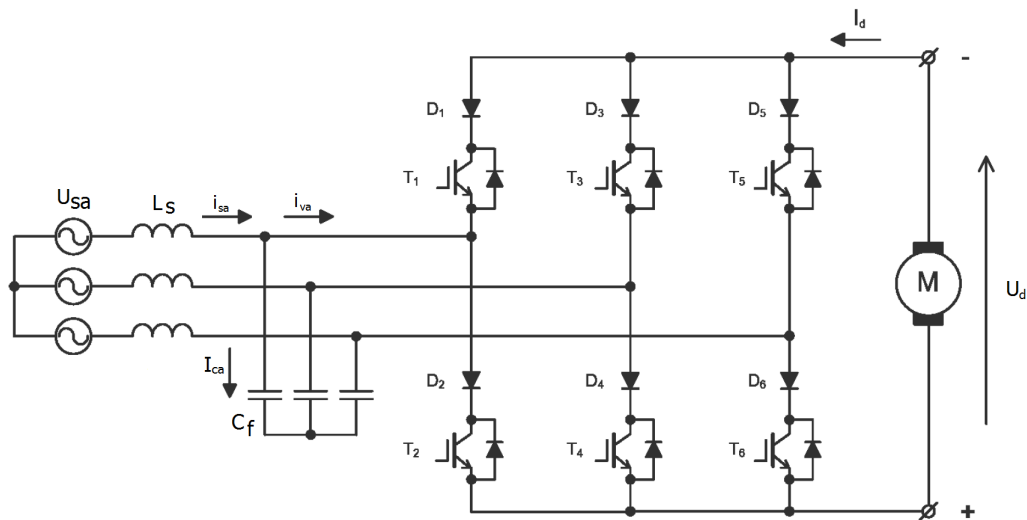
Cílem této diplomové práce je vytvoření řídicí struktury čtyřkvadrantového třífázového proudového pulzního usměrňovače. Na začátku je představen dvoukvadrantový měnič a čtyřkvadrantový měnič. Poté jsou rozebrány nejpoužívanější metody řízení s popisem jednotlivých výhod u každého řízení. Jedná se o řízení pomocí lichoběžníkové modulace, následuje řízení realizované modulací s vylučováním vyšších harmonických a nakonec je rozebráno řízení pomocí vektorové modulace. V následující kapitole je popsáno, jak bylo vytvořeno schéma řízení pro simulaci proudového pulzního usměrňovače v simulačním programu Matlab a jeho prostředí Simulink s využitím knihoven pro modelování výkonových prvků a pro realizaci matematických operací v pevné řádové čárce. Po ověření funkčnosti regulačního algoritmu v simulaci následuje praktická realizace v níž je popsáno, jak bylo vytvořené řídicí schéma upraveno tak, aby se dalo použít pro řízení pomocí digitálního signálového procesoru TMS320F2812, který jsem použil k řízení předem vyrobeného laboratorního přípravku.

# 1

## Proudové pulzní usměrňovače

### 1.1 Dvoukvadrantový měnič

Proudové pulzní usměrňovače na rozdíl od napěťových pulzních usměrňovačů řídí proud na stejnosměrné straně, proto jsou vhodné pro přímé připojení stejnosměrného motoru. Pro běžnou topologii proudového pulzního usměrňovače může být změněna polarita výstupního napětí  $U_d$  ale směr toku výstupního proudu  $I_d$  být změněn nemůže. Toto schéma je zobrazeno na obrázku 1.1. Nemůže tedy pracovat ve všech čtyřech kvadrantech pro napájení stejnosměrné zátěže bez dalších úprav.[4]



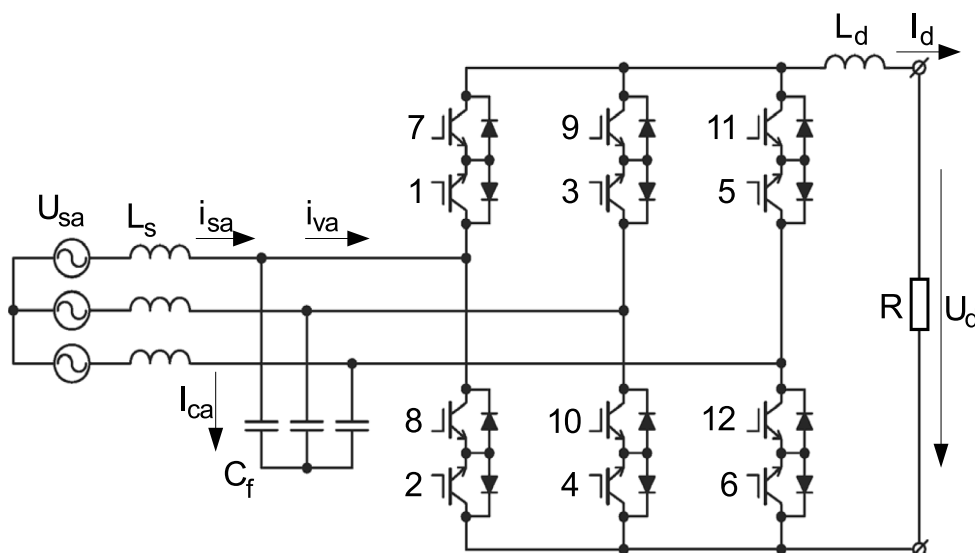
**Obr. 1.1:** Schéma třífázového dvoukvadrantového proudového pulzního usměrňovače (Převzato z [4])

Vhodným spínání tranzistorů  $T_1$  až  $T_6$ , které bude probráno, dále můžeme s tímto měničem ovládat proud  $I_d$  v jedné polaritě. Řízení musíme vytvořit s ohledem na dvě podmínky, které tento typ měniče vyžaduje. První je že stejnosměrný proud  $I_d$  nesmí být přerušen, protože by došlo k rozpojení velké indukčnosti, která je na stejnosměrné

straně a vzniklo by přepětí, které by zničilo měnič. Druhou podmínkou je, že vždy vedou jen dva spínače, jeden v horní a druhý v dolní skupině (pouze při komutaci na krátký okamžik vedou tři). Nesmíme zkratovat vstupní kondenzátor  $C_f$ , a proto schéma obsahuje diody  $D_1$  a  $D_6$ . S tímto měničem bychom tedy potřebovali buzení schopné reverzace proudu, abychom byli schopni řídit stejnosměrný motor na obě strany otáčení.[3]

## 1.2 Čtyřkvadrantový měnič

Nyní bude představena čtyřkvadrantová varianta proudového pulzního usměrňovače, pro kterou bude vytvořeno řídicí schéma. Na následujícím obrázku 1.2 je zobrazeno schéma pro třífázový čtyřkvadrantový proudový pulzní usměrňovač. Ten je výhodný například pro připojení na stejnosměrný motor, protože můžeme měnit směr otáčení pomocí polaritu proudu bez nutnosti změny buzení. V každé větvi jsou spínače tvořeny vždy pomocí dvou antisériových IGBT s jejich zpětnými diodami. Indukčnost na vstupu usměrňovače  $L_s$  je součtem indukčnosti zdroje, rozptylové indukčnosti transformátoru a vstupní tlumivky. Kondenzátory  $C_f$  na vstupu měniče jsou použity z důvodu komutace spínacích prvků. Jedním ze spínaných stavů je odpojení příslušné fáze od sítě a bez kondenzátorů by došlo k rozpojení indukčnosti na vstupu, to by byl nepřijatelný stav. Navíc kombinace kondenzátoru a indukčnosti tvoří vstupní filtr. Indukčnost na stejnosměrné straně  $L_d$  akumuluje energii a vyhlazuje stejnosměrný proud. Odpor  $R$  na stejnosměrné straně představuje zátěž.[3]



**Obr. 1.2:** Uvažované schéma třífázového čtyřkvadrantového proudového pulzního usměrňovače (Upraveno z [4])

### 1.3 Řízení fázového posunu

Fázový posun mezi vstupními veličinami proudu  $I_s$  a  $U_s$  můžeme řídit, jak bude prezentováno dále při simulaci a praktické realizaci. Toto řízení má však omezení, nelze srovnat fázový posun vstupního napětí a proudu pod hodnotou minimálního proudu  $I_c$ . Její hodnota se rovná následujícímu vzorci.

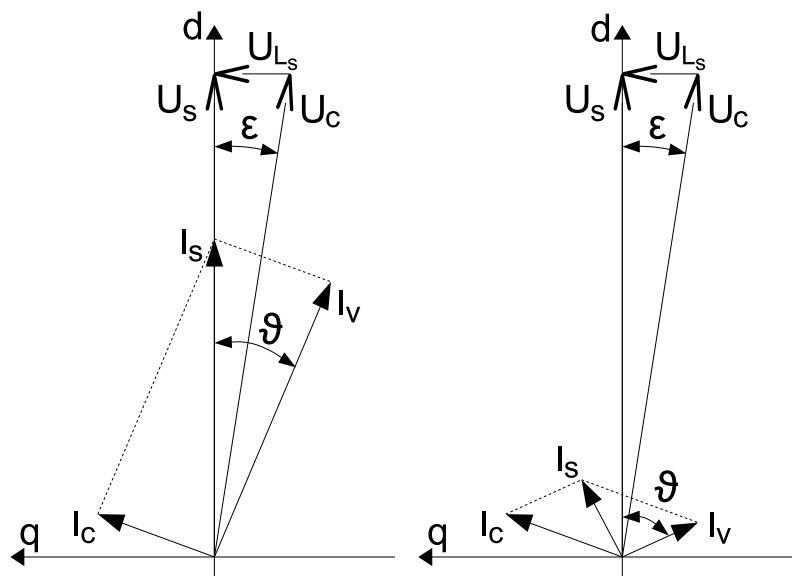
$$I_c = \frac{U_c}{X_c} = U_c \cdot \omega \cdot C_f \quad (1.1)$$

Chceme tedy co nejnižší hodnotu vstupního kondenzátoru, aby byl tento proud co nejmenší (lepší říditelnost) a zároveň ale také co nejvyšší kvůli malému rozkmitu napětí  $U_c$ . Dále musíme brát v potaz rezonanční frekvenci vstupního filtru.

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_f}} \quad (1.2)$$

Tato rezonance vstupního filtru by mohla být vybuzena nízkou spínací frekvencí. Tento problém se dá odstranit pomocí pasivního tlumení, kdy zapojíme odpory paralelně ke kondenzátorům, to však zvyšuje ztráty, a proto se tento způsob nevyužívá. Lepším řešením je aktivní tlumení pomocí virtuálního odporu vypočítaného pomocí specifického řízení, kterým se ale tato práce nezabývá.

Pokud máme tedy proud vyšší než minimální, můžeme řídit fázový posun pomocí úhlu  $\vartheta$ , jak je zobrazeno na následujícím obrázku 1.3 vlevo, napravo je zobrazen fázorový diagram pro nízký neřiditelný proud.



Obr. 1.3: Fázorový diagram pro vstupní veličiny [4]

## 2

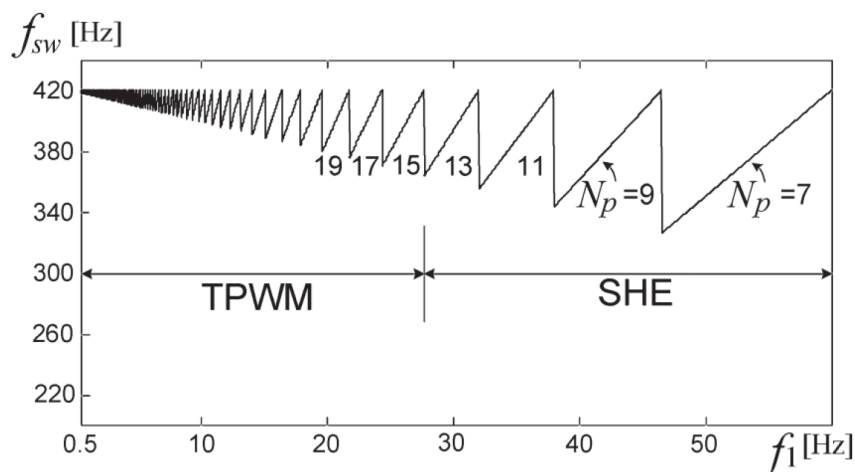
# Používané druhy modulací pro proudové pulzní usměrňovače

Následuje rešerše nejpoužívanějších metod modulace, mezi které patří lichoběžníková modulace (TPWM), modulace s vylučováním vyšších harmonických (SHE) a nakonec vektorová modulace (SVM), která byla vybrána k realizaci řízení měniče, protože má výborné dynamické vlastnosti, vysokou flexibilitu změny modulačního signálu a je výhodná pro realizaci pomocí digitálního signálového procesoru. Je popsán základní princip činnosti jednotlivých druhů modulací a poté jsou zhodnoceny jejich jednotlivé výhody a nevýhody. Uvažované schéma usměrňovače bylo zobrazeno na obrázku 1.2.[3]

## 2.1 Lichoběžníková modulace

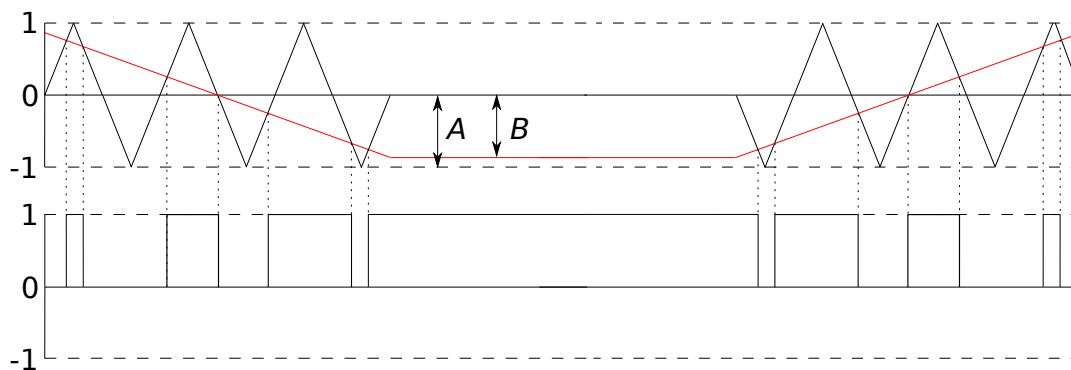
První prezentovaná metoda je využívána především u proudových střídačů v kombinaci s následující metodou modulace s vylučováním vyšších harmonických (SHE). Samostatně se dnes využívá minimálně, protože jde o starý typ modulace využívaný ve starších měničích. Její výhodou je, že u ní nedochází k velkému počtu spínání, a proto tolik nestoupají spínací ztráty se změnou výstupní frekvence střídače, na rozdíl od následující metody SHE. Jejich kombinací se dá provozovat střídač, který je většinu času řízen s využitím výhod metody SHE a pouze pokud klesne výstupní frekvence, tak je řízení změněno na lichoběžníkovou modulaci, jak je vidět na obrázku 2.1. Výběr této frekvence je dán tím, že metoda SHE potřebuje se snižující se frekvencí výstupu ke své činnosti stále větší spínací frekvence. To by vedlo k velkým spínacím ztrátám na řízených výkonových součástkách. Protože se uvažuje, že střídač pracuje s nízkou výstupní frekvencí jen krátce, nedojde k zásadnímu zhoršení obsahu harmonických.[1]

Lichoběžníková modulace je podobná sinusové PWM pro napěťový střídač. Princip této metody je vysvětlen na obrázku 2.2. Lichoběžníkový modulační signál (červená křivka) o amplitudě  $B$  se základní frekvencí motoru je porovnáván s trojúhelníkovým



**Obr. 2.1:** Přechod mezi modulacemi v závislosti na změně výstupní frekvence střídače  $f_1$ ,  $f_{sw}$  je spínací frekvence a  $N_p$  je počet pulzů na půlperiodu (Převzato z [1])

nosným signálem (černá křivka) o amplitudě  $A$ . Body, kde se tyto signály protínají, vytvářejí PWM spínací vzor, jak je vidět na obr. 2.2. Střední úsek o délce  $\frac{\pi}{3}$  je bez modulační křivky.[2]



**Obr. 2.2:** Princip lichoběžníkové modulační [2]

Dále schéma pokračuje stejně jen se zrcadlově otočenou modulační křivkou podle osy  $y$ , jak je vidět na obrázku. Tímto je vytvořen spínací vzor pro polovinu spínací doby, druhá polovina by pokračovala stejným principem jen s modulační křivkou zrcadlově otočenou podle osy  $x$ . Existují dva základní vztahy pro vytvořený PWM vzor. První je modulační index  $m$ , který je poměrem amplitud signálů.[2]

$$m = \frac{B}{A} \quad (2.1)$$

Druhý je počet pulzů  $N_p$ , který vyjadřuje jejich počet pro polovinu spínací doby měniče. Pro obr. 2.2 by  $N_p$  bylo šest. Protože frekvenci spínání můžeme spočítat následujícím vzorcem:[1]

$$f_{sw} = f_1 \cdot N_p \quad (2.2)$$

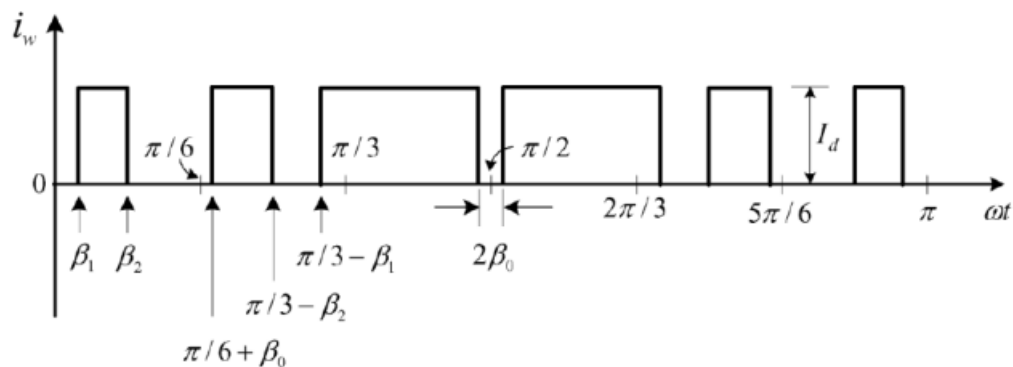


Kde  $f_{sw}$  je spínací frekvence,  $f_1$  vyjadřuje frekvenci první harmonické a počet pulzů na půlvlnu je dán  $N_p$ . Ale spínání nám vytváří vyšší harmonické, a proto se pro vyšší  $N_p > 7$  tato modulace nepoužívá a přechází se raději k využití následující metody SHE.[1]

## 2.2 Modulace s vylučováním vyšších harmonických

Modulace s vylučováním vyšších harmonických je nejpoužívanější metoda pro řízení usměrňovače, kde se nepožadují příliš velké dynamické vlastnosti a kde nám jde především o nízké spínací frekvence. Metoda SHE je off-line modulační schéma, podle kterého můžeme odstranit námi vybraný počet harmonických proudů sítě.[3]

