

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Implementace řízení vícefázového elektrického pohonu

Autor práce:

Bc. Matěj Kraft

Vedoucí práce:

Doc. Ing. Tomáš Komrška, Ph.D.

2024

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2023/2024

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Matěj KRAFT**
Osobní číslo: **E22N0039P**
Studijní program: **N0713A060013 Výkonové systémy a elektroenergetika**
Specializace: **Výkonové elektronické technologie a pohony**
Téma práce: **Implementace řízení vícefázového elektrického pohonu**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Sestavte laboratorní prototyp vícefázového pohonu s napěťovým střídačem, vícefázovým motorem a řídicí jednotkou.
2. Navrhněte a implementujte řízení vícefázového pohonu založené na zdvojeném vektorovém řízení pro oddělenou regulaci základní a třetí harmonické složky proudu pro zvyšování momentu.
3. Proveďte sérii měření na oživeném laboratorním prototypu.
4. Zhodnoťte výsledky měření v ustálených stavech i přechodových dějích.

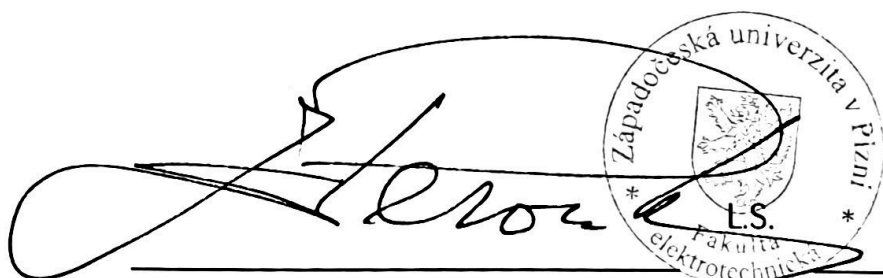
Rozsah diplomové práce: **40-60**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, Multiphase Electric Drives: Introduction, pp. 1–26. American Cancer Society, 2017. [Online].
2. E. Levi, F. Barrero, and M. J. Duran, "Multiphase machines and drives revisited," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.
3. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review," Electric Power Applications, IET, vol. 1, DOI 10.1049/iet-epa:20060342, no. 4, pp. 489–516, Jul. 2007.
4. E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, DOI 10.1109/TIE.2008.918488, no. 5, pp. 1893–1909, May. 2008.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Tomáš Komrská, Ph.D.**
Research and Innovation Centre for Electrical
Engineering

Datum zadání diplomové práce: **6. října 2023**
Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2024**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 6. října 2023

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá návrhem a praktickou realizací zdvojeného vektorového řízení devítifázového asynchronního motoru s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické pomocí digitálního signálového procesoru. Implementovaný regulační algoritmus byl otestován sérií měření na laboratorním prototypu devítifázového elektrického pohonu v ustálených stavech a dynamických dějích.

Klíčová slova

Devítifázový systém, Devítifázový asynchronní motor, Vektorové řízení, Zdvojené vektorové řízení, Injektování vyšších harmonických proudů, Zvyšování točivého momentu injektováním vyšších harmonických proudů, Tvarování celkového průběhu proudu vyššími harmonickými proudy, Rozšířená transformace Clarkeové pro vícefázové systémy, Matematický model devítifázového asynchronního motoru, MLC interface

Abstract

The presented thesis deals with the design and practical implementation of a dual field-oriented control of a nine-phase induction machine with separate regulation of first and third harmonic current components using a digital signal processor. The implemented control algorithm was tested by series of measurements on a laboratory prototype of a nine-phase electric drive in steady and dynamic states.

Keywords

Nine-phase system, Nine-phase induction machine, Field-oriented control, Dual field-oriented control, Higher harmonic currents injection, Torque increase by injection of higher harmonic currents, Shaping of total current waveform by higher harmonic currents, Extended Clarke transform for multiphase systems, Mathematical model of a nine-phase induction machine, MLC interface

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl upřímně poděkovat vedoucímu této diplomové práce, Doc. Ing. Tomáši Komrskovi, Ph.D., za jeho cenné rady, odborné vedení, trpělivost a užitečné připomínky. Rovněž bych rád poděkoval Ing. Patriku Kalajovi za oživení zatěžovacího motoru v laboratoři.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	vi
Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xiv
Úvod	1
1 Vícefázové elektrické pohony	2
1.1 Výhody oproti třífázovým systémům	2
1.2 Nevýhody oproti třífázovým systémům	3
1.3 Použití	3
2 Devítifázový pohon	4
2.1 Možnosti zapojení devítifázové zátěže	4
2.2 Devítifázový napěťový střídač	5
2.2.1 Způsoby řízení napěťového střídače	6
2.2.2 Porovnání jednotlivých způsobů řízení	8
2.2.3 Odvození vztahů pro fázová napětí zátěže při zapojení do hvězdy	8
2.3 Rozšířená transformace Clarkeové pro devítifázový systém	10
2.4 Parkova transformace	13
2.5 Injektáž vyšších harmonických proudů	14
2.5.1 Zvyšování točivého momentu	14
2.5.2 Tvarování celkového průběhu proudu	16
3 Matematický model devítifázového asynchronního motoru	18
3.1 Značení používaných veličin a souřadných systémů	18
3.2 Základní napěťové rovnice	19
3.3 Napěťové rovnice v různých souřadných systémech	20
3.3.1 Model ve stojících souřadných systémech $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$	20
3.3.2 Model v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$	20
3.4 Spřažené magnetické toky	21
3.5 Moment	21
4 Vektorové řízení orientované na rotorový tok	22
4.1 Blokové schéma vektorového řízení	22

4.2	Vektorové řízení s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické . . .	23
4.3	Matematický model asynchronního motoru	24
4.3.1	Proudový model první harmonické v rotujícím souřadném systému $d^1 - q^1$	24
4.3.2	Model třetí harmonické v rotujícím souřadném systému $d^3 - q^3$	25
4.3.3	Určení složek proudů v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$	26
4.3.4	Blok výpočet napětí	26
4.3.5	Blok výpočet ψ_{rw}	28
5	Laboratorní prototyp devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem	29
5.1	Použité HW prostředky	29
5.1.1	MLC interface	29
5.1.2	Devítifázový napěťový střídač a devítifázový asynchronní motor	30
5.2	Řídicí algoritmus	31
5.2.1	Použité SW prostředky a ovládání pohonu	31
5.2.2	Měření veličiny	31
5.2.3	SW implementace vektorového řízení	33
6	Výsledky experimentálních měření	35
6.1	Regulace pouze složek proudu první harmonické	35
6.2	Regulace složek proudu první i třetí harmonické	36
6.2.1	Injektování proudu třetí harmonické	36
6.2.2	Ustálené stavy	37
6.2.3	Regulace složek proudu první i třetí harmonické	40
6.2.4	Dynamické děje	44
6.2.5	Regulace složek proudu první harmonické	44
6.2.6	Regulace složek proudu první i třetí harmonické	48
7	Závěr	51
	Seznam použité literatury	53
	Přílohy	A

Seznam použitých symbolů a zkratek

Značka	Popis	Jednotka
ADC	Analogově-digitální převodník (Analog-to-Digital Converter)	
ARC	Absolutní rotační čidlo (Absolute Rotary Coder)	
DAC	Digitálně-analogový převodník (Digital-to-Analog Converter)	
DMA	Přímý přístup do paměti (Direct Memory Access)	
FPGA	Programovatelné hradlové pole (Field Programmable Gate Array)	
IRC	Inkrementální čidlo polohy (Incremental Rotary Coder)	
MTPA	Maximální moment na jeden ampér (Maximum Torque Per Ampere)	
PWM	Pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)	
QEP	Kvadrurní enkodér (Quadrature Encoder Pulse)	
THD	Celkové harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion)	
TIPWM	Triangulární injekce s nulovou sekvencí (Triangular zero-sequence injection PWM)	
$d - q$	Obecný rotující souřadný systém	
$d^1 - q^1$	Rotující souřadný systém pro první harmonickou	
$d^3 - q^3$	Rotující souřadný systém pro třetí harmonickou	
f_m	Mechanická frekvence otáčení hřídele motoru	Hz
I_n	Jmenovitý proud motoru	A
I_{sd}^1	Tokotvorná složka proudu první harmonické	A
I_{sd}^3	Složka proudu třetí harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	A
I_{sdw}^1	Požadovaná tokotvorná složka proudu první harmonické	A
I_{sdw}^3	Požadovaná složka proudu třetí harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	A
I_{sq}^1	Momentotvorná složka proudu první harmonické	A
I_{sq}^3	Složka proudu třetí harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	A
I_{sqw}^1	Požadovaná momentotvorná složka proudu první harmonické	A
I_{sqw}^3	Požadovaná složka proudu třetí harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	A
J	Moment setrvačnosti	kg/m^2
k_p	Koeficient respektující typ transformace Clarkeové	-
K_p	Proporcionální zesílení PI regulátoru	-
L_h^1	Magnetizační indukčnost první harmonické	H
L_h^3	Magnetizační indukčnost třetí harmonické	H
L_r^1	Celková rotorová indukčnost první harmonické	H
L_r^3	Celková rotorová indukčnost třetí harmonické	H

$L_{r\sigma}^1$	Rotorová rozptylová indukčnost první harmonické	H
$L_{r\sigma}^3$	Rotorová rozptylová indukčnost třetí harmonické	H
L_s^1	Celková statorová indukčnost první harmonické	H
L_s^3	Celková statorová indukčnost třetí harmonické	H
$L_{s\sigma}^1$	Statorová rozptylová indukčnost první harmonické	H
$L_{s\sigma}^3$	Statorová rozptylová indukčnost třetí harmonické	H
M	Celkový moment motoru	Nm
M_z	Zátěžný moment	Nm
M^1	Moment motoru vytvářený složkami proudu první harmonické	Nm
M^3	Moment motoru vytvářený složkami proudu třetí harmonické	Nm
n_n	Jmenovité mechanické otáčky motoru	ot/min
pp	Počet pólpárů motoru	-
P_n	Jmenovitý výkon motoru	kW
R_r^1	Odpor rotorového vinutí pro první harmonickou	Ω
R_r^3	Odpor rotorového vinutí pro třetí harmonickou	Ω
R_s^1	Odpor statorového vinutí pro první harmonickou	Ω
R_s^3	Odpor statorového vinutí pro třetí harmonickou	Ω
s	skluz	-
$s^1 - t^1$	Souřadný systém rotoru pro první harmonickou	
$s^3 - t^3$	Souřadný systém rotoru pro třetí harmonickou	
τ	Časová konstanta PI regulátoru	s
U_n	Jmenovité napětí motoru	V
U_{sdw}^1	Požadovaná složka napětí první harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	V
U_{sdw}^3	Požadovaná složka napětí třetí harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	V
U_{sd0}^1	Výstup dopředného modelu pro první harmonickou v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	V
U_{sd0}^3	Výstup dopředného modelu pro třetí harmonickou v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	V
U_{sqw}^1	Požadovaná složka napětí první harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	V
U_{sqw}^3	Požadovaná složka napětí třetí harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	V
U_{sq0}^1	Výstup dopředného modelu pro první harmonickou v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	V
U_{sq0}^3	Výstup dopředného modelu pro třetí harmonickou v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	V
VŘ	Vektorové Řízení	
$x^1 - y^1$	Stojící souřadný systém pro třetí harmonickou	

$\alpha - \beta$	Stojící souřadný systém pro první harmonickou	
δ^1	Natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ vůči stacionárnímu systému	rad
δ^3	Natočení rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$ vůči stacionárnímu systému	rad
ψ_h	Hlavní magnetický tok	Wb
ψ_r	Rotorový magnetický tok	Wb
ψ_{rd}^1	Složka rotorového toku první harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	Wb
ψ_{rd}^3	Složka rotorového toku třetí harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	Wb
ψ_{rq}^1	Složka rotorového toku první harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	Wb
ψ_{rq}^3	Složka rotorového toku třetí harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	Wb
$\psi_{r\sigma}$	Rotorový rozptylový magnetický tok	Wb
ψ_s	Statorový magnetický tok	Wb
ψ_{sd}^1	Složka statorového toku první harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	Wb
ψ_{sd}^3	Složka statorového toku třetí harmonické v reálné ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	Wb
ψ_{sq}^1	Složka statorového toku první harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$	Wb
ψ_{sq}^3	Složka statorového toku třetí harmonické v imaginární ose rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$	Wb
$\psi_{s\sigma}$	Statorový rozptylový magnetický tok	Wb
ω_m	Úhlová mechanická rychlost otáčení hřídele	rad/s
ω_r^1	Úhlová rotorová rychlost první harmonické	rad/s
ω_r^3	Úhlová rotorová rychlost třetí harmonické	rad/s
ω_s^1	Úhlová statorová rychlost první harmonické	rad/s
ω_s^3	Úhlová statorová rychlost třetí harmonické	rad/s

Seznam obrázků

1	Možné způsoby zapojení devítifázové zátěže – a) hvězda, b) nonagon, c) enneagram varianta 1, d) trojitý trojúhelník a e) enneagram varianta 2 [7]	4
2	Průběh fázových napětí zátěže a velikosti základní harmonické různých způsobů zapojení zátěže při sinusové PWM modulaci s nastavenou spínací frekvencí 10 kHz ¹ (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztažených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})	5
3	Topologie devítifázového napěťového střídače se zátěží zapojenou do hvězdy . . .	6
4	Průběhy sinusové PWM	6
5	Průběhy PWM s využitím deváté harmonické	7
6	Průběhy PWM s využitím pilovitého průběhu	7
7	Průběhy fázových napětí zátěže a harmonická skladba pro jednotlivé varianty řízení napěťového střídače (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztažených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})	8
8	Zapojení devítifázové zátěže do hvězdy s vyznačenými důležitými veličinami pro získání vztahů platících pro fázová napětí zátěže	8
9	Vyznačení možných nenulových hladin napětí jedné polaroty na devítifázové zátěži zapojené do hvězdy při napájení dvojúrovňovým napěťovým střídačem	9
10	Porovnání průběhů fázových napětí zátěže spojené do hvězdy pro třífázový, pětifázový, sedmifázový a devítifázový systém (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztažených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})	10
11	Pořadí výběru vektorů při tvorbě transformační matice	11
12	Vstupní (vlevo) a výstupní (vpravo) signály ze simulace transformace Clarkeové .	12
13	Grafická interpretace Parkovy transformace (překresleno podle [8])	13
14	Průběhy proudů, fázorové diagramy a rozložení fází statorového vinutí pro a) první, b) třetí, c) pátou a d) sedmou harmonickou	15
15	Tvarování celkového průběhu proudu třetí harmonickou	17
16	Blokové schéma vektorového řízení orientovaného na rotorový tok (překresleno podle [8])	23
17	Blokové schéma vektorového řízení s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické	23
18	Fázorový diagram pro určení úhlu natočení mezi souřadnými systémy a složek proudů první (vlevo) a třetí (vpravo) harmonické	26
19	Blokové schéma laboratorního prototypu devítifázového elektrického pohonu . . .	29
20	MLC interface	29

21	Trojice napájecích třífázových střídačů (vlevo) a prototyp devítifázového asynchronního motoru (vpravo)	30
22	Workspace okno pro ovládání pohonu	31
23	Regulace pouze složek proudu první harmonické (varianta VŘ na obrázku 16), ustálený stav: průběh modulačního signálu u_{ma} (DAC; 40,95 V/d; 0 V odpovídá 2,5 V), příslušného fázového napětí zátěže u_{fa} (V; filtrováno) a fázového proudu i_{fa} (A) (vlevo) a příslušné skladby harmonických (vpravo)	36
24	Zkoumané varianty průběhů celkového proudu podle obsažených složek: pouze 1. harmonická (vlevo), 1. a 3. harmonická s dosažením proudového limitu v 1 bodě (uprostřed) a 1. a 3. harmonická s dotykem proudového limitu ve dvou bodech (vpravo)	36
25	Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy dvojice fázových proudů zátěže i_{fa} (A; filtrováno) a i_{fb} (A; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a skladba harmonických vybraného průběhu (vpravo)	37
26	Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_{α} (DAC; 0,68 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a i_{β} (DAC; 0,68 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (nahore vlevo), průběhy fázových proudů transformovaných do rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (nahore vpravo) a systému $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (dole)	38
27	Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora)	39
28	Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ δ^1 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3$ δ^3 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběh momentu M (DAC; 4,1 Nm/d; 0 Nm odpovídá 3,72 V; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a rotorové frekvence f_r^1 (DAC; 0,2 Hz/d; 0 Hz odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo)	40
29	Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo)	40

- 30 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy dvojice fázových proudů zátěže i_{fa} (A; filtrováno) a i_{fb} (A; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a skladba harmonických vybraného průběhu (vpravo) . 41
- 31 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_α (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_β (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a systému $x^1 - y^1$ i_{x1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vpravo) 41
- 32 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo) 42
- 33 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora) 42
- 34 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ δ^1 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3$ δ^3 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběh momentu M (DAC; 4,1 Nm/d; 0 Nm odpovídá 3,72 V; filtrováno), satorové frekvence f_s^1 (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a rotorové frekvence f_r^1 (DAC; 0,2 Hz/d; 0 Hz odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo) 43
- 35 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo) 44
- 36 Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva modulačního signálu u_{ma} (V; filtrováno) a příslušného fázového proudu i_{fa} (A; filtrováno) (vlevo) a odezva transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_α (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_β (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a systému $x^1 - y^1$ i_{x1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo) 45

- 37 Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1 i_{sd}^1$ (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3 i_{sd}^3$ (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo) 45
- 38 Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora) 46
- 39 Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1 \delta^1$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3 \delta^3$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje (vlevo) a odezva momentu M (Nm; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (Hz; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (Hz; filtrováno) a rotorové frekvence $f_r^1 (*10)$ (Hz; filtrováno) (vpravo) 47
- 40 Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V; filtrováno), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V; filtrováno) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V; filtrováno), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V; filtrováno) (vpravo) 47
- 41 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva modulačního signálu u_{ma} (V; filtrováno) a příslušného fázového proudu i_{fa} (A; filtrováno) (vlevo) a odezva transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta i_\alpha$ (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_β (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a systému $x^1 - y^1 i_{x1}$ (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo) 48
- 42 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1 i_{sd}^1$ (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3 i_{sd}^3$ (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo) 48
- 43 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora) 49

- 44 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1 \delta^1$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3 \delta^3$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje (vlevo) a odezva momentu M (Nm; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (Hz; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (Hz; filtrováno) a rotorové frekvence $f_r^1 (*10)$ (Hz; filtrováno) (vpravo) 50
- 45 Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo) 50
- 46 Průběh fázových napětí zátěže a velikosti základní harmonické různých způsobů zapojení zátěže při sinusové PWM modulaci se sníženou spínací frekvencí 250 Hz (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztažených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc}) A

Seznam tabulek

1	Amplituda první harmonické a netočivé složky pro třífázový, pětifázový, sedmifázový a devítifázový systém (převzato z [9])	7
2	Systémy vznikající od příspěvku příslušné harmonické	11
3	Amplitudy vstupních testovacích signálů do transformace Clarkeové	12
4	Vliv vyšších harmonických injektovaných do devítifázového systému [3]	16
5	Používané souřadné systémy	19
6	Štítkové parametry a parametry náhradného schématu využívaného prototypu devítifázového asynchronního motoru	30
7	Nastavené konstanty používaných PI regulátorů	34
8	Velikosti požadovaných složek proudu první a třetí harmonické pro porovnání jednotlivých zkoumaných variant průběhů proudu s injektovanou třetí harmonickou	37
9	Požadované složky proudu první a třetí harmonické pro jednotlivé varianty zkoumané během měření ustálených stavů	37
10	Varianty požadovaných složek proudů zkoumané během měření ustálených stavů	44

Úvod

Hlavním cílem této práce je navrhnout a prakticky realizovat regulační algoritmus devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem založený na vektorovém řízení s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické pomocí digitálního signálového procesoru.

V teoretické části práce je nejprve proveden úvod do vícefázových elektrických pohonů a porovnání jejich vlastností s pohony založenými na třífázovém systému. Jsou zde vysvětleny principy injektování vyšších harmonických proudů do vinutí vícefázových strojů a jeho vliv na generovaný moment a tvarování celkového průběhu proudu. Dále je pak popsána zdvojená regulační struktura realizované varianty vektorového řízení probíhající v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$, které popořadě reprezentují vliv první a třetí harmonické. Nedílnou součástí práce je také odvození matematického modelu devítifázového asynchronního motoru, z něhož vycházejí všechny vztahy používané ve vektorovém řízení.

Poslední dvojice kapitol se již věnuje praktické realizaci vektorového řízení. Předposlední kapitola přibližuje HW a SW prostředky používané při praktické realizaci řízení elektrického pohonu. Práce je uzavřena souborem oscilogramů získaných experimentálními měřeními statických stavů a přechodových dějů na oživeném laboratorním prototypu elektrického pohonu napájeného devítifázovým napěťovým střídačem s devítifázovým asynchronním motorem o jmenovitém výkonu 15 kW. Rovněž je zde zkoumáno chování injektovaných proudů třetí harmonické a jejich vliv na generovaný moment a tvar celkového průběhu proudu.

1 Vícefázové elektrické pohony

Termín vícefázové elektrické pohony označuje systémy využívající více než 3 fáze pro přeměnu elektrické energie na mechanický pohyb. V minulosti byla většina střídavých pohonů řešena třífázovými stroji připojenými přímo k třífázové síti. Vyžadovala-li aplikace regulaci otáček, byly používány stejnosměrné motory. Rozvoj mikroprocesorové řídicí techniky a výkonové elektroniky umožnil vývoj výkonových polovodičových měničů a jejich využití v regulaci střídavých elektrických pohonů. Zároveň poskytl možnost snadno vytvořit libovolný počet fází [1, 2].

1.1 Výhody oproti třífázovým systémům

Vícefázové elektrické pohony nabízejí oproti třífázovým řadu výhod:

- ***Fault tolerant mode*** je schopnost provozu elektrického pohonu i v případě poruchy jedné či více fází (vinutí motoru, větev střídače nebo driver výkonového spínacího prvku) bez nutnosti použití záložního HW. Vícefázový systém vytváří točivé pole i při poruše některé fáze, což představuje rozdíl oproti třífázovým systémům [1, 3, 4].
- ***Rozložení celkového výkonu do více fází*** se projeví nižším proudovým zatížením jednotlivých fází. Proto je možné využívat výkonové polovodičové součástky s nižším typovým proudem a tedy často i nižšími pořizovacími náklady. Rovněž jsou omezeny Jouleovy ztráty, což vede ke zvýšení účinnosti celého systému [1, 4, 5].
- ***Menší vztlahový moment, nižší vibrace a hlučnost*** jsou dané vyšším počtem fází, které vytvářejí točivé pole. Tyto vlastnosti vedou k plynulejšímu chodu stroje [5].
- ***Více hladin napětí*** na zátěži i při použití topologie dvojúrovňového napěťového střídače omezuje vztlahový proud a zlepšuje THD [1].
- ***Počet způsobů zapojení zátěže*** (vinutí motoru) roste s rostoucím počtem fází systému. Oproti třífázovému systému je navíc možné využívat kromě sousedních také nesousední sdružená napětí. Změnou zapojení vinutí je možné cíleně měnit velikost základní harmonické napětí i proudu motoru, čímž rovněž dochází ke změně výkonu stroje jako při různých zapojeních třífázové zátěže [6].
- ***Zvyšování momentu pomocí injektování vyšších harmonických*** zvyšuje výkonovou hustotu pohonu [1].

1.2 Nevýhody oproti třífázovým systémům

Při realizaci vícefázového pohonu je ale nutné se vypořádat i s několika překážkami:

- **Složitější konstrukce a vyšší počet součástí komponent tvořících vícefázový elektrický pohon** jsou dány vyšším počtem fází. Konstrukční uspořádání statorového vinutí stroje je složitější a vyžaduje dostatečný počet drážek statorového paketu pro uložení vícefázového vinutí. Tento problém se týká zejména sinusového vinutí, při jehož realizaci musí zabírat každá fáze více než jednu drážku. Například statorové vinutí u čtyřpólového pětifázového stroje vyžaduje 40 drážek, u sedmifázového 56 drážek a u devítifázového dokonce 72 drážek. Při realizaci shodného typu vinutí u třífázového stroje postačuje pouze 24 drážek. Složitost konstrukce by byla navíc umocněna při navyšování počtu pólů. Narůstá také počet nutných výkonových součástí měniče, používaných propojovacích vodičů nebo čidel [1, 5].
- **Náročnost řídicích algoritmů** vycházejících ze shodných principů jako u třífázových pohonů je dána nutností řízení pohonu v rámci více různých souřadných systémů, které respektují chování jednotlivých harmonických složek. Rovněž roste výpočetní náročnost řídicích algoritmů, pro jejichž realizaci je nutný dostatečně výkonný procesor s dostatečným množstvím periférií [1].

1.3 Použití

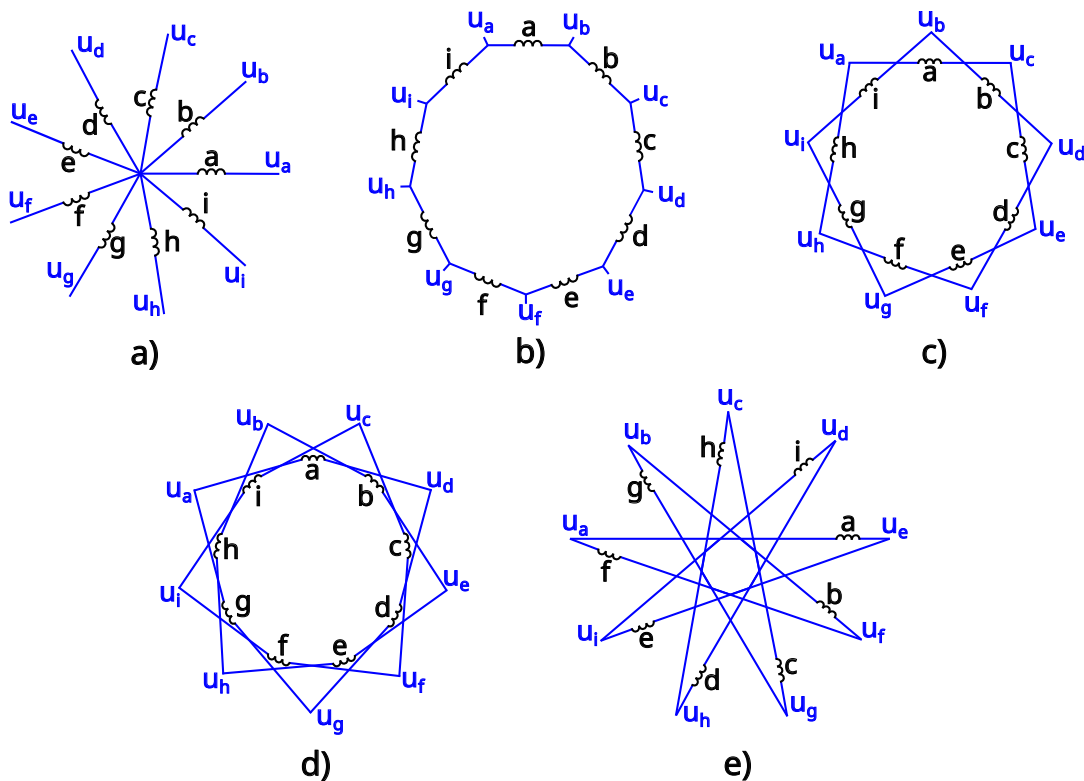
Vícefázové elektrické pohony již našly praktické uplatnění díky svým výhodným vlastnostem v porovnání s třífázovými pohony. V minulosti se začaly nasazovat zejména u velkých pohonů velkých výkonů, kde bylo nutné rozložit celkový výkon do více fází. Typicky se například jednalo o lodní pohony, vysokorychlostní výtahy nebo větrné elektrárny. Dalšími oblastmi využití jsou bezpečnostně kritické aplikace jako jsou například hlavní a pomocné pohony armádních letadel, u kterých je žádán Fault tolerant mode [1].

