

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH  
POHONŮ A TRAKCE**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V PRAZE**



**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ  
SYNCHRONNÍ MODULACE  
V POHONECH  
S ASYNCHRONNÍMI MOTORY**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**KVĚTEN 2024**

**DAVID  
ADAMUS**



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Adamus** Jméno: **David** Osobní číslo: **516209**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Elektrické pohony**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Synchronní modulace v pohonech s asynchronními motory**

Název diplomové práce anglicky:

**Synchronous Modulations in Drives with Induction Motors**

Pokyny pro vypracování:

1. Popište možné způsoby modelování asynchronního motoru napájeného z měniče.
2. Prozkoumejte možnosti různých způsobů řízení asynchronního motoru v elektrické trakci.
3. Proveďte rešerši různých typů synchronních modulací používaných v elektrických pohonech.
4. V prostředí MATLAB/Simulink implementujte minimálně jednu vybranou synchronní modulační strategii.
5. Na vybraných průbězích demonstруйте chování a funkčnost modulátoru v rámci pohonu s asynchronním motorem.

Seznam doporučené literatury:

- [1] G. Abad, Power electronics and electric drives for traction applications. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2017.
- [2] H. S. Patel and R. G. Hof, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May 1973.
- [3] R. Zhang, Z. Yin, J. Liu and S. Yu, "Low Carrier Wave Ratio Modulation Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Metro Traction System: A Comparative Study," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 7, no. 1, pp. 1-16, March 2022.
- [4] A. F. Abouzeid, J. M. Guerrero, A. Endema no, I. Muniategui, D. Ortega, I. Larrazabal, et al., "Control strategies for induction motors in railway traction applications", Energies, vol. 13, no. 3, pp. 700, Feb.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **11.02.2024** Termín odevzdání diplomové práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání diplomové práce: **21.09.2025**

Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta



## PODĚKOVÁNÍ

---

Tímto bych chtěl poděkovat panu Ing. Ondřeji Lipčákovi za odborné vedení, rady a konzultace při psaní této práce a za jeho ochotnou a vstřícnou komunikaci.

## PROHLÁŠENÍ

---

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 20. května 2024

.....

## ABSTRAKT

---

Tato diplomová práce popisuje modulační metody napětíového střídače využívané v oblasti trakčních asynchronních motorů a jejich modelování. V teoretické i simulační části se zabývá synchronními modulacemi, přičemž potřebné modely jsou vytvořeny v prostředí Simulink/Matlab. V části simulační jsou následně testovány přechody mezi asynchronními a synchronními modulacemi v rámci U/f rozběhu asynchronního motoru a vlastnosti synchronních modulací selective harmonic elimination a central 60 degree modulation a jejich porovnání z hlediska harmonické skladby.

**Klíčová slova:** modulační metody střídače, model asynchronního motoru, synchronní modulační metody, modulační index, Selective Harmonic Elimination, Central 60 degree modulation, modulační metody prostorového vektoru

## ABSTRACT

---

This thesis describes modulation methods for voltage source inverters used in traction systems with induction motors and their modelling. Both the theoretical part and simulation explore synchronous modulation methods, and the necessary models are created in Simulink/Matlab. In the simulation part, the transitions between asynchronous and synchronous modulations within the V/f control of an asynchronous motor and the properties of the synchronous modulations selective harmonic elimination and central 60 degree modulation are tested and compared in terms of harmonic content.

**Keywords:** inverter modulations, asynchronous motor model, synchronous modulation, modulation index, Selective Harmonic Elimination, Central 60 degree modulation, space vector modulation

## OBSAH

---

ÚVOD .....	1
<b>KAPITOLA 1: MODELOVÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU .....</b>	<b>2</b>
1.1 ODVOZENÍ ROVNIC.....	2
1.2 MODEL MOTORU V STACIONÁRNÍM SYSTÉMU $\alpha\beta$ .....	7
1.3 MODEL MOTORU V SYSTÉMU dq .....	8
1.4 STAVOVÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	9
1.5 VYJÁDŘENÍ MOMENTU.....	10
<b>KAPITOLA 2: MODULAČNÍ STRATEGIE .....</b>	<b>11</b>
2.1 NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ.....	11
2.2 SINUSOVÁ MODULACE .....	14
2.3 MODULACE PROSTOROVÉHO VEKTORU.....	16
2.4 SYNCHRONNÍ SVPWM .....	18
2.5 SELECTIVE HARMONIC ELIMINATION.....	19
2.6 CENTRAL 60 DEGREE MODULATION A OBDÉLNÍKOVÉ ŘÍZENÍ.....	21
<b>KAPITOLA 3: ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU V TRAKČNÍCH APLIKACÍCH.....</b>	<b>24</b>
3.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ .....	24
3.1.1 U/f řízení v otevřené smyčce.....	24
3.1.2 Zpětnovazební U/f řízení .....	24
3.1.3 Skalární řízení momentu/toku s dopřednou vazbou .....	26
3.2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....	27
3.2.1 Rotor field oriented control (RFOC) .....	27
3.2.2 Direct flux vector control (DFVC) .....	28
3.2.3 Direct torque control (DTC).....	29
3.2.3.1 Switching table based DTC (ST-DTC) .....	30
3.2.3.2 DSC (direct self control).....	30
3.2.3.3 DTC-SVM.....	31
<b>KAPITOLA 4: MODELY V PROSTŘEDÍ SIMULINK .....</b>	<b>32</b>
4.1 VÝPOČET SPÍNACÍCH ÚHLŮ PRO SHEPWM.....	32
4.2 GENEROVÁNÍ SPÍNACÍCH ÚHLŮ.....	34
4.3 PRŮBĚHY VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A JEJICH ANALÝZY .....	36
4.4 SHEPWM SE SUDÝM POČTEM SPÍNACÍCH ÚHLŮ.....	43
4.5 U/F ROZBĚH ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘEPÍNÁNÍM MEZI MODULACEMI .....	45
4.6 CENTRAL 60 DEGREE MODULACE .....	53
<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>61</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>62</b>

