

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Řízení čtyřfázového měniče

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2015/2016

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

Jméno a příjmení: **Bc. Jana NĚMCOVÁ**
Osobní číslo: **E14N0041P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Řízení čtyřfázového měniče**
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 :

1. Navrhněte algoritmus PWM pro čtyřfázový měnič.
2. Navrhněte topologii výkonového obvodu vhodnou pro napájení různých druhů zařízení.
3. Navrhněte regulační strukturu, která zajistí minimální zkreslení výstupního napětí.
4. Vytvořte simulační model systému.
5. Ověřte pomocí simulací vybraných stavů funkci navrženého systému.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 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: **Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2015**
Termín odevzdání diplomové práce: **16. května 2016**


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá návrhem algoritmu řízení čtyřfázového měniče a ověřením funkčnosti navrženého řízení v simulačním prostředí MATLAB/Simulink, PLECS.

Teoretická část je zaměřena na popis matematických nástrojů použitých pro vývoj řídicího algoritmu a analyzování průběhů získaných v praktické části práce, popis trojfázového a čtyřfázového měniče a navržených algoritmů řízení.

Byly navrženy dva algoritmy řízení měniče, jeden z nich je založen na soustavě PI regulátorů jednotlivých složek výstupního napětí v rotujícím souřadném systému, druhá varianta využívá pro řízení výstupního napětí hysterezní komparátory.

Praktická část práce je věnována ověření funkčnosti navržených algoritmů řízení pomocí simulací vybraných stavů.

Klíčová slova

trojfázový střídač, čtyřfázový měnič, IGBT, dioda, THF, THD, PWM, PI regulátor, hysterezní regulátor

Abstract

This master thesis deals with the three-phase four-leg inverter control algorithm and verification of the control system by simulation models. Simulations were performed in MATLAB/Simulink with use of PLECS library.

There were two control algorithms designed. First of them is based on a system of PI controllers for each part of output voltage in the rotating coordinates, the second one uses hysteresis comparators to control the output voltage of three-phase four-leg inverter.

Theoretical part is focused on the description of the mathematical tools used to develop control algorithms and analyzing waveforms acquired in the practical part, the description of the three-phase and three-phase four-leg inverter and the proposed control algorithms. Practical part deals with verifying functionality of the proposed control algorithms using simulation of selected states.

Key words

three-phase inverter, three-phase four-leg inverter, THD, THF, simulation, MATLAB, Simulink, PLECS

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....

podpis

V Plzni dne 16.5.2016

Jana Němcová

Poděkování

Tímto bych ráda poděkovala vedoucímu diplomové práce. Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za užitečné rady návrhu řídicích algoritmů a metodické vedení při vypracování této práce.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	12
1 TRANSFORMACE TROJFÁZOVÝCH VELIČIN DO ROTUJÍCÍHO SOUŘADNÉHO SYSTÉMU, HARMONICKÁ A SPEKTRÁLNÍ ANALÝZA	13
1.1 TRANSFORMACE TROJFÁZOVÝCH VELIČIN	13
1.2 HARMONICKÁ A SPEKTRÁLNÍ ANALÝZA, POMĚRNÉ HODNOTY A CELKOVÍ ČINITELÉ ZKRESLENÍ	16
2 TROJFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STRÍDAČ V MŮSTKOVÉM ZAPOJENÍ.....	20
2.1 VZTAHY MEZI NAPĚTÍMI STRÍDAČE A ZÁTĚŽE	21
2.2 SPÍNACÍ ZTRÁTY IGBT A DIOD	22
2.3 ČINNOST MĚNIČE PŘI PWM	24
3 ČTYŘFÁZOVÝ MĚNIČ.....	26
3.1 POPIS MĚNIČE	27
3.2 SINUSOVÝ FILTR	29
3.3 ŘÍZENÍ ČTYŘFÁZOVÉHO MĚNIČE	30
3.3.1 Řízení měniče pomocí PWM s PI regulátory	30
3.3.1.1 Popis regulační struktury s PI regulátory	31
3.3.1.2 Algoritmus PWM	32
3.3.2 Regulační struktura s hysterezními regulátory napětí	36
4 SIMULACE.....	40
4.1 START MĚNIČE A USTÁLENÉ STAVY	40
4.1.1 Měnič se symetrickou trojfázovou RL zátěží	41
4.1.2 Měnič s nesymetrickou trojfázovou RL zátěží	45
4.1.3 Měnič s jednofázovou RL zátěží	49
4.1.4 Měnič s jednofázovou nelineární zátěží	52
4.1.5 Měnič s odpojenou zátěží	56
4.2 VYBRANÉ PŘECHODNÉ DĚJE	58
4.2.1 Skoková změna požadovaného napětí	58
4.2.2 Skoková změna zátěže ve fázi b	61
4.2.3 Skoková změna zátěže ve všech fázích	64
4.3 VLIV SPÍNACÍ FREKVENCE NA ZVLNĚNÍ NAPĚTÍ A PROUDU ZÁTĚŽE	66
4.4 SHRNUTÍ VÝSLEDKŮ ANALÝZY USTÁLENÝCH STAVŮ	69
5 ZÁVĚR	71
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	73

Seznam symbolů a zkratk

a, b, c	Výstupní svorky trojfázového napěťového střídače
a, b, c, n	Výstupní svorky čtyřfázového měniče
A, B, C, N	Výstupní svorky sinusového filtru
DFT	Diskrétní Fourierova transformace
$MATLAB$	Matrix laboratory
$PLECS$	Piece-wise Linear Electrical Circuit Simulation
PWM	Pulzně-šířková modulace (pulse width modulation)
$R_{UCd}, R_{UCq}, R_{UC0}$..	PI regulátory složek napětí kondenzátorů
$R_{ICd}, R_{ICq}, R_{IC0}$	PI regulátory složek proudů kondenzátory
$R_{uCa}, R_{uCb}, R_{uCc}$...	Hysterezní regulátory napětí kondenzátorů
R_{unN}	Hysterezní regulátor napětí mezi svorkami n a N
V_{1-8}	Spínací součástky měniče (IGBT)
V_{R1-8}	Zpětné diody měniče
C_f	Kapacita sinusového filtru [F]
f_m	Kmitočet modulačního signálu [Hz]
f_p	Kmitočet nosného pilového signálu [Hz]
f	Kmitočet výstupního napětí měničů [Hz]
f_v	Kmitočet vzorkování signálů pro DFT [Hz]
hp	Šířka hysterezního pásma regulátoru [V]
K_{off}	Konstanta pro odhad vypínacích ztrát IGBT [-]
K_{on}	Konstanta pro odhad zapínacích ztrát IGBT [-]
K_{rr}	Konstanta pro odhad komutačních ztrát diody [-]
K_{pu}, K_{pi}	Proporční konstanta PI regulátoru napětí, proudu [-]
K_{iu}, K_{ii}	Integrační konstanta PI regulátoru napětí, proudu [-]
L_f	Indukčnost sinusového filtru [H]
L_n	Vyhlazovací indukčnost ve fázi n [H]
L_a, L_b, L_c	Indukčnosti zátěže [H]
I	Efektivní hodnota proudu [A]

$I_{(1)}$	Efektivní hodnota základní harmonické složky proudu [A]
i_d	Proud stejnosměrného zdroje [A]
i_a, i_b, i_c	Fázové proudy zátěže trojfázového napěťového střídače [A]
i_a, i_b, i_c, i_n	Fázové proudy čtyřfázového měniče [A]
i_A, i_B, i_C, i_N	Fázové proudy zátěže čtyřfázového měniče [A]
i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}	Proudy kondenzátory sinusového filtru [A]
$P_{SW(AV)V}$	Střední hodnota spínacích ztrát IGBT [W]
$P_{SW(AV)VR}$	Střední hodnota spínacích ztrát diody [W]
R_a, R_b, R_c	Odpory zátěže [Ω]
U_d	Napětí stejnosměrného zdroje [V]
U_{Cm}	Napětí stejnosměrného zdroje [V]
$U_{m(1)}$	Amplituda základní harmonické složky napětí [V]
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	Fázová napětí trojfázového střídače [V]
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Sdružená napětí zátěže trojfázového napěťového střídače [V]
u_{af}, u_{bf}, u_{cf}	Fázová napětí zátěže trojfázového napěťového střídače [V]
$u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{n0}$...	Fázová napětí čtyřfázového měniče [V]
u_{an}, u_{bn}, u_{cn}	Fázová napětí na vstupu filtru čtyřfázového měniče [V]
u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}	Fázová napětí zátěže čtyřfázového měniče [V]
u_{Ca}, u_{Cb}, u_{Cc}	Napětí kondenzátorů sinusového filtru [V]
u_{nN}	Napětí mezi svorkami n a N čtyřfázového měniče [V]
u_p	Nosný signál [-]
$u_{am}, u_{bm}, u_{cm}, u_{nm}$..	Modulační signály [-]
u_h, i_h	Poměrné hodnoty napětí, proudu [-,%]
θ	Rychlost rotace souřadného systému $dq0$ [rad]
T	Perioda výstupního napětí měničů [s]
T_m	Perioda modulačního signálu [s]
T_p	Perioda nosného signálu [s]
T_v	Perioda vzorkování signálů pro DFT [s]

THD_u, THD_i	Celkové harmonické zkreslení napětí, proudu [-,%]
THF_u, THF_i	Celkový činitel harmonického napětí, proudu [-,%]
$f(t)$	Fourierova řada [-]
$F(f)$	Frekvenční spektrum Fourierovi řady [-]
$f(t_n)$	Posloupnost diskrétních hodnot [-]
\bar{a}	Operátor natočení [-]
a_0, a_h, b_h, c_h	Koeficienty Fourierovy řady [-]
N	Počet vzorků [-]
h	Řád harmonické složky [-]
\vec{x}	Prostorový vektor [-]
x_a, x_b, x_c	Okamžitá hodnota třífázové veličiny [-]
$x_\alpha, x_\beta, x_\gamma$	Složky třífázové veličiny v systému $\alpha\beta\gamma$ [-]
x_d, x_q, x_0	Složky třífázové veličiny v systému $dq0$ [-]
X_{ma}, X_{mb}, X_{mc}	Amplituda třífázové veličiny [-]
k	Konstanta transformace [-]
ω	Úhlová rychlost [$rad \cdot s^{-1}$]
Q_{rr}	Zotavovací náboj diody [C]
U_V	Střední hodnota spínaného napětí [V]
U_{VN}	Střední hodnota spínaného napětí dle katalogu [V]
u_{V1}	Okamžitá hodnota napětí na spínaném tranzistoru [V]
u_{V04}	Okamžitá hodnota napětí na zpětné diodě [V]
I_V	Střední hodnota spínaného proudu [A]
i_{V1}	Okamžitá hodnota proudu spínaným tranzistorem [A]
i_{VR4}	Okamžitá hodnota proudu zpětnou diodou [A]
M	Modulační poměr [-]

Úvod

S rozvojem elektroniky a jejím nasazováním nejen v oblasti průmyslu a výroby (automatizace) dochází ke stupňování požadavků na funkci elektronických systémů sloužících pro napájení zařízení. V některých případech je vyžadováno, aby napájecí systém umožňoval připojení značně nesymetrické (např. jednofázové) a nelineární zátěže (měniče pro napájení stejnosměrných a střídavých motorů) při zachování vyváženého trojfázového napětí na výstupu zdroje při minimálním obsahu vyšších harmonických složek. Příkladem jsou UPS systémy (Uninterruptible Power Supply). Čtyřfázové měniče umožňují svou topologií připojení trojfázové i jednofázové zátěže a vhodnou regulací lze zajistit splnění požadavků kladených na kvalitu průběhů výstupních veličin. Tato práce je zaměřena na návrh algoritmu řízení čtyřfázového měniče a ověření jeho funkčnosti pomocí simulací vybraných stavů v prostředí MATLAB/Simulink, PLECS.

Text je rozdělen do čtyř částí. V první části je popsána transformace trojfázové veličiny do rotujícího souřadného systému a princip harmonické a spektrální analýzy. Druhá část práce se zabývá problematikou trojfázového napěťového střídače při řízení pomocí *PWM*. Třetí část práce je zaměřena na popis čtyřfázového měniče a navržených algoritmů řízení pomocí *PWM* s PI regulátory napětí a proudu a pomocí hysterezních regulátorů napětí. Ve čtvrté části jsou uvedeny výsledky simulací navržených regulačních struktur pro řízení čtyřfázového měniče a výsledky analýzy uvedených průběhů.

Při tvorbě práce bylo postupováno systematicky na základě předpokládaných cílů práce:

- Navrhnout algoritmus *PWM* pro čtyřfázový měnič.
- Navrhnout topologii výkonového obvodu pro napájení různých druhů zařízení.
- Navrhnout regulační strukturu, která zajistí minimální zkreslení výstupního napětí
- Vytvořit simulační model systému.
- Ověřit pomocí simulací vybraných stavů funkci navrženého systému.

1 Transformace trojfázových veličin do rotujícího souřadného systému, harmonická a spektrální analýza

V této kapitole je popsána transformace trojfázové veličiny na prostorový vektor a převod jeho souřadnic do stojícího a rotujícího souřadného systému, dále pak základní princip Fourierovy transformace a harmonické a spektrální analýzy pro vyhodnocení průběhů získaných simulacemi řízení čtyřfázového měniče.

1.1 Transformace trojfázových veličin

Okamžité hodnoty trojfázové harmonické veličiny jsou popsány rovnicemi:

$$x_a(t) = X_{ma} \sin(\omega t), \quad (1.1)$$

$$x_b(t) = X_{mb} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right), \quad (1.2)$$

$$x_c(t) = X_{mc} \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right). \quad (1.3)$$

Pokud pro amplitudy jednotlivých fází platí $X_{ma} = X_{mb} = X_{mc}$, pak se jedná o vyváženou soustavu. Pokud má alespoň jedna z amplitud sledované veličiny odlišnou velikost, soustava je nevyvážená.

V elektrických pohonech je využívána transformace trojfázových veličin na prostorový vektor, který může být dále transformován do jiných souřadných systémů z důvodu zjednodušení matematického popisu.

Prostorový vektor je definován vztahem: [6]

$$\vec{x} = k(x_a + \vec{a}x_b + \vec{a}^2x_c), \quad (1.4)$$

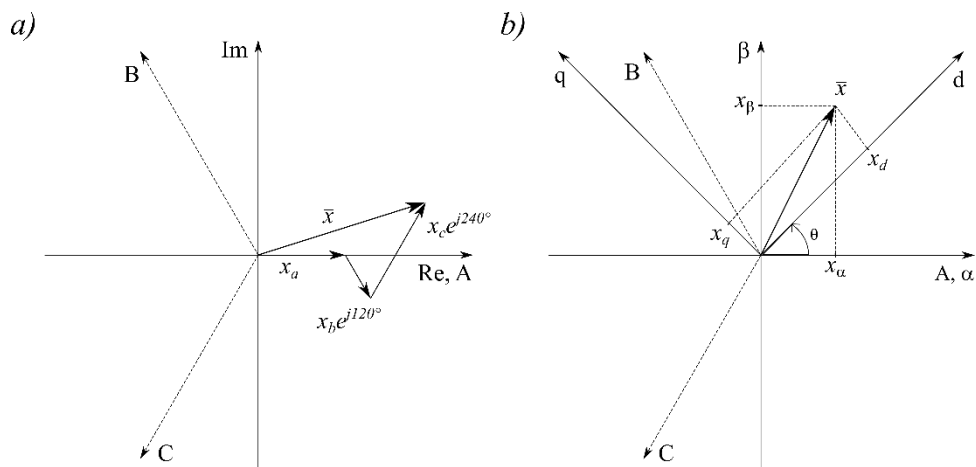
kde koeficient k reprezentuje konstantu transformace, \bar{a} je operátor natočení $\bar{a} = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, $\bar{a}^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ a proměnné x_a , x_b a x_c představují okamžité hodnoty trojfázové veličiny.

Transformované veličiny mohou být obecně neharmonické. Prostorový vektor lze rozložit na reálnou a imaginární část podle vztahů:

$$\operatorname{Re}\{\bar{x}\} = k \left[x_a - \frac{1}{2}(x_b + x_c) \right], \quad (1.5)$$

$$\operatorname{Im}\{\bar{x}\} = k \frac{\sqrt{3}}{2}(x_b - x_c). \quad (1.6)$$

Zobrazení prostorového vektoru v Gaussově rovině je na obr. 1.1a. Na obr. 1.1b je zobrazení prostorového vektoru v souřadných systémech abc , $a\beta\gamma$ a $dq0$.



Obr. 1.1: Zobrazení prostorového vektoru a) v Gaussově rovině [5]
b) v souřadných systémech $a\beta\gamma$ a $dq0$ [6]

Souřadný systém $a\beta\gamma$ se nazývá stojící, systém $dq0$ se nazývá rotující. Při transformaci harmonických veličin je rychlost rotace systému $dq0$ ($\theta = \omega t$) dána kmitočtem trojfázové veličiny podle vztahu:

$$\theta = \int_0^t 2\pi f dt. \quad (1.7)$$

Při převodu vyvážené trojfázové soustavy ze souřadného systému abc do systémů $\alpha\beta\gamma$ a $dq0$ jsou složky x_γ a x_0 nulové. [7]

Transformaci ze souřadného systému abc do systému $\alpha\beta\gamma$ lze popsat vztahem:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

Inverzní transformace ze souřadného systému $\alpha\beta\gamma$ do systému abc je dána vztahem:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix}. \quad (1.9)$$

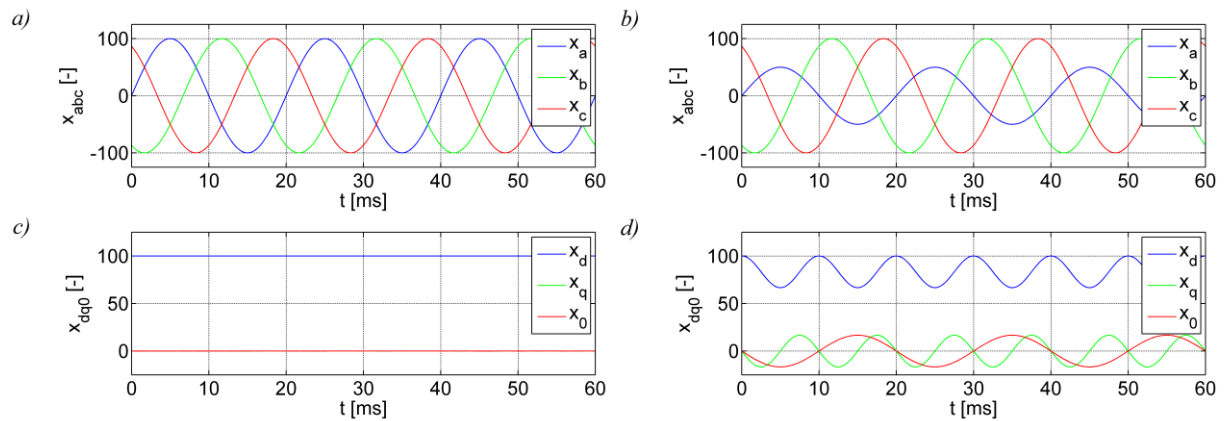
Při transformaci z $\alpha\beta\gamma$ do $dq0$ je možné volbou počátečního natočení osy d zajistit vhodnou fixní polohu vektoru transformované veličiny vůči osám d a q pro daný způsob regulace. Svázání prostorového vektoru s osou d lze zajistit transformací ze souřadného systému $\alpha\beta\gamma$ do $dq0$ podle vztahu: [7]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

Inverzní transformace je dána vztahem:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (1.11)$$

Na obr. 1.2 jsou zobrazeny průběhy okamžitých hodnot obecné trojfázové harmonické veličiny v souřadných systémech abc a $dq0$ v závislosti na čase. V levé části jsou průběhy vyvážené soustavy ($X_{ma} = X_{mb} = X_{mc} = 100$ [-]), v pravé části jsou zobrazeny průběhy nevyvážené soustavy ($X_{ma} = 50$ [-], $X_{mb} = X_{mc} = 100$ [-]).



Obr. 1.2: Průběhy trojfázové veličiny v souřadných systémech abc a $dq0$
 a) vyvážené abc , b) nevyvážené abc , c) vyvážené $dq0$, d) nevyvážené $dq0$

Z uvedených průběhů jednotlivých složek trojfázové soustavy je patrné, že po převodu trojfázové veličiny do rotujícího souřadného systému jsou ze tří harmonických složek získány tři v ideálním případě stejnosměrné složky.

1.2 Harmonická a spektrální analýza, poměrné hodnoty a celkoví činitelé zkreslení

Vlivem používání výkonových polovodičových měničů dochází ke zkreslování harmonických napětí a proudů, kterými je napájena zátěž. Zkreslené veličiny jsou periodické, ale nemají harmonický průběh.

Termínem harmonická analýza je označováno vyjádření periodické neharmonické veličiny pomocí Fourierovy řady, která se skládá ze součtu konstanty a harmonických veličin s kmitočty rovnými přirozeným násobkům kmitočtu základní harmonické složky. Fourierovu řadu matematicky vyjadřuje vztah: [4]

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(\omega t)] \quad (1.12)$$

Výpočet koeficientů Fourierovy řady vyjadřují vztahy:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt, \quad (1.13)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega t) dt, \quad (1.14)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) dt. \quad (1.15)$$

Cílem prováděné analýzy je získání frekvenčního spektra sledované veličiny. Fourierovu řadu lze vyjádřit v komplexním tvaru podle vztahu:

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} c_h e^{jh\omega t}. \quad (1.16)$$

Koeficient c_h je dán vztahem:

$$c_h(jh\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jh\omega t} dt. \quad (1.17)$$

Frekvenční spektrum je získáno spektrální analýzou pomocí Fourierovy transformace podle vztahu:

$$F(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-jh\omega t} dt. \quad (1.18)$$

Pro převod frekvenčního spektra zpět do časové oblasti je používána zpětná Fourierova transformace:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(f) e^{-j2\pi ft} df. \quad (1.19)$$

V praxi jsou data pro analýzu průběhů získávána vzorkováním měřených veličin s konstantní periodou vzorkování T_v . Volba periody vzorkování je klíčová pro správné vyhodnocení získaných dat. Je dokázáno, že aby nedošlo ke ztrátě informace o vzorkovaném signálu, musí být frekvence vzorkování nejméně dvakrát větší, než je nejvyšší sledovaná frekvence analyzovaného signálu (Shannon-Kotělnikovův teorém). Vzorkováním je získána posloupnost diskretních hodnot $\{f(t_n)\}$ o N vzorcích, která je pomocí přímé diskretní Fourierovy transformace (DFT) převedena do kmitočtové oblasti. [4]

Diskretní Fourierova transformace je vyjádřena vztahem:

$$F(f_h) = DFT\{f(t_n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(t_n) e^{-jn\frac{2\pi}{N}h}. \quad (1.20)$$

Zpětná diskretní Fourierova transformace (DFT^{-1}) je dána vztahem:

$$f(t_n) = DFT^{-1}\{F(f_h)\} = \sum_{h=0}^{N-1} F(f_h) e^{jn\frac{2\pi}{N}h}. \quad (1.21)$$

Pro posuzování velikosti vyšších harmonických složek se zavádí poměrná hodnota h -té harmonické jako poměr efektivní hodnoty h -té harmonické složky a efektivní hodnoty základní harmonické složky:

$$i_h = \frac{I_h}{I_1}, \quad (1.22)$$

přičemž poměrná hodnota může být bezrozměrná nebo vyjádřena v procentech.

Pro vyhodnocení obsahu vyšších harmonických složek ve frekvenčním spektru signálu jsou zavedeny ukazatelé činitel harmonických THF a harmonické zkreslení THD . Nejvyšší řád harmonické, do kterého je analýza prováděna, je dán normou (většina norem udává $h = 40$, v některých normách je uvedeno $h = 50$). [4]

Činitel harmonických udává poměr mezi efektivní hodnotou vyšších harmonických složek analyzované veličiny a efektivní hodnotou analyzované veličiny, což lze matematicky vyjádřit vztahem:

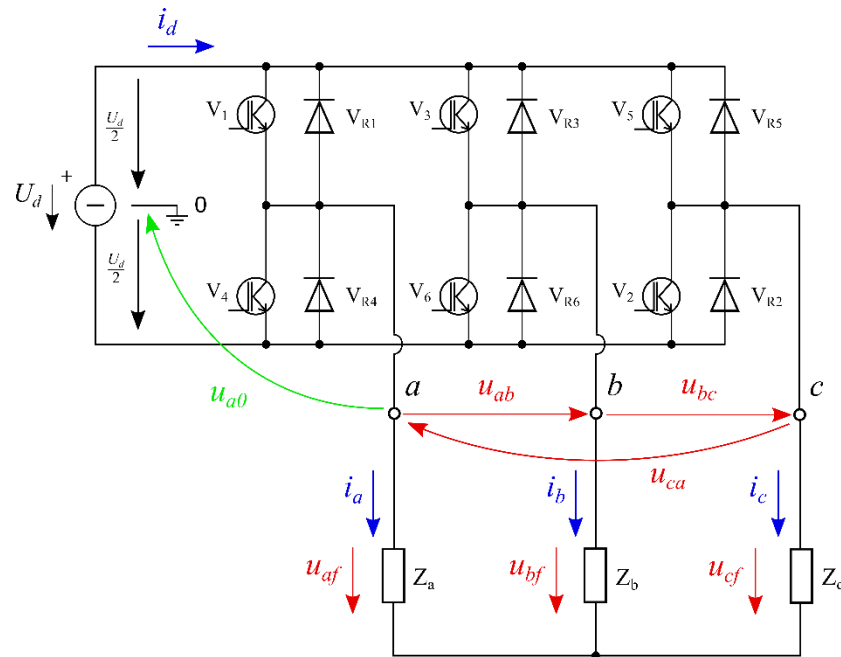
$$THF_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I}. \quad (1.23)$$

Harmonické zkreslení udává poměr mezi efektivní hodnotou vyšších harmonických složek analyzované veličiny a efektivní hodnotou základné harmonické složky analyzované veličiny, což vyjadřuje vztah:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1}. \quad (1.24)$$

2 Trojfázový napět'ový střídač v můstkovém zapojení

Schéma měniče je na *obr. 2.1*. Výkonový obvod měniče tvoří šestice IGBT tranzistorů (součástky V_{1-6}) s antiparalelně zapojenými zpětnými diodami (součástky V_{R1-6}). Stejnosemřná strana měniče je připojena ke zdroji napětí U_d . K výstupním svorkám střídavé strany měniče (a, b, c) je připojena obecná zátěž spojená do hvězdy.