V dnešní době je významným trendem snaha omezovat emise škodlivých látek a přeorientovat se na získávání elektrické energie z obnovitelných zdrojů. Dopravní prostředky se spalovacími motory jsou považovány za značné producenty škodlivých emisí, což vedlo a vede ke snaze elektrifikovat kromě silničních dopravních prostředků také letadla či lodě. V současnosti roste zájem o vícefázové elektrické pohony, které nabízejí potenciál dalšího navyšování výkonové hustoty, účinnosti a spolehlivosti [1].

2 Devítifázový pohon

2.1 Možnosti zapojení devítifázové zátěže

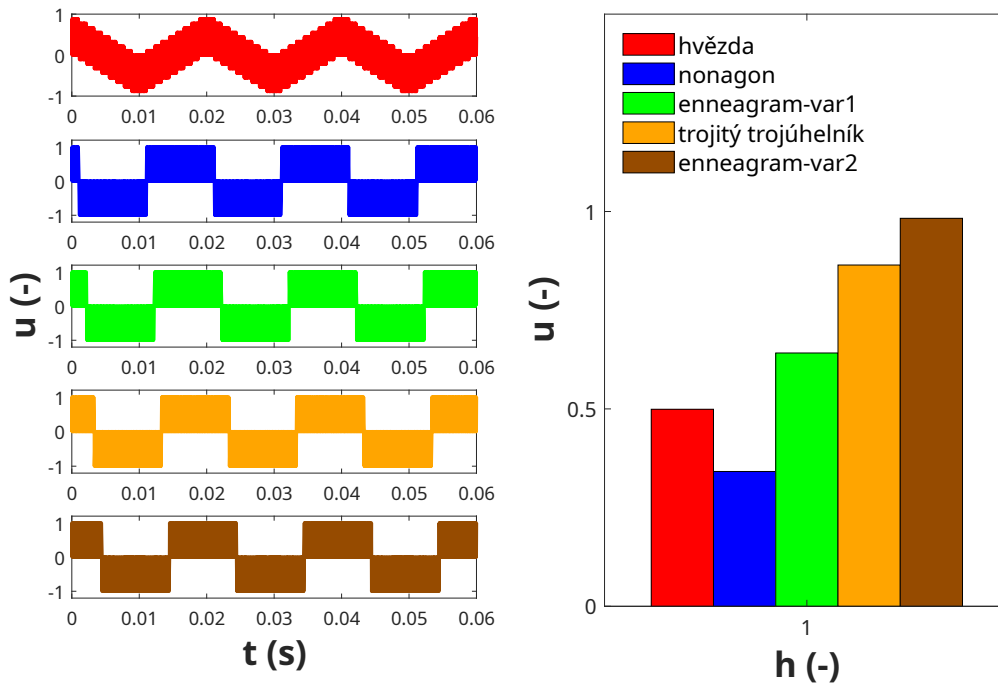
Devítifázovou zátěž je možné zapojit 5 rozdílnými způsoby, což představuje značnou výhodu oproti třífázovým systémům, u nichž existují pouze 2 možnosti zapojení zátěže (hvězda a trojúhelník). Početní výhoda je dána tím, že jednotlivé fázové zátěže lze připojovat mezi sdružená napětí sousedních i nesousedních fází. Všechny možné varianty zapojení devítifázové zátěže jsou znázorněny na obrázku 1 [7].



Obrázek 1: Možné způsoby zapojení devítifázové zátěže – a) hvězda, b) nonagon, c) enneagram varianta 1, d) trojitý trojúhelník a e) enneagram varianta 2 [7]

Obrázek 2 ukazuje průběhy fázových napětí zátěže a velikosti základní harmonické v závislosti na způsobu zapojení zátěže při sinusové PWM modulaci. Obdobně jako u třífázových systémů lze změnou zapojení změnit i velikosti první harmonické napětí a proudu, a tedy i výkonu [7].

V dalších částech práce bude zkoumáno pouze zapojení zátěže do hvězdy, které je výhodné z pohledu počtu hladin napětí na zátěži a tedy i nejpříznivější skladby harmonických. Varianta zátěže zapojené do hvězdy byla také použita u zapojení laboratorního prototypu devítifázového asynchronního motoru, na němž bylo zkoumáno chování realizovaných řídicích algoritmů.



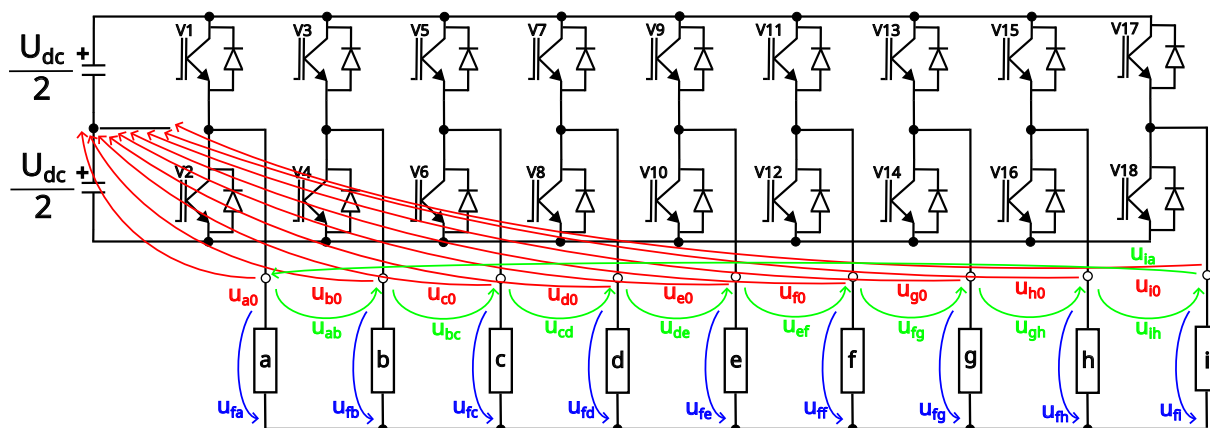
Obrázek 2: Průběh fázových napětí zátěže a velikosti základní harmonické různých způsobů zapojení zátěže při sinusové PWM modulaci s nastavenou spínací frekvencí 10 kHz ¹(průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztahených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})

2.2 Devítifázový napěťový střídač

Napájení řízených asynchronních motorů je nejčastěji realizováno prostřednictvím napěťového střídače. Topologie dvojúrovňového napěťového devítifázového střídače s připojenou zátěží zapojenou do hvězdy je zobrazena na obrázku 3. Každá větev střídače je tvořena prostřednictvím dvojice tranzistorů s antiparalelními diodami (u vyšších výkonů se často používají IGBT tranzistory). Při generování řídicích pulzů pro tranzistory je nutné zajistit komplementární spínání tranzistorů v každé větvi, tzn. nesmí být současně sepnutý horní i spodní tranzistor, čímž by nastal větvový zkrat. Proto je mezi řídicí pulzy nutné vkládat mrtvé časy – doby, kdy jsou oba spínací prvky vypnuté a dochází k obnově blokovací schopnosti původně sepnutého prvku [8].

Na obrázku 3 jsou rovněž vyznačeny 3 skupiny napětí – fázová napětí střídače (červeně), fázová napětí zátěže (modře) a sdružená napětí zátěže (zeleně), která jsou shodná se sdruženými napětími střídače. Fázová napětí zátěže nabývají hodnot $\pm \frac{U_{dc}}{2}$ v závislosti na tom, zda je sepnuta horní, respektive spodní, spínací součástka příslušející dané větvi.

¹Průběhy čtveřice fázových napětí zátěže vypadají vyjma rozdílného fázového posuvu na první pohled stejně, ale výrazně se odlišují velikostí první harmonické. Vizuální podobnost je způsobena vysokou spínací frekvencí. Proto jsou v příloze A ukázány shodné průběhy, které jsou ale získány při nastavené spínací frekvenci pouze 250 Hz. V těchto průbězích jsou rozeznatelné rozdílné šířky pulzů u jednotlivých variant zapojení, které ovlivňují velikost první harmonické.

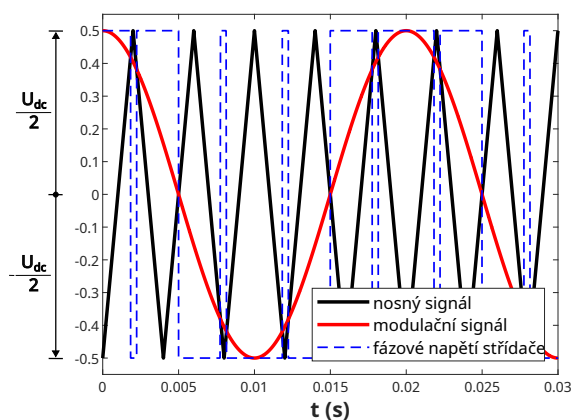


Obrázek 3: Topologie devítifázového napěťového střídače se zátěží zapojenou do hvězdy

2.2.1 Způsoby řízení napěťového střídače

Existuje mnoho způsobů řízení napěťového střídače lišících se implementační a výpočetní náročností, využitím napájecího zdroje i průběhem na připojené zátěži. Dále budou popsány pouze metody pulzně šířkové modulace (PWM) s různými modulačními signály a obdélníkové řízení.

2.2.1.1 Sinusová PWM



Obrázek 4: Průběhy sinusové PWM

průběhu modulačního signálu. Tato varianta umožňuje v lineární oblasti (tj. v oblasti rozsahu pily) při plné hloubce modulace dosáhnout maximální amplitudy fázového napětí zátěže $\frac{U_{dc}}{2}$ [8].

2.2.1.2 PWM s využitím netočivé složky

Stejně jako u třífázového systému se pro zvýšení základní harmonické a lepší využití napájecího zdroje používá přidání netočivé složky do modulačních signálů napěťového střídače. Netočivá složka se neprojeví ve fázových ani sdružených napětích zátěže [8, 9].

Prvním způsobem je injektáž deváté harmonické, jejíž amplituda musí být vhodně zvolena tak, aby nedocházelo k přemodulování, tzn. aby celkový modulační signál daný součtem základní harmonické a netočivé složky zůstal v rozsahu pily v celém svém průběhu.

Zde se ovšem projeví vlastnost tohoto principu modulace, jehož efekt klesá s rostoucím počtem fází systému. V tabulce 1 je uvedeno porovnání poměrné amplitudy modulačních signálů základní harmonické a netočivé složky pro třífázový, pětifázový, sedmifázový a devítifázový systém doplněné velikostí procentního navýšení základní harmonické [9].

Tabulka 1: Amplituda první harmonické a netočivé složky pro třífázový, pětifázový, sedmifázový a devítifázový systém (převzato z [9])

Počet fází	U_1 (-)	U_0 (-)	Nárůst základní harmonické (%)
3	1,1547	-0,1547	15,47
5	1,0515	-0,0618	5,15
7	1,0257	-0,0318	2,57
9	1,0154	-0,0193	1,54

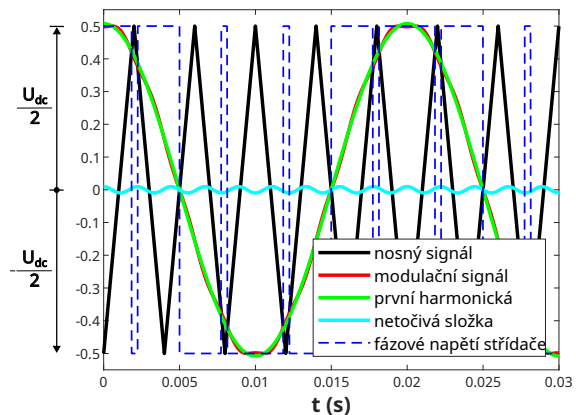
Druhým způsobem je přidání netočivé složky pilovitého průběhu. Tento způsob modulace bývá označován jako TIPWM (triangular zero-sequence injection). Průběh pilovitého průběhu je dán aritmetickým průměrem minima a maxima z modulačních signálů v každém okamžiku vzorkování. Matematicky lze vyjádřit výpočet netočivé složky vztahem:

$$u_0 = \frac{\min(u_{abcde fghi}) + \max(u_{abcde fghi})}{2} \quad (2.1)$$

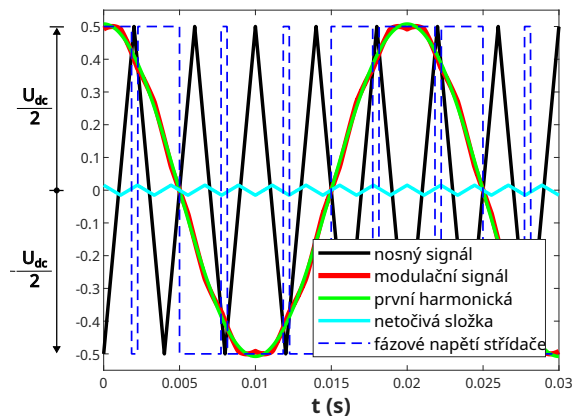
Z hlediska možnosti navýšení základní harmonické se TIPWM chová shodně jako injektáž deváté harmonické [9].

2.2.1.3 Obdélkové řízení

Posledním zkoumaným způsobem je obdélkové řízení s nastaveným řídicím úhlem 180° . Přechod od PWM na tento typ řízení je snadno realizovatelný. Postačuje nastavení amplitudy modulačního signálu na velmi vysokou hodnotu, čímž je zajištěno spínání výkonového prvku pouze



Obrázek 5: Průběhy PWM s využitím deváté harmonické

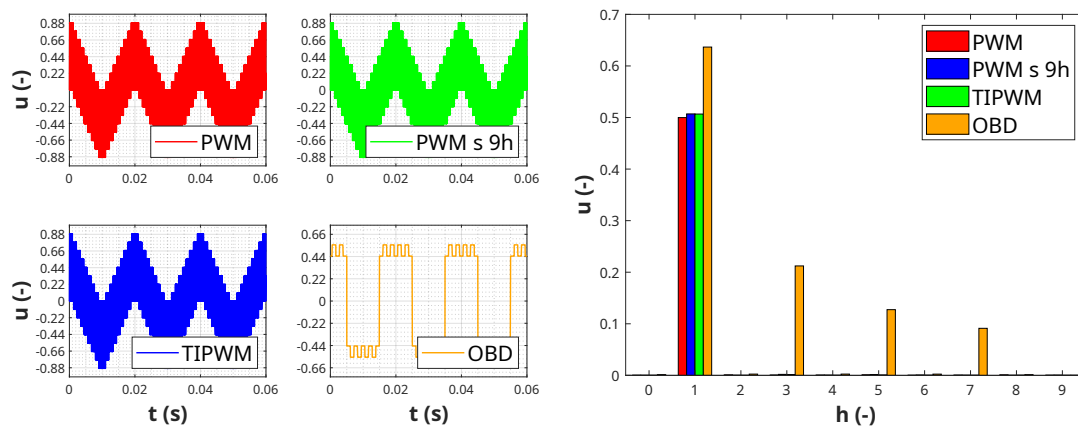


Obrázek 6: Průběhy PWM s využitím pilovitého průběhu

dvakrát během každé periody. Dochází tak k maximálnímu využití napájecího zdroje. Nevýhodou je ovšem nepříznivá skladba harmonických na zátěži [8].

2.2.2 Porovnání jednotlivých způsobů řízení

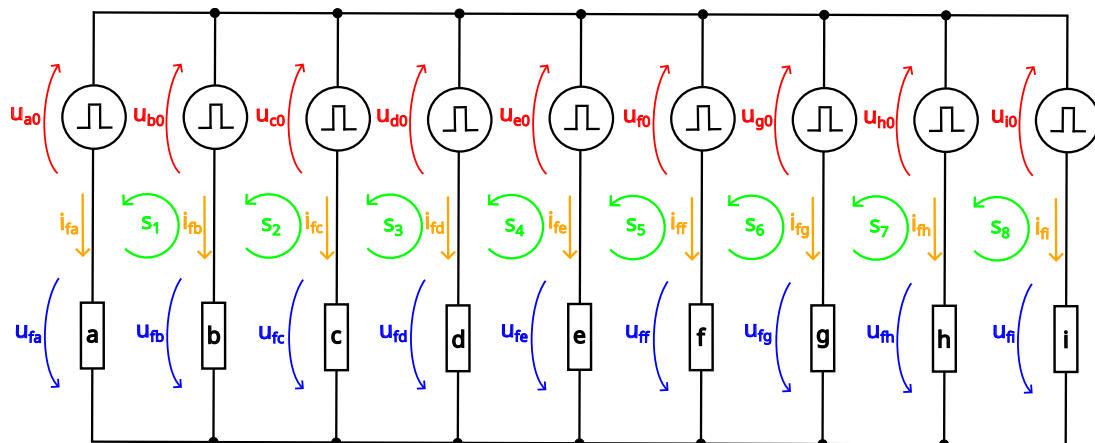
Na obrázku 7 jsou znázorněny průběhy fázových napětí zátěže pro jednotlivé způsoby řízení napěťového střídače doplněné harmonickou analýzou, která ukazuje vliv netočivé složky. Ta upravuje tvar celkového modulačního signálu, jehož první harmonická může být navýšena i bez vzniku přemodulování. Netočivá složka se na zátěži neuplatní (velikost deváté harmonické v harmonickém spektru je nulová).



Obrázek 7: Průběhy fázových napětí zátěže a harmonická skladba pro jednotlivé varianty řízení napěťového střídače (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztažených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})

2.2.3 Odvození vztahů pro fázová napětí zátěže při zapojení do hvězdy

Fázová napětí zátěže lze matematicky vyjádřit pomocí fázových napětí střídače. Nejprve je však nutné sestavit a vyřešit soustavu rovnic podle obrázku 8.



Obrázek 8: Zapojení devítifázové zátěže do hvězdy s vyznačenými důležitými veličinami pro získání vztahů platících pro fázová napětí zátěže

Aplikací 2. Kirchhoffova zákona je možné formulovat rovnice pro smyčky vyznačené na obrázku 8. Například pro smyčku s_1 platí následující rovnice:

$$u_{fa} - u_{fb} = u_{a0} - u_{b0}, \quad (2.2)$$

kde u_{fa} a u_{fb} jsou fázová napětí zátěže a u_{a0} a u_{b0} jsou fázová napětí střídače. Pro nalezení řešení 9 neznámých je nutné definovat i 9 lineárně nezávislých rovnic. Proto je uvažováno pouze 8 smyček a poslední ze soustavy rovnic vychází z předpokladu souměrnosti fázového systému, pro nějž při uvažování shodných fázových zátěží platí, že součet jednotlivých fázových napětí zátěže je nulový.

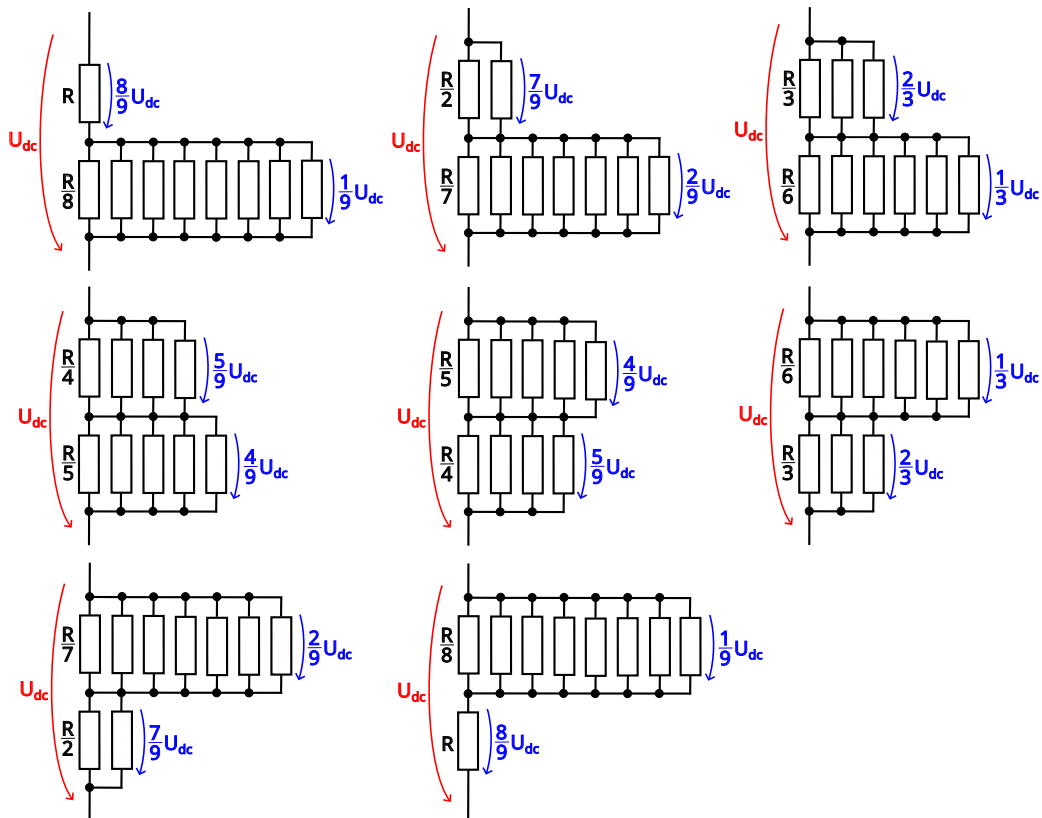
$$u_{fa} + u_{fb} + u_{fc} + u_{fd} + u_{fe} + u_{ff} + u_{fg} + u_{fh} + u_{fi} = 0 \quad (2.3)$$

Řešení soustavy rovnic lze analytickým způsobem nalézt například pomocí Gaussovy eliminační metody. Vypočtené vztahy pro fázová napětí zátěže lze vyjádřit následujícími vztahy:

$$u_{fa} = \frac{8}{9}u_{a0} - \frac{1}{9}(u_{b0} + u_{c0} + u_{d0} + u_{e0} + u_{f0} + u_{g0} + u_{h0} + u_{i0})$$

$$u_{fb} = \frac{8}{9}u_{b0} - \frac{1}{9}(u_{a0} + u_{c0} + u_{d0} + u_{e0} + u_{f0} + u_{g0} + u_{h0} + u_{i0}) \quad (2.4)$$

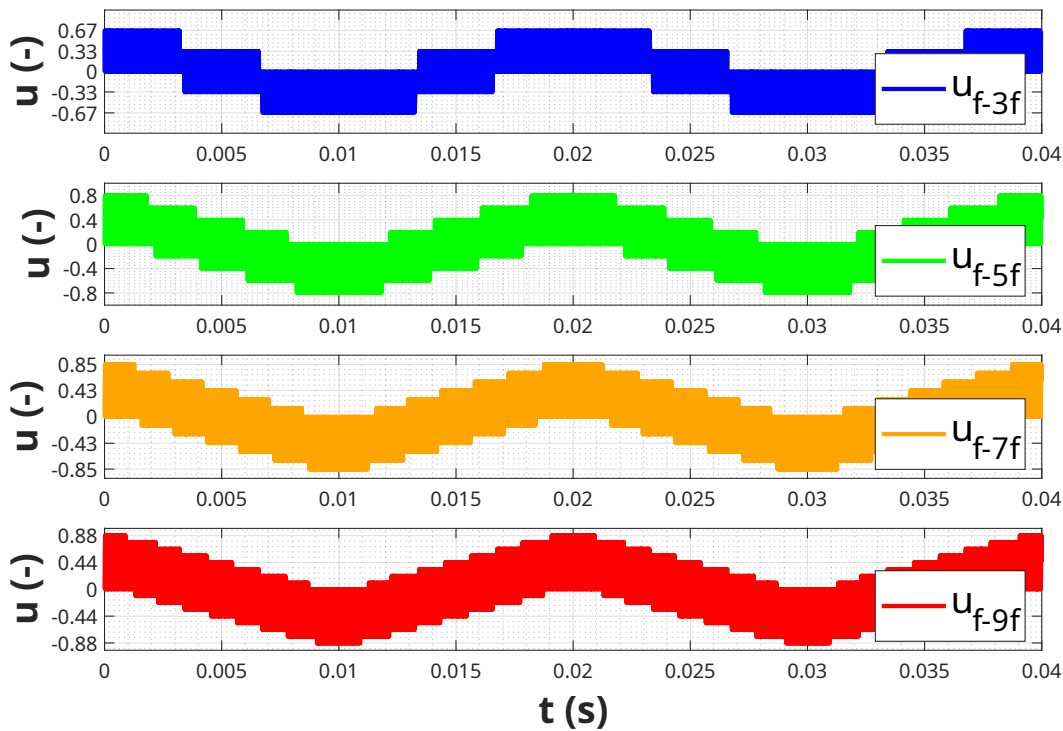
...



Obrázek 9: Vyznačení možných nenulových hladin napětí jedné polarity na devítifázové zátěži zapojené do hvězdy při napájení dvojúrovňovým napěťovým střídačem

Na obrázku 9 jsou vyznačeny všechny možné nenulové hladiny napětí jedné polarity, kterých mohou nabývat fázová napětí zátěže při napájení dvojúrovňovým napěťovým střídačem.

Porovnání průběhů fázových napětí zátěže systémů lišících se v počtu fází při použití pulzně šířkové modulace se sinusovým modulačním signálem je znázorněno na obrázku 10. Z jednotlivých variant je patrná jedna z výhod vícefázových systémů spočívající v počtu vyskytujících se hladin napětí na zátěži. Ten roste s počtem fází systému, který ovlivňuje počet možností, kterými je možné vzájemně sérioparalelně řadit jednotlivé fázové zátěže vzhledem k napájecímu zdroji. U třífázového systému se jedná o 5 hladin, u pětifázového systému o 9 hladin, u sedmifázového systému o 13 hladin a u devítifázového systému dokonce o 17 hladin. Kromě aktivních hladin lze na zátěži vytvořit i nulovou hladinu napětí, která vznikne sepnutím celé skupiny spodních nebo horních součástí.