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Obecná reprezentace systému řízení pohonu .....	2
Obr. 1-2 Idealizovaný model vinutí asynchronního motoru .....	3
Obr. 1-3 Princip transformace z 3-fázového systému do systému $\alpha\beta$ .....	5
Obr. 1-4 Princip transformace ze stacionárního do synchronního systému.....	6
Obr. 1-5 Elektricky ekvivalentní obvod v souřadnicích $\alpha\beta$ .....	8
Obr. 1-6 Elektricky ekvivalentní obvod v souřadnicích $dq$ .....	9
Obr. 2-1 Obecné schéma napěťového střídače napájeného z usměrňovače .....	11
Obr. 2-2 Třífázový napěťový střídač .....	12
Obr. 2-3 Základní napěťové vektory a sektory střídače .....	13
Obr. 2-4 Sinusová PWM ( $N=12, m=0,75$ ) .....	15
Obr. 2-5 Princip injekce třetí harmonické.....	16
Obr. 2-6 Princip SVPWM .....	17
Obr. 2-7 Hranice lineárního režimu střídače reprezentovaná kružnicí.....	17
Obr. 2-8 Princip generování deformačního signálu .....	18
Obr. 2-9 Deformovaný modulační signal.....	18
Obr. 2-10 Průběh fázového napětí střídače generovaného metodou BPCS-II .....	19
Obr. 2-11 Výstupní fázové napětí zátěže generované metodou SHEPWM.....	20
Obr. 2-12 Princip metody central 60 degree modulation.....	22
Obr. 3-1 Přehled metod řízení asynchronního motoru .....	24
Obr. 3-2 Schéma zpětnovazebního U/f řízení .....	25
Obr. 3-3 Skalární řízení s orientací na moment a tok .....	25
Obr. 3-4 Schéma řízení CLVFC.....	26
Obr. 3-5 Schéma řízení CLVFC&FF .....	27
Obr. 3-6 Schéma RFOC .....	28
Obr. 3-7 Schéma DFVC .....	28
Obr. 3-8 Průběh veličin motoru v režimu odbuzování.....	29
Obr. 3-9 Schéma ST-DTC.....	30

## SEZNAM TABULEK

Tab. 1-1 Základní vektory napětí a jejich příslušné spínací kombinace .....	10
Tab. 2-1 Přehled jednotlivých stavů střídače .....	13
Tab. 2-2 Sekvence napěťových vektorů BPCS-II..	19
Tab. 4-1 Štítkové parametry stroje .....	47
Tab. 4-2 Parametry stroje používané v rámci matematického modelu.....	47



Obr. 3-10 Schéma DSC.....	31
Obr. 3-11 Schéma DTC-SVM .....	31
Obr. 4-1 část matlab kódu s výchozími rovnicemi pro SHE7 .....	32
Obr. 4-2 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE7 .....	33
Obr. 4-3 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE5 .....	34
Obr. 4-4 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE3 .....	34
Obr. 4-5 Princip generování logických pulsů pro spínače, SHE7 .....	35
Obr. 4-6 Stav sepnutí jedné větve střídače v průběhu tří period, SHE7 .....	36
Obr. 4-7 Fázové napětí střídače, $m=0,6$ ; SHE7 .....	36
Obr. 4-8 Fázové napětí střídače, $m=0,6$ ; SHE5 .....	37
Obr. 4-9 Fázové napětí střídače $m=0,6$ ; SHE3 .....	37
Obr. 4-10 Sdružené napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE7 .....	38
Obr. 4-11 Sdružené napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE5 .....	38
Obr. 4-12 Sdružené napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE3 .....	39
Obr. 4-13 Fázové napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE7 .....	39
Obr. 4-14 FFT analýza, SHE7 .....	40
Obr. 4-15 Fázové napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE5 .....	40
Obr. 4-16 FFT analýza, SHE5 .....	41
Obr. 4-17 Fázové napětí zátěže, $m=0,6$ ; SHE3 .....	41
Obr. 4-18 FFT analýza, SHE3 .....	42
Obr. 4-19 Generování SVPWM .....	42
Obr. 4-20 Fázové napětí zátěže, $m=0,6$ ; SVPWM .....	43
Obr. 4-21 FFT analýza, SVPWM .....	43
Obr. 4-22 Stav sepnutí jedné větve střídače, SHE3; $m=0,6$ .....	44
Obr. 4-23 Stav sepnutí jedné větve střídače, SHE2; $m=0,6$ .....	44
Obr. 4-24 část matlab kódu s výchozími rovnicemi pro SHE2 .....	44
Obr. 4-25 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE2 .....	45
Obr. 4-26 Přepínání mezi modulacemi, SHE model .....	45
Obr. 4-27 Základní subsystemy modelu .....	46
Obr. 4-28 Subsystem pro výběr modulace.....	46
Obr. 4-29 Přechod mezi SVPWM a SHE7 .....	48
Obr. 4-30 Přechod mezi SHE7 a SHE5.....	49

Obr. 4-31 Přebod mezi SHE5 a SHE3 .....	50
Obr. 4-32 Přebod mezi SHE3 a obdélíkovým řízením .....	51
Obr. 4-33 Statorový proud motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM .....	52
Obr. 4-34 Moment motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM .....	52
Obr. 4-35 Otáčky motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM .....	53
Obr. 4-36 Princip metody Central 60, $m=0,6$ ; $N=7$ .....	53
Obr. 4-37 Fázové napětí jedné fáze střídače, $m=0,6$ ; $N=7$ .....	54
Obr. 4-38 FFT analýza, Cental 60 ( $N=7$ ).....	54
Obr. 4-39 FFT analýza, obdélíkové řízení.....	55
Obr. 4-40 Přepínání mezi modulacemi, Central 60 PWM model.....	55
Obr. 4-41 Přebod mezi SHEPWM a Central 60 ( $N=7$ ).....	56
Obr. 4-42 Přebod mezi Central 60 ( $N=7$ ) a Central 60 ( $N=5$ ) .....	57
Obr. 4-43 Přebod mezi Central 60 ( $N=5$ ) a Central 60 ( $N=3$ ) .....	58
Obr. 4-44 Přebod mezi Central 60 ( $N=3$ ) a obdélíkovým řízením .....	59
Obr. 4-45 Statorový proud motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi Central 60 PWM.....	60
Obr. 4-46 Moment motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi Central 60 PWM.....	60

## ÚVOD

V oblasti kolejové trakce se obvykle využívají motory o jmenovitých výkonech stovky kW. V takto výkonných systémech je maximální spínací frekvence spínacích prvků měniče limitována z důvodu nadměrného oteplování na stovky Hz až jednotky kHz. V případě využití asynchronních modulačních strategií pro řízení střídače v celém rychlostním pásmu motoru se značně mění poměr frekvencí nosné a modulační vlny. Jakmile motor pracuje v oblasti středních a vyšších frekvencí základní harmonické, je vhodné přejít na modulace synchronní, u kterých je frekvence nosné vlny spjata s frekvencí vlny modulační, a omezit tak spínací ztráty a optimalizovat řízení.

