

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Harmonické pulsních usměrňovačů**

**vedoucí práce: Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.**

**2012**

**autor: Tereza Josefová**

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tereza JOSEFOVÁ**  
Osobní číslo: **E10N0071P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Název tématu: **Harmonické pulsních usměrňovačů**  
Zadávající 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 :

Cílem práce je zjištění vlivu modulační frekvence pulsního usměrňovače na velikost harmonických, odebíraných měničem z napájecí soustavy.

1. Popište činnost napěťového pulsního usměrňovače.
2. Vytvořte model pro výpočet harmonických pulsního usměrňovače.
3. Provedte výpočty harmonických proudů s ohledem na modulační frekvenci, na velikost zátěže a na velikost dalších komponent pulsního usměrňovače.
4. Provedte měření harmonických proudů s ohledem na modulační frekvenci, na velikost zátěže a dle možnosti s ohledem na velikost dalších komponent pulsního usměrňovače.
5. Porovnejte výsledky měření. Diskutujte obecně vliv modulačního kmitočtu na hodnoty harmonických odebíraného proudu u elektronických zařízení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího  
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran  
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:

**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí diplomové práce: **Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.**  
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **17. října 2011**  
Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.

vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

## **Anotace**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na problematiku harmonických odebraného proudu z napájecí sítě třífázovým napěťovým pulsním usměřovačem (dále jen NPU). Nejdříve je popsán princip NPU a jeho regulace napětí na kondenzátoru s PWM. Další část práce je zaměřena na simulaci NPU s výše jmenovanou regulací a na vytvoření modelu pro výpočet harmonické analýzy proudu odebraného z napájecí sítě pomocí Fourierovy transformace. Poslední pasáží práce je měření harmonické analýzy proudu odebraného z napájecí sítě laboratorním NPU a srovnání měření se simulacemi.

## **Klíčová slova**

Napěťový pulsní usměřovač, regulace napětí na kondenzátoru s PWM, harmonická analýza, Fourierova transformace, analyzátor sítí BK-ELCOM ENA 500.

## **Abstract - Pulse rectifier harmonics**

The present diploma thesis deals with the issue of harmonics of current drawn from the electrical grid using a three-phase voltage pulse rectifier. The first part of the thesis describes the principle of the voltage pulse rectifier, as well as its capacitor voltage control with PWM. Further, the voltage pulse rectifier with the above mentioned regulation is simulated and a model for the calculation of harmonic analysis of current drawn from the electrical grid, based on Fourier transform, is created. The last part of the thesis consists in measurement of harmonic analysis of current drawn from the electrical grid using laboratory voltage pulse rectifier. The measurement results are then compared to the simulations.

## **Key words**

Voltage pulse rectifier, capacitor voltage control with PWM, harmonic analysis, Fourier transform, network analyser BK-ELCOM ENA 500

## **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 vypracovala samostatně, pouze 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 10.5.2012

Tereza Josefová

.....

## **Poděkování**

Tímto bych ráda poděkovala vedoucímu své diplomové práce  
prof. Ing. Václavu Kůsovi, CSc.  
za odborné vedení, povzbuzení a především cenné profesionální rady.

# OBSAH

<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>9</b>
<b>1 ÚVOD .....</b>	<b>11</b>
<b>2 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ PULSNÍ USMĚRŇOVAČ.....</b>	<b>12</b>
2.1 Fázorový diagram třífázového NPU.....	13
2.1.1 Motorický režim.....	13
2.1.2 Brzdny (generátorický) režim.....	15
2.2 Matematický model třífázového napěťového pulsního usměrňovače.....	16
<b>3 REGULACE NAPĚTÍ VE STEJNOSMĚRNÉM MEZIOBVODU S PULSNĚ ŠÍRKOVOU MODULACÍ.....</b>	<b>19</b>
3.1 Regulační schéma a popis regulace .....	20
3.2 Logika spínání třífázového NPU .....	21
3.3 Základní průběhy regulace s PWM – simulace.....	25
<b>4 HARMONICKÁ ANALÝZA PROUDU ODEBÍRANÉHO Z NAPÁJECÍ SÍŤE TŘÍFÁZOVÝM NPU .....</b>	<b>27</b>
4.1 Srovnání třífázového NPU s klasickým usměrňovačem z hlediska harmonické analýzy proudu odebíraného z napájecí sítě .....	27
4.2 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě třífázovým NPU - simulace .....	28
4.2.1 Fourierovy transformace – základní vlastnosti.....	28
4.2.2 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě v závislosti na proudu zátěže.....	29
4.2.3 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě v závislosti na frekvenci spínání.....	36
4.2.4 Srovnání harmonických analýz proudu odebíraného z napájecí sítě z hlediska změny indukčnosti na střídavé straně NPU .....	41
4.2.5 Srovnání harmonických analýz proudu odebíraného z napájecí sítě dvou třífázových NPU .....	43
4.3 Měření harmonických proudu odebíraného z napájecí sítě laboratorním třífázovým NPU .....	47
4.3.1 Měření harmonických proudu odebíraného z napájecí sítě třífázovým NPU.....	47
4.3.2 Sdružený analyzátor sítě BK-ELCOM v provedení ENA 500.....	49
4.3.3 Harmonická analýza proudu odebíraného z napájecí sítě třífázovým NPU v závislosti na proudu zátěže.....	50
4.4 Srovnání výsledků měření a simulace.....	55
<b>5 ZÁVĚR .....</b>	<b>59</b>
<b>POUŽITÁ LITERATURA.....</b>	<b>60</b>



## Seznam symbolů a zkratek

$a_0$	Stejnosemřná složka Fourierovy řady
$a_h, b_h$	Fourierovy koeficienty pro h-tou harmonickou
C	Velikost kondenzátoru na stejnosměrné straně NPU
$C_{hvs}$	Obecně efektivní hodnota h-té harmonické
$c_h$	Obecně h-tá harmonická
D	Zpětná dioda
$D_h$	Fourierovy koeficienty spektrálního tvaru pro h-tou harmonickou
d	Úhel vedení diody klasického usměrňovače
$f_s$	Četnost vzorkování měřeného průběhu
$f_{sp}$	Spínací frekvence PWM
h	Řád harmonické
$I_{am(1)}$	Amplituda 1. harmonické proudu odebíraného ze sítě NPU
$\overline{I_{am(1)}}$	Fázor amplitudy 1. harmonické proudu odebíraného ze sítě NPU
$I_h$	H-tá harmonická proudu
$I_N$	Jmenovitá hodnota proudu zátěže
$I_z$	Střední hodnota proudu zátěže
$I_1$	1. harmonická proudu
$i_a, i_b, i_c$	Okamžitá hodnota proudu odebíraného z napájecí sítě NPU
$i_c$	Okamžitá hodnota proudu kondenzátoru
$i_d$	Okamžitá hodnota proudu ve stejnosměrném obvodu
$i_z$	Okamžitá hodnota proudu zátěže
IGBT	IGBT tranzistor
L	Velikost indukčnosti na střídavé straně NPU
M	Počet vzorků při čítání měřeného průběhu
N	Počet vzorků při vzorkování měřeného signálu
NPU	Napěťový pulsní usměrňovač
p	Pulsnost měniče
PWM	Pulsně šířková modulace
R	Velikost odporu na střídavé straně NPU
T	Perioda střídavého napětí a proudu
t	Čas
$T_w$	Perioda čítání vzorků

THDi	Celkové harmonické zkreslení proudu
$U_{am}, U_{bm}, U_{cm}$	Amplitudy napětí sítě
$U_{am(1)}$	Amplituda 1. harmonické napětí sítě
$U_{afm(1)}$	Amplituda 1. harmonické fázového napětí sítě
$\overline{U_{am(1)}}$	Fázor amplitudy 1. harmonické napětí sítě
$\overline{U_{afm(1)}}$	Fázor amplitudy 1. harmonické fázového napětí sítě
$U_C$	Skutečná hodnota napětí na kondenzátoru
$U_{CW}$	Požadovaná hodnota napětí na kondenzátoru
$\Delta U_C$	Regulační odchylka
$U_m$	Amplituda napětí sítě
$U_{rm}$	Amplituda řídicího napětí
$u_{AB}, u_{CA}, u_{BC}$	Okamžitá hodnota sdruženého napětí
$u_a, u_b, u_c$	Okamžitá hodnota napětí sítě
$u_{af}, u_{bf}, u_{cf}$	Okamžitá hodnota fázového napětí sítě
$u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}$	Okamžitá hodnota fázového napětí NPU
$u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$	Řídicí napětí
$u_p$	Pilovité napětí
$V_{1-6}$	Spínače NPU
$X_{La}$	Reaktance fáze $a$
$Z$	Velikost zátěže NPU
$\varepsilon$	Úhel posunutí mezi 1. harmonickou napětí sítě a první harmonickou fázového napětí sítě
$\varphi_h$	Fázový posun $h$ -té harmonické obecně
$\lambda$	Celkový účinník
$\omega$	Úhlový kmitočet napětí sítě
3FNPU	Třífázový napěťový pulsní usměrňovač

# 1 Úvod

Provozem diodových a tyristorových usměrňovačů, zvláště při provozu na velkých výkonech, stoupá podíl harmonických proudů (tzv. charakteristických harmonických), které jsou odebírány z napájecí sítě. Jeden z možných způsobů jak tyto harmonické minimalizovat je použití napěťového pulsního usměrňovače (dále jen NPU). NPU se skládá z vypínatelných součástek s vlastní komutací (nejčastěji IGBT tranzistorů). Princip činnosti NPU spočívá ve vhodném spínání tranzistorů, které umožňuje dvě základní funkce:

1. udržet 1. harmonickou proudů odebíraného ze sítě ve fázi s 1. harmonickou napětí sítě, celkový účinník je přibližně 1 ( $\lambda \approx 1$ ). Není tedy nutná dodatečná kompenzace účinníku,
2. dosažení téměř sinusového odběru proudů z napájecí sítě.

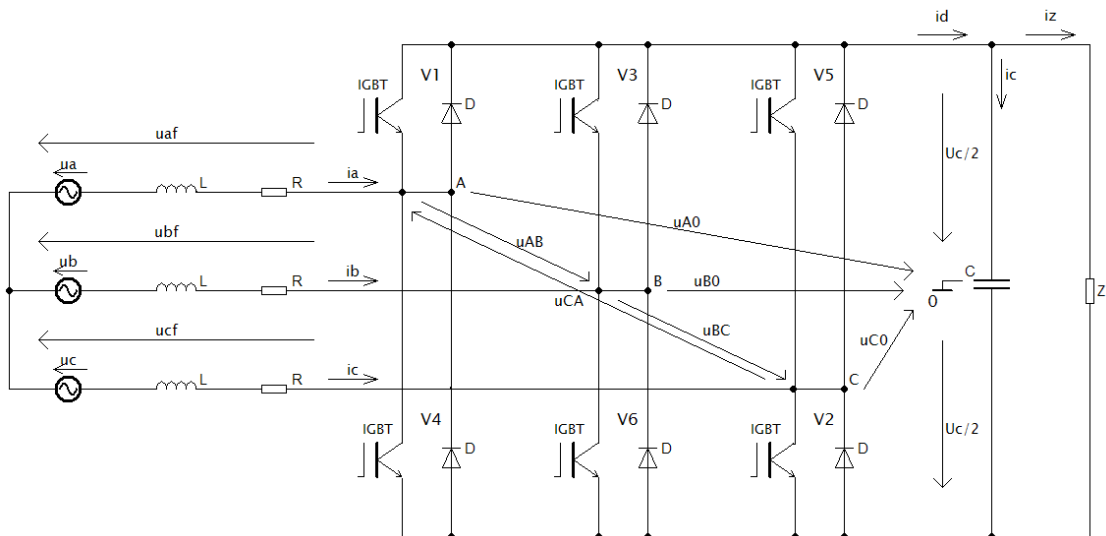
Ve spektru proudů odebíraného NPU z napájecí sítě jsou charakteristické harmonické zanedbatelné, objevují se zde nové harmonické, které jsou způsobeny spínacím kmitočtem. Tyto harmonické jsou málo závislé na zátěži, tzn. může docházet k tomu, že poměrná hodnota sledované harmonické je vysoká, přestože se v absolutní hodnotě jedná o nízké hodnoty (zvláště u nízkého zatížení NPU).

Prvním, čím se v této práci budu zabývat, je popis principu NPU a regulace napěťového typu s PWM. Dalším krokem je simulace NPU s regulací napěťového typu v jazyce C a návrh modelu harmonické analýzy proudů odebíraného z napájecí sítě. Model harmonické analýzy proudů vychází z Fourierovy transformace a je vytvořen v prostředí Matlab. Výpočty harmonické analýzy proudů odebíraného z napájecí sítě NPU jsou prováděny v závislosti na velikosti zatížení NPU a na frekvenci spínání. Posledním krokem diplomové práce je měření harmonických proudů odebíraného laboratorním NPU a srovnání měřených výsledků se simulacemi.

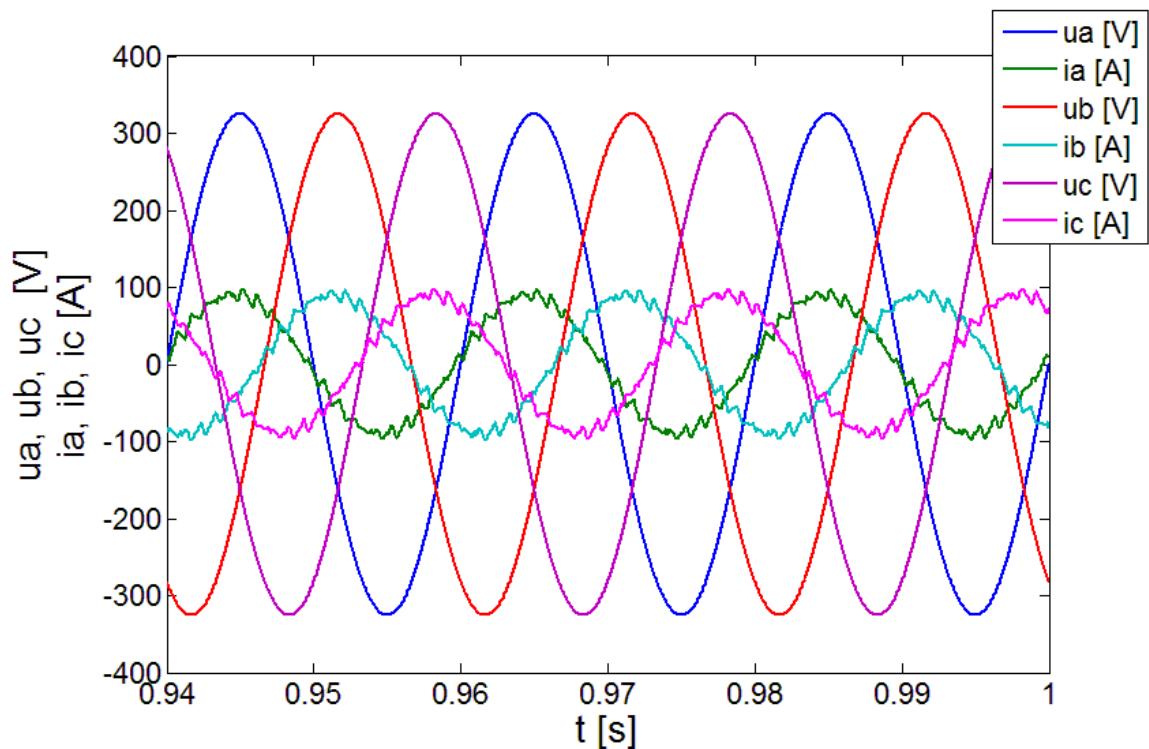
## 2 Třífázový napěťový pulsní usměrňovač

Třífázový napěťový pulsní usměrňovač má obdobnou strukturu jako napěťový střídač. Skládá se ze 6 spínačů; každý spínač je tvořen IGBT tranzistorem a k němu antiparalelně připojenou diodou. NPU má stejnosměrnou stranu spojenou s kondenzátorem, na kterém je udržováno konstantní napětí. Právě tím se nabízí pro spojení s napěťovým střídačem, přes který lze pak napájet např. asynchronní motor [4]. NPU na rozdíl od střídače umožňuje sepnutí tranzistorů v jedné větvi, to je možné díky tlumivce (zde zahrnuta i indukčnost transformátoru) na střídavé straně, která zabraňuje zkratu kondenzátoru. NPU může pracovat v usměrňovačovém a střídačovém chodu.

Vhodné řízení (spínání IGBT tranzistorů) NPU umožňuje ze sítě odebrat téměř sinusový proud, který je zároveň ve fázi s napájecím napětím (účinník  $\lambda \approx 1$ , fázový posuv první harmonické napětí a proudu je blízký nule). To znamená, že odebíraný proud je z hlediska harmonických pro napájecí síť příznivější a nemusí být prováděna kompenzace účinníku.



Obr. 2.1: Třífázový napěťový pulsní usměrňovač



Obr. 2.2: Průběh napájecího napětí a odebraného proudu třífázovým NPU

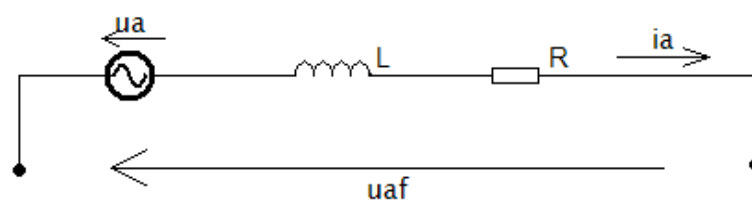
Na obrázku 2.2 jsou vidět požadované vlastnosti NPU. Ve všech fázích se odebraný proud z napájecí sítě blíží sinusovému signálu a je ve fázi s napětím sítě. Jedná se o názorný obrázek ze simulace třífázového NPU v ustáleném stavu (proto časová osa od 0,94s do 1s).

## 2.1 Fázorový diagram třífázového NPU

Z fázorových diagramů se vychází při návrhu řízení NPU.

### 2.1.1 Motorický režim

Fázorový diagram se odvozuje z 2. Kirchhoffova zákona, který napíšeme pro fázi  $a$  3FNPU z obrázku 2.1:



Obr. 2.3: Fáze  $a$  3FNPU

$$u_a - jX_{La}i_a - Ri_a - u_{af} = 0 \quad (2.1)$$

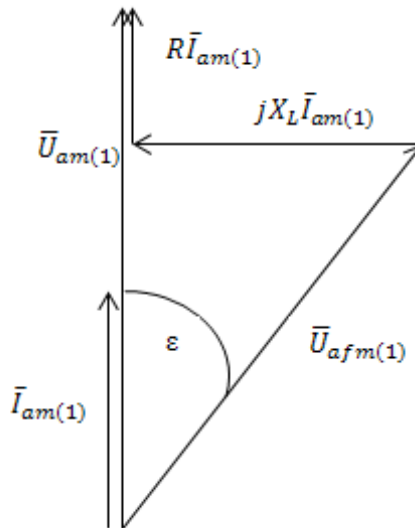
Dále tuto rovnici přepíšeme pro amplitudy 1. harmonických proudu a napětí:

$$U_{am(1)} - jX_{La}I_{am(1)} - RI_{am(1)} - U_{afm(1)} = 0 \quad (2.2)$$

Rovnice přeřpaná pro fázory 1. harmonických proudu a napětí:

$$\overline{U_{am(1)}} - jX_{La}\overline{I_{am(1)}} - R\overline{I_{am(1)}} - \overline{U_{afm(1)}} = 0 \quad (2.3)$$

Tato rovnice platí pro všechny tři fáze a budeme z ní vycházet při kreslení fázorového diagramu pro motorický režim. Základem fázorového diagramu je napětí sítě ve fázi s odebíraným proudem z napájecí sítě.