Obr. 2:1 Schéma trojfázového napět'ového střídače v můstkovém zapojení s obecnou zátěží spojenou do hvězdy [2]

Tranzistory umožňují průchod proudu i_d v kladném smyslu. Zpětné diody umožňují průchod proudu i_d v záporném smyslu. Indexy součástek odpovídají pořadí jejich spínání během činnosti měniče. Měnič umožňuje 2^3 spínacích kombinací. V jednom taktu jsou sepnuty vždy tři součástky. Pokud jsou sepnuty všechny součástky s lichými nebo sudými indexy, je na výstupu měniče nulové napětí. Při sepnutí obou součástek v jedné větvi měniče (např. V_1V_4) by došlo ke zkratu na stejnosměrné straně měniče, jedná se proto o zakázaný stav. Mezi spínáním v rámci jedné větve musí být v praktických aplikacích vložena bezpečnostní doba tzv. mrtvý čas (*dead-time*), čímž je zajištěno, že k poruchovému stavu nedojde. [1], [2]

2.1 Vztahy mezi napětími střídače a zátěže

Ve schématu na *obr. 2.1* jsou kromě samotného zapojení měniče znázorněny elektrické veličiny používané k popisu měniče. Pro odvození vztahů je ve schématu zobrazen pomyslný vývod 0, který rozděluje napětí stejnosměrného zdroje na polovinu. Mezi pomyslnou 0 a výstupními svorkami střídavé strany měniče jsou zavedena fázová napětí střídače (u_{a0} , u_{b0} , u_{c0}). Mezi výstupními svorkami střídavé strany jsou zavedena sdružená napětí zátěže (u_{ab} , u_{bc} , u_{ca}). Zátěž je protékána proudy zátěže (i_a , i_b , i_c) a objevují se zde fázová napětí zátěže (u_{af} , u_{bf} , u_{cf}).

Jak je patrné z uvedeného schématu, fázová napětí střídače nabývají hodnot $\pm \frac{U_d}{2}$ v závislosti na aktuální spínací kombinaci. Vede-li součástka s lichým indexem (v horní větvi měniče), je okamžitá hodnota fázového napětí střídače příslušné fáze kladná, během vedení součástky se sudým indexem (ve spodní větvi měniče) je napětí záporné. [1], [2]

Pro sdružená napětí střídače lze aplikací II. Kirchhoffova zákona pro smyčku obvodu vyjádřit sdružená napětí zátěže:

$$u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}, \quad (2.1)$$

$$u_{bc} = u_{b0} - u_{c0}, \quad (2.2)$$

$$u_{ca} = u_{c0} - u_{a0}. \quad (2.3)$$

Pro fázová napětí zátěže platí:

$$u_{af} + u_{bf} + u_{cf} = 0. \quad (2.4)$$

S využitím libovolných dvou rovnic (2.1) – (2.3) a rovnice (2.4) lze vyjádřit fázová napětí zátěže pomocí fázových napětí střídače:

$$u_{af} = \frac{1}{3}(2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}), \quad (2.5)$$

$$u_{bf} = \frac{1}{3}(2u_{b0} - u_{a0} - u_{c0}), \quad (2.6)$$

$$u_{cf} = \frac{1}{3}(2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}). \quad (2.7)$$

Z uvedených vztahů vyplývá, že při znalosti aktuální spínané kombinace součástek je známa velikost fázových napětí střídače, ze kterých lze snadno stanovit velikost fázových napětí zátěže. [2]

2.2 Spínací ztráty IGBT a diod

Na *obr. 2.2* je zobrazena základní sestava součástek v jedné větvi napěťového střídače. Měnič pracuje s *PWM*, proto je výstupní proud i_a prakticky harmonický. Během kladné půlvlny proudu se ve vedení střídají součástky V_1 a V_{R4} , v průběhu záporné půlvlny vedou střídavě součástky V_4 a V_{R1} . Pro odvození spínacích ztrát během komutace jsou zavedeny zjednodušující předpoklady, že proud odebíraný zátěží je po dobu komutace konstantní ($i_a = I_V = konst.$) a parazitní indukčnosti v obvodu měniče, které mají vliv na napětí tranzistorů při zapínání a vypínání, jsou omezeny na minimum. [3]

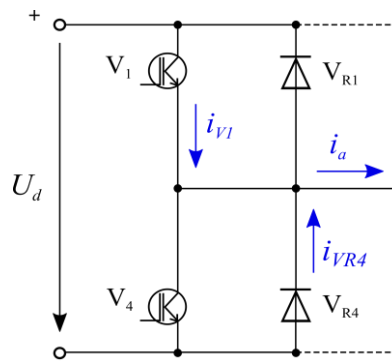
V dalším textu je sledována komutace V_1 , V_{R4} . Při zapínání tranzistoru (nárůst proudu i_{V1}) je napětí tranzistoru u_{V1} zmenšeno proti hodnotě U_d . Při poklesu proudu tranzistorem naopak dochází ke krátkodobému nárůstu napětí u_{V1} nad hodnotu U_d (tzv. komutační přepětí). Vlivem zotavovacího proudu zpětné diody (dodání zotavovacího náboje Q_{rr}) dochází po nárůstu proudu i_{V1} ke krátkodobému překmitu přes hodnotu $i_a = I_V$. Zapínací a vypínací doba tranzistorů (t_{on} , t_{off}) je uváděna výrobcem v katalogu. Pro ilustraci toho, jak je vypínací a zapínací doba definována, je uveden *obr. 2.3*. [3]

Výpočet střední hodnoty spínacích ztrát tranzistoru ($P_{SW(AV)V}$) a diody ($P_{SW(AV)VR}$) lze provést podle vztahů:

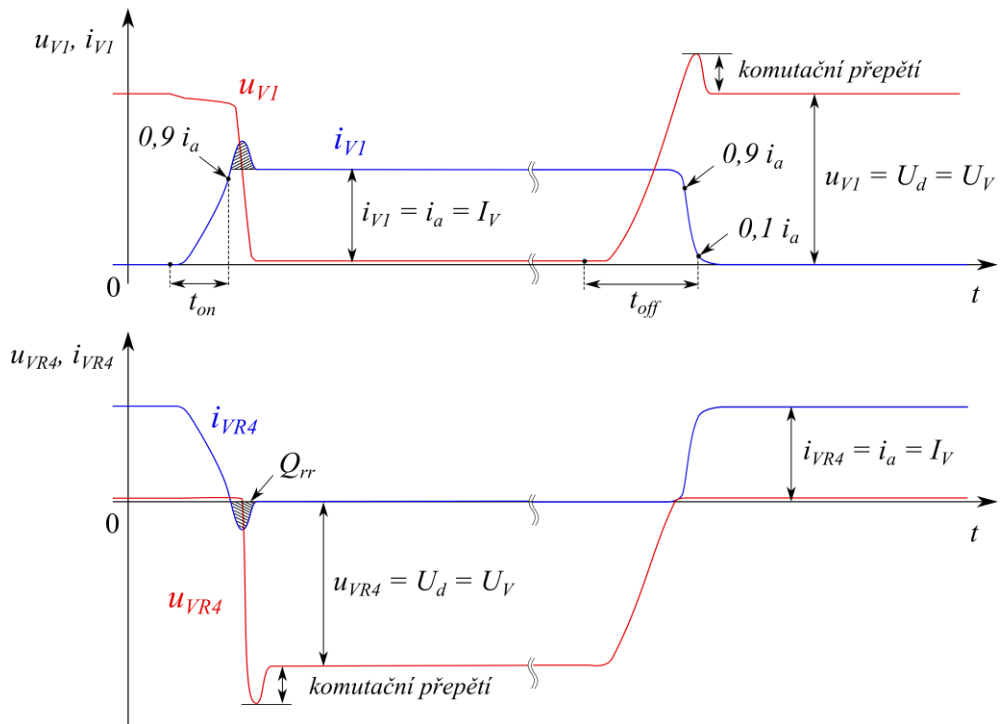
$$P_{SW(AV)V} = \frac{U_V I_{am} f_p (K_{on} + K_{off})}{\pi U_{VN}}, \quad (2.8)$$

$$P_{SW(AV)VR} = \frac{U_V I_{am} f_p K_{rr}}{\pi U_{VN}}. \quad (2.9)$$

Konstanty K_{on} , K_{off} , K_{rr} je třeba určit z katalogu součástek dodaného výrobcem.



Obr. 2.2: Schéma komutujícího IGBT tranzistoru se zpětnou diodou



Obr. 2.3: Průběh napětí a proudu komutujících součástek a) IGBT, b) dioda [3]

2.3 Činnost měniče při PWM

Pulzně šířková modulace je založena na koincidenci nosného (pilového) signálu u_p o amplitudě U_p a kmitočtu f_p s modulačním (harmonickým) signálem u_m (u_{am} , u_{bm} , u_{cm}) o amplitudě U_m a kmitočtu f_m , kde platí:

$$f_m \ll f_p. \quad (2.10)$$

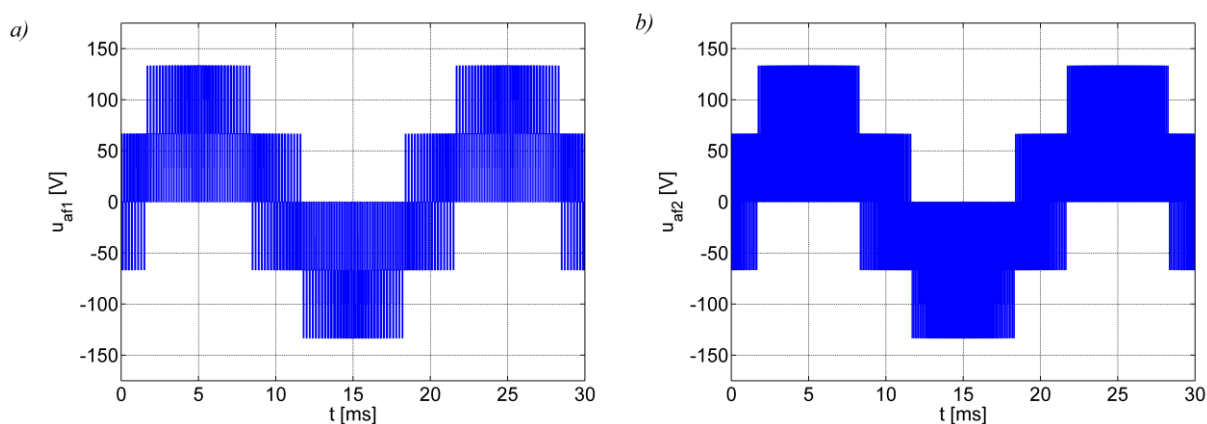
Spínací impulzy jsou vysílány na součástky s lichými indexy, pokud platí:

$$u_p < u_{ma}, u_{mb}, u_{mc}. \quad (2.11)$$

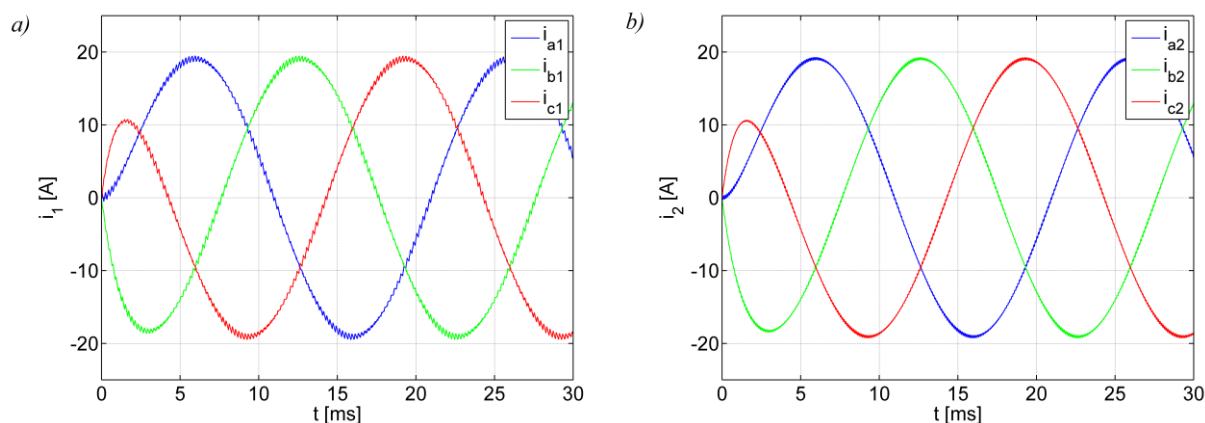
Poměr amplitud modulačního a pilového signálu je označován termínem hloubka modulace (nebo modulační poměr) M a přímo ovlivňuje velikost amplitudy základní harmonické složky fázového napětí střídače:

$$M = \frac{U_m}{U_p}. \quad (2.12)$$

Na *obr. 2.4* jsou uvedeny průběhy fázového napětí zátěže u_{af} při $M = 1$, $f_m = 50$ Hz, $U_d = 200$ V a spínacích kmitočtech $f_{p1} = 5$ kHz, $f_{p2} = 10$ kHz. *Obr. 2.5* zobrazuje průběhy fázových proudů zátěže i_a příslušející k uvedeným průběhům napětí při zatížení měniče symetrickou trojfázovou RL zátěží ($R = 5 \Omega$, $L = 5$ mH).



Obr. 2.4: Průběhy fázového napětí zátěže u_{af} při spínacím kmitočtu a) $f_{p1} = 5$ kHz, b) $f_{p2} = 10$ kHz



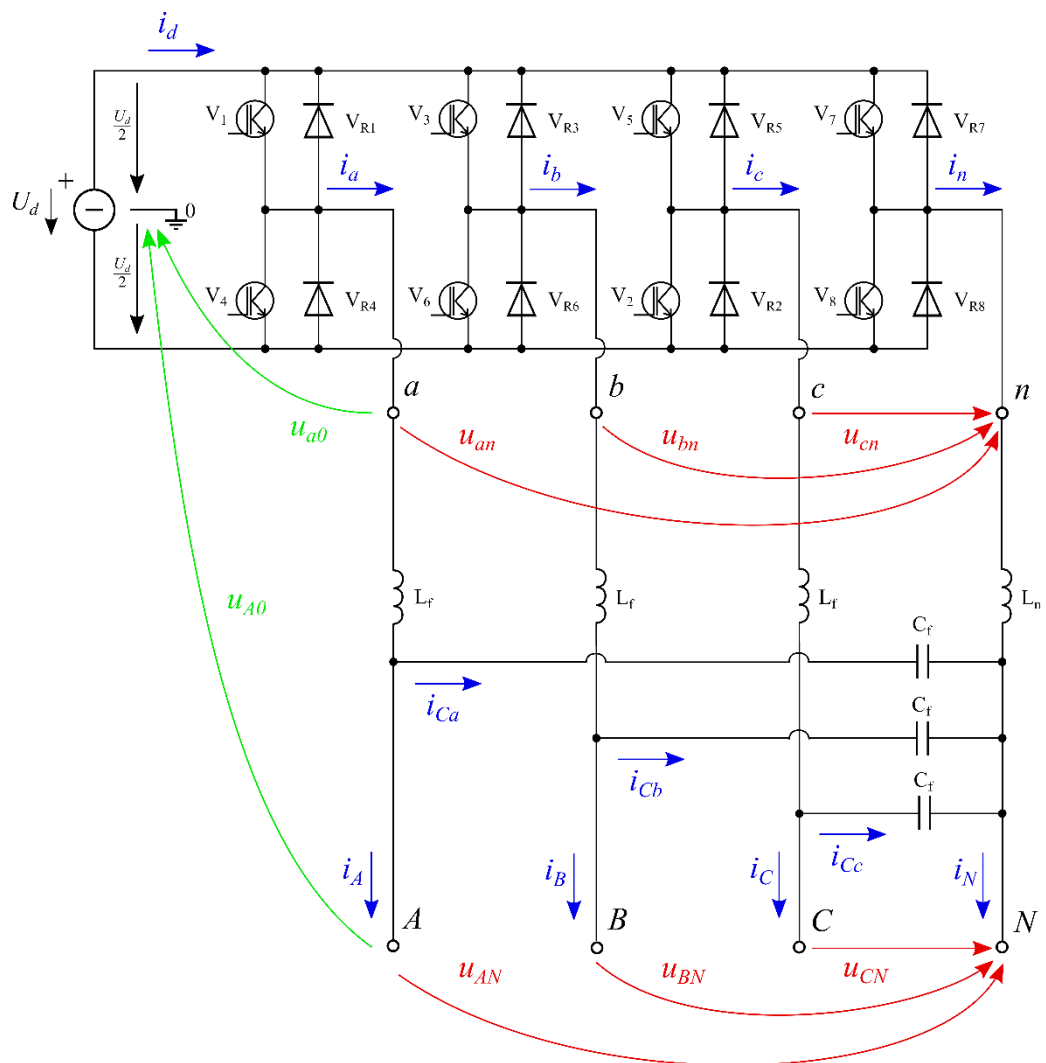
Obr. 2.5: Průběhy fázových proudů zátěže při spínacím kmitočtu a) $f_{p1} = 5 \text{ kHz}$, b) $f_{p2} = 10 \text{ kHz}$

Z průběhů fázového napětí na obr. 2.4 je zřejmé, že kmitočet nosného signálu f_p ovlivňuje počet sepnutí během jednoho spínacího cyklu (jedné periody výstupního napětí), jehož délka je daná kmitočtem modulačního signálu f_m . Při porovnání průběhů fázových proudů na obr. 2.5a a obr. 2.5b je patrné větší zvlnění proudů při nižší spínací frekvenci.

Z uvedeného vyplývá, že kmitočet nosného signálu f_p je kompromisem mezi požadovaným harmonickým zkreslením proudu zátěže a spínacími ztrátami výkonových polovodičových součástek. Vyšší spínací ztráty přirozeně znamenají větší nároky na chlazení součástek, což vede na vyšší cenu celého zařízení.

3 Čtyřfázový měnič

Schéma měniče je na *obr. 3.1*. Výkonový obvod trojfázového napětového střídače (fáze a, b, c) je doplněn další dvojicí vypínatelných součástek (V_7, V_8) s antiparalelně zapojenými zpětnými diodami (V_{R7}, V_{R8}), čímž je vytvořena čtvrtá fáze (n). Topologie obvodu umožňuje připojení libovolné trojfázové zátěže (v případě zátěže spojené do trojúhelníku není fáze n využita) i jednofázové zátěže (zpravidla mezi výstupní svorku N a libovolnou z výstupních svorek A, B, C). Na výstupu měniče je připojen sinusový filtr s parametry L_f, C_f a vyhlazovací indukčnost L_n .



Obr. 3.1: Schéma čtyřfázového napětového měniče s výstupním LC filtrem [8]

3.1 Popis měniče

V uvedeném schématu čtyřfázového měniče jsou vyznačeny elektrické veličiny sloužící k popisu jeho činnosti. Mezi výstupními svorkami měniče (a, b, c, n) jsou naznačena fázová napětí na vstupu sinusového filtru (u_{an}, u_{bn}, u_{cn}). Z výstupních svorek měniče vytékají fázové proudy měniče (i_a, i_b, i_c). Z výstupních svorek sinusového filtru (A, B, C, N) vytékají fázové proudy zátěže (i_A, i_B, i_C) a proud nulou fází (i_N). Kondenzátory jsou nabíjeny a vybíjeny proudy kondenzátorů filtru (i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}). Mezi výstupními svorkami filtru jsou fázová napětí zátěže (u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}). Mezi pomyslným nulovým bodem obvodu měniče a výstupními svorkami měniče jsou zavedena fázová napětí měniče ($u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{n0}$). Mezi pomyslným nulovým bodem obvodu měniče a výstupními svorkami filtru jsou zavedena fázová napětí měniče s filtrem ($u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{n0}$).

Z II. Kirchhoffova zákona pro smyčku obvodu vyplývají vztahy mezi fázovým napětím měniče a napětím na vstupu sinusového filtru:

$$u_{an} = u_{a0} - u_{n0}, \quad (3.1)$$

$$u_{bn} = u_{b0} - u_{n0}, \quad (3.2)$$

$$u_{cn} = u_{c0} - u_{n0}. \quad (3.3)$$

Analogické rovnice platí rovněž mezi fázovými napětími měniče s filtrem a fázovými napětími zátěže:

$$u_{AN} = u_{A0} - u_{N0}, \quad (3.4)$$

$$u_{BN} = u_{B0} - u_{N0}, \quad (3.5)$$

$$u_{CN} = u_{C0} - u_{N0}. \quad (3.6)$$

Pro fázové proudy měniče platí vztah:

$$i_a + i_b + i_c + i_n = 0. \quad (3.7)$$

Pro fázové proudy zátěže a proud nultou fází platí analogický vztah:

$$i_A + i_B + i_C + i_N = 0. \quad (3.8)$$

Vztahy mezi napětími na vstupu a výstupu filtru vyjadřují rovnice:

$$u_{an} = L_f \frac{di_a}{dt} - L_n \frac{di_n}{dt} + u_{AN}, \quad (3.9)$$

$$u_{bn} = L_f \frac{di_b}{dt} - L_n \frac{di_n}{dt} + u_{BN}, \quad (3.10)$$

$$u_{cn} = L_f \frac{di_c}{dt} - L_n \frac{di_n}{dt} + u_{CN}. \quad (3.11)$$

Vztahy mezi fázovými proudy měniče a zátěže popisují rovnice:

$$i_a = C_f \frac{du_{AN}}{dt} + i_A, \quad (3.12)$$

$$i_b = C_f \frac{du_{BN}}{dt} + i_B, \quad (3.13)$$

$$i_c = C_f \frac{du_{CN}}{dt} + i_C. \quad (3.14)$$

Rozsah fázových napětí měniče je stejný jako u trojfázového napětového střídače:

$$-\frac{U_d}{2} \leq u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{n0} \leq \frac{U_d}{2}. \quad (3.15)$$

Z předchozího vztahu vyplývá rozsah napětí na vstupu sinusového filtru:

$$-U_d \leq u_{an}, u_{bn}, u_{cn} \leq U_d. \quad (3.16)$$

Všechna napětí situovaná před sinusovým filtrem jsou pulzní. Napětí za filtrem mají téměř sinusový tvar. Při zanedbání úbytků na indukčnostech filtru a představě ideálního působení filtru jsou fázová napětí zátěže složena z harmonických složek fázového napětí na vstupu filtru o kmitočtech nižších, než je rezonanční kmitočet filtru. Totéž platí pro fázová napětí měniče s filtrem, která jsou tvořena nižšími harmonickými složkami fázového napětí měniče.

3.2 Sinusový filtr

Filtr je realizován jako LC filtr typu dolní propust. Jeho parametry vycházejí zejména z požadavků na frekvenci, od které filtr působí. Dále závisí na dovolené velikosti úbytku napětí na indukčnosti filtru. Pro bezchybnou činnost měniče je nezbytné, aby hodnota rezonanční frekvence filtru f_0 byla nejméně osmkrát nižší než je kmitočet nosného signálu f_p . Zároveň je třeba zachovat dostatečný odstup rezonanční frekvence od základního kmitočtu filtrovaného napětí f . [10]

Pro výpočet rezonanční frekvence LC filtru platí vztah:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}, \quad (3.17)$$

kde L_f a C_f jsou parametry indukčnosti a kondenzátoru filtru.

Návrh indukčnosti filtru lze provést výpočtem podle vztahu:

$$L_f \leq \frac{\Delta u_L U_d}{I_N 2\pi f_m}, \quad (3.18)$$

kde U_d je velikost napájecího napětí na stejnosměrné straně měniče, Δu_L je dovolený úbytek napětí na indukčnosti ($\Delta u_L = 5\%$), I_N je velikost jmenovitého proudu zátěží (efektivní hodnota) a f_m je modulační kmitočet. [5]

Po stanovení rezonančního kmitočtu a určení velikosti indukčnosti lze ze vztahu (3.17) vyjádřit kapacitu filtru jako:

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_f}. \quad (3.19)$$

Špatný návrh filtru může způsobit nepřijatelné zvlnění výstupního napětí a kmitání v obvodu. Následkem je velké harmonické zkreslení výstupních napětí a proudů. Kmitání v obvodu může v krajním případě vést až k selhání systému.

3.3 Řízení čtyřfázového měniče

Cílem regulace je zajištění vyváženého trojfázového napětí na výstupních svorkách sinusového filtru bez ohledu na charakter připojené zátěže (jednofázová, trojfázová, symetrická, nesymetrická, lineární, nelineární).