V současnosti se využívají zejména dva konkrétní typy hybridních PWM modulačních strategií. Prvním z nich je přechod z asynchronní modulace přes synchronní modulaci, do obdélníkového řízení. Druhým typem je přechod z asynchronní modulace, přes synchronní modulaci a modulaci bez nosné vlny, do řízení obdélníkového. První metoda zahrnuje tradiční modulaci prostorového vektoru (SVPWM) a synchronní modulaci, kde se pracuje jak v lineárním režimu modulace, tak v oblasti přemodulace. Tuto metodu využívají zejména japonské firmy jako Toshiba, Mitsubishi a další. Druhá metoda se odlišuje tím, že se z oblasti lineární synchronní modulace přechází do obdélníkového řízení nikoliv za použití přemodulování, nýbrž použitím modulace bez nosné vlny. Touto modulací bez nosné vlny se myslí např. metoda zvaná selective harmonic elimination puls width modulation (SHEPWM). Tato druhá metoda hybridní PWM je používána zejména evropskými a americkými firmami jako Siemens, Alston nebo General Electric [1], [2].

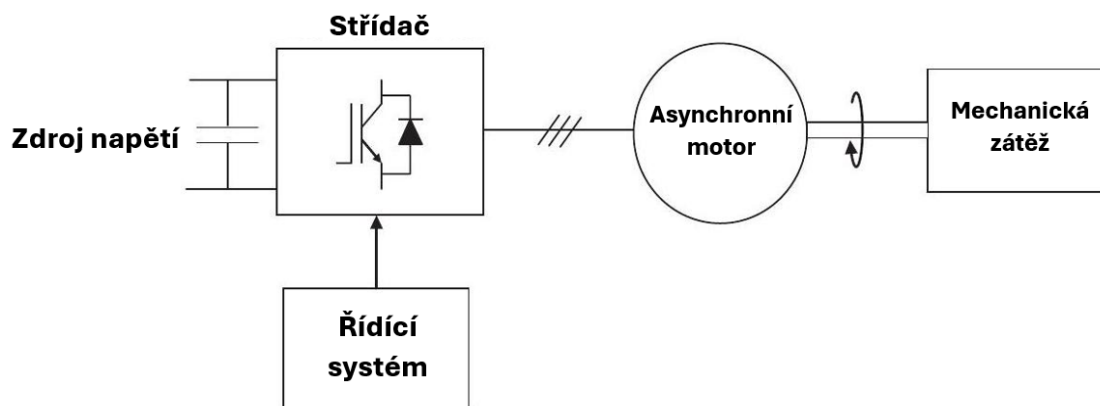
Během hybridního PWM řízení je přepínání mezi jednotlivými modulacemi prováděno na základě modulačního indexu  $m$  a frekvence základní harmonické, která ovlivňuje poměr frekvence nosné a modulované vlny. Obecně lze říct, že pokud je tento poměr větší než 15 nebo 21, tak trakční systém využívá asynchronní modulaci. Se zvyšující se frekvencí základní harmonické ovšem tento poměr klesá a přejde se k modulaci synchronní a nakonec k řízení obdélníkovému. PWM strategie využívané v oblasti trakce jsou například již zmíněné selective harmonic elimination PWM (SHEPWM) nebo current harmonic minimum PWM (CHMPWM). Tyto modulace mají konkrétní optimalizační cíl, tedy eliminace specifických harmonických napětí či proudu, snížení zvlnění momentu nebo snížení výkonových ztrát. Zároveň ovšem existují modulace, které nemají žádné specifické optimalizační cíle. Mezi tyto modulace patří např. synchronní SVPWM nebo central 60 degree modulation [3].

V této práci jsou nejprve představeny možnosti modelování asynchronního motoru a napěťového střídače a přehled metod využívaných pro řízení asynchronního motoru. Dále jsou v teoretické části práce představeny základních asynchronní modulace a vybrané typy synchronních modulací, a to zejména metody SHEPWM a central 60 degree modulation. Cílem práce je implementovat tyto metody v prostředí Simulink, analyzovat je a přepínat mezi několika typy modulací v rámci rozběhu asynchronního motoru.

## KAPITOLA 1: MODELOVÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Třífázové asynchronní motory se v kolejové trakci začaly využívat v 90. letech minulého století a nahradily tak motory stejnosměrné. Kromě nižší ceny a snížených nároků na údržbu mají výhodu v tom, že umožňují přesné řízení rychlosti a momentu díky novým výkonovým spínacím prvkům a procesorům. Několik motorů může být navíc napájeno z jednoho měniče. V kolejové trakci bývá asynchronní motor napájen z napěťového střídače. V trakčních systémech se v dnešní době rovněž používají synchronní stroje s permanentními magnety, které jsou ale méně rozšířené zejména kvůli vyšším pořizovacím nákladům.

Analýza asynchronních pohonů se často realizuje pomocí ekvivalentních RL obvodů, reprezentujících chování motoru v ustáleném stavu z pohledu vstupního napětí a výstupního proudu, a to pro případ konkrétního napájení a konkrétního zátěžného momentu. Tyto obvody nejsou určeny pro analýzu strojů napájených z výkonových měničů z důvodu neustále se měnících vstupních veličin. Reprezentace veličin pomocí komplexního prostorového vektoru umožňuje modelování nejen asynchronních strojů, ale také trojfázových systémů obecně. Tímto způsobem je možné zastihnout dynamické jevy jako např. okamžité závislosti mezi proudy, napětím a magnetickými toky [4]. Obrázek 1-1 znázorňuje blokovou reprezentaci systému řízení pohonu.



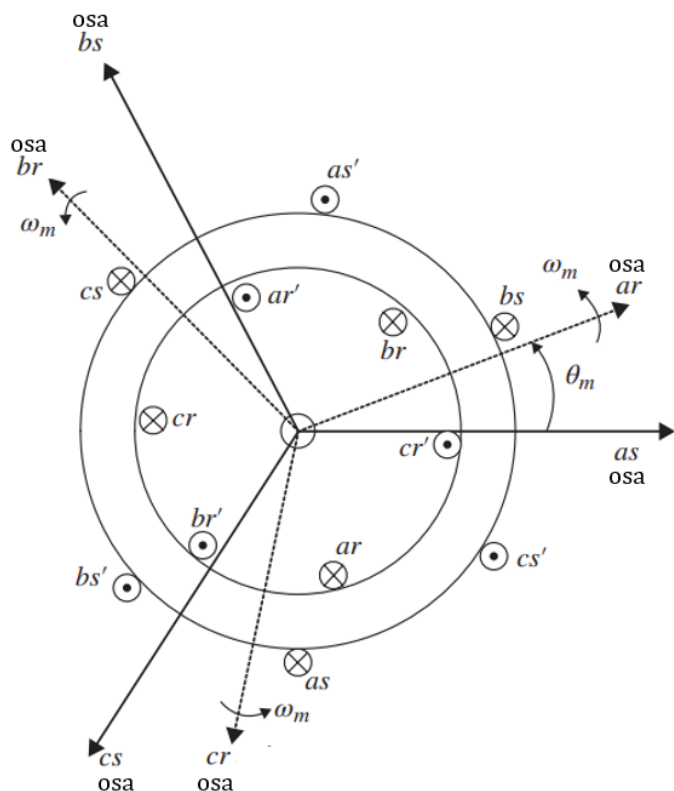
Obr. 1-1 Obecná reprezentace systému řízení pohonu [4] (upraveno)