Obrázek 10: Porovnání průběhů fázových napětí zátěže spojené do hvězdy pro třífázový, pětifázový, sedmifázový a devítifázový systém (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztahených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})

2.3 Rozšířená transformace Clarkeové pro devítifázový systém

Transformace Clarkeové umožňuje u třífázového systému vyjádřit fázové veličiny prostřednictvím vektoru rotujícího v komplexní rovině $\alpha - \beta$ a tzv. netočivé složky. Tím je redukován počet rovnic, pomocí nichž je možné popsat systém, a je tak snadnější jej analyzovat.

Pro vícefázové systémy je nutné používat rozšířenou transformaci Clarkeové, jejímž základem je rovněž komplexní rovina $\alpha - \beta$, která ovšem reprezentuje pouze příspěvek první harmonické. Vyšší

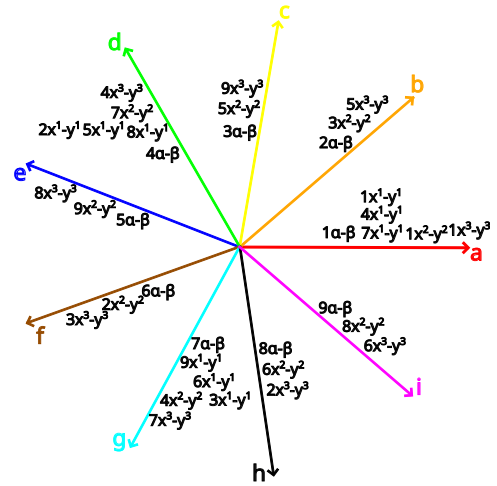
harmonické vyžadují definování dalších komplexních rovin. U devítifázového systému vznikají celkem 4 komplexní roviny, které jsou charakterizované v tabulce 2.

Tabulka 2: Systémy vznikající od příspěvku příslušné harmonické

Řád harmonické	Komplexní rovina	Řádek transformační matice
1.	$\alpha - \beta$	1,2
3.	$x^1 - y^1$	3,4
5.	$x^2 - y^2$	5,6
7.	$x^3 - y^3$	7,8

Koeficienty transformační matice nutné pro výpočet jednotlivých složek v dílčích komplexních rovinách vycházejí z fázorových diagramů příslušné harmonické. Velikost příspěvku od každé fáze je možné získat průmětem do osy příslušné komplexní roviny, který je závislý na aktuální velikosti veličiny a jejím úhlu natočení vůči komplexní rovině.

Druhým úhlem pohledu na odvození transformační matice je postupný výběr vektorů devítifázového systému lišící se pořadím pro jednotlivé harmonické. Tento princip tvorby transformační matice je přiblížen na obrázku 11.



Obrázek 11: Pořadí výběru vektorů při tvorbě transformační matice

Výsledná transformační matice umožňující převod veličin mezi jednotlivými souřadnými systémy má následující tvar:

$$\mathbf{T} = k_p \begin{bmatrix} 1 & \cos(\varphi) & \cos(2\varphi) & \cos(3\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(-4\varphi) & \cos(-3\varphi) & \cos(-2\varphi) & \cos(-\varphi) \\ 0 & \sin(\varphi) & \sin(2\varphi) & \sin(3\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(-4\varphi) & \sin(-3\varphi) & \sin(-2\varphi) & \sin(-\varphi) \\ 1 & \cos(3\varphi) & \cos(6\varphi) & 1 & \cos(3\varphi) & \cos(6\varphi) & 1 & \cos(3\varphi) & \cos(6\varphi) \\ 0 & \sin(3\varphi) & \sin(6\varphi) & 0 & \sin(3\varphi) & \sin(6\varphi) & 0 & \sin(3\varphi) & \sin(6\varphi) \\ 1 & \cos(5\varphi) & \cos(\varphi) & \cos(-3\varphi) & \cos(2\varphi) & \cos(-2\varphi) & \cos(3\varphi) & \cos(-\varphi) & \cos(4\varphi) \\ 0 & \sin(5\varphi) & \sin(\varphi) & \sin(-3\varphi) & \sin(2\varphi) & \sin(-2\varphi) & \sin(3\varphi) & \sin(-\varphi) & \sin(4\varphi) \\ 1 & \cos(-2\varphi) & \cos(-4\varphi) & \cos(3\varphi) & \cos(\varphi) & \cos(-\varphi) & \cos(-3\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(2\varphi) \\ 0 & \sin(-2\varphi) & \sin(-4\varphi) & \sin(3\varphi) & \sin(\varphi) & \sin(-\varphi) & \sin(-3\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(2\varphi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

kde \mathbf{T} je transformační matice, k_p je koeficient respektující typ transformace (v případě amplitudově invariální transformace je $k_p = \frac{2}{9}$ a úhel $\varphi = \frac{2}{9}\pi$).

Pomocí inverzní matice \mathbf{T}_{inv} definované vztahem 2.6 lze velmi snadno definovat inverzní transformační matici:

$$\mathbf{T}_{inv} = \mathbf{T}^{-1} \quad (2.6)$$

Maticově je možné zapsat dopřednou transformaci vztahem 2.7 a obdobně zpětnou transformaci rovnicí 2.8:

$$U_{tr} = T U_{faz}, \quad (2.7) \quad U_{faz} = T^{-1} U_{tr}, \quad (2.8)$$

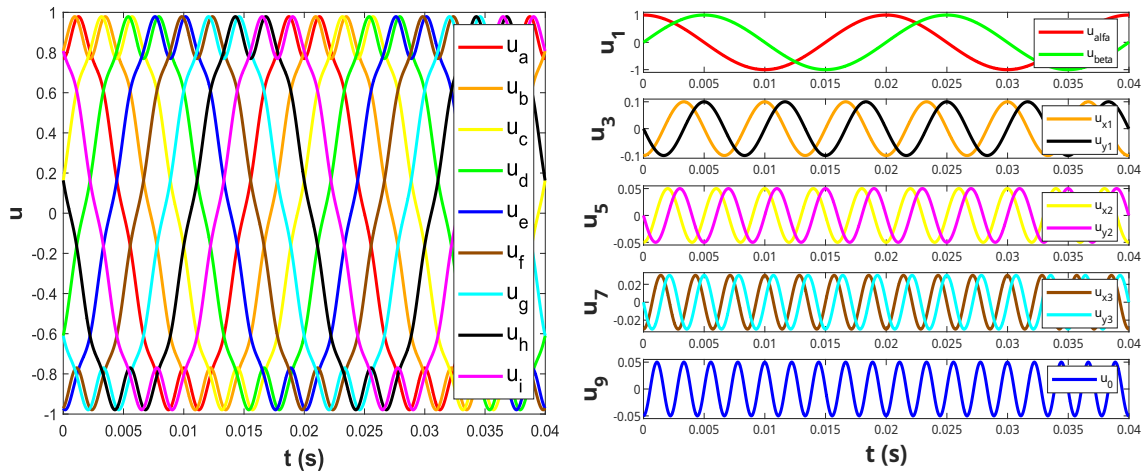
kde $U_{faz} = [u_a, u_b, u_c, u_d, u_e, u_f, u_g, u_h, u_i]^T$ je vektor fázových veličin a $U_{tr} = [u_\alpha, u_\beta, u_{x1}, u_{y1}, u_{x2}, u_{y2}, u_{x3}, u_{y3}, u_0]^T$ je vektor transformovaných veličin, tzn. výstup z transformace Clarkeové.

Za účelem ověření funkce transformace Clarkeové byla provedena simulace v Matlabu. Jako vstupy byly použity zkušební signály dané superpozicí složek základní a vyšších harmonických, jejichž amplitudy jsou uvedeny v tabulce 3 pro frekvenci první harmonické 50 Hz.

Průběhy vstupních a výstupních signálů z transformace Clarkeové jsou zobrazené na obrázku 12. Ze signálů v pravé části obrázku je viditelné, že výstupem z transformace jsou složky rozložených vstupních signálů v komplexních rovinách tvořených od první, třetí, páté a sedmé harmonické a netočivá složka reprezentující devátou harmonickou. Amplitudy příslušných harmonických vstupních i výstupních signálů jsou shodné, což odpovídá předpokládaným vlastnostem amplitudově invariantní transformace.

Tabulka 3: Amplitudy vstupních testovacích signálů do transformace Clarkeové

Harmonická	Velikost amplitudy
U_1	1
U_3	0,1
U_5	0,05
U_7	0,03
U_9	0,05



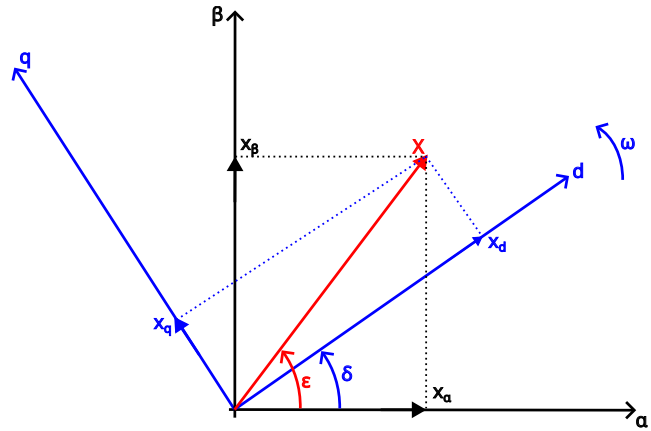
Obrázek 12: Vstupní (vlevo) a výstupní (vpravo) signály ze simulace transformace Clarkeové

2.4 Parkova transformace

Parkova transformace umožňuje převést vektor z komplexní roviny do obecného rotujícího souřadného systému, jenž bývá v pohonech často označován d-q. Okamžitý úhel natočení rotujícího souřadného systému vůči stacionárnímu lze vyjádřit následovně rovnicí:

$$\delta = \int \omega dt + \delta_0, \quad (2.9)$$

kde $\delta(\text{rad})$ je aktuální úhel natočení mezi souřadnými systémy, ω (rad/s) je úhlová rychlost rotujícího souřadného systému (zde označovaného d-q) a δ_0 (rad) je úhel natočení rotujícího souřadného systému v počátečním čase [8].



Obrázek 13: Grafická interpretace Parkovy transformace (překresleno podle [8])

Pomocí obrázku 13, na němž je vyznačen obecný vektor \mathbf{X} a jeho složky v jednotlivých souřadných systémech, lze nadefinovat rotační matici \mathbf{R}_{dq} . Ta umožňuje na základě znalosti složek vektoru \mathbf{X} v komplexní rovině $\alpha - \beta$ a úhlu natočení systému $d - q$ vůči systému $\alpha - \beta$ určit složky vektoru \mathbf{X} v rotujícím souřadném systému $d - q$ [8].

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{dq} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Obdobným způsobem lze nadefinovat zpětnou rotační matici pro inverzní případ [8].

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Transformaci mezi souřadnými systémy je možné zapsat rovněž pomocí Eulerova vzorce [8]:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{X}_{dq} e^{j\delta} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{X}_{dq} = \mathbf{X}_{\alpha\beta} e^{-j\delta} \quad (2.13)$$

U devítifázového systému je vyžadováno definování zvláštního rotujícího souřadného systému d-q pro každou řízenou harmonickou. Každý souřadný systém navíc rotuje rozdílnou úhlovou rychlostí závislejší na řádu harmonické.

2.5 Injektáž vyšších harmonických proudů

2.5.1 Zvyšování točivého momentu

U devítifázového systému je možné kromě základní harmonické proudu injektovat do statorového vinutí motoru rovněž proudy vyšších harmonických, které v tomto případě nejsou považovány za rušivý element jako u třífázových systémů, ale jejich použití je dokonce žádoucí. Výsledný statorový proud je následně dán superpozicí dílčích proudů určitých harmonických. Matematicky lze průběh proudu popsat následujícím vztahem:

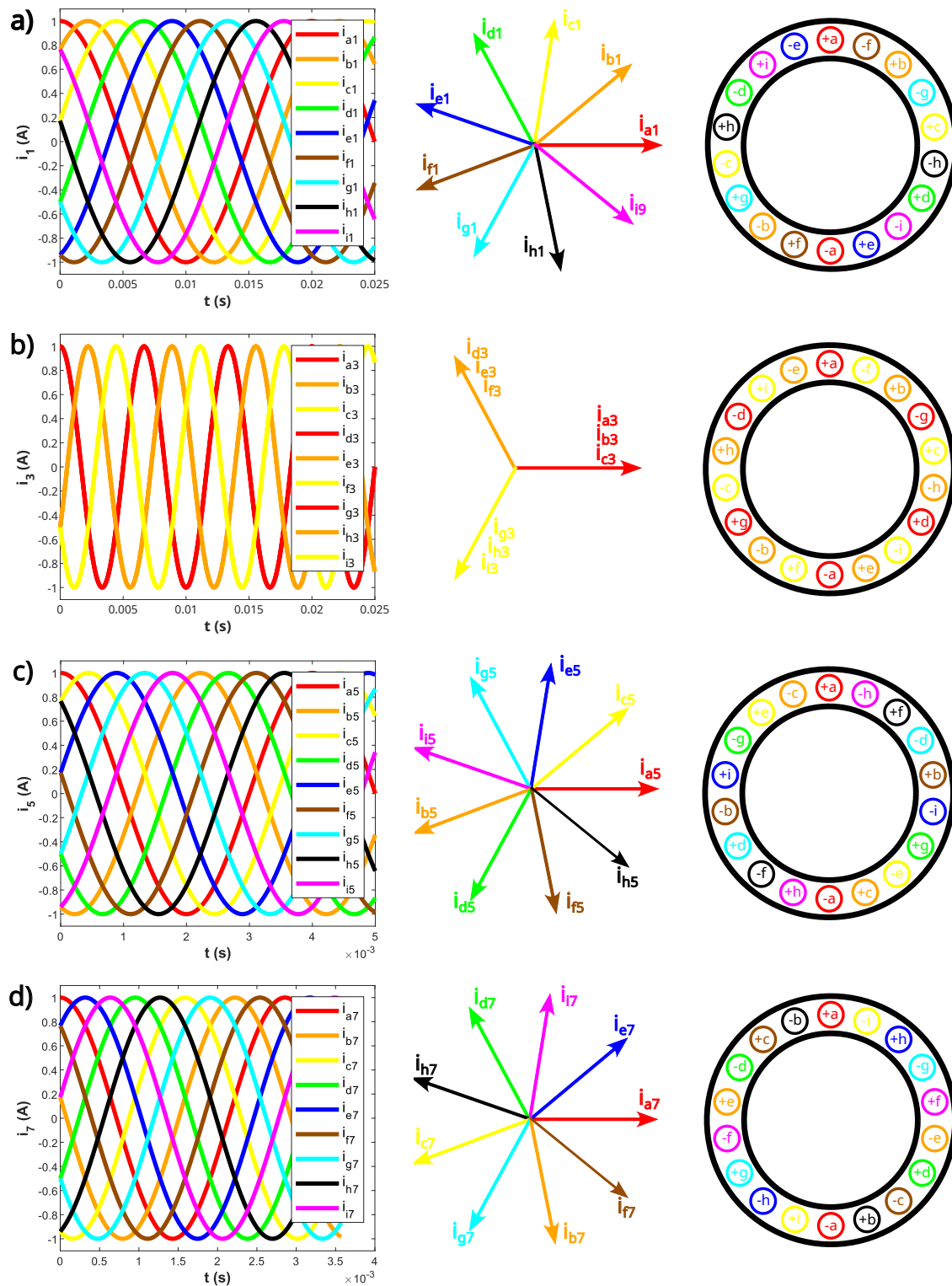
$$i_m = \sum_{n=1}^{n=9} I_n \sin(n\omega t - n(m-1)\frac{2}{9}\pi), \quad (2.14)$$

kde m je index značící fázi ($a = 1, b = 2, c = 3, \dots$), n je řád harmonické a I_n je amplituda proudu příslušné harmonické. Velikosti amplitud a fáze jednotlivých harmonických složek proudu udávají výsledný tvar proudu a ním ovlivňovaných veličin [6].

Prakticky se ovšem využívá injektáž pouze lichých harmonických proudů řádu nižšího, než je počet fází – u pětifázového systému se jedná pouze o třetí harmonickou, u sedmifázového o třetí a pátou harmonickou a konečně u devítifázového systému o třetí, pátou a sedmou harmonickou. Tyto harmonické proudy mají důležitou pozitivní vlastnost – vytvářejí ve statorovém vinutí virtuální elektrický stroj, jehož točivé pole má shodný směr rotace a rychlost jako točivé pole vytvořené proudem první harmonické. Tyto harmonické lze využívat ke zvyšování točivého momentu a zároveň ke tvarování průběhu celkového proudu a napětí. To má zásadní vliv na optimalizaci provozu stroje za daných napěťových a proudových omezení [3].

Naopak pro injektáž nelze používat vyšší sudé harmonické proudy, které generují točivé pole rozdílné rychlosti a směru rotace oproti poli vyvolanému proudem první harmonické. Jejich použití by bylo nežádoucí, neboť by docházelo ke zpomalování rotace stroje požadovaným směrem [3].

Kromě výše popsaných výhod ovlivňují negativně vyšší harmonické velikost ztrát v magnetickém obvodu stroje [6].



Obrázek 14: Průběhy proudů, fázorové diagramy a rozložení fází statorového vinutí pro a) první, b) třetí, c) pátou a d) sedmou harmonickou

Obrázek 14 shrnuje chování proudů vyšších lichých harmonických injektovaných do vinutí devítifázového stroje. V levé části obrázku jsou znázorněny průběhy jednotlivých harmonických

proudů. Fázorové diagramy uprostřed vycházejí z průběhu proudů a názorně ilustrují efekt vzájemných posuvů a řádu jednotlivých harmonických složek, kdy u vyšších harmonických dochází ke změně sledu fází oproti základní harmonické. Nicméně vinutí je pro všechny harmonické připojeno fyzicky shodným způsobem. Proto jsou v pravé části obrázku uvedena rozložení pořadí fází statorového vinutí na příkladu uvažujícího jednopólpárový stroj, přičemž je ponechána shodná barevná škála vyznačující postupný sled fází pro všechny harmonické [3].

Točivá pole vytvářená jednotlivými harmonickými jsou charakteristická odlišným počtem virtuálních pólů (vpp). Ty vycházejí z rozložení statorových fází po obvodu stroje a fázorových diagramů odpovídajících harmonických, pomocí nichž je možné určit velikost elektrického úhlu nutného na vykonání jedné mechanické otáčky, tj. postupného prostrhání všech fází. V případě jednopólpárového stroje platí pro základní harmonickou rovnost mezi vykonaným mechanickým a elektrickým úhlem. Ale například u třetí harmonické je na vykonání jedné mechanické otáčky nutný elektrický úhel $1\ 080^\circ$. Pole injektované třetí harmonické se chová, jako kdyby mělo tři virtuální pólpáry. Rozdílný elektrický úhel je ale kompenzován trojnásobnou frekvencí, což znamená, že točivé pole třetí harmonické rotuje shodnou rychlostí jako pole základní harmonické. Shodnou úvahou je možné analyzovat i chování ostatních harmonických. Informace o polích vytvářených jednotlivými harmonickými jsou shrnuty v tabulce 4 [3].

Tabulka 4: Vliv vyšších harmonických injektovaných do devítifázového systému [3]

Řád harmonické	vpp	smysl rotace	ω_m
1	pp	+	1
2	$7pp$	−	$\frac{2}{7}$
3	$3pp$	+	1
4	$5pp$	−	$\frac{4}{5}$
5	$5pp$	+	1
6	$3pp$	−	2
7	$7pp$	+	1
8	pp	−	8
9	$9pp$	0 (pulzační pole)	

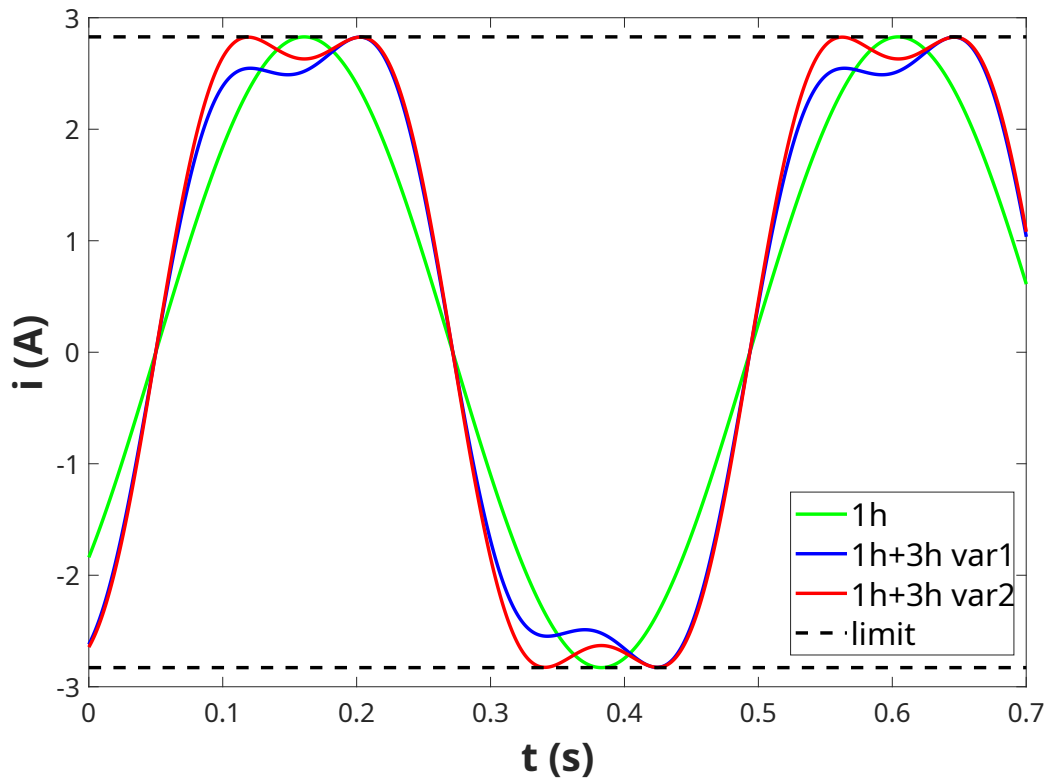
Popsaný způsob zvyšování momentu lze aplikovat při řízení různých typů střídavých vícefázových motorů, jako jsou asynchronní, synchronní i synchronní reluktanční motory [6].

2.5.2 Tvarování celkového průběhu proudu

Injektované vyšší harmonické složky proudů do vinutí vícefázových elektrických strojů umožňují kromě zvyšování momentu také tvarovat průběh celkového proudu. Ten je dán superpozicí okamžitých hodnot první a vyšších harmonických složek proudu. Vhodnou volbou velikosti složek jednotlivých harmonických lze dosahovat různých tvarů celkového proudu. Současně dochází i ke tvarování průběhu celkového napětí.

Obrázek 15 ukazuje tři rozdílné varianty průběhu celkového proudu, k jejichž tvarování je využívána injektáž pouze složek proudu třetí harmonické. Jsou zde ukázány varianty proudu tvořeného pouze složkami první harmonické (zeleně) a kombinací složek obou harmonických

nastavených tak, že celková proudová vlna se dotýká limitu v jednom (modře) nebo dvou (červeně) bodech. Injektování složek proudu třetí harmonické je výhodné využívat až od okamžiku dosažení některé z mezních hodnot. Při dimenzování prvků měniče je mj. důležitá maximální okamžitá hodnota procházejícího proudu. Vytvarovaný průběh proudu zůstává pod tímto limitem a zároveň navyšuje efektivní hodnotu proudu a tím i momentu [10, 11].



Obrázek 15: Tvarování celkového průběhu proudu třetí harmonickou

3 Matematický model devítifázového asynchronního motoru

Stěžejní část této práce se zabývá realizací vektorového řízení devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické, jehož základem je řada rovnic vycházejících z matematického modelu stroje. Proto je nutné si odvodit vlastní matematický model stroje pro první a třetí harmonickou. Parametry stroje se navíc odlišují pro jednotlivé harmonické, což je při matematickém popisu důležité neopomenout [9].

3.1 Značení používaných veličin a souřadných systémů

Ještě před samotným odvozením rovnic matematického modelu asynchronního motoru je nutné uvést význam jednotlivých úhlových rychlostí a definovat používané souřadné systémy.

Elektrickou úhlovou rychlost hřídele je možné získat přepočtem mechanické úhlové rychlosti ω_m pomocí počtu pólů pp vztahem:

$$\omega_{el} = pp\omega_m \quad (3.1)$$

Dále bude také používána elektrická úhlová rychlost statorového magnetického točivého pole první harmonické ω_s^1 definovaná rovnicí:

$$\omega_s^1 = 2\pi f_s^1, \quad (3.2)$$

kde f_s^1 je kmitočet statorového napájecí napětí, respektive proudu a toku první harmonické.

Obdobně je možné nadefinovat elektrickou statorovou úhlovou rychlost třetí harmonické:

$$\omega_s^3 = 2\pi f_s^3, \quad (3.3)$$

Elektrickou úhlovou rychlost rotoru první harmonické lze pomocí předchozích veličin vyjádřit následujícím vztahem:

$$\omega_r^1 = \omega_s^1 - pp\omega_m \quad (3.4)$$

Složky první a třetí harmonické jsou provázány shodným skluzem, což je možné zapsat následujícími matematickými vztahy [11]:

$$s = \frac{\omega_s^1 - pp\omega_m}{\omega_s^1} = \frac{\omega_r^1}{\omega_s^1} \quad (3.5)$$

$$s = \frac{\omega_s^3 - 3pp\omega_m}{\omega_s^3} = \frac{3\omega_s^1 - 3pp\omega_m}{3\omega_s^1} = \frac{\omega_r^3}{3\omega_s^1} \quad (3.6)$$

Potom pro úhlové rotorové rychlosti první a třetí harmonické vyplývá následující rovnice [11]:

$$\omega_r^3 = 3\omega_r^1 \quad (3.7)$$

V tabulce 5 jsou shrnuty typy, používaná značení a případně i rychlosti rotace jednotlivých souřadných systémů.