Obr. 2.4: Fázorový diagram, motorický režim

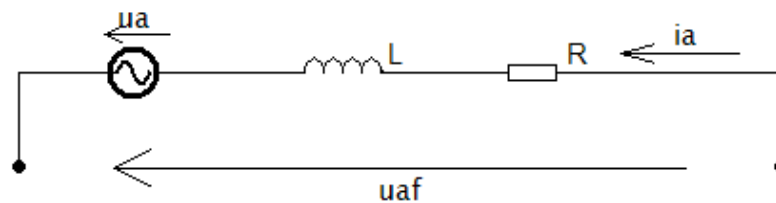
Z fázorového diagramu pomocí goniometrických funkcí odvodíme rovnici pro určení amplitudy napětí  $U_{afm(1)}$ :

$$U_{afm(1)} = \frac{U_{am(1)} - RI_{am(1)}}{\cos(\epsilon)} \quad (2.4)$$

Úbytek na odporu, který je zakreslen ve fázorovém diagramu, se nezanedbává. Při zanedbání odporu ve fázi by došlo k fázovému posuvu mezi 1. harmonickou proudem odebíraného z napájecí sítě a 1. harmonickou napětí sítě. Odpor ve fázi je  $R = 0,08 \Omega$ .

### 2.1.2 Brzdňý (generátorický) režim

Obdobně jako pro fázorový diagram při motorickém režimu NPU odvodíme rovnice pro brzdňý režim:



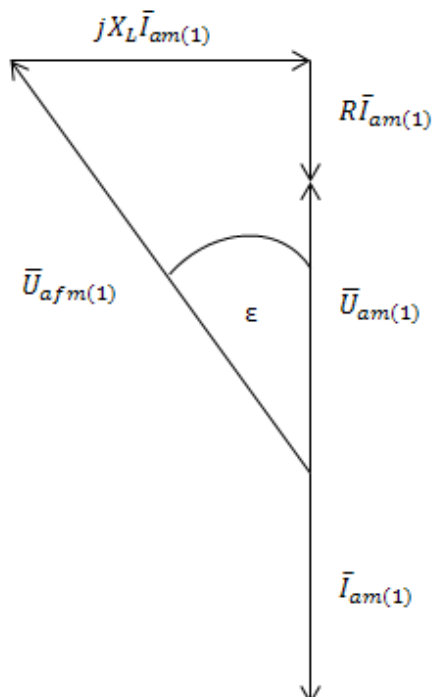
Obr. 2.5: Fáze a 3FNPU

$$u_a + jX_{La}i_a + Ri_a - u_{af} = 0 \quad (2.5)$$

$$U_{am(1)} + jX_{La}I_{am(1)} + RI_{am(1)} - U_{afm(1)} = 0 \quad (2.6)$$

$$\overline{U_{am(1)}} + jX_{La}\overline{I_{am(1)}} + R\overline{I_{am(1)}} - \overline{U_{afm(1)}} = 0 \quad (2.7)$$

Dle těchto rovnic nakreslíme fázorový diagram, ve kterém je proud  $i_a$  odebíraný fází  $a$  z napájecí sítě v protifázi od napájecího napětí  $u_a$ .



Obr. 2.6: Fázorový diagram, brzdňý režim

Určení amplitudy napětí  $U_{afm(1)}$ :

$$U_{afm(1)} = \frac{U_{am(1)} + RI_{am(1)}}{\cos(\varepsilon)} \quad (2.8)$$

## 2.2 Matematický model třífázového napět'ového pulsního usměrňovače

Matematický model využijeme při návrhu řízení třífázového NPU a pro jeho simulaci. Předpokládejme, že zdrojem 3FNPU je sekundární vinutí transformátoru zapojené do hvězdy bez vyvedeného středního vodiče.

Předpokladem pro matematický model 3FNPU je symetrický zdroj napětí

$$u_a + u_b + u_c = 0, \quad (2.9)$$

kde indukčnosti a odpory ve fázi mají stejnou velikost:

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2.10)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (2.11)$$

Pro síťová napětí platí:

$$u_a = U_m \sin \omega t \quad (2.12)$$

$$u_b = U_m \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (2.13)$$

$$u_c = U_m \sin \left( \omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \quad (2.14)$$

3FNPU je tvořen 6 spínači složených z IGBT tranzistorů a k nim antiparalelně připojených diod. Pokud bude sepnut některý spínač z horní skupiny (V1, V2 a V3), připojí se kladný pól kondenzátoru ke střídavému vývodu příslušné fáze (fázové napětí NPU bude  $\frac{U_c}{2}$ ). Naopak při sepnutí spínače ze spodní skupiny (V2, V4 a V6) připojíme záporný pól fáze ke střídavému vývodu příslušné fáze (fázové napětí NPU bude nabývat hodnoty  $-\frac{U_c}{2}$ ) [2]. Fázové napětí NPU tedy bude nabývat hodnot:



$$u_{A0} = \pm \frac{U_C}{2} \quad (2.15)$$

$$u_{B0} = \pm \frac{U_C}{2} \quad (2.16)$$

$$u_{C0} = \pm \frac{U_C}{2} \quad (2.17)$$

Pomocí těchto napětí můžeme aplikací Kirchhoffova zákona vyjádřit sdružená napětí sítě:

$$u_{AB} = u_{A0} - u_{B0} = u_{af} - u_{bf} \quad (2.18)$$

$$u_{BC} = u_{B0} - u_{C0} = u_{bf} - u_{cf} \quad (2.19)$$

$$u_{CA} = u_{C0} - u_{A0} = u_{cf} - u_{af} \quad (2.20)$$

Za předpokladu symetrického napětí dále platí:

$$u_{af} + u_{bf} + u_{cf} = 0 \quad (2.21)$$

Použitím rovnic 2.21 a 2.18÷20 můžeme dále odvodit:

$$u_{af} = \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \quad (2.22)$$

$$u_{bf} = \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \quad (2.23)$$

$$u_{cf} = \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) \quad (2.24)$$

$$u_{af} = \frac{1}{3}(2u_{A0} - u_{B0} - u_{C0}) \quad (2.25)$$

$$u_{bf} = \frac{1}{3}(2u_{B0} - u_{A0} - u_{C0}) \quad (2.26)$$

$$u_{cf} = \frac{1}{3}(2u_{C0} - u_{B0} - u_{A0}) \quad (2.27)$$

Pro fázi  $a$ ,  $b$  a  $c$  platí dle 2. Kirchhoffova zákona:

$$u_a - L \frac{di_a}{dt} - Ri_a = u_{af} \quad (2.28)$$

$$u_b - L \frac{di_b}{dt} - Ri_b = u_{bf} \quad (2.29)$$

$$u_c - L \frac{di_c}{dt} - Ri_c = u_{cf} \quad (2.30)$$

Po vyjádření derivace vyjdou vztahy, které udávají strmost nárůstu (poklesu) proudu odebíraného z napájecí sítě:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a - u_{af} - Ri_a}{L} \quad (2.31)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{u_b - u_{bf} - Ri_b}{L} \quad (2.32)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{u_c - u_{cf} - Ri_c}{L} \quad (2.33)$$

V simulaci řízení 3FNPU bude použit tento matematický model pro výpočet odebíraných proudů z napájecí sítě  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  a fázových napětí  $u_{af}$ ,  $u_{bf}$ ,  $u_{cf}$ .

### 3 Regulace napětí ve stejnosměrném meziobvodu s pulsně šířkovou modulací

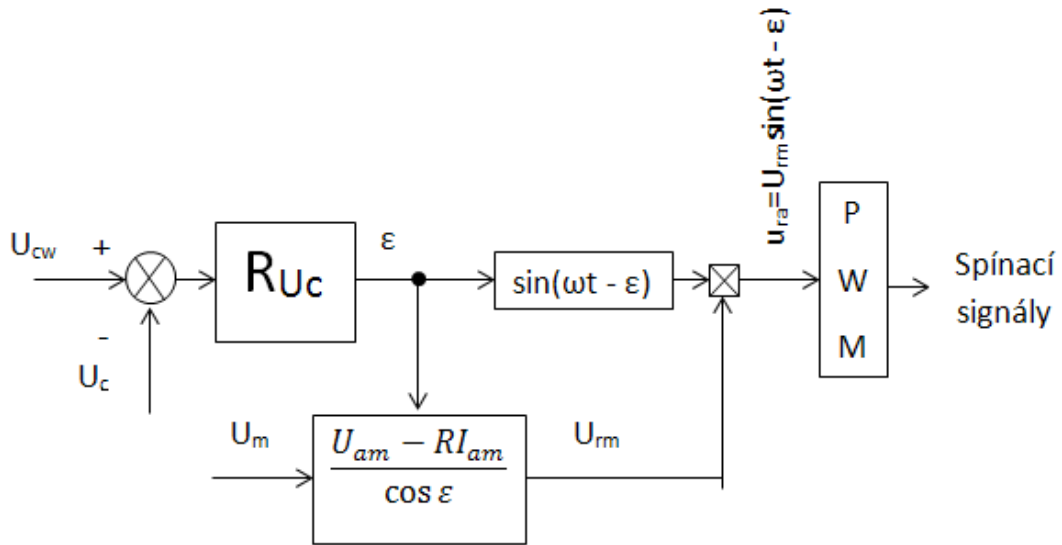
Základem regulace napěťového typu je fázorový diagram. Úhlem řízení je fázový posuv 1. harmonické napětí sítě a 1. harmonické fázového napětí sítě. Při zvýšení zátěže na stejnosměrné straně NPU roste úhel řízení a je zadáván požadavek pro zvýšení proudu odebíraného z napájecí sítě NPU. Roste tedy amplituda 1. harmonické fázového napětí sítě a napětí na indukčnosti.

Přepínáním dvojice spínačů v každé větvi příslušné fáze se střídavě připojuje k vývodu dané fáze kladné a záporné napětí pulsního usměrňovače ( $u_{A0}$ ,  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$ ) [2]. Ze vztahu 2.25÷27 je vidět, že bude docházet ke změně polarit fázových napětí sítě ( $u_{af}$ ,  $u_{bf}$ ,  $u_{cf}$ ) [2]. Díky tomu bude docházet k nárůstu respektive poklesu fázového proudu ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ). Vhodným přepínáním kladného a záporného napětí na kondenzátoru dosáhneme průběhu fázového proudu, který bude kolísat kolem požadovaného sinusového průběhu. Při řízení s PWM s vyšší spínací frekvencí se bude proud více přibližovat sinusovému průběhu (polarita fázových napětí se mění v kratších intervalech; nárůst a pokles proudu je kratší a kolísání kolem sinusového průběhu je menší) tzn. průběh bude příznivější i z hlediska obsahu harmonických.

#### **Regulace napěťového typu s pulsně šířkovou modulací zajišťuje:**

1. Proud odebíraný z napájecí sítě ve fázi s napětím sítě. Tzn., že účinník je přibližně roven jedné ( $\lambda \approx 1$ ) a fázový posuv první harmonické napětí a proudu je blízký nule. Není tedy nutná dodatečná kompenzace účinníku.
2. Udržení přibližně konstantního napětí na kondenzátoru ( $U_C$ ) ve stejnosměrném obvodu při změnách napájecího napětí  $u_a$  a při změnách proudu zátěže  $I_Z$ . Regulace napětí  $U_C$  se provádí pomocí proporcionálně-integračního PI regulátoru.

### 3.1 Regulační schéma a popis regulace



Obr. 3.1: Regulační schéma 3FNPU

Regulační schéma (obr. 3.1) vychází z výše uvedeného fázorového diagramu (obr. 2.4), kde  $U_{afm} \sim U_{rm}$  a  $U_{am} \sim U_m$ . Do PI regulátoru napětí vstupuje regulační odchylka  $\Delta U_C$ , která je určena rozdílem požadované hodnoty napětí na kondenzátoru  $U_{CW}$  a skutečným napětím na kondenzátoru  $U_C$ . Regulační odchylka se zpracuje PI regulátorem, který na výstupu po omezení udává fázový posuv  $\varepsilon$  mezi amplitudou síťového napětí a amplitudou 1. harmonické fázového napětí sítě. Úhel  $\varepsilon$  je také použit pro výpočet amplitudy řídicího napětí  $U_{rm}$ . Řídicí napětí vstupuje do bloku pulsně šířkové modulace (PWM), kde je porovnáváno s pilovitým napětím  $u_p$  o určité spínací frekvenci. Pilovité napětí je generováno v rozmezí  $\langle -1; 1 \rangle$ , do tohoto intervalu se musí vejít amplitudy řídicích signálů jednotlivých fází. Proto musí být provedeno tzv. normování řídicích napětí, tzn. dělení amplitudy vhodnou hodnotou (v tomto případě  $\frac{U_C}{2}$ ).

Výsledkem celé modulace jsou generované spínací signály, které spínají příslušné IGBT tranzistory tak, aby byly splněny požadavky pro 3FNPU ( $U_C = konst.$  a napětí ve fázi s proudem).

#### Parametry simulovaného napěťového pulsního usměrňovače

- $C = 0,002 \text{ F}$
- $L = 0,006 \text{ H}$

- $R = 0,08 \Omega$
- $U_m = 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$
- $u_a = U_m \sin(\omega t)$
- $u_b = U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$
- $u_c = U_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$
- $U_C = 565 \text{ V}$  (počáteční hodnota napětí na kondenzátoru)
- $U_{CW} = 700 \text{ V}$  (požadovaná hodnota napětí na kondenzátoru)
- $I_N = 60 \text{ A}$  (jmenovitý proud zátěže 3FNPU)

### 3.2 Logika spínání třífázového NPU

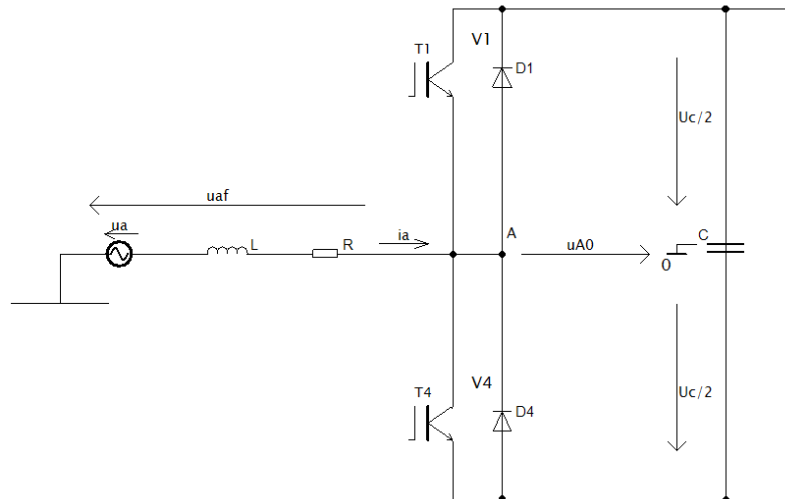
V bloku PWM z regulačního schématu dochází k porovnávání pilovitého napětí  $u_p$  a řídicích napětích  $u_{ra}$ ,  $u_{rb}$ ,  $u_{rc}$ , která jsou posunuta vůči napětí sítě o úhel  $\varepsilon$ . Při koincidenci pilovitého signálu a řídicích napětích dochází k sepnutí spínačů z horní nebo spodní větve NPU. Jak již bylo uvedeno v kapitole 1.2 fázové napětí pulsního usměrňovače  $u_{A0}$ ,  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$  bude dle sepnutých spínačů nabývat hodnot  $+\frac{U_C}{2}$  nebo  $-\frac{U_C}{2}$ .

Napětí indukčnosti  $u_L$  na střídavé straně NPU je dáno rozdílem:

$$u_L = u_a - u_{af} - Ri_a, \quad (2.34)$$

kde  $u_{af}$  se vypočte dle rovnice 2.25 (vzorec platí pro všechny tři fáze). Napětí indukčnosti  $u_L$  a velikost indukčnosti  $L$  udávají nárůst, či pokles proudu.

Pro zjednodušení výkladu logiky spínání budeme předpokládat jen jednu fázi bez vlivů ostatních fází, tzn. na fázové napětí sítě  $u_{af}$  nebudou působit fázová napětí NPU ostatních fází  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$  (obr. 3.2).