3.3.1 Řízení měniče pomocí PWM s PI regulátory

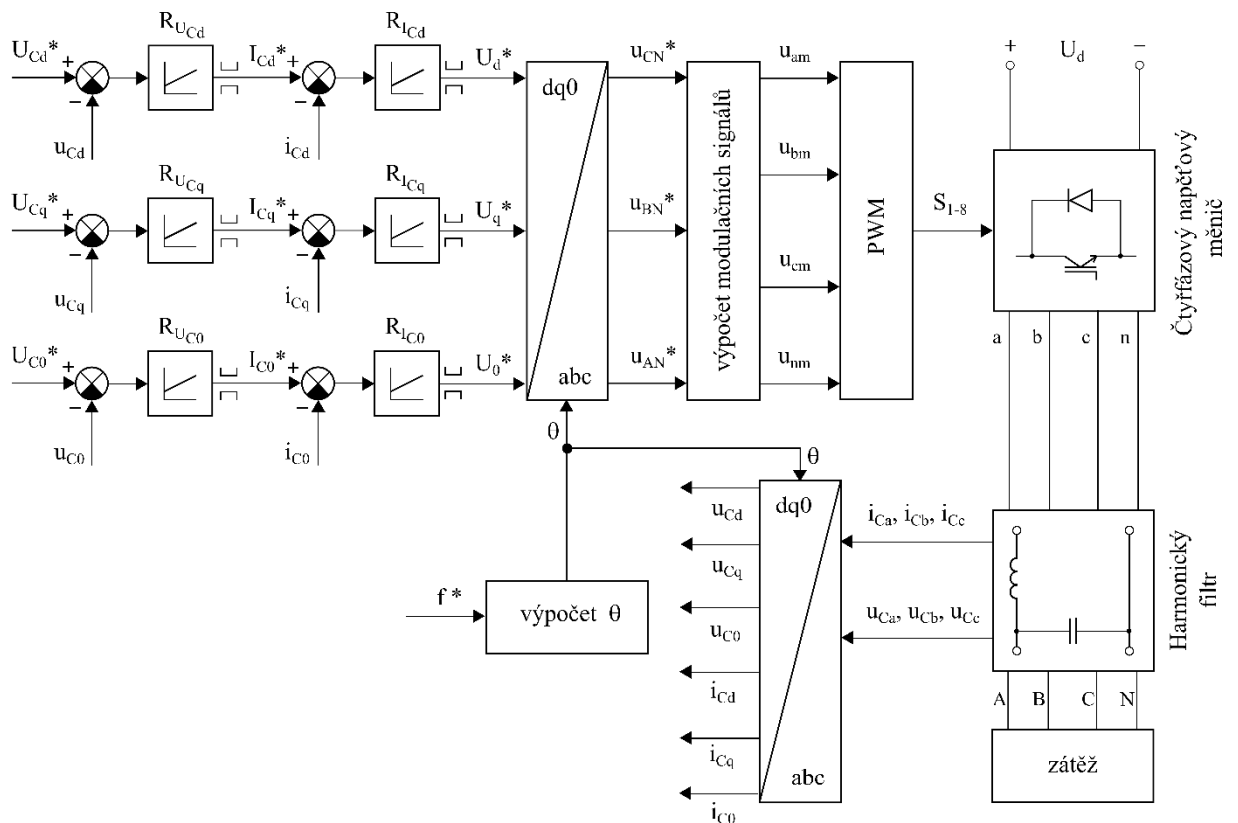
V kapitole 1.1 byl popsán převod veličin ze souřadného systému abc do rotujícího souřadného systému $dq0$. Transformace regulovaných veličin do systému $dq0$ je zvolena tak, aby vektor napětí ležel v ose d , čemuž odpovídá zadávání požadované amplitudy U_{Cm}^* výstupních napětí na kondenzátorech sinusového filtru v systému $dq0$ pomocí složek ($U_{Cd}^* = U_{Cm}^*$, $U_{Cq}^* = U_{C0}^* = 0$).

Rychlost rotace systému θ závisí na požadovaném kmitočtu výstupního napětí f^* a je vyhodnocována s využitím rovnice (1.7). Rovnice je modifikována do tvaru, který je aplikovatelný při výpočtu s diskretním krokem Δt :

$$\theta_{(k+1)} = \theta_{(k)} + 2\pi f \Delta t. \quad (3.20)$$

3.3.1.1 Popis regulační struktury s PI regulátory

Navržená regulační struktura pro řízení čtyřfázového napěťového měniče je pomocí blokových schémat zobrazena na obr. 3.2. Regulační smyčka se skládá ze šesti PI regulátorů, které regulují napětí na výstupních svorkách sinusového filtru a proudy filtračními kondenzátory.



Obr. 3.2: Regulační struktura s PI regulátory

V regulovaném obvodu jsou měřena napětí na všech kondenzátorech filtru (u_{Ca} , u_{Cb} , u_{Cc}) a proudy všemi kondenzátory (i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc}). Měřené veličiny jsou transformovány ze souřadného systému abc do systému $dq0$. Složky napětí po transformaci (u_{Cd} , u_{Cq} , u_{C0}) jsou porovnány s požadovanými hodnotami (U_{Cd}^* , U_{Cq}^* , U_{C0}^*) a výsledné regulační odchylky (ε_{uCd} , ε_{uCq} , ε_{uC0}) slouží jako vstupy regulátorů napětí (R_{UCd} , R_{UCq} , R_{UC0}). Výstupem regulátorů

napětí jsou požadované hodnoty proudů kondenzátory (I_{Cd}^* , I_{Cq}^* , I_{Co}^*). Změřené proudy kondenzátory jsou po transformaci zavedeny do zpětné vazby regulátorů proudu (R_{ICd} , R_{ICq} , R_{ICo}). Výstupem proudové regulace jsou složky požadovaného fázového napětí zátěže v systému $dq0$ (U_d^* , U_q^* , U_0^*). Inverzní transformací jsou složky požadovaného napětí transformovány ze systému $dq0$ do systému abc , v němž pracuje modulátor. Ve výpočetním bloku jsou vyhodnoceny modulační signály (u_{am} , u_{bm} , u_{cm} , u_{nm}), které jsou zavedeny do modulátoru. Z bloku *PWM* vystupují spínací pulzy pro spínání jednotlivých součástek měniče S_{1-8} .

3.3.1.2 Algoritmus *PWM*

V této podkapitole je popsán algoritmus vyhodnocení modulačních signálů pro *PWM* čtyřfázového měniče.

Princip činnosti modulátoru *PWM* je stejný jako v případě trojfázového napětového střídače. Je-li aktuální velikost modulačního signálu (u_{am} , u_{bm} , u_{cm} , u_{nm}) menší než aktuální velikost pilového signálu (u_p), je v příslušné fázi vyslán spínací impulz na tranzistor s lichým indexem.

Modulační signály pro spínání součástek V_{1-6} (u_{am} , u_{bm} , u_{cm}) odpovídají požadavkům na velikost základní harmonické složky fázových napětí měniče (u_{a0}^* , u_{b0}^* , u_{c0}^* , u_{n0}^*) po normování hodnotou $0,5U_d$. Po transformaci požadovaných napětí vystupujících z regulátorů proudů kondenzátory ze souřadného systému $dq0$ do souřadného systému abc jsou k dispozici pouze požadavky na okamžité hodnoty fázových napětí zátěže (u_{AN}^* , u_{BN}^* , u_{CN}^*), modulační signály jsou proto předmětem dalších výpočtů.

Úpravou vztahů uvedených v sekci 3.1 byla vyjádřena fázová napětí měniče ve fázích a , b , c pomocí napětí na vstupu sinusového filtru a fázového napětí měniče ve fázi n jako:

$$u_{a0} = u_{an} + u_{n0}, \quad (3.21)$$

$$u_{b0} = u_{bn} + u_{n0}, \quad (3.22)$$

$$u_{c0} = u_{cn} + u_{n0}. \quad (3.23)$$

Výpočetní algoritmus je založen na principu aktivní manipulace s okamžitou hodnotou požadovaného fázového napětí měniče u_{n0}^* . [8] Okamžité hodnoty fázových napětí měniče ve fázích a, b, c lze vyjádřit pomocí uspořádaných dvojic $(u_{an}, u_{n0}), (u_{bn}, u_{n0}), (u_{cn}, u_{n0})$. Z uvedené topologie měniče a příslušných vztahů mezi veličinami vyplývá, že při zobrazení dostupných kombinací napětí (uspořádaných dvojic) v rovinné kartézské soustavě souřadnic musejí všechny dvojice ležet uvnitř čtverce s hranou délky U_d a středem v počátku souřadné soustavy. Uvedené rovnice pro výpočet požadovaných fázových napětí měniče lze převést pomocí substituce ($x = u_{n0}, y_1 = u_{a0}, y_2 = u_{b0}, y_3 = u_{c0}$) do tvaru:

$$y_1 = x + u_{an}, \quad (3.24)$$

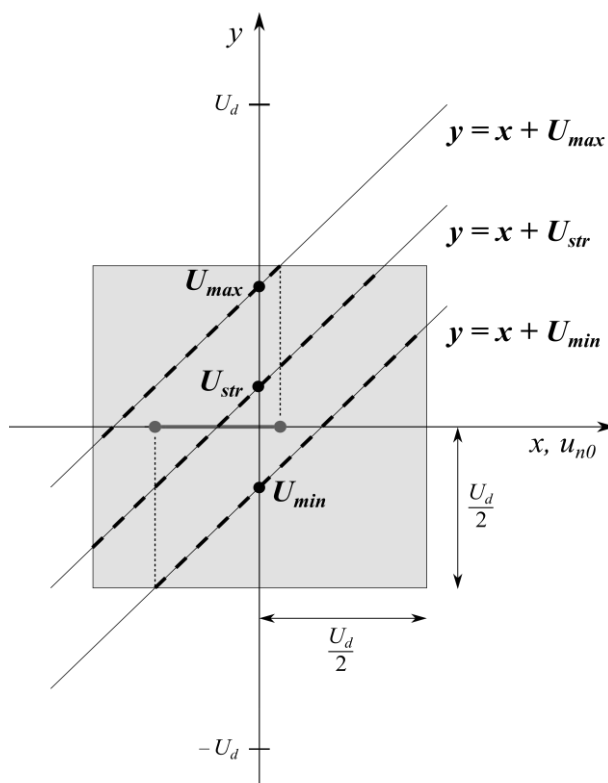
$$y_2 = x + u_{bn}, \quad (3.25)$$

$$y_3 = x + u_{cn}. \quad (3.26)$$

Z velikostí požadovaných napětí dostupných po transformaci požadavků z rotujícího souřadného systému $dq0$ do systému abc je určena nejvyšší a nejnižší hodnota (U_{max}, U_{min}). Vzhledem k napěťovým poměrům v obvodu čtyřfázového měniče musí být v každém okamžiku splněna podmínka:

$$U_{max} - U_{min} \leq U_d \quad (3.27)$$

Na *obr. 3.3* je zobrazen region pro nastavení požadovaného napětí u_{n0}^* v kartézské soustavě souřadnic. Pro odvození dostupné velikosti napětí byly do souřadné soustavy zaneseny grafy tří lineárních funkcí respektující libovolnou z rovnic (3.24), (3.25) a (3.26) získaných substitucí, přičemž za okamžitou hodnotu napětí (u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) je dosazena maximální, minimální a střední hodnota napětí trojfázového systému. [8]

Obr. 3.3: Zobrazení regionu pro nastavení u_{n0}^* [8]

Rozsah napětí u_{n0}^* je patrný z uvedeného obrázku (vyznačený úsek na ose x) a matematicky je dán vztahem:

$$-\frac{U_d}{2} - U_{\min} \leq u_{n0} \leq \frac{U_d}{2} - U_{\max} \quad (3.28)$$

Požadovaná hodnota u_{n0}^* je nastavována na základě splnění následujících podmínek.

Pokud platí:

$$U_{\min} > 0, \quad (3.29)$$

pak

$$u_{n0}^* = -\frac{U_{\max}}{2}. \quad (3.30)$$

Pokud platí:

$$U_{\max} < 0, \quad (3.31)$$

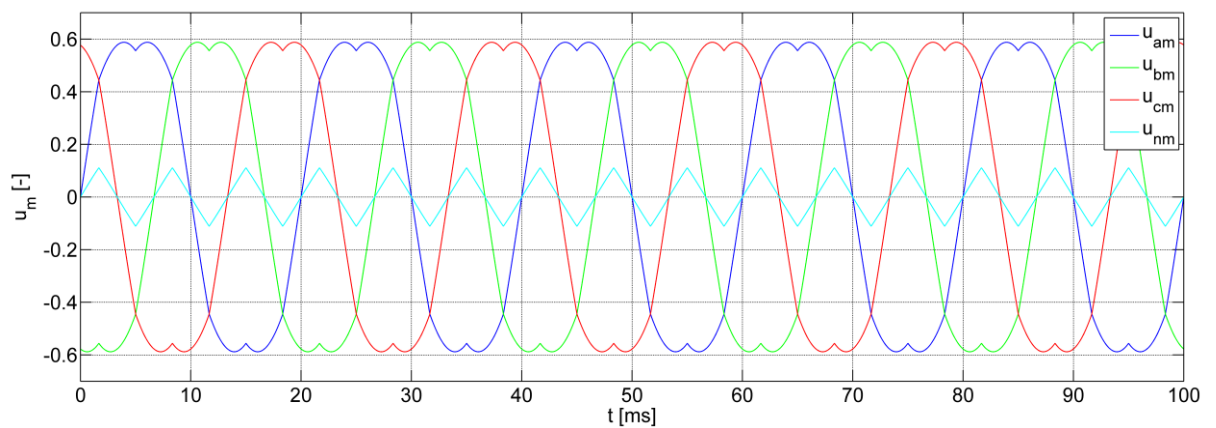
pak

$$u_{n0}^* = -\frac{U_{\min}}{2}. \quad (3.32)$$

Pokud ani jedna z uvedených podmínek není splněna, je napětí nastaveno na hodnotu:

$$u_{n0}^* = \frac{-\frac{U_{\max}}{2} - \frac{U_{\min}}{2} - \frac{U_{\min} + U_{\max}}{2}}{3}. \quad (3.33)$$

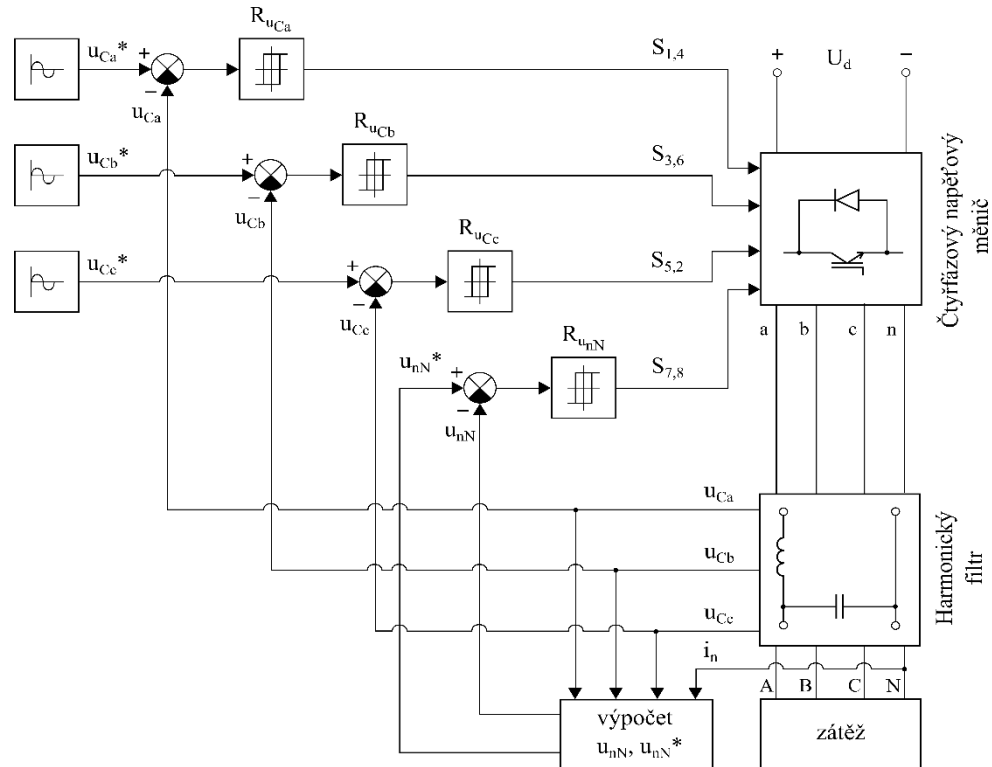
Průběh modulačních signálů je pro ilustraci uveden na *obr. 3.4*.



Obr. 3.4: Modulační signály pro PWM čtyřfázového měniče

3.3.2 Regulační struktura s hysterezními regulátory napětí

Navržená regulační struktura pro řízení čtyřfázového měniče je pomocí blokových schémat zobrazena na obr. 3.5. Regulační smyčka pracuje v souřadném systému abc .



Obr. 3.5: Regulační struktura s hysterezními regulátory napětí

Požadované hodnoty napětí na zátěži jsou zadávány pomocí okamžitých hodnot, které jsou popsány rovnicemi (1.1), (1.2) a (1.3). Napětí měřená na kondenzátorech sinusového filtru (u_{Ca} , u_{Cb} , u_{Cc}) jsou porovnávána s požadovanými hodnotami a výsledné regulační odchylky (ε_{uCa} , ε_{uCb} , ε_{uCc}) jsou přiváděny na vstupy hysterezních regulátorů napětí (R_{uCa} , R_{uCb} , R_{uCc}). Výstupem regulátorů jsou spínací signály pro spínání příslušných součástek ve fázích a , b , c . Regulované napětí pro spínání součástek ve čtvrté fázi měniče n je potřeba vhodně zavést a stanovit jeho požadovanou a okamžitou hodnotu.

Výběr čtvrté regulované veličiny a její výpočet je proveden na základě podmínky pro vyváženost napětí na zátěži, jejíž odvození vychází ze vztahů uvedených v sekci 3.1. [9]

Sečtením rovnic (3.9), (3.10) a (3.11) je získán vztah pro celkový součet fázových napětí na vstupu sinusového filtru:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = L_f \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} - 3L_n \frac{di_n}{dt} + u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}. \quad (3.34)$$

Dosazením za součet fázových proudů měniče z rovnice (3.7) je uvedený vztah převeden do tvaru:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = -L_f \frac{di_n}{dt} - 3L_n \frac{di_n}{dt} + u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}. \quad (3.35)$$

Sečtením rovnic (3.4), (3.5) a (3.6) je získán vztah pro celkový součet fázových napětí zátěže:

$$u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} - 3u_{N0}. \quad (3.36)$$

Pro fázová napětí zátěže musí platit:

$$u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = 0. \quad (3.37)$$

Z dosazení vztahu (3.36) do rovnice (3.35) vyplývá vztah:

$$u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = 3u_{N0}. \quad (3.38)$$

Pro uvedená napětí musí rovněž platit:

$$u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = 0, \quad (3.39)$$

z čehož je získána podmínka pro vyváženost napětí na zátěži:

$$u_{N0} = 0. \quad (3.40)$$

Pro napětí u_{N0} lze pomocí II. Kirchhoffova zákona odvodit vztah:

$$u_{N0} = u_{n0} - u_{nN}. \quad (3.41)$$

Pokud platí uvedená podmínka pro vyváženost napětí zátěže, pak musí rovněž platit:

$$u_{n0} = u_{nN}. \quad (3.42)$$

Pomocí vztahů (3.1), (3.2) a (3.3) lze modifikovat vztah (3.35) na tvar:

$$u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = -L_f \frac{di_n}{dt} - 3L_n \frac{di_n}{dt} + u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} + 3u_{n0}. \quad (3.43)$$

Jelikož pro součet fázových napětí měniče musí rovněž platit:

$$u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0, \quad (3.44)$$

pak ze vztahu (3.43) lze vyjádřit napětí u_{n0} , které je dle vztahu (3.42) totožné s napětím u_{nN} , jako:

$$u_{n0} = u_{nN} = \frac{1}{3} \left(L_f \frac{di_n}{dt} + 3L_n \frac{di_n}{dt} - u_{AN} - u_{BN} - u_{CN} \right). \quad (3.45)$$

Napětí u_{nN} je na základě předchozího odvození bráno jako referenční napětí pro spínání součástek ve fázi n . Diferenciální rovnice (3.45) je převedena na rovnici diferenční s nulovými počátečními podmínkami:

$$u_{nN}^{*(k+1)} = \frac{1}{3} \left(L_f \frac{i_{n(k+1)} - i_{n(k)}}{\Delta t} + 3L_n \frac{i_{n(k+1)} - i_{n(k)}}{\Delta t} - u_{AN(k+1)} - u_{BN(k+1)} - u_{CN(k+1)} \right). \quad (3.46)$$

Do zpětné vazby je zavedena hodnota u_{nN} získaná výpočtem podle diferenční rovnice s nulovými počátečními podmínkami:

$$u_{nN(k+1)} = L_n \frac{i_{n(k+1)} - i_{n(k)}}{\Delta t}. \quad (3.47)$$

4 Simulace

Pro zhodnocení funkčnosti navržených řídicích algoritmů a jejich porovnání byly vytvořeny simulace několika provozních stavů. Sinusový filtr byl naladěn na frekvenci $f_0 = 400$ Hz a jeho parametry (L_f , C_f) byly stanoveny na základě vztahů (3.18) a (3.19) s dosazením $U_d = 400$ V, $\Delta u_L = 5$ %, $I_N = 20$ A, $f_m = 50$ Hz. Základní parametry použité v simulacích jsou uvedeny v tabulce 1.

Tabulka 1: Základní parametry pro simulace čtyřfázového měniče

Napětí stejnosměrného zdroje	$U_d = 400$ V
Spínací frekvence	$f_p = 10$ kHz
Požadovaná frekvence výstupního napětí	$f^* = 50$ Hz
Rezonanční frekvence sinusového filtru	$f_0 = 400$ Hz
Indukčnost sinusového filtru	$L_f = 3$ mH
Kapacita sinusového filtru	$C_f = 52,8$ μ F
Vyhlazovací indukčnost ve fázi n	$L_n = 1$ mH
PI regulátor napětí	$K_{pu} = 0,25$ [-], $K_{iu} = 0,4$ [-]
PI regulátor proudu	$K_{pi} = 0,85$ [-], $K_{ii} = 500$ [-]
Šířka hysteretzního pásma	$h_p = 0,05$ [V]

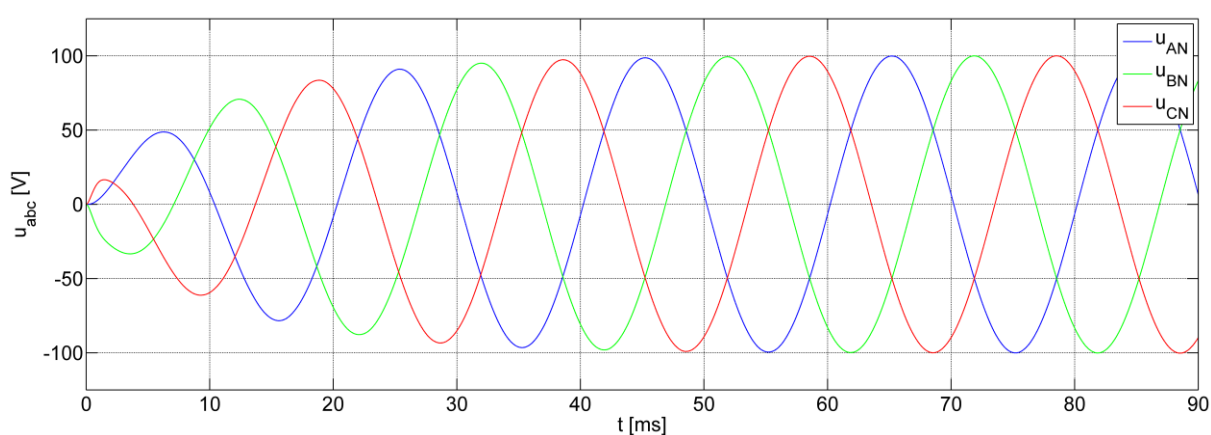
4.1 Start měniče a ustálené stavy

V této části kapitoly jsou uvedeny průběhy fázových napětí a proudů zátěže čtyřfázového měniče získané simulacemi s oběma typy navrženého řízení při připojení symetrické RL zátěže, nesymetrické RL zátěže, jednofázové RL zátěže, jednofázové nelineární zátěže (usměrňovač v můstkovém zapojení pracující do kapacitní zátěže). Rovněž jsou zde zobrazeny průběhy fázových napětí zátěže při chodu měniče bez zatížení. Pro uvedené průběhy v ustálených stavech jsou dále zobrazena frekvenční spektra napětí. Jednotlivé amplitudy napětí vyšších harmonických složek jsou vyjádřeny pomocí procentních hodnot ve vztahu k amplitudě základní harmonické složky. Pro větší přehlednost je na ose x grafů zaveden řád harmonické h a zobrazeny jsou pouze vyšší harmonické složky. V textu jsou dále uvedeny hodnoty činitelů harmonických a harmonických zkreslení napětí a proudů (THF_u , THF_i , THD_u , THD_i). Start měniče probíhá s nulovými počátečními podmínkami (kondenzátory nejsou nabity, fázové proudy měniče jsou nulové).