Nejprve je nutné vypočítat potřebné spínací úhly s ohledem na zvolené odstranění vyšších harmonických. Poté je napíšeme do tabulky, se kterou bude řídicí mikroprocesor pracovat. Proudové měniče jsou používány pro vysoké výkony a nízké spínací frekvence, proto je dobré využít modulace SHE k jejich řízení. U proudového usměrňovače s využitím řízení pomocí SHE musí schéma odstranit vybrané harmonické a dále být schopno měnit hodnotu modulačního indexu, protože požadujeme od řízení i regulaci proudu ve stejnosměrné části meziobvodu. Ukázka průběhu PWM jedné půlperrody proudu je zobrazena na obr.2.3.[3]



**Obr. 2.3:** Ukázka průběhu PWM jedné půlperrody proudu (Převzato z [3])

Jak je na obrázku vidět, je zde šest pulzů a tři různé úhly sepnutí. Proto jeden úhel ovládáme ke změně hloubky indexu modulační a zbylé dva využíváme k odstranění dvou harmonických proudů. Výpočet potřebných úhlů pro odstranění vyšších harmonických proudů se provede tak, že provedeme Fourierovu transformaci průběhu PWM signálu z obrázku a sestavíme soustavu rovnic. Z jejího řešení dostaneme všechny spínací úhly pro námi zadané hodnoty modulačního indexu. Poté už jen zbývá pro vypočítané hodnoty úhlů sestavit spínací signály pro jednotlivé prvky.[3]

Následují rovnice pro Fourierovu transformaci PWM modulační z obrázku 2.3 a jsou převzaté z [3].

$$i_W(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_W(\omega t) \sin(n\omega t) d(n\omega t) \\ &= \frac{4I_d}{\pi} \{ \cos(n\beta_1) - \cos(n\beta_2) + \cos(n(\frac{\pi}{6} + \beta_0)) - \cos(n(\frac{\pi}{6} - \beta_2)) \\ &\quad + \cos(n(\frac{\pi}{3} - \beta_1)) - \cos(n(\frac{\pi}{2} - \beta_0)) \} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pro změnu hloubky modulace a eliminaci 5. a 7. harmonické podle tohoto vztahu, bude sestavena soustava rovnic:

$$\begin{aligned} F_1 &= \cos(5\beta_1) - \cos(5\beta_2) + \cos(5(\frac{\pi}{6} + \beta_0)) - \cos(5(\frac{\pi}{3} - \beta_2)) + \cos(5(\frac{\pi}{3} - \beta_1)) \\ &\quad - \cos(5(\frac{\pi}{2} - \beta_0)) = 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} F_2 &= \cos(7\beta_1) - \cos(7\beta_2) + \cos(7(\frac{\pi}{6} + \beta_0)) - \cos(7(\frac{\pi}{3} - \beta_2)) + \cos(7(\frac{\pi}{3} - \beta_1)) \\ &\quad - \cos(7(\frac{\pi}{2} - \beta_0)) = 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

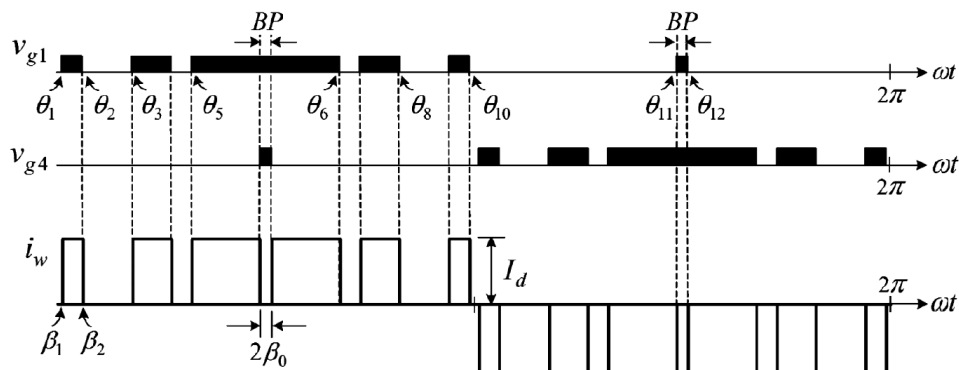
Poslední rovnice bude odvozena pro změnu hloubky modulace:

$$\begin{aligned} F_3 &= \frac{a_1}{I_d} - m_a \\ &= \frac{4}{\pi} \{ \cos(\beta_1) - \cos(\beta_2) + \cos(\frac{\pi}{6} + \beta_0) - \cos(\frac{\pi}{3} - \beta_2) \\ &\quad + (\frac{\pi}{3} - \beta_1) - (\frac{\pi}{2} - \beta_0) \} - m_a = 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

modulační index  $m_a$  je dán následujícím vzorcem:

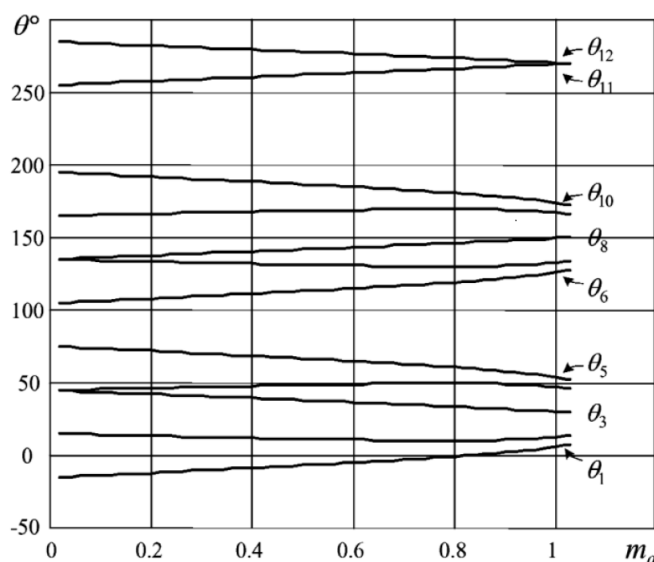
$$m_a = \frac{I_{W1}}{I_d} \quad (2.8)$$

Amplituda modulační křivky je  $I_{W1}$ , střední hodnota ve stejnosměrném meziobvodu je  $I_d$ . Řešením této soustavy rovnic nám vyjdou všechny spínací úhly pro všechny hodnoty modulačního indexu, které jsou vypočteny a prezentovány v [3]. Pro takto vypočtené hodnoty úhlů potřebujeme sestavit spínací schéma. Příklad pro spínání prvků ve fázi A je zobrazen na obrázku 2.4. Je zde šest pulzů pro každý prvek.[3]



Obr. 2.4: Spínací signály pro prvky ve fázi A (Převzato z [3])

Úhly sepnutí pro eliminaci 5. a 7. harmonické jsou znázorněny na následujícím obrázku 2.5. Jsou zobrazeny v závislosti na modulačním indexu  $m_a$ . [3]



Obr. 2.5: Spínací úhly SHE modulace pro eliminaci 5. a 7. harmonické v závislosti na modulačním indexu (Převzato z [3])

## 2.3 Vektorová modulace

Díky skvělým dynamickým vlastnostem, které tato metoda modulace poskytuje, je používána u usměrňovačů, pokud například požadujeme možnost řízení aktivního tlumení kmitů vstupního filtru, který je tvořen kondenzátorem a rozptylovou indukčností transformátoru. Jedna z jejich dalších výhod je celkem snadná realizace pomocí digitálního signálového procesoru. [1]

### 2.3.1 Spínací vektory

U proudového usměrňovače musíme při spínání zajistit, abychom nerozpojili proud ve stejnosměrném meziobvodu a aby vždy vedly jen dva spínače. Z toho vždy jeden prvek v horní šestici spínačů (1,3,5) nebo pro druhý měnič (7,9,11) a druhý prvek v dolní šestici spínačů (2,4,6) nebo pro druhý měnič (8,10,12). Pouze při komutaci na krátký okamžik vedou tři spínače, vždy od jednoho měniče a to tak, že je nejprve zapnut nový prvek a po uplynutí doby přesahu je vypnut předcházející prvek.[8]

Uplatněním obou podmínek získáme celkem devět možností spínání, z toho šest aktivních a tři nulové, viz tab.2.1. Z této tabulky vidíme, že pro tři vektory (7,8,9) je stejnosměrný meziobvod zkratován a proudy na vstupu jsou nulové, proto jim říkáme nulové vektory. Například vektor 9 znamená, že je stejnosměrný meziobvod zkratován pomocí spínačů 5 a 6, které jsou ve třetí fázi (C). Pro zbylých šest aktivních vektorů je vždy podle sepnutých spínačů spojen stejnosměrný meziobvod se střídavou stranou pomocí spínačů ve dvou fázích, třetí fáze je odpojena. Například vektor 1 znamená, že je sepnut spínač 1 v horní šestici spínačů a spínač 6 v dolní šestici spínačů. Tudíž proud teče přes spínač 1 v první fázi (A) do stejnosměrného meziobvodu a vrací se přes spínače 6 v třetí fázi (C). Zbývající fáze (B) je v tomto vektoru odpojena. Všechny stavy pro dolní měnič je možné vyčíst z následující tabulky.[8]

Sepnuté spínače	$i_{va}$	$i_{vb}$	$i_{vc}$	Vektor
1, 6	$i_{dc}$	0	$-i_{dc}$	1
3, 6	0	$i_{dc}$	$-i_{dc}$	2
2, 3	$-i_{dc}$	$i_{dc}$	0	3
2, 5	$-i_{dc}$	0	$i_{dc}$	4
4, 5	0	$-i_{dc}$	$i_{dc}$	5
1, 4	$i_{dc}$	$-i_{dc}$	0	6
1, 2	0	0	0	7
3, 4	0	0	0	8
5, 6	0	0	0	9

**Tab. 2.1:** Povolené spínací stavy proudového měniče pro dolní měnič [8]

Předcházející popis byl při uvažování činnosti měniče jako usměrňovač a při spínání dolních spínačů (1,2,3,4,5,6) viz obr.1.2. Protože máme ale čtyřkvadrantový měnič, tak při jeho funkci jako střídač jsou spínací stavy stejné, jen bude otočena polarita proudu stejnosměrného meziobvodu a tudíž i směr toku proudu procházejícího jednotlivými fázemi při spínání. Nyní tedy uvažujeme, že jsou pro spínání použity horní spínače (7,8,9,10,11,12) viz obr.1.2 a že je tudíž otočena polarita proudu ve stejnosměrném meziobvodu. Opět máme tři nulové a šest aktivních vektorů. Všechny spínací stavy jsou zobrazeny v tab.2.2.[8]

Sepnuté spínače	$i_{va}$	$i_{vb}$	$i_{vc}$	Vektor
7, 12	$-i_{dc}$	0	$i_{dc}$	1
9, 12	0	$-i_{dc}$	$i_{dc}$	2
8, 9	$i_{dc}$	$-i_{dc}$	0	3
8, 11	$i_{dc}$	0	$-i_{dc}$	4
10, 11	0	$i_{dc}$	$-i_{dc}$	5
7, 10	$-i_{dc}$	$i_{dc}$	0	6
7, 8	0	0	0	7
9, 10	0	0	0	8
11, 12	0	0	0	9

**Tab. 2.2:** Povolené spínací stavy proudového měniče pro horní měnič [8]

### 2.3.2 Prostorový vektor

Vektory, které jsme si definovali v předchozí části můžeme zobrazit do diagramu, který je zobrazen na obr.2.6. Šest aktivních vektorů nám rozdělí rovinu na šest sektorů (sektory označeny římskými číslicemi). Tři nulové vektory jsou totožné a v diagramu jsou zobrazeny černou tečkou a protože mají nulovou hodnotu jsou ve středu souřadného systému. Pro oba měniče, dolní i horní, je diagram totožný, jen pro horní měnič je otočena polarita proudu v meziobvodu, a proto mají i vektory opačnou polaritu. Proto pro horní měnič by diagram vypadal stejně, jen by se prohodili vždy opačné aktivní vektory, například vektor  $\vec{T}_1$  by se prohodil s vektorem  $\vec{T}_4$  a to samé pro zbývající čtyři aktivní vektory. Nulové vektory mají nulovou hodnotu, a proto zůstávají stejné.[5]

Obecný prostorový vektor je vyjádřen takto[1]:

$$\vec{T}(t) = i_{\alpha}(t) + j \cdot i_{\beta}(t) \quad (2.9)$$

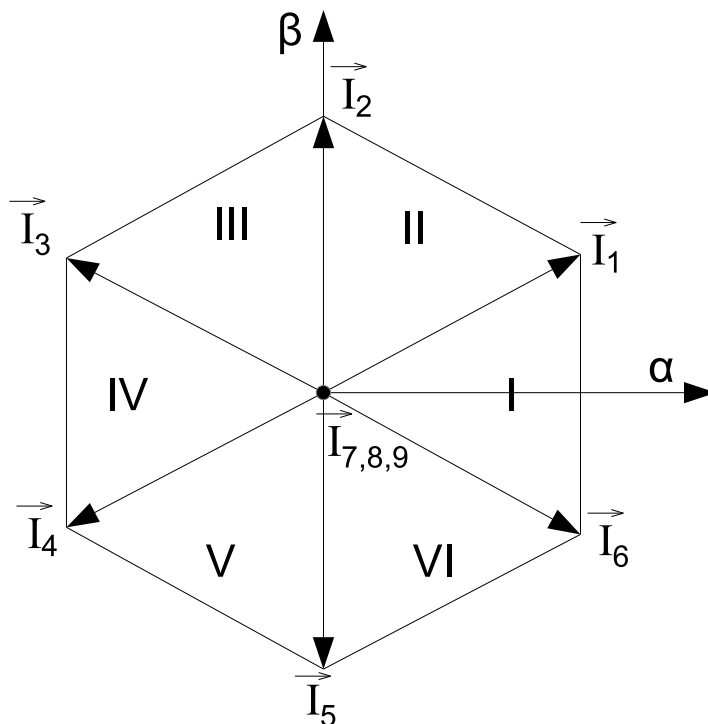
Naše vstupní fázové proudy  $i_{va}$ ,  $i_{vb}$  a  $i_{vc}$  potřebujeme transformovat do stojícího souřadného systému  $\alpha\beta$ . To provedeme pomocí následující transformace[1]:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{va} \\ i_{vb} \\ i_{vc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Prostorový vektor můžeme vyjádřit také následovně, pokud za jeho  $i_{\alpha}(t)$  a  $i_{\beta}(t)$  dosadíme fázové proudy  $i_{va}$ ,  $i_{vb}$  a  $i_{vc}$ [1]:

$$\vec{T}(t) = \frac{2}{3} [i_{va}(t) \cdot e^{j \cdot 0} + i_{vb}(t) \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + i_{vc}(t) \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}}] \quad (2.11)$$

Do tohoto vztahu můžeme dosadit hodnoty fázových proudů z tab.2.1 a dostaneme výsledné vektory, které jsou zobrazeny na obr.2.6.[1]



Obr. 2.6: Diagram prostorových vektorů proudového měniče [5]

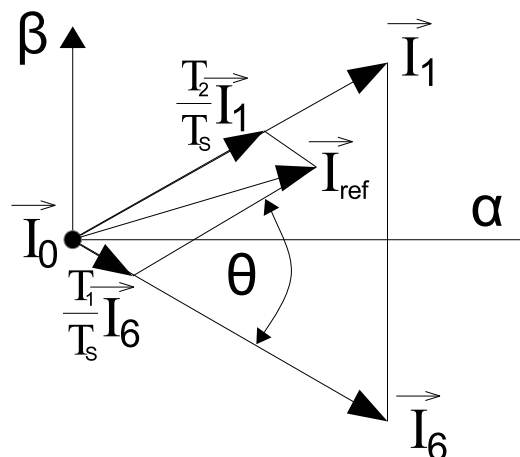
### 2.3.3 Spínací kombinace

Jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, prostorový vektor je tvořen kombinací fázových vektorů pro různé stavy sepnutí. Prostorový vektor pro základní sepnutí podle tab.2.1 nám rozděluje rovinu na šest sektorů. V každém sektoru můžeme jakýkoliv prostorový vektor aproximovat pomocí vektorů, které hraničí s daným sektorem a vektorem nulovým. Aproximaci provádíme tak, že si vypočteme potřebné doby sepnutí jednotlivých vektorů, aby nám v dané době tvořily námi požadovaný vektor, viz obrázek 2.7. V jedné spínací periodě (například pro sektor I) bude tedy náš požadovaný vektor  $\vec{I}_{ref}$  tvořen kombinací vektorů  $\vec{I}_6$ ,  $\vec{I}_1$  a  $\vec{I}_0$ . [5]

$$\vec{I}_{ref} \cdot T_s = T_1 \cdot \vec{I}_6 + T_2 \cdot \vec{I}_1 + T_0 \cdot \vec{I}_0 \quad (2.12)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (2.13)$$

Kde vektory  $\vec{I}_6$  a  $\vec{I}_1$  budou vždy tvořeny pomocí vektorů na hraně daného sektoru (zde pro sektor I) a vektor  $\vec{I}_0$  je jeden z nulových vektorů. Hodnoty  $T_1$ ,  $T_2$  a  $T_0$  vyjadřují dobu trvání daných vektorů. Když se součet těchto tří časů rovná spínací periodě  $T_s$  můžeme rovnice přepsat do následujícího tvaru. [1]



Obr. 2.7: Vektorový součet pro sektor I [1]

$$T_1 = m_i \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot T_s \quad (2.14)$$

$$T_2 = m_i \cdot \sin(\theta) \cdot T_s \quad (2.15)$$

$$0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (2.16)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.17)$$

Kde  $m_i$  je modulační index  $m_i = \frac{|I_{ref}|}{|I_{dc}|}$  a  $T_0$  je doba sepnutí nulového vektoru. Tento postup je možný pro jakýkoliv sektor, vektory se budou měnit podle daného sektoru. Úhel  $\theta$  uvažujeme že vždy začíná od prvního aktivního vektoru pro daný sektor tak, aby byl v daném intervalu, viz rovnice 2.16. Maximální velikost vektoru  $\vec{I}_{ref}$  je určena poloměrem kružnice vepsané šestiúhelníku vektorů.[1]

### 2.3.4 Modulační strategie pro přepínání

Nyní zbývá jen určit, v jakém pořadí budou dané vektory spínány tak, aby tvořili vždy v dané periodě námi požadovaný vektor. Chceme, aby bylo co nejméně spínání, abychom minimalizovali spínací ztráty. Proto při změně spínacích kombinací používáme jen dva prvky, jeden zapneme a druhý vypneme. Pro každý sektor vždy vybereme vhodný nulový vektor tak, aby byl co nejmenší počet spínání.[1]