Obr. 3.2: Fáze a NPU bez vlivu ostatních fází

Z obrázku 3.2 je vidět, že fázové napětí NPU  $u_{A0}$  je rovno fázovému napětí sítě  $u_{af}$  ( $u_{A0} = u_{af}$ ). Při zanedbání odporu ve fázi se proud odebíraný z napájecí sítě třífázovým NPU pro toto zjednodušení vypočte dle vztahu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a - u_{A0}}{L} \quad (2.35)$$

### 1. Kladná půlvlna napětí sítě ( $u_a > 0$ )

#### a) Řídící napětí je menší než pilovité napětí $u_{ra} \leq u_p$

Je sepnut spínač  $V_4$  (respektive tranzistor  $T_4$ ); fázové napětí NPU nabývá hodnoty  $-\frac{U_c}{2}$ . Proud  $i_a$  drží fázi s napětím sítě  $u_a$ , tzn. při kladné půlvlně síťového napětí je i proud  $i_a$  kladný ( $i_a > 0$ ). Dosazením do rovnice 2.35 získáme kladnou derivaci proudu odebíraného ze sítě fáze  $a$  NPU – proud  $i_a$  narůstá:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a + \frac{U_c}{2}}{L} \quad (2.36)$$

#### b) Řídící napětí je větší než pilovité napětí $u_{ra} > u_p$

Dochází k vypnutí tranzistoru  $T_4$  a sepnutí spínače  $V_4$ ; fázové napětí NPU  $u_{A0}$  nyní nabývá hodnoty  $+\frac{U_c}{2}$ . Proud musí pokračovat ve svém původním smyslu, to mu umožní zpětná dioda  $D_1$  [2]. Dochází k odčerpávání energie z indukčnosti  $L$  a zároveň se

tato energie akumuluje v kondenzátoru ( $C$  se nabíjí, napětí na něm roste, proud v obvodu klesá přes zpětnou diodu  $D_1$ ) [2]. Dosazením do vztahu 2.35 získáme zápornou derivaci proudu  $i_a$  – proud tedy klesá:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a - \frac{U_C}{2}}{L} \quad (2.37)$$

## 2. Záporná půlvlna napětí sítě $u_a < 0$

### a) Řídicí napětí je menší než pilovité napětí $u_{ra} > u_p$

Je sepnut spínač  $V1$  (respektive tranzistor  $T1$ ); fázové napětí NPU  $u_{A0}$  nabývá hodnoty  $+\frac{U_C}{2}$ . Drží-li se nulový fázový posuv mezi napětím sítě  $u_a$  a proudem  $i_a$ , bude proud  $i_a$  také záporný ( $i_a < 0$ ). Dosazením do rovnice 3.35 opět získáváme zápornou derivaci proudu  $i_a$ :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{-u_a - \frac{U_C}{2}}{L} \quad (2.38)$$

### b) Řídicí napětí je menší než pilovité napětí $u_{ra} \leq u_p$

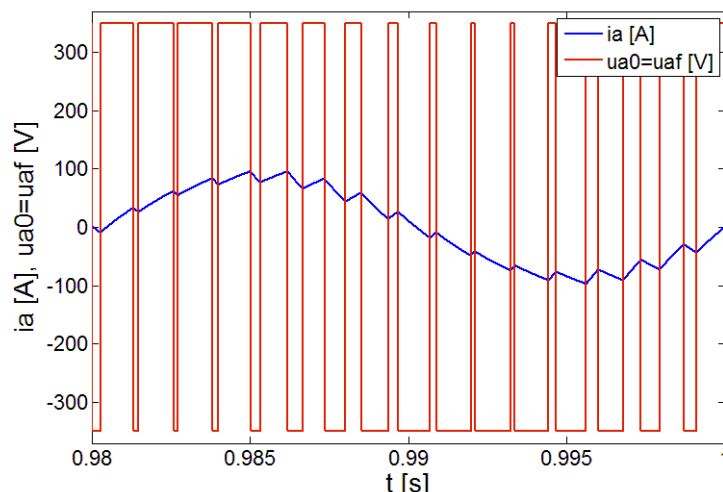
Vypne spínač  $T1$  a sepne spínač  $T4$ ; fázové napětí NPU  $u_{A0}$  nabývá hodnoty  $-\frac{U_C}{2}$ . Proud pokračuje ve svém původním smyslu přes zpětnou diodu  $D4$  a opět dochází k výměně energie mezi indukčností  $L$  a kondenzátorem  $C$ . Dosadíme-li do rovnice 3.35, získáme kladnou derivaci proudu  $i_a$ :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{-u_a + \frac{U_C}{2}}{L} \quad (2.39)$$

Na základě tohoto rozboru můžeme sestavit spínací tabulku pro fázi  $a$ :

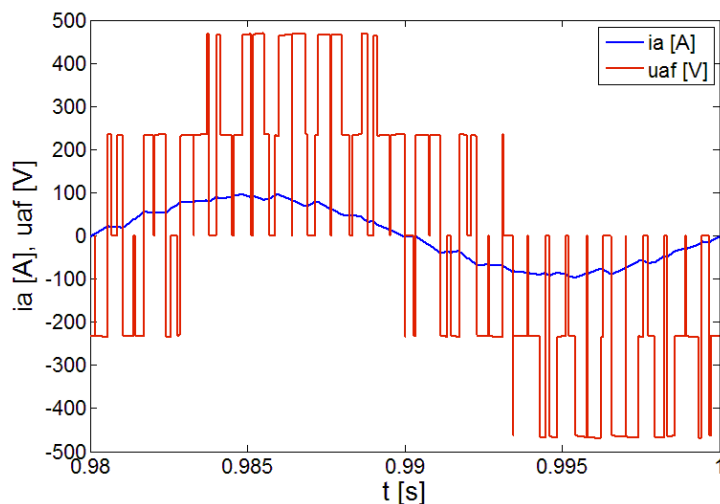
		$T_1$	$D_1$	$T_4$	$D_4$
$u_a > 0$	$u_{ra} \leq u_p$	0	0	1	0
$u_a > 0$	$u_{ra} > u_p$	0	1	0	0
$u_a < 0$	$u_{ra} \leq u_p$	0	0	0	1
$u_a < 0$	$u_{ra} > u_p$	1	0	0	0

Tabulka 3.1: Spínání jednotlivých prvků fáze  $a$



Obr. 3.3: Průběh proudu  $i_a$  odebíraného z napájecí sítě a fázového napětí sítě  $u_{af}$  – zjednodušující podmínky ( $f_{sp}=800\text{Hz}$ )

Na obr. 3.3 vidíme průběh proudu při výše uvedených zjednodušeních, kdy na fázové napětí sítě  $u_{af}$  nepůsobí ostatní fázová napětí NPU  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$ . Fázové napětí NPU je rovno fázovému napětí sítě ( $u_{A0} = u_{af}$ ) a tedy fázové napětí sítě nabývá pouze hodnot  $\pm \frac{U_C}{2}$ .



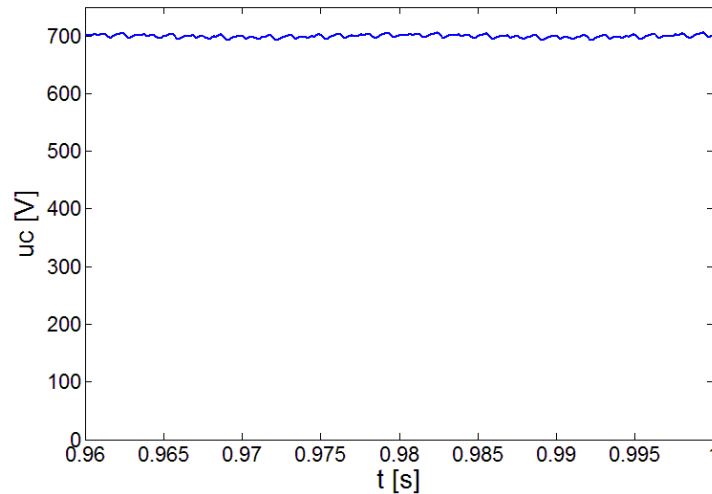
Obr. 3.4: Průběh proudu  $i_a$  odebíraného z napájecí sítě a fázového napětí sítě  $u_{af}$  s uvažováním vlivu fázových napětích  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$  ( $f_{sp}=800\text{Hz}$ )

Na průbězích z obrázku 3.4 je již uvažován vliv všech fází na fázi  $a$ . Fázové napětí sítě  $u_{af}$  je dle rovnice 2.25 závislé na fázových napětích NPU ostatních fází  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$ . Fázové napětí NPU nabývá hodnot  $\pm \frac{U_C}{3}$  a  $\pm \frac{2U_C}{3}$ . Proud tedy narůstá i klesá několikrát během jedné polaritě fázového napětí NPU  $u_{A0}$ .

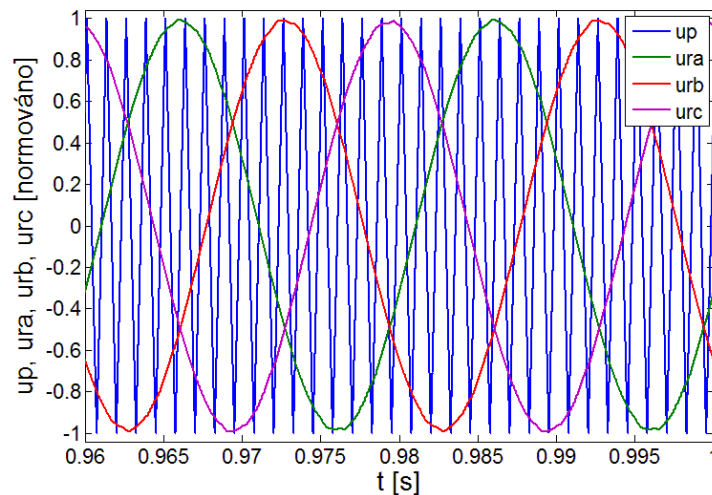


### 3.3 Základní průběhy regulace s PWM – simulace

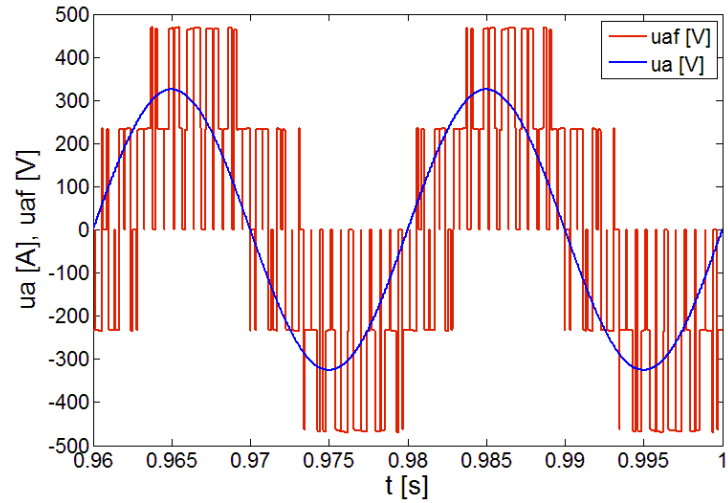
Průběhy jsou vykresleny v čase od 0,96 s do 1 s, kdy se napětí na kondenzátoru ustálí na požadované hodnotě ( $U_C = 700 \text{ V}$ ), jedná se tedy o ustálený stav simulovaného třífázového NPU. Simulovaný model byl vytvořen podle matematického modelu a logiky spínání NPU v jazyce C; grafy byly vykresleny v prostředí Matlab. Z jednotlivých průběhů je patrna správnost simulace třífázového NPU.



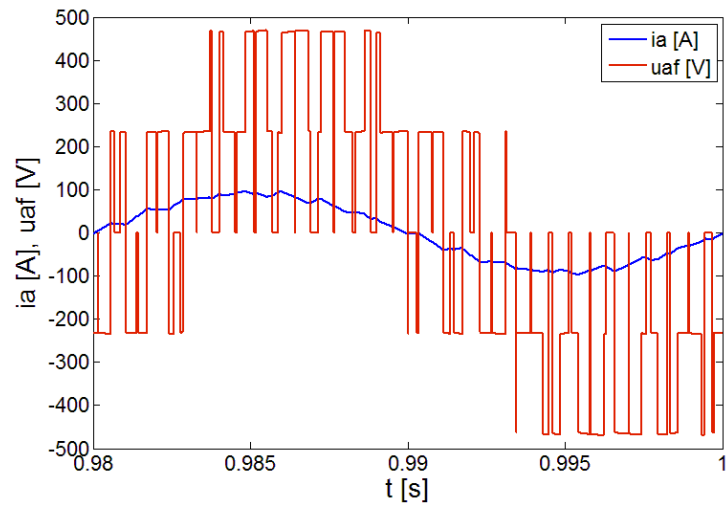
Obr. 3.5: Napětí na kondenzátoru  $u_C$



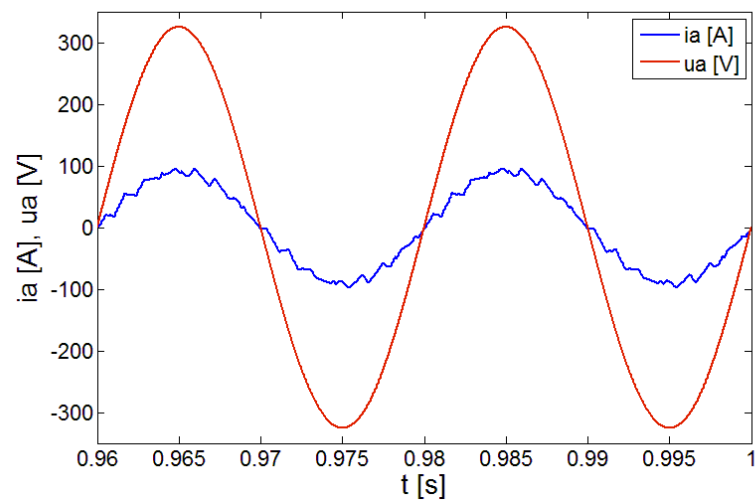
Obr. 3.6: Pulsně šířková modulace (pila – spínací frekvence  $f_{sp}=800 \text{ Hz}$  a řídicí signály  $u_{ra}$ ,  $u_{rb}$ ,  $u_{rc}$ )



Obr. 3.7: Napětí sítě  $u_a$  a fázové napětí NPU  $u_{af}$  ( $f_{sp}=800\text{Hz}$ )



Obr. 3.8: Fázové napětí NPU  $u_{af}$  a odebíraný proud z napájecí sítě  $i_a$  ( $f_{sp}=800\text{Hz}$ )



Obr. 3.9: Odebíraný proud z napájecí sítě  $i_a$  ve fázi s napětím sítě  $u_a$  ( $f_{sp}=800\text{Hz}$ )

## 4 Harmonická analýza proudu odebíraného z napájecí sítě třífázovým NPU

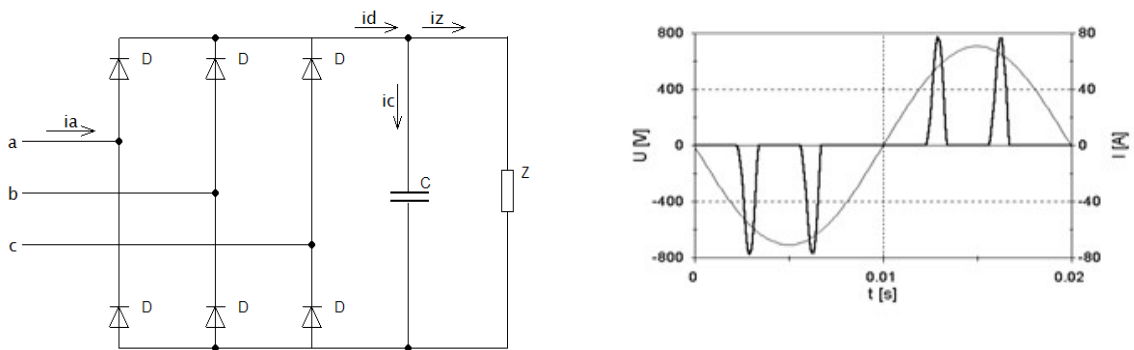
Harmonická analýza proudu odebíraného NPU z napájecí sítě je vypočtena pro simulovaný třífázový NPU a je měřena na laboratorním třífázovém NPU. Pro simulovaný třífázový NPU byl pro výpočet harmonické analýzy vytvořen model Fourierovy transformace v programu Matlab. Měření harmonických proudu na reálném pulsním usměrňovači probíhalo na analyzátoru sítí BK-ELCOM ENA 500. Po vzoru analyzátoru sítí, který měří dle normy do 50. harmonické, je Fourierova transformace také počítána jen do 50. harmonické.

### 4.1 Srovnání třífázového NPU s klasickým usměrňovačem z hlediska harmonické analýzy proudu odebíraného z napájecí sítě

Klasický diodový (tyristorový) usměrňovač, který pracuje do kapacitní zátěže (použití ve spojení se střídačem jako nepřímý měnič kmitočtu), se vyznačuje proměnným účinníkem a odběrem neharmonického proudu z napájecí sítě. Ve spektru proudu odebíraného klasickým usměrňovačem z napájecí sítě se většinou vyskytují tzv. charakteristické harmonické [5]. Velikost charakteristických harmonických se dá zjednodušeně vypočítat pomocí tzv. zobecněného amplitudového zákona [5]:

$$I_h = \frac{1}{h} I_1 \cdot \sin \frac{hd}{2}, \quad (4.1)$$

kde  $h$  je řád harmonické a  $d$  je úhel vedení diody (doba dobíjení kapacity). Pro charakteristické harmonické platí  $h = kp \pm 1$ , kde  $k$  je celé číslo a  $p$  je pulsnost usměrňovače.



Obr. 4.1: Klasický neřízený třífázový můstkový usměrňovač, odebíraný proud a napětí z napájecí sítě

NPU charakteristické harmonické minimalizuje, ve spektru proudu se ale objevují nové frekvence harmonických, které jsou způsobeny spínací frekvencí PWM. Amplituda těchto harmonických je nízká, téměř konstantní a nemění se v závislosti na zátěži pulsního měniče. To znamená, že s větším zatížením 3FNPU dosáhneme v procentních hodnotách menších harmonických proudu. Naopak u klasického usměrňovače se každá harmonická vypočítává z první harmonické, tzn., pokud zvýšíme základní harmonickou, zvětší se nám i amplitudy ostatních harmonických.

## 4.2 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě třífázovým NPU - simulace

Odebíraný proud napět'ovým pulsním usměrňovačem z napájecí sítě je periodický a neharmonický. Pomocí Fourierovy transformace tento průběh rozdělíme na jednotlivé harmonické, které můžeme dále analyzovat.

Harmonická analýza na simulovaném třífázovém NPU bude prováděna v závislosti na proudu zátěže a na spínací frekvenci PWM a bude vypočtena dle normy do 50. harmonické.

### 4.2.1 Fourierovy transformace – základní vlastnosti

Funkci  $f(t)$  budeme nazývat periodickou, pokud pro všechna  $t$  platí:

$$f(t + T) = f(t) \quad (4.2)$$

Funkce  $f(t)$  musí splňovat Dirichletovy podmínky – funkce musí být v intervalu  $\langle 0; T \rangle$ :

- Jednoznačná

- Konečná
- Po částech spojitá
- Musí mít konečný počet maxim a minim

Fourierova řada periodické funkce  $f(t)$  s úhlovým kmitočtem  $\omega$  má tvar:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)], \quad (4.3)$$

kde Fourierovy koeficienty jsou:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt, \quad (4.4)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega t) dt, \quad (4.5)$$

$$b_h = \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) dt \quad \text{pro } h = 1, 2, 3, \dots \quad (4.6)$$

Spektrální tvar Fourierovy řady:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} D_h \sin(h\omega t + \varphi_h), \quad (4.7)$$

$$D_h = \sqrt{(a_h^2 + b_h^2)} \quad \text{a} \quad \varphi_h = \arctan \frac{b_h}{a_h} \quad (4.8)$$

Posloupnost amplitud  $D_h$  jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce  $f(t)$  se nazývá amplitudové spektrum. Podobně posloupnost počátečních fází  $\varphi_h$  se nazývá fázové spektrum periodické funkce  $f(t)$ . Kapitola převzata z [1].

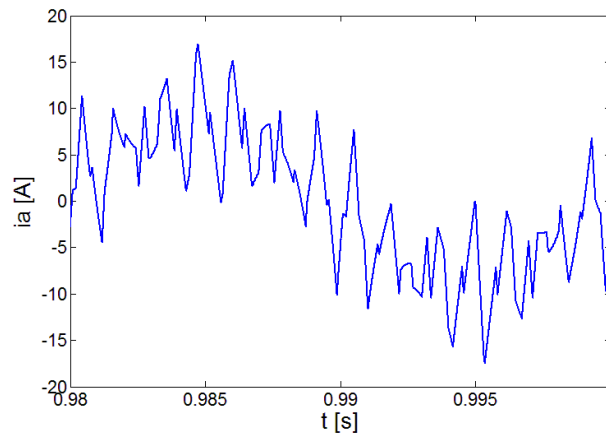
Spektrální tvar Fourierovy řady je dále využit v modelu pro harmonickou analýzu proudu odebíraného ze sítě.