### 1.1 Odvození rovnic

Během odvozování modelu budou přijaty následující předpoklady [5]:

- délka vzduchové mezery mezi statorem a rotorem je konstantní,
- vinutí jednotlivých fází jsou vůči sobě natočena o  $120^\circ$ ,
- ztráty v železe jsou zanedbány,
- není uvažován vliv syčení magnetického obvodu,
- aktivní železo stroje má nekonečnou relativní permeabilitu,
- statorová a rotorová vinutí jsou souměrná, tj. činné odpory, indukčnosti a vzájemné indukčnosti jednotlivých fází jsou identické,
- zanedbání vlivu čel vinutí.

Rovnice uvedené v kapitole 1 jsou převzaty z literatury [4]–[6]. Schéma idealizovaného modelu vinutí je zobrazeno na obr. 1-2.



Obr. 1-2 Idealizovaný model vinutí asynchronního motoru [4] (upraveno)

Pro matici satorových napětí platí následující vztah:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}. \quad (1-1)$$

Ve vztahu 1-1 představuje  $R_s$  odpor satorového vinutí,  $u_{as}, u_{bs}, u_{cs}$  okamžité napětí příslušných fází,  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  okamžité proudy příslušných fází a  $\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$  okamžité hodnoty satorových toků.

Satorové toky lze zapsat do maticové formy jakožto funkci satorových a rotorových proudů:

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_h & -\frac{1}{2}L_h & -\frac{1}{2}L_h \\ -\frac{1}{2}L_h & L_{\sigma s} + L_h & -\frac{1}{2}L_h \\ -\frac{1}{2}L_h & -\frac{1}{2}L_h & L_{\sigma s} + L_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + L_h \begin{bmatrix} \cos \theta_m & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m - 2\pi/3) & \cos \theta_m & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m - 2\pi/3) & \cos \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}. \quad (1-2)$$

Ve vztahu 1-2 představuje  $L_h$  vlastní indukčnost satoru, která je rovna dvojnásobku vzájemné indukčnosti mezi dvěma satorovými vinutími, a  $L_{\sigma s}$  je rozptylová indukčnost satorových vinutí.  $\theta_m$  je úhel mezi základní harmonickou magnetometrického napětí produkovaného fází

statoru a základní harmonickou magnetometrického napětí produkovaného toutéž fází rotoru. Veličina  $\omega_m$  představuje elektrickou úhlovou rychlost.

Obdobné vztahy platí při odvozování rotorových rovnic:

$$\begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix}, \quad (1-3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma r} + L_h & -\frac{1}{2}L_h & -\frac{1}{2}L_h \\ -\frac{1}{2}L_h & L_{\sigma r} + L_h & -\frac{1}{2}L_h \\ -\frac{1}{2}L_h & -\frac{1}{2}L_h & L_{\sigma r} + L_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + L_h \begin{bmatrix} \cos \theta_m & \cos(\theta_m - 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos \theta_m & \cos(\theta_m - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m - 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}. \quad (1-4)$$

Jednotlivé veličiny je možné zapsat jako prostorové vektory, tedy nahradit tři okamžité skalární veličiny veličinou komplexní:

$$\vec{u}_s^s = \frac{2}{3}(u_{as} + \mathbf{a} \cdot u_{bs} + \mathbf{a}^2 \cdot u_{cs}), \quad (1-5)$$

$$\vec{i}_s^s = \frac{2}{3}(i_{as} + \mathbf{a} \cdot i_{bs} + \mathbf{a}^2 \cdot i_{cs}), \quad (1-6)$$

$$\vec{\psi}_s^s = \frac{2}{3}(\psi_{as} + \mathbf{a} \cdot \psi_{bs} + \mathbf{a}^2 \cdot \psi_{cs}). \quad (1-7)$$

Jedná se o Clarkové transformace, které lze obecně zapsat jako:

$$\vec{x}^s = x_\alpha + j \cdot x_\beta = \frac{2}{3}(x_a + \mathbf{a} \cdot x_b + \mathbf{a}^2 \cdot x_c), \quad (1-8)$$

Transformaci je možné provést pomocí komplexního operátoru natočení  $\mathbf{a}$ , který lze vyjádřit jako:

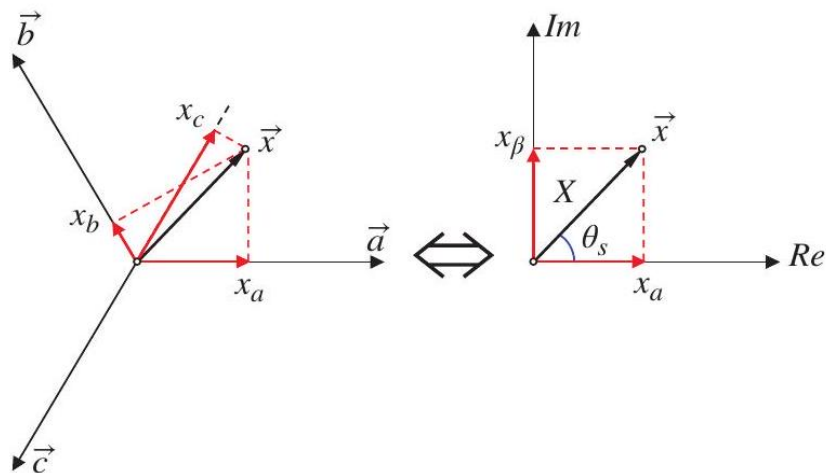
$$\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (1-9)$$

Transformační konstantu je možné volit libovolně, v tomto případě je její hodnota  $2/3$  z důvodu zachování amplitudy transformovaných veličin. Maticový zápis transformace bude vypadat následovně:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (1-10)$$

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (1-11)$$

Je možné vidět, že v transformaci hraje rovněž roli nulová složka  $x_0$ , bez které by nebyla matice regulární. Tato složka je ovšem pro vinutí spojené do hvězdy nulová. Princip transformace je na obr. 1-3.