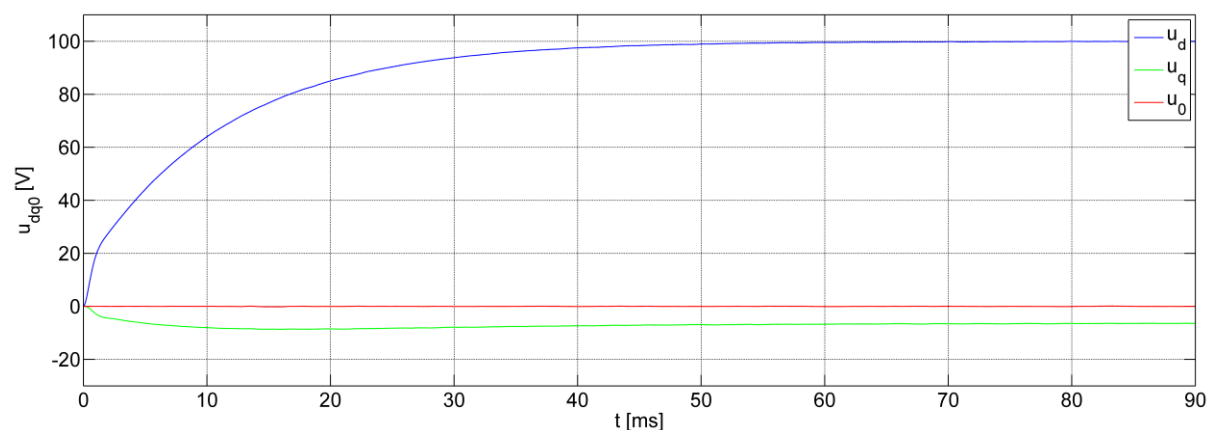
4.1.1 Měnič se symetrickou trojfázovou RL zátěží

Připojení symetrické trojfázové RL zátěže spojené do hvězdy je jedním ze základních provozních stavů měniče. Pro simulace byla vybrána zátěž s parametry $R = 5 \Omega$, $L = 0,1 \text{ mH}$. Požadovaná velikost amplitud napětí na výstupu sinusového filtru je $U_{Cm}^* = 100 \text{ V}$.

Na *obr. 4.1* jsou uvedeny průběhy fázových napětí zátěže získané simulací čtyřfázového měniče řízeného pomocí PWM s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému abc . Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému $dq0$ jsou zobrazeny na *obr. 4.2*.



Obr. 4.1: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc

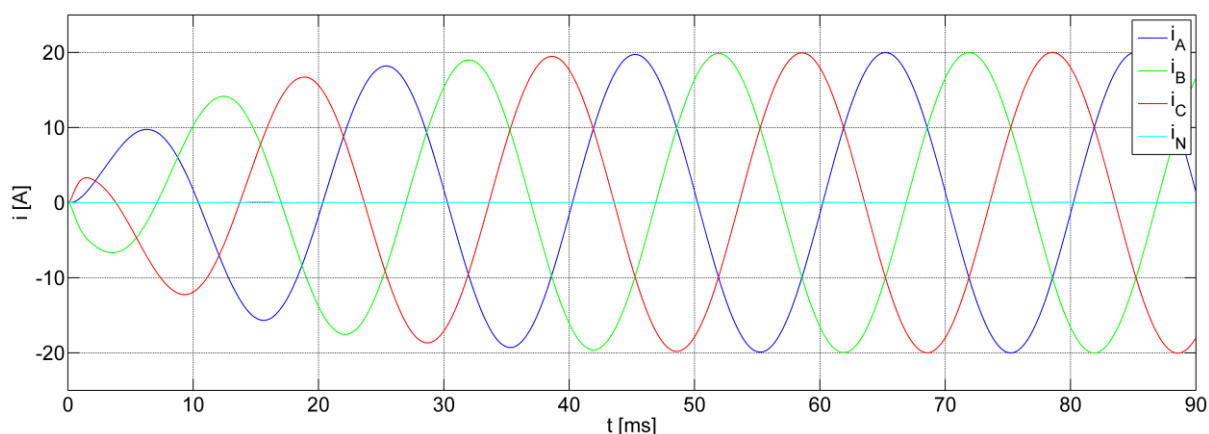


Obr. 4.2: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému $dq0$

Z průběhů na *obr. 4.1* je vidět, že po startu měniče dochází k plynulému nárůstu amplitud fázových napětí zátěže až na hodnotu U_{Cm}^* . V ustáleném stavu jsou napětí vyvážená. Z průběhu složky u_d na *obr. 4.2* je patrný princip činnosti PI regulátoru. Proporční složka

způsobuje prvotní strmý nárůst složky napětí u_d . Integrovaná složka zodpovídá za hladkou regulaci amplitud napětí na požadovanou hodnotu. Současně s nárůstem složky napětí v ose d dochází k poklesu složky napětí v ose q do záporných hodnot. Vlivem slabě naladěných PI regulátorů napětí je složka u_q velmi špatně tlumena, nemá však na průběh fázových napětí velký vliv.

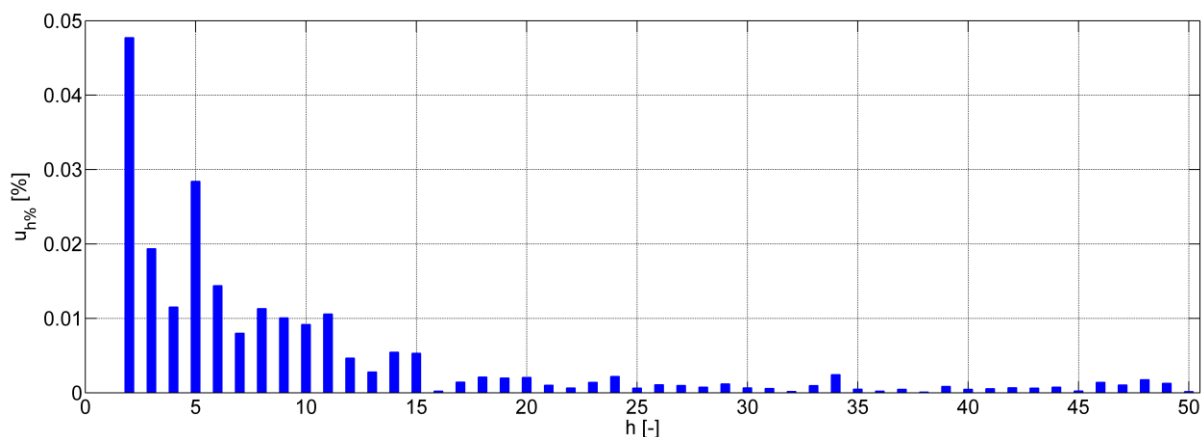
Průběhy fázových proudů zátěže příslušející k uvedeným průběhům fázových napětí zátěže jsou na obr. 4.3.



Obr. 4.3: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže

Z obr. 4.3 je patrné, že nárůst amplitud fázových proudů zátěže (i_A , i_B , i_C) je plynulý, stejně jako nárůst amplitud fázových napětí zátěže. Uvedená soustava je vyvážená, proud i_N je proto prakticky nulový.

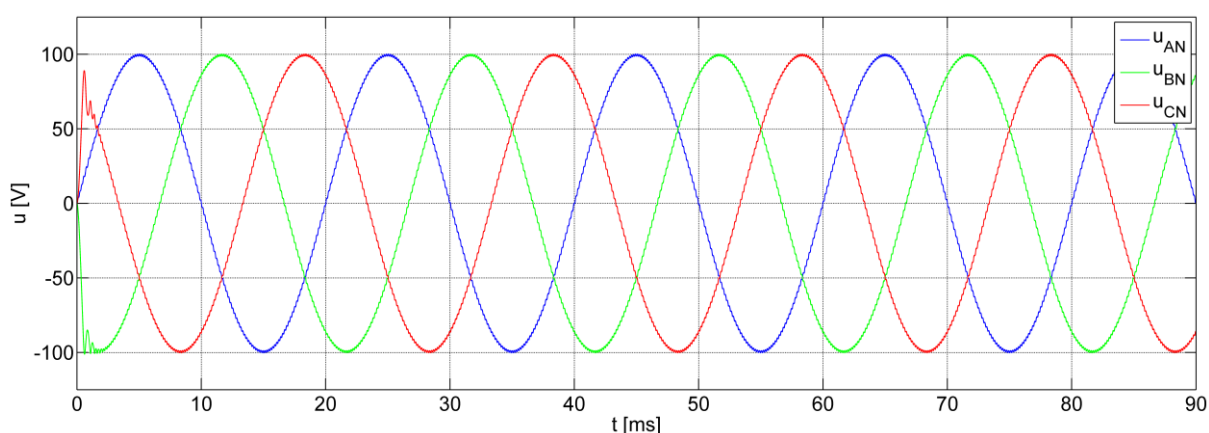
Na obr. 4.4 je zobrazeno frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} . Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 100,2 V.



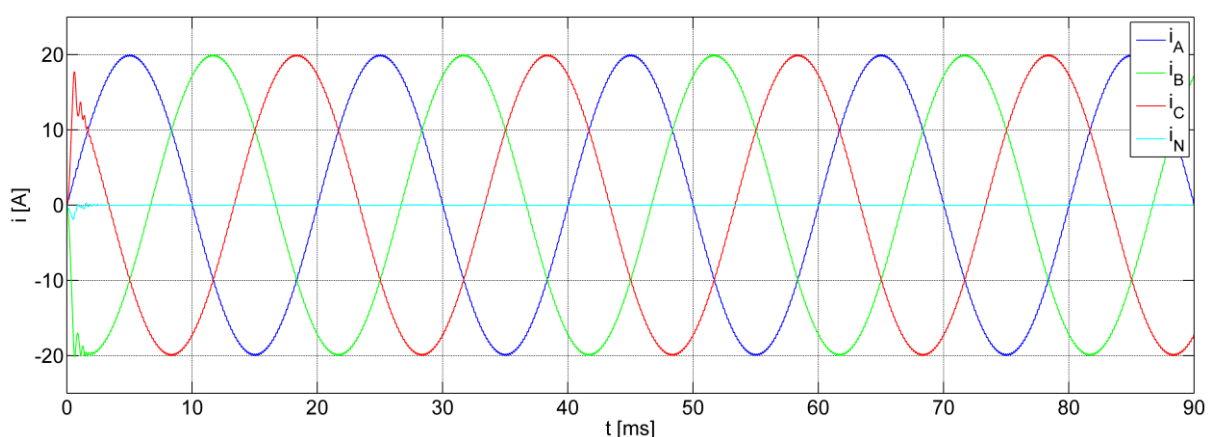
Obr. 4.4: Řízení pomocí PWM – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení symetrické trojfázové RL zátěže

Pro fázové napětí zátěže u_{AN} a fázový proud zátěže i_A byly vypočteny hodnoty $THF_u = THD_u = 0,067 \%$, $THF_i = THD_i = 0,055 \%$. Z grafu na obr. 4.4 je patrné, že obsah vyšších harmonických složek ve frekvenčním spektru napětí je velmi malý, efektivní hodnota napětí je proto téměř rovna efektivní hodnotě jeho první harmonické složky a velikost činitelů THF_u a THD_u se prakticky neliší. Stejně je tomu v případě činitelů THD_i a THF_i , jejichž hodnoty navíc vycházejí v porovnání s velikostí činitelů stanovených pro napětí nižší vlivem připojené indukčnosti zátěže.

Průběhy fázových napětí a proudů symetrické trojfázové RL zátěže soustavy řízené pomocí hysterezních regulátorů napětí jsou na obr. 4.5 a obr. 4.6.



Obr. 4.5: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže

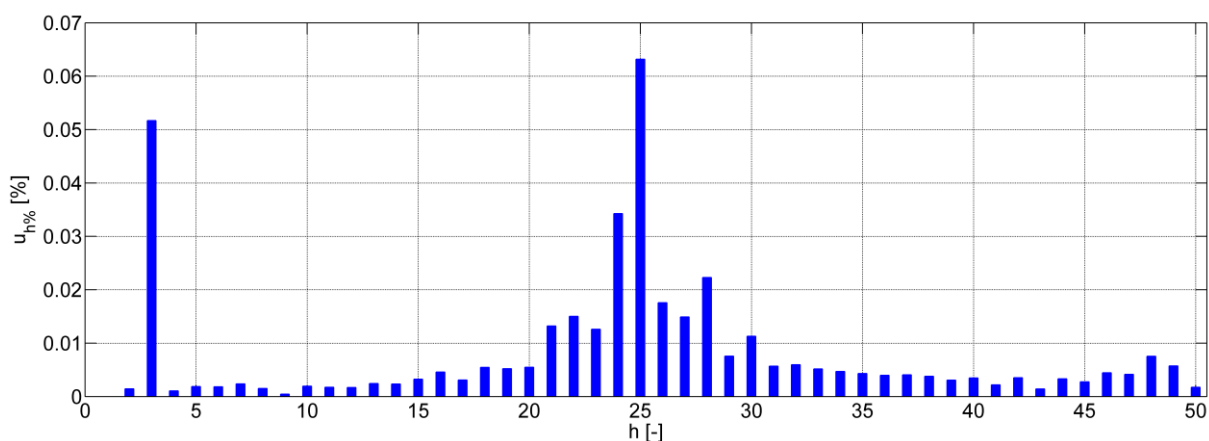


Obr. 4.6: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže

Při startu měniče nejsou omezeny aktuální hodnoty požadovaných napětí, které lze stanovit z rovnic (1.1), (1.2) a (1.3) při dosazení $t = 0$ s ($u_{Ca}^*(0) = 0$ V, $u_{Cb}^*(0) = -86,6$ V, $u_{Cc}^*(0) = 86,6$ V). Požadavek na velikost napětí u_{AN} narůstá plynule od nuly, okamžitá hodnota

napětí u_{AN} se proto od počátku pohybuje v blízkosti okamžité hodnoty u_{Ca}^* . Navržený způsob řízení se vyznačuje vysokou dynamikou, okamžité hodnoty napětí u_{BN} , u_{CN} proto velmi rychle narůstají na požadovanou hodnotu (desítky μ s) při současném vzniku výrazných tlumených kmitů. Na obr. 4.6 lze zřetelně vidět, že kmity napětí u_{BN} , u_{CN} se přenášejí na proudy i_B , i_C a způsobují krátkodobý nárůst a kmitání proudu i_N .

Na obr. 4.7 je zobrazeno frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} , jehož průběh byl uveden na obr. 4.5. Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 99,4 V.



Obr. 4.7: Řízení pomocí hysterezních regulátorů – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení symetrické trojfázové RL zátěže

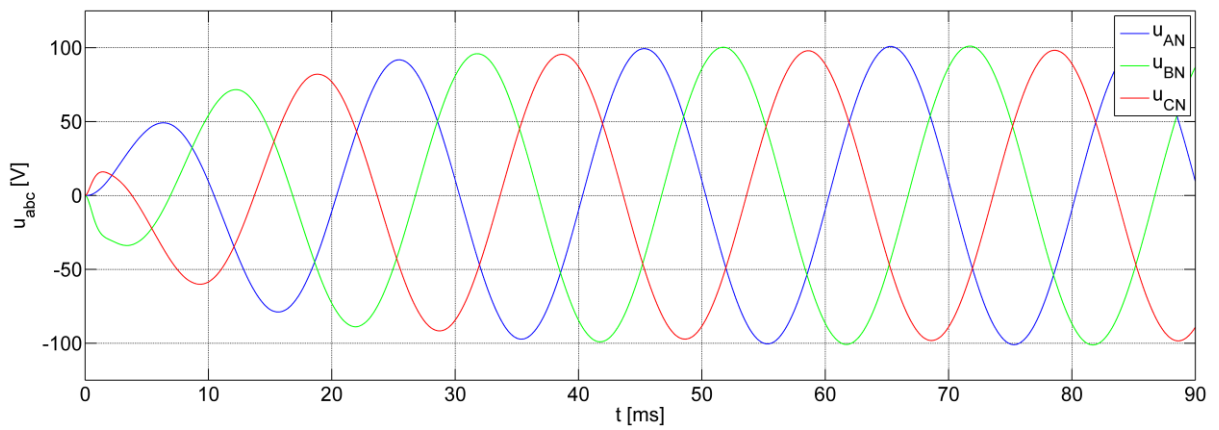
Analýzou průběhů napětí u_{AN} a proudu i_A byly určeny činitelé $THF_u = THD_u = 0,101$ % a $THF_i = THD_i = 0,083$ %.

Z uvedených výsledků je patrné, že fázová napětí zátěže (a tedy i proudy) při řízení měniče pomocí PWM s PI regulátory jsou méně zvlněná, než je tomu v případě řízení s hysterezními regulátory. Řízení pomocí PWM se ve srovnání s řízením pomocí hysterezních regulátorů vyznačuje menší dynamikou, nárůst amplitud požadovaných napětí je proto výrazně pomalejší, nedochází však ke kmitání a regulace je plynulá.

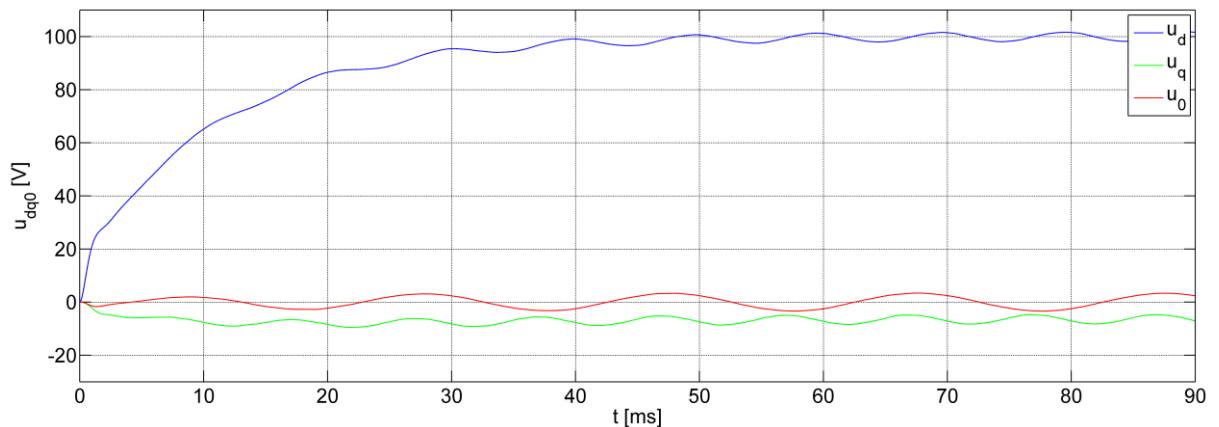
4.1.2 Měnič s nesymetrickou trojfázovou RL zátěží

Pro simulace měniče s nesymetrickou trojfázovou RL zátěže spojenou do hvězdy byly zvoleny parametry: $R_a = R_c = 5 \Omega$, $R_b = 7,5 \Omega$, $L_a = L_c = 0,1 \text{ mH}$, $L_b = 0,2 \text{ mH}$, $U_{Cm}^* = 100 \text{ V}$.

Obr. 4.8 zobrazuje průběhy fázových napětí nesymetrické trojfázové RL zátěže připojené na výstupu čtyřfázového měniče řízeného pomocí PWM s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému abc . Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému $dq0$ jsou uvedeny na obr. 4.9.



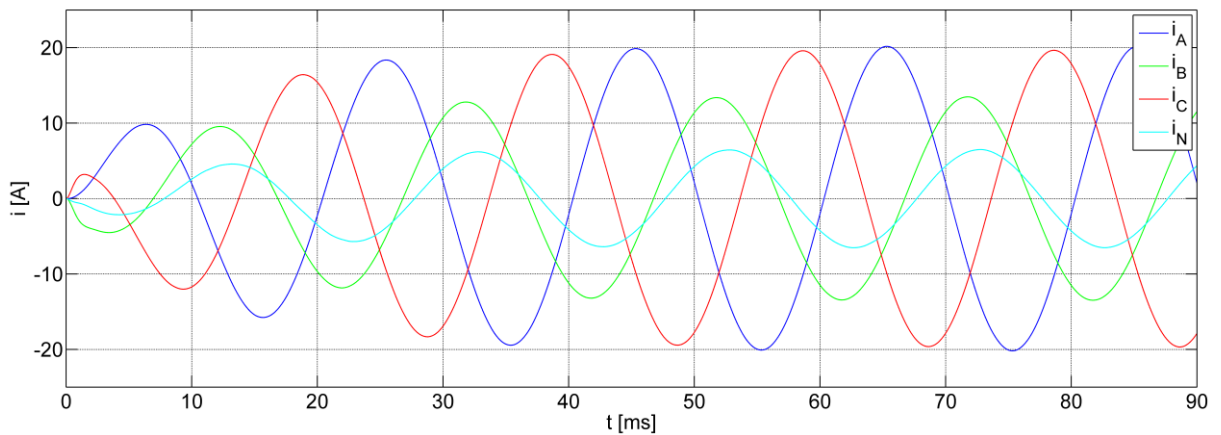
Obr. 4.8: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí nesymetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc



Obr. 4.9: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí nesymetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému $dq0$

Z průběhů na obr. 4.8 je vidět, že nárůst amplitud fázových napětí zátěže je plynulý, stejně jako v případě symetrické zátěže. Nesymetrie v zatížení způsobuje mírnou nevyváženost fázových napětí zátěže, což je patrné z kmitání složek napětí zátěže v souřadném systému na obr. 4.9.

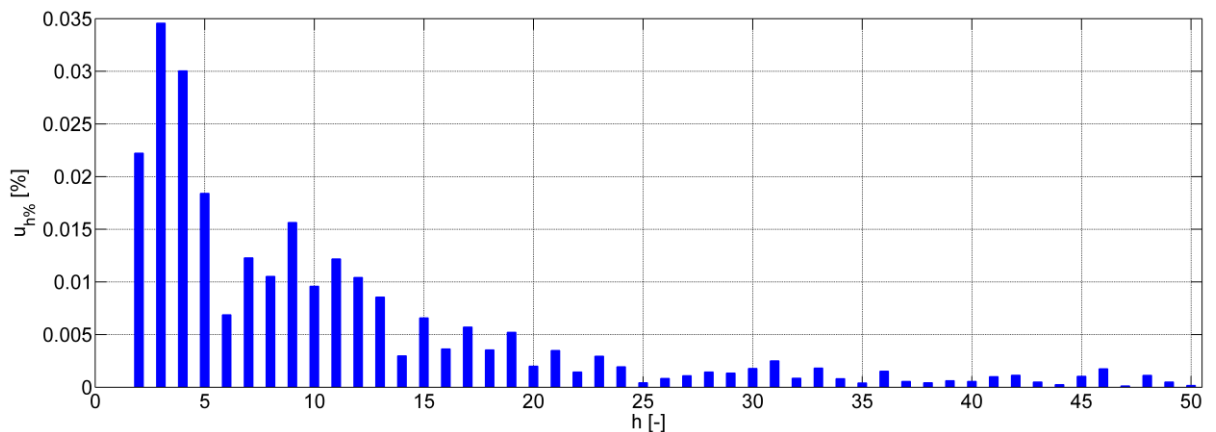
Průběhy fázových proudů příslušející k uvedeným průběhům fázových napětí zátěže jsou na obr. 4.10.



Obr. 4.10: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových proudů nesymetrické trojfázové RL zátěže

Amplitudy fázových proudů zátěže jsou přímo úměrné velikosti amplitud příslušných fázových napětí a nepřímo úměrné velikosti připojené zátěže. Z obr. 4.10 je zřejmé, že zmenšení amplitudy proudu i_B v důsledku zvětšení zátěže způsobuje nárůst proudu i_N tak, aby platil vztah (3.8).

Obr. 4.11 zobrazuje frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} , jehož průběh byl uveden na obr. 4.8. Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 101,2 V. Amplitudy prvních harmonických složek ostatních fázových napětí jsou $U_{BNm(1)} = 101,3$ V, $U_{CNm(1)} = 98,5$ V.