#### 4.2.2 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě v závislosti na proudu zátěže

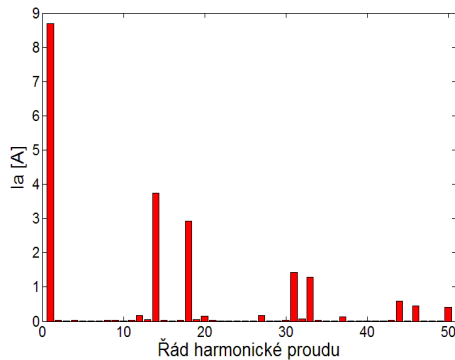
Harmonická analýza bude zkoumána v závislosti na velikosti proudu zátěže  $I_Z$ , při konstantní spínací frekvenci  $f_{sp}=800 \text{ Hz}$ . Jmenovitý proud napěťového pulsního usměrňovače je  $I_N=60 \text{ A}$  tzn., pokud je proud zátěže roven jmenovitému proudu, napětí na

kondenzátoru se ustálí na požadované hodnotě s maximálním rozkmitem 5%. Harmonická analýza je dělána z jedné periody signálu proudu v ustáleném stavu. Osa proudu  $i_a$  u harmonické analýzy v procentních hodnotách je pro přehlednost a zdůraznění velikosti harmonických vynášena jen do 5% 1. harmonické  $I_a$  ( $I_{a(1)} = 100\%$ ).

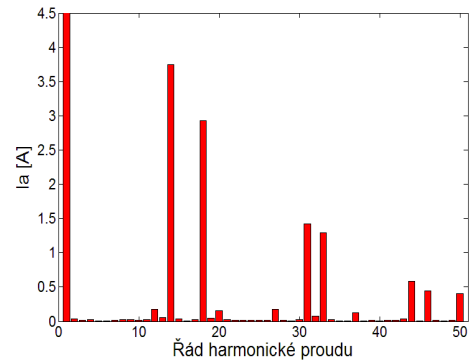
### 1. Proud zátěže $I_Z = 0,1I_N = 6 \text{ A}$



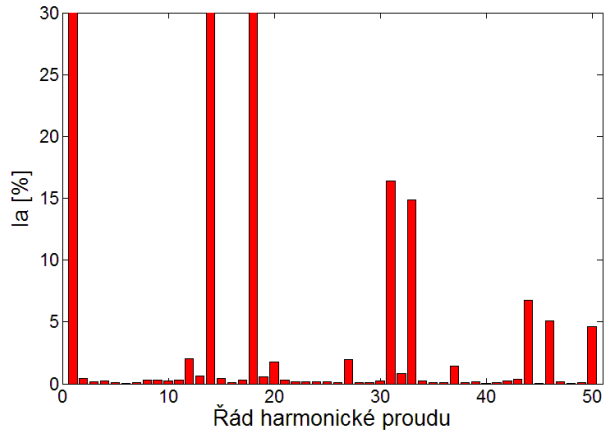
Obr. 4.2: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.3: Harmonická analýza proudu  $i_a$

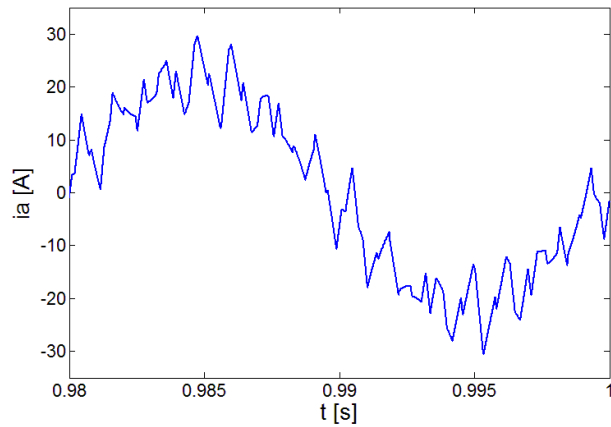


Obr. 4.4: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou, ( $I_{a(14)} \doteq 3,8 \text{ A}$ )

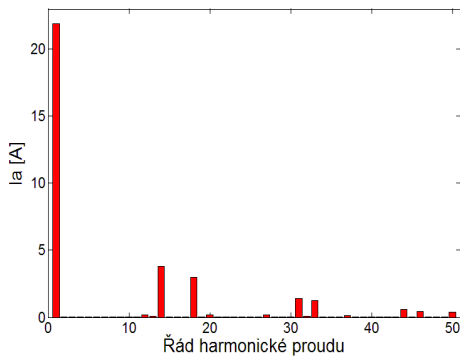


Obr. 4.5: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje hodnoty 45% a 35%

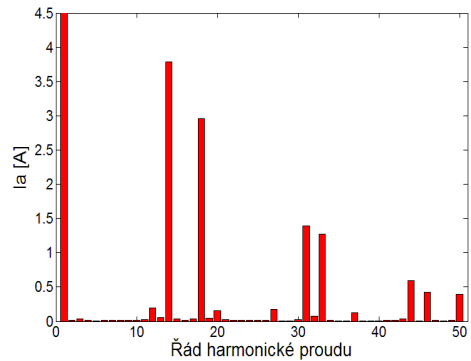
**2. Proud zátěže  $I_Z = 0,25I_N = 15 \text{ A}$**



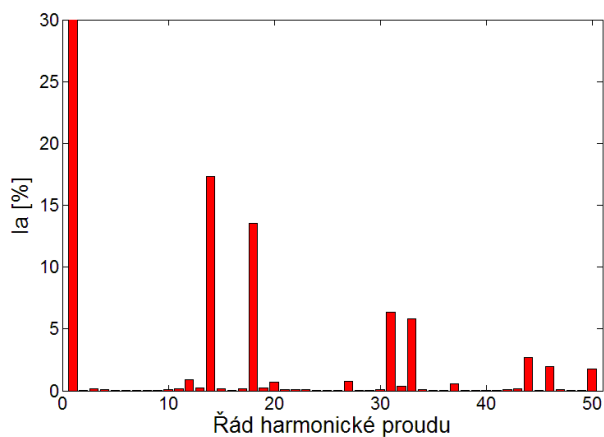
Obr. 4.6: Průběh odebraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.7: Harmonická analýza proudu  $i_a$

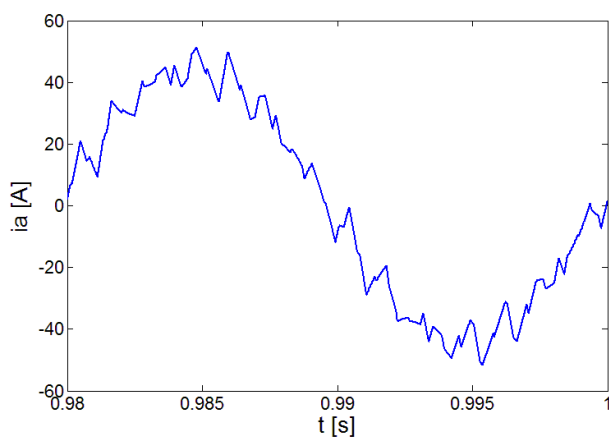


Obr. 4.8: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou, kde ( $I_{a(14)} \doteq 3,8 \text{ A}$ )

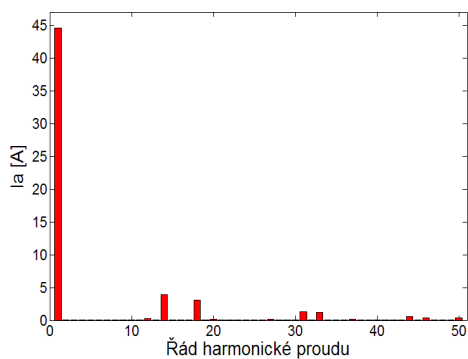


Obr. 4.9: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje hodnoty 17% a 15%

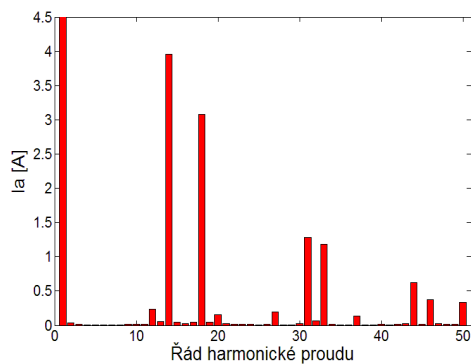
### 3. Proud zátěže $I_Z = 0,5I_N = 30$ A



Obr. 4.10: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

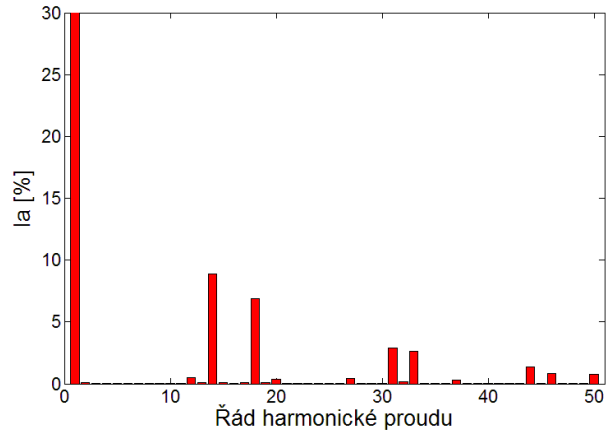


Obr. 4.11: Harmonická analýza proudu  $i_a$



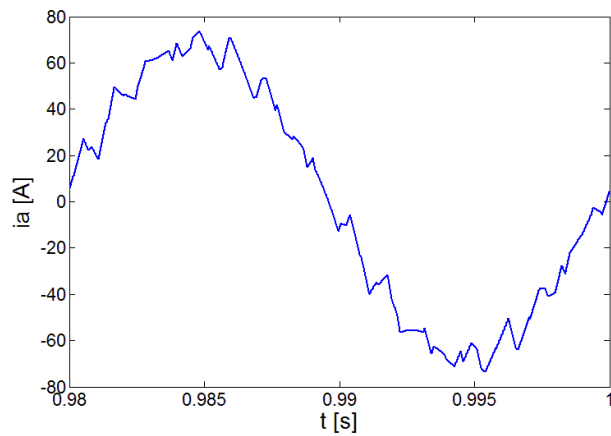
Obr. 4.12: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou, kde  $(I_{a(14)} \doteq 4$  A)



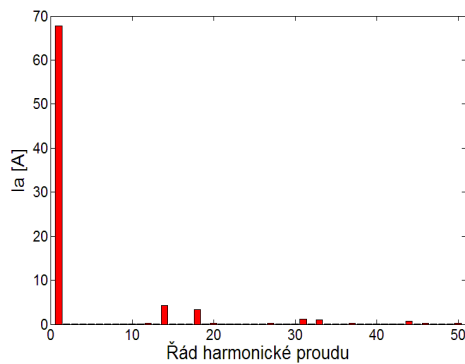


Obr. 4.13: Harmonická proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická dosahuje 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje hodnoty 9% a 7%

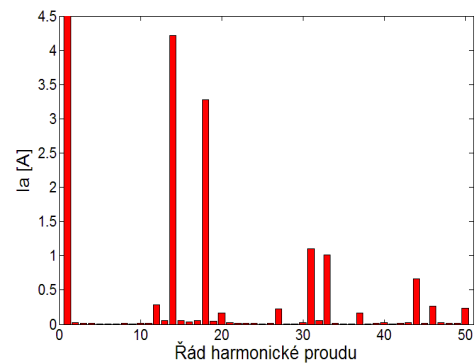
#### 4. Proud zátěže $I_Z = 0,75I_N = 45 \text{ A}$



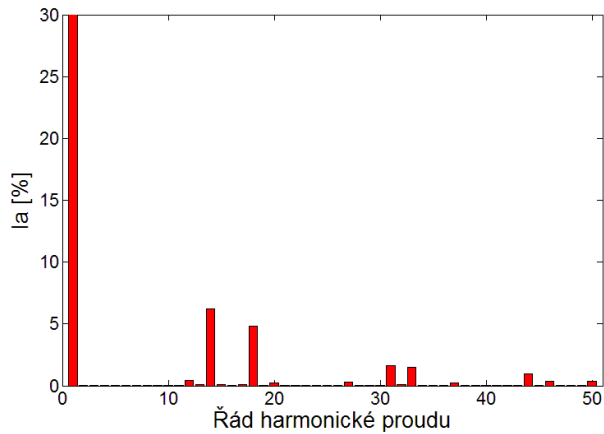
Obr. 4.14: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.15: Harmonická analýza proudu  $i_a$

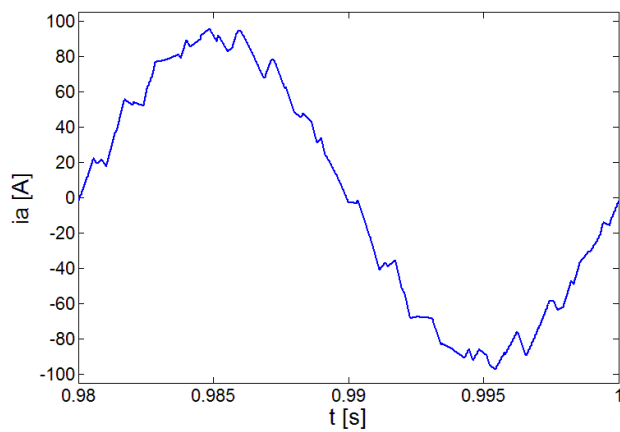


Obr. 4.16: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou, kde ( $I_{a(14)} \doteq 4,1 \text{ A}$ )

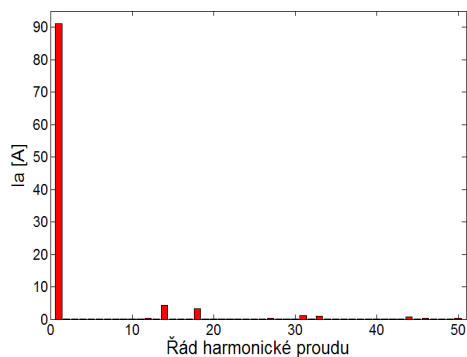


Obr. 4.17: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje hodnoty 6,5% a 5%

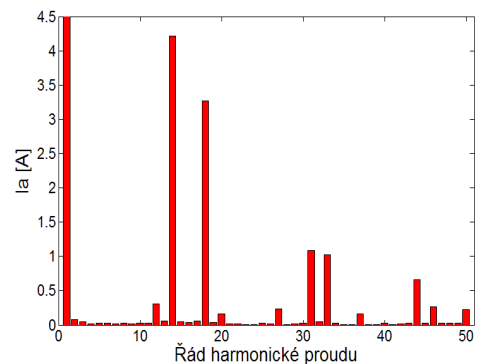
### 5. Proud zátěže $I_Z = I_N = 60 \text{ A}$



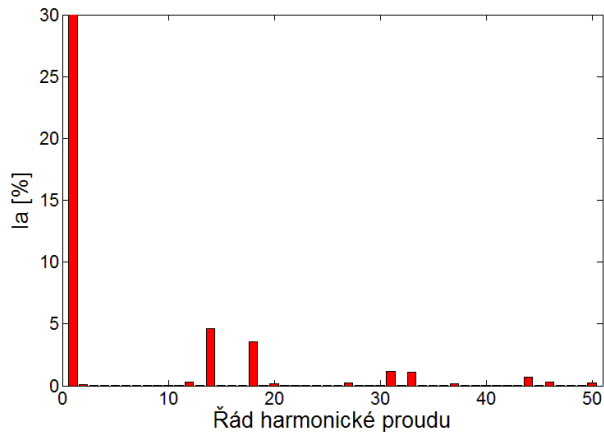
Obr. 4.18: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.19: Harmonická analýza proudu  $i_a$

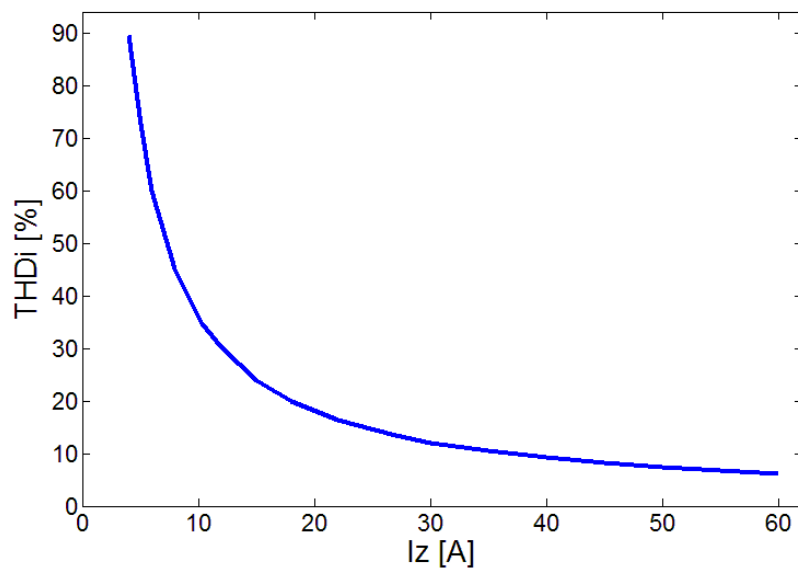


Obr. 4.20: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou, kde  $(I_{a(14)} \doteq 4,2 \text{ A})$



Obr. 4.21: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje hodnoty 5% a 4%

## 6. Shrnutí



Obr. 4.22 Závislost celkového harmonického zkreslení proudu  $THDi$  na proudu zátěže  $I_z$

$THDi$  je celkové harmonické zkreslení proudu, které posuzuje harmonické v celkovém spektru. Je definováno pomocí vzorce:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_1} \quad (4.9)$$

Na obrázku 4.22 je vidět, že s rostoucím zatížením klesá celkové harmonické zkreslení proudu.

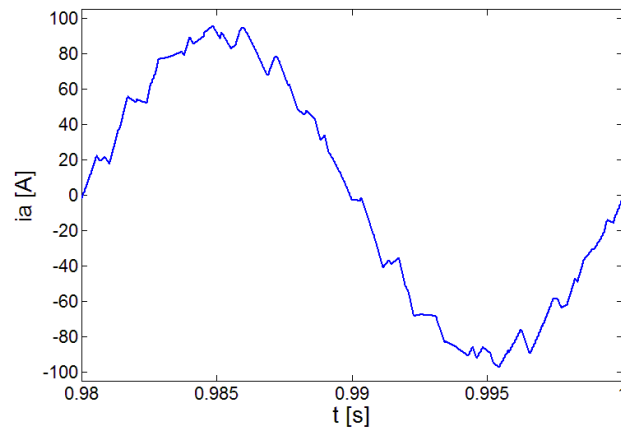
Z grafů je zřejmé, že charakteristické harmonické ( $h = kp \pm 1$ ) jsou zanedbatelné. Ve spektru proudu se na rozdíl od klasického usměrňovače objevují nové harmonické v okolí spínacího kmitočtu a jeho násobku, tzn. při spínací frekvenci 800Hz a síťovém kmitočtu 50Hz se harmonické vyskytují v okolí 16. harmonické a jejím násobku.