Spínání bude tedy realizováno tak, že nejprve určíme příslušný sektor. Na začátku periody zapneme prvek odpovídající prvnímu aktivnímu vektoru a po uplynutí doby

přesahu vypneme předchozí prvek, jeden prvek zůstává stále aktivní při přechodu z jednoho sektoru do druhého a to díky výběru vhodného nulového vektoru. Po uplynutí času  $T_1$  zapneme prvek odpovídající druhému aktivnímu vektoru a po uplynutí doby přesahu vypneme předchozí prvek, po dobu celého sektoru je opět druhý prvek aktivní celou dobu. Přechod je tedy realizován s co nejnižší spínací frekvencí. Celý proces spínání je zřetelný z tabulky 2.3, kde jsou u každého vektoru v závorce uvedeny jaké prvky jsou sepnuty. Je vidět, že například pro sektor jedna je po celou dobu zapnut prvek číslo jedna. A tímto prvkem začíná i sektor dva, tudíž je splněno, že pro přechod mezi jednotlivými vektory i sektory je zapotřebí jen zapnout nový prvek a poté vypnout předchozí prvek.[8]

Sektor	1. aktivní vektor	2. aktivní vektor	Nulový vektor
1	$I_6 (1,0,0,1,0,0)$	$I_1 (1,0,0,0,0,1)$	$I_7 (1,1,0,0,0,0)$
2	$I_1 (1,0,0,0,0,1)$	$I_2 (0,0,1,0,0,1)$	$I_9 (0,0,0,0,1,1)$
3	$I_2 (0,0,1,0,0,1)$	$I_3 (0,1,1,0,0,0)$	$I_8 (0,0,1,1,0,0)$
4	$I_3 (0,1,1,0,0,0)$	$I_4 (0,1,0,0,1,0)$	$I_7 (1,1,0,0,0,0)$
5	$I_4 (0,1,0,0,1,0)$	$I_5 (0,0,0,1,1,0)$	$I_9 (0,0,0,0,1,1)$
6	$I_5 (0,0,0,1,1,0)$	$I_6 (1,0,0,1,0,0)$	$I_8 (0,0,1,1,0,0)$

**Tab. 2.3:** Přehled použitých vektorů pro jednotlivé sektory [8]

Tato modulační strategie pro přepínání je uvedena pro vektory dolního měniče. Pro horní měnič je strategie analogicky stejná, jen jsou příslušné sektory ohraničeny jinými vektory. Její princip je ale úplně stejný a opět výběrem vhodného nulového vektoru dosáhneme toho, že jeden prvek je aktivní celou dobu sektoru a zůstává aktivní i v prvním aktivním vektoru následujícího sektoru. Opět jsou tedy k přepínání využity jen dva prvky, kdy jeden zapneme a poté druhý vypneme.[8]

## 2.4 Srovnání druhů modulací

Pokud bychom chtěli porovnat rozdíly jednotlivých metod modulací, největší rozdíl je v tom, že SHE metoda využívá dopředu spočtených spínacích úhlů. I když dokáže eliminovat vyšší harmonické a pracuje s nejnižší spínací frekvencí, nehodí se pro případy, kdy požadujeme častou změnu modulačního indexu. Pro tyto dynamické změny je vhodnější použití vektorové modulace, která nám obstarává nejvyšší dynamickou odezvu a s každou vzorkovací periodou můžeme měnit modulační index. Za její nevýhodu může být považováno to, že obsahuje vyšší počet harmonických než má modulace SHE při stejných spínacích frekvencích. Lichoběžníková modulace je svými vlastnostmi mezi metodou SHE a SVM, má lepší dynamické vlastnosti než SHE, ale horší obsah harmonických.[1][3]



# 3

## Simulace v programu Matlab

### 3.1 Použité knihovny Simulinku

Pro simulaci jsem zvolil program Matlab a jeho prostředí Simulink. Pro modelování měniče, jeho výkonových prvků a pro měření napětí a proudů jsem použil bloky z knihovny SimPowerSystems. Pro vytvoření řízení jsem využíval bloky ze základní knihovny Simulink. Protože jsem musel vytvořit řízení pro procesor, který pracuje s pevnou řádovou čárkou, tak jsem využíval knihovnu Target Support Package TC2. Zde jsou bloky, které provádějí matematické operace v pevné řádové čárce, PI regulátor a další. Po odzkoušení simulace jsem z této knihovny využil bloky pro periférie mikroprocesoru, kterými jsem nahradil bloky z knihovny SimPowerSystems tak, aby s nimi procesor dokázal pracovat.

### 3.2 Simulační schéma

Nejprve jsem vytvořil simulační schéma proudového pulzního usměrňovače a zadal jednotlivým součástkám stejné parametry, jaké jsem poté použil na reálném výrobku, které jsou uvedeny v následující tabulce 3.1.

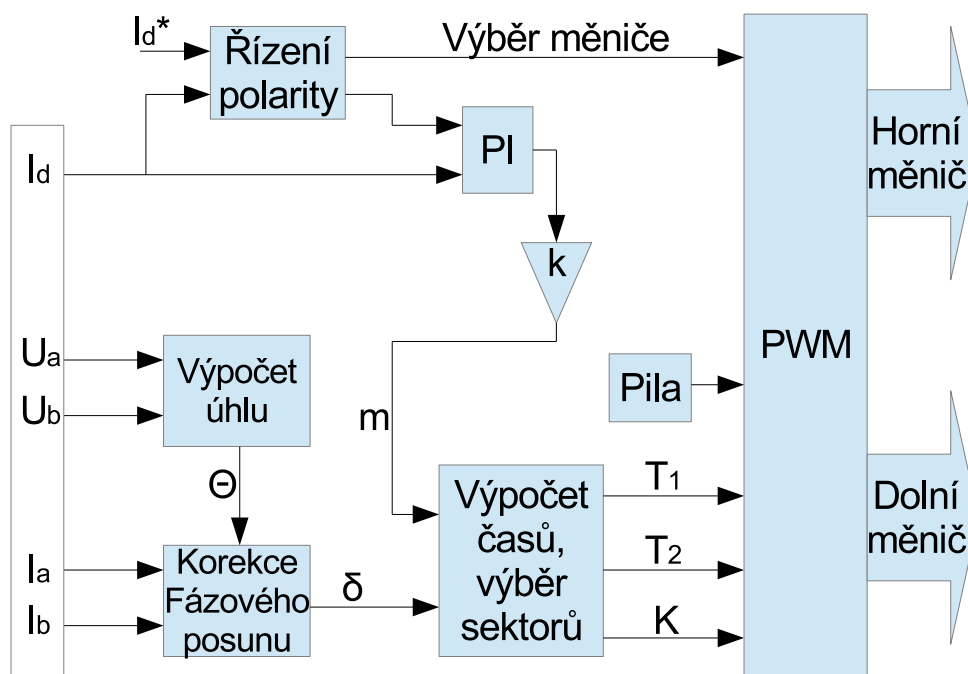
$f$ [Hz]	$U_a, U_b, U_c$ [V]	$L_s$ [mH]	$R_s$ [ $\Omega$ ]	$C_f$ [ $\mu$ F]	$L_d$ [mH]	$R$ [ $\Omega$ ]
50	50	2.1	0.5	60	30	3
		$f_{spinaci}$ [Hz]	$T_{spinaci}$ [s]			
		1800	0.000555			

**Tab. 3.1:** Hodnoty použité v simulaci

Poté jsem vytvořil schéma řízení a odzkoušel ho nejprve pro dvoukvadrantový měnič, kde jsem ovládal jen prvky dolního měniče. Na výstupu jsem měl tedy jen kladný proud.

Po odladění nedostatků jsem simulaci doplnil o zbývající tranzistory a vytvořil řízení pro celý čtyřkvadrantový měnič, kde jsem musel ještě navíc vytvořit řízení pro přechod proudu z jedné polarity na druhou. Po odzkoušení správné funkčnosti jsem nakonec ještě přidal bloky pro řízení fázového posunu vstupních proudů tak, aby byly ve fázi s příslušným vstupním napětím.

Simulační schéma jsem vytvořil s řízením pomocí vektorové modulace. Jeho zjednodušené schéma je zobrazeno na obrázku 3.1. Vlevo jsou v bílém bloku zobrazeny veličiny, které jsem měřil a na jejich základě vypočítal hodnoty pro řízení. Měřím hodnotu proudu na stejnosměrné straně, hodnoty vstupních napětí fáze A a B a nakonec jsem ještě přidal měření hodnot vstupních proudů fáze A a B, abych mohl provádět korekci fázového posunu mezi vstupním proudem a vstupním napětím v jednotlivých fázích. Zadávám jedinou veličinu a to požadovanou hodnotu proudu na stejnosměrné straně  $I_d^*$ .



Obr. 3.1: Vytvořené řídicí schéma pro simulaci

### 3.2.1 Řízení polarity

Řízení polarity je blok vytvořený pomocí S–funkce, do kterého vstupuje požadovaná hodnota proudu  $I_d^*$  a aktuální hodnota proudu  $I_d$ . Na začátku je proud  $I_d$  nulový a podle polarity požadované hodnoty  $I_d^*$  se vybere správný měnič, druhý je blokován a pošle se hodnota  $I_d^*$  dále do regulátoru. Pokud dojde ke změně požadovaného proudu  $I_d^*$ , ale nedojde ke změně jeho polarity, měniče zůstávají aktivovány stejně, jen se pošle do regulátoru nová hodnota  $I_d^*$ .

Pokud nová hodnota  $I_d^*$  je nulová, pošle se do regulátoru tento požadavek a aktivní měnič přejde do nulového vedení (přepne se na jeden z nulových vektorů) a proud klesá. Když proud klesne na malou hodnotu, která nevytvoří při okamžitém vypnutí nedovolené přepětí, tak dojde k vypnutí aktivního měniče a na výstupu je požadovaný nulový proud.

Pokud požadujeme přechod z kladné polaroty na zápornou polaritu proudu  $I_d^*$ , tak blok řízení polaroty nejprve pošle do regulátoru požadavek na nulový proud a postupuje jako v předchozím kroku až do okamžiku vypnutí aktivního měniče, kdy se zablokuje právě vypnutý měnič a aktivuje se druhý měnič. Do regulátoru je vyslána požadovaná hodnota s zápornou polaritou, na kterou se po přechodném ději hodnota  $I_d$  ustálí. Pro přechod ze záporné polaroty na kladnou polaritu proudu  $I_d^*$  je postup bloku řízení polaroty stejný.

Tímto je zajištěno, že při jakékoliv změně požadovaného proudu nemůže dojít k nedovoleným stavům. Měniče nemohou pracovat současně, protože je aktivní vždy jen jeden a druhý je blokován. A při požadavku na nulový proud nedojde k okamžitému vypnutí měniče, které by vytvořilo nedovolené přepětí, které by podle velikosti hodnoty proudu před vypnutím mohlo měnič zničit, ale je proud postupně vybit pomocí aktivního měniče.

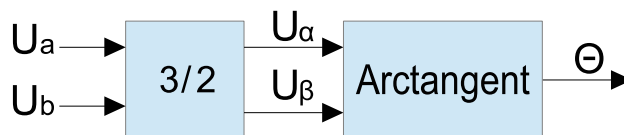
### 3.2.2 PI regulátor

Blok PI regulátoru je z knihovny pro procesor a pracuje s 32 bitovými čísly s pevnou řádovou čárkou. Vstupuje do něj požadovaná hodnota proudu  $I_d^*$  z bloku Řízení polaroty a aktuální změřená hodnota proudu  $I_d$ . PI regulátor má nastavené proporcionální a integrační zesílení s ohledem na velikost používaných hodnot proudu. Na reálném výrobku jsem mohl pracovat jen s nízkým napětím (50 V) a proudy (10 A), které jsem pro porovnání výsledků používal i při simulaci. Jeho maximální hodnoty na výstupu jsou nastaveny podle zdrojového napětí. Za blokem PI regulátoru je blok, který vydělí výstupní hodnotu z regulátoru zdrojovým napětím. Tudíž se výstupní hodnota pohybuje mezi  $-1$  a  $1$  a můžeme jí použít jako index modulace  $m$  v dalších výpočtech.

### 3.2.3 Výpočet úhlu

Změřené hodnoty fázových napětí A a B vstupují do bloku Výpočet úhlu, který je rozkreslen na obrázku 3.2. Zde je provedena Clarke transformace, abychom získali z třífázového vyváženého systému hodnoty stojícího souřadného systému Alfa a Beta, pomocí bloku Clarke Transformation z knihovny pro procesor. Z hodnot Alfa a Beta vypočítáme pomocí funkce arctangent, kterou provede blok IQNatan2, úhel  $\Theta$ . Tento úhel je synchronizován se vstupním napětím a můžeme z něho dále určit, ve kterém

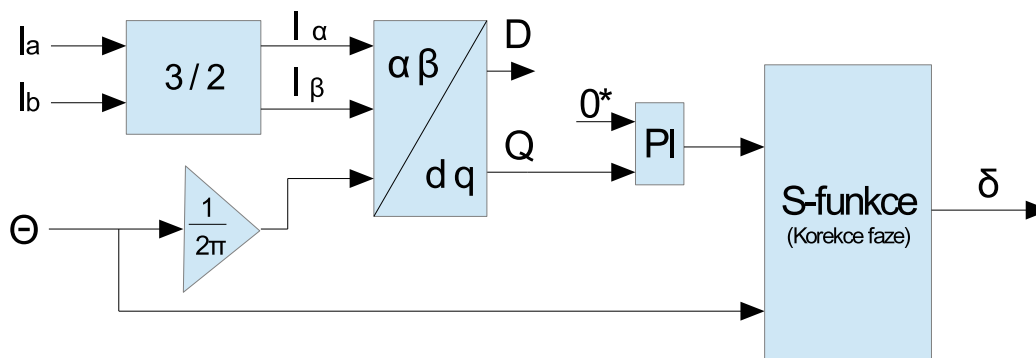
jsme sektoru, abychom spínali správné kombinace. Úhel  $\Theta$  je počítán v radiánech a jeho výsledné rozmezí je tedy  $-\pi$  až  $\pi$ .



Obr. 3.2: Detailní zobrazení bloku Výpočet úhlu

### 3.2.4 Korekce fázového posunu

Do tohoto bloku vstupují změřené hodnoty vstupních proudů fáze A a B a úhel  $\Theta$ . Tento blok je detailně rozkreslen na obrázku 3.3. Podobně jako v předchozím bloku nyní ale ze vstupních proudů musím získat hodnoty Alfa a Beta, proto opět využiji Clarke transformaci. Vypočítané hodnoty Alfa a Beta ale nyní přepočtu ještě pomocí Park transformace na hodnoty rotujícího souřadného systému  $dq$ . K této transformaci je potřeba ještě zadávat úhel, který určuje jak rychle se budou hodnoty v rotujícím systému otáčet. K tomu využiji úhel  $\Theta$ , který mi vypočetl předchozí blok, ale musíme ho vydělit hodnotou  $2\pi$ , protože blok Park transformace požaduje úhel v rozmezí  $-0.5$  až  $0.5$ . Výstupem z Park transformace je hodnota D a Q.



Obr. 3.3: Detailní zobrazení bloku Korekce fázového posunu

Hodnota D vyjadřuje nyní činnou složku a hodnota Q jalovou složku. Protože chci, aby byl vstupní proud ve fázi s vstupním napětím požaduji, aby byla Q složka nulová. Takže využiji vypočtené hodnoty Q a zavedu ji do PI regulátoru jako zpětnou vazbu a jako požadovanou hodnotu do regulátoru nastavím nulu. Regulátor je nastaven na pomalejší odezvu z důvodu stability. Vstupní proudy nejsou dokonale vyhlazeny ale mají na sobě zákmity. A pokud by byl nastaven na rychlou odezvu jako regulátor, který

reguluje hodnotu  $I_d$ , mohla by vzniknout nestabilita a zbytečné překmity výstupní hodnoty proudu  $I_d$ . Korekci tedy provádí, až po několika periodách vstupního napětí. Jeho maximální hodnota je nastavena na  $\frac{\pi}{3}$ , aby pro malé proudy neposunul výsledný úhel natolik, že by vyřadil měnič z provozu. Protože pro malé proudy není schopen vyrovnat fázový posun mezi vstupním proudem a napětím. Výstup z regulátoru je moje korekce úhlu, kterou musím sečíst s hodnotou úhlu  $\Theta$ . To provádím pomocí S–funkce, která sečte korekční úhel a úhel  $\Theta$  a dále pokud je výsledný úhel  $\delta$  nižší než  $\pi$ , tak ho ještě musí správně posunout, takže k němu přičte  $2\pi$ , aby výsledek zůstal v rozmezí  $-\pi$  až  $\pi$ .

### 3.2.5 Výpočet časů, výběr sektorů

V tomto bloku je vypočítána doba trvání prvního aktivního vektoru, doba trvání druhého aktivního vektoru a je určen příslušný sektor. Podle vstupujícího úhlu  $\delta$  určím příslušný sektor, to provádím pomocí S–funkce, která porovnává vstupující úhel  $\delta$  s okrajovými hodnotami pro každý sektor. Tyto okrajové hodnoty jsem určil z diagramu prostorových vektorů, viz obrázek 2.6. Po porovnání je tedy uložen do proměnné  $K$  příslušný sektor a je vypočten úhel  $\theta$  a úhel  $\frac{\pi}{3} - \theta$  pro pozdější výpočet. Druhá vstupující hodnota je modulační index  $m$ , kterou nám vytvořil PI regulátor podle požadované hodnoty. Ta je vynásobena dobou periody spínání a hodnotou funkce sinus v určených úhlech dle následujících vzorců.

$$Tr_1 = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot T_s \quad (3.1)$$

$$Tr_2 = m \cdot \sin(\theta) \cdot T_s \quad (3.2)$$

Nyní mám spočtené doby aktivních vektorů. Potřebuji ale dále předat jen doby, kdy se vektory budou přepínat. Protože délka prvního aktivního vektoru  $Tr_1$  je doba přepnutí z prvního na druhý, předám tuto hodnotu jako  $T_1$ . Nyní potřebuji dobu, kdy dojde k přepnutí druhého aktivního vektoru na nulový vektor. Tu spočtu jako součet  $Tr_1$  a  $Tr_2$  a předám ji jako hodnotu  $T_2$ . To jsou všechny doby, které potřebuji, protože dobu přepnutí z nulového vektoru na první aktivní vektor již znám a je to doba periody spínání  $T_s$ .

### 3.2.6 Blok PWM

Poslední blok zajišťuje správné spínání jednotlivých tranzistorů měniče podle vstupních hodnot. Je realizován pomocí dvou S–funkcí, jedna pro horní měnič a druhá pro dolní měnič. Vstupní hodnoty jsou časy  $T_1$ ,  $T_2$  a sektor  $K$ . Pro porovnání těchto hodnot

s reálným časem je do bloku PWM zaveden ještě čas z generátoru pily, ten zajišťuje blok Pila. Blok Pila je nastaven tak, aby s každým krokem simulace přičetl hodnotu až do okamžiku, kdy se tato hodnota rovná době spínání. Poté začne zas od nuly a tudíž mi generuje potřebný pilovitý referenční signál pro porovnávání s časy přepnutí jednotlivých stavů. Poslední vstupní signál je z bloku Řízení polarity, který určuje jaký měnič bude aktivní a jeho případný stav sepnutí.