Tabulka 5: Používané souřadné systémy

Typ	Řád harmonické	Značení souřadného systému	Rychlost rotace
stojící	1	$\alpha - \beta$	-
stojící	3	$x^1 - y^1$	-
rotující	1	$d^1 - q^1$	ω_s^1
rotující	3	$d^3 - q^3$	$3\omega_s^1$
rotoru	1	$s^1 - t^1$	$pp\omega_m$
rotoru	3	$s^3 - t^3$	$3pp\omega_m$

3.2 Základní napěťové rovnice

Odvození matematických rovnic popisujících asynchronní motor v různých souřadných systémech vychází ze vztahů, které lze formulovat pro statorové a rotorové vinutí každé fáze a to zvlášť pro první i třetí harmonickou:

$$u_{si}^1 = R_{si}^1 i_{si}^1 + \frac{d\psi_{si}^1}{dt}, \quad (3.8) \quad u_{ri}^1 = R_{ri}^1 i_{ri}^1 + \frac{d\psi_{ri}^1}{dt} = 0, \quad (3.9)$$

$$u_{si}^3 = R_{si}^3 i_{si}^3 + \frac{d\psi_{si}^3}{dt}, \quad (3.10) \quad u_{ri}^3 = R_{ri}^3 i_{ri}^3 + \frac{d\psi_{ri}^3}{dt} = 0, \quad (3.11)$$

kde u_{si} jsou statorová a u_{ri} rotorová fázová napětí příslušné harmonické, R_{si} jsou statorové a R_{ri} rotorové odpory vinutí pro příslušnou harmonickou, i_{si} jsou statorové a i_{ri} rotorové fázové proudy příslušné harmonické a ψ_{si} jsou spřažené statorové a ψ_{ri} spřažené rotorové magnetické toky příslušné harmonické zabírající s danou fází. Rotorová fázová napětí jsou u asynchronního motoru s kotvou nakrátko uvažována nulová. Pomocí indexu i jsou rozlišeny jednotlivé fáze stroje.

3.3 Napěťové rovnice v různých souřadných systémech

3.3.1 Model ve stojících souřadných systémech $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$

Aplikací transformace Clarkeové na fázové napěťové rovnice z části 3.2 získáme prostorové vektory statorových a rotorových napětí, proudů a spřažených toků první a třetí harmonické. Zredukujeme tak soustavu celkem 36 rovnic popisujících asynchronní motor (18 rovnic pro stator a 18 rovnic pro rotor) na 4 rovnice obsahující pouze prostorové vektory a konstanty.

Statorové napěťové rovnice jsou zároveň vyjádřením fázových napěťových rovnic ve stojících souřadných systémech $\alpha - \beta$ pro první harmonickou a $x^1 - y^1$ pro třetí harmonickou:

$$\mathbf{u}_{s\alpha\beta}^1 = R_s^1 \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^1 + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}^1}{dt} \quad (3.12) \quad \mathbf{u}_{sx1y1}^3 = R_s^3 \mathbf{i}_{sx1y1}^3 + \frac{d\psi_{sx1y1}^3}{dt} \quad (3.13)$$

Převodem rotorových napěťových rovnic na prostorové vektory ovšem získáme rovnice definované v souřadných systémech rotoru $s^1 - t^1$ a $s^3 - t^3$. Systém $s^3 - t^3$ musí respektovat vlastnost devítifázového stroje při injektování třetí harmonické, pro kterou se chová jako virtuální stroj s trojnásobným počtem virtuálních pólů proti mechanické konstrukci.

$$\mathbf{u}_{rs1t1}^1 = R_r^1 \mathbf{i}_{rs1t1}^1 + \frac{d\psi_{rs1t1}^1}{dt} = 0 \quad (3.14) \quad \mathbf{u}_{rs3t3}^3 = R_r^3 \mathbf{i}_{rs3t3}^3 + \frac{d\psi_{rs3t3}^3}{dt} = 0 \quad (3.15)$$

Aplikací Parkovy transformace lze rotorové napěťové rovnice upravit a vyjádřit ve stojícím souřadném systému $\alpha - \beta$, respektive $x^1 - y^1$:

$$\mathbf{u}_{r\alpha\beta}^1 = R_r^1 \mathbf{i}_{r\alpha\beta}^1 + \frac{d\psi_{r\alpha\beta}^1}{dt} - jpp\omega_m \psi_{r\alpha\beta}^1 = 0 \quad (3.16)$$

$$\mathbf{u}_{rx1y1}^3 = R_r^3 \mathbf{i}_{rx1y1}^3 + \frac{d\psi_{rx1y1}^3}{dt} - j3pp\omega_m \psi_{rx1y1}^3 = 0 \quad (3.17)$$

3.3.2 Model v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$

Je vhodné si rovnice z podkapitoly 3.3.1 vyjádřit i v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$, neboť v nich bude realizována regulace vektorového řízení.

Převod rovnic mezi souřadnými systémy je opět uskutečněn prostřednictvím Parkovy transformace. Poté přechází rovnice 3.12 až 3.15 do následujících vztahů:

$$\mathbf{u}_{sd1q1}^1 = R_s^1 \mathbf{i}_{sd1q1}^1 + \frac{d\psi_{sd1q1}^1}{dt} + j\omega_s^1 \psi_{sd1q1}^1 \quad (3.18)$$

$$\mathbf{u}_{sd3q3}^3 = R_s^3 \mathbf{i}_{sd3q3}^3 + \frac{d\psi_{sd3q3}^3}{dt} + j3\omega_s^1 \psi_{sd3q3}^3 \quad (3.19)$$

$$\mathbf{u}_{rd1q1}^1 = R_r^1 \mathbf{i}_{rd1q1}^1 + \frac{d\psi_{rd1q1}^1}{dt} + j(\omega_s^1 - pp\omega_m)\psi_{rd1q1}^1 = 0 \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u}_{rd3q3}^3 = R_r^3 \mathbf{i}_{rd3q3}^3 + \frac{d\psi_{rd3q3}^3}{dt} + j3(\omega_s^1 - pp\omega_m)\psi_{rd3q3}^3 = 0 \quad (3.21)$$

3.4 Spřažené magnetické toky

Spřažené statorové a rotorové magnetické toky lze vyjádřit pomocí hlavní indukčnosti a rozptylových indukčností statoru a rotoru [8]:

$$\psi_s = \psi_h + \psi_{s\sigma} = L_h(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r) + L_{s\sigma}\mathbf{i}_s = L_s\mathbf{i}_s + L_h\mathbf{i}_r, \quad (3.22)$$

$$\psi_r = \psi_h + \psi_{r\sigma} = L_h(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_r) + L_{r\sigma}\mathbf{i}_r = L_r\mathbf{i}_r + L_h\mathbf{i}_s, \quad (3.23)$$

kde \mathbf{i}_s je statorový a \mathbf{i}_r rotorový proud, ψ_s a ψ_r jsou spřažené magnetické toky se státorem a rotorem, ψ_h je hlavní magnetický tok tvořený superpozicí příspěvků od statoru a od rotoru. Rozptylové indukčnosti statoru $L_{s\sigma}$ a rotoru $L_{r\sigma}$ způsobují, že se část magnetického toku uzavírá pouze vzduchovou mezerou a nepronikne do rotoru, respektive statoru [8].

Rovnice 3.22 a 3.23 jsou definovány nezávisle na řádu harmonické. V případě specifikace postupuje uvažovat parametry stroje a proudy dané harmonické.

3.5 Moment

Pro celkový točivý moment tvořený příspěvky od dílčích harmonických složek platí při uvažování homogenního stroje následující rovnice [4]:

$$M = M^1 + M^3 = \frac{9}{2}pp \left[\frac{L_h^1}{L_r^1}(\psi_{rd}^1 i_{sq}^1 - \psi_{rq}^1 i_{sd}^1) + 3 \frac{L_h^3}{L_r^3}(\psi_{rd}^3 i_{sq}^3 - \psi_{rq}^3 i_{sd}^3) \right], \quad (3.24)$$

kde M^1 a M^3 jsou popořadě složky momentu první a třetí harmonické, ψ_{rd}^1 , ψ_{rq}^1 , ψ_{rd}^3 a ψ_{rq}^3 jsou složky rotorových toků v jednotlivých osách rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ [4].

Pohybovou rovnici rotačního systému lze matematicky vyjádřit následovně:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_z, \quad (3.25)$$

kde J je moment setrvačnosti, ω_m je mechanická úhlová rychlost rotoru, M je generovaný točivý moment a M_z je zátěžný moment [8].

4 Vektorové řízení orientované na rotorový tok

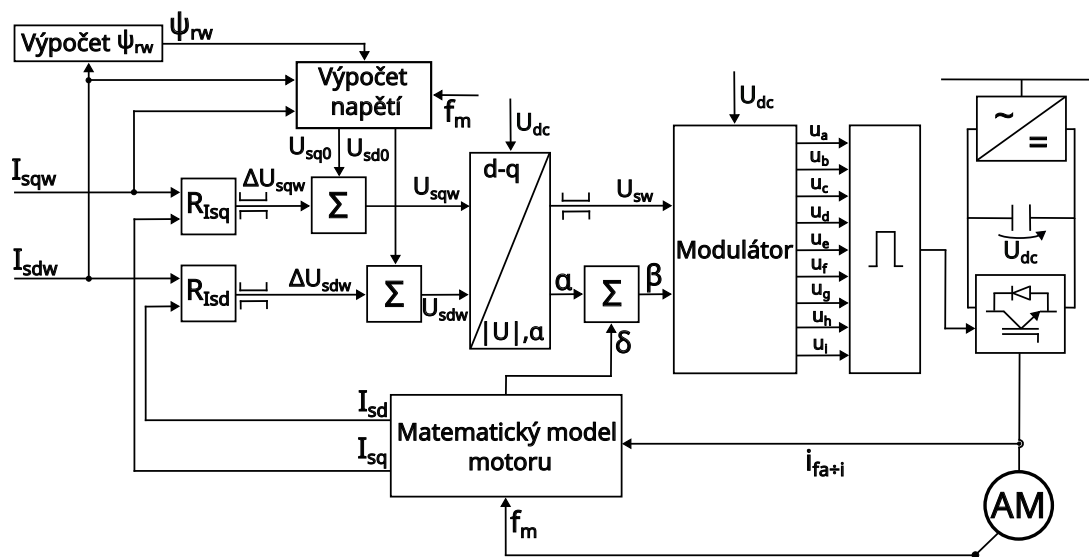
Podstata vektorového řízení asynchronního motoru spočívá v oddělené regulaci toku a momentu stroje obdobně jako při řízení cize buzeného stejnosměrného motoru. Toho je docíleno tím, že regulace probíhá v souřadném systému $d - q$ rotujícím synchronní rychlostí ω_s , který je nutné spřáhnout s vektorem některého toku vyskytujícího se ve stroji [8].

Velice výhodné je položit reálnou osu d rotujícího souřadného systému $d - q$ do směru vektoru rotorového toku (potom platí: $|\psi_r| = \psi_{rd}$ a $\psi_{rq} = 0$). Tím je zajištěno, že tok je úměrný složce statorového proudu I_{sd} , kterou proto můžeme nazývat tokotvornou. Moment stroje je závislý na složce statorového proudu I_{sq} , kterou z tohoto důvodu označujeme jako momentotvornou. Obě zmíněné složky proudu jsou v rotujícím souřadném systému $d - q$ stejnosměrné veličiny, tudíž lze pro jejich regulaci používat lineární PI regulátory [8].

4.1 Blokové schéma vektorového řízení

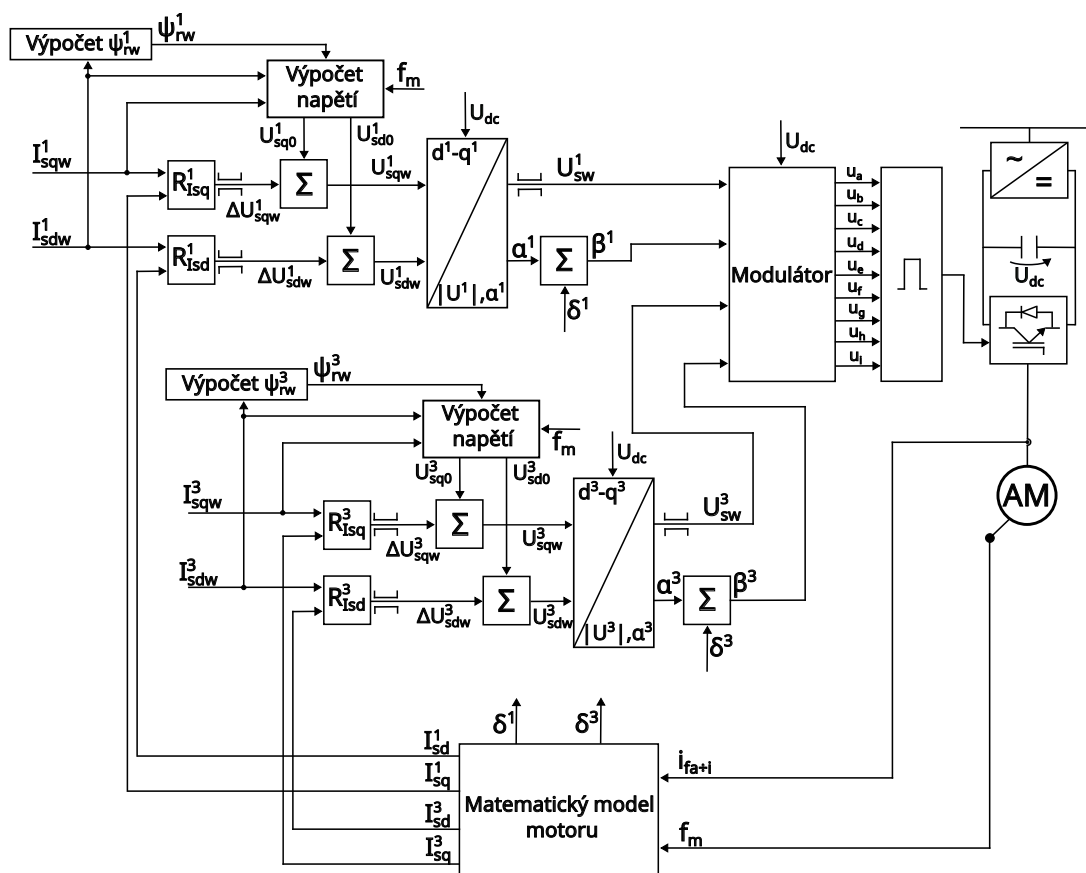
Princip vektorového řízení bude vysvětlený pomocí blokového schématu znázorněného na obrázku 16. Regulační smyčka je realizována v polárních souřadnicích, což má oproti variantě regulace v kartézských souřadnicích výhodu ve snadnějším nastavení omezovače napětí. Blokové schéma řeší pouze samostatnou regulační strukturu vektorového řízení. Pomocí neuvažované nadřazené regulace by bylo možné zadávat požadovanou velikost magnetického toku a momentu stroje, čehož je možné využívat při regulaci otáček.

Vstupem do regulační struktury vektorového řízení jsou požadované velikosti tokotvorné a momentotvorné složky proudu zadávané z nadřazeného řízení, které jsou porovnávány s aktuálními hodnotami složek proudu vypočítávaných v matematickém modelu. Tyto složky proudu jsou následně použity jako vstupy do regulátorů odpovídajících složek proudu. Regulátory generují složky napětí v rotujícím souřadném systému $d - q$, které jsou schopné vyvolat požadované změny proudu. Výstupy regulátorů jsou sečteny se složkami napětí z dopředného modelu a převedeny do polárního tvaru, ve kterém je požadovaný vektor napětí reprezentován prostřednictvím amplitudy a úhlu natočení vůči rotujícímu souřadnému systému $d - q$. V tomto bloku dochází rovněž k omezení amplitudy napětí v závislosti na aktuální velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu, čímž nastane pouze oříznutí amplitudy napětí a zachování požadovaného úhlu natočení vektoru. Modulátor synchronizovaný na natočení rotorového magnetického toku získávaného z matematického modelu vypočítává ze zpětné Parkovy transformace a transformace Clarkeové modulační signály pro všech devět fází. Ty jsou po komparaci s pilou zdrojem pulzů vysílaných na drivery výkonových prvků napěťového střídače [8].



Obrázek 16: Blokové schéma vektorového řízení orientovaného na rotorový tok (překresleno podle [8])

4.2 Vektorové řízení s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické



Obrázek 17: Blokové schéma vektorového řízení s oddělenou regulací složek proudu první a třetí harmonické

Principy a závěry popsané v podkapitole 4.1 platí v případě zdvojeného vektorového řízení pouze pro základní harmonickou proud. Současná a oddělená regulace proudu třetí harmonické vyžaduje duplikovanou regulační strukturu. Výsledné regulační schéma ukazuje obrázek 17.

Injektování složek proudů třetí harmonické je možné využívat ke tvarování průběhu celkového proudu a zvyšování momentu. Pro reálnou a imaginární složku proudu třetí harmonické v rotujícím souřadném systému $d^3 - q^3$ neplatí, že se jedná o tokotvornou a momentotvornou složku proudu jako u první harmonické. Toto tvrzení bude rozvedeno v další části této kapitoly.

4.3 Matematický model asynchronního motoru

Podstatnou částí vektorového řízení je správně fungující matematický model asynchronního motoru. Ten umožňuje na základě měřených veličin a znalosti parametrů stroje vypočítat polohu rotorového toku první harmonické, s níž je svázán rotující souřadný systém $d^1 - q^1$, spolu s velikostmi tokotvorné a momentotvorné složky proudu první harmonické I_{sd}^1 a I_{sq}^1 sloužící jako zpětné vazby do regulační struktury. Shodně veličiny je nutné vypočítat i pro třetí harmonickou.

4.3.1 Proudový model první harmonické v rotujícím souřadném systému

$$d^1 - q^1$$

Rovnice proudového modelu asynchronního motoru první harmonické vycházejí z rotorové napěťové rovnice vyjádřené v rotujícím souřadném systému $d^1 - q^1$ spřaženém s rotorovým magnetickým tokem první harmonické definované vztahem 3.20. Sérií úprav se snažíme eliminovat neměřitelné veličiny a vyjádřit je pomocí jiných veličin, které lze získat měřením. K tomu využíváme matematické vztahy uvedené v kapitole 3.

Vyjádřením předpisu pro rotorový proud z rovnice 3.23 a dosazením do vztahu 3.20 získáme následující vztah:

$$0 = \frac{R_r^1}{L_r^1} \psi_{rd1q1}^1 - R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} i_{sd1q1}^1 + \frac{d\psi_{rd1q1}^1}{dt} + j\omega_r^1 \psi_{rd1q1}^1 \quad (4.1)$$

Rovnici 4.1 je nutné rozložit na reálnou a imaginární složku. Potom pro přírůstek rotorového toku v jednotlivých osách platí následující vztahy:

$$\frac{d\psi_{rd}^1}{dt} = R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} i_{sd}^1 - \frac{R_r^1}{L_r^1} \psi_{rd}^1 + \omega_r^1 \psi_{rq}^1 \quad (4.2)$$

$$\frac{d\psi_{rq}^1}{dt} = R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} i_{sq}^1 - \frac{R_r^1}{L_r^1} \psi_{rq}^1 - \omega_r^1 \psi_{rd}^1 \quad (4.3)$$

Vydeme-li z předpokladu, že rotující souřadný systém $d^1 - q^1$ je spřažený s rotorovým tokem první harmonické ($|\psi_r| = \psi_{rd}$ a $\psi_{rq} = 0$), můžeme rovnice 4.2 a 4.3 zjednodušit do následujících tvarů:

$$\frac{d\psi_{rd}^1}{dt} = R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} i_{sd}^1 - \frac{R_r^1}{L_r^1} \psi_{rd}^1 \quad (4.4)$$

$$0 = R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} i_{sq}^1 - \omega_r^1 \psi_{rd}^1 \quad (4.5)$$

Pro použití v regulační smyčce je vhodné z rovnice 4.5 vyjádřit vztah pro rotorovou úhlovou rychlost ω_r^1 :

$$\omega_r^1 = R_r^1 \frac{L_h^1}{L_r^1} \frac{i_{sq}^1}{\psi_{rd}^1} \quad (4.6)$$

Potom je možné získat aktuální úhel natočení vektoru rotorového toku první harmonické (a tedy i zároveň natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ vůči stojícímu souřadnému systému $\alpha - \beta$) následující rovnicí:

$$\delta^1 = \int (pp\omega_m + \omega_r^1) dt = \int \omega_s^1 dt \quad (4.7)$$

4.3.2 Model třetí harmonické v rotujícím souřadném systému $d^3 - q^3$

K analýze třetí harmonické je nutné přistupovat rozdílným způsobem. Aby se skutečně jednalo o třetí harmonickou vzhledem k první a bylo možné používat vztahy uvedené v podkapitole 2.3, musí být třetí harmonická provázána přes trojnásobek frekvence se základní harmonickou.

Proto není možné při určování natočení rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$ používat duplicitní proudový model jako pro první harmonickou, i přestože by jeho vztahy byly založeny na parametrech asynchronního motoru a měřených veličinách pro třetí harmonickou. Natočení rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$ je nezbytné určovat podle rovnice 4.8:

$$\delta^3 = \int 3\omega_s^1 dt, \quad (4.8)$$

kde δ^3 je natočení rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$ vůči příslušnému stojícímu souřadnému systému.

Z porovnání vztahů 4.7 a 4.8 lze vyvodit, že souřadný systém $d^3 - q^3$ rotuje oproti systému $d^1 - q^1$ trojnásobnou rychlostí. Tímto je poloha rotujícího souřadného systému $d^3 - q^3$ a tedy i složek třetí harmonické jednoznačně definována v závislosti na první harmonické.

4.3.3 Určení složek proudů v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$

Složky statorového proudu v rotujícím souřadném systému $d^1 - q^1$, respektive $d^3 - q^3$, lze určit pomocí rotační matice definované vztahem 2.10 ze známých složek proudu ve stojícím souřadném systému $\alpha - \beta$, respektive $x^1 - y^1$, získaných aplikací transformace Clarkeové na měřené fázové proudy.

Pro složky proudů první harmonické platí:

$$i_{sd}^1 = i_{s\alpha}^1 \cos(\delta^1) + i_{s\beta}^1 \sin(\delta^1) \quad (4.9)$$

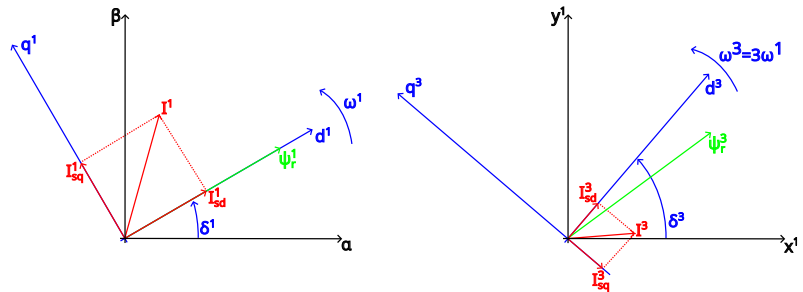
$$i_{sq}^1 = -i_{s\alpha}^1 \sin(\delta^1) + i_{s\beta}^1 \cos(\delta^1) \quad (4.10)$$

A pro složky proudů třetí harmonické platí:

$$i_{sd}^3 = i_{sx_1}^3 \cos(\delta^3) + i_{sy_1}^3 \sin(\delta^3) \quad (4.11)$$

$$i_{sq}^3 = -i_{sx_1}^3 \sin(\delta^3) + i_{sy_1}^3 \cos(\delta^3) \quad (4.12)$$

Z výše uvedených vztahů je patrné, že vstupními parametry do proudového modelu motoru musí být vektory statorového proudu ve stojících souřadných systémech $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$, respektive jeho složky, a měřená mechanická rychlost rotoru. To představuje jednu z nevýhod proudového modelu – asynchronní motor musí být osazen čidlem rychlosti, což znamená určité finanční náklady. Další nevýhodou je rotorový odpor, který figuruje v rovnicích matematického modelu. Protože je jeho velikost u moderních asynchronních motorů velmi malá, na jeho velikosti se výrazně projeví tepelná závislost odporu na teplotě. Během chodu motoru může vzrůst velikost rotorového odporu až na dvojnásobek oproti studenému stavu [8].



Obrázek 18: Fázorový diagram pro určení úhlu natočení mezi souřadnými systémy a složek proudů první (vlevo) a třetí (vpravo) harmonické

4.3.4 Blok výpočet napětí

Funkci bloku výpočet napětí lze chápat jako dopředný model, jehož výstupem jsou velikosti složek statorového napětí v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ v novém ustáleném stavu, které napomáhají dynamice řízení a usnadňují práci regulátorům.

Kromě dopředné vazby funguje tento blok také jako tzv. od vazbovací člen. V předešlé podkapitole vysvětlující princip vektorového řízení bylo zjednodušeně uvedeno, že tokotvorná, respektive momentotvorná složka proudu, je úměrná složce napětí v reálné, respektive imaginární ose příslušného rotujícího souřadného systému. Ve skutečnosti ale dochází vlivem křížných vazeb ke vzájemnému ovlivňování složek proudu, což se snažíme dopředným modelem co nejvíce eliminovat.

Dále bude odvozen vztah pro výpočet jednotlivých složek napětí. Dosazením předpisu pro rotorový proud vyjádřený z rovnice 3.23 lze rovnici 3.22 upravit do následujícího tvaru:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \boldsymbol{i}_s + L_h \boldsymbol{i}_r = L_s \boldsymbol{i}_s + L_h \frac{\boldsymbol{\psi}_r - L_h \boldsymbol{i}_s}{L_r} = \left(L_s - \frac{(L_h)^2}{L_r} \right) \boldsymbol{i}_s + \frac{L_h}{L_r} \boldsymbol{\psi}_r \quad (4.13)$$

Dosazením výše uvedeného vztahu pro statorový tok přechází rovnice 3.18 a 3.19 při uvažování ustáleného stavu do následujících vztahů:

$$\boldsymbol{u}_{sd1q1}^1 = R_s^1 \boldsymbol{i}_{sd1q1}^1 + j\omega_s^1 \left[\left(L_s^1 - \frac{(L_h^1)^2}{L_r^1} \right) \boldsymbol{i}_{sd1q1}^1 + \frac{L_h^1}{L_r^1} \boldsymbol{\psi}_{rd1q1}^1 \right] \quad (4.14)$$

$$\boldsymbol{u}_{sd3q3}^3 = R_s^3 \boldsymbol{i}_{sd3q3}^3 + j3\omega_s^1 \left[\left(L_s^3 - \frac{(L_h^3)^2}{L_r^3} \right) \boldsymbol{i}_{sd3q3}^3 + \frac{L_h^3}{L_r^3} \boldsymbol{\psi}_{rd3q3}^3 \right] \quad (4.15)$$

Upravené statorové rovnice vyjádřené v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ rozložíme na reálnou a imaginární složku:

$$u_{sd0}^1 = R_s^1 i_{sd}^1 - \omega_s^1 i_{sq}^1 \left(L_s^1 - \frac{(L_h^1)^2}{L_r^1} \right) \quad (4.16)$$

$$u_{sq0}^1 = R_s^1 i_{sq}^1 + \omega_s^1 \left[\left(L_s^1 - \frac{(L_h^1)^2}{L_r^1} \right) i_{sd}^1 + \frac{L_h^1}{L_r^1} \psi_{rd}^1 \right] \quad (4.17)$$

$$u_{sd0}^3 = R_s^3 i_{sd}^3 - 3\omega_s^1 \left[\left(L_s^3 - \frac{(L_h^3)^2}{L_r^3} \right) i_{sq}^3 + \frac{L_h^3}{L_r^3} \psi_{rq}^3 \right] \quad (4.18)$$

$$u_{sq0}^3 = R_s^3 i_{sq}^3 + 3\omega_s^1 \left[\left(L_s^3 - \frac{(L_h^3)^2}{L_r^3} \right) i_{sd}^3 + \frac{L_h^3}{L_r^3} \psi_{rd}^3 \right] \quad (4.19)$$

Implementace dopředného modelu vycházející z rovnic 4.16 až 4.19 vyžaduje znalost statorové úhlové rychlosti první harmonické, kterou lze za předpokladu zjednodušení spočívajícího v zanedbání rotorové úhlové rychlosti nahradit elektrickou mechanickou úhlovou rychlostí první harmonické.