Dále z grafů vidíme, že se mění pouze amplituda základní harmonické. Velikost amplitud harmonických se pro danou simulaci téměř nemění, tzn. je nezávislá na zatížení NPU. Při zatížení 25% (obr. 4.8 a 4.9) 14. harmonická proudu nabývá hodnoty 3,8 A ( $I_{a(14)} \doteq 3,8 A$ ), to v procentních hodnotách odpovídá 17% základní harmonické. Oproti tomu při plném zatížení (obr. 4.20 a 4.21) 14. harmonická stále nabývá téměř stejné hodnoty ( $I_{a(14)} \doteq 4,1 A$ ), ale v procentních hodnotách je rovna pouze 5% základní harmonické. Tento jev je patrný z obr. 4.22, kde celkový harmonický činitel zkreslení klesá s proudem zátěže. Ve výkladu grafu proto vždy musí být doplněna informace o zatížení NPU, abychom si mohli udělat komplexní obraz o velikosti harmonických a jejich účinků na napájecí síť.

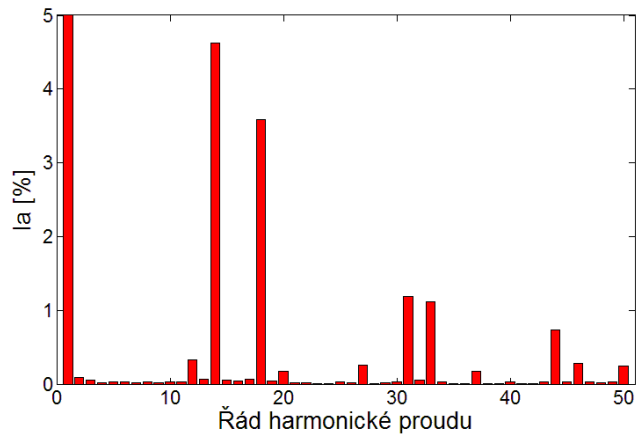
#### **4.2.3 Harmonická analýza odebíraného proudu z napájecí sítě v závislosti na frekvenci spínání**

Proud zátěže ponecháme konstantní ( $I_Z=60 A$ ) a budeme zkoumat vliv spínací frekvence na harmonickou analýzu odebíraného proudu z napájecí sítě. Harmonická analýza je opět vypočtena z jedné periody signálu proudu  $i_a$  v ustáleném stavu. Osa proudu  $i_a$  je pro přehlednost a zdůraznění velikosti harmonických vynášena jen do 5% 1. harmonické  $I_a$  ( $I_{a(1)} = 100\%$ ).

## 1. Spínací frekvence $f_{sp} = 800$ Hz

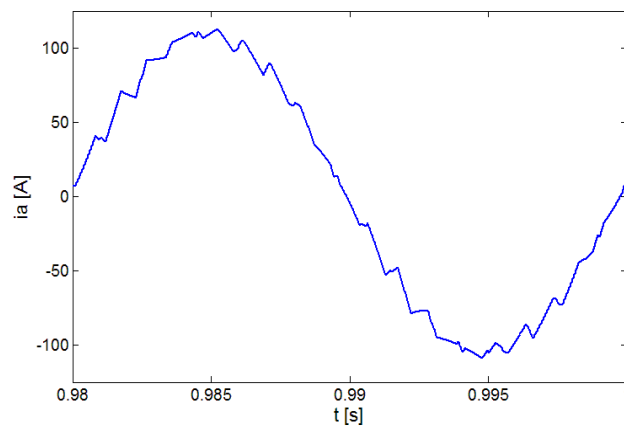


Obr. 4.23: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

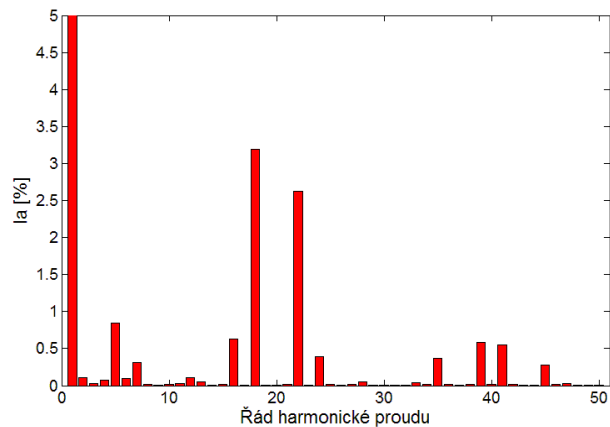


Obr. 4.24: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, 1. harmonická je 100%

## 2. Spínací frekvence $f_{sp} = 1000$ Hz

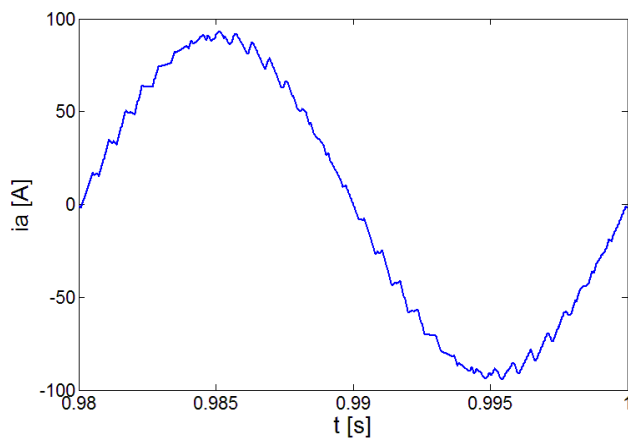


Obr. 4.25: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

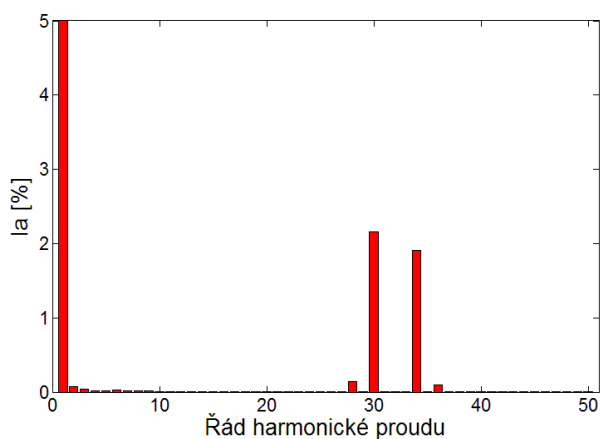


Obr. 4.26: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, 1. harmonická je 100%

### 3. Spínací frekvence $f_{sp} = 1600$ Hz

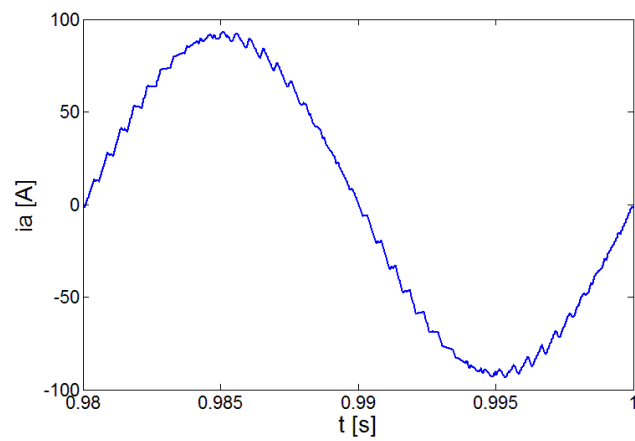


Obr. 4.27: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

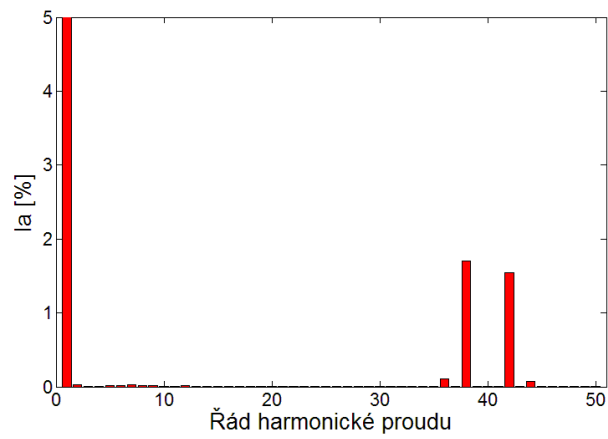


Obr. 4.28: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, 1. harmonická je 100%

#### 4. Spínací frekvence $f_{sp} = 2000$ Hz

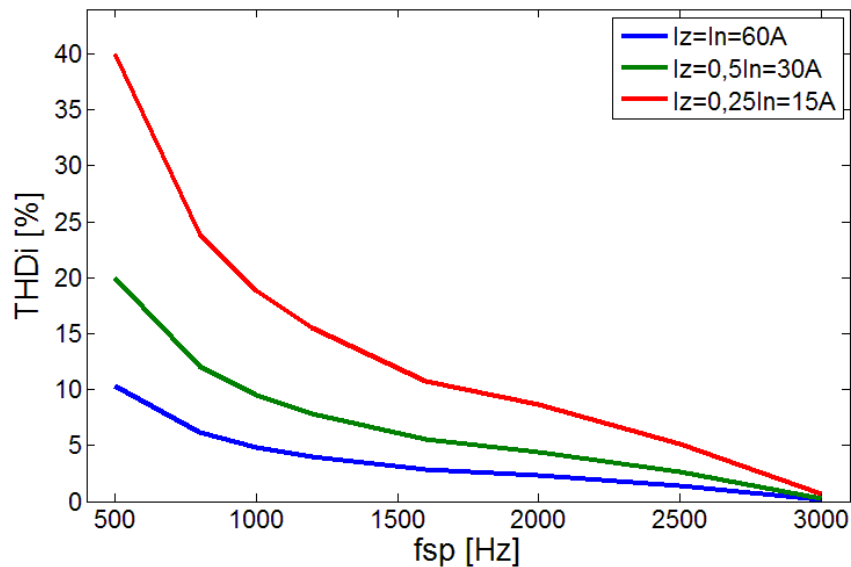


Obr. 4.29: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.30: Harmonická analýza proudu  $i_a$  v procentních hodnotách, 1. harmonická je 100%

## 5. Shrnutí



Obr. 4.31: Závislost celkového harmonického zkreslení proudu na spínací frekvenci pro různé proudy zátěže stejného NPU

Z grafů je patrné, že se vyskytují zvýšené hodnoty amplitud v oblasti modulačního kmitočtu pulsně šířkové modulace a jeho násobků. Ostatní harmonické jsou zanedbatelné, tedy jsou zanedbatelné i charakteristické harmonické ( $h = kp \pm 1$ ). Z grafů je dále vidět, že čím je vyšší spínací frekvence, tím je průběh z hlediska harmonických příznivější a více se přibližuje harmonickému signálu. Pokud bude frekvence vyšší než 2,5 kHz, při měření na analyzátoru harmonických se ve spektru neobjeví tyto zvýšené harmonické v okolí spínací frekvence.

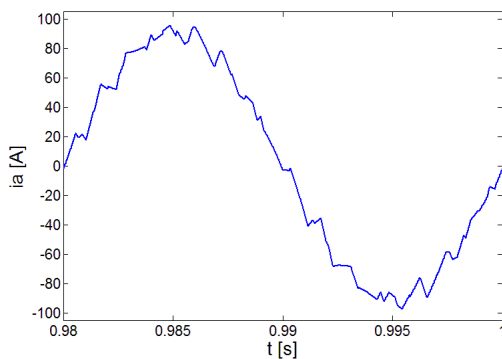
Shrnutím všech grafů (harmonická analýza proudu v závislosti na zatížení i na frekvenci spínání) je obrázek 4.31, kde je vidět závislost harmonického zkreslení proudu na spínací frekvenci a na velikosti zatížení jednoho NPU. Z tohoto grafu je patrné, že s rostoucí spínací frekvencí a zároveň s větším zatížením NPU klesá celkové harmonické zkreslení proudu. S frekvencí, která je větší než 2500 Hz, se celkové harmonické zkreslení proudu blíží nule, protože je dle normy definováno do 50. harmonické (tzn. 50. harmonická při síťovém kmitočtu 50 Hz leží na 2500 Hz).



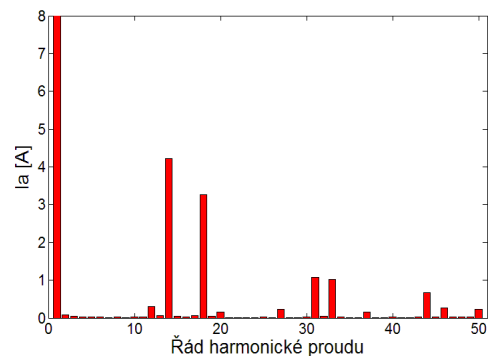
#### 4.2.4 Srovnání harmonických analýz proudu odebíraného z napájecí sítě z hlediska změny indukčnosti na střídavé straně NPU

Jedním z cílů práce bylo ověření vlivu parametrů NPU na harmonické proudy a celkové harmonické zkreslení proudu. S ohledem na konstrukci měniče je zjišťován vliv velikosti vstupní indukčnosti. Zajímá nás vliv samotné indukčnosti, proto je ponechána velikost kondenzátoru konstantní  $C = 0,002 F$ . S ohledem na řízení je volena proměnná indukčnost v rozpětí  $L = 0,006 \div 0,003 H$ .

##### 1. $L = 0,006 H$

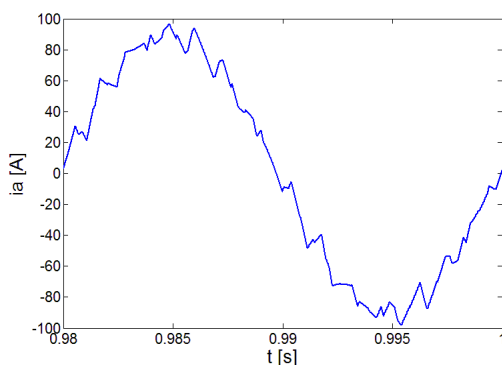


Obr. 4.32: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

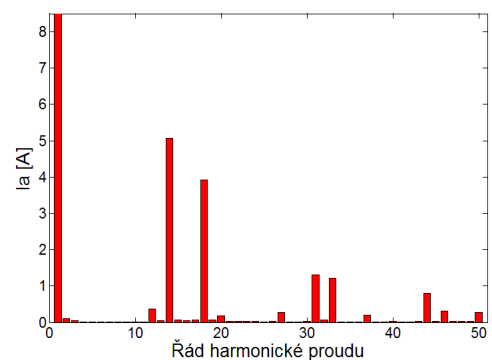


Obr. 4.33: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou,  $I_{a(1)} \doteq 91 A$

##### 2. $L = 0,005 H$

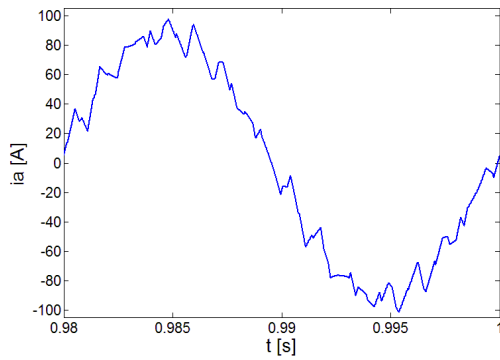


Obr. 4.34: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

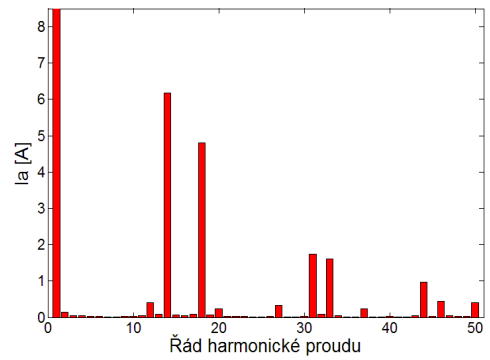


Obr. 4.35: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou,  $I_{a(1)} \doteq 91 A$

### 3. $L = 0,004 \text{ H}$

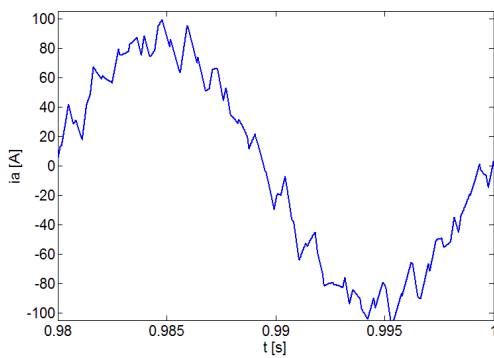


Obr. 4.36: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$

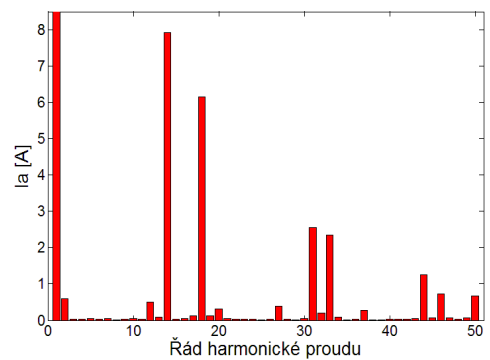


Obr. 4.37: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou,  $I_{a(1)} \doteq 91 \text{ A}$

### 4. $L = 0,003 \text{ H}$

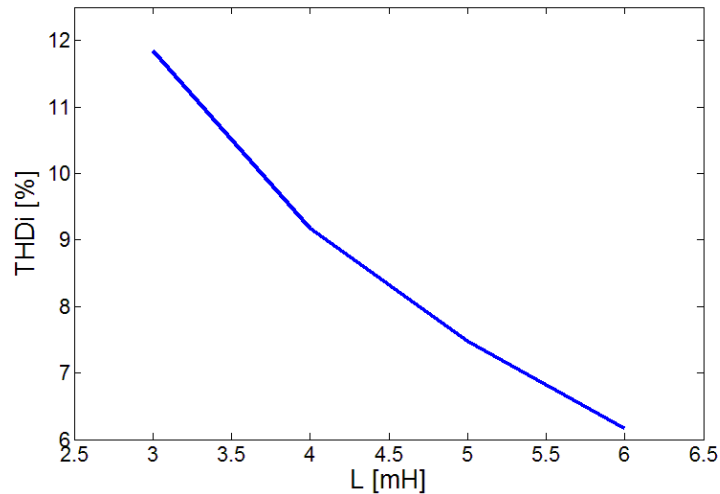


Obr. 4.38: Průběh odebíraného proudu z napájecí sítě  $i_a$



Obr. 4.39: Harmonická analýza proudu  $i_a$  s detailem na 2. až 50. harmonickou,  $I_{a(1)} \doteq 91 \text{ A}$

## 5. Shrnutí



Obr. 4.40: Závislost celkového harmonického zkreslení proudu  $THDi$  na velikosti vstupní indukčnosti

Z grafů je opět patrný výskyt harmonických v oblasti spínací frekvence. Tyto harmonické zvyšují svoji amplitudu se snižující se indukčností; 1. harmonická zůstává stále stejná. Na obrázku 4.40 vidíme, že celkové harmonické zkreslení se zvyšující se indukčností klesá. Indukčnost nelze neomezeně zvyšovat (cena, rozměry, regulace).