Když je tedy aktivován správný měnič, začne spínat tranzistory podle zadaného schématu (viz tabulka 2.3) na základě vstupních časů. Pracuje tak, že při každé změně spínacích kombinací nejprve zapne nový prvek a po uplynutí doby přesahu vypne předchozí prvek. Tudíž je zajištěno, že v každém okamžiku není stejnosměrná strana rozpojena. A že je zapnut vždy jen jeden prvek v horní skupině a jeden prvek v dolní skupině měniče, až na potřebné chvilkové přesahy při přepínání.

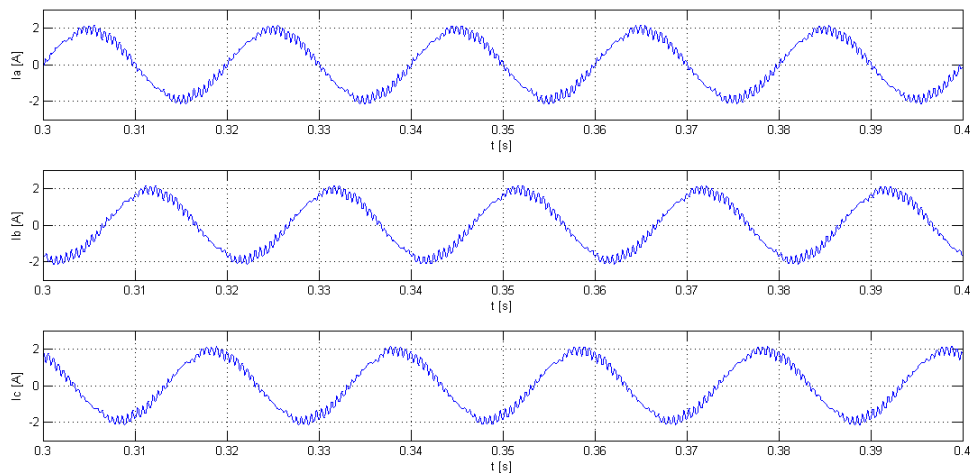
Protože jsem schéma spínání vytvořil s prioritou na co nejmenší počet spínání, tak je pro každý sektor celou dobu aktivní jeden prvek měniče a druhý se mění tak, aby realizoval potřebný vektor. Přepínání je realizováno tak, že v čase určeném vstupním signálem  $T_1$  je zapnut prvek, který odpovídá druhému aktivnímu vektoru v příslušném sektoru a po uplynutí doby přesahu je vypnut prvek prvního aktivního vektoru. Poté v čase dle signálu  $T_2$  je zapnut prvek nulového vektoru a po uplynutí doby přesahu je vypnut prvek druhého aktivního vektoru. Nakonec v době kterou určuje doba periody spínání je zapnut prvek prvního aktivního vektoru a po uplynutí doby přesahu je vypnut prvek odpovídající nulovému vektoru.

Tento postup se opakuje vždy šestkrát (protože je spínací frekvence 1800 Hz) za sektor a poté se přejde na nový sektor. I při přechodu do nového sektoru je vždy jeden prvek měniče stále zapnutý a druhý se vypne po uplynutí doby přesahu od zapnutí nového druhého prvku. A proces pokračuje v novém sektoru jak bylo popsáno výše.

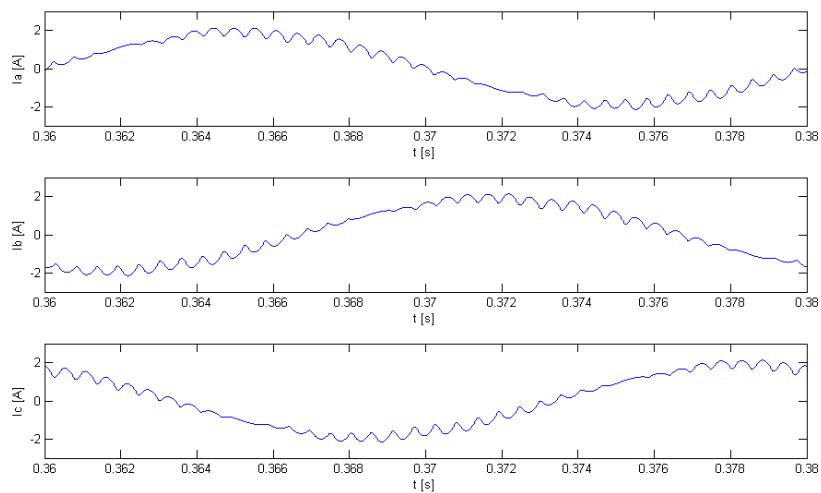
Při změně požadavku na hodnotu proudu  $I_d$  se mění doby  $T_1$  a  $T_2$ . Pokud je požadavek na nulový proud  $I_d$  signál z bloku Řízení polarity přepne aktivní měnič na nulový vektor a při dosažení malého proudu jej vypne. Pokud požadujeme změnu polarity je postup stejný, ale po vypnutí prvního aktivního měniče je aktivován druhý, který zajistí požadovaný proud  $I_d$ .

### 3.3 Výsledky ze simulace

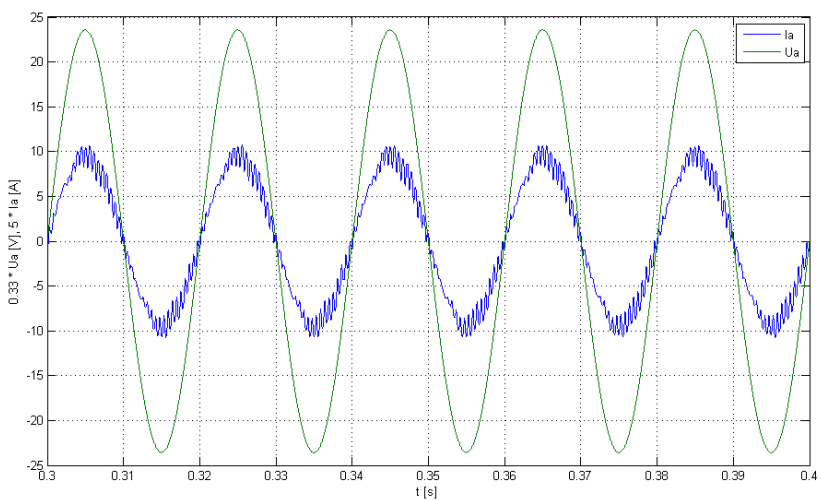
Nyní budou následovat výsledky průběhů veličin získané ze simulace. Na obrázku 3.4 jsou zobrazeny vstupní fázové proudy pro ustálený stav, při hodnotě  $I_d = 8 A$ . Jejich průběh odpovídá očekávané hodnotě. Na dalším obrázku 3.5 jsou ty samé hodnoty zobrazeny na dobu jedné periody vstupního napětí ( $50 Hz$ ). Další obrázek 3.6 zobrazuje pro stejný ustálený stav vstupní proud  $i_a$  a vstupní napětí  $u_a$  je vidět, že jsou ve fázi, je tedy ověřena funkčnost regulátoru fázového posunu.



Obr. 3.4: Průběhy vstupních proudů v ustáleném stavu

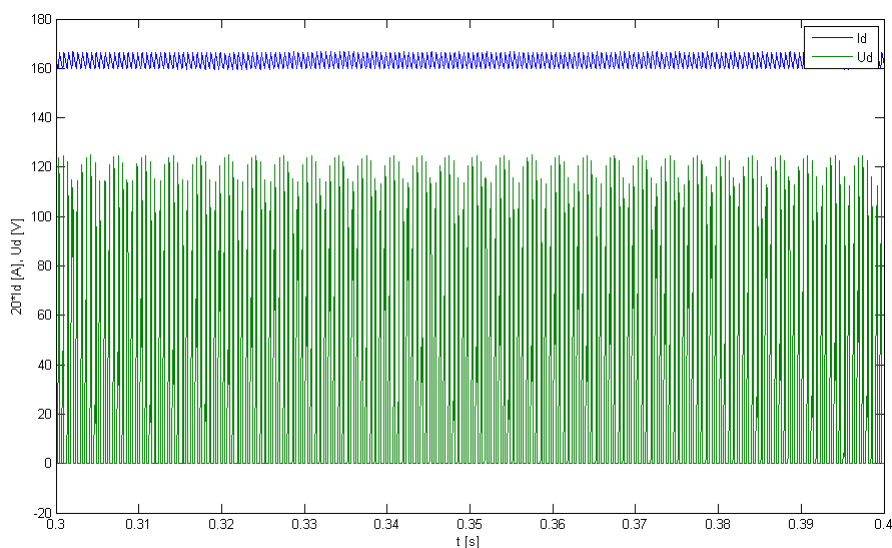


Obr. 3.5: Průběhy vstupních proudů v ustáleném stavu po dobu jedné periody vstupního napětí

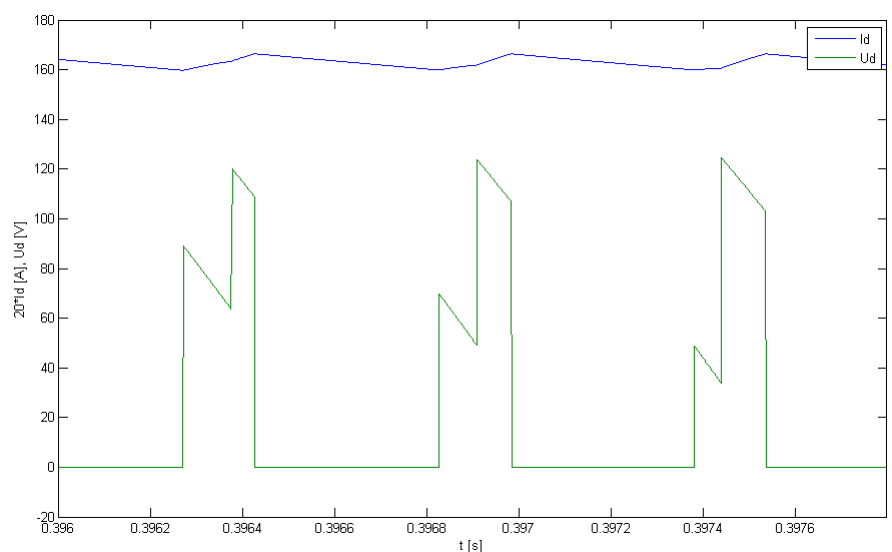


Obr. 3.6: Průběhy vstupního proudu  $i_a$  a vstupního napětí  $u_a$  v ustáleném stavu

Zobrazení usměrněného proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  v ustáleném stavu je na obrázku 3.7, kde musel být proud  $I_d$  20x zvětšen tak, aby ho bylo možné zobrazit s napětím. Jeho skutečná hodnota je 8 A jako u předchozích obrázků. Následuje obrázek 3.8, kde je detail stejného průběhu. Můžeme zde vidět skoky napětí při přepínání jednotlivých stavů a příslušný průběh proudu. Když jsou sepnuty aktivní vektory, tak se proud zvětšuje a při nulovém vektoru se snižuje. Doba přepínání je určena regulátorem tak, aby udržela požadovanou hodnotu 8 A. Tento proud je celkem malý a proto jsou aktivní vektory sepnuty relativně krátkou dobu vůči nulovému vektoru. Tento proud jsem vybral proto, že při praktické realizaci jsem nemohl používat vysoké proudy a pro tuto hodnotu jsem také měřil výsledky, které budou zobrazeny v následující kapitole.



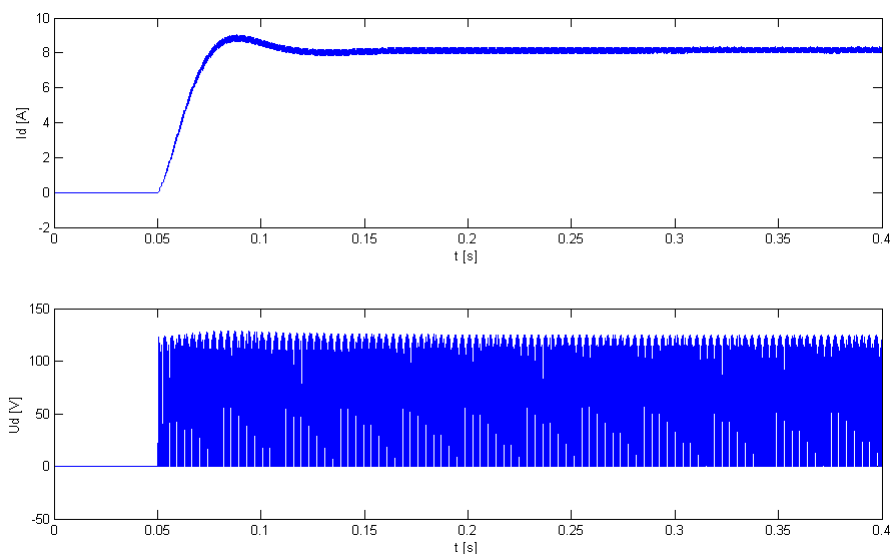
**Obr. 3.7:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  20x zvětšeného a výstupního napětí  $U_d$  v ustáleném stavu



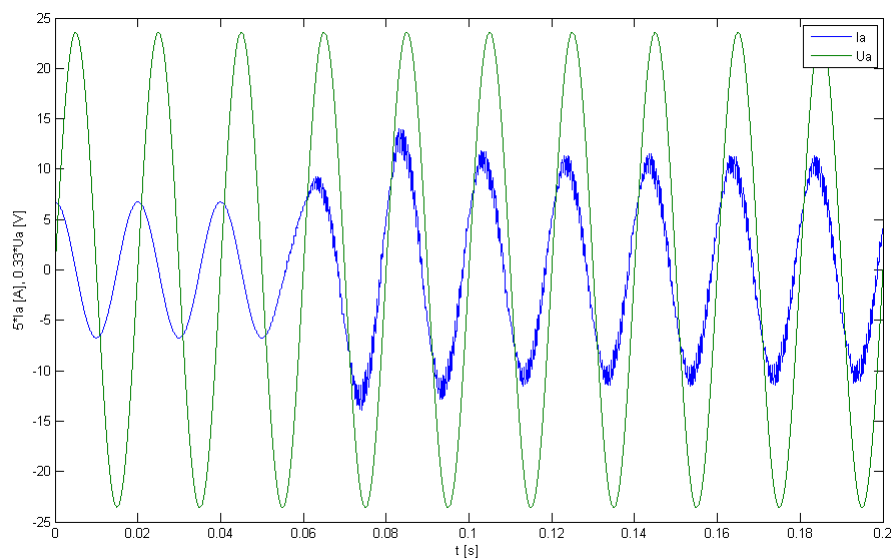
**Obr. 3.8:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a výstupního napětí  $U_d$  v ustáleném stavu v detailu



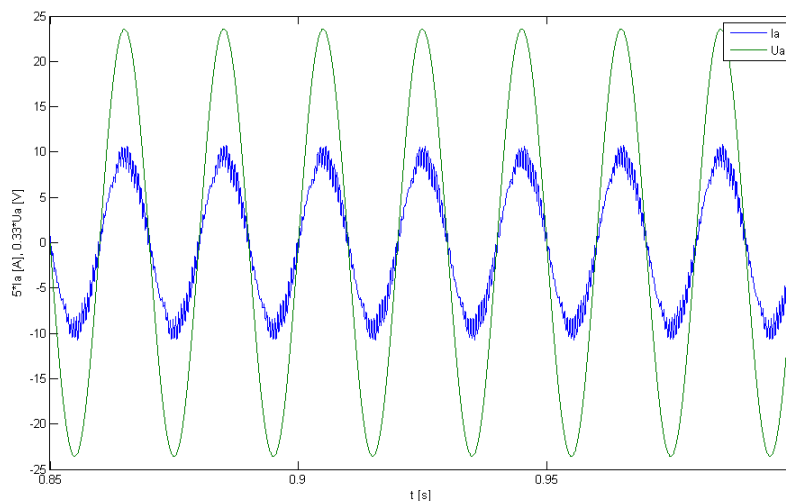
Nyní budou zobrazeny průběhy pro přechodný děj. Požadovaná hodnota proudu  $I_d$  se změní z nuly na 8 A. Na obrázku 3.9 je vidět náběh proudu  $I_d$  a jeho ustálení na požadované hodnotě, napětí  $U_d$  se začne spínat od změny požadované hodnoty na nenulovou. Průběh vstupních veličin  $i_a$  a  $u_a$  je na dalším obrázku 3.10, opět jsem musel upravit jejich velikost tak, aby je bylo spolu možné porovnávat. Je vidět začátek spínání a že nejsou hned ve fázi, protože je regulátor fázového posunu nastaven na pomalejší odezvu z důvodu stability. Proto jsem vložil ještě obrázek 3.11, kde je zobrazení stejných veličin  $i_a$  a  $u_a$  již po ustálení přechodného děje a je vidět, že regulátor již dorovnal fázový posun a veličiny jsou ve fázi.



**Obr. 3.9:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

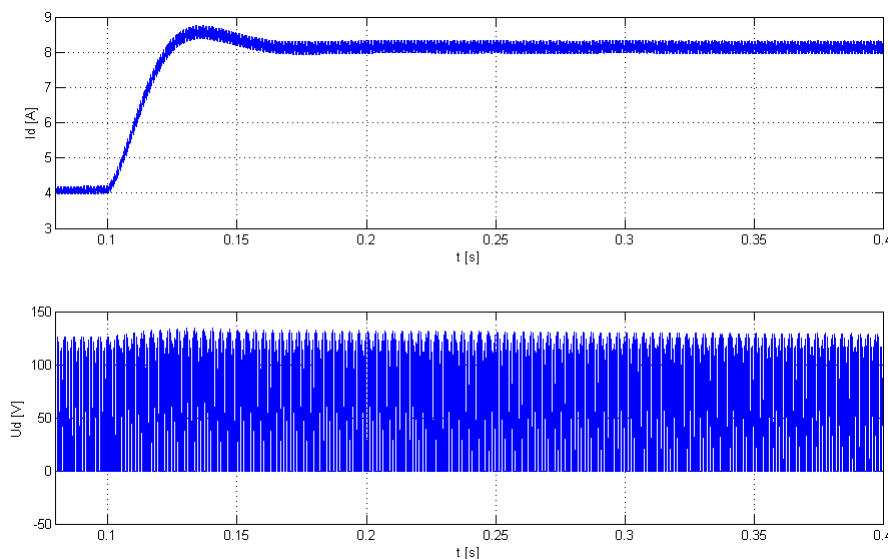


**Obr. 3.10:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  pro začátek přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

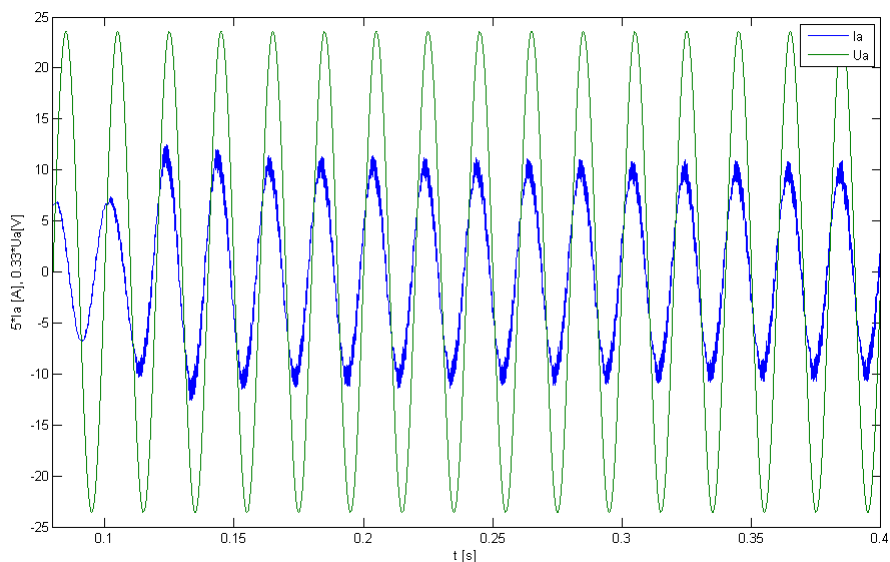


**Obr. 3.11:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  po ustálení přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

Následující obrázky budou pro přechodný děj, při kterém se změní požadovaná hodnota proudu  $I_d$  ze 4 A na 8 A. Na obrázku 3.12 je opět vidět náběh hodnoty proudu  $I_d$  na novou požadovanou hodnotu spolu s napětím  $U_d$ . Tento přechodný děj byl ale vybrán hlavně kvůli průběhům zobrazeným na dalším obrázku 3.13, kde je vidět, že pro původní požadovaný proud  $I_d = 4$  A nejsou vstupní proud a napětí ve fázi. To je způsobeno tím, že tento požadovaný proud už je příliš malý a regulátor fázového posunu už nemůže doregulovat fázový posun. Regulátor fázového posunu může fungovat jen nad minimálním proudem. Po přechodném ději, ve kterém je zvětšena hodnota požadovaného proudu, můžeme vidět, že se fázový posun již reguluje a po ustálení byl nulový viz obrázek 3.11.