Obr. 1-3 Princip transformace z 3-fázového systému do systému  $\alpha\beta$  [4]

Rovnici 1-8 je rovněž možné zapsat v polární formě:

$$\vec{x}^s = X e^{j\theta_s}. \quad (1-12)$$

Jedná se o prostorový vektor v dvouosém stacionárním systému. Tento vektor má velikost  $X$  a rotuje konstantní rychlostí  $\omega_s$ , přičemž  $\theta_s$  představuje úhel natočení od počátku souřadnicového systému.

Zejména pro účely řízení pohonu je ovšem nutné převést veličiny ze stacionárního systému do systému synchronního, tedy systému rotujícím se stejnou úhlovou rychlostí jako vstupní třífázové veličiny. Získáme vektor  $\vec{x}^a$ .

$$\vec{x}^a = \vec{x}^s e^{-j\theta_s}. \quad (1-13)$$

Složky vektoru rotujícího synchronní rychlostí mají indexy dq a lze je vyjádřit jako:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (1-14)$$

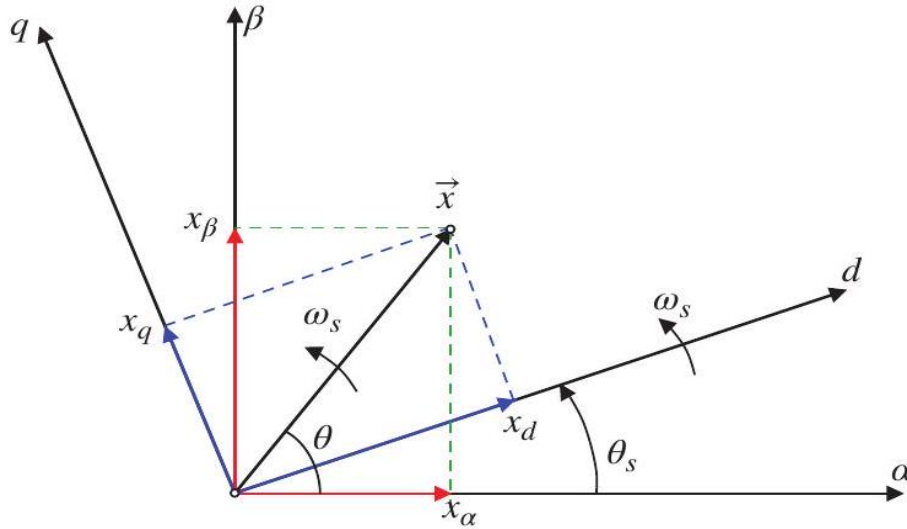
Jedná se o Parkovu transformaci, pomocí níž se složky prostorového vektoru stanou stejnosměrnými veličinami.

Transformaci je možné provést také opačným směrem, a sice ze stacionárního systému do systému synchronního:

$$\vec{x}^s = \vec{x}^a e^{j\theta_s}, \quad (1-15)$$

$$\frac{d\vec{x}^s}{dt} = \frac{d}{dt} (\vec{x}^a e^{j\theta_s}) = \frac{d\vec{x}^a}{dt} e^{j\theta_s} + j\omega_s \vec{x}^a e^{j\theta_s}. \quad (1-16)$$

Graficky je transformace zobrazena na obr. 1-4.



Obr. 1-4 Princip transformace ze stacionárního do synchronního systému [4]

Kombinací rovnic 1-2 a 1-7 a dalším odvozením, které je podrobně popsáno v [4], lze dojít k následujícímu vztahu pro výpočet statorových toků:

$$\vec{\psi}_s^s = \left(\frac{3}{2}L_h + L_{\sigma s}\right)\vec{i}_s^s + \frac{3}{2}L_h\vec{i}_r^r e^{j\theta_m}. \quad (1-17)$$

Následně je možné definovat magnetizační indukčnost  $L_m$  a vztah 1-17 upravit:

$$L_m = \frac{3}{2}L_h, \quad (1-18)$$

$$\vec{\psi}_s^s = (L_m + L_{\sigma s})\vec{i}_s^s + L_m\vec{i}_r^r e^{j\theta_m}. \quad (1-19)$$

Pro statorovou indukčnost tedy platí:

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}, \quad (1-20)$$

$$\vec{\psi}_s^s = L_s\vec{i}_s^s + L_m\vec{i}_r^r e^{j\theta_m}. \quad (1-21)$$

Rovnici pro statorové napětí 1-1 je možné následně upravit do tvaru pro prostorový vektor:

$$\vec{u}_s^s = R_s\vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\psi}_s^s}{dt}. \quad (1-22)$$

Kombinací rovnic 1-21 a 1-22 lze získat následující vztah pro výpočet statorového napětí:

$$\vec{u}_s^s = R_s\vec{i}_s^s + L_s\frac{d\vec{i}_s^s}{dt} + L_m\frac{d(\vec{i}_r^r e^{j\theta_m})}{dt}. \quad (1-23)$$

Stejnými postupy lze odvodit vztah pro výpočet rotorového napětí a rotorového toku:

$$\vec{\psi}_r^r = L_r\vec{i}_r^r + L_m\vec{i}_s^s e^{-j\theta_m}, \quad (1-24)$$

$$\vec{u}_r^r = R_r\vec{i}_r^r + L_r\frac{d\vec{i}_r^r}{dt} + L_m\frac{d(\vec{i}_s^s e^{-j\theta_m})}{dt}. \quad (1-25)$$

Uvažujeme-li motor s kotvou nakrátko, pak je rotorové napětí nulové:

$$0 = R_r\vec{i}_r^r + L_r\frac{d\vec{i}_r^r}{dt} + L_m\frac{d(\vec{i}_s^s e^{-j\theta_m})}{dt}. \quad (1-26)$$



## 1.2 Model motoru v stacionárním systému $\alpha\beta$

S pomocí rovnice 1-26 transformované do stacionárního systému a rovnice 1-22 jsme schopni získat rovnice pro jednotlivé složky statorového a rotorového napětí:

$$u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt}, \quad (1-27)$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt}, \quad (1-28)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_m \psi_{\beta r}, \quad (1-29)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_m \psi_{\alpha r}. \quad (1-30)$$

Z rovnic 1-21 a 1-24 jsme schopni získat vztahy pro statorové a rotorové toky:

$$\vec{\psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s, \quad (1-31)$$

$$\vec{\psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s, \quad (1-32)$$

a dále vztahy pro jejich složky:

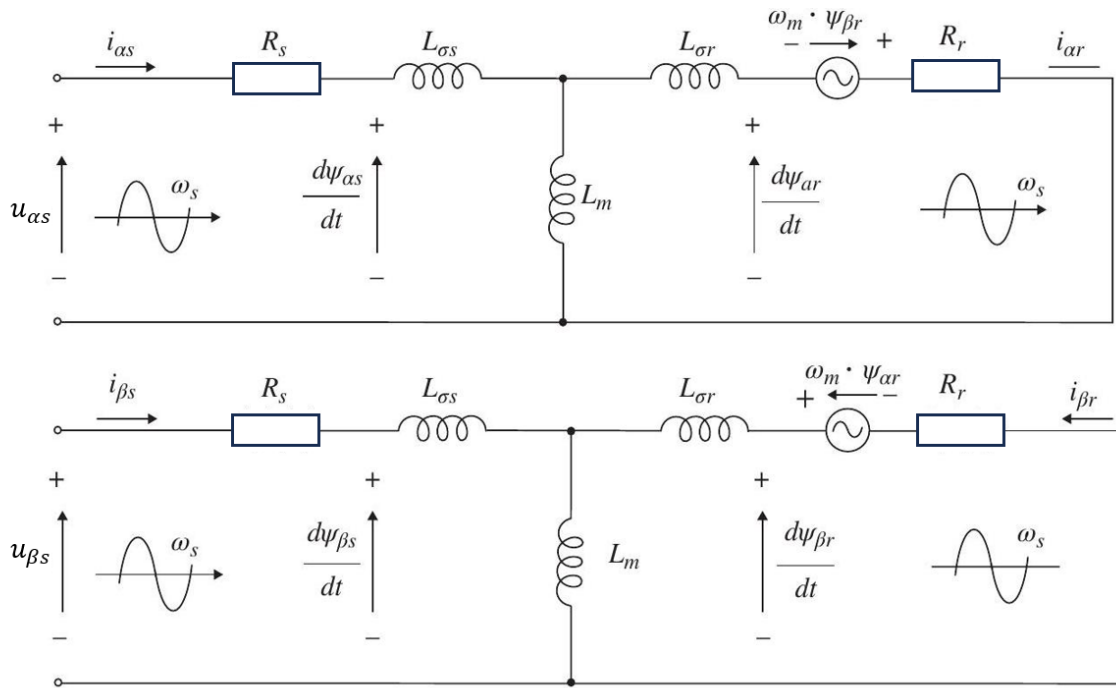
$$\psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r}, \quad (1-33)$$

$$\psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r}, \quad (1-34)$$

$$\psi_{\alpha r} = L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r}, \quad (1-35)$$

$$\psi_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r}. \quad (1-36)$$

Tuto sadu rovnic je možné reprezentovat dvěma obvody pro  $\alpha$  a  $\beta$  složku zvlášť. Obvod statoru a rotoru je spojen magnetizační indukčností  $L_m$ . V části obvodů reprezentujících rotor se vyskytují obě složky prostorového vektoru. Obvody jsou na obrázku 1-5.

Obr. 1-5 Elektricky ekvivalentní obvod v souřadnicích  $\alpha\beta$  [4] (upraveno)

### 1.3 Model motoru v systému $dq$

Dynamické rovnice obvodu statoru a rotoru je možné transformovat ze stacionárního systému do systému synchronního jejich vynásobením  $e^{-j\theta_s}$ . Prostorové vektory v synchronním systému jsou značeny horním indexem  $a$ . Transformované rovnice mají tvar:

$$\vec{u}_s^a = R_s \vec{i}_s^a + \frac{d\vec{\psi}_s^a}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^a, \quad (1-37)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^a + \frac{d\vec{\psi}_r^a}{dt} + j(\omega_s - \omega_m) \vec{\psi}_r^a. \quad (1-38)$$

Rozklad rovnic na jednotlivé složky získáme:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs}, \quad (1-39)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds}. \quad (1-40)$$

Totéž platí pro rotorové napětí:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi_{qr}, \quad (1-41)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi_{dr}. \quad (1-42)$$

Rotorové a statorové toky po provedení Parkovy transformace lze vyjádřit z následujících vztahů:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m)\psi_{qr}, \quad (1-43)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m)\psi_{dr}. \quad (1-44)$$

Výsledné rovnice magnetických toků rozložené na složky jsou:

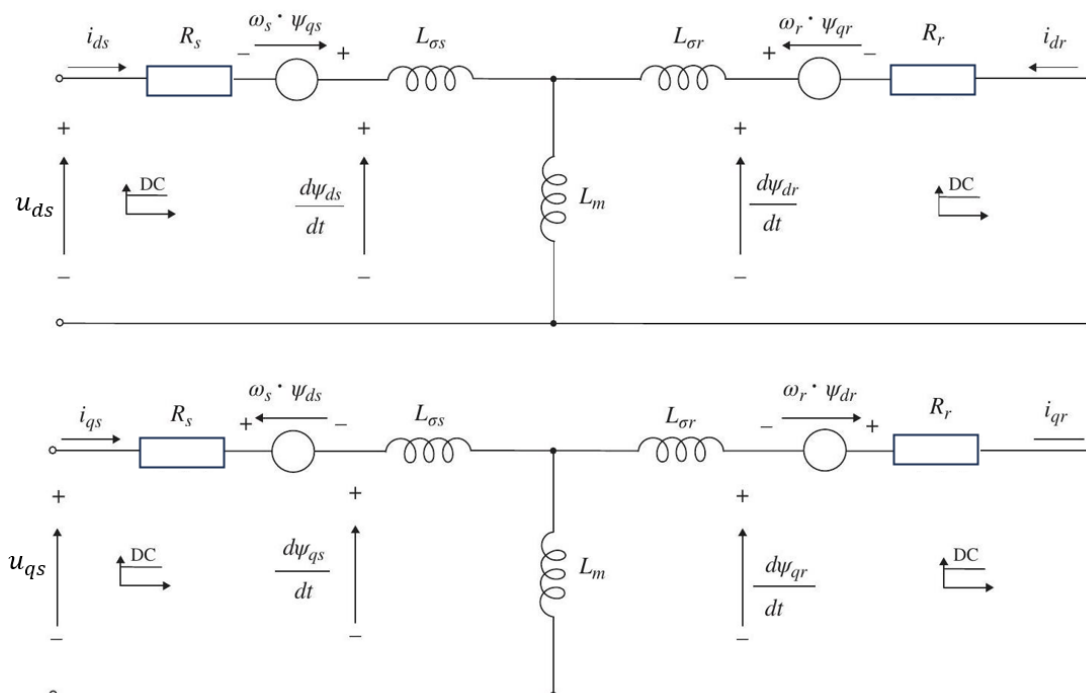
$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (1-45)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (1-46)$$

$$\psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr}, \quad (1-47)$$

$$\psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr}. \quad (1-48)$$

Tyto rovnice je opět možné reprezentovat dvěma obvody, přičemž do jednoho vstupuje  $d$  složka napětí a do druhého  $q$  složka napětí. Nicméně vazby mezi  $d$  a  $q$  složkami existují jak v rotoru, tak ve statoru. Obvody jsou na obrázku 1-6.