Do dopředného modelu je vhodné používat požadované velikosti d a q složek proudů a toků namísto vypočtených, které mohou být zvlněné nebo zarušené, čímž by vnašely nestabilitu do systému regulace. Další případný problém by mohl vzniknout při změření vyššího proudu, čímž by výstup z dopředného modelu narostl a vznikala by tak kladná zpětná vazba, kterou by musely odstraňovat regulátory proudů.

4.3.5 Blok výpočet ψ_{rw}

Vyjma složek proudů první a třetí harmonické jsou do dopředných modelů nutné také velikosti požadovaných rotorových toků, které jsou vypočítávány z matematických rovnic popisujících asynchronní motor.

Při určování požadovaného rotorového toku první harmonické se s výhodou využívá orientace souřadného systému $d^1 - q^1$, která zaručuje, že magnetický tok je úměrný složce proudu I_{sd}^1 . Pro výpočet je možné využít vztah 4.4, který je rovněž využíván v proudovém modelu definovaném v rotujícím souřadném systému $d^1 - q^1$.

U rotorového toku třetí harmonické již není možné provést žádná zjednodušení a výpočet je nutné provádět z obou složek požadovaných proudů třetí harmonické. Rovnice vycházející ze vztahů 4.2 a 4.3 přechází pro třetí harmonickou do následujících tvarů:

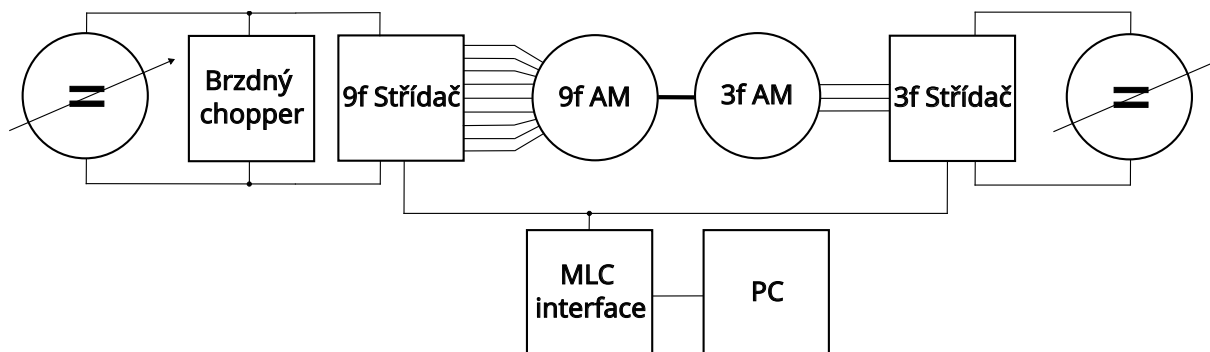
$$\frac{d\psi_{rd}^3}{dt} = R_r^3 \frac{L_h^3}{L_r^3} i_{sd}^3 - \frac{R_r^3}{L_r^3} \psi_{rd}^3 + \omega_r^3 \psi_{rq}^3 \quad (4.20)$$

$$\frac{d\psi_{rq}^3}{dt} = R_r^3 \frac{L_h^3}{L_r^3} i_{sq}^3 - \frac{R_r^3}{L_r^3} \psi_{rq}^3 - \omega_r^3 \psi_{rd}^3 \quad (4.21)$$

5 Laboratorní prototyp devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem

5.1 Použité HW prostředky

Obrázek 19 ukazuje blokové schéma zapojení používaného devítifázového laboratorního prototypu elektrického pohonu s asynchronním motorem spřaženého se zatěžovacím třífázovým asynchronním motorem. Řízení obou pohonů zajišťuje shodná řídicí deska MLC interface propojená s počítačem.



Obrázek 19: Blokové schéma laboratorního prototypu devítifázového elektrického pohonu

5.1.1 MLC interface

MLC interface je univerzální řídicí jednotka, pomocí níž je možné řídit širokou škálu různých výkonových měničů. Základem je procesor od firmy Texas Instruments TMS320F28335, který obsahuje řadu užitečných periférií pro řízení pohonů – PWM moduly, QEP enkodér umožňující práci s IRC a ARC čidly, interní AD převodníky, DMA nebo různé komunikační periférie. MLC interface je rovněž vybaven řadou dalších periférií, mezi něž lze zařadit například LCD displej, tlačítka, externí AD převodníky, DA převodníky, IRC i ARC vstup a velké množství dalších vstupů a výstupů. Výhodou je také přítomnost FPGA (programovatelné hradlové pole), pomocí něhož je možné realizovat funkce, které samotný procesor neumožňuje [12, 13].

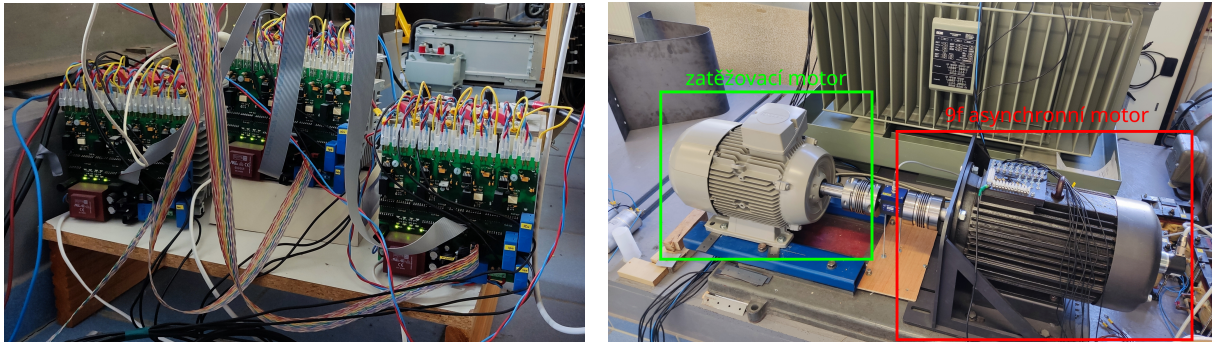


Obrázek 20: MLC interface

Pro sledování správné činnosti elektrického pohonu je vhodné využívat DA převodníky, na jejichž výstupní piny je možné připojit sondy osciloskopu a zobrazit si průběhy vypočítaných veličin, které by nebylo možné získat jiným způsobem [12, 13].

5.1.2 Devítifázový napěťový střídač a devítifázový asynchronní motor

Pro napájení devítifázového asynchronního motoru je využívána trojice dvojúrovňových třífázových napěťových střídačů s vlastními stejnosměrnými meziobvody. Devítifázový asynchronní motor je přes hřídel spřažený se zatěžovacím třífázovým asynchronním motorem, pomocí něhož je možné nastavovat určité provozní režimy a zkoumat chování devítifázového asynchronního motoru. Zmíněné části silové části pohonu jsou znázorněny na obrázku 21. Parametry používaného devítifázového asynchronního motoru jsou uvedeny v tabulce 6.



Obrázek 21: Trojice napájecích třífázových střídačů (vlevo) a prototyp devítifázového asynchronního motoru (vpravo)

Tabulka 6: Štítkové parametry a parametry náhradního schématu využívaného prototypu devítifázového asynchronního motoru

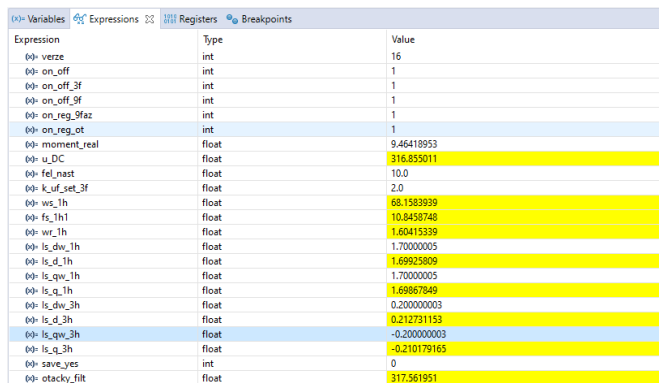
Parametr	Hodnota	Parametr	1. harmonická	3. harmonická
Zapojení	Y	$R_s(\Omega)$	1, 36	
pp	2	$R_r(\Omega)$	1, 09	1, 05
$U_n(V)$	380	$L_h(mH)$	650	72
$I_n(A)$	5, 85	$L_{s\sigma}(mH)$	13, 4	14, 4
$P_n(kW)$	15	$L_{r\sigma}(mH)$	32, 7	38, 9
$n_n(ot/min)$	1480	$L_s(mH)$	663, 4	86, 4
$f_{sn}(Hz)$	50	$L_r(mH)$	682, 7	110, 9

5.2 Řídící algoritmus

5.2.1 Použité SW prostředky a ovládání pohonu

Vytvořený regulační algoritmus je napsán v programovacím jazyce C ve vývojovém prostředí Code Composer Studio (CCS), které je určeno pro programování procesorů od firmy Texas Instruments.

Ovládání pohonu je realizováno prostřednictvím expressions okna v CCS, kam lze zadávat požadované hodnoty určitých veličin. Toto okno je ukázáno na obrázku 22. Okno současně umožňuje sledování hodnot zkoumaných veličin v reálném čase, čehož je například možné využívat k posouzení správné funkčnosti pohonu nebo odečtu hodnot veličin při nastaveném provozním stavu.



Expression	Type	Value
00: verze	int	16
00: on_off	int	1
00: on_off_3f	int	1
00: on_off_9f	int	1
00: on_reg_9faz	int	1
00: on_reg_of	int	1
00: moment_real	float	9.46418953
00: u_DC	float	316.835011
00: fel_nast	float	10.0
00: k_uf_set_3f	float	2.0
00: ws_1h	float	68.1583939
00: fs_1h1	float	10.8458748
00: wr_1h	float	1.60415339
00: ls_dw_1h	float	1.70000005
00: ls_d_1h	float	1.99925809
00: ls_qw_1h	float	1.70000005
00: ls_q_1h	float	1.69987649
00: ls_dw_3h	float	0.20000003
00: ls_d_3h	float	0.212731153
00: ls_qw_3h	float	-0.20000003
00: ls_q_3h	float	-0.210179165
00: save_yes	int	0
00: otacky_fit	float	317.561951

Obrázek 22: Workspace okno pro ovládání pohonu

5.2.2 Měřené veličiny

Pro správnou činnost regulační struktury vektorového řízení je nezbytné přesné měření napětí stejnosměrného meziobvodu, fázových proudů a mechanických otáček asynchronního motoru.

5.2.2.1 Fázové proudy a napětí stejnosměrného meziobvodu

K měření fázových proudů i napětí stejnosměrného meziobvodu jsou použita proudová, respektive napěťová čidla, která jsou součástí používaného napěťového střídače. Výstupem obou typů čidel je hodnota napětí, která je úměrná velikosti měřené veličiny. Pro digitalizaci naměřených analogových hodnot je nutné použít AD převodník.

Použití MLC interface poskytuje možnost používat interní (součástí procesoru TMS320F28335) nebo externí AD převodník. V realizovaném řízení jsou používány externí převodníky, které mají oproti interním řadu výhod - umožňují vzorkování všech vstupů najednou a navíc mají vyšší rozlišení (18 vs 12 b). Na druhou stranu je potřeba zdůraznit, že délka převodu externího převodníku je oproti internímu mnohonásobně delší (4 μ s vs 80 ns) [12].

Aby bylo možné hodnoty získané z AD převodníku převést na reálné hodnoty, je nutné znát převodní konstantu čidla. K tomuto účelu byl sestaven skript, který uloží 1 000 hodnot a z nich následně vypočítá aritmetický průměr. Tím je zajištěno potlačení šumu měřených hodnot a omezení vlivu případných špičkových hodnot měřené veličiny vybočujících z očekávaného intervalu.

Pro zkalibrování čidla musí být na jeho vstupu veličina o známé hodnotě. V případě měření napětí stejnosměrného meziobvodu byl napěťový střídač připojen k regulovatelnému zdroji stejnosměrného napětí. Postupně byla po krocích zvedána velikost napájecího napětí a zaznamenávány výstupní hodnoty z AD převodníku. Známa hodnota průchozího proudu byla zajištěna pomocí kabelu provlečeného proudovým čidlem, který byl připojen k regulovatelnému proudovému zdroji. Průchozí proud může nabývat obou polarit, což je nutné zohlednit při kalibraci. Princip získávání hodnot z AD převodníků byl analogický jako u měření napětí.

Získané hodnoty byly zaneseny do výpočetního SW a byla provedena jejich lineární aproximace. Získané koeficienty (převodní konstanta a offset) byly následně integrovány do řídicího SW.

5.2.2.2 Mechanické otáčky

K měření mechanických otáček rotoru je používáno IRC čidlo spřažené s hřídelí devítifázového asynchronního motoru s rozlišením 4 096 pulzů/ot. Signály z čidla jsou zpracovávány pomocí periferie procesoru QEP, jejíž výstupem je směrový bit a počet načítaných pulzů mezi vyvolanými přerušeními. Přepočet pulzů na mechanickou frekvenci je uskutečněn pomocí konstanty K , která je definována následujícím vztahem:

$$K = \frac{1}{4 \cdot IRC \cdot T_{vz}} = \frac{1}{4 \cdot 4096 \cdot 0,001} = 0,061, \quad (5.1)$$

kde IRC (-) je počet pulzů čidla na otáčku, T_{vz} (s) je perioda volání přerušení a konstanta 4 respektuje čtyřnásobnou frekvenci výstupních pulzů z QEP enkodéru oproti vstupní danou jeho principem činnosti. Získaná mechanická frekvence je následně filtrována s předchozí hodnotou.

5.2.2.3 Ochrany

S měřením veličin úzce souvisí problematika SW ochran, které musí být nedílnou součástí regulační smyčky, a jejich koordinace s ostatními ochranami. Jejich úkolem je minimalizovat případné rizikové stavy, které by mohly zapříčinit poškození některých částí pohonu.

Nadproudová ochrana sleduje velikosti odebíraných proudů asynchronním motorem. Změřené fázové proudy jsou porovnávány s přednastaveným limitem. Přesáhne-li okamžitá velikost proudu nastavenou maximální hodnotu, dojde k okamžitému zablokování PWM výstupů zapsáním nuly do příznakového bitu.

Při brzdění nebo reverzaci přechází asynchronní motor z motorického do generátorického režimu a vrací elektrickou energii zpět do napájecího zdroje. Důsledkem toho je nárůst napětí stejnosměrného meziobvodu. Proto je k napěťovému střídači paralelně připojen brzdový chopper. Měřené napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc} je kromě referenční hodnoty pro omezovače napětí porovnáváno s dovolenou maximální hodnotou. V případě jejího překročení dojde k sepnutí spínače a vybití energie do připojeného odporu, který je schopen nadbytečnou energii pojmout.

Pohon je rovněž vybaven HW ochranou v podobě stop tlačítka, jehož aktivací uživatel způsobí okamžité zablokování PWM výstupů.

5.2.3 SW implementace vektorového řízení

Celkem byla navrhnutá a prakticky realizována dvojice variant vektorového řízení devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem, jejichž principy a bloková schémata jsou popsány v kapitole 4. Implementované funkce vycházejí ze zmíněných blokových schémat. První varianta zahrnuje oddělenou regulaci tokotvorné a momentotvorné složky statorového proudu první harmonické (schéma na obrázku 16). Ve druhém případě byla regulační struktura rozšířena o možnost regulace složek proudů třetí harmonické (schéma na obrázku 17).

Sekvence naprogramovaných funkcí vektorového řízení je spouštěna přerušením vyvolaným od AD převodníku. Vstupem do vektorového řízení jsou požadované složky proudů první harmonické I_{sdw}^1 a I_{sqw}^1 , respektive i složky proudů třetí harmonické I_{sdw}^3 a I_{sqw}^3 . Ukázky kódů používaných funkcí jsou pro lepší názornost ukázány v příloze B.

5.2.3.1 Eulerova metoda

Diferenciální rovnice popisující asynchronní motor používané ve vektorovém řízení uvedené v předchozích částech práce byly definované jako spojité v časové oblasti. Při praktické realizaci rovnic v řídicím počítači je ale nutné používat jejich diskrétní formu a řešit rovnice numericky. Existuje mnoho numerických metod lišících se svojí aproximační přesností a výpočetní náročností.

V této práci je používána Eulerova metoda, která patří mezi nejjednodušší numerické metody pro řešení diferenciálních rovnic prvního řádu. Tato metoda nepatří pro složitější rovnice mezi nejpreciznější, ale její implementace je velmi jednoduchá. Vztah vychází z definice derivace [14]:

$$y'(k) = \frac{y_{k+1} - y_k}{\Delta t}, \quad (5.2)$$

kde $y'(k)$ je derivace, y_k je funkční hodnota v aktuálním kroku a y_{k+1} v následujícím kroku a Δt je krok metody [14].

Potom už je velmi snadné vyjádřit vztah pro funkční hodnotu v následujícím kroku [14]:

$$y_{k+1} = y_k + y'(k)\Delta t \quad (5.3)$$

5.2.3.2 Diskrétní PI regulátory

Jak již bylo zmíněno v předchozí části práce, v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ se regulované složky proudů chovají jako stejnosměrné veličiny a jejich regulaci je možné realizovat prostřednictvím diskrétních PI regulátorů. Akční zásah regulátoru odpovídá vztahu:

$$u = K_p(w - x) + \frac{K_p}{\tau} \Delta t(w - x), \quad (5.4)$$

kde u je akční veličina, w požadovaná hodnota veličiny, x aktuální hodnota veličiny, K_p zesílení proporciální části, τ časová konstanta integrační části a Δt integrační krok.

Je využívána varianta diskrétních PI regulátorů ve složkovém tvaru, která umožňuje snadno odděleně nastavovat proporcionální a integrační složku regulátoru. Proporciální část reaguje na aktuální odchylku mezi naměřenou a požadovanou hodnotou a je zodpovědná za dynamiku. Integrační část regulátoru integruje odchylku aktuální hodnoty veličiny od požadované v čase a ovlivňuje chybu v ustáleném stavu.

Výstupní akční veličinu z regulátoru danou součtem proporční a integrační složky je nutné saturovat na určitou hodnotu. Vznikla-li by trvalá regulační odchylka, mohla by velikost integrační složky narůstat teoreticky až do nekonečné hodnoty. Při následné změně požadavku je navíc nutné nasčítanou sumu odintegrovanou, což by se negativně podepsalo na dynamice regulace.

Tabulka 7: Nastavené konstanty používaných PI regulátorů

Regulovaná veličina	K_p	τ	$u_{max}(V)$
I_{sd}^1	50	0,02	50
I_{sq}^1	40	0,03	50
I_{sd}^3	100	0,1	10
I_{sq}^3	100	0,1	10

Celkem byla realizována čtveřice PI regulátorů pro jednotlivé složky proudů první a třetí harmonické. Hodnoty nastavených parametrů jednotlivých regulátorů jsou uvedeny v tabulce 7.

5.2.3.3 Modulátor

Modulátor zajišťuje převod vygenerovaných modulačních signálů na spínací pulzy pro drivers spínající výkonové prvky měniče. Zároveň musí zajistit sjednocení měřítek generované pily a modulačních signálů v závislosti na aktuálním napětí stejnosměrného meziobvodu napěťového střídače.

Řízení vícefázových elektrických pohonů vyžaduje velké množství PWM výstupů z procesoru pro ovládání driverů spínajících výkonové prvky měniče. V případě devítifázového střídače je jich potřeba 18, tj. jedna komplementárně řízená dvojice výstupů na každou fázi. Pro spínání brzděného odporu je nutný další PWM výstup. U používaného procesoru je k dispozici ovšem pouze 12 PWM výstupů, tudíž je pro řízení devítifázového pohonu nevhodný, a je proto využíván pro řízení zatěžovacího třífázového pohonu. PWM výstupy pro devítifázový pohon jsou realizovány prostřednictvím FPGA. Program zajišťující konfiguraci a ovládání výstupů PWM nahraný v FPGA byl poskytnut vedoucím této diplomové práce. Pro zbylou část modulátoru je důležitý rozsah čítání pily, který je v tomto případě nakonfigurován v rozmezí -3 572 až 3 572, což odpovídá spínací frekvenci 7 kHz.

6 Výsledky experimentálních měření

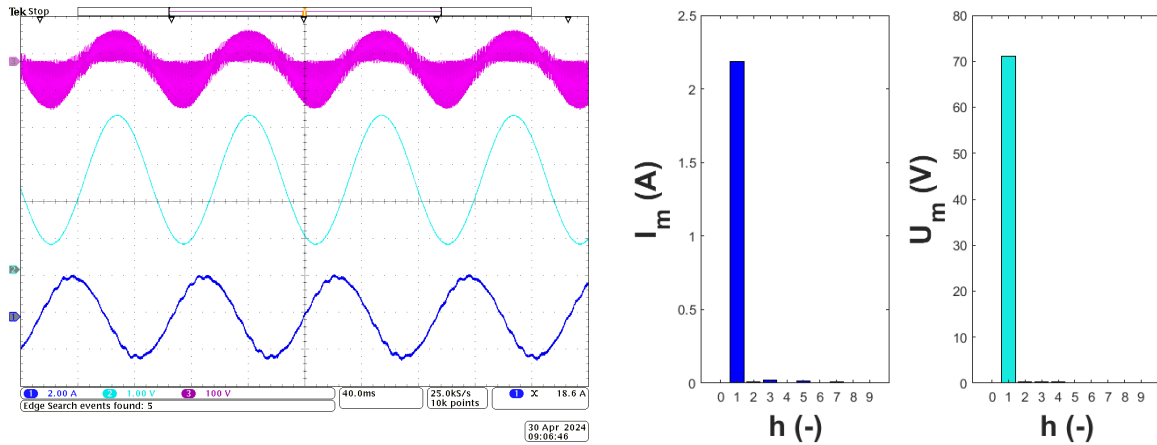
Teoretické předpoklady byly ověřeny měřeními na oživeném laboratorním prototypu devítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem zapojeným do hvězdy v ustálených stavech a při dynamických dějích. Bylo zkoumáno chování dvou realizovaných variant vektorového řízení - pouze s regulací složek proudu první harmonické (obrázek 16) a s regulací složek proudu první i třetí harmonické (obrázek 17). Devítifázovému asynchronnímu motoru byly nastavovány velikosti požadovaných složek proudů jednotlivých harmonických vstupující do regulační struktury vektorového řízení. Velikost napětí stejnosměrného meziobvodu napěťového střídače byla nastavena na 300 V. S výhodou bylo využíváno zatěžovacího třífázového asynchronního motoru pracujícího v režimu udržování konstantní mechanické frekvence hřídele $f_m = 5$ Hz. Generovaný moment byl měřen pomocí přípravku osazeného na hřídeli spojující oba motory.

Velikosti požadovaných složek proudu první harmonické byly voleny s ohledem na strategii řízení MTPA (například článek [11]). Ta říká, že maximální moment na jeden ampér (tedy při minimálních Jouleových ztrátách) je dosahován v okamžiku shodné velikosti tokotvorné a momentotvorné složky proudu. Tento předpoklad ovšem platí pouze při uvažování lineární magnetizační charakteristiky magnetického obvodu stroje. Proto byly zvoleny výchozí hodnoty složek proudu první harmonické jako $I_{sd}^1 = I_{sq}^1 = 1,5$ A. V tomto provozním stavu by dle výpočtů i provedených experimentálních ověření měly být splněny obě vyřčené podmínky.

Dále budou ukázány oscilogramy zobrazující průběhy důležitých veličin ve struktuře vektorového řízení. Přímě měřitelné průběhy byly zaznamenávány prostřednictvím napěťové a proudové osciloskopické sondy, zatímco nepřímě měřitelné veličiny získané výpočty byly snímány osciloskopickými sondami na výstupních pinech DA převodníků používané řídicí desky. U těchto průběhů je uvedeno měřítko a velikost napětí pro nulovou hodnotu skutečné veličiny umožňující přepočítat napěťové vyjádření veličiny na její skutečnou hodnotu. Vybraná naměřená data byla pro vyšší přehlednost zpracována do grafické podoby v Matlabu.

6.1 Regulace pouze složek proudu první harmonické

Na obrázku 23 jsou znázorněny průběhy modulačního signálu, fázového napětí a proudu shodné fáze při požadovaných složkách proudu první harmonické rovných $I_{sdw}^1 = I_{sqw}^1 = 1,5$ A při regulaci pouze složek proudu první harmonické (schéma na obrázku 16). V tomto případě jsou tedy složky vyšších harmonických proudů (včetně třetí harmonické) neregulované. Zejména ze skladby harmonických v pravé části obrázku je viditelné, že průběh proudu obsahuje vyjma řízené první harmonické i malé, avšak nekontrolované složky vyšších harmonických, přestože je modulační signál čistě harmonický. Z tohoto důvodu bude v této práci dále zkoumána pouze varianta vektorového řízení se současnou regulací složek proudu první a třetí harmonické. Složky proudu třetí harmonické mohou být tedy v případě potřeby nastaveny na nulovou hodnotu.