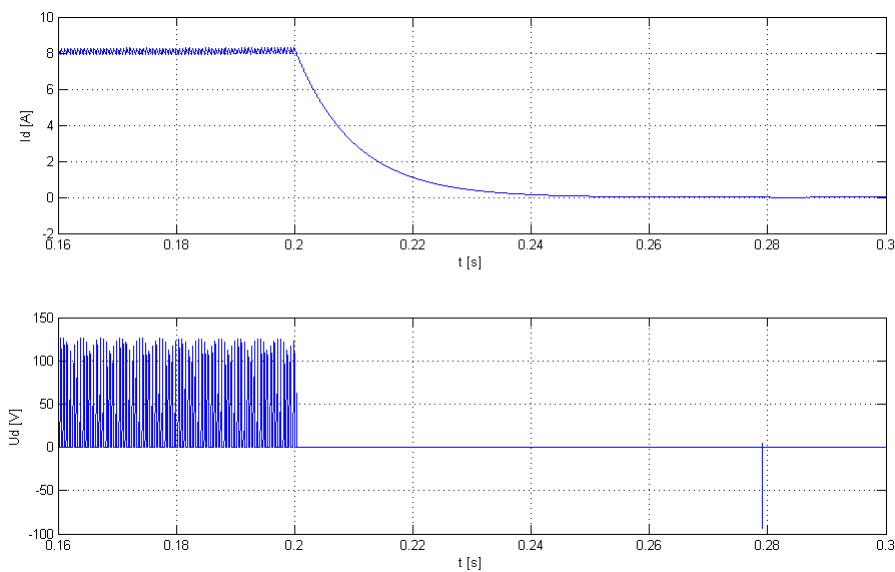


**Obr. 3.12:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  ze 4 A na 8 A

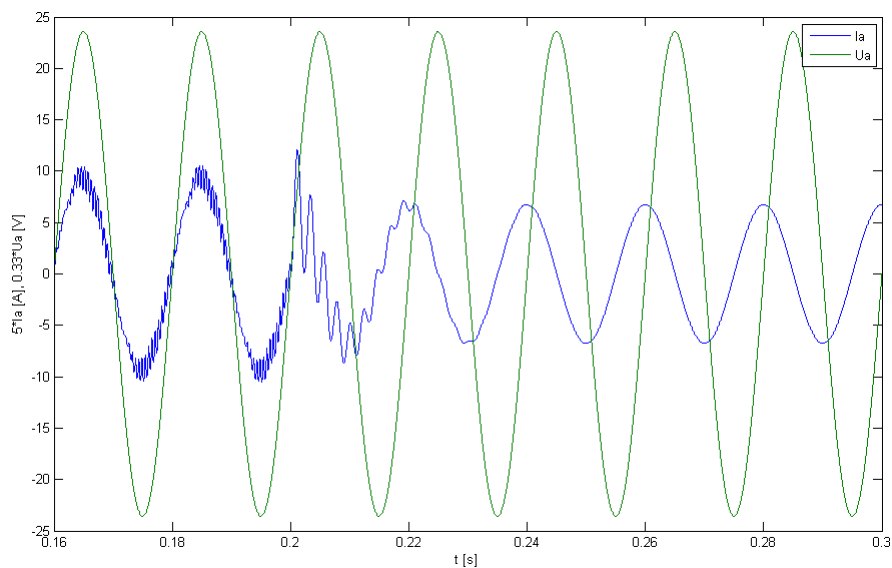


**Obr. 3.13:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  ze 4 A na 8 A

Dále jsou zobrazeny obrázky 3.14 a 3.15, které ukazují průběhy veličin pro přechodný děj, kdy požadujeme nulový proud. Na obou je vidět, že při požadavku na nulový proud měnič přestane spínat a přejde do nulového vektoru, při kterém se vybije proud ve stejnosměrném meziobvodu, až na malou hodnotu při které se měnič vypne a rozpojí stejnosměrný meziobvod. Hodnota je určena tak, aby došlo jen k takovému kmitu napětí, který je normální pro zadané vstupní hodnoty zdroje. Na obrázku 3.14 je tento kmit vidět přibližně v čase 0,28 s a jeho velikost je stejná jako kdybychom začali spínat druhý měnič.

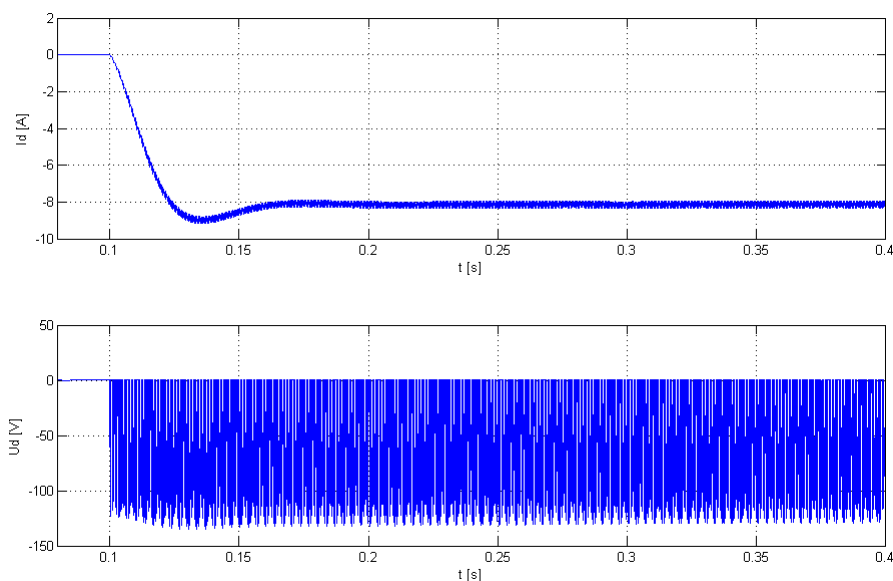


**Obr. 3.14:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj, kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 8 A na 0 A

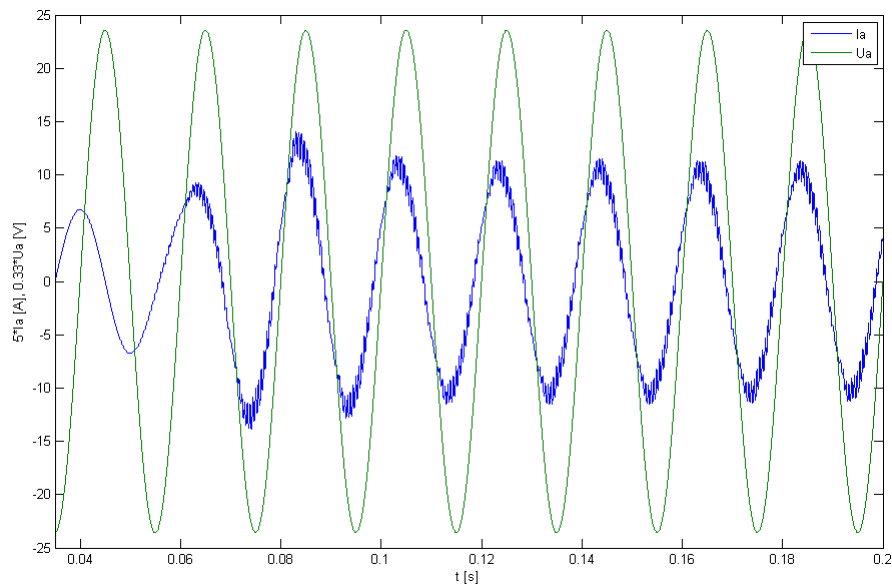


**Obr. 3.15:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  pro přechodný děj, kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 8 A na 0 A

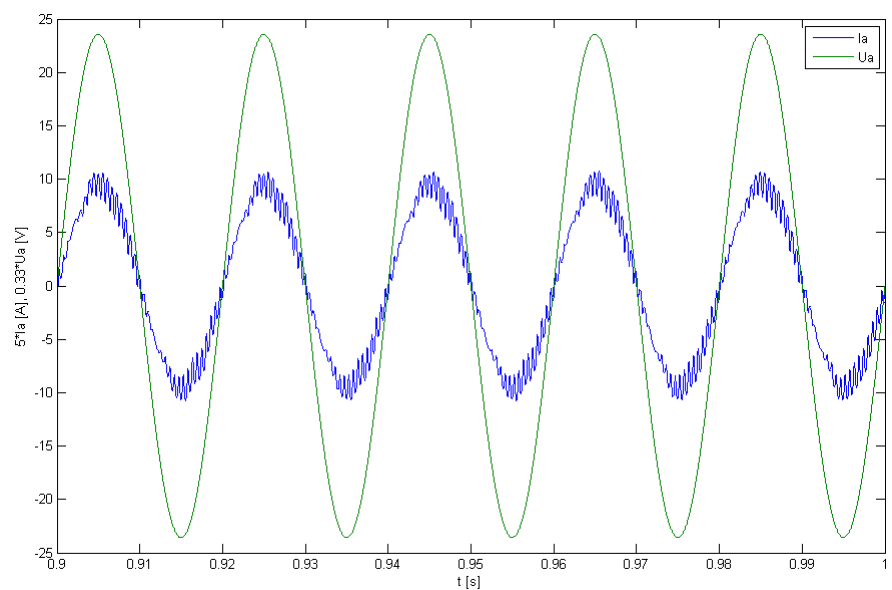
Tímto byl odzkoušen dolní měnič a přejdeme k zobrazení výsledků pro horní měnič, které budou analogické. Nejprve jsou zobrazeny veličiny pro přechodný děj, kde nyní požadujeme změnu proudu  $I_d$  z nuly na  $-8$  A. Na obrázku 3.16 vidíme, že i pro druhý měnič řízení funguje a správně nastaví požadovanou hodnotu proudu  $I_d$  nyní s opačnou polaritou. Na obrázku 3.17 je zobrazen průběh vstupních veličin  $i_a$  a  $u_a$  pro začátek přechodného děje a na dalším obrázku 3.18 jsou tyto hodnoty po ustálení přechodného děje. Regulátor fázového posunu zareagoval, a proto jsou již hodnoty vstupních veličin  $i_a$  a  $u_a$  po ustálení ve fázi.



**Obr. 3.16:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

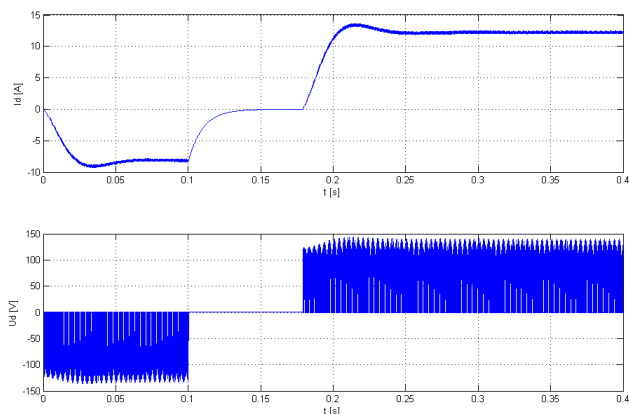


**Obr. 3.17:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  pro začátek přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

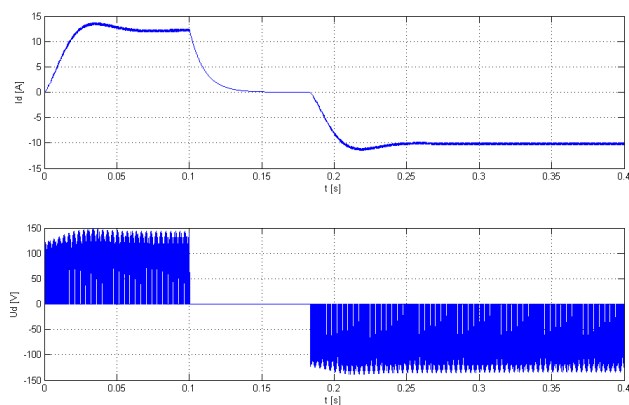


**Obr. 3.18:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  po ustálení přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 0 na 8 A

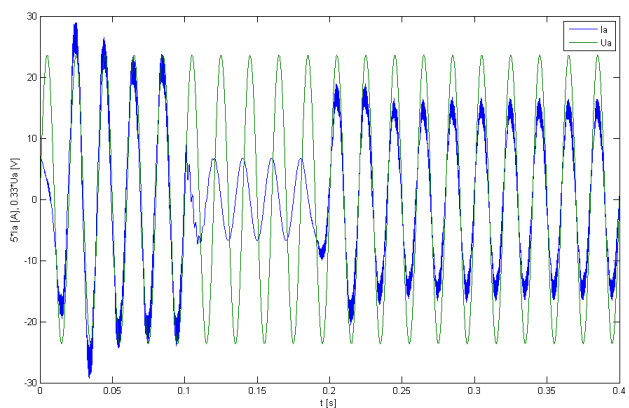
Nakonec ještě musí být prezentována činnost měniče při přechodu požadovaného proudu z jedné polaroty do druhé. Nejprve je na obrázku 3.19 zobrazen přechodný děj pro změnu požadované hodnoty proudu  $I_d$  z  $-8$  A na 12 A, následně na obrázku 3.20 pro změnu požadované hodnoty proudu  $I_d$  z 12 A na  $-10$  A a tento přechodný děj má na posledním obrázku 3.21 zobrazeny i průběhy vstupních veličin. Tímto je prezentována funkčnost činnosti řídicí schématu pro kompletní čtyřkvadrantový měnič.



**Obr. 3.19:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 8 A na 12 A



**Obr. 3.20:** Průběhy výstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 12 A na 10 A



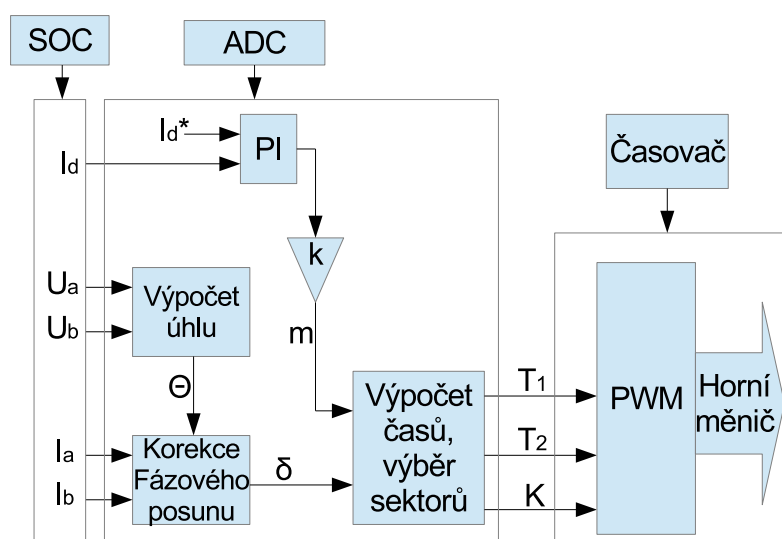
**Obr. 3.21:** Průběhy  $i_a$  a  $u_a$  pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu  $I_d$  z 12 A na 10 A

# 4

## Praktická realizace

### 4.1 Úprava řídicího schématu

Posledním krokem mé diplomové práce bylo vytvořené a odzkoušené simulační schéma upravit tak, aby bylo možné je implementovat do procesoru. K tomu jsem využil dalších bloků z toolboxu pro procesor Target Support Package TC2. Nejprve jsem odstranil ze simulačního schématu všechny elektrické simulační bloky a nechal v něm pouze bloky mého řízení. Poté jsem vložil do schématu kartu F2812 eZdsp z podbloku C2000 Target Preferences, která odpovídá mému procesoru. Tato karta obsahuje nastavení pro můj procesor TMS320F2812. Dále bude popsáno jaké úpravy jsem musel udělat, abych upravil simulační řídicí schéma na řídicí schéma, které bude použitelné v DSP. Toto blokové schéma je zobrazeno na následujícím obrázku 4.1. Hodnoty použitých součástek se schodují s tabulkou 3.1.



Obr. 4.1: Vytvořené řídicí schéma pro procesor

Nyní jsem musel nahradit blok Pily, který mi v simulaci generoval pilovitý signál pro porovnávání časů pro sepnutí jednotlivých vektorů. Chtěl jsem využít bloku PWM a jím ovládané periférie, aby mi spínaly tranzistory. Ale protože potřebuji ovládat šest různých signálů pro spínání jednotlivých tranzistorů, nemohl jsem tohoto bloku využít. PWM blok neumožňuje nastavit doby přesahu, které potřebuji při přechodu z jednoho vektoru do druhého a dále nedokáže individuálně řídit jednotlivé kanály, protože se jedná o starší procesor, který takto nastavit periférii PWM neumí. Zkoušel jsem tedy vymyslet, jak bych jinak mohl využít blok PWM. Nepovedlo se mi pro žádnou zkoušenou kombinaci nastavení tohoto bloku periférie nastavit potřebné parametry tak, aby splňovaly moje požadavky na řízení. Nemohl jsem tedy použít blok PWM k řízení spínání tranzistorů. Zbylo mi tedy řešení využít výstupní piny jako obecné digitální výstupy a softwarově jim měnit hodnoty podle potřeby spínání mnou vytvořeným PWM schématem.