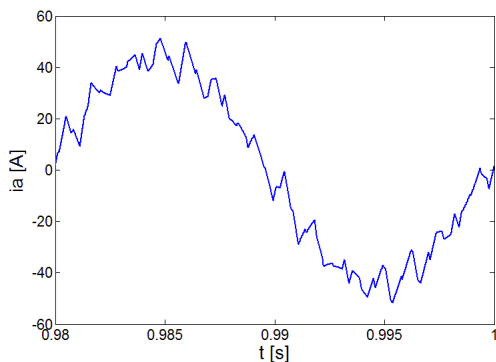
### 4.2.5 Srovnání harmonických analýz proudu odebíraného z napájecí sítě dvou třífázových NPU

V této kapitole je věnována pozornost vlivu kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu NPU na velikost harmonických. Pro srovnání byl zvolen kondenzátor o hodnotě  $C = 0,01 F$ , tedy 5x vyšší než v předchozím případě. Uvedená kapacita je však určena pro vyšší výkon NPU a s tím jsou spojeny i změny dalších parametrů. Uvedené srovnání vyplývá z následující tabulky.

<u>NPU 1</u>	<u>NPU 2</u>
• $C = 0,002 F$	• $C = 0,01 F$
• $L = 0,006 H$	• $L = 0,003 H$
• $R = 0,04 \Omega$	• $R = 0,15 \Omega$
• $U_C = 700 V$	• $U_C = 1000 V$
• $I_N = 60A$	• $I_N = 110A$

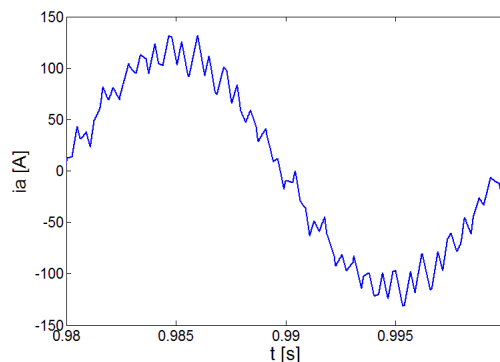
•  $f_{sp} = 800\text{Hz}$

### 1. Proud zátěže $I_Z = 0,5I_N$

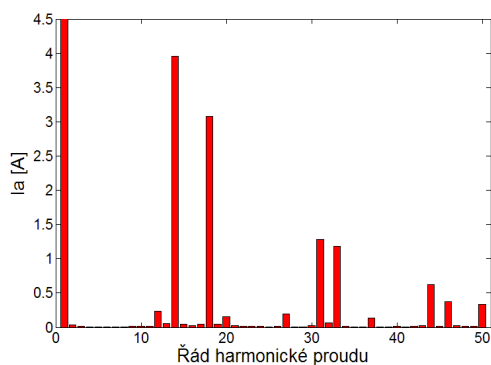


Obr. 4.41 : Průběh proudu  $i_a$  NPU1  
 $I_Z = 30\text{ A}$

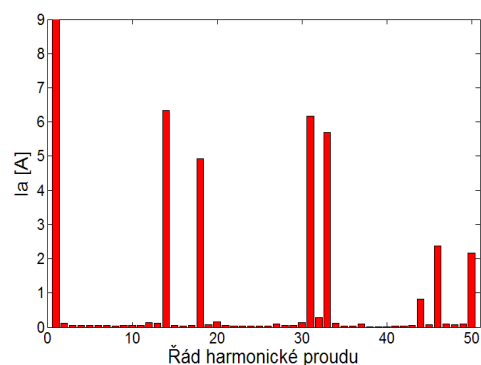
•  $f_{sp} = 800\text{Hz}$



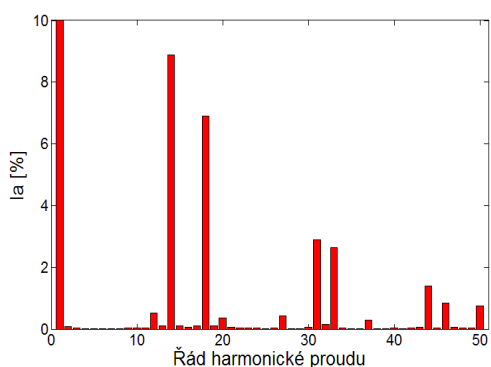
Obr. 4.42 : Průběh proudu  $i_a$  NPU2  
 $I_Z = 55\text{ A}$



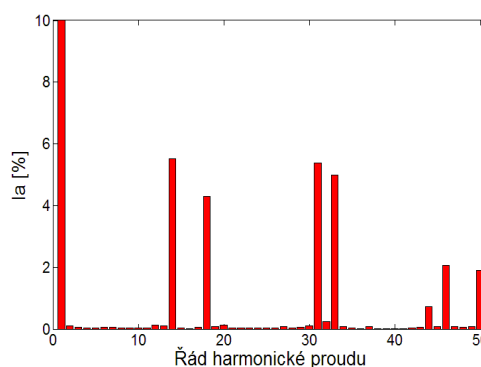
Obr. 4.43: Harmonická analýza proudu  $i_a$ ,  
NPU1,  $I_{a(1)} = 44\text{ A}$



Obr. 4.44: Harmonická analýza proudu  $i_a$ ,  
NPU2,  $I_{a(1)} = 113\text{ A}$

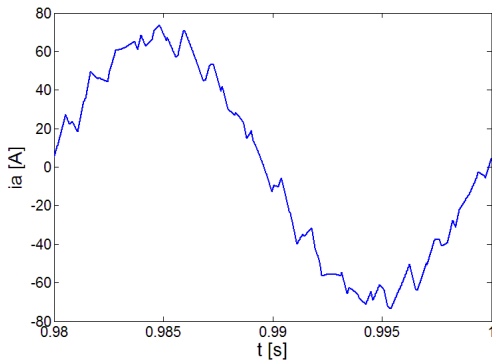


Obr. 4.45: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 9% a 7% NPU1

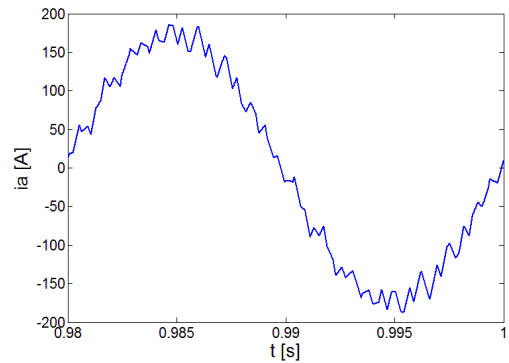


Obr. 4.46: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 5,5% a 4,5% NPU2

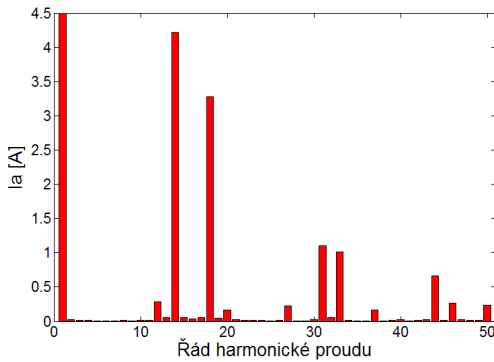
## 2. Proud zátěže $I_Z = 0,75I_N$



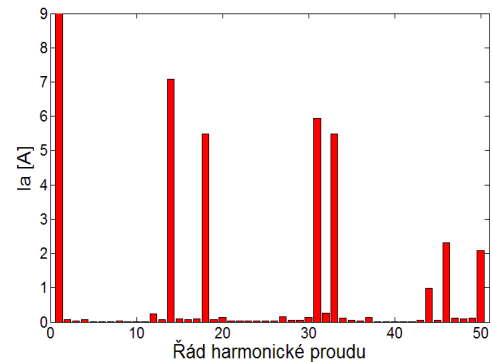
Obr. 4.47: Průběh proudu  $i_a$  NPU1  
 $I_Z = 45 A$



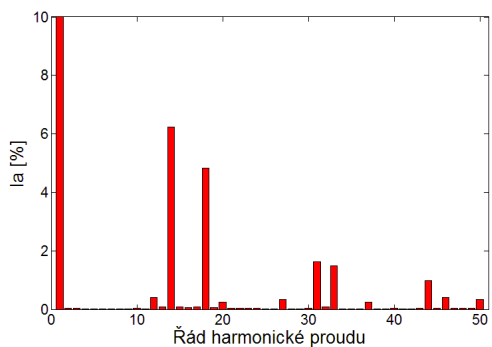
Obr. 4.48: Průběh proudu  $i_a$  NPU2  
 $I_Z = 82 A$



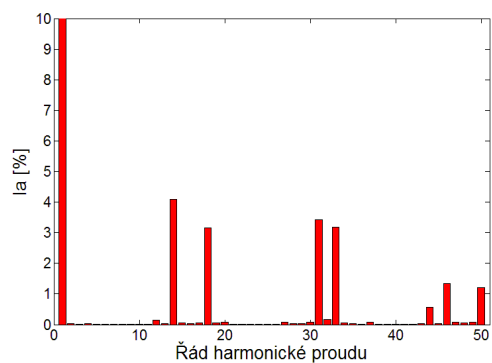
Obr. 4.49: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
NPU1,  $I_{a(1)} = 69 A$



Obr. 4.50: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
NPU2,  $I_{a(1)} = 172 A$

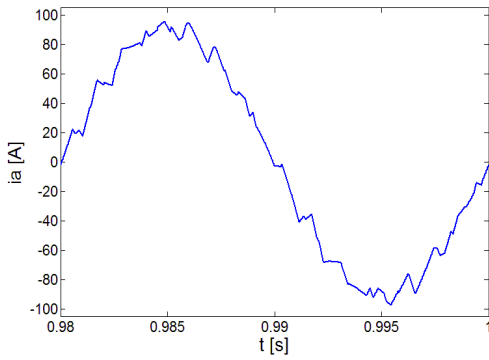


Obr. 4.51: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 6,5% a 5% NPU1

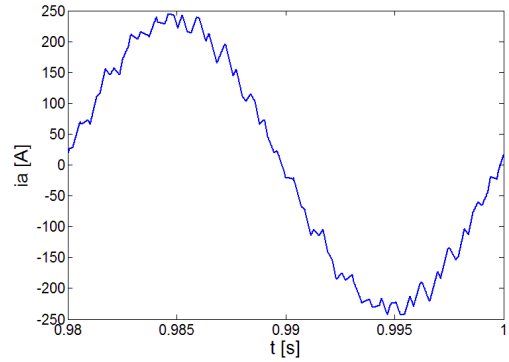


Obr. 4.52: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 4,5% a 3% NPU2

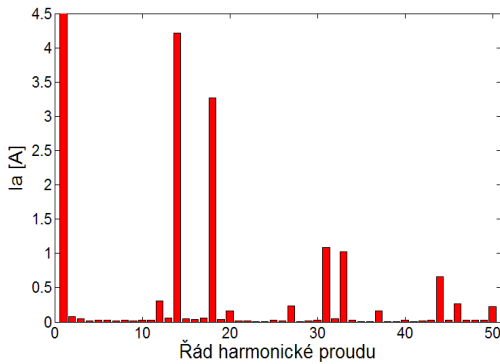
### 3. Proud zátěže $I_Z = I_N$



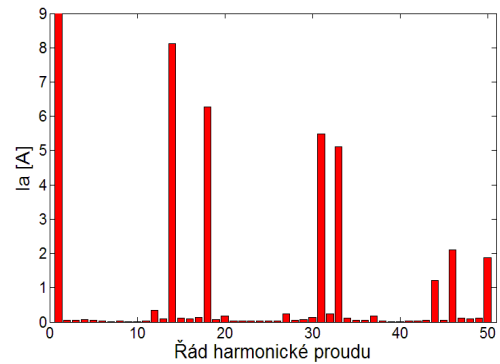
Obr. 4.53: Průběh proudu  $i_a$  NPU1  
 $I_Z = 60 A$



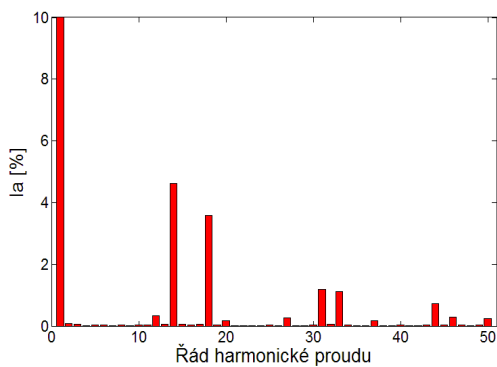
Obr. 4.54: Průběh proudu  $i_a$  NPU2  
 $I_Z = 110 A$



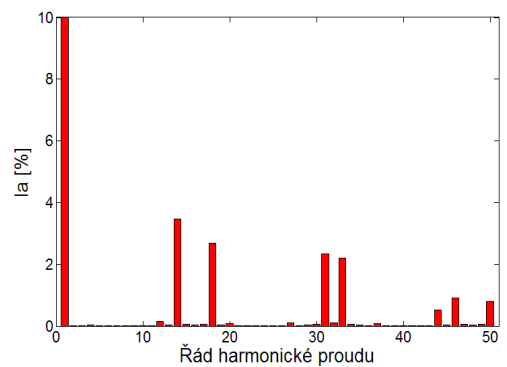
Obr. 4.55: Harmonická analýza proudu  $i_a$ ,  
NPU1,  $I_{a(1)} = 91 A$



Obr. 4.56: Harmonická analýza proudu  $i_a$ ,  
NPU2,  $I_{a(1)} = 230 A$

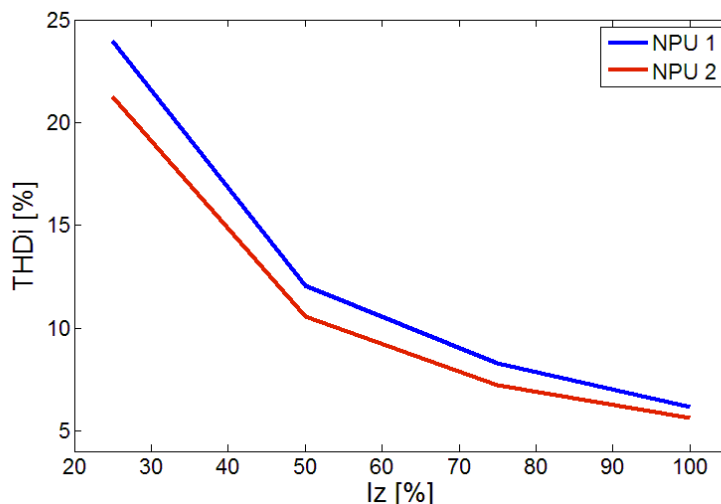


Obr. 4.57: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 5% a 4% NPU1



Obr. 4.58: Harmonická analýza proudu  $i_a$   
v procentních hodnotách, kdy 1. harmonická  
je 100%, 14. a 18. harmonická dosahuje  
hodnoty 3% a 2,5% NPU2

## 4. Shrnutí



Obr. 4.59: Závislost celkového harmonického zkreslení proudu THDi na proudu zátěže  $I_z$

Z důvodu většího zatížení NPU 2 je nutné volit větší kondenzátor na stejnosměrné straně. V této kapitole bylo tedy provedené srovnání celkového harmonického zkreslení proudu a harmonických proudu  $i_a$  NPU 2 a původního NPU 1 (parametry NPU 1 jsou voleny pro všechny simulace a měření v celé diplomové práci). Z grafů je opět patrný výskyt harmonických v oblasti spínací frekvence a nezávislost těchto harmonických na zátěži NPU. Rapidně se mění jen 1. harmonická, ostatní harmonické se mění pouze nepatrně. Na obrázku 4.59 vidíme celkové harmonické zkreslení proudu obou NPU, které klesá se zvyšujícím zatížením.

### 4.3 Měření harmonických proudu odebíraného z napájecí sítě laboratorním třífázovým NPU

#### 4.3.1 Měření harmonických proudu odebíraného z napájecí sítě třífázovým NPU

Jedním z problémů, který v dynamickém prostředí výkonové polovodičové techniky nastává, je neperiodicita signálu. Vztahy pro Fourierovu transformaci jsou uvedeny pro periodické funkce. Pro analýzu reálného signálu by bylo vhodné vzít pouze jedinou periodu snímaného průběhu a pro tuto periodu provést harmonickou analýzu.

Jedna perioda by však nemusela dostatečně reprezentovat měřený signál. Tato otázka je mimo jiné také řešena normou, kde se stanoví počet period měřeného signálu.

### **Způsoby měření a vyhodnocení harmonických:**

#### *1. Použití osciloskopu*

Chceme-li harmonické měřit pomocí osciloskopu, musí v něm být zabudovaná FFT analýza nebo musíme naměřená data převést do počítače a dále zpracovat. Nevýhodou této metody je malé množství paměti osciloskopu, která znemožňuje harmonickou analýzu v reálném čase. Naopak výhodou je možnost použití osciloskopu pro jiné účely než jen na analýzu harmonických dle norem.

#### *2. Použití speciálních analyzátorů*

Harmonické se měří v reálném čase a ve více fázích současně (na rozdíl od osciloskopu). Analyzátoři provádějí většinou všechny potřebné výpočty v souladu s normami. Nevýhodou je jejich vysoká cena.

#### *3. Využití A/D převodníku a následné zpracování na počítači*

Výhodou této metody je, že nepotřebujeme nákladné zařízení. Nevýhodou využití A/D převodníku s počítačem je potřeba dokonalé znalosti problematiky měření a analýzy harmonických.

Harmonická analýza byla měřena na laboratorním 3FNPU pomocí sdruženého analyzátoru sítí BK-ELCOM v provedení ENA 500.