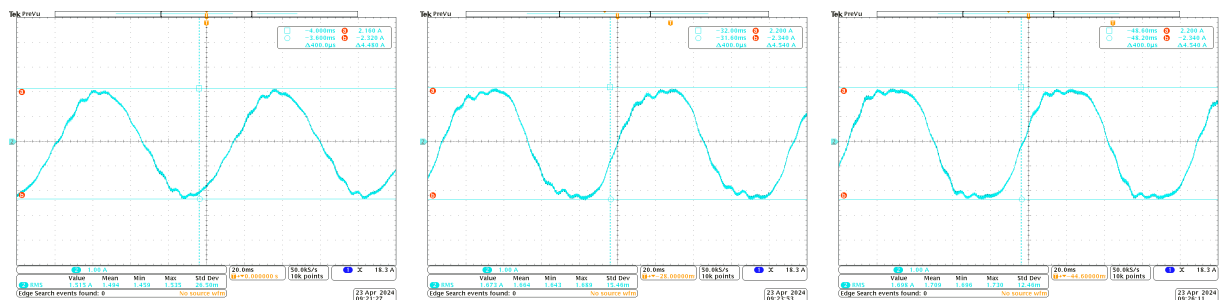


Obrázek 23: Regulace pouze složek proudu první harmonické (varianta VŘ na obrázku 16), ustálený stav: průběh modulačního signálu u_{ma} (DAC; 40,95 V/d; 0 V odpovídá 2,5 V), příslušného fázového napětí zátěže u_{fa} (V; filtrováno) a fázového proudu i_{fa} (A) (vlevo) a příslušné skladby harmonických (vpravo)

6.2 Regulace složek proudu první i třetí harmonické

6.2.1 Injektování proudu třetí harmonické

Theoretické základy principu tvarování celkového průběhu proudu pomocí injektované třetí harmonické jsou popsány v podkapitole 2.5.2. Velikosti jednotlivých požadovaných složek proudu první a třetí harmonické byly stanoveny experimentálně na základě závěrů plynoucích z článku [11].



Obrázek 24: Zkoumané varianty průběhů celkového proudu podle obsažených složek: pouze 1. harmonická (vlevo), 1. a 3. harmonická s dosažením proudového limitu v 1 bodě (uprostřed) a 1. a 3. harmonická s dotykem proudového limitu ve dvou bodech (vpravo)

Obrázek 24 ukazuje jednotlivé varianty zkoumaných průběhů proudu, které respektují stanovený maximální proudový limit vyznačený horizontálními kurzory. V tabulce 8 jsou uvedeny velikosti jednotlivých požadovaných složek proudu, efektivní hodnota výsledného průběhu proudu a generovaný moment. Poslední sloupec udává přepočtené velikosti momentu na jeden ampér, z nichž je možné snadno vyhodnotit vliv injektované třetí harmonické. Její složky samy o sobě generují vlastní moment a zároveň tvarují průběh celkového proudu, jehož první harmonická může být nastavena na vyšší hodnotu oproti stavu bez injektování třetí harmonické, přičemž nedojde

k překročení nastaveného limitu. To vše má pozitivní vliv na výkonovou hustotu pohonu.

Tabulka 8: Velikosti požadovaných složek proudu první a třetí harmonické pro porovnání jednotlivých zkoumaných variant průběhů proudu s injektovanou třetí harmonickou

i_{sd}^1 (A)	i_{sq}^1 (A)	i_{sd}^3 (A)	i_{sq}^3 (A)	I_{ef} (A)	M (Nm)	$Mna1A$ (Nm/A)
1,5	1,5	0	0	1,494	7,3	4,886
1,65	1,65	0,25	-0,1	1,664	8,9	5,348
1,7	1,7	0,2	-0,2	1,709	9,4	5,5

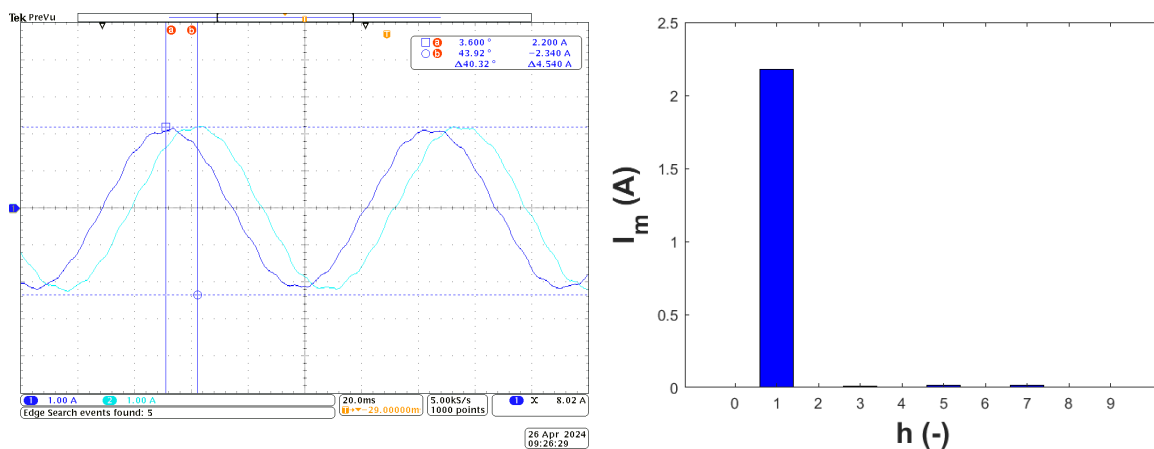
6.2.2 Ustálené stavy

Z měření v ustálených stavech je možné vyhodnotit průběhy proudů v dílčích souřadných systémech a rozložení složek napětí do jednotlivých os rotujících souřadných systémů, ve kterých probíhá regulace. Také je možné zkoumat další vypočítávané veličiny z matematického modelu stroje, jako jsou úhly natočení jednotlivých rotujících souřadných systémů nebo rotorové toky. Pro nastavenou kombinaci požadovaných složek proudů lze rovněž měřit generovaný točivý moment. Dále budou ukázány průběhy důležitých veličin pro dvojici zkoumaných ustálených stavů definovaných tabulkou 9.

Tabulka 9: Požadované složky proudu první a třetí harmonické pro jednotlivé varianty zkoumané během měření ustálených stavů

Varianta	I_{sdw}^1 (A)	I_{sqw}^1 (A)	I_{sdw}^3 (A)	I_{sqw}^3 (A)
1	1,5	1,5	0	0
2	1,7	1,7	0,2	-0,2

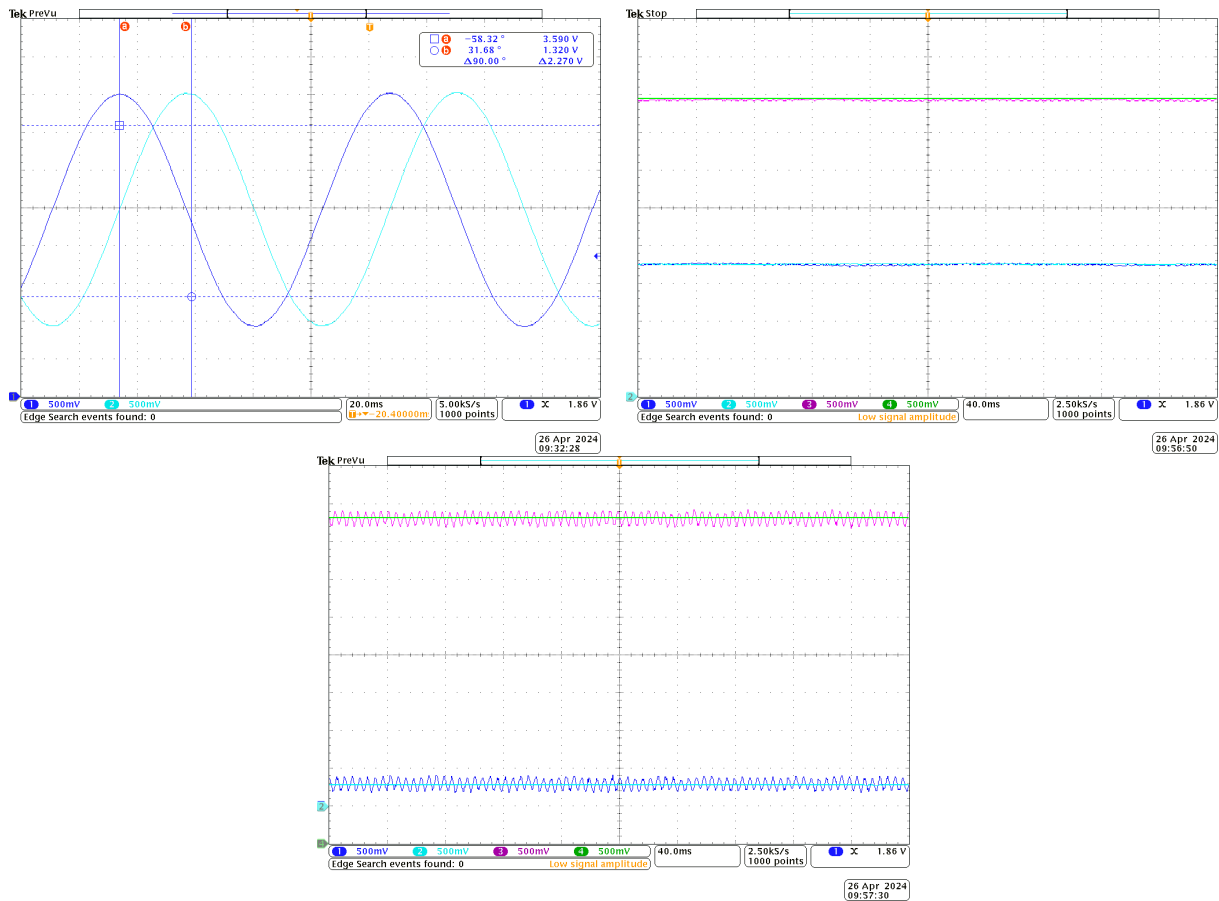
6.2.2.1 Regulace složek proudu první harmonické



Obrázek 25: Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy dvojice fázových proudů zátěže i_{fa} (A; filtrováno) a i_{fb} (A; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a skladba harmonických vybraného průběhu (vpravo)

Oscilogram v levé části obrázku 25 ukazuje vybranou dvojici po sobě jdoucích fázových proudů. Kurzory vyznačují posuv 40° mezi jednotlivými průběhy, což svědčí o souměrnosti systému a odpovídá teoretickým předpokladům platícím pro devítifázový systém. Skladba harmonických v pravé části obrázku potvrzuje regulaci proudu třetí harmonické na nulovou hodnotu.

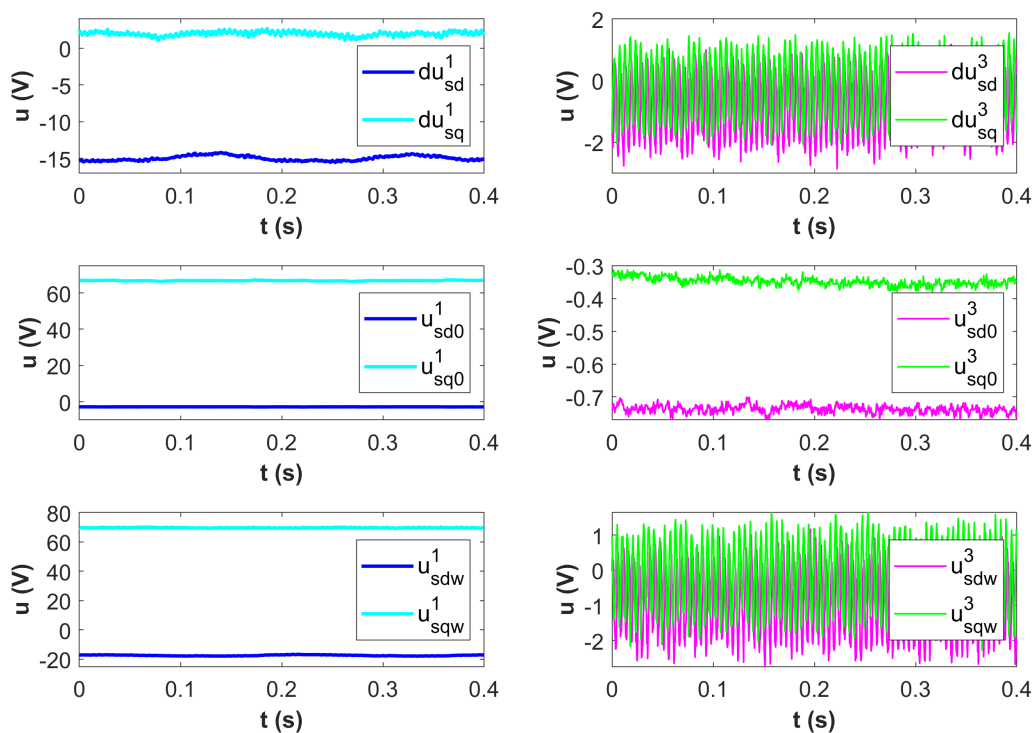
Průběhy fázových proudů transformovaných do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ a rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ znázorňuje skupina oscilogramů na obrázku 26. Transformované proudy se ve stojícím souřadném systému $\alpha - \beta$ chovají jako dvojice střídavých veličin o shodných amplitudách jako složky příslušných harmonických obsažené ve fázových proudech, ale s fázovým posunem 90° . V rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ se jedná o dvojice stejnosměrných veličin, což splňuje předpoklady vektorového řízení, podle kterých mají být regulovány stejnosměrné veličiny. Zároveň je viditelná správná funkčnost realizovaného regulačního algoritmu, který udržuje hodnoty složek proudu na požadovaných hodnotách.



Obrázek 26: Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_α (DAC; 0,68 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a i_β (DAC; 0,68 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posunem (nahore vlevo), průběhy fázových proudů transformovaných do rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (nahore vpravo) a systémech $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (dole)

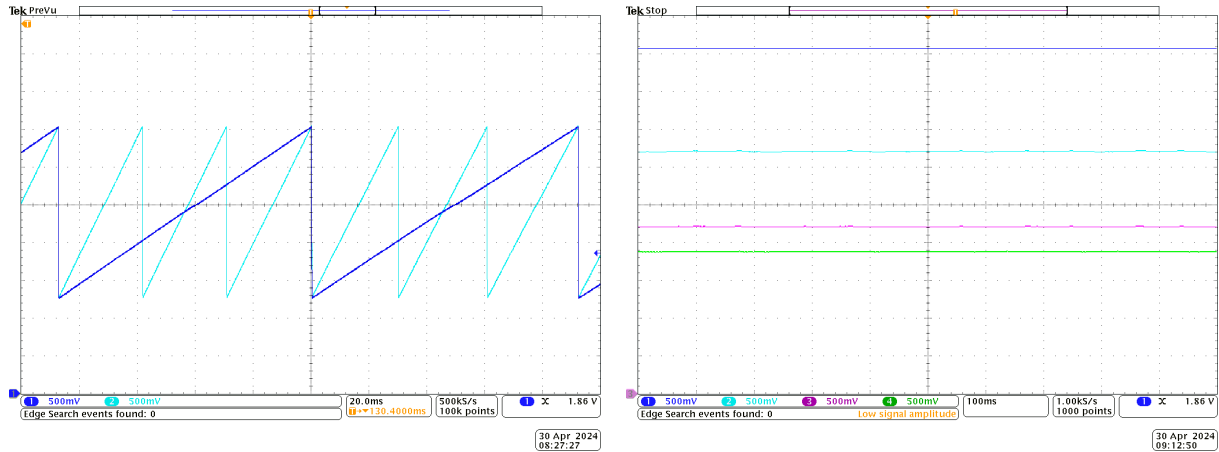
Obrázek 27 ukazuje rozložení vektorů celkových požadovaných napětí první a třetí harmonické z regulační smyčky do jednotlivých složek v ustáleném stavu. Pro první harmonickou platí, že složka napětí v ose q^1 je vyšší oproti složce napětí v ose d^1 , což je zapříčiněno orientací reálné osy rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ do směru vektoru rotorového toku první harmonické. Poté je indukované napětí kolmé na rotorový tok a nachází se tedy v ose q^1 .

Z průběhů složek napětí na zmíněném obrázku je rovněž viditelné, že složky napětí třetí harmonické nejsou nulové. To je ovlivněno regulací obou složek proudu třetí harmonické na nulovou hodnotu, k čemuž je nutné generovat určitý napěťový vektor třetí harmonické, který nulový proud třetí harmonické vyvolá.



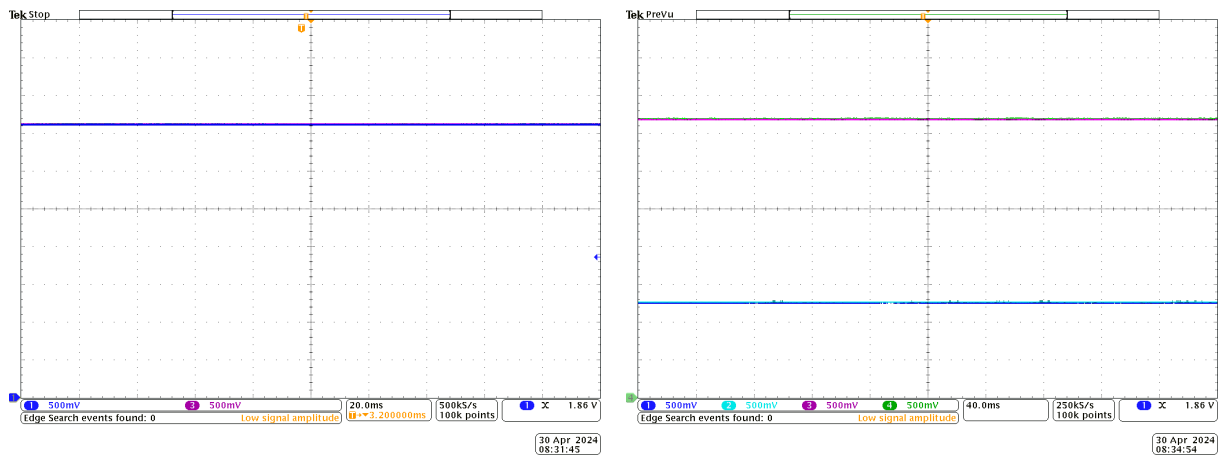
Obrázek 27: Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora)

Oscilogram v levé části obrázku 28 ukazuje úhly natočení jednotlivých rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$. Systém $d^3 - q^3$ rotuje oproti systému $d^1 - q^1$ trojnásobnou rychlostí, což odpovídá podmínce definice třetí harmonické. V pravé části obrázku jsou zobrazeny velikosti napájecí statorové, mechanické a rotorové frekvence spolu s průběhem generovaného momentu.



Obrázek 28: Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběhy natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1 \delta^1$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3 \delta^3$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběh momentu M (DAC; 4,1 Nm/d; 0 Nm odpovídá 3,72 V; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a rotorové frekvence f_r^1 (DAC; 0,2 Hz/d; 0 Hz odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo)

Na oscilogramech zobrazených na obrázku 29 jsou viditelné průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků první i třetí harmonické matematickým modelem.

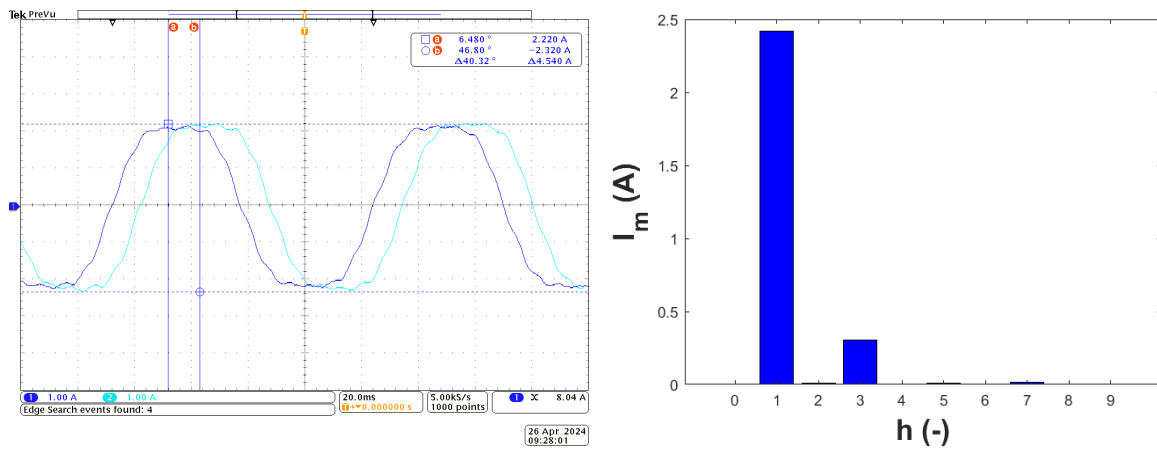


Obrázek 29: Regulace složek proudu první harmonické, ustálený stav: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo)

6.2.3 Regulace složek proudu první i třetí harmonické

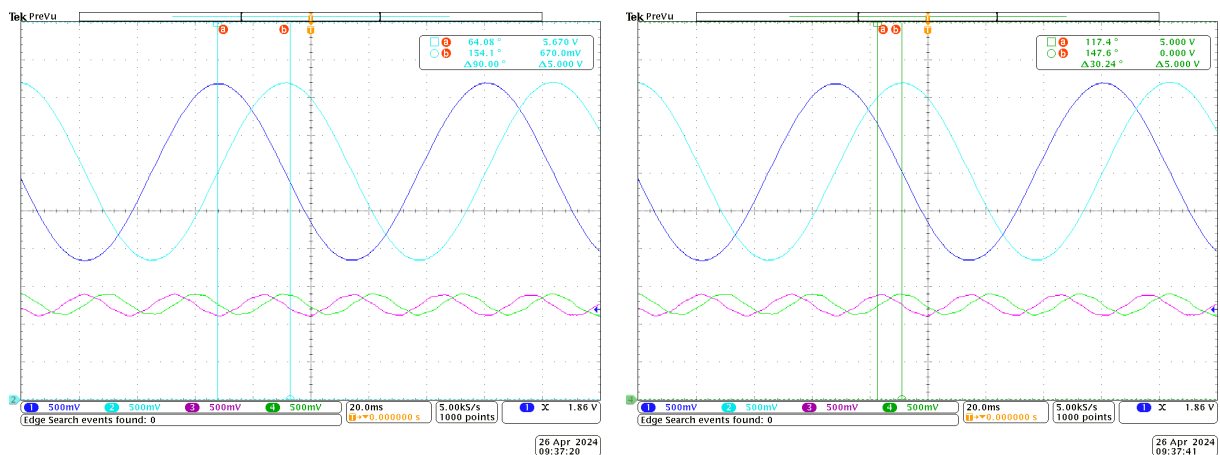
Oscilogram v levé části obrázku 30 ukazuje vybranou dvojici po sobě jdoucích fázových proudů. Posuv 40° vyznačený kurzory mezi jednotlivými průběhy svědčí o souladu devítifázového systému i při přidání nenulových složek proudu třetí harmonické. Ze skladby harmonických v pravé

části obrázku je vidět přítomnost složky proudu třetí harmonické, jejíž velikost skutečně odpovídá amplitudě vypočtené z požadovaných složek proudu třetí harmonické.



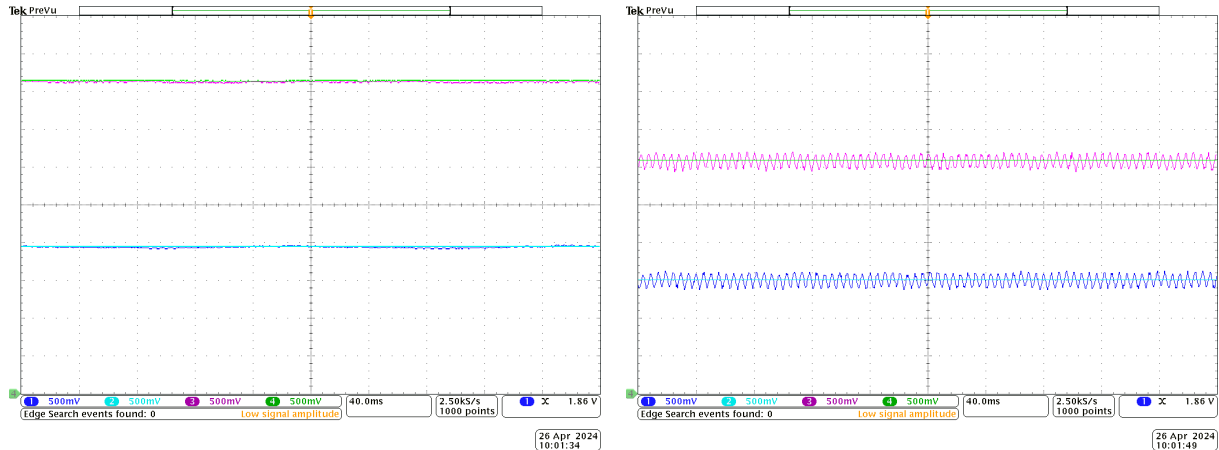
Obrázek 30: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy dvojice fázových proudů zátěže i_{fa} (A; filtrováno) a i_{fb} (A; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a skladba harmonických vybraného průběhu (vpravo)

Průběhy fázových proudů transformovaných do stojících souřadných systémů $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$ znázorňují oscilogramy na obrázku 31. Transformované proudy první harmonické se ve stojícím souřadném systému $\alpha - \beta$ chovají jako dvojice střídavých veličin s fázovým posunem 90° . Transformované proudy třetí harmonické přechází ve stojícím souřadném systému $x^1 - y^1$ rovněž na dvojici střídavých veličin, ale s fázovým posunem 30° .

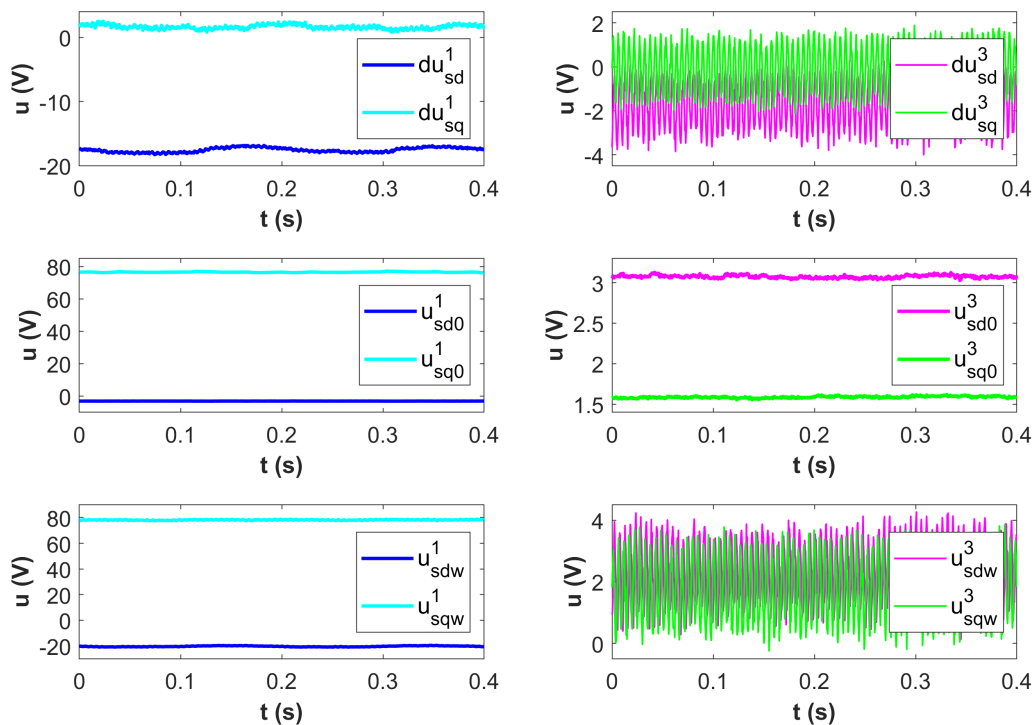


Obrázek 31: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_α (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_β (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vlevo) a systému $x^1 - y^1$ i_{x1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) s vyznačeným fázovým posuvem (vpravo)

Průběhy transformovaných proudů do rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ jsou zobrazeny na obrázku 32. Jedná se o dvojice stejnosměrných veličin, z jejichž porovnání s průběhy požadovaných hodnot je viditelná správná funkčnost realizovaného regulačního algoritmu.