Obr. 1-6 Elektrický ekvivalentní obvod v souřadnicích dq [4] (upraveno)

## 1.4 Stavový model asynchronního motoru

Při odvozování stavového modelu se nejprve vyberou dva stavové vektory toku či proudu, přičemž vstupní proměnnou je vektor statorového napětí. Pokud je nějakou ze stavových proměnných vektor proudu, je nutné provést diferenciaci příslušného toku. Rovnice se následně upraví tak, aby se derivace stavových proměnných dostaly samostatně na levou stranu. Maticový zápis se upraví do tvaru odpovídajícímu stavovým rovnicím [5].

Ve vektorovém řízení orientovaném na rotorový tok hraje významnou roli stavový model s vektorem statorového proudu a rotorového toku jako stavovými proměnnými. Stavové modely jsou většinou udávány ve stojícím souřadném systému a sestavují se na základě vztahu [5]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r L_m^2 + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_r L_m^2 + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r} & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (1-49)$$

Veličina  $\sigma$  je tzv. rozptyl, přičemž platí:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \quad (1-50)$$

## 1.5 Vyjádření momentu

Elektromagnetický moment  $m$  je možné odvodit z výkonové bilance stroje, kde  $p_{mech}$  reprezentuje mechanický výkon. Moment je úměrný vektorovému součinu vektorů statorového toku a statorového proudu. Pro moment platí:

$$m = \frac{p_{mech}}{\omega} = \frac{3}{2} p_p |\vec{\psi}_s^r \times \vec{i}_s^r|. \quad (1-51)$$

Souhrnně lze moment vyjádřit pomocí obecných vektorů  $\vec{v}$  a  $\vec{\mu}$  a konstanty  $\gamma$  rovnicí platnou v libovolném souřadnicovém systému:

$$m = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma |\vec{v} \times \vec{\mu}| = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma |\vec{v}| |\vec{\mu}| \sin \delta = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma (v_{Re} \mu_{Im} - v_{Im} \mu_{Re}). \quad (1-52)$$

Úhel  $\delta$  je úhel mezi vektory  $\vec{v}$  a  $\vec{\mu}$  a je měřený v kladném směru. Transformační konstanta  $K$  bude opět volena jako  $2/3$ . Možnosti volby vektorů a konstanty jsou znázorněny v tab. 1-1.

Tab. 1-1 Základní vektory napětí a jejich příslušné spínací kombinace [5]

Varianta	1	2	3	4	5	6	7	8
$\mu$	$i_s$	$i_s$	$i_s$	$i_s$	$i_r$	$i_r$	$i_r$	$\psi_s$
$v$	$i_r$	$\psi_s$	$\psi_m$	$\psi_r$	$\psi_s$	$\psi_m$	$\psi_r$	$\psi_r$
$\gamma$	$L_m$	-	-	$\frac{L_m}{L_r}$	$\frac{L_m}{L_s}$	-	-	$\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$

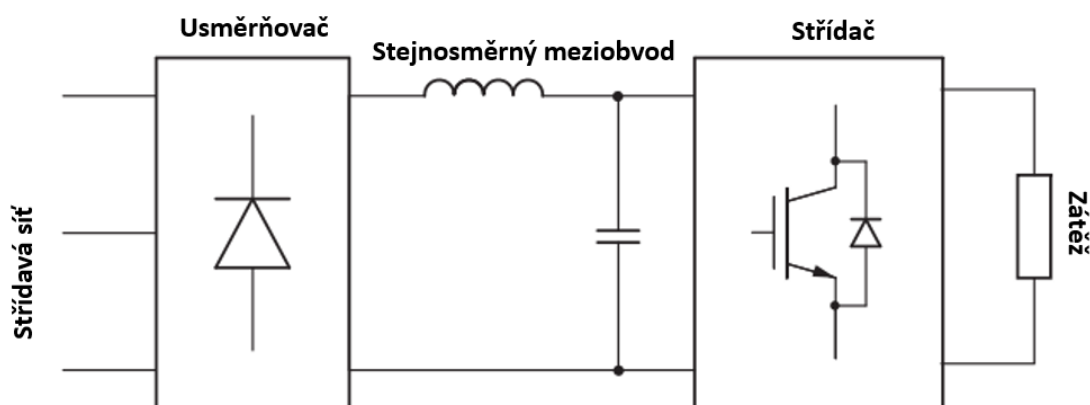
V modelech bude využit vztah dle varianty 4 pro model v  $\alpha\beta$  systému:

$$m = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p_p (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}). \quad (1-53)$$