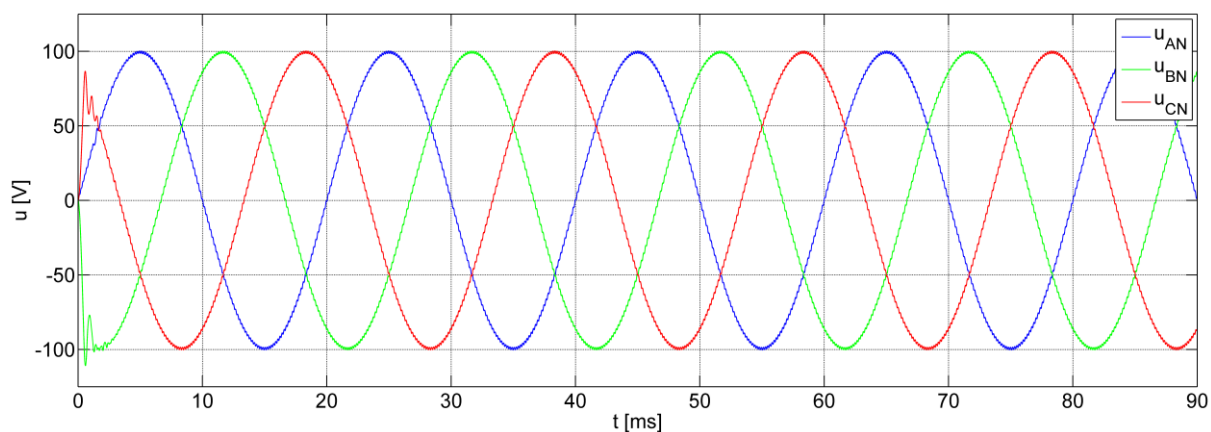


Obr. 4.11: Řízení pomocí PWM – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení nesymetrické trojfázové RL zátěže

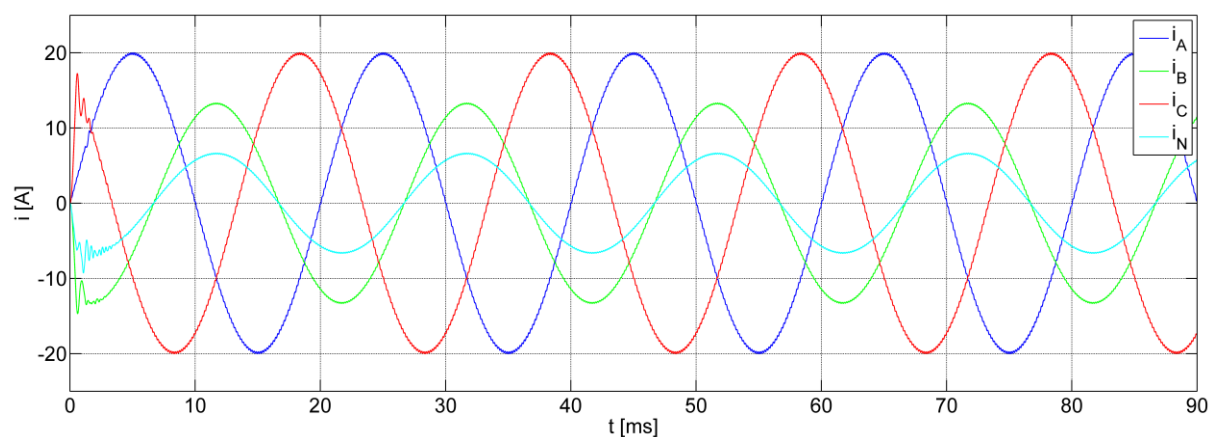
Při porovnání grafů na obr. 4.4 a obr. 4.11 je patrné, že obsah vyšších harmonických složek ve frekvenčním spektru napětí u_{AN} je při připojení nesymetrické zátěže menší, než při

připojení symetrické zátěže. Tomu odpovídají i velikosti činitelů $THF_u = THD_u = 0,064 \%$. Dochází však k mírnému nárůstu činitelů proudu $THF_i = THD_i = 0,057 \%$.

Na *obr. 4.12* jsou zobrazeny průběhy fázových napětí nesymetrické trojfázové *RL* zátěže soustavy řízené pomocí hysterezních regulátorů. Fázové proudy zátěže jsou na *obr. 4.13*.



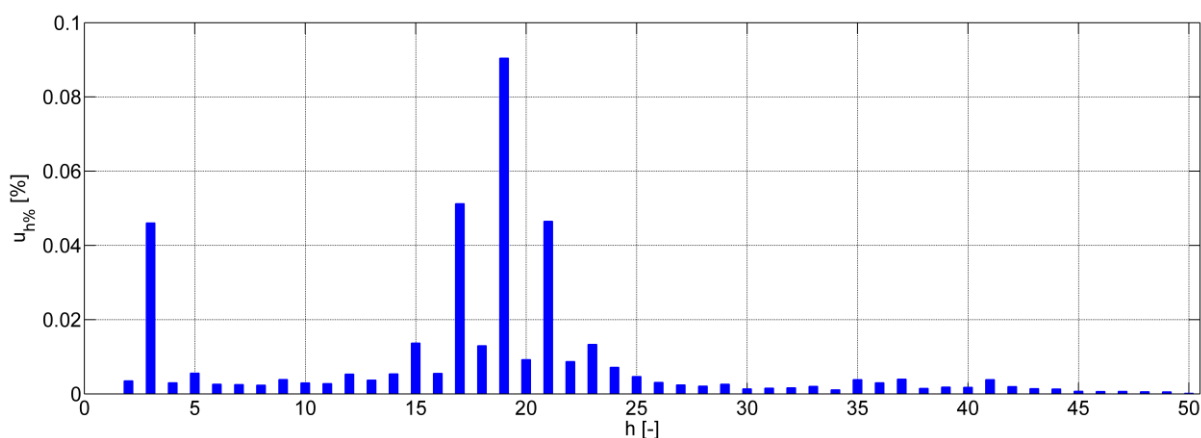
Obr. 4.12: Řízení pomocí hysterezních regulátorů. - průběhy fázových napětí nesymetrické trojfázové RL zátěže



Obr. 4.13: Řízení pomocí hysterezních regulátorů. - průběhy fázových proudů nesymetrické trojfázové RL zátěže

Z průběhů na *obr. 4.12* je patrné, že v ustáleném stavu jsou fázová napětí vyvážená, ale výrazněji zvlněná, než průběhy uvedené na *obr. 4.5*. Při startu měniče jsou zřetelně vidět výrazné kmity napětí u_{BN} a u_{CN} při nárůstu na požadovanou hodnotu. Jak je vidět na *obr. 4.13*, nesymetrie zátěže způsobuje nárůst amplitudy proudu i_N , jehož okamžitá hodnota je při startu měniče ovlivněna kmitáním proudů i_B a i_C v důsledku vzniku kmitů napětí.

Na *obr. 4.14* je zobrazeno frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} získané analýzou průběhu napětí uvedeného na *obr. 4.12*. Amplituda jeho základní harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 99,4 V.



Obr. 4.14: Řízení pomocí hysterezních regulátorů – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení nesymetrické trojfázové RL zátěže

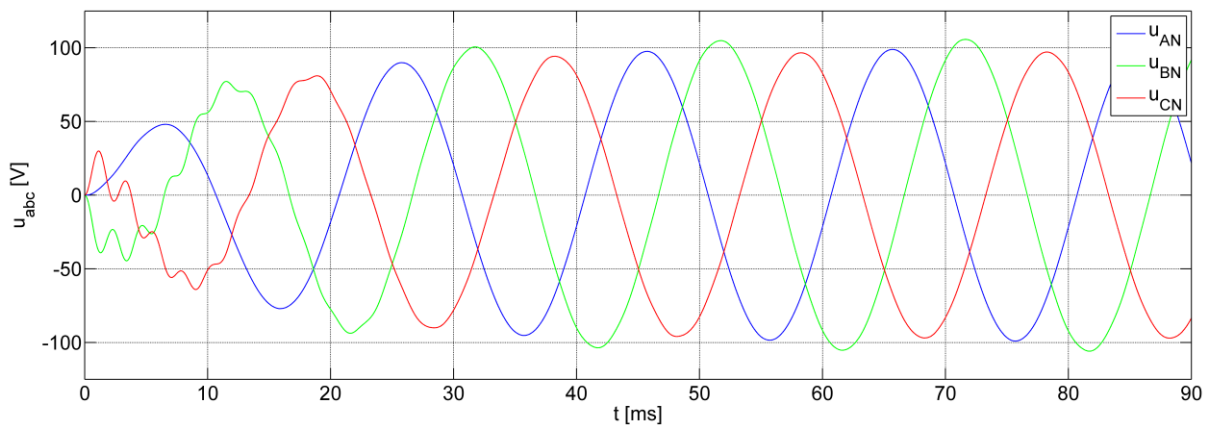
Z *obr. 4.14* je patrný parný výrazný nárůst amplitudy zejména 19. harmonické složky v porovnání s výsledky analýzy napětí při připojení symetrické zátěže a řízení pomocí hysterezních regulátorů napětí (*obr. 4.7*). Celkový obsah vyšších harmonických složek je větší, čemuž odpovídá i nárůst velikosti činitelů napětí $THF_u = THD_u = 0,127 \%$ a proudu $THF_i = THD_i = 0,106 \%$.

Z uvedených výsledků je patrné, že při řízení měniče s hysterezními regulátory je i při nesymetrické trojfázové zátěži zachována vyváženost napětí. Při řízení pomocí *PWM* s *PI* regulátory jsou fázová napětí mírně nevyvážená, je však dosaženo lepších výsledků celkových činitelů zkreslení napětí a proudu.

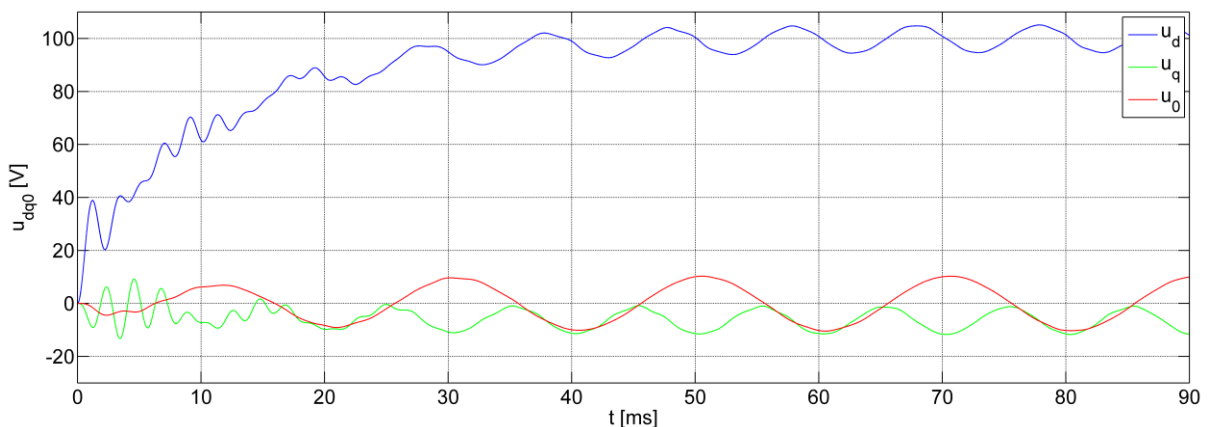
4.1.3 Měnič s jednofázovou RL zátěží

Jak bylo uvedeno v kapitole 3, topologie obvodu měniče umožňuje připojení jednofázové zátěže. Funkčnost navržených regulačních struktur byla ověřována simulacemi při připojení jednofázové RL zátěže mezi výstupní svorky sinusového filtru A, N s parametry: $R = 5 \Omega$, $L = 0,1 \text{ mH}$. Požadovaná velikost amplitud napětí na výstupu sinusového filtru U_{Cm}^* je 100 V .

Na obr. 4.15 jsou uvedeny průběhy fázových napětí jednofázové RL zátěže připojené na výstupu čtyřfázového měniče řízeného pomocí PWM s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému abc . Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému $dq0$ jsou zobrazeny na obr. 4.16.



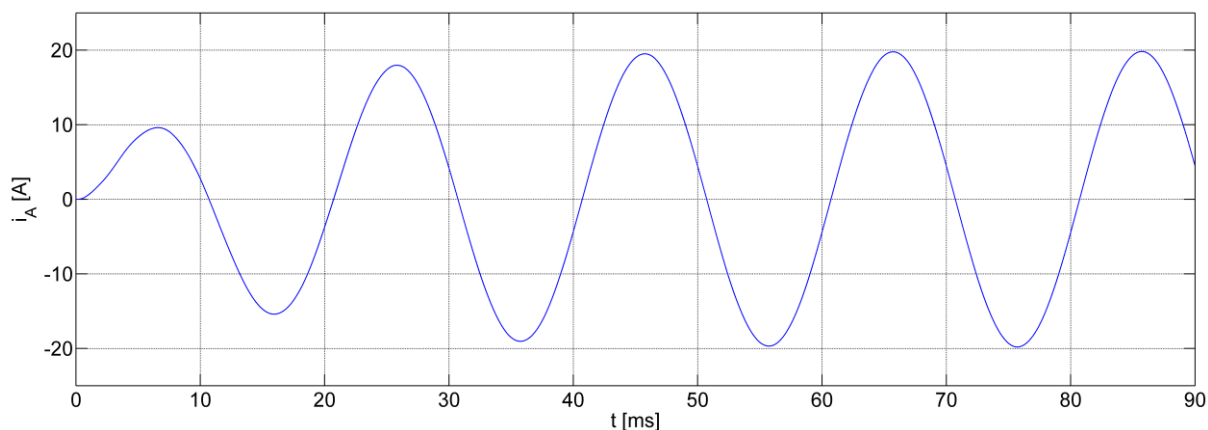
Obr. 4.15 Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí při připojení jednofázové RL zátěže v souřadném systému abc



Obr. 4.16: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí při připojení jednofázové RL zátěže v souřadném systému $dq0$

Jak je vidět na *obr. 4.15*, amplituda fázového napětí připojené zátěže U_{ANm} je hladce regulována na požadovanou hodnotu U_{Cm}^* . Fázová napětí zátěže v nezátížených fázích u_{BN} , u_{CN} na počátku přechodného děje výrazně kmitají. Z *obr. 4.16* je patrné, že kmity se projevují zejména ve složkách u_d a u_q . Z kmitání složek u_d , u_q a u_0 v ustáleném stavu je zřetelná mírná nevyváženost trojfázové soustavy způsobená připojením značně nesymetrické zátěže.

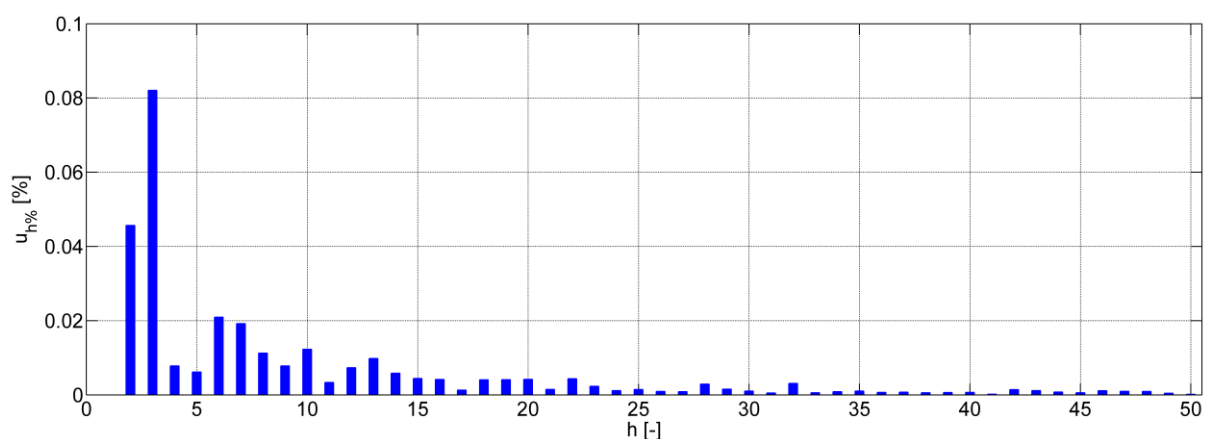
Průběh proudu jednofázové RL zátěže je na *obr. 4.17*.



Obr. 4.17: Řízení pomocí PWM - průběh proudu jednofázové RL zátěže

Z topologie zapojení a zavedených směrů fázových proudů vyplývá $i_A = -i_N$.

Na *obr. 4.18* je zobrazeno frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} . Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 99,3 V. Amplitudy prvních harmonických složek ostatních fázových napětí jsou $U_{BNm(1)} = 105,9$ V, $U_{CNm(1)} = 97,2$ V.

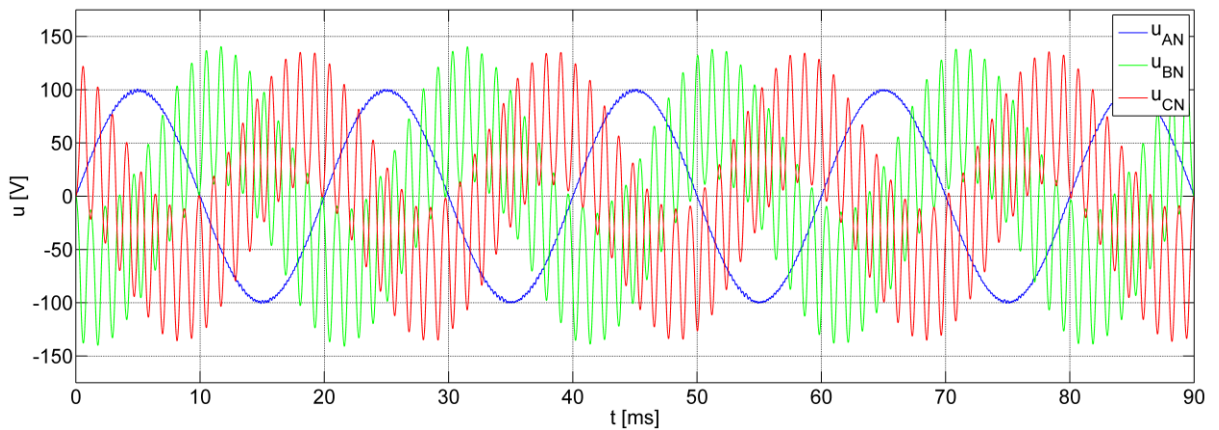


Obr. 4.18: Řízení pomocí PWM – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení jednofázové RL zátěže

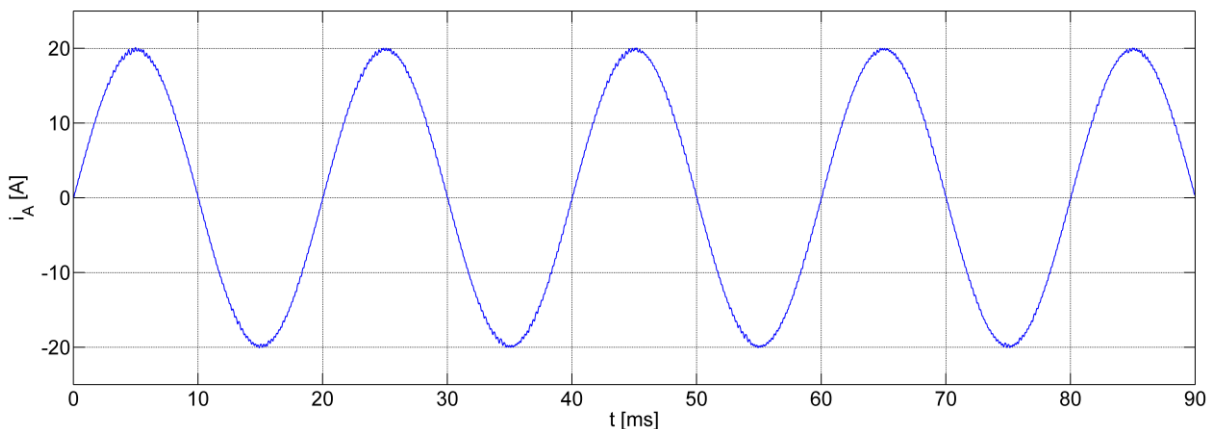
Při porovnání frekvenčních spekter na *obr. 4.18* a *obr. 4.11* je zřetelně vidět, že při chodu měniče s jednofázovou RL zátěží jsou amplitudy vyšších harmonických složek napětí (a tedy

i proudu) výrazně větší, než v případě připojení nesymetrické trojfázové RL zátěže, což potvrzují i hodnoty činitelů $THF_u = THD_u = 0,102 \%$ a $THF_i = THD_i = 0,095 \%$.

Průběhy fázových napětí zátěže při řízení měniče pomocí hysterezních regulátorů napětí a připojení jednofázové RL zátěže jsou na *obr. 4.19*. Na *obr. 4.20* je zobrazen průběh fázového proudu zátěže.



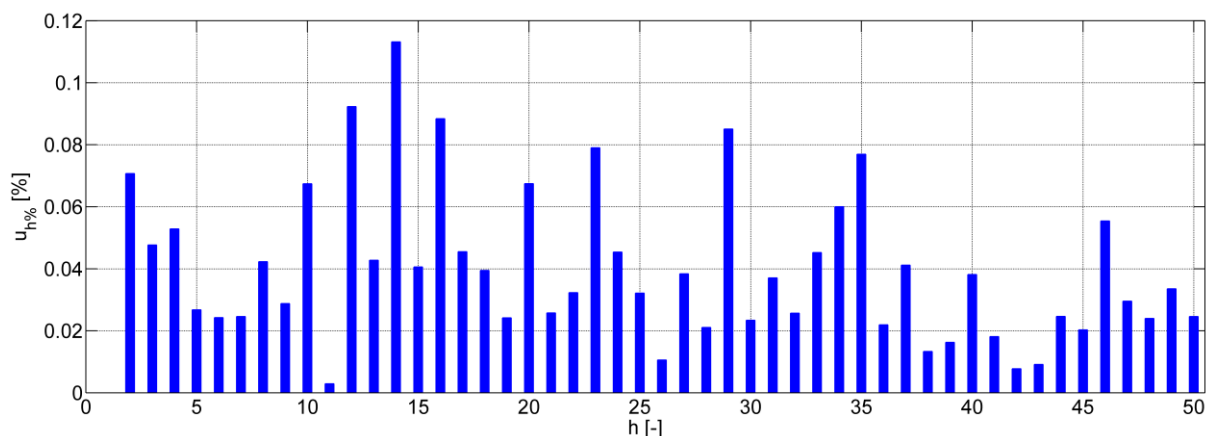
Obr. 4.19: Řízení pomocí hysterezních. - průběhy fázových napětí při připojení jednofázové RL zátěže



Obr. 4.20: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběh proudu jednofázové RL zátěže

Jak je vidět z průběhů na *obr. 4.19*, řídicí systém dokáže regulovat pouze napětí ve fázi, ke které je připojena zátěž. Ostatní fázová napětí zátěže jsou extrémně zvlněná a jejich amplitudy nekonvergují k požadované hodnotě. V uvedeném případě regulace selhala, přechodný děj po zapnutí stejnosměrného zdroje neodezní a řízená soustava se nedostane do ustáleného stavu. Přesto je z uvedených průběhů napětí u_{AN} a proudu i_A vidět, že obě veličiny se po odeznění přechodného děje ustálí a může pro ně být provedena analýza.

Frekvenční spektrum napětí je na *obr. 4.21*. Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 99,3 V.



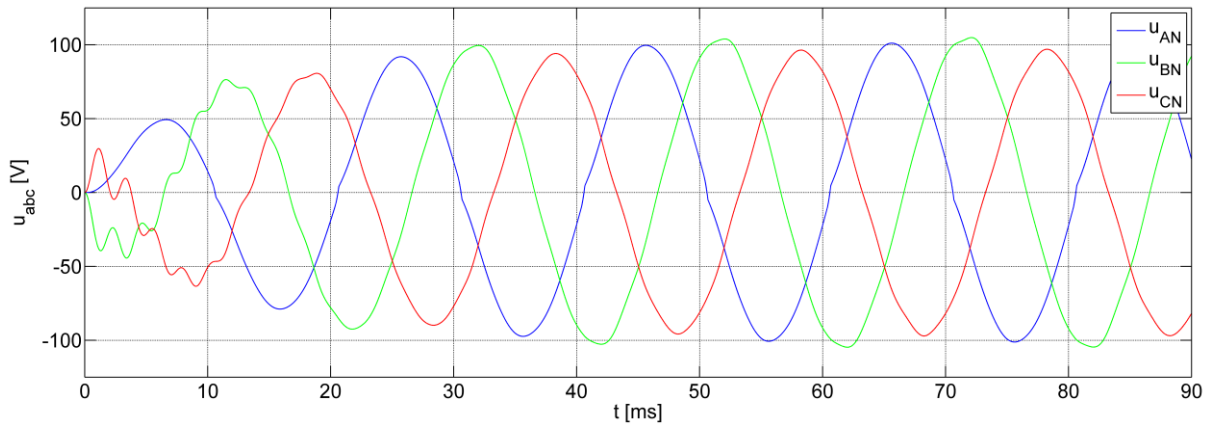
Obr. 4.21: Řízení pomocí hysterezních regulátorů – frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení jednofázové RL zátěže

Analyzováním uvedených průběhů napětí a proudu byly zjištěny hodnoty činitelů $THF_u = THD_u = 0,327 \%$ a $THF_i = THD_i = 0,289 \%$. Při porovnání s výsledky činitelů stanovenými analýzou napětí a proudu při řízení s *PWM* je patrné, že při stejném zatížení jsou hodnoty činitelů při řízení s hysterezními regulátory zhruba trojnásobné.

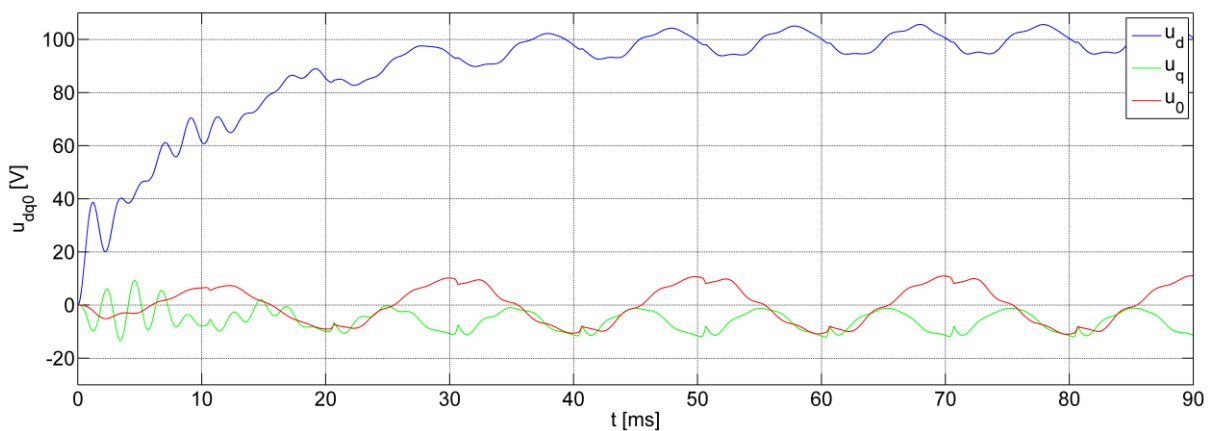
4.1.4 Měnič s jednofázovou nelineární zátěží

Pro simulaci řízení měniče s nelineární zátěží byl jako zátěž vybrán neřízený jednofázový usměrňovač v můstkovém zapojení pracující do kapacitní zátěže (kondenzátor $C = 75 \mu\text{F}$ s paralelně připojeným odporem $R = 5 \Omega$).