Obrázek 32: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo)



Obrázek 33: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora)

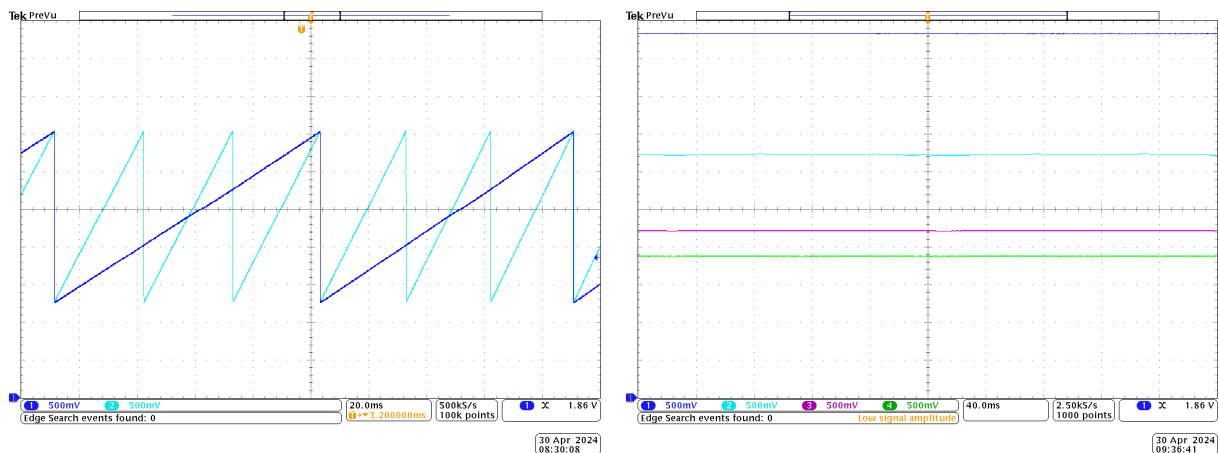
Obrázek 33 ukazuje rozložení vektorů celkových požadovaných napětí první a třetí harmonické z regulační smyčky do jednotlivých složek v ustáleném stavu. Velikosti složek napětí první i třetí

harmonické jsou v porovnání s regulací první harmonické (obrázek 27) vyšší, což je ovlivněno vyššími hodnotami požadovaných složek proudů.

Oscilogram v levé části obrázku 34 ukazuje úhly natočení jednotlivých rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$. Pravá část obrázku znázorňuje průběhy generovaného momentu a statorové, mechanické a rotorové frekvence. Porovnáme-li hodnotu rotorové frekvence s případem regulace první harmonické, zjistíme, že má v obou případech shodnou velikost (i při rozdílných velikostech tokotvorné a momentotvorné složky proudu). To lze vysvětlit matematickým vztahem 4.6 pro rotorovou úhlovou rychlost odvozeným v proudovém modelu, který v ustáleném stavu přechází do tvaru:

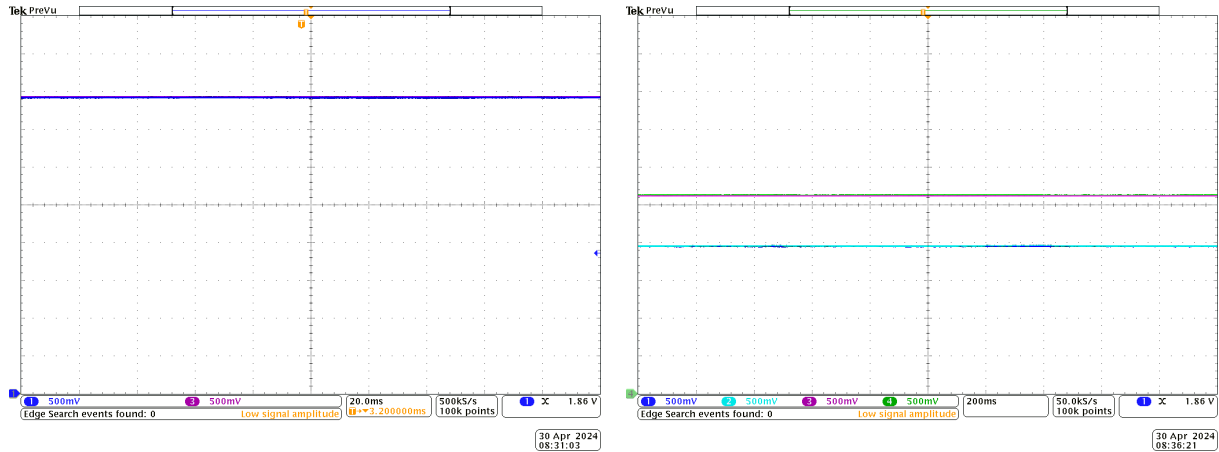
$$\omega_r^1 = R_r^1 \frac{L_h^1 i_{sq}^1}{L_r^1 \psi_{rd}^1} = R_r^1 \frac{L_h^1 i_{sq}^1}{L_r^1 L_h^1 i_{sd}^1} = \frac{R_r^1 i_{sq}^1}{L_r^1 i_{sd}^1} \quad (6.1)$$

Potom platí, že pro shodné velikosti tokotvorné a momentotvorné složky proudu je rotorová úhlová rychlost konstantní. Generovaný moment při injektáži složek proudu třetí harmonické vzroste oproti stavu s regulací složek proudu první harmonické.



Obrázek 34: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběhy natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1$ (δ^1 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3$ (δ^3 (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběh momentu M (DAC; 4,1 Nm/d; 0 Nm odpovídá 3,72 V; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (DAC; 2,73 Hz/d; 0 Hz odpovídá 2,5 V; filtrováno) a rotorové frekvence f_r^1 (DAC; 0,2 Hz/d; 0 Hz odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo)

Na oscilogramech zobrazených na obrázku 35 jsou viditelné průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků první i třetí harmonické z matematického modelu. Velikosti toků první a třetí harmonické jsou oproti stavu s regulací základní harmonické vyšší. Příčinou jsou větší velikosti požadovaných, a tedy i skutečných proudů, které mj. ovlivňují velikosti rotorových toků.



Obrázek 35: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, ustálený stav: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo)

6.2.4 Dynamické děje

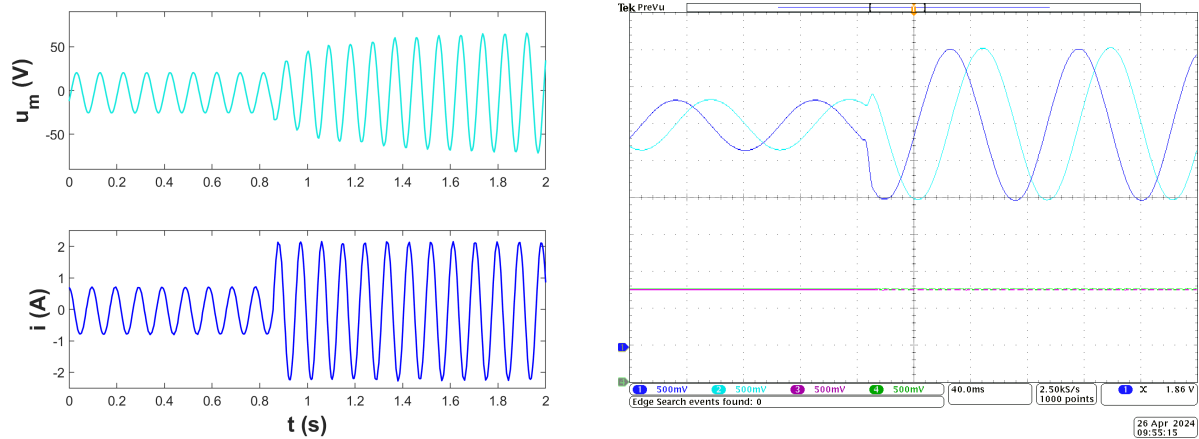
Měření dynamických dějů umožňuje sledovat chování pohonu v průběhu přechodových dějů. Byla zkoumána odezva pohonu na skokovou změnu požadovaných složek proudů opět ve dvou variantách vycházejících z tabulky 10.

Tabulka 10: Varianty požadovaných složek proudů zkoumané během měření ustálených stavů

Varianta	I_{sdw}^1 (A)	I_{sqw}^1 (A)	I_{sdw}^3 (A)	I_{sqw}^3 (A)
1	0,5→1,5	0,5→1,5	0→0	0→0
2	0,5→1,7	0,5→1,7	0→0,2	0→-0,2

6.2.5 Regulace složek proudu první harmonické

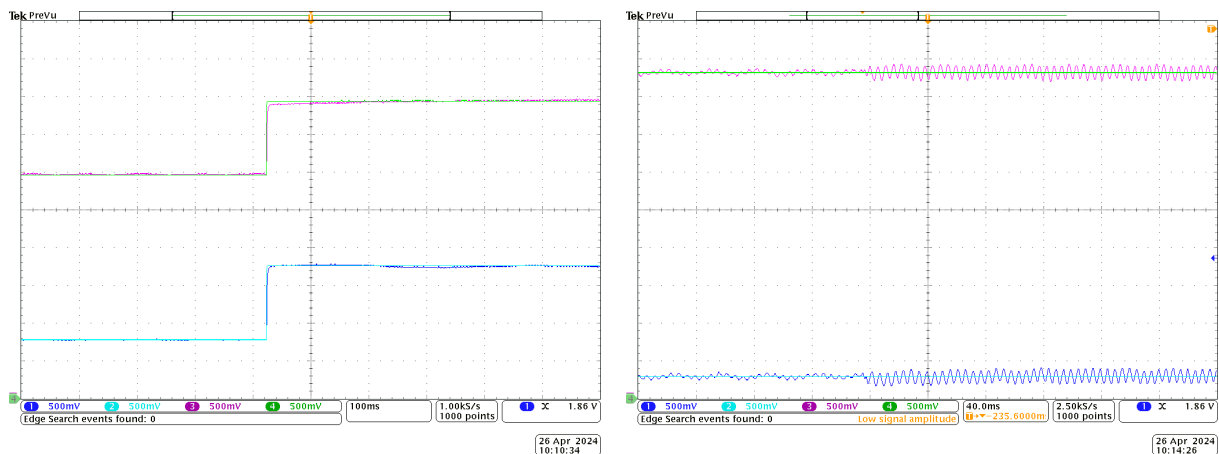
Průběh odezvy vybraného modulačního signálu a příslušného fázového proudu na skokovou změnu požadovaných hodnot složek proudů ukazuje levá část obrázku 36. Na oscilogramu v pravé části obrázku je znázorněna odezva fázových proudů transformovaných do stojících souřadných systémů $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$. U složek první harmonické očekávaně vzroste jejich amplituda, ale fázový posuv zůstává stále 90° . Rovněž je vidět, že část regulační struktury třetí harmonické pracuje správně, neboť během přechodového děje je stále udržována nulová hodnota obou složek proudu třetí harmonické bez vzniku jakéhokoliv zákmitu.



Obrázek 36: Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva modulačního signálu u_{ma} (V; filtrováno) a příslušného fázového proudu i_{fa} (A; filtrováno) (vlevo) a odezva transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$

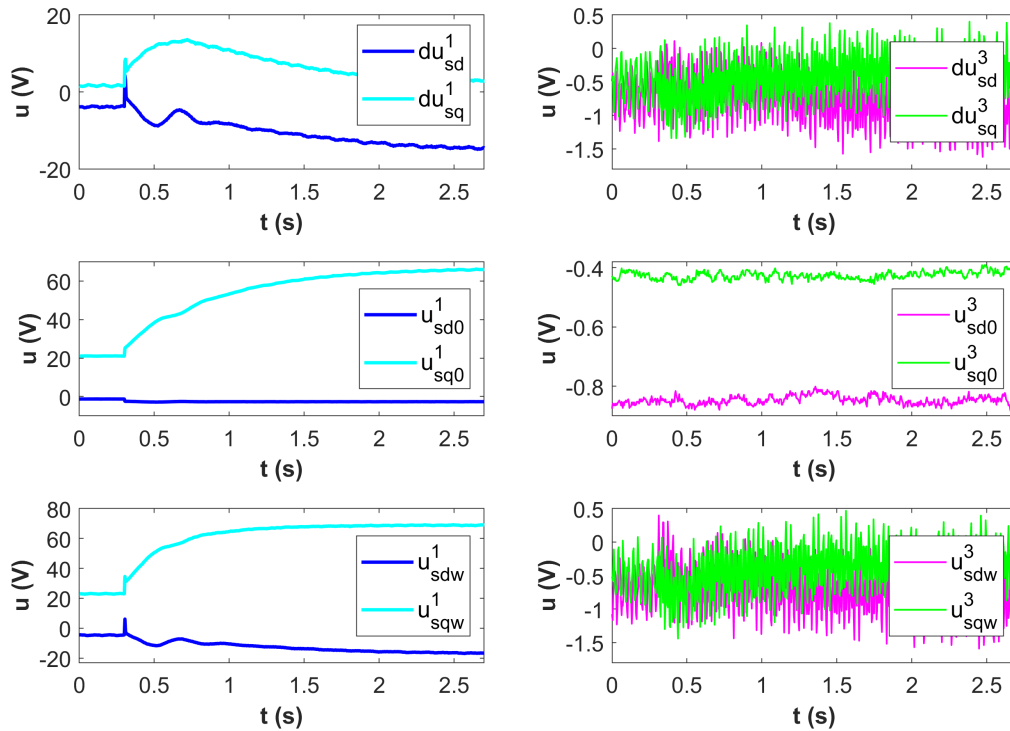
i_{α} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_{β} (DAC; 1,02 A/d; 0 odpovídá 3 V; filtrováno) a systému $x^1 - y^1$ i_{x1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo)

Odezvy transformovaných fázových proudů do rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ při skokové změně požadovaných složek proudu zobrazují oscilogramy na obrázku 37. Z průběhů je znatelná velmi vysoká dynamika systému. Zároveň je viditelné větší zvlnění složek proudu třetí harmonické v novém ustáleném stavu. Je ale nutné si uvědomit, že vjem zvlnění je způsobený zejména zvoleným měřítkem zobrazení na osciloskop. V absolutních hodnotách je zvlnění proudu stále zanedbatelné.



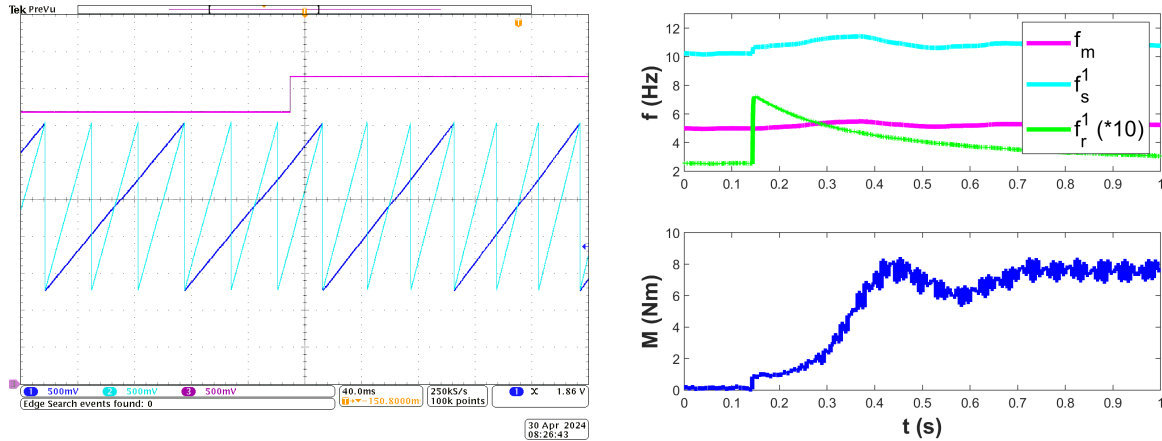
Obrázek 37: Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo)

Průběhy jednotlivých složek napětí (výstup z regulátoru, dopředný model a celkové velikosti požadovaných složek napětí) během přechodového děje zobrazené na obrázku 38 dobře demonstrují vliv dopředného modelu, jehož výstupní hodnoty mají výrazný podíl v celkových složkách napětí a zlepšují tak odezvu pohonu na skokovou změnu požadavků.



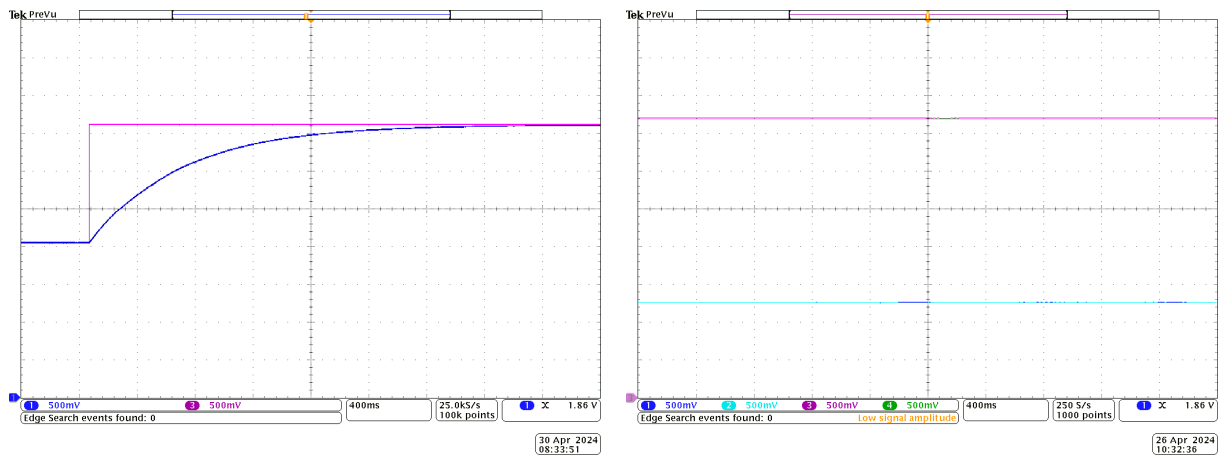
Obrázek 38: Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora)

Oscilogram v levé části obrázku 39 ukazuje natočení rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje. V pravé části zmíněného obrázku jsou zobrazeny satorová, mechanická a rotorová frekvence. Nejzajímavější je průběh velikosti rotorové frekvence - její velikost nejprve skokově vzroste a poté exponenciálně klesá na původní hodnotu. Tento jev se nechá vysvělit matematickou rovnicí pro úhlovou rotorovou rychlost danou vztahem 6.1, jejíž velikost je pro shodné tokotvorné a momentotvorné složky proudu první harmonické v ustálených stavech konstantní. Vzniklý přechodový děj je ovlivněn průběhem změny rotorového toku první harmonické. Velikost momentu plynule narůstá na novou ustálenou hodnotu.



Obrázek 39: Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: odezva natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1 \delta^1$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3 \delta^3$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje (vlevo) a odezva momentu M (Nm; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (Hz; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (Hz; filtrováno) a rotorové frekvence $f_r^1 (*10)$ (Hz; filtrováno) (vpravo)

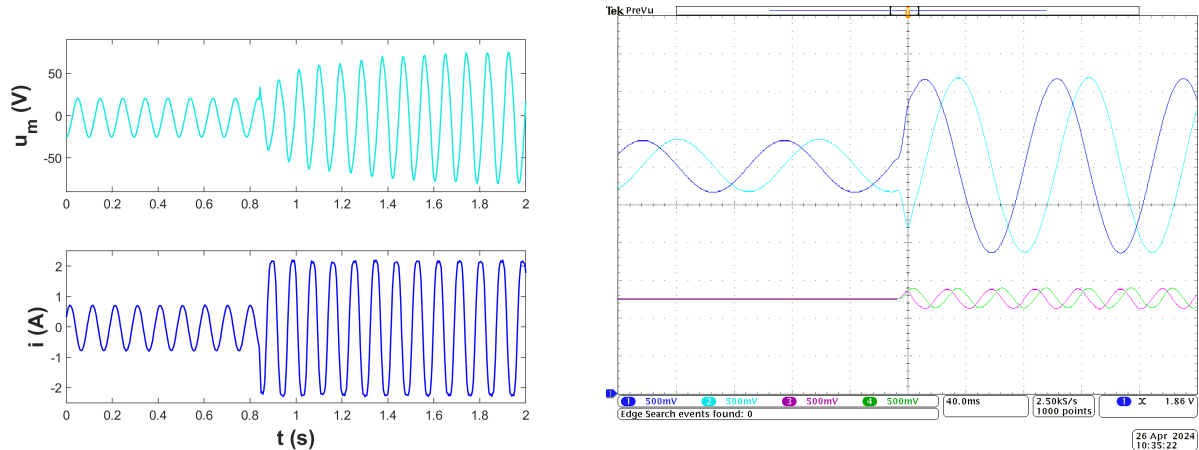
Oscilogramy na obrázku 40 ukazují požadované velikosti rotorových toků první a třetí harmonické a jejich aktuální vypočítané hodnoty. Z rovnice 4.4 je možné vypočítat velikost rotorového toku první harmonické v novém ustáleném čase. Doba vzniklého přechodového děje rotorového toku první harmonické je ovlivněna parametry používaného asynchronního motoru.



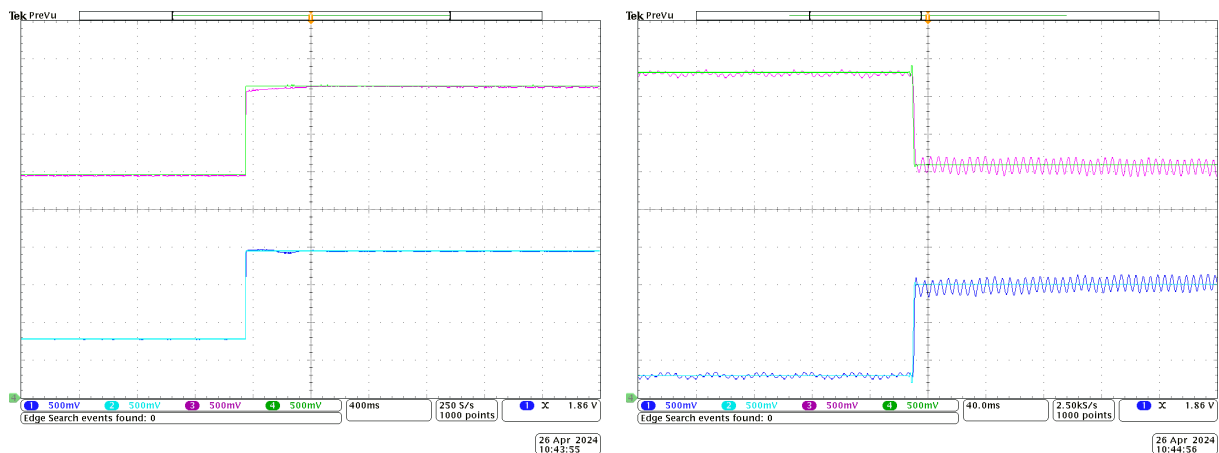
Obrázek 40: Regulace složek proudu první harmonické, dynamický děj: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V; filtrováno), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V; filtrováno) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V; filtrováno), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V; filtrováno) (vpravo)

6.2.6 Regulace složek proudu první i třetí harmonické

Průběh odezvy vybraného modulačního signálu a příslušného fázového proudu na skokovou změnu požadovaných hodnot složek proudů ukazuje levá část obrázku 41. Na oscilogramu v pravé části obrázku je znázorněna odezva fázových proudů transformovaných do stojících souřadných systémů $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$. Složkám proudu první i třetí harmonické vzroste podle předpokladů amplituda na novou ustálenou hodnotu danou velikostí požadovaných složek proudů.