Abych věděl, kdy mám spínat výstupní piny vložil jsem do schématu blok časovače EV Timer. Tento blok jsem nastavil tak, aby při každé periodě vyvolal hardwarové přerušení, které spustilo můj blok PWM. V tomto bloku jsem pomocí S-funkce vytvořil kód, který porovnává vstupní signály s mojí softwarovou pilou, která je vždy zvětšena na konci tohoto cyklu. Když hodnota pily odpovídá spínací době  $T_s$  je pila vynulována a pokračuje se od nuly. Vstupní signály jsou časy  $T_1, T_2$  a sektor K. Časovač tedy vyvolá přerušení a v něm je porovnávána hodnota pily s hodnotou časů pro přepnutí mezi jednotlivými vektory. Spínání je provedeno stejně jako u simulačního schématu. Nejprve je zapnut nový prvek a po uplynutí jednoho cyklu časovače je vypnut starý prvek. Snažil jsem se nastavit co nejmenší periodu časovače tak, aby bylo co nejčastěji vyvoláno přerušení a mohl jsem kontrolovat s velkou přesností, zda již má dojít k přepnutí na další vektor. Bohužel toto řešení velice zaměstnává procesor a nezbýval by čas na další potřebné operace. Proto jsem nastavil periodu časovače i s ohledem na to, aby měl procesor ještě čas počítat i další bloky, které potřebuji k řízení. Doba, se kterou dochází k vyvolání přerušení, je  $5 \cdot 1,706 \mu s$ , tuto hodnotu jsem spočetl jako pětinašobek jednoty cyklu časovače. Protože moje spínací frekvence je  $1800 \text{ Hz}$ , vypočetl jsem, že pila musí odpovídat spínací době  $T_s = 0.555 \text{ ms}$ , tudíž musí dojít k 65 přerušením a poté musím pilu vynulovat. Tato hodnota bohužel není úplně přesná, proto jsem ještě zavedl, že když dojde ke změně sektoru vynuluji pilu také. Tímto jsem vytvořil synchronní modulaci. Ta však nezlepšovala průběh proudu tak, jak jsem čekal, ale s tím, jak nebyla pila přesně synchronizována a pomocí změny sektoru jsem se ji snažil synchronizovat docházelo k dalším zákmitům na vstupních proudech. Z tohoto důvodu jsem tuto synchronizaci nakonec zrušil a nechal jsem pilu běžet asynchronně s tím, že maximální chyba může být polovina spínací periody. Vstupní proudy se o trochu vylepšily, ale stále na nich dochází k zákmitům způsobeným dopravním zpožděním a nepřesností doby spínání, tyto nedostatky se mi nepovedlo v řídicím schématu odstranit.



## 4.2 Konfigurace AD převodníků

Dále jsem potřeboval nastavit AD převodníky pro měření napětí a proudů. Nejprve jsem zapojil na měřící desky vstupní fázová napětí  $u_a$  a  $u_b$  a proud procházející stejnosměrným meziobvodem  $I_d$ . Zapojil jsem jednu desku na port A a druhou na port B AD převodníku. Musel jsem jejich hodnoty zkalibrovat, tak jsem si vytvořil program, který jen posílal hodnoty z těchto převodníků do počítače přes datovou komunikaci. Zde jsem mohl odečíst hodnoty pro nulový offset a pomocí externího zdroje jsem zjistil o kolik se mění jejich hodnoty pro známé elektrické veličiny zdroje. Na základě těchto měření jsem jednotlivé signály příslušně zkalibroval a přepočtl tak, abych je mohl zavést do mého řízení. Nyní jsem ještě musel nastavit, kdy budou hodnoty z převodníku čteny. K tomu jsem využil nepoužitý blok PWM, kterému jsem nastavil periodu na dobu mé periody spínání  $T_s$ , při této periodě mi poslal signál do ADC převodníku, aby začal převod (SOC). Převodník po dokončení převodu vyvolal hardwarové přerušení, které spustilo výpočet nových hodnot pro řízení. Tomuto přerušení jsem nastavil nižší prioritu než přerušení od časovače, které je důležité pro správné spínání prvků, ale přesto docházelo k dopravnímu zpoždění.

## 4.3 Přidání korekce fázového posunu

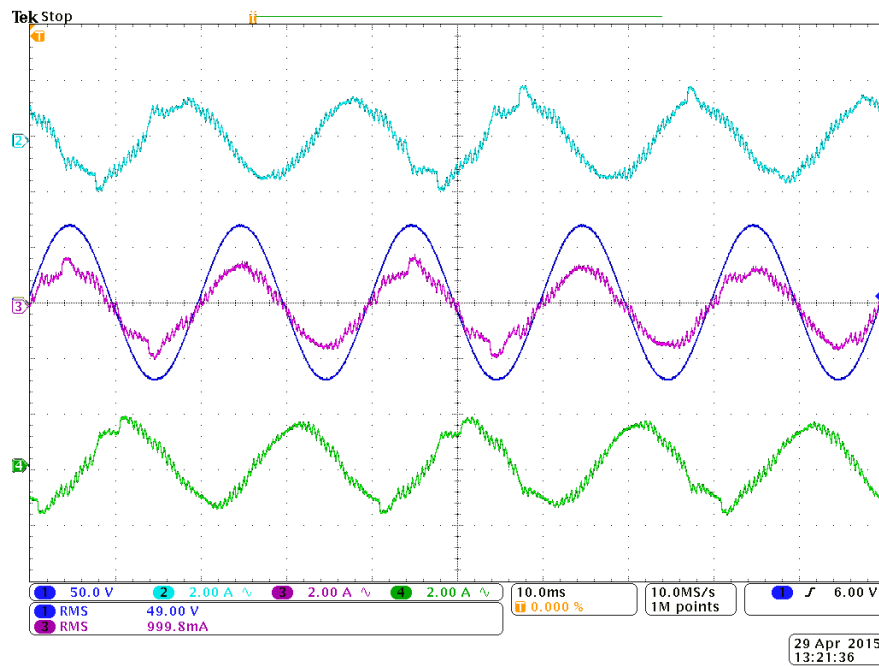
Takto vytvořené schéma jsem vyzkoušel na laboratorním přípravku. Schéma fungovalo, regulovalo podle požadavku proud ve stejnosměrném meziobvodu. Vstupní proudy ale nebyly ve fázi s napětím, protože jsem neměřil vstupní proudy a neprováděl korekci fázového posunu. Přidal jsem proto ještě měření vstupních fázových proudů  $i_a$  a  $i_b$  a opět jsem je pomocí programu pro posílání hodnot z převodníku příslušně zkalibroval. Poté jsem do řídicího schématu ještě přidal blok na korekci fázového posunu. Takto vytvořené řídicí schéma již svou funkcí odpovídalo simulačnímu řídicímu schématu. Vyzkoušel jsem na laboratorním přípravku správnou funkci korekce fázového posunu. Korekce fázového posunu fungovala v simulaci dobře pro hodnoty vyšší než minimální proud, protože jsem však používal k měření relativně malé proudy, tak jsem její činnost pro vyšší proudy, kde by fungovala nejlépe, nemohl odzkoušet. Korekci fázového posunu jsem tedy ověřil při hodnotě 8 A při které fungovala.

## 4.4 Odzkoušení funkčnosti měniče

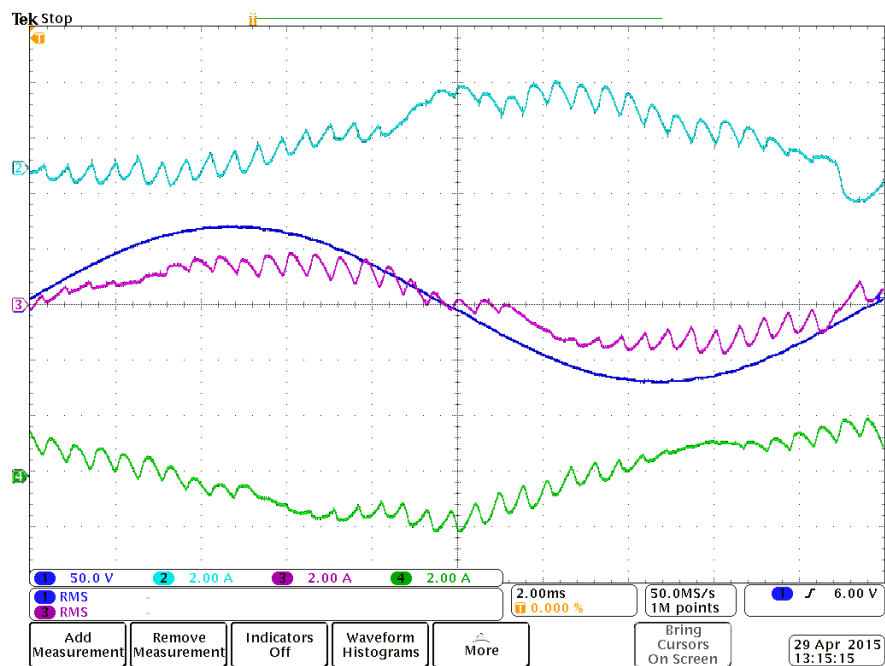
Takto jsem odzkoušel funkčnost při řízení jednoho měniče. Druhý měnič jsem nemohl vyzkoušet, protože laboratorní výrobek, na kterém jsem pracoval, se bude předělávat a aktuální verze laboratorního výrobku nebyla připravena pro řízení druhého měniče. Jeho funkčnost jsem však ověřil při simulaci, kde moje vytvořené řídicí schéma prokázalo schopnost činnosti při řízení kompletního měniče.

## 4.5 Výsledky měření

Na obrázku 4.2 jsou zobrazeny vstupní fázové proudy a vstupní napětí fáze A. Pod ním následuje obrázek 4.3, kde je zobrazen detail těchto průběhů. Průběhy nejsou ideální, protože spínání prvků je prováděno softwarově a nebylo možné v řídicím schématu odstranit dopravní zpoždění a přesně nastavit dobu spínání, proto dochází k nechtěnému zákmitu vstupních proudů.

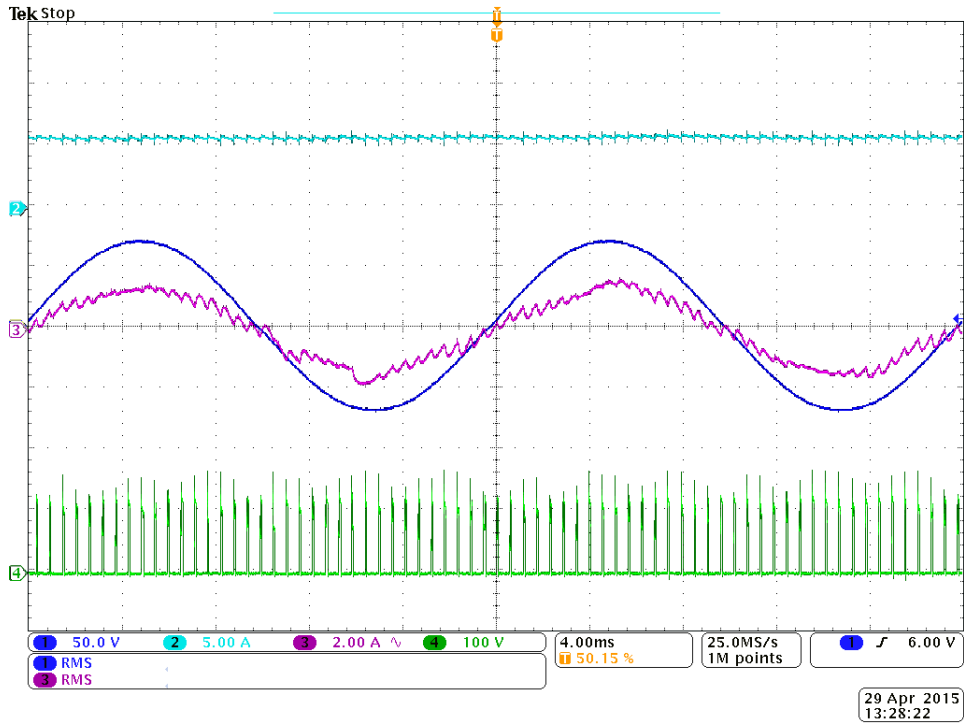


Obr. 4.2: Průběh vstupních proudů pro ustálený stav

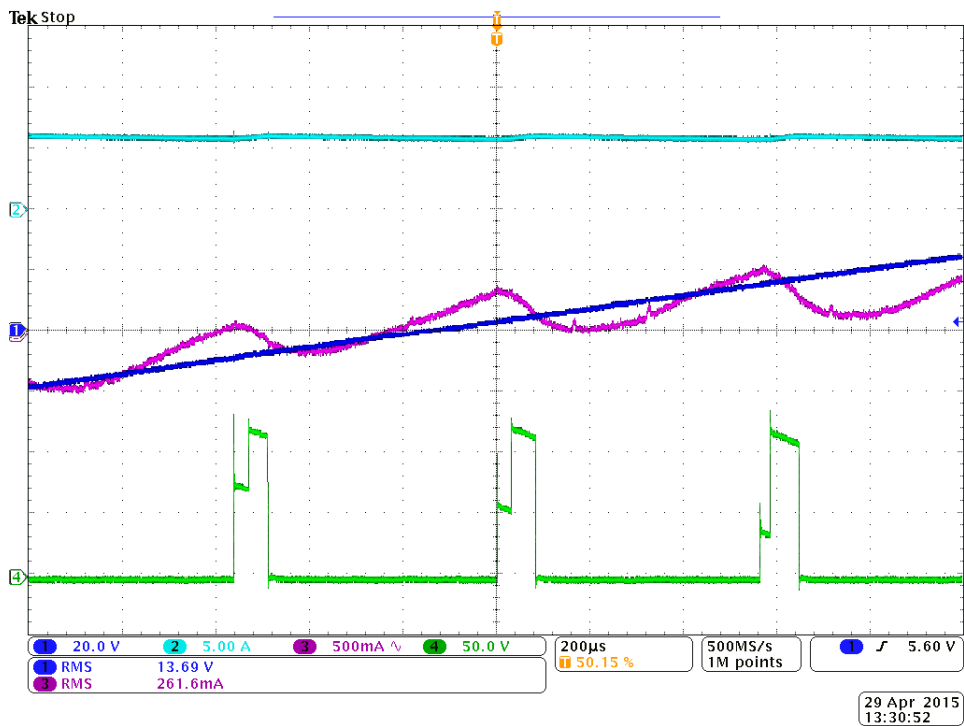


Obr. 4.3: Detail průběhu vstupních proudů pro ustálený stav

Na obrázku 4.4 je vidět vstupní fázový proud a vstupní fázové napětí spolu s proudem  $I_d$  a napětím  $U_d$ . Poté následuje obrázek 4.5, kde je detail tohoto průběhu. Na tomto obrázku je vidět, změna napětí  $U_d$  s tím, jak dochází k spínání jednotlivých aktivních a nulových vektorů.

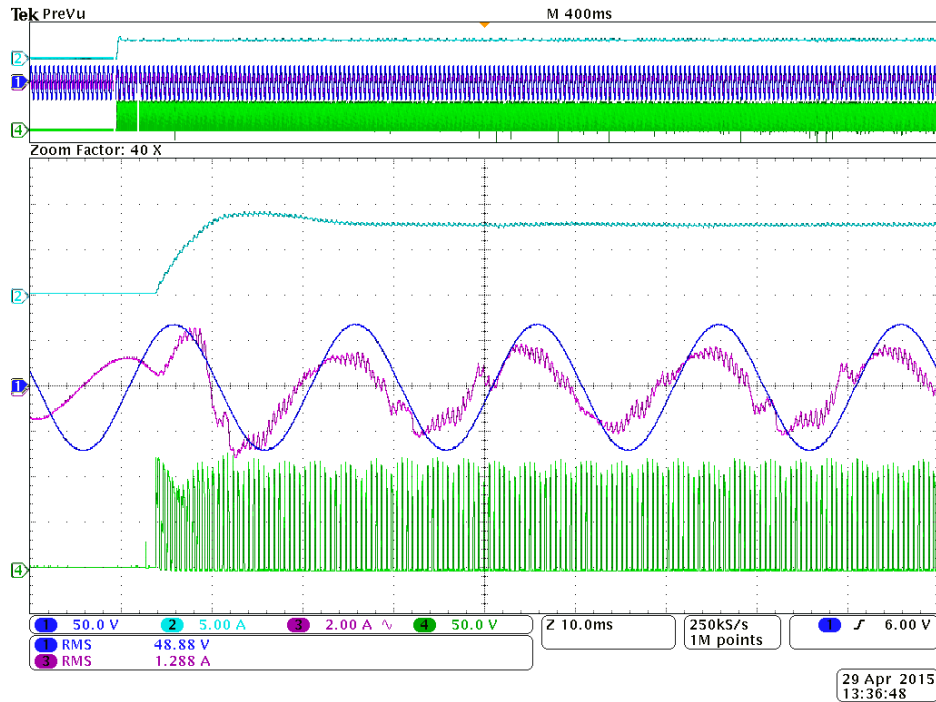


Obr. 4.4: Výstupní a vstupní proudy a napětí pro ustálený stav

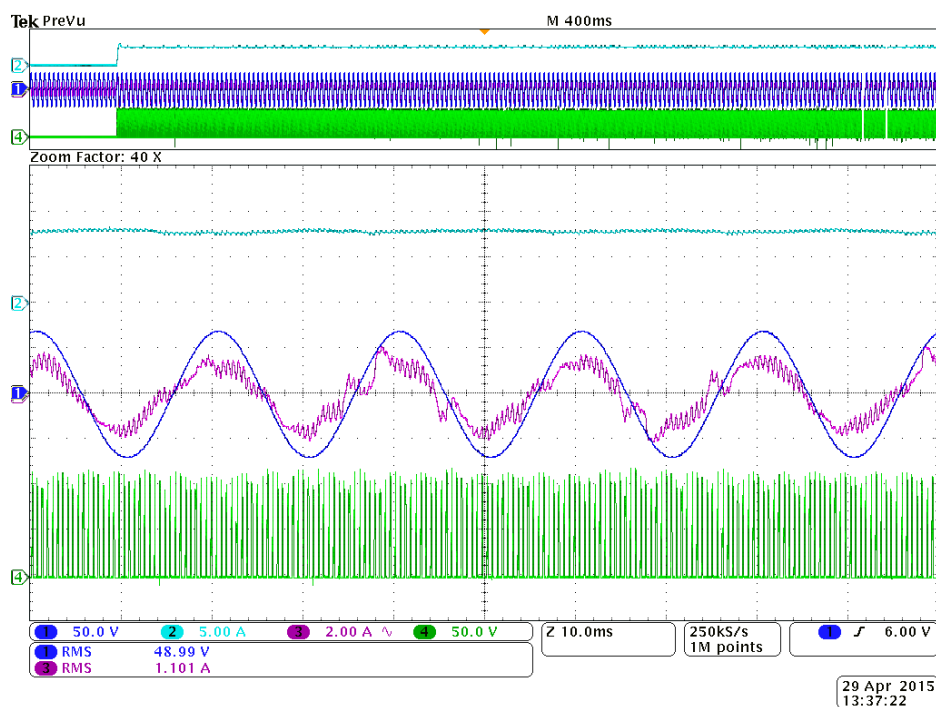


Obr. 4.5: Detail průběhu přepínání sektorů

Přechodný děj pro skok požadované hodnoty z nuly na  $8A$  je zobrazen na následujících obrázcích 4.6 a 4.7. Na prvním obrázku je začátek spínání a náběh hodnoty proudu  $I_d$  na požadovanou hodnotu. Na druhém obrázku je vidět, jak blok korekce fázového posunu vyrovnal fázový posun mezi napětím a proudem, který byl vidět na začátku přechodného děje.