### **Parametry laboratorního třífázového NPU:**

- $C = 0,002 \text{ F}$
- $L = 0,006 \text{ H}$
- $R = 0,08 \text{ } \Omega$
- $U_m = 230 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$
- $u_a = U_m \sin(\omega t)$
- $u_b = U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$
- $u_c = U_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$
- $U_{dcw} = 700 \text{ V}$  (požadovaná hodnota napětí na kondenzátoru)



### 4.3.2 Sdružený analyzátor sítí BK-ELCOM v provedení ENA 500

Analyzátor harmonických se používá ke zjištění zpětných vlivů na napájecí síť. Pracuje v souladu s normou ČSN EN 61000-4-7, která popisuje způsob měření a analýzu harmonických v nízkofrekvenční oblasti v rozsahu 0 – 2,5 kHz (1 – 50 harmonická). Analyzátor měří jak harmonické, které jsou násobky 50 Hz, tak i harmonické, které nejsou násobkem síťového kmitočtu tzv. meziharmonické. Přístroj se skládá z těchto částí:

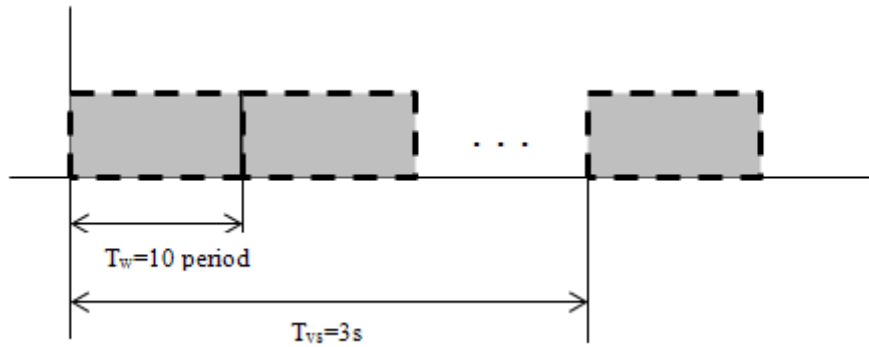
- antialiasing filtr,
- A/D převodník, vzorkovací a paměťové jednotky,
- synchronizace a jednotka tvarování okna,
- procesory zajišťující výpočet koeficientů FFT (rychlá Fourierova transformace).

Signál  $f(t)$ , který má být analyzován, je nejprve filtrován dolní propustí tak, aby byly vyloučeny kmitočty vyšší než je provozní rozsah přístroje. Tento rozsah musí přednostně obsahovat harmonické řádu  $h=1\div 50$  a případně stejnosměrnou složku ( $h=0$ ). Vzorkovaný signál je pak dále vzorkován, digitalizován a uložen. FFT je prováděna na šířce okna  $T_w$ , kde je uloženo  $M=2^i$  vzorků. Perioda  $T_w$  musí být násobkem  $N$  základní periody  $T$  síťového napětí ( $T_w = N \cdot T$ ). Četnost vzorkování je  $f_s = \frac{2^i}{N \cdot T}$ . [1]

Jednou z částí normy, kterou se analyzátor sítí řídí, je stanovení tzv. časových intervalů pro měření. Doporučuje se dle normy používat následující časové intervaly:

- velmi krátký časový interval ( $T_{vs}$ ): 3 s,
- krátký interval ( $T_{sh}$ ): 10 min,
- dlouhý interval ( $T_l$ ): 1 hodina,
- jednodenní interval ( $T_d$ ): 24 hodin,
- jednotýdenní interval ( $T_{wk}$ ): 7 dní.

Základním stavebním kamenem při vyhodnocovacím procesu analyzátoru BK-ELCOM je tedy šířka okna  $T_w = 0,2$  s. Z tohoto okna, do kterého se vejde deset period napět'ového nebo proudového signálu při frekvenci 50 Hz, se vyhodnocují spektra harmonických (do padesáté harmonické, tj. do 2500 Hz), frekvence sítě, výkony (činný, jalový, zdánlivý), RMS hodnoty a fázové posuvy napět'ových a proudových signálů a s krokem rovným šířce okna se integrují i všechny měřené energie. [3]



Obr. 4.60: Způsob práce analyzátoru BK-ELCOM.

Na obrázku 4.60 vidíme způsob práce analyzátoru, kdy měříme v intervalu 3 s. Po uplynutí tohoto intervalu, tedy po 150 periodách, máme k dispozici efektivní hodnoty pro 50 harmonických podle této rovnice:

$$C_{hvs} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M c_{hk}^2}{M}} \quad (4.10)$$

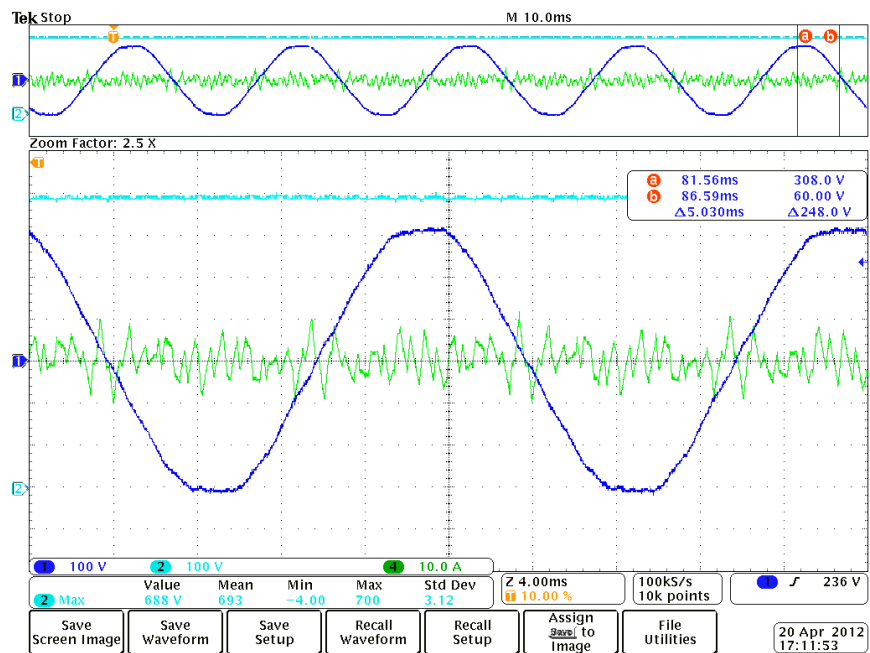
Kde  $M$  je počet jednotlivých vypočtených FFT hodnot harmonických  $c_h$  pro celou dobu intervalu  $T$ .

Měření harmonických bude realizováno pomocí analyzátoru sítí BK-ELCOM ENA 500 a pomocí osciloskopu s modulem pro výpočet FFT.

### 4.3.3 Harmonická analýza proudu odebíraného z napájecí sítě třífázovým NPU v závislosti na proudu zátěže

Měření probíhalo na laboratorním NPU s výše uvedenými parametry. Vzhledem k provoznímu stavu třífázového NPU jsme mohli měnič zatížit jen minimálně a nebylo možné spínat větší frekvencí, než je 800 Hz. Z toho plynou parametry měření. Grafy harmonické analýzy jsou naměřeny síťovým analyzátozem BK\_ELCOM ENA 500

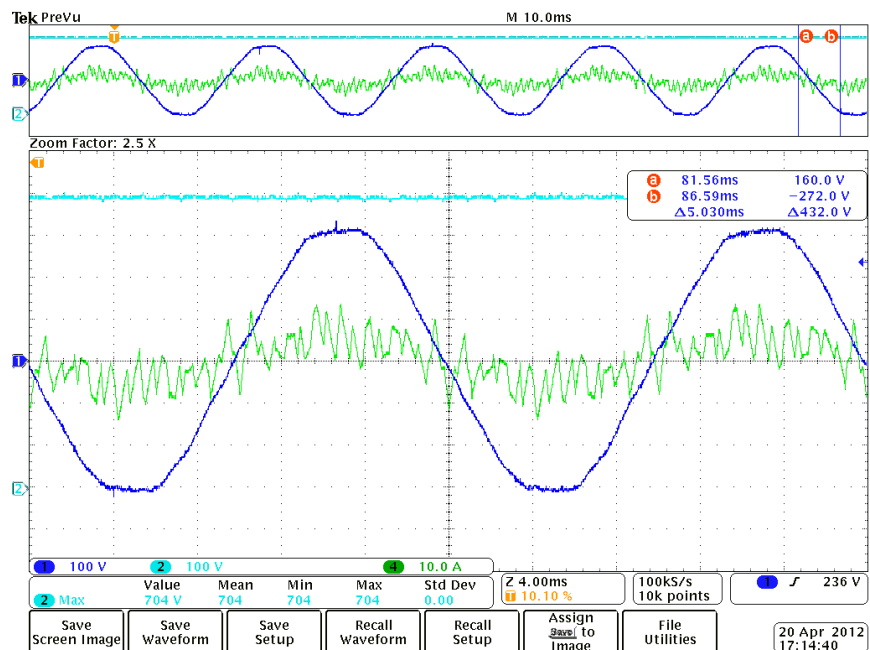
**1. Proud zátěže  $I_Z \doteq 0$  A (stav naprázdno), spínací frekvence  $f_{sp} = 800$  Hz**



Obr. 4.61: Průběh napájecího napětí  $u_a$  (modrá), odebraného proudu z napájecí sítě  $i_a$  (zelená) a napětí na kondenzátoru  $U_C$  (tyrkysová)

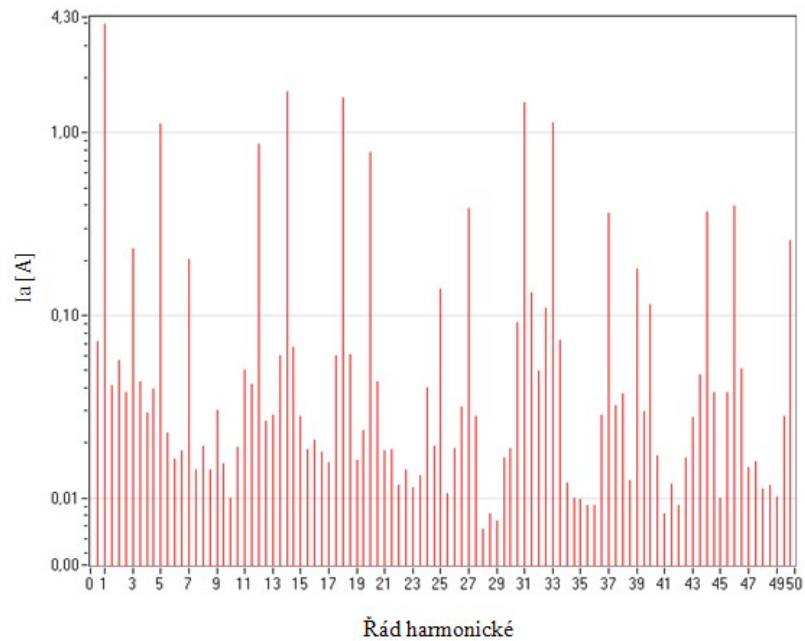
Průběhy z obrázku 4.61 odpovídají chodu naprázdno NPU (měnič je nezátěžený  $I_Z \doteq 0$ A). Harmonická analýza při tomto stavu pulsního měniče nemá praktický význam.

**2. Proud zátěže  $I_Z = 3,7$  A, spínací frekvence  $f_{sp} = 800$  Hz**



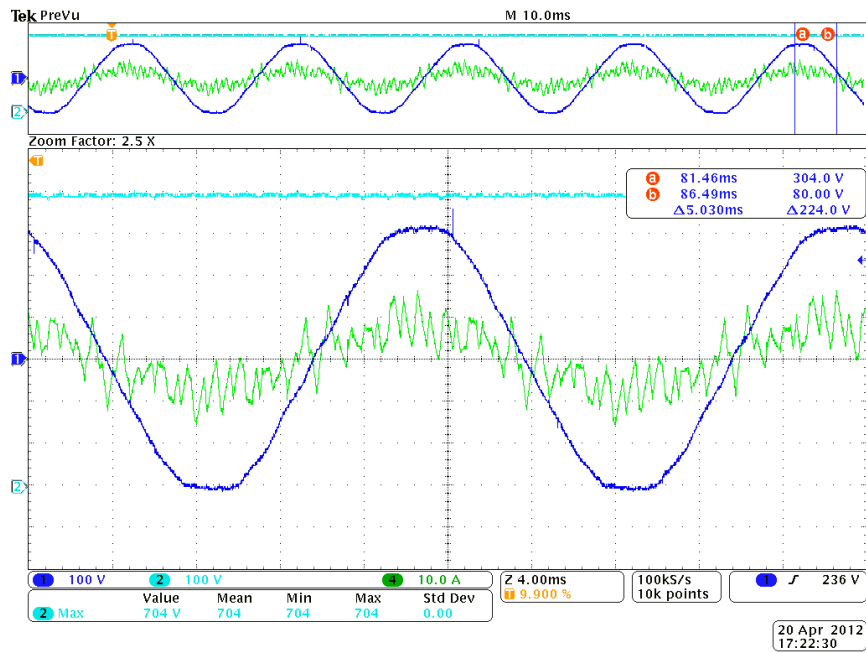
Obr. 4.62: Průběh napájecího napětí  $u_a$  (modrá), odebraného proudu z napájecí sítě  $i_a$  (zelená) a napětí na kondenzátoru  $U_C$  (tyrkysová)

Stav měniče z obrázku 4.62 se stále blíží stavu naprázdno, hodnoty harmonických (obr. 4.63) jsou velmi vysoké.

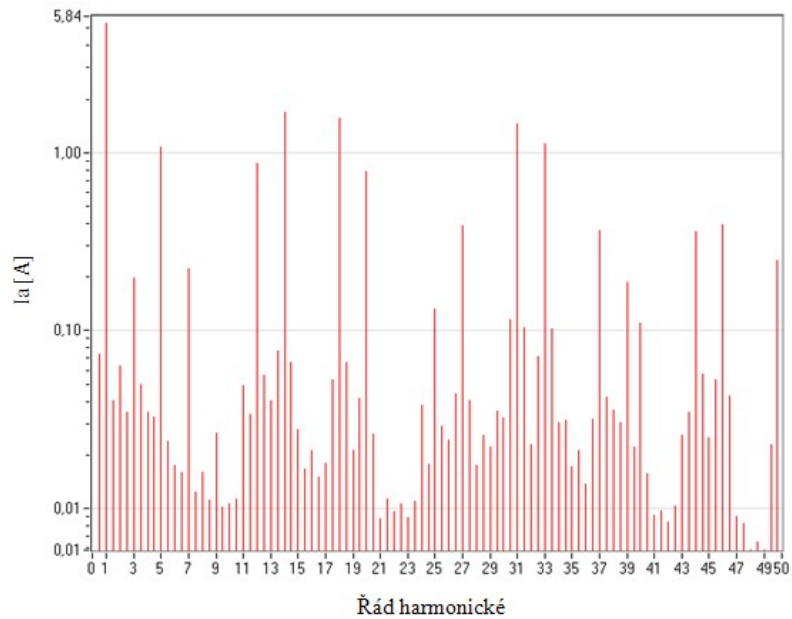


Obr. 4.63: Harmonická analýza proudu  $i_a$  (osa proudu  $i_a$  je v logaritmických souřadnicích)

### 3. Proud zátěže $I_Z = 5,4$ A, spínací frekvence $f_{sp} = 800$ Hz

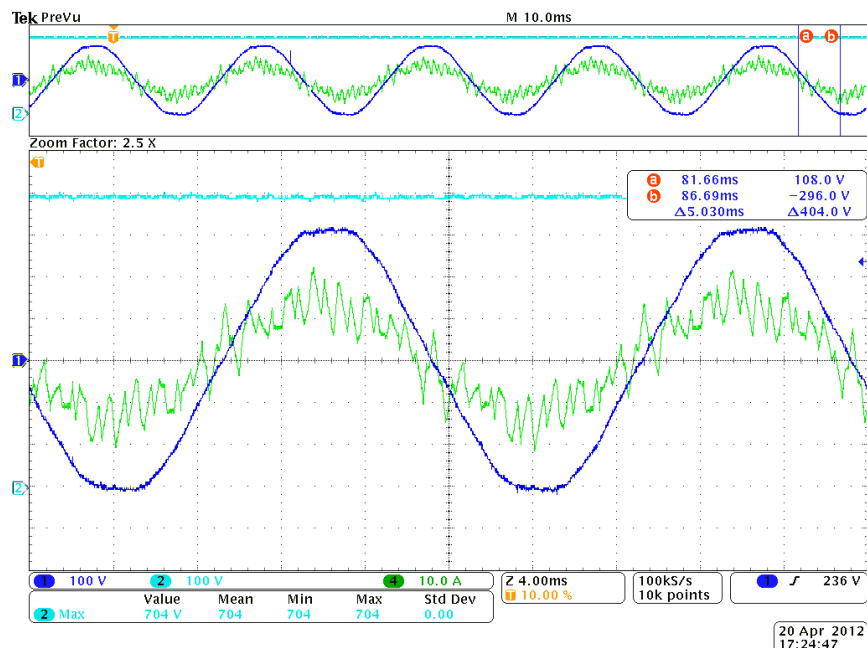


Obr. 4.64: Průběh napájecího napětí  $u_a$  (modrá), odebraného proudu z napájecí sítě  $i_a$  (zelená) a napětí na kondenzátoru  $U_C$  (tyrkysová)



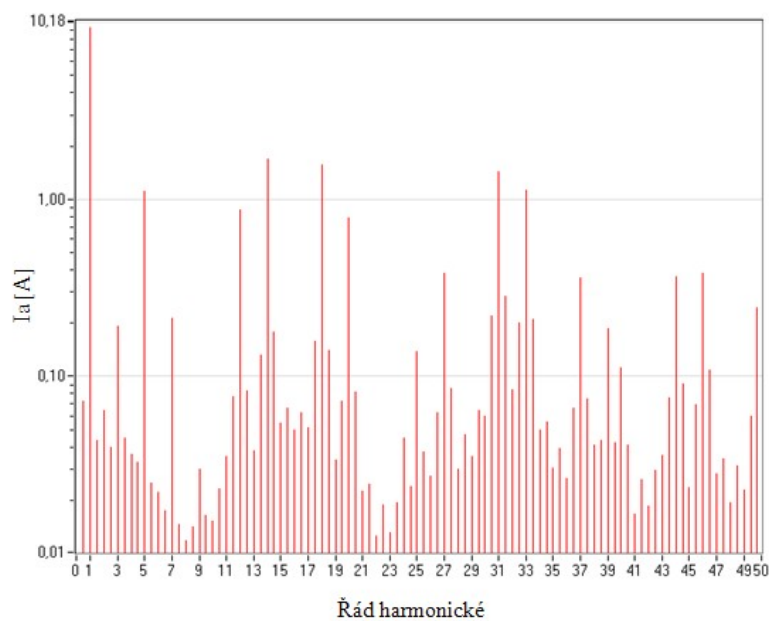
Obr. 4.65: Harmonická analýza proudu  $i_a$  (osa proudu  $i_a$  je v logaritmických souřadnicích)

#### 4. Proud zátěže $I_Z = 10,3$ A, spínací frekvence $f_{sp} = 800$ Hz



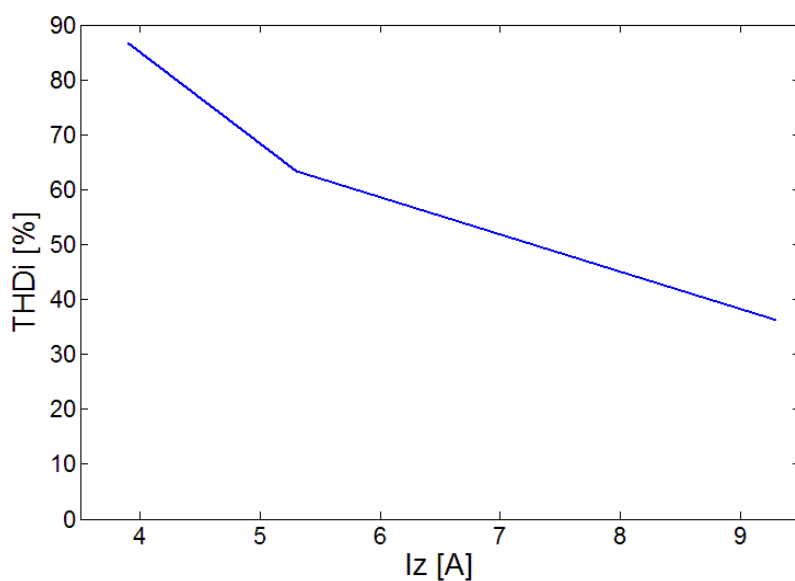
Obr. 4.66: Průběh napájecího napětí  $u_a$  (modrá), odebraného proudu z napájecí sítě  $i_a$  (zelená) a napětí na kondenzátoru  $U_C$  (tyrkysová)

Z grafu (obr. 4.66 i 4.64) už jsou patrné požadované vlastnosti měniče. Vidíme, že proud odebraný měničem ze sítě (zelená) je ve fázi s napětím sítě (modrá).