Na *obr. 4.22* jsou uvedeny průběhy fázových napětí zátěže při připojení jednofázové nelineární zátěže a řízení s *PWM* a PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému *abc*. Průběhy složek třífázového napětí po převodu do rotujícího souřadného systému *dq0* jsou zobrazeny na *obr. 4.23*.



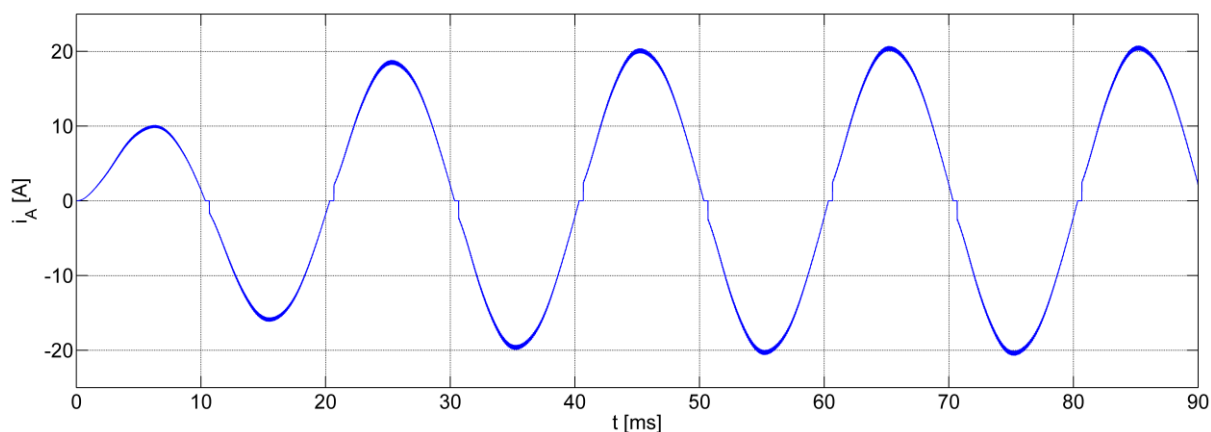
Obr. 4.22: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí při připojení jednofázové nelineární zátěže v souřadném systému abc



Obr. 4.23: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí při připojení jednofázové nelineární zátěže v souřadném systému dq0

Průběhy fázových napětí zátěže jsou po startu měniče s jednofázovou nelineární zátěží totožné s průběhy napětí při startu měniče s jednofázovou RL zátěží. Po přechodu do ustáleného stavu dochází k mírné deformaci fázového napětí u_{AN} v oblasti průchodu nulou. Napětí ve fázích, ke kterým není připojena zátěž, jsou deformována výrazněji. Deformace napětí je zřetelně vidět na *obr. 2.23*, kde jsou uvedeny průběhy složek u_d , u_q a u_0 . Kromě kmitů složek, které jsou způsobeny nevyvážeností napětí v důsledku nesymetrie zatížení, se zde objevují kmity způsobené nelinearitou zátěže.

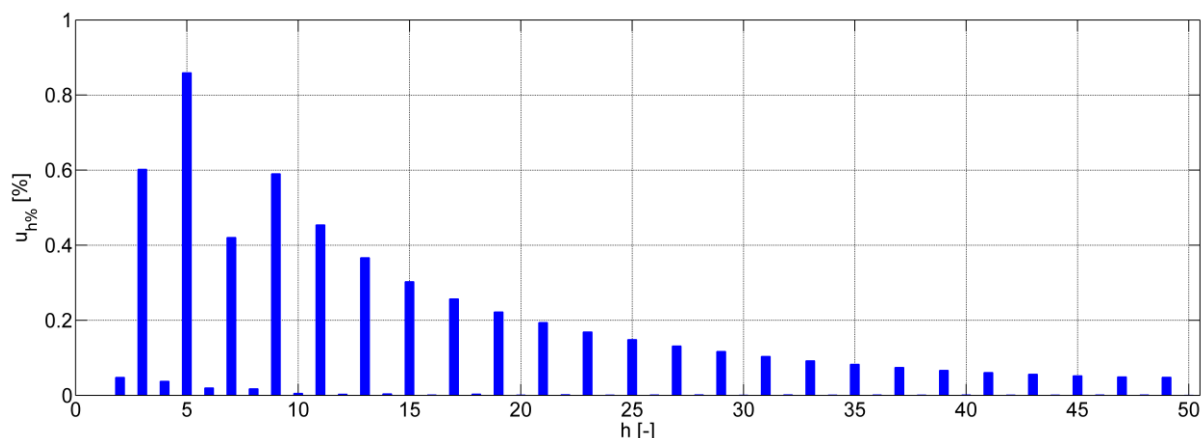
Průběhy fázových proudů příslušející k uvedeným průběhům fázových napětí zátěže jsou na *obr. 4.24*.



Obr. 4.24: Řízení pomocí PWM – průběh proudu jednofázové nelineární zátěže

Průběh proudu zátěží je výrazně zvládnutý, při průchodech nulou je zřetelně vidět deformace proudu způsobená nelinearitou připojené zátěže.

Na obr. 4.25 je zobrazeno frekvenční spektrum fázového napětí zátěže u_{AN} . Amplituda jeho první harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 101,0 V. Amplitudy prvních harmonických složek ostatních fázových napětí jsou $U_{BNm(1)} = 105,3$ V, $U_{CNm(1)} = 96,2$ V.



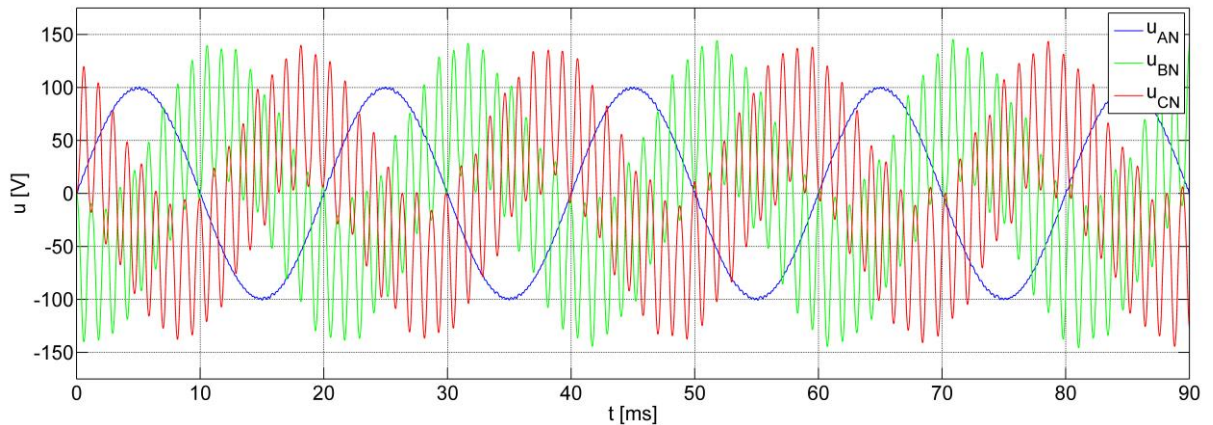
Obr. 4.25: frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení jednofázové nelineární zátěže

Při pohledu na uvedené frekvenční spektrum je zřetelně vidět vysoký obsah zejména lichých harmonických složek. Podle očekávání došlo k nárůstu činitelů $THF_u = 1,532$ %, $THD_u = 1,533$ % a $THF_i = 1,876$ %, $THD_i = 1,877$ % ve srovnání s hodnotami uvedenými pro jednofázovou RL zátěž.

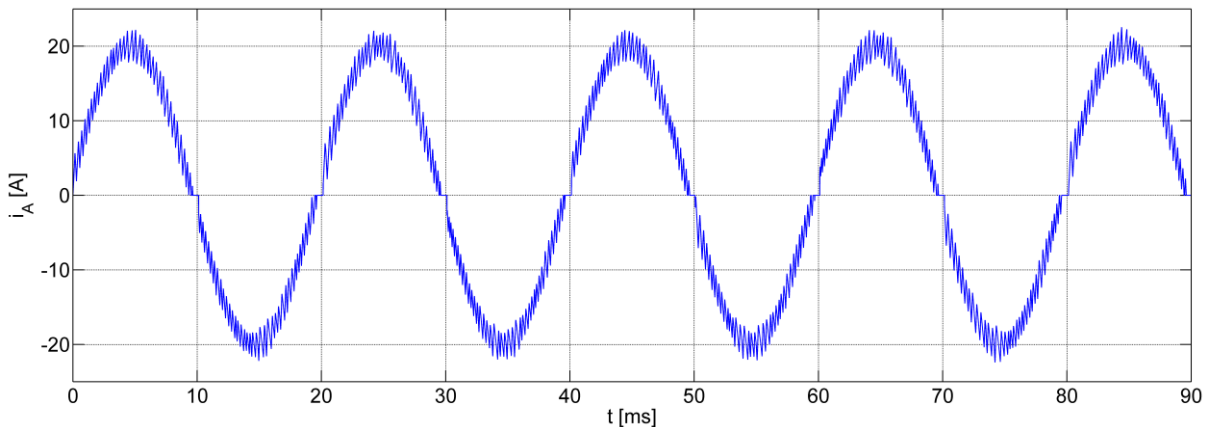
Při připojení větší kapacity ($C = 1$ mF) nedokáže řídicí systém efektivně regulovat napětí na výstupu měniče. Kvalitnější regulace lze dosáhnout snížením integračních konstant regulátorů (K_{iu} , K_{ii}) na desetinu původní hodnoty při současném zvětšení proporcí

konstant regulátorů (K_{pu} , K_{pi}) na desetinásobek původní hodnoty. Poté však dochází k výraznému zhoršení dynamiky systému a většímu zkreslení výstupního napětí a proudu i při nejpříznivějším provozním stavu (připojení symetrické trojfázové RL zátěže, THF_u vzrůstá z původní hodnoty 0,067 % na 0,145 %).

Průběhy fázových napětí zátěže při řízení měniče pomocí hysterezních regulátorů a připojení jednofázové nelineární zátěže jsou na *obr. 4.26*. Proud zátěži je na *obr. 4.27*.



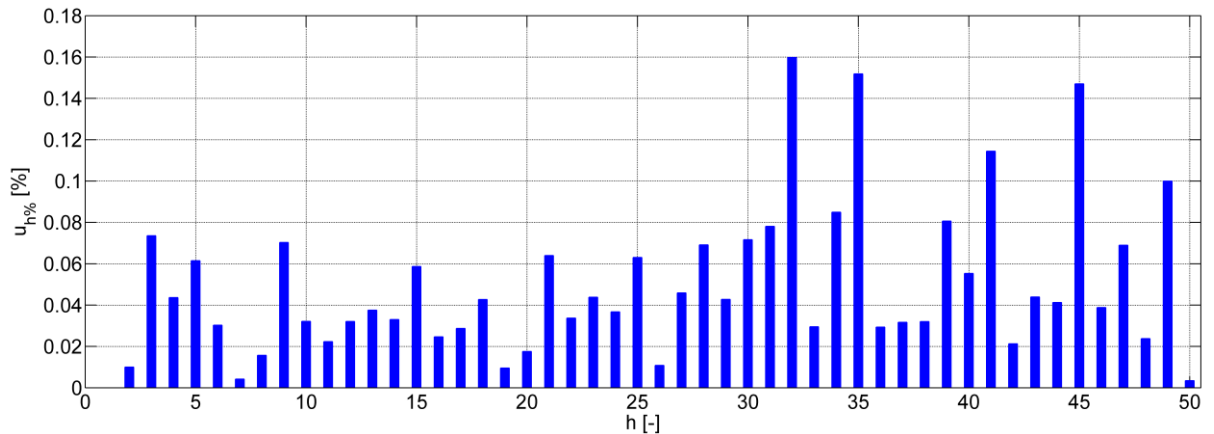
Obr. 4.26: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí při připojení jednofázové nelineární zátěže



Obr. 4.27: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběh proudu jednofázové nelineární zátěže

Jak již bylo uvedeno u výsledků simulace měniče s jednofázovou RL zátěží, pomocí navrženého řízení lze regulovat pouze napětí ve fázi, ke které je připojena zátěž. Z průběhu proudu odebíraného zátěží je zřetelně vidět jeho výrazné zvlnění a značná deformace v oblastech průchodu nulou.

Na *obr. 4.28* je uvedeno frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} . Amplituda jeho základní harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 99,4 V



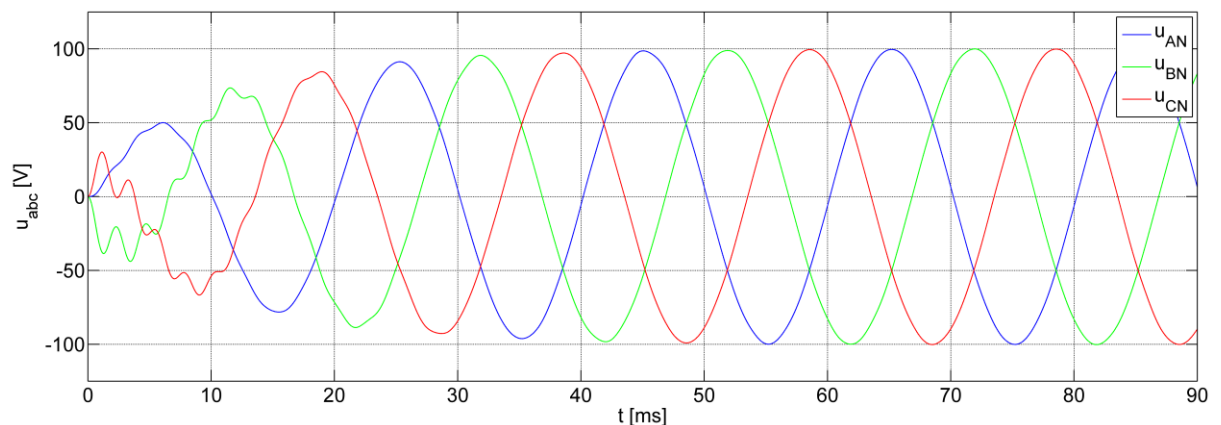
Obr. 4.28: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - frekvenční spektrum napětí u_{AN} při připojení jednofázové nelineární zátěže

Výpočty byly stanoveny hodnoty činitelů $THF_u = THD_u = 0,432 \%$ a $THF_i = 3,570 \%$, $THD_i = 3,573 \%$. Z uvedených výsledků je zřejmé, že obsah vyšších harmonických složek ve frekvenčním spektru napětí je při řízení s hysterezními regulátory nižší, než v případě řízení pomocí *PWM*, obsah vyšších harmonických složek proudu je však výrazně vyšší.

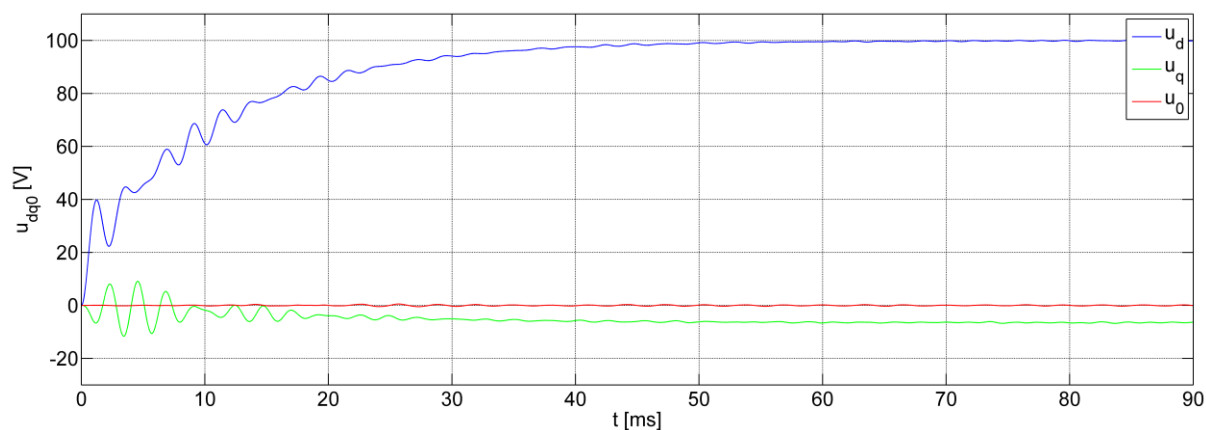
4.1.5 Měnič s odpojenou zátěží

Jedním z možných stavů, který může v praxi při provozování měniče nastat, je chod naprázdno.

Na obr. 4.29 jsou uvedeny průběhy napětí na kondenzátorech filtru čtyřfázového měniče řízeného pomocí *PWM* s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému *abc*. Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému *dq0* jsou zobrazeny na obr. 4.30.



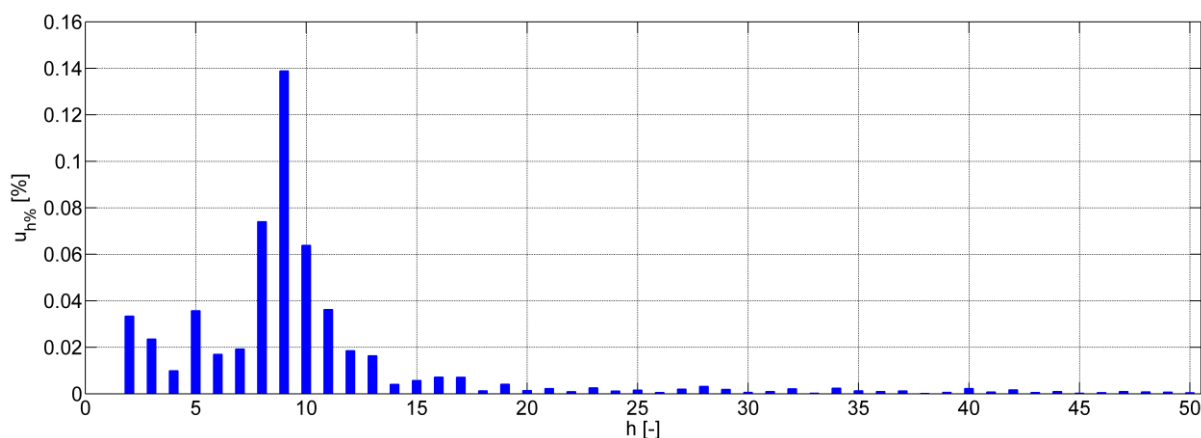
Obr. 4.29: Řízení pomocí *PWM* - průběhy fázových napětí při odpojené zátěži v souřadném systému *abc*



Obr. 4.30: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí při odpojené zátěži v souřadném systému dq0

Z průběhů napětí na obr. 4.29 je patrné, že po zapnutí stejnosměrného napěťového zdroje dochází ke kmitání. Kmity se výrazně projevují ve složkách u_d a u_q , jak je vidět na obr. 4.30. Po odeznění přechodného děje jsou fázová napětí na výstupu sinusového filtru vyvážená.

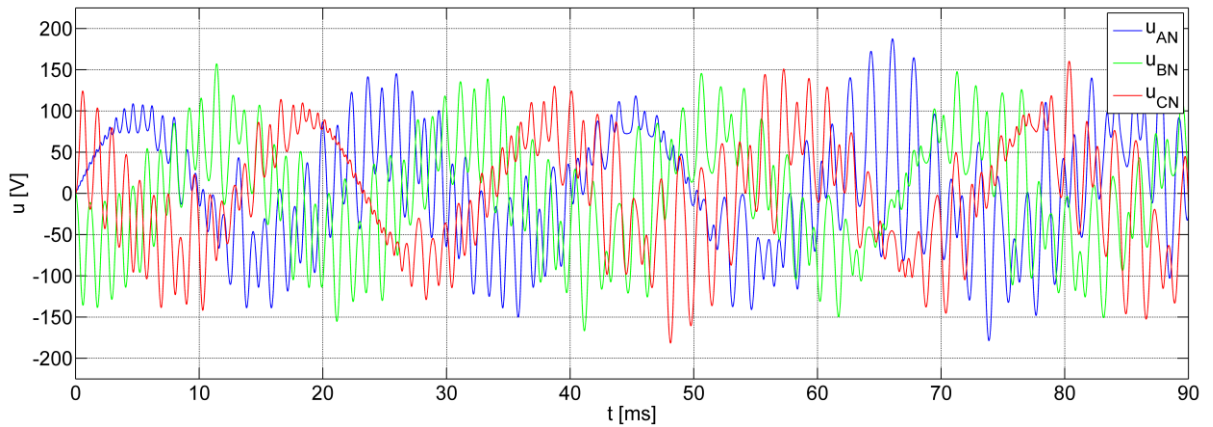
Frekvenční spektrum fázového napětí u_{AN} je uvedeno na obr. 4.31. Amplituda jeho základní harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 100,2 V



Obr. 4.31: Řízení pomocí PWM - frekvenční spektrum napětí u_{AN} při odpojené zátěži

Z obr. 4.31 je patrné, že obsah vyšších harmonických složek ve frekvenčním spektru napětí je malý. Analýzou průběhu napětí u_{AN} byly získány hodnoty činitelů $THF_u = THD_u = 0,186 \%$.

Na obr. 4.32 jsou zobrazeny průběhy fázových napětí na výstupu sinusového filtru při řízení pomocí hysterezních regulátorů a odpojené zátěži.



Obr. 4.32: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí při odpojené zátěži

Z uvedených průběhů napětí je zřejmé, že regulace pomocí hysterezních regulátorů při odpojené zátěži selhala, nebylo proto možné provést harmonickou a spektrální analýzu.

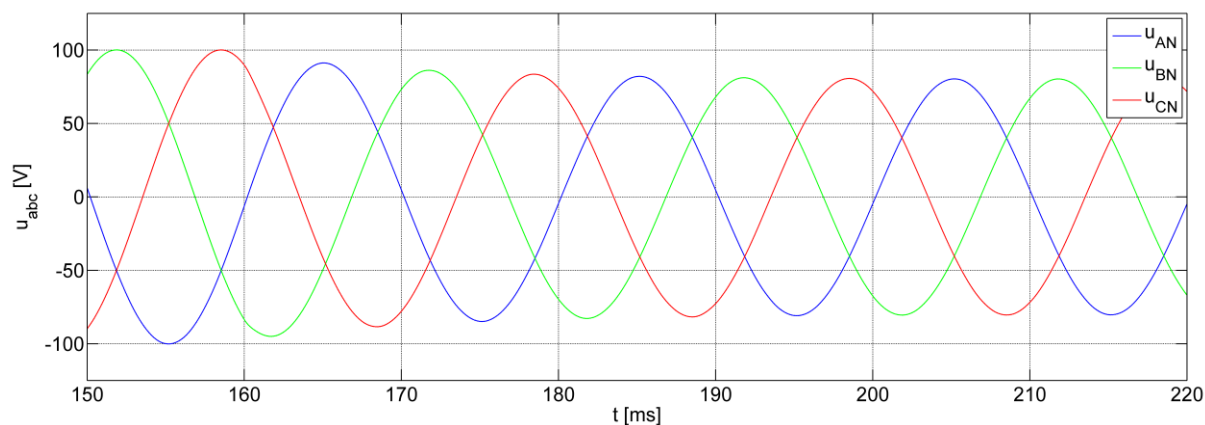
4.2 Vybrané přechodné děje

Pro možnost zhodnocení dynamických vlastností navržených regulačních struktur byly provedeny kromě uvedených simulací startu měniče při různém zatížení simulace dalších tří přechodných dějů (skoková změna požadované amplitudy výstupního napětí, skoková změna zátěže ve fázi *b*, skoková změna zátěže ve všech fázích).

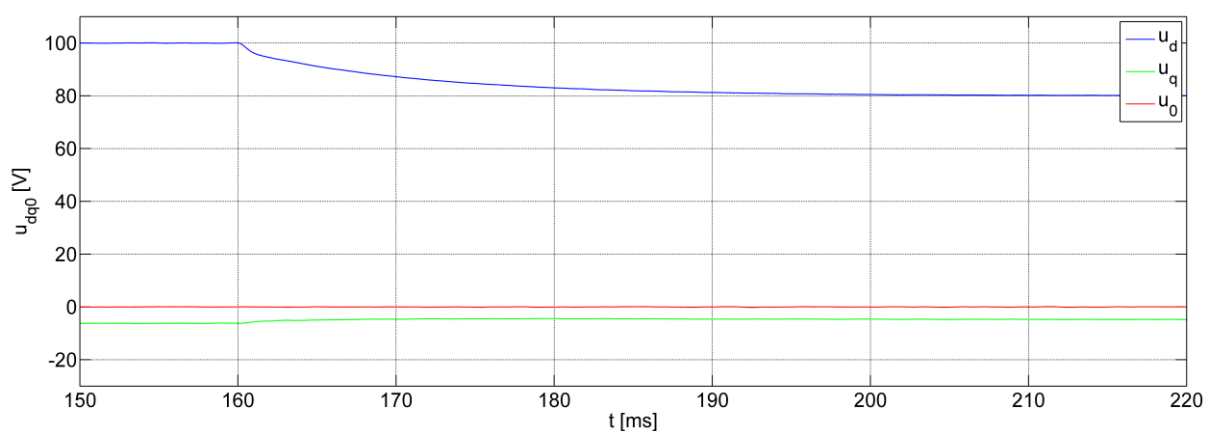
4.2.1 Skoková změna požadovaného napětí

Požadavek na amplitudu napětí je v čase $t = 160$ ms měněn skokem z původní hodnoty $U_{Cm}^* = 100$ V na hodnotu $U_{Cm}^* = 80$ V. K výstupním svorkám sinusového filtru je připojena symetrická trojfázová *RL* zátěž spojená do hvězdy ($R = 5 \Omega$, $L = 1$ mH).