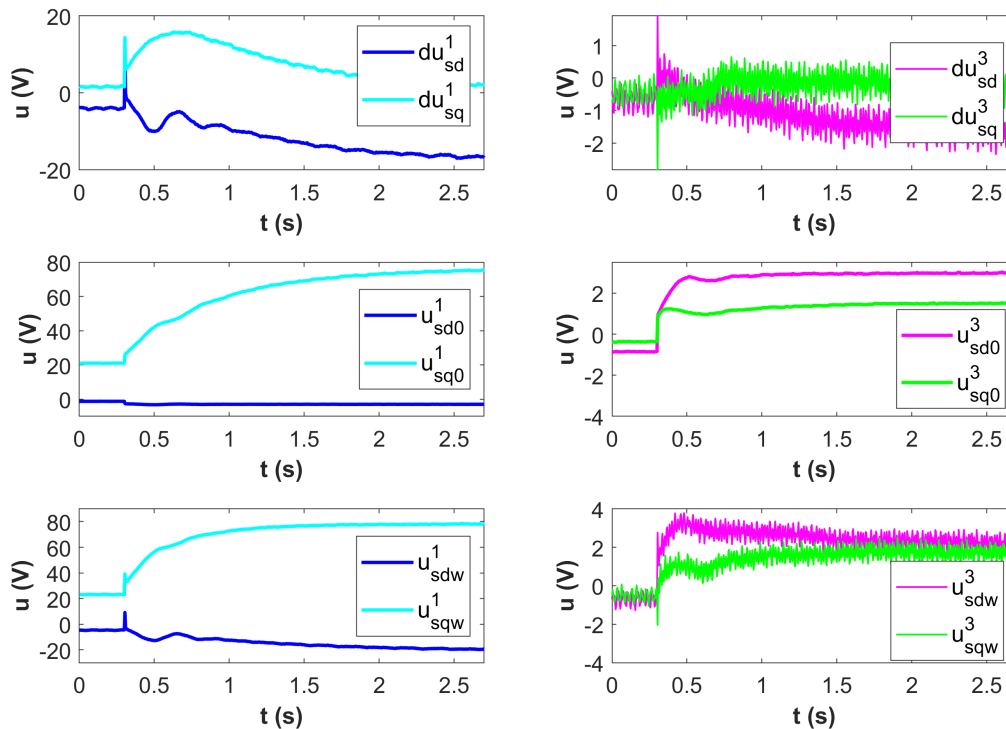
Obrázek 41: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva modulačního signálu u_{ma} (V; filtrováno) a příslušného fázového proudu i_{fa} (A; filtrováno) (vlevo) a odezva transformovaných fázových proudů do stojícího souřadného systému $\alpha - \beta$ i_α (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a i_β (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 3 V; filtrováno) a systému $x^1 - y^1$ i_{x1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) a i_{y1} (DAC; 1,02 A/d; 0 A odpovídá 1,28 V; filtrováno) (vpravo)



Obrázek 42: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva transformovaných fázových proudů do souřadného systému $d^1 - q^1$ i_{sd}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^1 (DAC; 0,51 A/d; 0 A odpovídá 2,5 V; filtrováno) (vlevo) a systému $d^3 - q^3$ i_{sd}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sq}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) a jejich porovnání s požadovanými hodnotami i_{sdw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 0,3 V; filtrováno) a i_{sqw}^3 (DAC; 0,08 A/d; 0 A odpovídá 4,33 V; filtrováno) (vpravo)

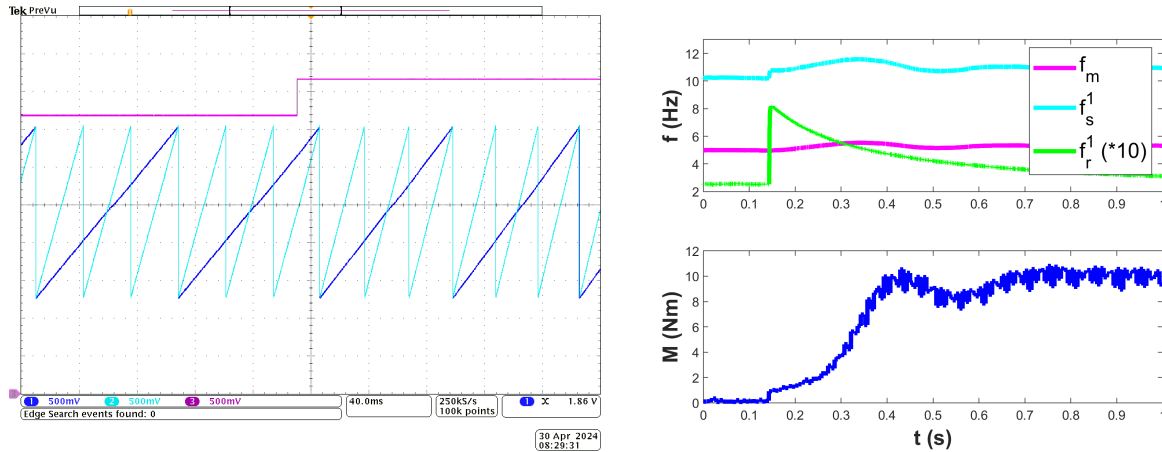
Odezvy transformovaných fázových proudů do rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ při skokové změně požadovaných složek proudů zobrazují oscilogramy na obrázku 42. Z průběhů je znatelná velmi vysoká dynamika regulace složek proudu první i třetí harmonické.

Na obrázku 43 jsou znázorněny průběhy jednotlivých složek napětí (výstup z regulátoru, dopředný model a celkové velikosti požadovaných složek napětí) během přechodového děje. Již bylo zmíněno, že rozložení požadovaného napětí první harmonické do jednotlivých os souřadného systému je ovlivněno jeho orientací. Složky napětí třetí harmonické jsou ve zkoumaném případě téměř rovnoměrně rozloženy do obou os souřadného systému.



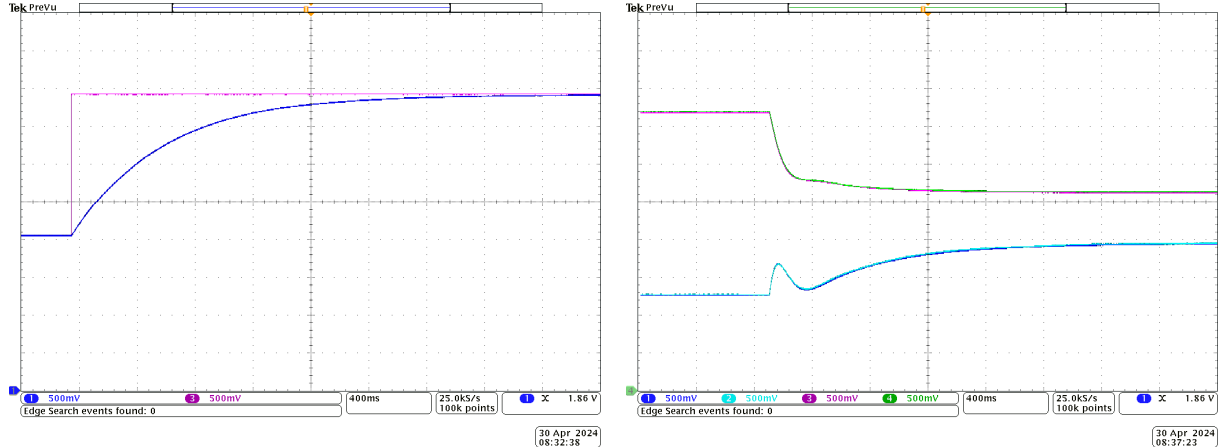
Obrázek 43: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva složek napětí na výstupu z regulátoru, dopředného modelu a jejich celková velikost (shora)

Oscilogram v levé části obrázku 44 ukazuje natočení rotujících souřadných systémů $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$ s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje. V pravé části zmíněného obrázku jsou zobrazeny průběhy statorové, mechanické a rotorové frekvence. Velikost rotorové frekvence i v tomto případě exponenciálně klesá na hodnotu shodnou jako před vznikem přechodového děje.



Obrázek 44: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: odezva natočení rotujícího souřadného systému $d^1 - q^1 \delta^1$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) a systému $d^3 - q^3 \delta^3$ (DAC; 1,37 rad/d; 0 rad odpovídá 1,28 V) s vyznačeným okamžikem vzniku přechodového děje (vlevo) a odezva momentu M (Nm; filtrováno), statorové frekvence f_s^1 (Hz; filtrováno) a mechanické frekvence f_m (Hz; filtrováno) a rotorové frekvence $f_r^1 (*10)$ (Hz; filtrováno) (vpravo)

Oscilogramy na obrázku 45 ukazují požadované velikosti rotorových toků první a třetí harmonické a jejich aktuální vypočítané hodnoty. Rotorové toky třetí harmonické jsou vzájemně provázány, a proto ani není možné analyticky určit jejich velikosti v novém ustáleném stavu.



Obrázek 45: Regulace složek proudu první i třetí harmonické, dynamický děj: průběh požadovaného rotorového toku první harmonické ψ_{rdw}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a vypočteného z matematického modelu ψ_{rd}^1 (DAC; 0,2 Wb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) (vlevo) a průběhy požadovaných a vypočtených rotorových toků třetí harmonické ψ_{rdw}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V), ψ_{rd}^3 (DAC; 41 mWb/d; 0 Wb odpovídá 1,28 V) a ψ_{rqw}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V), ψ_{rq}^3 (DAC; 82 mWb/d; 0 Wb odpovídá 3,72 V) (vpravo)

7 Závěr

Celkem byly navrženy a prakticky zrealizovány dvě varianty regulace devítifázového elektrického pohonu založené na vektorovém řízení. V případě první varianty byla implementována oddělená regulace tokotvorné a momentotvorné složky proudu první harmonické. Ve druhém případě byla regulační struktura rozšířena o vektorové řízení složek proudu třetí harmonické pro zvyšování točivého momentu a tvarování průběhu celkového proudu i napětí. Navržené varianty vektorového řízení byly ověřeny pomocí experimentálního měření na oživeném laboratorním prototypu devítifázového asynchronního motoru napájeného z napěťového střídače.

Z experimentálních měření vyplývá, že je nutné používat variantu vektorového řízení se současnou regulací složek proudu první i třetí harmonické. Z naměřených průběhů varianty vektorového řízení pouze s regulací složek proudu první harmonické byla provedena harmonická analýza, ze které je vidět, že vyjma požadované složky první harmonické se v průběhu proudu vyskytují rovněž malé, ale nekontrolovatelné složky vyšších harmonických proudů. Proto je i v případě regulace pouze první harmonické vhodné nastavit požadované složky proudu třetí harmonické na nulovou hodnotu.

Série měření ve statických a dynamických stavech ukázala správnou funkčnost regulační struktury, která se při daném nastavení regulátorů chová stabilně a udržuje velikosti skutečných složek proudu první i třetí harmonické na požadovaných hodnotách. Přechodové děje vyvolané skokovými změnami požadovaných složek proudu prokázaly vysokou dynamiku systému.

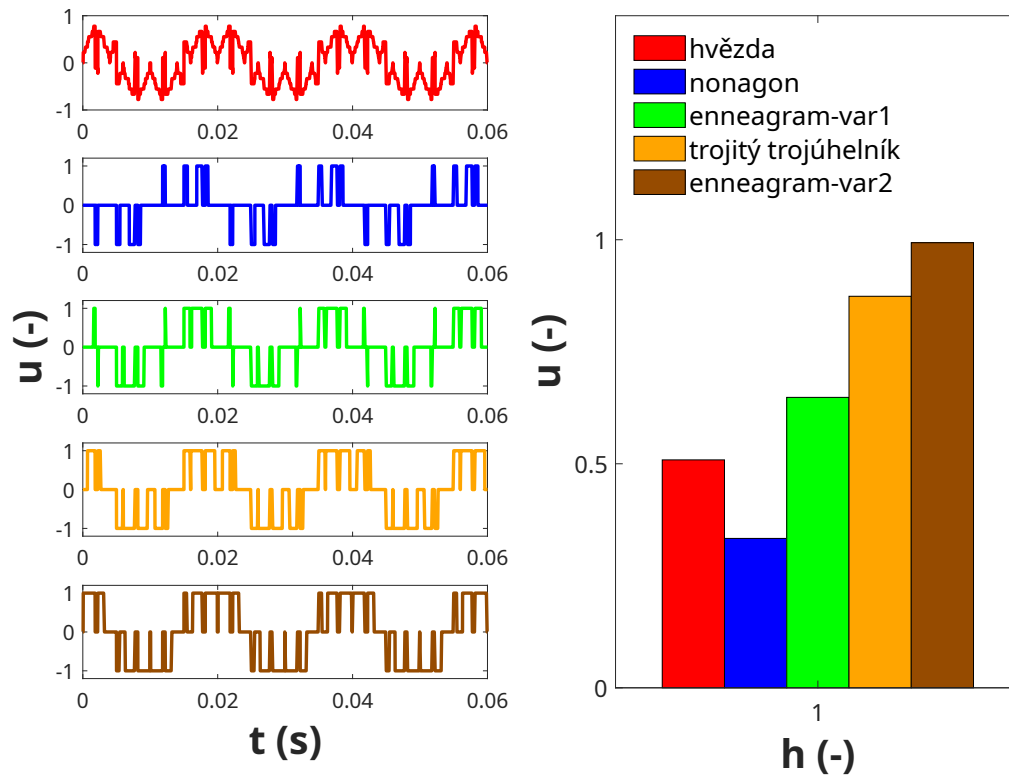
Experimentální cestou byly nalezeny velikosti jednotlivých složek proudu první a třetí harmonické, při nichž vytvarovaný průběh celkového proudu zůstává v rozsahu stanoveného proudového limitu. Nárůst efektivní hodnoty celkového proudu a momentu potvrdil teoretické předpoklady, podle kterých injektované proudy vyšších lichých harmonických generují přídatný moment a zvyšují tak výkonovou hustotu elektrického pohonu. Z této části provedených měření rovněž vyplývá, že by bylo vhodné implementovat také regulaci dalších složek proudu, tj. 5. a 7. harmonické, které jak bylo uvedeno v teoretické části, také produkují točivý moment.

Seznam použité literatury

1. DURAN, Mario J; LEVI, Emil; BARRERO, Federico. Multiphase electric drives: Introduction. 2017.
2. LEVI, Emil; BARRERO, Federico; DURAN, Mario J. Multiphase machines and drives- Revisited. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015, roč. 63, č. 1, s. 429–432.
3. KALAJ, Patrik; KOMRSKA, Tomáš; KINDL, Vladimír; ČERMÁK, Radek; FRANK, Zdeněk; LAKSAR, Jan; PEROUTKA, Zdeněk. Multi-pole winding behavior in multiphase motors under current harmonics operation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2022, roč. 37, č. 4, s. 2546–2555.
4. LEVI, Emil; BOJOI, Radu; PROFUMO, Francesco; TOLIYAT, HA; WILLIAMSON, S. Multiphase induction motor drives—a technology status review. *IET Electric Power Applications*. 2007, roč. 1, č. 4, s. 489–516.
5. LEVI, Emil. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2008, roč. 55, č. 5, s. 1893–1909.
6. KALAJ, Patrik; ČERMÁK, Radek; FRANK, Zdeněk; KINDL, Vladimír; KOMRSKA, Tomáš; LAKSAR, Jan; PEROUTKA, Zdeněk. Measurement of the effects of higher harmonic injection on nine-phase induction motor. In: *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2020, s. 4851–4856.
7. CERMAK, R; KINDL, Vladimír; LAKSAR, Jan; FRANK, Zdeněk; KOMRSKA, Tomáš. Nine-phase induction motor with harmonic injection and different winding topology. In: *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2020, sv. 1, s. 2125–2131.
8. PEROUTKA, Zdeněk. PVE2. In: RICE, 2022.
9. IQBAL, A; LEVI, E; JONES, M; VUKOSAVIC, SN. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006, s. 1–7.
10. LAKSAR, Jan; ŠMÍDL, Václav; KOMRSKA, Tomáš; ADAM, Lukáš. Optimal Current Setpoints for Five-Phase Synchronous Drive. In: *IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2023, s. 1–6.
11. LAKSAR, Jan. Optimal control of multiphase induction machine with third harmonic injection. In: RICE, 2023.
12. KOŠAN, Tomáš. MLC interface – vývojový kit pro víceúrovňové měniče měniče s procesorem a FPGA. 2016.
13. *TMS320F28335 – User Guides – Technical Reference Manual* [online]. [B.r.]. [cit. 2024-03-11]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ug/sprui07/sprui07.pdf?ts=1695874000205&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28335.

14. *Eulerova metoda* [online]. [B.r.]. [cit. 2024-04-09]. Dostupné z: <https://e-learning.vscht.cz/mod/page/view.php?id=54035&lang=en>.

Příloha A: Průběhy fázových napětí zátěže rozdílných způsobů zapojení zátěže při snížené spínací frekvenci



Obrázek 46: Průběh fázových napětí zátěže a velikosti základní harmonické různých způsobů zapojení zátěže při sinusové PWM modulaci se sníženou spínací frekvencí 250 Hz (průběhy jsou zobrazeny v poměrných veličinách vztahených k velikosti napětí stejnosměrného meziobvodu U_{dc})

Příloha B: Ukázka kódů implementovaného vektorového řízení de-vítifázového elektrického pohonu s asynchronním motorem

Transformace naměřených proudů pomocí transformace Clarkeové

```
void TransformaceClarkeove (void)
{
    Is_alfa=kp*(iA1+iB2*cos_uhel+iC3*cos_2uhel+iD4*cos_3uhel+iE5*cos_4uhel
+iF6*cos_4uhel+iG7*cos_3uhel+iH8*cos_2uhel+iI9*cos_uhel);
    Is_beta=kp*(iB2*sin_uhel+iC3*sin_2uhel+iD4*sin_3uhel+iE5*sin_4uhel
-iF6*sin_4uhel-iG7*sin_3uhel-iH8*sin_2uhel-iI9*sin_uhel);
    Is_x1=kp*(iA1+iB2*cos_3uhel+iC3*cos_3uhel+iD4+iE5*cos_3uhel+iF6*cos_3uhel
+iG7+iH8*cos_3uhel+iI9*cos_3uhel);
    Is_y1=kp*(iB2*sin_3uhel-iC3*sin_3uhel+iE5*sin_3uhel-iF6*sin_3uhel
+iH8*sin_3uhel-iI9*sin_3uhel);
}
```

Vysvětlení proměnných používaných v kódu:

- i_{A1} až i_{I9} - naměřené fázové proudy
- Is_alfa , Is_beta , Is_x1 a Is_y1 - složky proudů ve stojících souřadných systémech $\alpha - \beta$ a $x^1 - y^1$
- kp - koeficient respektující amplitudově invariantní transformaci ($kp = \frac{2}{9}$)
- cos_uhel odpovídá $cos(\frac{2}{9}\pi)$, cos_2uhel odpovídá $cos(\frac{4}{9}\pi)$ atd.

Proudový model asynchronního motoru

```
float K1 = Rr_1h*Lh_1h/Lr_1h;
float K2 = Rr_1h/Lr_1h;

void ProudovyModel_dq (void)
{
    //1h
    d_psir_d_1h = (K1*Is_d_1h-K2*psir_d_1h)*dt;
    d_psir_d_3h = (K3*Is_d_3h - K4*psir_d_3h + 3*wr_1h*psir_q_3h)*dt;
    d_psir_q_3h = (K3*Is_q_3h - K4*psir_q_3h - 3*wr_1h*psir_d_3h)*dt;
    if (psir_d_1h == 0) //Osetreni nedefinovaneho stavu pri spusteni
    {
        wr_1h = 0.1;
    }
    else //Ostatni pripady
    {
        wr_1h = K1*Is_q_1h/psir_d_1h;
    }
    ws_1h = wr_1h + 2*PI*pp*f_mech;
    Natoceni_d1q1 = Natoceni_d1q1 + ws_1h*dt;
    if (Natoceni_d1q1 > 2*PI) //Omezeni rozsahu uhlu na 0 az 2pi
    {
        Natoceni_d1q1 = Natoceni_d1q1 - 2*PI;
    }
    if (Natoceni_d1q1 < 0)
    {
        Natoceni_d1q1 = Natoceni_d1q1 + 2*PI;
    }
    Is_d_1h = Is_alfa*cosf(Natoceni_d1q1) + Is_beta*sinf(Natoceni_d1q1);
    Is_q_1h = -Is_alfa*sinf(Natoceni_d1q1) + Is_beta*cosf(Natoceni_d1q1);
    psir_d_1h = psir_d_1h + d_psir_d_1h;
    psir_d_3h = psir_d_3h + d_psir_d_3h;
    psir_q_3h = psir_q_3h + d_psir_q_3h;
    //3h
    Natoceni_d3q3 = Natoceni_d3q3 + 3*ws_1h*dt;;
    if (Natoceni_d3q3 > 2*PI)
    {
        Natoceni_d3q3 = Natoceni_d3q3 - 2*PI;
    }
    if (Natoceni_psir_3h < 0)
    {
        Natoceni_d3q3 = Natoceni_d3q3 + 2*PI;
    }
    Is_d_3h = Is_x1*cosf(Natoceni_d3q3) + Is_y1*sinf(Natoceni_d3q3);
    Is_q_3h = -Is_x1*sinf(Natoceni_d3q3) + Is_y1*cosf(Natoceni_d3q3);
}
```

Vysvětlení proměnných používaných v kódu:

- $I_{s_d_1h}$, $I_{s_q_1h}$, $I_{s_d_3h}$ a $I_{s_q_3h}$ - složky proudů v rotujících souřadných systémech $d^1 - q^1$ a $d^3 - q^3$
- $d_psir_d_1h$ a $psir_d_1h$ - přírůstek, respektive velikost, rotorového toku první harmonické v ose d^1 souřadného systému $d^1 - q^1$
- $d_psir_d_3h$, $d_psir_q_3h$, $psir_d_3h$ a $psir_q_3h$ - přírůstky, respektive velikosti, rotorového toku třetí harmonické v ose d^3 a q^3 souřadného systému $d^3 - q^3$
- dt - perioda smyčky pro diskretizaci rovnic daná frekvencí pily v procesoru
- $Natoceni_d1q1$ a $Natoceni_d3q3$ - aktuální úhel natočení rotujících vůči stojícím souřadným systémům
- ws_1h a wr_1h - úhlová rychlost statorových a rotorových veličin
- f_mech - mechanická frekvence hřídele

Výpočet velikosti požadovaných toků

```
float K3 = Rr_3h*Lh_3h/Lr_3h;
float K4 = Rr_3h/Lr_3h;

void Vypocet_psirw (void)
{
    //1h
    d_psirw_1h = (K1*Is_dw_1h - K2*psirw_1h)*dt;
    psirw_1h = psirw_1h + d_psirw_1h;
    //3h
    d_psirw_d_3h = (K3*Is_dw_3h - K4*psirw_d_3h + 3*wr_1h*psirw_q_3h)*dt;
    d_psirw_q_3h = (K3*Is_qw_3h - K4*psirw_q_3h - 3*wr_1h*psirw_d_3h)*dt;
    psirw_d_3h = psirw_d_3h + d_psirw_d_3h;
    psirw_q_3h = psirw_q_3h + d_psirw_q_3h;
}
```

Dopředný model

```
void DoprednyModel (void)
{
    float K5 = Ls_1h - Lh_1h*Lh_1h/Lr_1h;
    float K6 = Lh_1h/Lr_1h;
    float K7 = Lh_3h/Lr_3h;
    float K8 = Ls_3h - Lh_3h*Lh_3h/Lr_3h;
    float K9 = 0.0;
    //1h
    U_d0_1h = Rs_1h*Is_dw_1h - K9*K5*Is_qw_1h;
    U_q0_1h = Rs_1h*Is_qw_1h + K9*K5*Is_dw_1h + K9*K6*psirw_1h;
    //3h
    U_d0_3h = Rs_3h*Is_dw_3h - 3*K9*K7*psirw_q_3h - 3*K9*K8*Is_qw_3h;
    U_q0_3h = Rs_3h*Is_qw_3h + 3*K9*K7*psirw_d_3h + 3*K9*K8*Is_dw_3h;
}
```

Vysvětlení proměnných používaných v kódu:

- U_{d0_1h} , U_{q0_1h} , U_{d0_3h} a U_{q0_3h} - složky napětí z dopředného modelu

Polární tvar

```
#define Uamp_1h_max (1.1547)
#define Uamp_3h_max (0.1933)

void dq_PolarniTvar (void)
{
    //1h
    Uamp_1h = sqrtf(U_dw_1h*U_dw_1h + U_qw_1h*U_qw_1h);
    if (Uamp_1h > Uamp_1h_max*Udc/2)
    {
        Uamp_1h = Uamp_1h_max*Udc/2;
    }
    alfa_1h = atan2f(U_qw_1h, U_dw_1h);
    //3h
    Uamp_3h = sqrtf(U_dw_3h*U_dw_3h + U_qw_3h*U_qw_3h);
    if (Uamp_3h > Uamp_3h_max*Udc/2)
    {
        Uamp_3h = Uamp_3h_max*Udc/2;
    }
    alfa_3h = atan2f(U_qw_3h, U_dw_3h);
}
```

Vysvětlení proměnných používaných v kódu:

- $Uamp_1h$ a $Uamp_3h$ - aktuální amplitudy požadovaných napětí první a třetí harmonické
- $Uamp_1h_max$ a $Uamp_3h_max$ - maximální amplitudy požadovaných napětí první a třetí harmonické
- $alfa_1h$ a $alfa_3h$ - úhly požadovaných napětí první a třetí harmonické vůči příslušným rotujícím souřadným systémům

Výpočet složek napětí

Celková velikost požadovaných složek napětí U_{dw_1h} , U_{qw_1h} , U_{dw_3h} a U_{qw_3h} v rotujících souřadných systémech je dána jako součet hodnoty výstupu z regulátoru a dopředného modelu.

```
void VypocetNapeti (void)
{
    //1h
    U_dw_1h = U_d0_1h + dU_d_1h;
    U_qw_1h = U_q0_1h + dU_q_1h;
    //3h
    U_dw_3h = U_d0_3h + dU_d_3h;
    U_qw_3h = U_q0_3h + dU_q_3h;
}
```

Modulátor

```
void Modulator (void)
{
    #define MaxCitace (3572)
    //Slozky pozadovanych napeti ve stojicich souradnych systemech
    Uamp_1h_cos = Uamp_1h_VR*cosf(alfa_1h + Natoceni_psir_1h);
    Uamp_1h_sin = Uamp_1h_VR*sinf(alfa_1h + Natoceni_psir_1h);
    Uamp_3h_cos = Uamp_3h_VR*cosf(alfa_3h + Natoceni_psir_3h);
    Uamp_3h_sin = Uamp_3h_VR*sinf(alfa_3h + Natoceni_psir_3h);
    //Modulacni signaly
    ua1 = Uamp_1h_cos + Uamp_3h_cos;
    ub2 = Uamp_1h_cos*cos_uhel + Uamp_1h_sin*sin_uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel + Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    uc3 = Uamp_1h_cos*cos_2uhel + Uamp_1h_sin*sin_2uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel - Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    ud4 = Uamp_1h_cos*cos_3uhel + Uamp_1h_sin*sin_3uhel + Uamp_3h_cos;
    ue5 = Uamp_1h_cos*cos_4uhel + Uamp_1h_sin*sin_4uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel + Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    uf6 = Uamp_1h_cos*cos_4uhel - Uamp_1h_sin*sin_4uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel - Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    ug7 = Uamp_1h_cos*cos_3uhel - Uamp_1h_sin*sin_3uhel + Uamp_3h_cos;
    uh8 = Uamp_1h_cos*cos_2uhel - Uamp_1h_sin*sin_2uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel + Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    ui9 = Uamp_1h_cos*cos_uhel - Uamp_1h_sin*sin_uhel + ...
        Uamp_3h_cos*cos_3uhel - Uamp_3h_sin*sin_3uhel;
    //Komparacni hodnoty zapsane do PWM registru znormovane do rozsahu pily
    uA1 = 2 * ua1/Udc * MaxCitace;
    uB2 = 2 * ub2/Udc * MaxCitace;
    uC3 = 2 * uc3/Udc * MaxCitace;
    uD4 = 2 * ud4/Udc * MaxCitace;
    uE5 = 2 * ue5/Udc * MaxCitace;
    uF6 = 2 * uf6/Udc * MaxCitace;
    uG7 = 2 * ug7/Udc * MaxCitace;
    uH8 = 2 * uh8/Udc * MaxCitace;
    uI9 = 2 * ui9/Udc * MaxCitace;
}
```