Obr. 4.67: Harmonická analýza proudu  $i_a$  (osa proudu  $i_a$  je v logaritmických souřadnicích)

## 5. Shrnutí



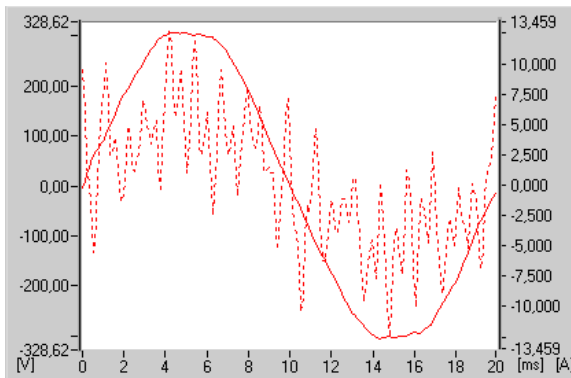
Obr. 4.68: Závislost celkového harmonického zkreslení proudu THDi na proudu zátěže NPU

Přestože se jednalo o malé zátěže a vzhledem k provozu měniče nešel zvýšit spínací kmitočet NPU, je vidět, že se v oblasti 16. harmonické (v oblasti  $f_{sp} = 800 \text{ Hz}$ ) a jejích násobků objevují zvýšené amplitudy harmonických proudů. Z obrázku 4.68 je patrné, že celkové harmonické zkreslení proudu klesá se zatížením NPU.

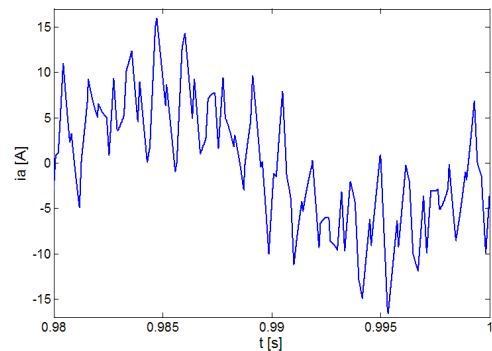
## 4.4 Srovnání výsledků měření a simulace

Graf průběhu odebíraného napětí a proudu z napájecí sítě NPU byl měřen pomocí analyzátoru BK-ELCOM ENA 500. Výsledky měření byly pro větší přehlednost zpracovány do grafů v Matlabu z tabulek harmonické analýzy, která byla naměřena pomocí analyzátoru BK-ELCOM ENA 500.

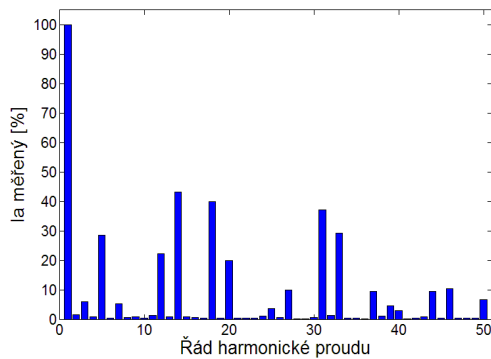
### 1. Proud zátěže $I_Z = 3,7 \text{ A}$ , spínací frekvence $f_{sp} = 800 \text{ Hz}$



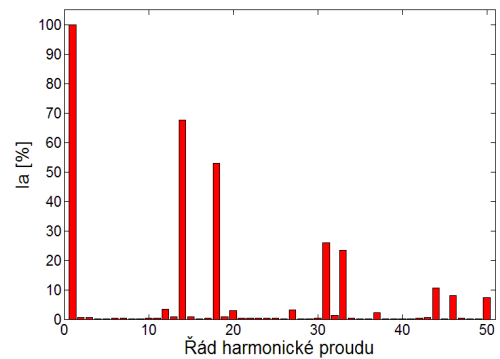
Obr. 4.69: Průběh napětí a proudu odebíraného z napájecí sítě měřeným NPU (proud  $i_a$  - čárkovaný průběh)



Obr. 4.70: Průběh proudu odebíraného z napájecí sítě simulovaným NPU

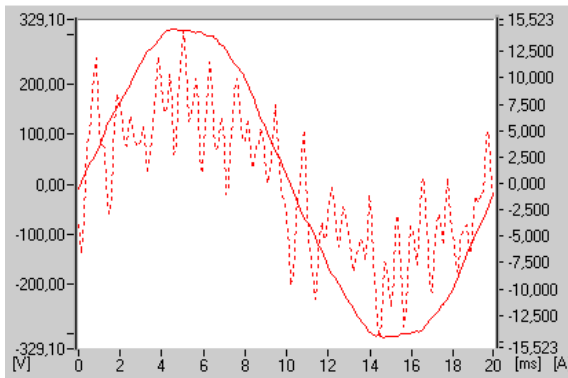


Obr. 4.71: Harmonická analýza proudu  $i_a$  měřeného NPU,  $I_{a(1)} = 4,1 \text{ A}$

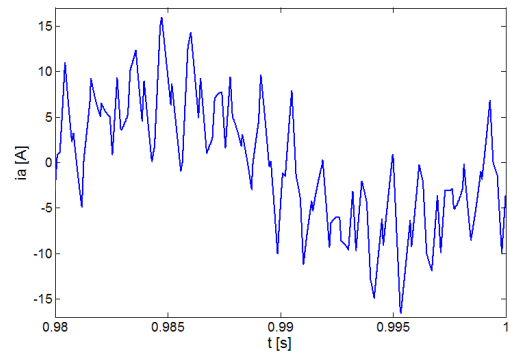


Obr. 4.72: Harmonická analýza proudu  $i_a$  simulovaného NPU,  $I_{a(1)} = 5,5 \text{ A}$

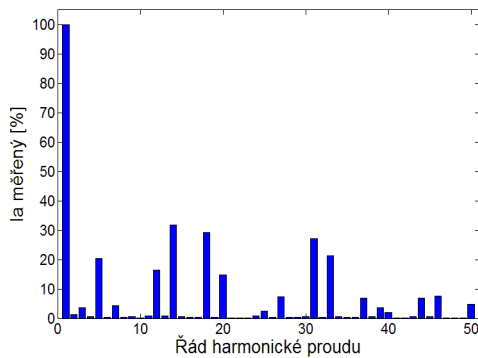
## 2. Proud zátěže $I_Z = 5,4 \text{ A}$ , spínací frekvence $f_{sp} = 800 \text{ Hz}$



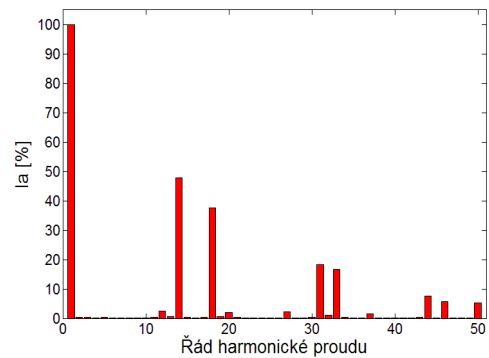
Obr. 4.73: Průběh napětí a proudu odebraného z napájecí sítě měřeným NPU (proud  $i_a$  - čárkovaný průběh)



Obr. 4.74: Průběh proudu odebraného z napájecí sítě simulovaným NPU

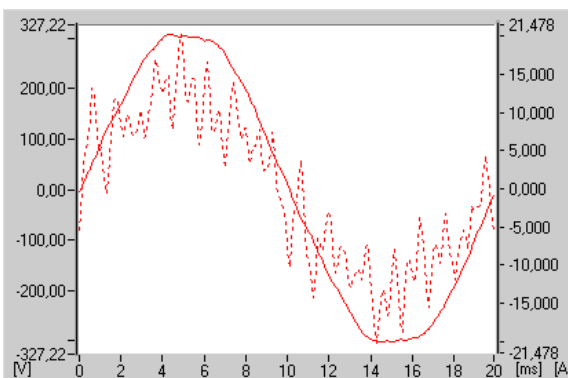


Obr. 4.75: Harmonická analýza proudu  $i_a$  měřeného NPU,  $I_{Z(a)} = 5,3 \text{ A}$

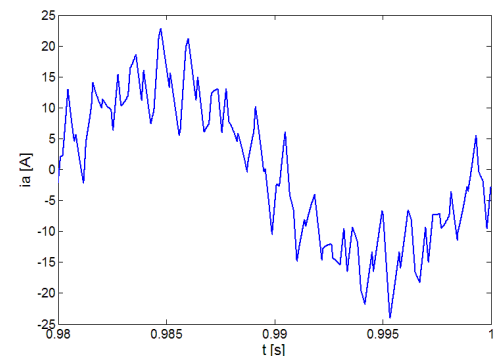


Obr. 4.76: Harmonická analýza proudu  $i_a$  simulovaného NPU,  $I_{Z(a)} = 7,8 \text{ A}$

## 3. Proud zátěže $I_Z = 10,3 \text{ A}$ , spínací frekvence $f_{sp} = 800 \text{ Hz}$

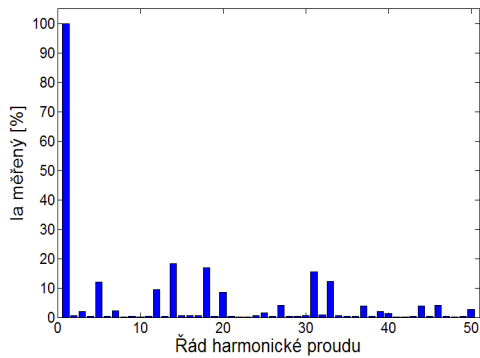


Obr. 4.77: Průběh napětí a proudu odebraného z napájecí sítě měřeným NPU (proud  $i_a$  - čárkovaný průběh)

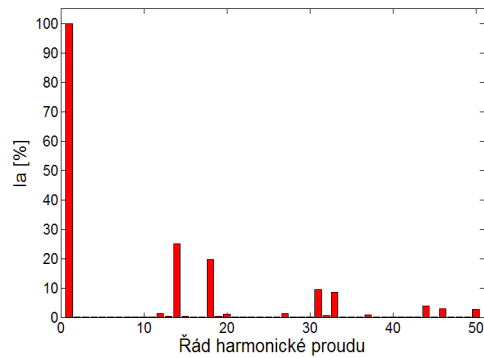


Obr. 4.78: Průběh proudu odebraného z napájecí sítě simulovaným NPU



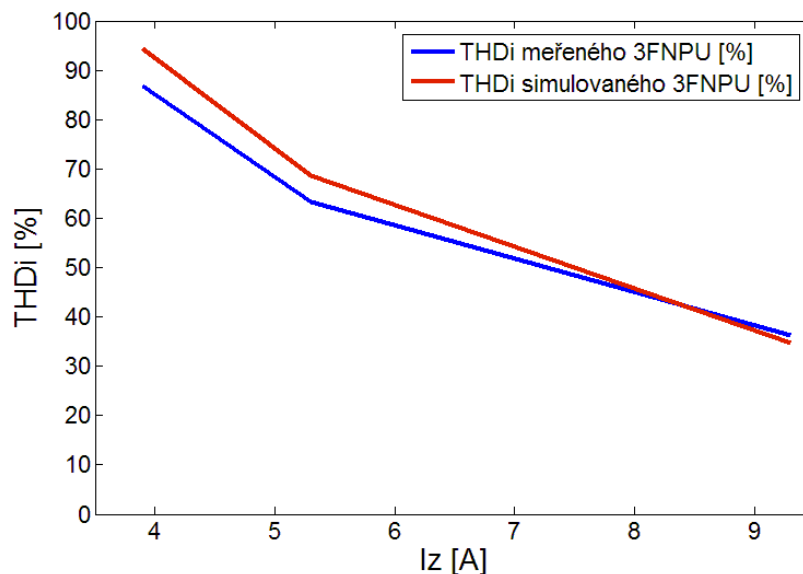


Obr. 4.79: Harmonická analýza proudu  $i_a$  měřeného NPU,  $I_{a(1)}=9,3A$



Obr. 4.80: Harmonická analýza proudu  $i_a$  simulovaného NPU,  $I_{a(1)}=12 A$

#### 4. Shrnutí



Obr. 4.81: Závislost celkového harmonického zkreslení proudu na proudu zátěže pro simulovaný a měřený NPU

Z obrázků je patrné, že jak v simulaci tak při měření je větší nárůst harmonických v oblasti spínací frekvence NPU, tzn. v oblasti 16. harmonické a jejích násobků. Amplitudy harmonických v procentních hodnotách klesají s větším proudem zátěže. Při takto malém zatížení se ve spektru objevují postranní pásma (jiné harmonické než násobky spínacího kmitočtu), která jsou dána právě tímto malým zatížením a nízkou spínací frekvencí.

Na obr. 4.81 je vidět, že celkové harmonické zkreslení proudu u měřeného i simulovaného NPU s větší zátěží klesá. S větší zátěží by se také k sobě průběhy THDi přibližovaly. Rozdíl hodnot celkového harmonického zkreslení proudu je totiž dán

použitou malou zátěží, nízkou spínací frekvencí, mrtvými časy a ne zcela sinusovým napájecím napětím.

## 5 Závěr

Diplomová práce byla zaměřena na harmonickou analýzu odebíraného proudu z napájecí sítě NPU v závislosti na spínací frekvenci a velikosti zátěže. V první části byl popsán princip činnosti NPU a regulace napěťového typu s PWM. Dále byla provedena simulace třífázového NPU s výše uvedenou regulací v jazyce C. Poté byl v prostředí Matlab vytvořen model Fourierovy transformace pro výpočet harmonických proudu odebíraného z napájecí sítě simulovaným třífázovým NPU. Poslední částí práce bylo měření harmonické analýzy proudu odebíraného laboratorním třífázovým NPU z napájecí sítě a srovnání těchto výsledků se simulacemi.

Simulacemi a měřením bylo dosaženo téměř stejných výsledků. Nepatrný rozdíl je dán malým zatížením, nízkou spínací frekvencí, mrtvými časy a ne zcela sinusovým napájecím napětím. Pokud bychom mohli zatížení i spínací kmitočet zvýšit, celkové harmonické zkreslení proudu by se pro simulovaný i měřený NPU přibližovalo.

Měřením a hlavně simulacemi byl dokázán výskyt harmonických ve spektru proudu v oblasti spínací frekvence. Charakteristické harmonické ( $h = kp \pm 1$ ), které jsou odebrány klasickým diodovým usměrňovačem, jsou minimalizovány. Velikost harmonických závislých na frekvenci spínání jsou velmi málo závislé na zátěži. Se zátěží se mění pouze 1. harmonická a tedy celkové harmonické zkreslení proudu.

Celkové harmonické zkreslení proudu, které popisuje harmonické v celkovém spektru, se se zvyšující spínací frekvencí a zároveň se zvyšující zátěží NPU snižuje. Bude-li spínací kmitočet větší než 2,5 kHz, celkové harmonické zkreslení proudu se bude snižovat (teoreticky by se v souladu s definicí pro THDi dle normy mělo blížit nule).

Ze simulací pro daný frekvenční a výkonový rozsah lze usoudit, že spínací frekvence vyšší než 2,5 kHz nebudou výrazně ovlivňovat celkové harmonické zkreslení proudu. Není tedy nutné z důvodu zkreslení proudu odebíraného z napájecí sítě NPU volit vysoké spínací kmitočty (3 kHz a výše), které mimo jiné zvyšují spínací ztráty.

## Použitá literatura

- [1] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*. Praha: BEN, 2002.
- [2] KŮSTKA, Jakub. *Trojfázový napěťový pulsní usměrňovač: PWM řízení*. Plzeň, 2006. Diplomová práce. ZČU.
- [3] ELCOM A.S. *BK-ELCOM komplexní systém monitoringu a analýzy kvality elektřiny: Část 1., měření*. Praha, 2006.
- [4] VONDRÁŠEK, František. *Měniče s vlastní komutací a bez komutace*. Plzeň: ZČU, 2003.
- [5] KŮS, Václav a Petr BILÍK. Harmonické proudy pulzně spínaných polovodičových měničů. *Konference ČK CIREC*. 2010, s. 10.
- [6] HEROUT, Pavel. *Učebnice jazyka C*. České Budějovice: KOPP, 2007.
- [7] ČSN IEC 60050-131. *Mezinárodní elektrotechnický slovník: Část 131: Teorie obvodů*. 2005.
- [8] ČSN IEC 27-1. *Písmenné značky používané v elektrotechnice: Část 1: Všeobecně*. 1995.
- [9] ČSN IEC 60050-551-20. *Mezinárodní elektrotechnický slovník: Část -551-20 : Výkonová elektronika - Harmonická analýza*. 2003.
- [10] ČSN EN 61000-4-7. *Elektromagnetická kompatibilita: Část 4-7: Zkušební a měřicí technika - Všeobecná směrnice o měření a měřicích přístrojích harmonických a meziharmonických pro rozvodné sítě a zařízení připojovaná do nich*. 2002.
- [11] IEC 61000-4-30. *Electromagnetic compatibility: Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods*. 2003.