Na obr. 4.33 jsou uvedeny průběhy fázových napětí zátěže získané simulací čtyřfázového měniče řízeného pomocí *PWM* s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému *abc*. Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému *dq0* jsou zobrazeny na obr. 4.34.



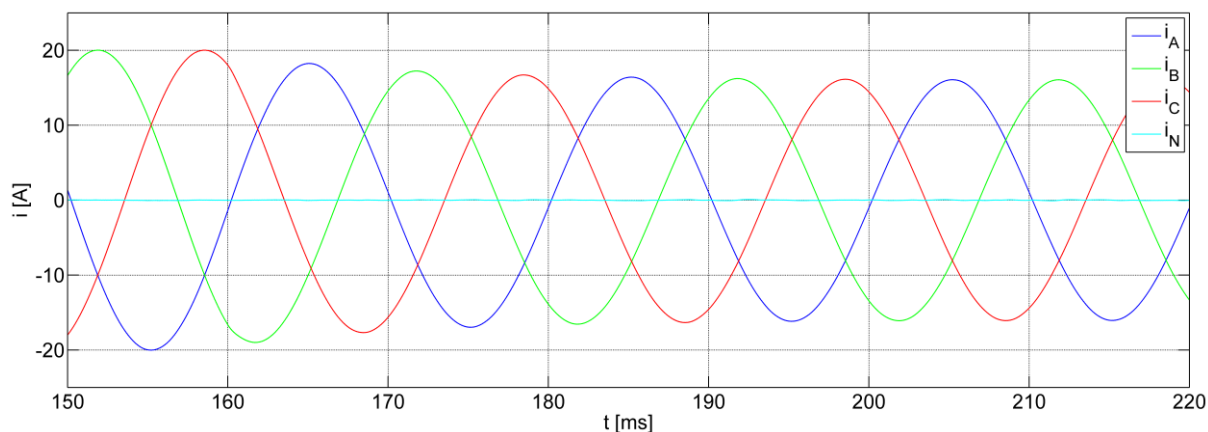
Obr. 4.33: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc při skokové změně U_{Cm}^*



Obr. 4.34: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí při připojení symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc při skokové změně U_{Cm}^*

Z průběhů na obr. 4.33 je patrné, že po změně požadované amplitudy napětí dochází k plynulé změně amplitud všech fázových napětí. Plynulost regulace je zřetelně vidět z průběhu složky napětí u_d na obr. 4.34. Skoková změna požadavku se dále projeví mírným nárůstem okamžité hodnoty složky u_q .

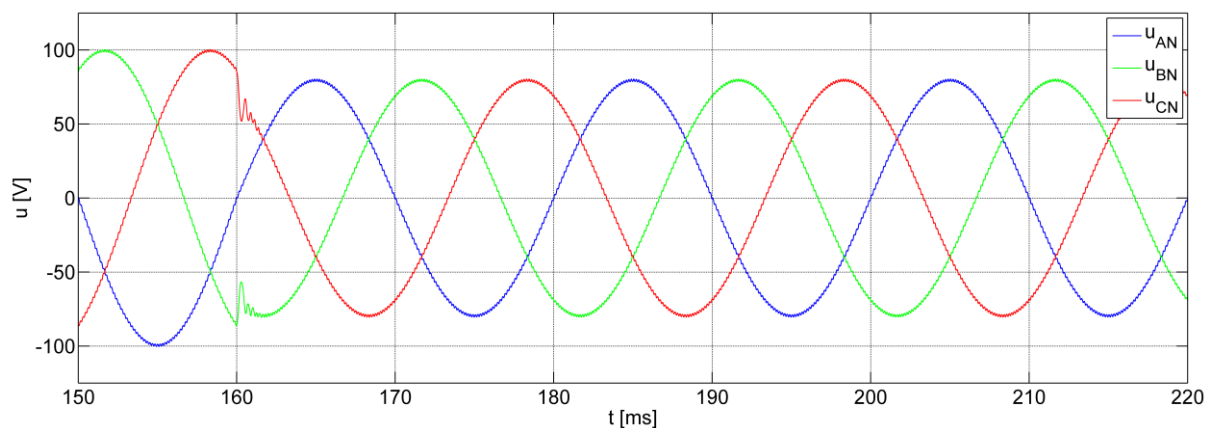
Na obr. 4.35 jsou uvedeny průběhy fázových proudů zátěže.



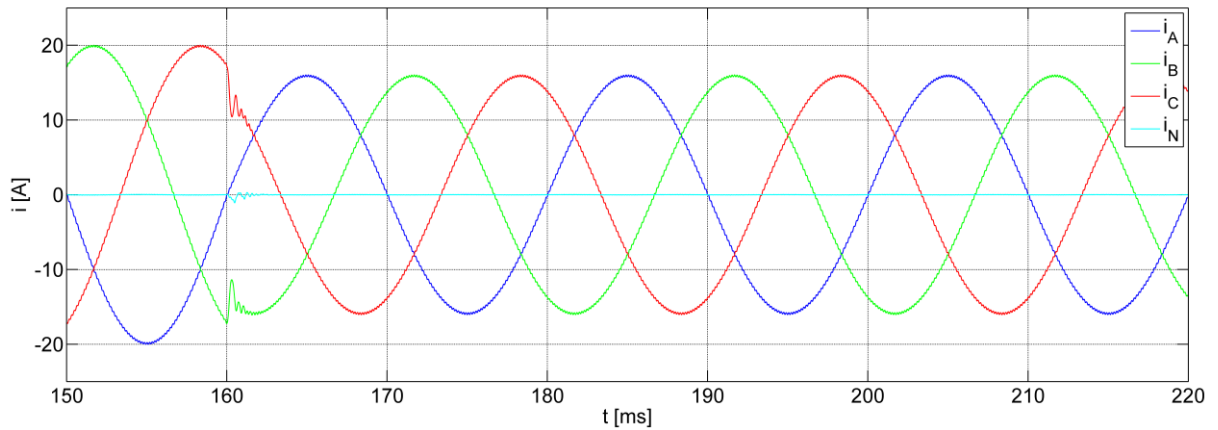
Obr. 4.35: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně U_{Cm}^*

Amplitudy proudů se mění plynule v závislosti na napětí. Trojfázová soustava je po celou dobu vyvážená, proud i_N je proto nulový.

Na obr. 4.36 a 4.37 jsou uvedeny průběhy fázových napětí a proudů zátěže měniče řízeného pomocí hysterezních regulátorů při skokové změně požadované amplitudy napětí.



Obr. 4.36: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně U_{Cm}^*



Obr. 4.37: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně U_{Cm}^*

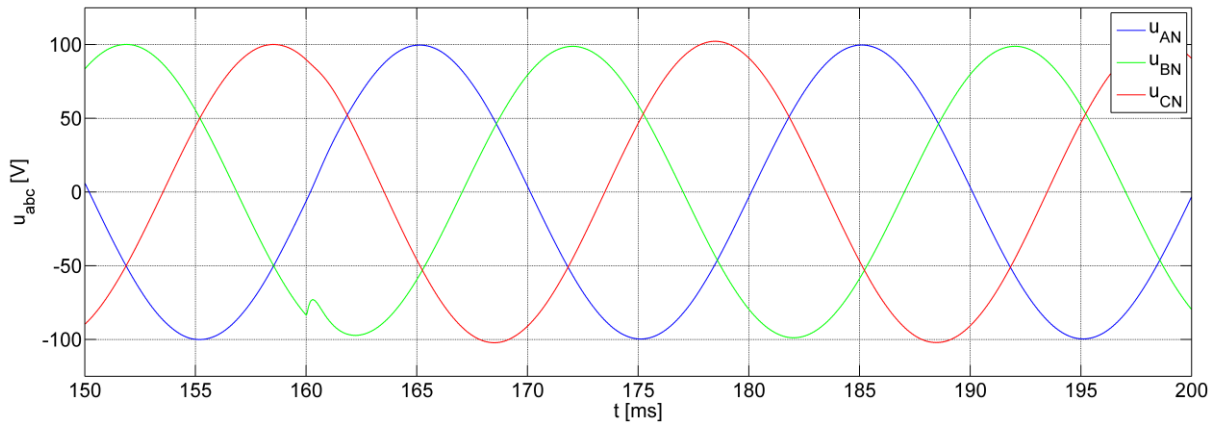
Vlivem vysoké dynamiky navrženého řízení dochází po změně požadavku k prudkým změnám okamžitých hodnot napětí u_{BN} a u_{CN} za současného vzniku tlumených kmitů. Kmity se zároveň projevují v průbězích proudů i_B a i_C , což způsobí zákmity proudu i_N , který je jinak díky symetrickému zatížení a vyváženému napětí nulový. Amplitudy proudů se snižují v důsledku poklesu amplitud napětí.

4.2.2 Skoková změna zátěže ve fázi b

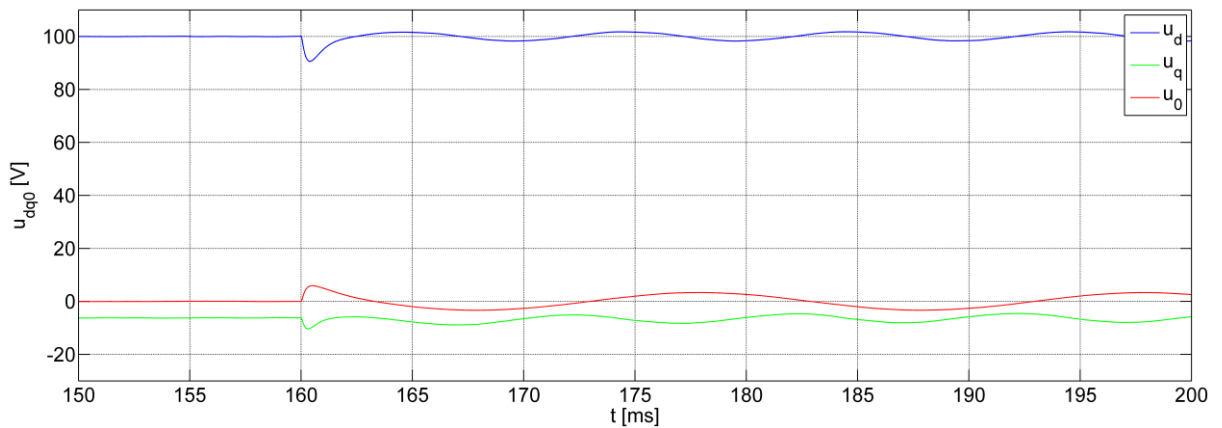
Při simulování skokové změny zátěže ve fázi b byla při startu měniče připojena symetrická trojfázová RL zátěž spojená do hvězdy ($R = 5 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$). V čase $t = 160 \text{ ms}$ je paralelně k odporu R_b připojen další odpor $R_x = 15 \Omega$. Pro výsledný odpor R_{cel} , kterým je zatížena fáze b , platí vztah:

$$R_{cel.} = \frac{R_b R_x}{R_b + R_x} = \frac{5 \cdot 15}{5 + 15} = 7,5 \Omega. \quad (4.1)$$

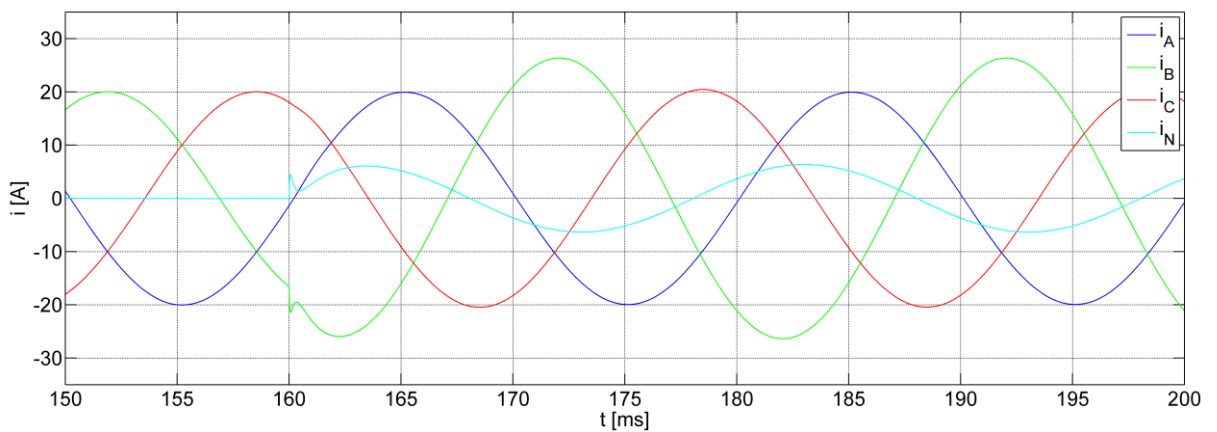
Obr. 4.38 zobrazuje průběhy fázových napětí zátěže měniče řízeného pomocí PWM s PI regulátory napětí a proudů v souřadném systému abc . Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému $dq0$ jsou uvedeny na obr. 4.39. Fázové proudy zátěže jsou na obr. 4.40.



Obr. 4.38: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc při skokové změně R_b



Obr. 4.39: Řízení pomocí PWM - průběhy složek napětí při připojení symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému dq0 při skokové změně R_b

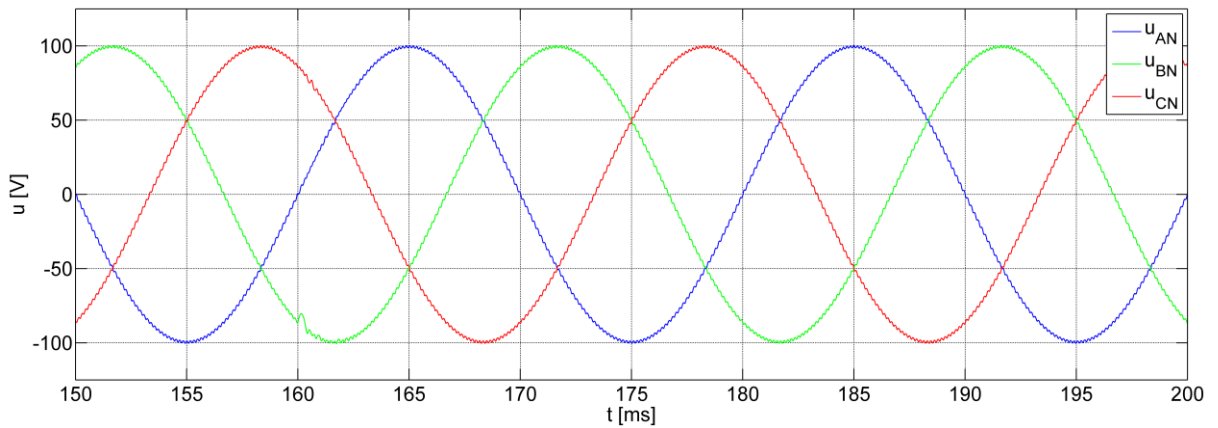


Obr. 4.40: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně R_b

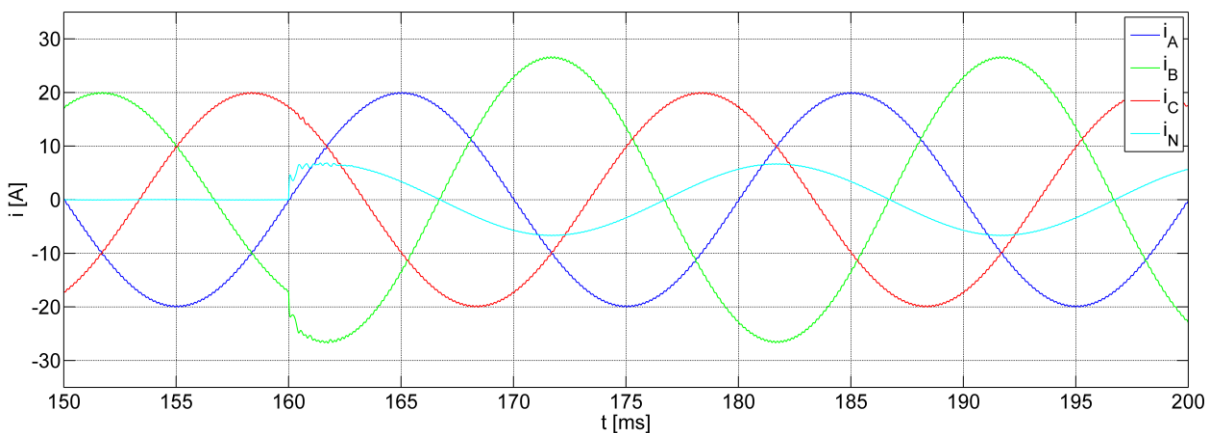
Po skokové změně odporu R_b se připojená zátěž stává nesymetrickou. Změna zatížení se projeví okamžitým zákmitem napětí u_{BN} a proudu i_B , který vlivem odlehčení dosahuje vyšší amplitudy a způsobuje nárůst proudu i_N . Zákmit napětí je zřetelně vidět v průbězích složek u_d ,

u_q a u_0 , které po odeznění přechodného děje slabě kmitají vlivem mírné nevyváženosti fázových napětí vzniklé v důsledku nesymetrie zatížení.

Na obr. 4.41 jsou zobrazeny průběhy fázových napětí zátěže na výstupu měniče řízeného pomocí hysterezních regulátorů napětí při skokové změně odporu ve fázi b . Fázové proudy zátěže jsou na obr. 4.42.



Obr. 4.41: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně R_b



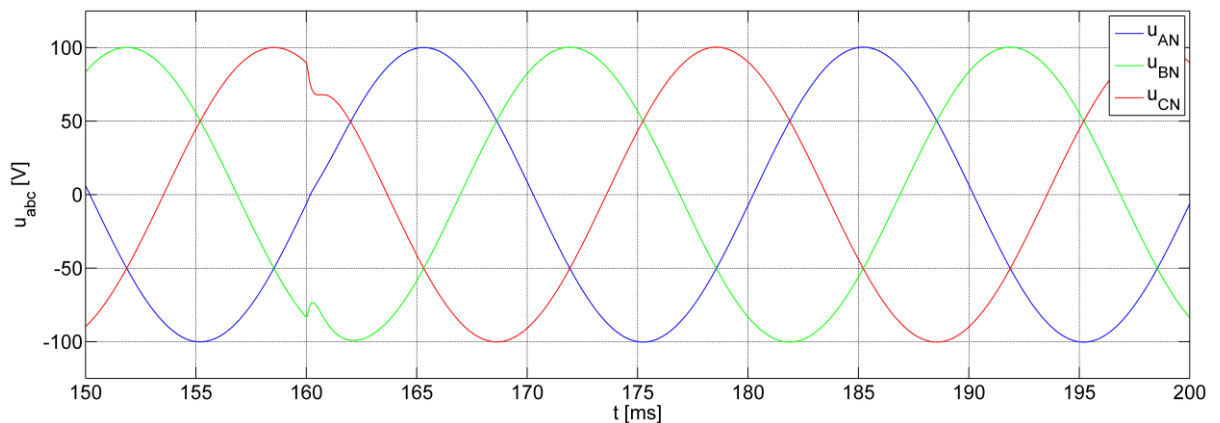
Obr. 4.42: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně R_b

Z průběhů uvedených na obr. 4.42 je patrné, že skoková změna R_b způsobuje rychlý nárůst amplitudy proudu i_B při současném nárůstu velikosti proudu i_N . Na obr. 4.41 je vidět, že změna zatížení způsobí několik drobných kmitů napětí u_{BN} . Na průběh napětí u_{AN} nemá změna zatížení vliv. V průběhu napětí u_{CN} se změna zatížení projeví zcela nepatrným zákmitem.

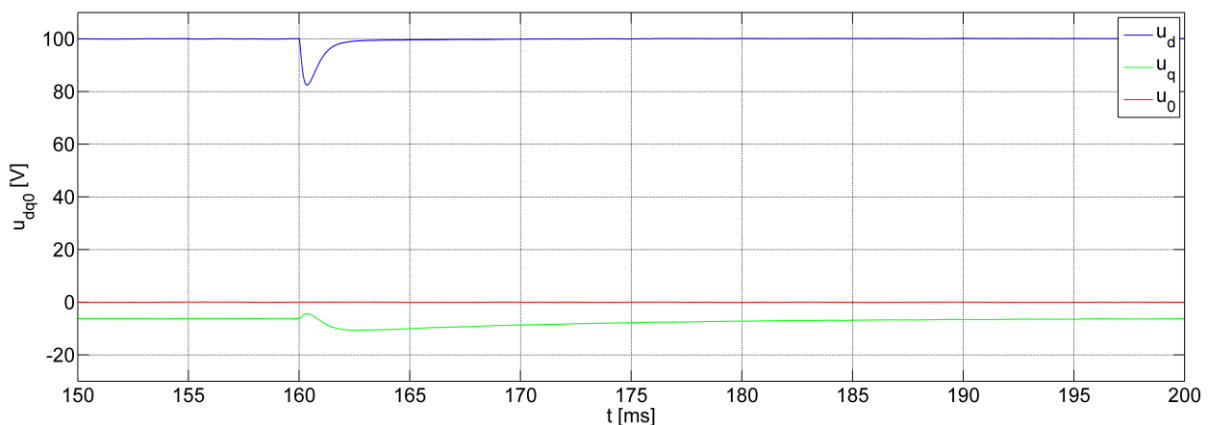
4.2.3 Skoková změna zátěže ve všech fázích

V této části je sledována odezva na skokovou změnu odporu zátěže při zachování symetrie zatížení všech fází. Výchozí parametry zátěže jsou shodné s parametry použitými pro simulaci skokové změny zátěže ve fázi *b*. Ke každému odporu zátěže je v čase $t = 160$ ms připojen další odpor $R_x = 15 \Omega$ a výsledný odpor každé fáze zátěže je $R_{celk.} = 7,5 \Omega$.

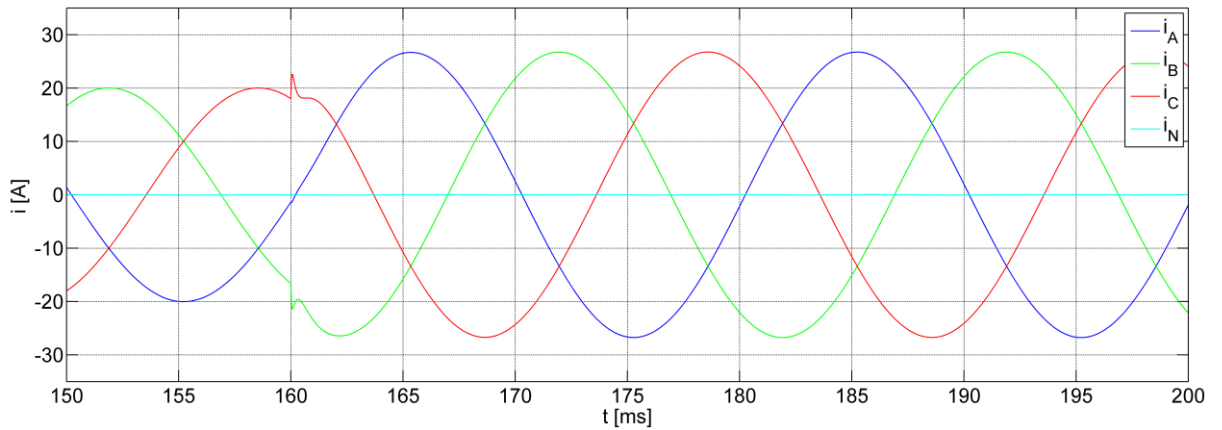
Obr. 4.43 zobrazuje průběhy fázových napětí zátěže měniče řízeného pomocí *PWM* s *PI* regulátory napětí a proudů v souřadném systému *abc* při skokové změně odporu zátěže ve všech fázích. Průběhy složek napětí po převodu do rotujícího souřadného systému *dq0* jsou uvedeny na obr. 4.44. Fázové proudy zátěže jsou na obr. 4.45.