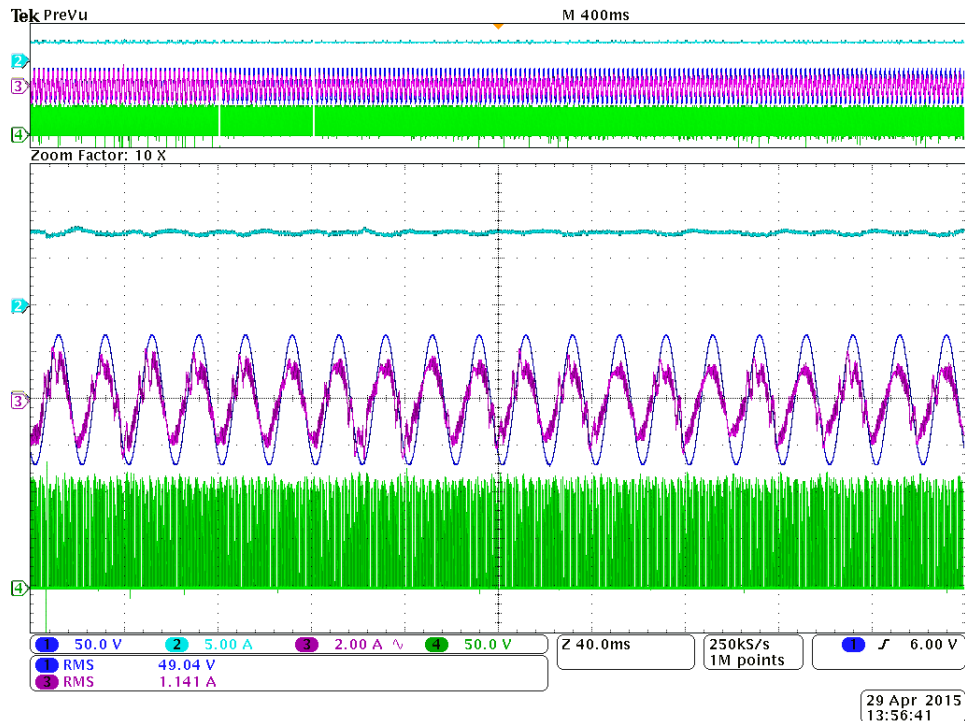


Obr. 4.6: Změna požadované hodnoty proudu z nulové na  $8A$



Obr. 4.7: Zobrazení korekce fázového posunu po ustálení

Ukázka schopnosti řízení udržet požadovanou hodnotu při změně zátěže je zobrazena na obrázku 4.8. Na tomto obrázku není v detailu příliš vidět změna vstupního proudu se změnou zátěže. Pokud se však podíváme na celý průběh zobrazený v horní části je vidět, že je ze začátku vstupní proud vyšší a poté klesá se změnou hodnoty zátěže.

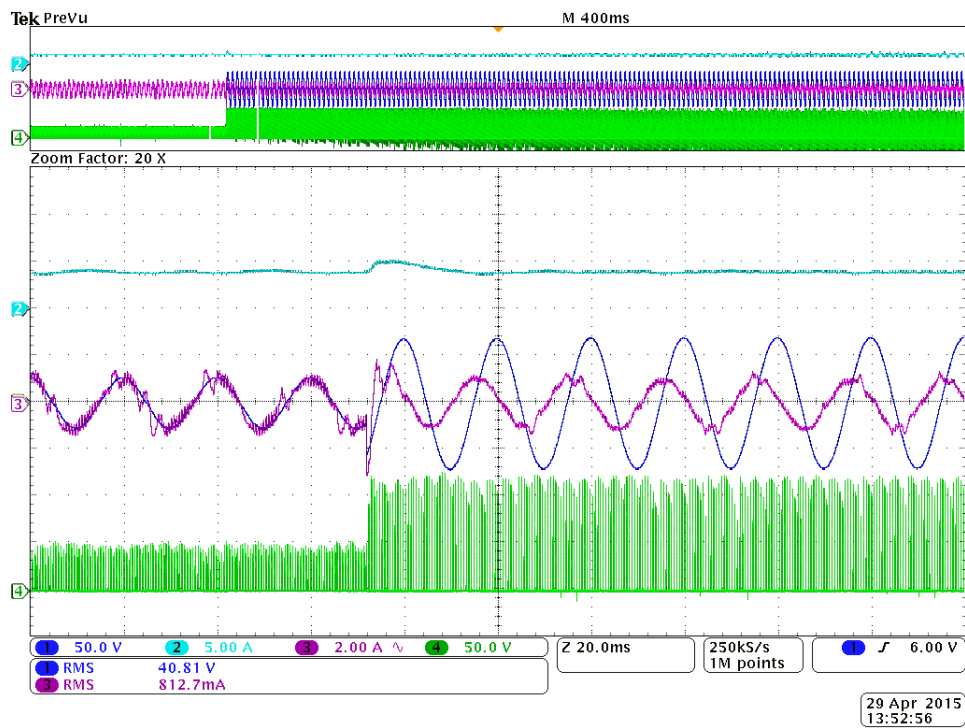


Obr. 4.8: Průběh veličin pro změnu zátěže

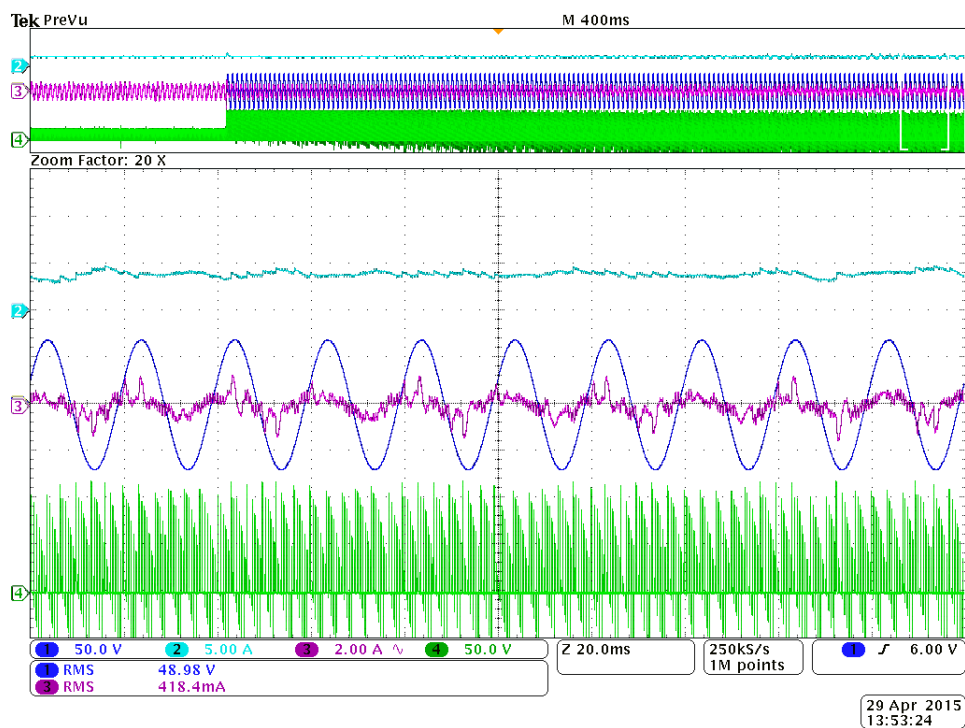
Udržení požadované hodnoty  $I_d$  pro změnu hodnoty vstupního napětí je zobrazeno na obrázku 4.9 a 4.10. Na prvním obrázku je zobrazen v detailu začátek přechodného děje, kdy se změnou napětí dojde ke snížení odebíraného proudu měničem tak, aby zachoval požadovanou hodnotu  $I_d$  a protože proud kondenzátorem se nemění dojde k fázovému posunu. Regulace fázového posunu je v detailu vidět na obrázku 4.10, kde je fázový posun zmenšen. Proud je ale již na hranici minimálního proudu, a proto nemůže být úplně vyrovnán fázový posun.

Přepnutí požadované hodnoty ze 4 A na 8 A je zobrazeno na obrázku 4.11. Je zde vidět, že pro hodnotu 4 A není fázový posun úplně vyrovnán, protože stejně jako v předchozím případě je tato hodnota příliš nízká. Po ustálení na novou hodnotu 8 A se fázový posun již vyrovná, jak bylo vidět na obrázku 4.7.

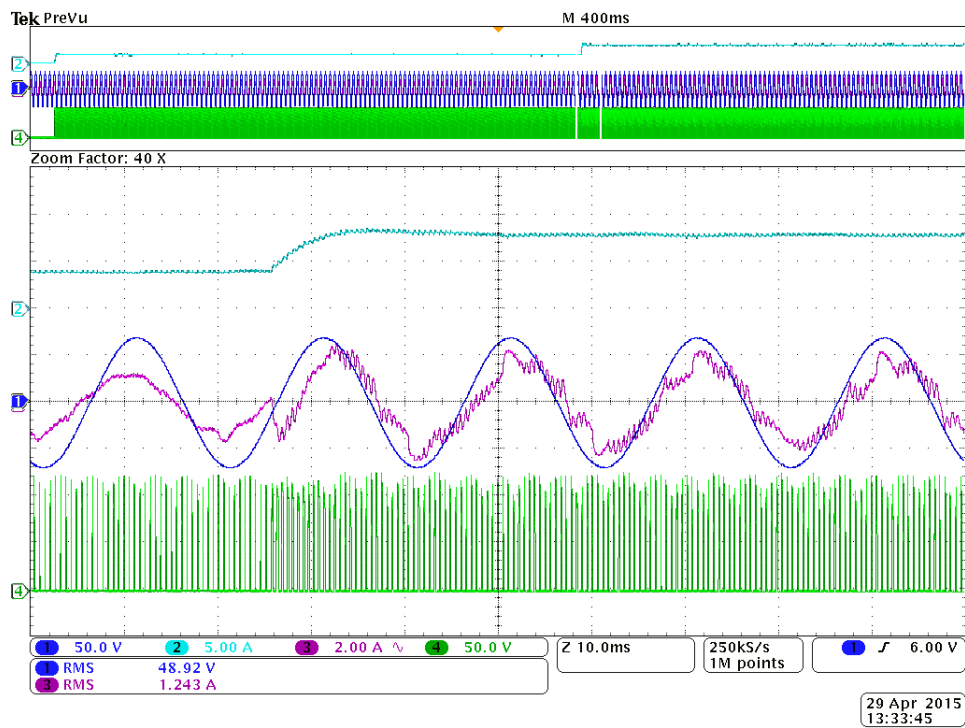
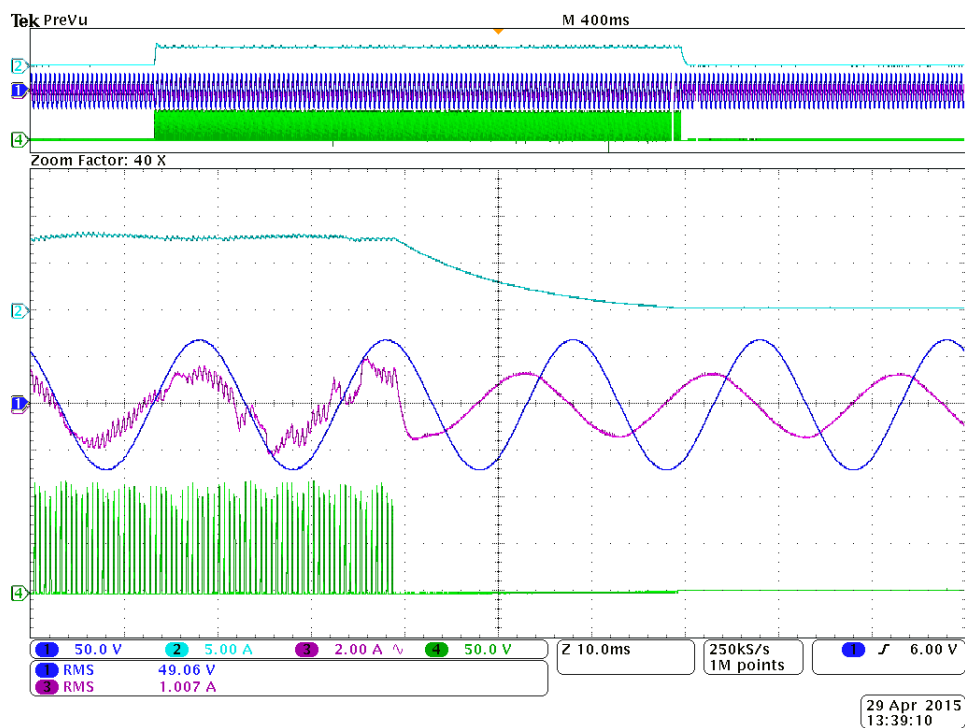
Na obrázku 4.12 je v detailu zobrazen průběh veličin při požadavku na nulový proud. Je vidět, jak se měnič přepne do nulového vektoru a stejnosměrný proud  $I_d$  se postupně vybíjí. Při klesání proudu  $I_d$  je vidět i malá změna napětí  $U_d$ , které je vytvořeno na zátěži R, toto napětí ustane po vybití proudu. V tomto okamžiku by mohl bezpečně zapnout druhý měnič a začít vytvářet proud  $I_d$  s opačnou polaritou jak bylo zobrazeno v simulaci.



Obr. 4.9: Průběh veličin pro změnu vstupního napětí, začátek přechodného děje



Obr. 4.10: Průběh veličin pro změnu vstupního napětí po ustálení

Obr. 4.11: Průběh veličin pro změnu požadovaného proudu  $I_d$  ze 4 A na 8 A

Obr. 4.12: Změna požadované hodnoty proudu na nulovou hodnotu

# Závěr

Na začátku diplomové práce jsou představeny nejpoužívanější druhy řízení proudových usměrňovačů, z nichž byla pro realizaci zvolena vektorová modulace pro její dynamické vlastnosti a vysokou flexibilitu změny modulačního indexu. Nejprve bylo vytvořeno řídicí schéma pro jeden měnič a po jeho vyzkoušení a ověření správné funkčnosti byl přidán druhý měnič. Pro ovládání obou měničů byl ještě vytvořen blok Řízení polarity, který zajišťuje správné přepínání mezi jednotlivými měniči při změně požadované hodnoty proudu  $I_d$ . Toto vytvořené schéma bylo odzkoušeno a dále byl ještě vytvořen blok, který řídí korekci fázového posunu vstupních fázových napětí a proudů. Tato korekce funguje, jak je prezentováno v práci od hodnoty minimálního proudu. Při vytváření řídicího schématu pro simulaci se projeví problémy s matematickými bloky z toolboxu pro procesor, nebylo u nich v nápovědě popsáno jak pracují s proměnnými. Například byl problém s tím, že blok pro Clarke transformaci si neošetřoval při sčítání přetečení hodnoty, ale použil vstupní formát čísla, ve kterém prováděl všechny operace. Po zjištění, že tento blok takto pracuje s proměnnými, byly změněny formáty vstupních hodnot tak, aby předešly možnosti přetečení. Dále chybělo v popisu bloku pro Park transformaci v jakých rozsazích mají být předávány hodnoty vstupního úhlu. Proto jsem vytvořil vlastní Park transformaci pomocí základních bloků a porovnáním výsledků jsem zjistil, v jakém rozsahu má být vstupní signál. Po doladění těchto počátečních problémů již nebyl další problém v simulačním prostředí Simulink pracovat a dokončit postupně celé schéma řízení. Ze simulace vyšly výsledky dle očekávání.

V implementační fázi nastaly problémy již dříve popsané v této diplomové práci a nemohlo být využito periferie PWM, protože potřebné spínací požadavky byly příliš komplexní a tento starší model DSP nedovoloval potřebná nastavení. Bylo tedy použito řízení pomocí softwarového spínání digitálních výstupů. Na základě přerušení vyvolaného časovačem byla vytvořena softwarová pila, se kterou byly porovnávány časy pro přepnutí mezi jednotlivými vektory a jelikož tato činnost zabírá výrazný čas procesoru, musel být časovač nastaven i s ohledem na to, aby zbyl výpočetní čas pro výpočet celého schématu řízení. S každou periodou spínání byl spouštěn AD převodník pomocí vhodně nastaveného času v bloku periferie PWM. Tento blok jen dopočítal do spínací periody a spustil převodník. Po převodu hodnot AD převodník vyvolal svoje přerušení a provedl se výpočet nových hodnot. Toto přerušení bylo nastaveno s nižší prioritou než



přerušení od časovače, ale přesto docházelo k dopravnímu zpoždění. Jak je vidět na průběhu vstupních proudů, tak řízení probíhá podle očekávání a blíží se simulačnímu, ale v určitých bodech je řízení narušeno a vyvolává nechtěné kmity. Tato narušení byla pravděpodobně způsobena dopravním zpožděním a nepřesností spínací periody (spínací perioda neodpovídá přesně frekvenci  $1800\text{ Hz}$ ). Tuto nepřesnost jsem se snažil odstranit pomocí toho, že jsem při změně sektoru synchronizoval začátek pily, důsledkem tohoto řešení bylo paradoxně zhoršení průběhů na osciloskopu. Proto byla tato synchronizace odstraněna a řízení běželo asynchronně (maximální chyba je polovina spínací periody). Posledním problémem v implementaci byly kmity vstupních proudů na rezonanční frekvenci vstupního LC filtru, proto byla rezonanční frekvence snížena změnou parametrů vstupního filtru (zvýšením vstupního kondenzátoru  $C_f$  a změnou vstupní indukčnosti  $L_s$ ). Po těchto úpravách jsou výsledné průběhy změřených veličin zobrazených na obrázcích z osciloskopu nejbližší k těm ze simulace.

Po dohodě s vedoucím práce nebylo vyzkoušeno řízení kompletního měniče z důvodu nezbytných budoucích úprav laboratorního měniče. Aktuální verze měniče nebyla ještě připravena pro řízení druhého měniče. Funkce vytvořeného řídicího schématu je však vyzkoušena v simulaci pro kompletní měnič, kde byla potvrzena jeho funkčnost.