Obr. 4.43: Řízení pomocí *PWM* - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové *RL* zátěže v souřadném systému *abc* při skokové změně zátěže všech fází



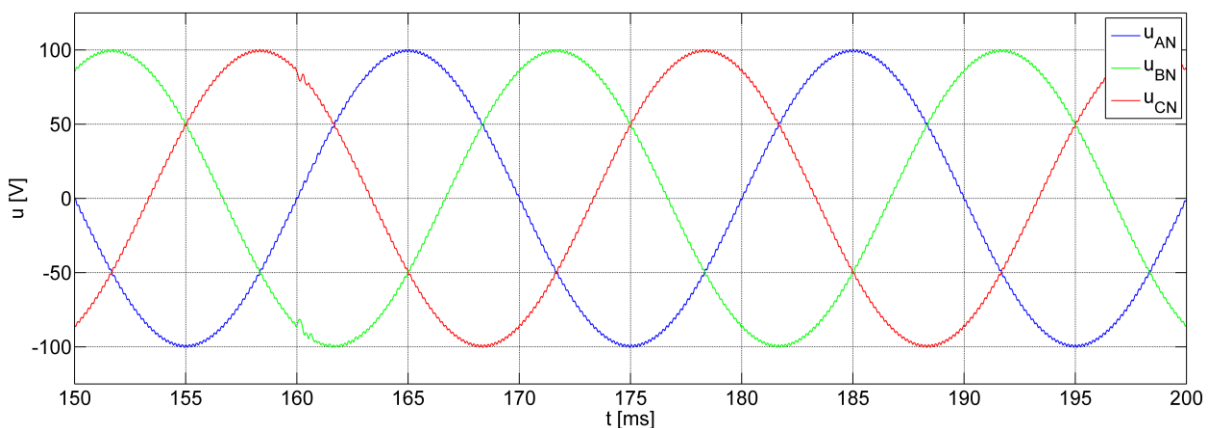
Obr. 4.44: Řízení pomocí *PWM* - průběhy složek napětí při připojení symetrické trojfázové *RL* zátěže v souřadném systému *dq0* při skokové změně zátěže všech fází



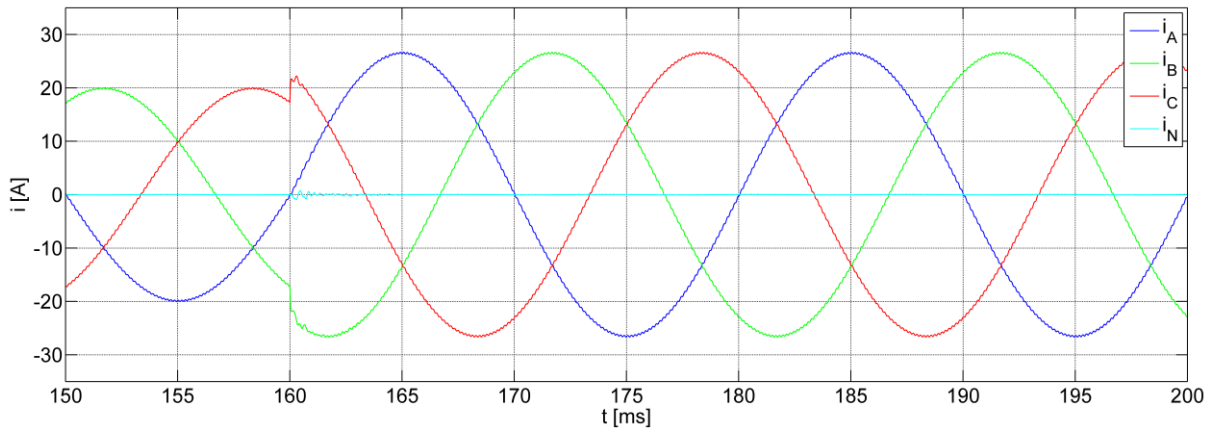
Obr. 4.45: Řízení pomocí PWM - průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně zátěže všech fází

Po změně odporu dochází k odlehčení zatížení, což způsobí nárůst amplitud proudů ve všech fázích zátěže. Zatížení zůstává symetrické, proud i_N je proto nulový. Skoková změna odporu vyvolá zákmit napětí u_{BN} a u_{CN} . Napětí u_{AN} je v okamžiku skoku nulové, jeho průběh proto není ovlivněn. Zákmit napětí se projeví výrazným poklesem složky u_d a zákmitem složky u_q . Složka u_0 není ovlivněna a zůstává nulová.

Na obr. 4.46 jsou zobrazeny průběhy fázových napětí zátěže měniče řízeného pomocí hysterezních regulátorů napětí při skokové změně odporu ve všech fázích. Fázové proudy zátěže jsou na obr. 4.47.



Obr. 4.46: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně zátěže všech fází



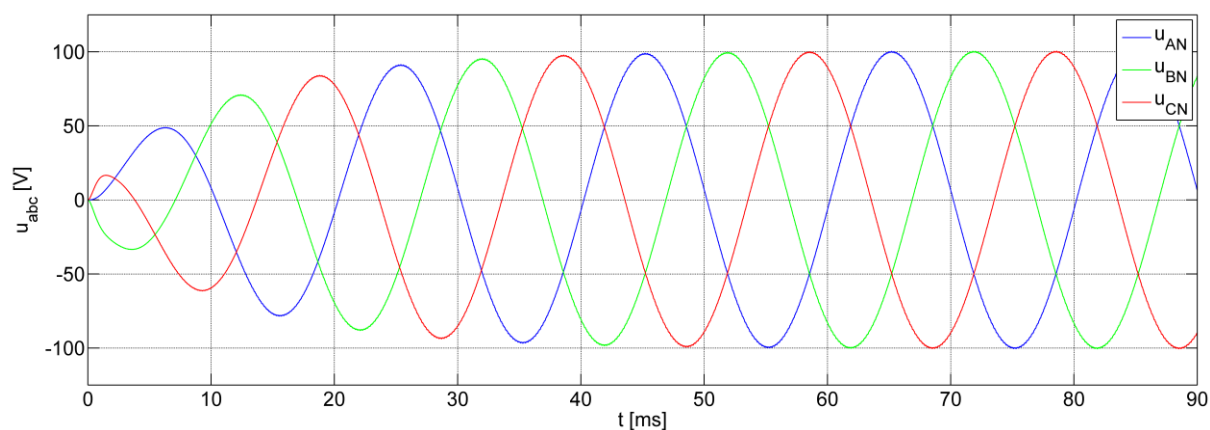
Obr. 4.47: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - průběhy proudů symetrické trojfázové RL zátěže při skokové změně zátěže všech fází

Z uvedených průběhů napětí a proudů je patrné, že po skokové změně zatížení dochází k okamžitému nárůstu proudů i_B a i_C za současného vzniku drobných kmitů, které způsobují kmity proudu i_N . Změna se rovněž projeví malými kmity napětí u_{BN} a u_{CN} . Okamžitá hodnota proudu i_A je v okamžiku změny zatížení nulová, nedochází proto k deformaci průběhu a nárůst na novou amplitudu je plynulý.

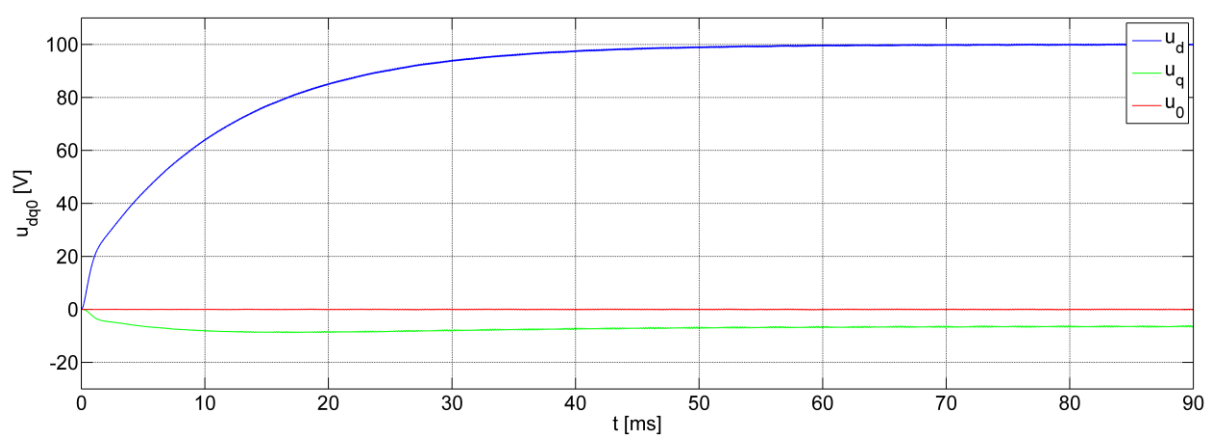
4.3 Vliv spínací frekvence na zvlnění napětí a proudu zátěže

Pro možnost posouzení vlivu spínací frekvence na zkreslení fázových napětí a proudů zátěže při řízení měniče pomocí PWM s PI regulátory byl vytvořen simulační model měniče se symetrickou trojfázovou RL zátěží se shodnými parametry, s jakými proběhla simulace uvedená v sekci 4.1.1 ($R = 5 \Omega$, $L = 0,1 \text{ mH}$), a spínací frekvencí $f_p = 5 \text{ kHz}$.

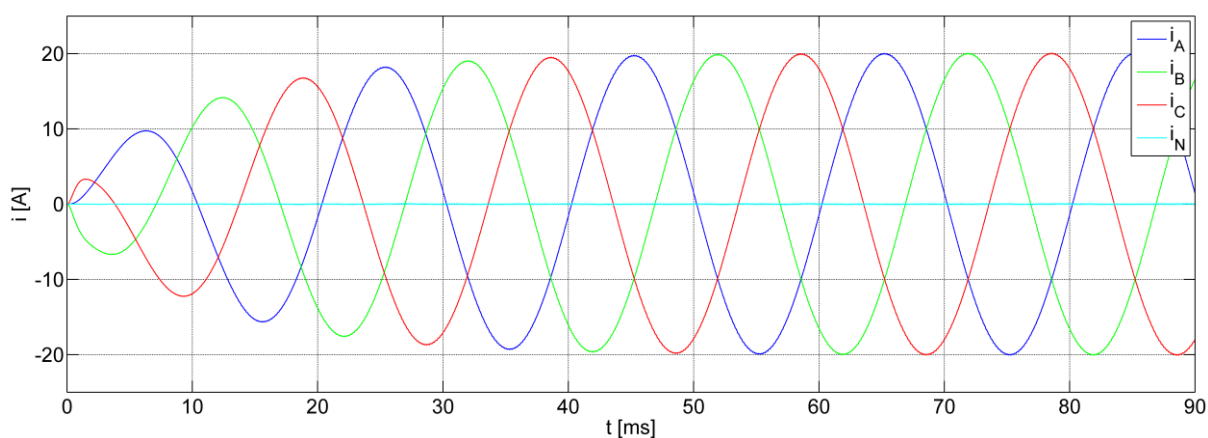
Na obr. 4.48 jsou uvedeny průběhy fázových napětí zátěže, obr. 4.49 zobrazuje průběhy složek napětí u_d , u_q a u_o , na obr. 4.50 jsou fázové proudy zátěže a obr. 4.51 obsahuje frekvenční spektrum napětí u_{AN} .



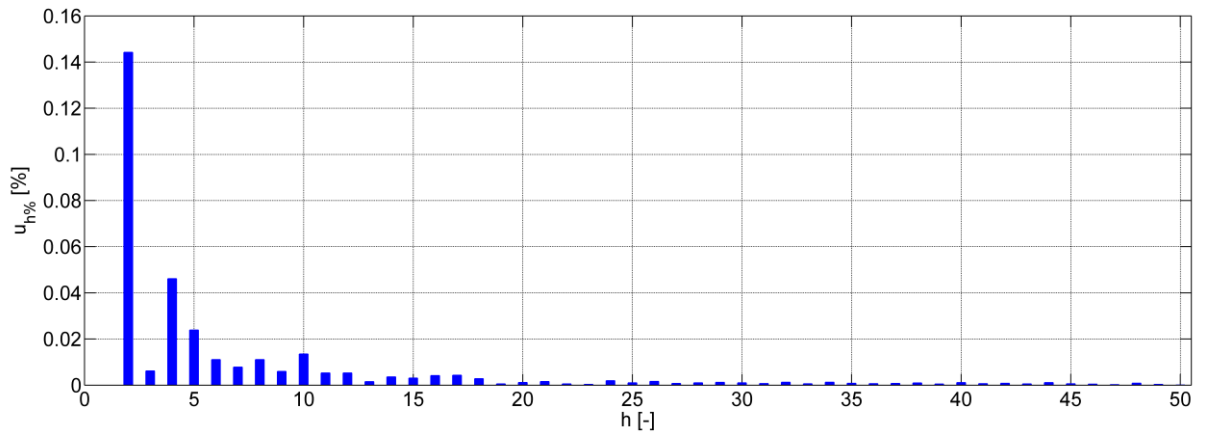
Obr. 4.48: Průběhy fázových napětí symetrické trojfázové RL zátěže v souřadném systému abc při $f_p = 5$ kHz



Obr. 4.49: Průběhy složek napětí při připojení symetrické trojfázové RL zátěže ($R = 5 \Omega$, $L = 0,1$ mH) v souřadném systému dq0 při $f_p = 5$ kHz



Obr. 4.50: Průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při $f_p = 5$ kHz



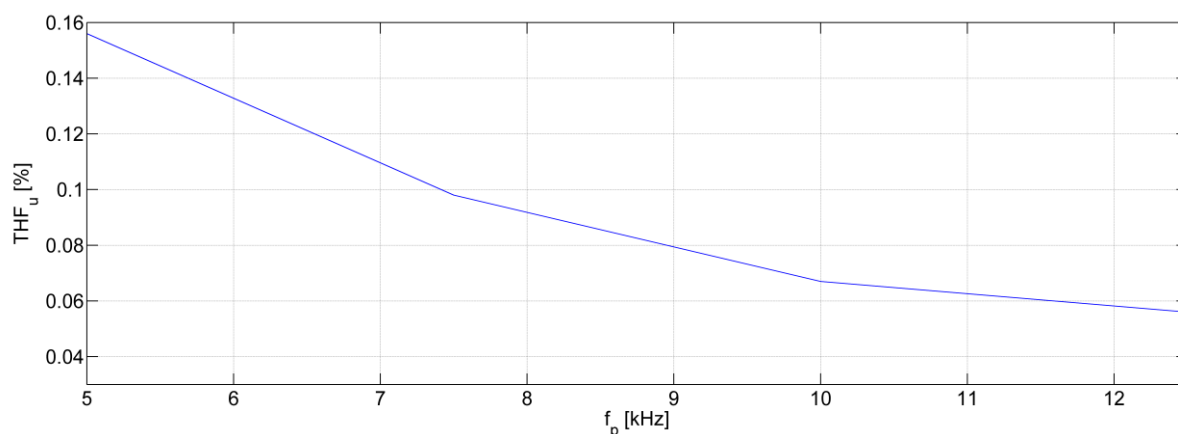
Obr. 4.51: Průběhy fázových proudů symetrické trojfázové RL zátěže při $f_p = 5$ kHz

Průběhy fázových napětí a proudů jsou téměř shodné s průběhy při spínání s frekvencí 10 kHz. Odlišnost je patrná při porovnání frekvenčních spekter na obr. 4.51 a obr. 4.4 a hodnot činitelů THF a THD . Při spínací frekvenci 5 kHz byly vypočteny hodnoty $THF_u = THD_u = 0,156$ % a $THF_i = 0,134$ %. Amplituda základní harmonické složky $U_{ANm(1)}$ je 100,4 V.

Z podmínky, že spínací frekvence musí být nejméně osmkrát větší, než je rezonanční frekvence filtru, která byla uvedena v sekci 3.2, vyplývá, že při zvolené rezonanční frekvenci filtru ($f_0 = 400$ Hz) je nejnižší dovolená spínací frekvence 5 kHz. V tabulce 2 jsou uvedeny hodnoty amplitud první harmonické složky fázového napětí zátěže u_{AN} a činitelů THF , THD pro spínací frekvence od 5 kHz do 12,5 kHz. Závislost činitele harmonických napětí na spínací frekvenci $THF_u(f_p)$ je uvedena na obr. 4.52.

Tabulka 2: Závislost $U_{ANm(1)}$, THF_u , THD_u , THF_i , THD_i na spínací frekvenci.

f_p [kHz]	$U_{ANm(1)}$ [V]	THF_u [%]	THD_u [%]	THF_i [%]	THD_i [%]
5	100,4	0,156	0,156	0,134	0,134
7,5	100,3	0,098	0,098	0,080	0,080
10	100,2	0,067	0,067	0,055	0,055
12,5	100,2	0,056	0,056	0,047	0,047



Obr. 4.52: Závislost činitele harmonických napětí THF_u na spínací frekvenci f_p

Z uvedené tabulky a grafu na obr. 4.52 je zřejmá exponenciální závislost harmonického zkreslení napětí a proudů na spínací frekvenci.

4.4 Shrnutí výsledků analýzy ustálených stavů

V sekci 4.1 byly uvedeny výsledky simulací měniče při různém zatížení a výsledky spektrální analýzy napětí a proudů. Pro možnost srovnání výsledků získaných pro jednotlivé případy zatížení byly sestaveny dvě tabulky. Tabulka 3 obsahuje výsledky analýzy průběhů získaných simulacemi měniče s řízením pomocí *PWM* s PI regulátory napětí a proudů. V tabulce 4 jsou uvedeny výsledky analýzy průběhů získaných simulacemi měniče řízeného pomocí hysterezních regulátorů napětí.

Tabulka 3: Řízení pomocí *PWM* - závislost $U_{ANm(1)}$, THF_u , THD_u , THF_i , THD_i na připojené zátěži.

zátěž	$U_{m(1)}$ [V]	THF_u [%]	THD_u [%]	THF_i [%]	THD_i [%]
<i>3f RL symetrická</i>	100,2	0,067	0,067	0,055	0,055
<i>3f RL nesymetrická</i>	101,2	0,064	0,064	0,057	0,057
<i>1f RL</i>	99,3	0,102	0,102	0,095	0,095
<i>1f nelineární</i>	101,0	1,532	1,533	1,876	1,877
<i>odpojená</i>	100,2	0,186	0,186	-	-

Tabulka 4: Řízení pomocí hysterezních regulátorů - závislost $U_{ANm(1)}$, THF_u , THD_u , THF_i , THD_i na připojené zátěži.

zátěž	$U_{ANm(1)}$ [V]	THF_u [%]	THD_u [%]	THF_i [%]	THD_i [%]
<i>3f RL symetrická</i>	99,4	0,101	0,101	0,083	0,083
<i>3f RL nesymetrická</i>	99,4	0,127	0,127	0,106	0,106
<i>1f RL</i>	99,3	0,327	0,327	0,289	0,289
<i>1f nelineární</i>	99,4	0,432	0,432	3,570	3,573
<i>odpojená</i>	-	-	-	-	-

Z uvedeného přehledu je vidět, že řízení s hysterezními regulátory dokáže zajistit stabilní velikost amplitudy základní harmonické složky fázového napětí zátěže při připojení symetrické a nesymetrické trojfázové RL zátěže, jednofázové RL zátěže a jednofázové nelineární zátěže. Jak bylo uvedeno v sekci 4.1, systém dokáže regulovat fázové napětí zátěže pouze v případě, že je příslušná fáze protékána proudem, což dokládá i nevyplněný poslední řádek tabulky 4 (z důvodu selhání regulace nebyla analýza získaných průběhů možná). Z tabulky 3 je patrné, že při řízení pomocí PWM se amplituda fázového napětí zátěže $U_{ANm(1)}$ mění v závislosti na typu připojené zátěže.

Hodnoty činitelů napětí THF_u , THD_u vychází při regulaci pomocí PWM příznivěji, než při řízení s hysterezními regulátory. Výjimkou je případ připojení jednofázové nelineární zátěže, kdy jsou činitelé napětí při řízení s PWM vyšší o více než jedno procento. Velikost činitelů proudu vychází ve všech sledovaných případech výrazně lépe při řízení s PWM .

Z uvedeného přehledu je patrné, že nejpríznivějším provozním stavem měniče při požadavku na minimální hodnoty činitelů harmonických napětí a proudů a harmonické zkreslení napětí a proudů je připojení trojfázové symetrické RL zátěže. Nejpríznivějším provozním stavem je připojení jednofázové nelineární zátěže.

5 Závěr

V první části práce je popsán převod trojfázové veličiny na prostorový vektor a jeho transformace do stojícího a rotujícího souřadného systému, princip Fourierovy transformace, harmonická analýza a spektrální analýza.

V úvodu druhé kapitoly je uvedeno schéma výkonového obvodu trojfázového napěťového střídače společně se slovním popisem principu funkce a základními matematickými vztahy mezi veličinami měniče, sinusového filtru a zátěže. Následuje stručný popis principu odvození spínacích ztrát součástek měniče a kapitola je uzavřena popisem činnosti měniče při řízení pomocí *PWM*.

Třetí kapitola je rozdělena na tři části. V první části je zobrazen a popsán výkonový obvod čtyřfázového měniče se sinusovým filtrem výstupního napětí. V textu jsou uvedeny základní matematické vztahy mezi veličinami měniče a zátěže. Následuje stručný popis sinusového filtru a způsob návrhu jeho parametrů. Třetí část kapitoly je zaměřena na popis navržených regulačních struktur a navržených řídicích algoritmů. Nejprve je uvedena regulační struktura s řízením pomocí *PWM* s PI regulátory napětí a proudů pomocí blokového schématu se stručným popisem. Dále je popsán princip řídicího algoritmu pro generování modulačních signálů. V závěru kapitoly je popsána regulační struktura s hysterezními regulátory napětí společně s odvozením vztahů pro výpočet požadovaného a skutečného napětí pro spínání součástek ve fázi n .

Pro ověření funkčnosti navržených řídicích algoritmů byly vytvořeny simulační modely v prostředí MATLAB/Simulink s využitím knihovny PLECS. Simulace byly rozděleny do dvou skupin.

První skupinu tvoří simulace startu měniče a ustálených stavů při připojení symetrické trojfázové *RL* zátěže, nesymetrické trojfázové *RL* zátěže, jednofázové *RL* zátěže, jednofázové nelineární zátěže. Do první skupiny rovněž patří simulace měniče bez připojené zátěže. V textu jsou ke každé simulaci uvedeny průběhy fázových napětí zátěže (pro řízení pomocí *PWM* rovněž průběhy jednotlivých složek v rotujícím souřadném systému), průběhy fázových proudů zátěže a frekvenční spektrum fázového napětí zátěže u_{AN} (z důvodu přehlednosti jsou

zobrazeny pouze procentní hodnoty napětí vyšších harmonických složek v závislosti na řádu harmonické h , velikost amplitudy první harmonické složky napětí je uvedena číselně u příslušného grafu). Uvedeny jsou rovněž vypočtené hodnoty činitelů harmonických napětí a proudu a hodnoty činitelů harmonického zkreslení napětí a proudu. Výsledky činitelů harmonických a harmonického zkreslení pro jednotlivé případy jsou pro přehlednost uvedeny v souhrnných tabulkách na konci čtvrté kapitoly.

Druhá skupina simulací je zaměřena na testování dynamiky systému simulováním vybraných přechodných dějů. Jedná se o odezvu systému na skokovou změnu amplitudy požadovaného napětí, odezvu na skokovou změnu zátěže ve fázi b a skokovou změnu zátěže ve všech fázích.

V případě řízení pomocí PWM byla rovněž sledována závislost činitelů harmonických napětí a proudu a harmonických zkreslení napětí a proudu na spínací frekvenci od 5 kHz do 12,5 kHz. Simulacemi bylo zjištěno, že velikost činitelů klesá exponenciálně s nárůstem spínací frekvence.

Z výsledků simulací vybraných stavů vyplývá, že řízení pomocí PWM s PI regulátory dosahuje velmi dobrých výsledků jak při připojení všech uvedených typů zátěže, tak při chodu „naprázdno“ (bez připojené zátěže).

Simulacemi řízení čtyřfázového měniče pomocí hysterezních regulátorů bylo zjištěno, že řídicí systém dokáže regulovat napětí na výstupu sinusového filtru pouze v případě, že je k jeho výstupním svorkám připojena zátěž. Při připojení jednofázových zátěží mezi výstupní svorky filtru A a N bylo dostatečně kvalitně regulováno pouze napětí u_{AN} , regulace výstupních napětí nepřipojených fází selhala. K úplnému selhání regulace došlo při simulaci měniče s odpojenou zátěží.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] KŮS, Václav. *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2005. 180 s. ISBN 80-7043-422-8.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika, Svazek 3: Měníče s vlastní komutací a bez komutace*. 2. rozšíř. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003. 267 s. ISBN 80-7082-980-X.
- [3] VONDRÁŠEK, F.; LANGHAMMER J.; PEROUTKA A.; MĚSÍČEK J.; MOLNÁR J. *Výkonová elektronika, Svazek 6: Projektování výkonových polovodičových měničů - vybrané stati*. 1. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2008. 220 s. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [4] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*, 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 184 s. ISBN 80-7300-062-8
- [5] KŮS, Václav. *Nízkofrekvenční rušení*, 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003. 196 s. ISBN 80-7082-976-1
- [6] ZEMAN K.; PEROUTKA Z.; JANDA M. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*, 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2007. 196 s. ISBN 978-80-7043-8
- [7] MathWorks [online]. [cit. 2016-04-26]. Dostupné z WWW: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/alphabetazerotodq0dq0t_oalphabetazero.html>
- [8] Kim, J.H.; Sul, S.K.: *A Carrier-Based PWM Method for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol. 19, no.1, s. 66-75.
- [9] Zhang, X.; Wang, J.: *Three-Phase Four-Leg Inverter Based on Voltage Hysteresis Control*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, s. 4481-4485.
- [10] Fouzey, S., Said El_Barbari., Hofmann, W.: *A new space vector modulation scheme for three phase four wire inveter for standalone photovoltaic systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005,