Můj návrh na zlepšení řídicího schématu pro DSP je následující. Bylo by vhodnější využít novější procesor TMS320F28335, který umožňuje ovládat periférie PWM s mnohem více parametry, včetně možnosti nastavení doby přesahů nebo individuální konfigurace jednotlivých PWM kanálů. Procesor by tedy nemusel být zatěžován softwarovým spínáním výstupních pinů, a proto se domnívám, že při realizaci s tímto procesorem by řízení mělo fungovat tak, že by byly výsledky prakticky stejné jako ty, které byly získány ze simulace.

# Literatura

- [1] Michalík, Jan. „Algoritmy řízení třífázového proudového střídače: Oponovaná výzkumná zpráva č. 22190 – 069–2013“. ZČU, RICE, Plzeň, 2013.
- [2] Schiop, A.; Trip, D., ”Analysis of the Trapezoidal Modulation for Current Source Inverters,” *Signals, Circuits and Systems, 2007. ISSCS 2007. International Symposium on* , vol.2, no., pp.1,4, 13–14 July 2007 doi: 10.1109/ISSCS.2007.4292798
- [3] Michalík, Jan. „Algoritmy řízení třífázového proudového pulzního usměrňovače: Oponovaná výzkumná zpráva č. 22190 – 074–2013“. ZČU, RICE, Plzeň, 2013.
- [4] Michalik, J.; Molnar, J.; Peroutka, Z., ”Space vector modulated four–quadrant active current–source rectifier with DFT based power factor control for DC motor drive,” *Industrial Electronics Society, IECON 2014 – 40th Annual Conference of the IEEE*, vol., no., pp.1813,1819, Oct. 29 2014–Nov. 1 2014 doi: 10.1109/IECON.2014.7048748
- [5] M. Jussila, M. Salo, L. Kähkönen, and H. Tuusa, “A vector modulated three–phase four–quadrant rectifier – Application to a DC motor drive,” *in Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE2004)*, (Trondheim, Norway), June 14–16, 2004.
- [6] Rodriguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P., ”PWM regenerative rectifiers: state of the art,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.52, no.1, pp.5,22, Feb. 2005 doi: 10.1109/TIE.2004.841149
- [7] J. Schönberger, “Space Vector Control of a Three–Phase Rectifier using PLECS.” [Cit. 28.4.2015] Dostupné z: [http://www.plexim.com/sites/default/files/plecs\\_svm.pdf](http://www.plexim.com/sites/default/files/plecs_svm.pdf)
- [8] Adzic, M.S.; Adzic, E.M.; Katic, V.A., ”Space vector modulated three–phase current source converter for DC motor drive,” *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International* , vol., no., pp.T5–52,T5–59, 6–8 Sept. 2010 doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606843

- [9] Kojori, H.A.; Karshenas, H.R.; Dewan, S.B., "Generalized switching strategies for current source inverters/converters," *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, vol., no., pp.135,142 vol.1, 20–25 Jun 1994 doi: 10.1109/PESC.1994.349739
- [10] Longcheng Tan; Yaohua Li; Ping Wang; Congwei Liu; Zixin Li; Yonggang Chen; Wei Xu, "A novel control method for IGBT current source rectifier," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, vol., no., pp.405,408, 1–3 Sept. 2008 doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635299
- [11] Choi, J.H.; Kojori, H.A.; Dewan, S.B., "High power GTO–CSC based power supply utilizing SHE–PWM and operating at unity power factor," *Electrical and Computer Engineering, 1993. Canadian Conference on*, vol., no., pp.76,79 vol.1, 14–17 Sep 1993 doi: 10.1109/CCECE.1993.332232
- [12] VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika – svazek III. Skripta ZČU, 2003.
- [13] HEROUT, P. Učebnice jazyka C. 3. upr. vyd. České Budějovice : KOPP, 1996. ISBN 80–85828–21–9.

# Seznam obrázků

1.1	Schéma třífázového dvoukvadrantového proudového pulzního usměrňovače (Převzato z [4]) . . . . .	3
1.2	Uvažované schéma třífázového čtyřkvadrantového proudového pulzního usměrňovače (Upraveno z [4]) . . . . .	4
1.3	Fázorový diagram pro vstupní veličiny [4] . . . . .	5
2.1	Přechod mezi modulacemi v závislosti na změně výstupní frekvence střídače $f_1$ , $f_{sw}$ je spínací frekvence a $N_p$ je počet pulzů na půlperiodu (Převzato z [1]) . . . . .	7
2.2	Princip lichoběžníkové modulace [2] . . . . .	7
2.3	Ukázka průběhu PWM jedné půlperiody proudu (Převzato z [3]) . . . . .	8
2.4	Spínací signály pro prvky ve fázi A (Převzato z [3]) . . . . .	10
2.5	Spínací úhly SHE modulace pro eliminaci 5. a 7. harmonické v závislosti na modulačním indexu (Převzato z [3]) . . . . .	10
2.6	Diagram prostorových vektorů proudového měniče [5] . . . . .	13
2.7	Vektorový součet pro sektor I [1] . . . . .	14
3.1	Vytvořené řídicí schéma pro simulaci . . . . .	17
3.2	Detailní zobrazení bloku Výpočet úhlu . . . . .	19
3.3	Detailní zobrazení bloku Korekce fázového posunu . . . . .	19
3.4	Průběhy vstupních proudů v ustáleném stavu . . . . .	22
3.5	Průběhy vstupních proudů v ustáleném stavu po dobu jedné periody vstupního napětí . . . . .	22
3.6	Průběhy vstupního proudu $i_a$ a vstupního napětí $u_a$ v ustáleném stavu . . . . .	22
3.7	Průběhy výstupního proudu $I_d$ 20x zvětšeného a výstupního napětí $U_d$ v ustáleném stavu . . . . .	23

3.8	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a výstupního napětí $U_d$ v ustáleném stavu v detailu . . . . .	23
3.9	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	24
3.10	Průběhy $i_a$ a $u_a$ pro začátek přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	24
3.11	Průběhy $i_a$ a $u_a$ po ustálení přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	25
3.12	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ ze 4 A na 8 A . . . . .	25
3.13	Průběhy $i_a$ a $u_a$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ ze 4 A na 8 A . . . . .	26
3.14	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj, kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 8 A na 0 A . . . . .	26
3.15	Průběhy $i_a$ a $u_a$ pro přechodný děj, kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 8 A na 0 A . . . . .	27
3.16	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	27
3.17	Průběhy $i_a$ a $u_a$ pro začátek přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	28
3.18	Průběhy $i_a$ a $u_a$ po ustálení přechodného děje kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 0 na 8 A . . . . .	28
3.19	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 8 A na 12 A . . . . .	29
3.20	Průběhy výstupního proudu $I_d$ a napětí $U_d$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 12 A na 10 A . . . . .	29
3.21	Průběhy $i_a$ a $u_a$ pro přechodný děj kde je požadována změna hodnoty proudu $I_d$ z 12 A na 10 A . . . . .	29
4.1	Vytvořené řídicí schéma pro procesor . . . . .	30
4.2	Průběh vstupních proudů pro ustálený stav . . . . .	33
4.3	Detail průběhu vstupních proudů pro ustálený stav . . . . .	33
4.4	Výstupní a vstupní proudy a napětí pro ustálený stav . . . . .	34
4.5	Detail průběhu přepínání sektorů . . . . .	34

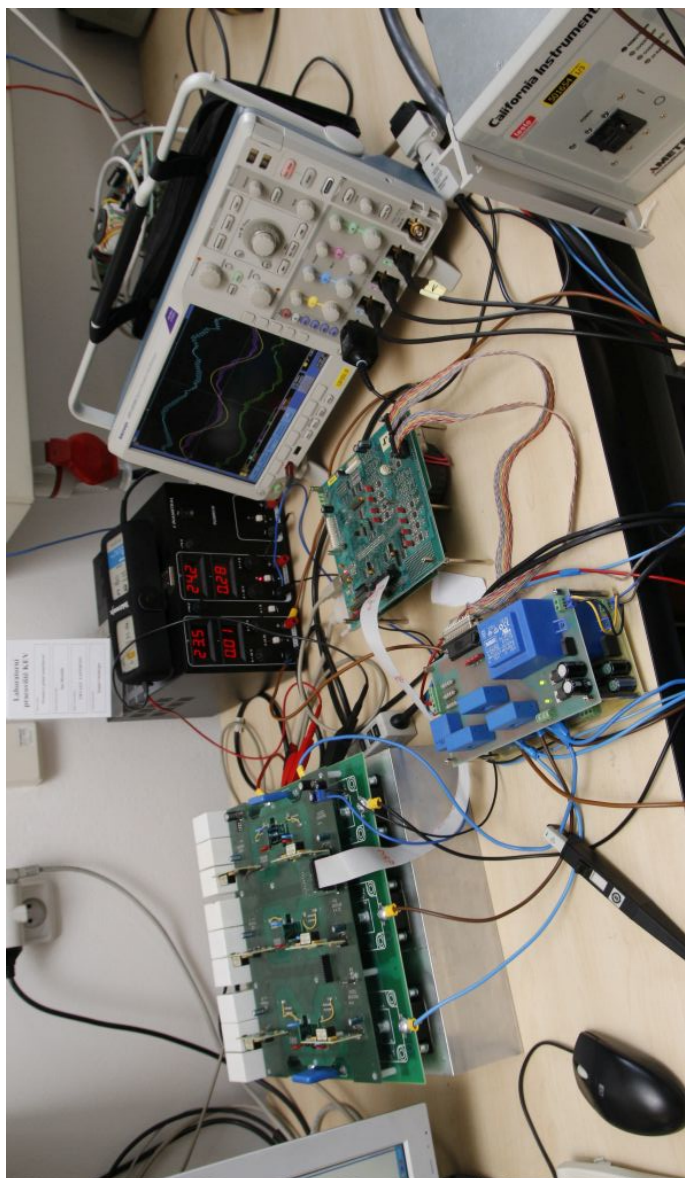
4.6	Změna požadované hodnoty proudu z nulové na $8 A$ . . . . .	35
4.7	Zobrazení korekce fázového posunu po ustálení . . . . .	35
4.8	Průběh veličin pro změnu zátěže . . . . .	36
4.9	Průběh veličin pro změnu vstupního napětí, začátek přechodného děje .	37
4.10	Průběh veličin pro změnu vstupního napětí po ustálení . . . . .	37
4.11	Průběh veličin pro změnu požadovaného proudu $I_d$ ze $4 A$ na $8 A$ . . . .	38
4.12	Změna požadované hodnoty proudu na nulovou hodnotu . . . . .	38
A.1	Laboratorního pracoviště v detailu na měnič, řídicí procesor a měřicí desky	47
A.2	Obrázek celého laboratorního pracoviště . . . . .	48
B.1	Řídicí schéma z prostředí Simulink . . . . .	49

# Seznam tabulek

2.1	Povolené spínací stavy proudového měniče pro dolní měnič [8] . . . . .	11
2.2	Povolené spínací stavy proudového měniče pro horní měnič [8] . . . . .	12
2.3	Přehled použitých vektorů pro jednotlivé sektory [8] . . . . .	15
3.1	Hodnoty použité v simulaci . . . . .	16

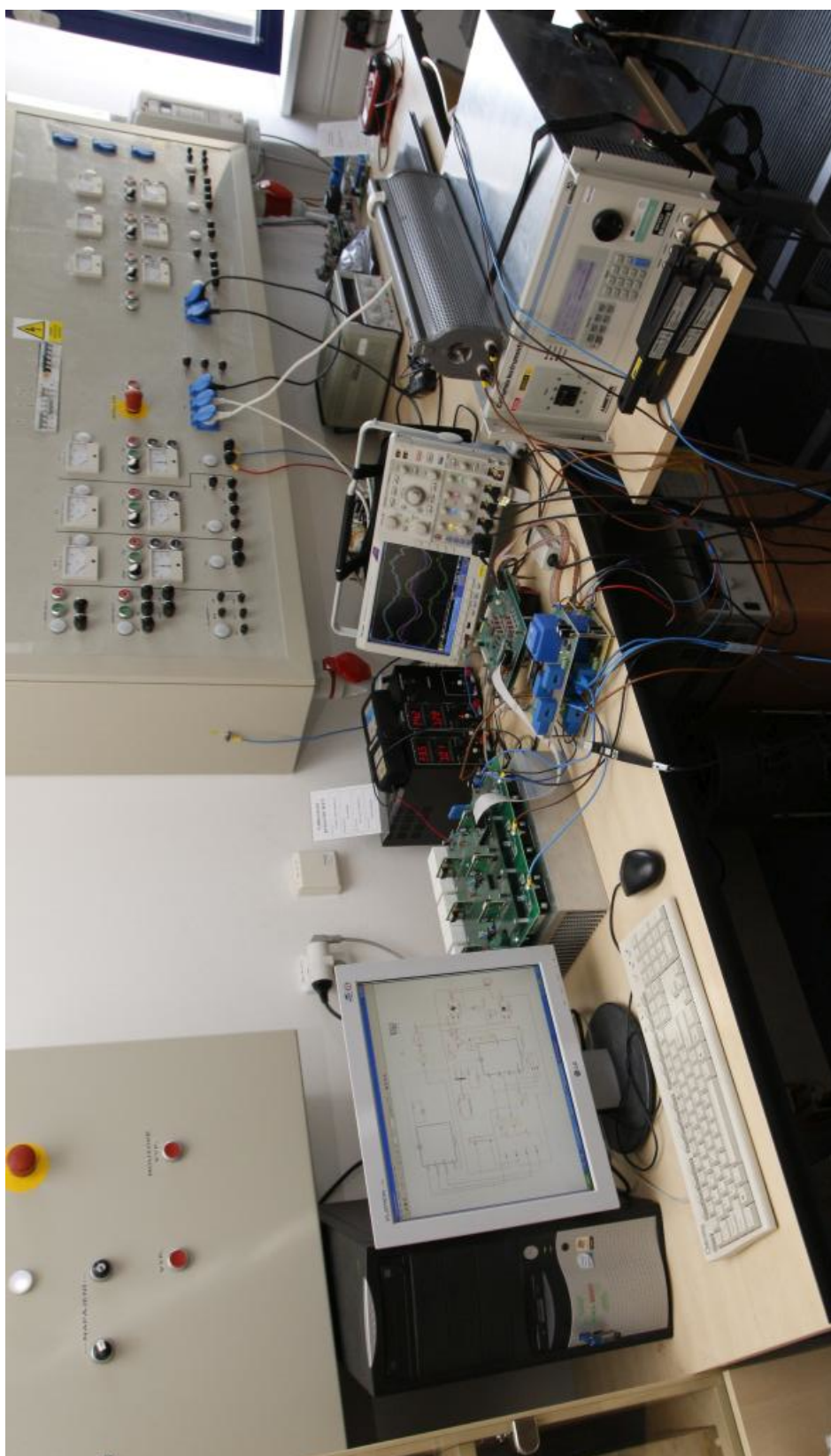
# Příloha A

## Obrázky laboratorního pracoviště



Obr. A.1: Laboratorního pracoviště v detailu na měnič, řídicí procesor a měřící desky

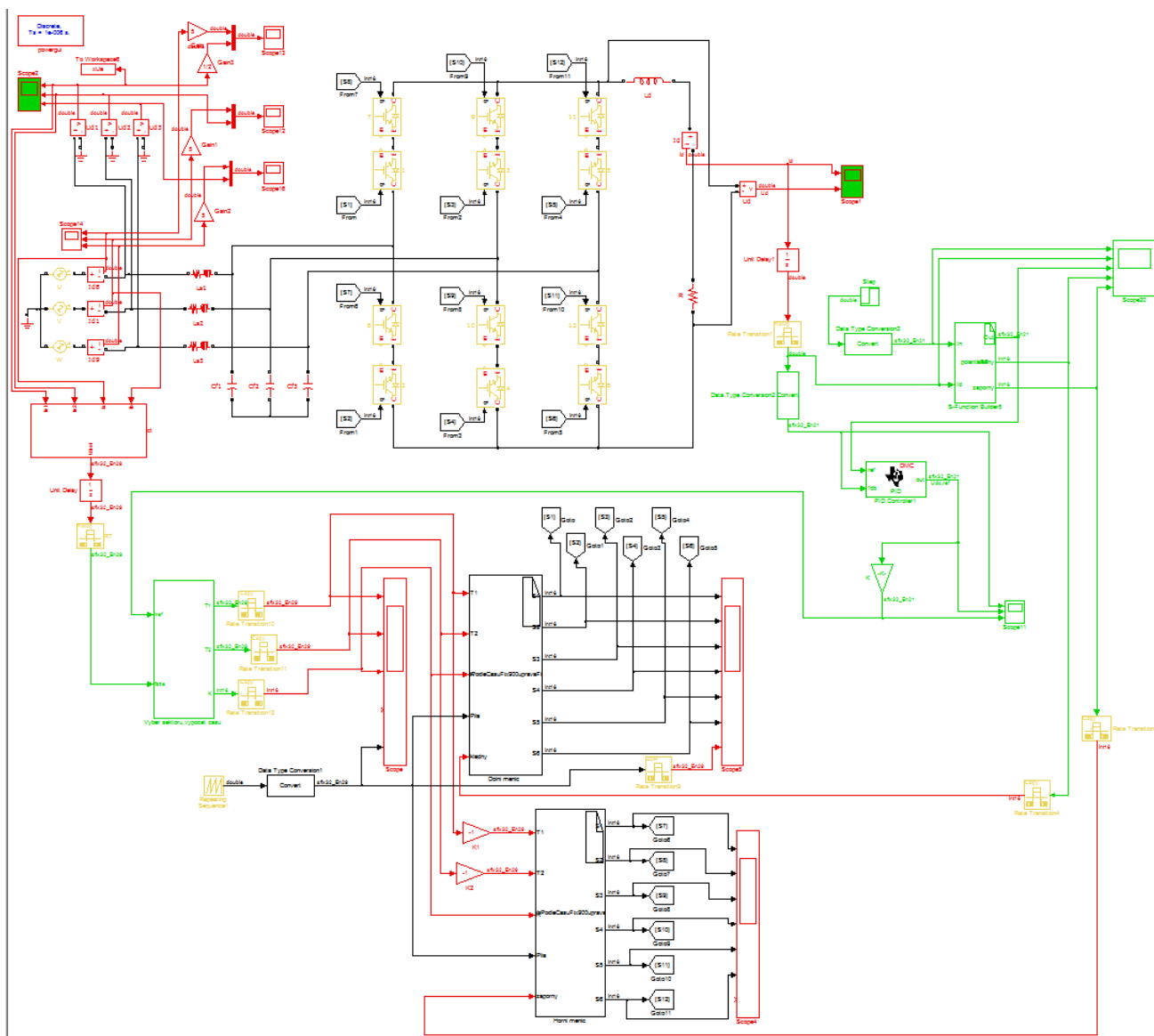




Obr. A.2: Obrázek celého laboratorního pracoviště

# Příloha B

## Řídicí schéma z prostředí Simulink



Obr. B.1: Řídicí schéma z prostředí Simulink