## KAPITOLA 2: MODULAČNÍ STRATEGIE

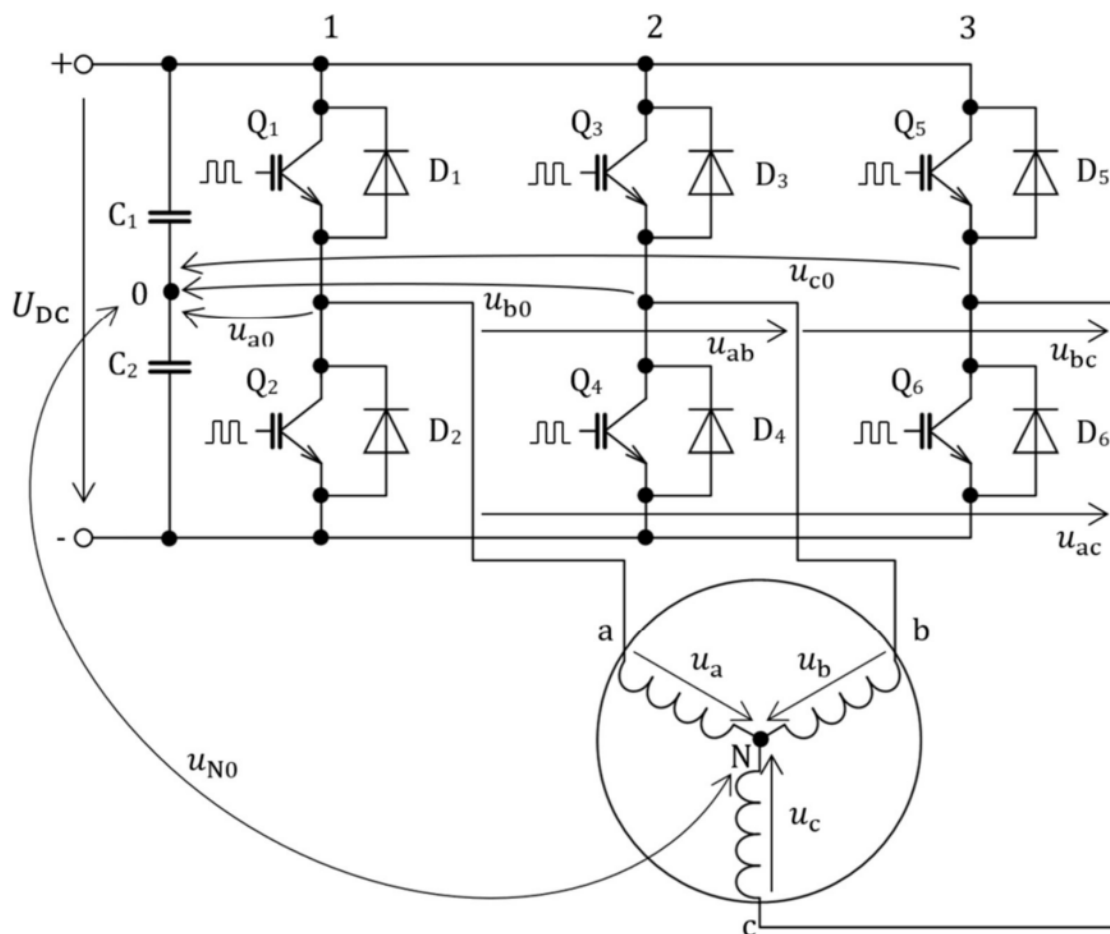
### 2.1 Napětový střídač

Převod stejnosměrného napětí na střídavé zajišťuje střídač. Střídač je napájen ze stejnosměrného zdroje, zatímco střídavé výstupní napětí má zpravidla vysoký obsah první harmonické, přičemž frekvenci a amplitudu tohoto výstupního průběhu je možné měnit. Podle typu zdroje se rozlišují střídače napětové a střídače proudové. Vedle usměrňovačů jsou napětové střídače nejběžnějšími výkonovými měniči. Stejnosměrné vstupní napětí pro napětový střídač lze získat z neřízeného nebo řízeného usměrňovače nebo z jiného stejnosměrného zdroje, jako například baterie. Je-li použit usměrňovač, je měnič napájen přes stejnosměrný LC člen, podobně jako je tomu u stejnosměrných měničů. Kondenzátor v meziobvodu lze považovat za zdroj napětí. Cívka slouží k vysokofrekvenčnímu oddělení usměrňovače a napájecího systému od vstupu střídače. Na rozdíl od kondenzátoru není nutné cívku do obvodu začlenit. Prakticky se cívka v mnoha případech odstraňuje, a to kvůli zmenšení měniče a snížení jeho ceny. Blokové schéma obvodu s napětovým střídačem je na obr. 2-1.



Obr. 2-1 Obecné schéma napětového střídače napájeného z usměrňovače [6] (upraveno)

Střídače lze konstruovat s libovolným počtem výstupních fází. V praxi se nejčastěji používají jednofázové a třífázové střídače. V poslední době se však navrhuje konstrukce střídačů s více než třemi fázemi, aby se zvýšila spolehlivost některých kritických aplikací. Motory musí být napájeny z měničů se stejným počtem fází. Obvod třífázového střídače je zobrazen na obr. 2-2 a oproti střídači jednofázovému obsahuje jednu větev navíc.



Obr. 2-2 Třífázový napěťový střídač [7]

Vždy předpokládáme, že je v daném okamžiku v každé větvi sepnut pouze jeden spínač. Sepnutím obou spínačů v jedné větvi dojde ke zkratu meziobvodu a bez včasného zapůsobení ochran ke zničení součástek. Pokud nebudeme brát v potaz mrtvou dobu, tedy krátký časový okamžik, kdy jsou z ochranných důvodů oba spínače v jedné větvi vypnuty, je možné uvažovat osm přípustných kombinací sepnutí jednotlivých polovodičových prvků. Z těchto kombinací je šest aktivních a dvě pasivní. Okamžitá sdružená napětí  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$  jsou dána vztahem 2-1. Proměnné  $a, b, c$  reprezentují stav sepnutí spínače v dané větvi střídače. Jedná se o dvoustavový signál, kde stav 1 značí sepnutí horního spínače a stav 0 značí sepnutí spínače spodního. Napětí  $U_{DC}$  je napětí stejnosměrného meziobvodu. Sdružené napětí střídače lze vyjádřit jako [6]:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (2-1)$$

V symetrickém trojfázovém systému platí pro okamžité hodnoty fázového napětí zátěže  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  vztah:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix}. \quad (2-2)$$

Kombinací rovnic 2-1 a 2-2 získáme:

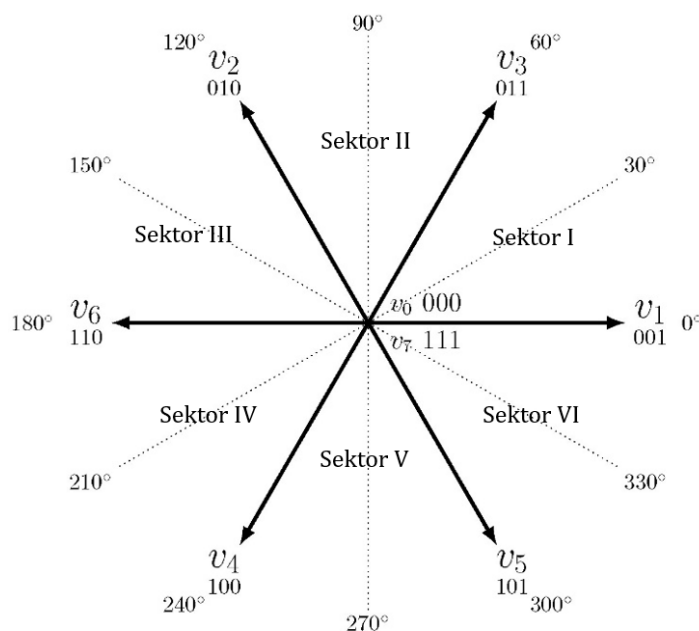
$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (2-3)$$

Rovnice 2-1 a 2-3 umožňují určit sdružené a fázové napětí pro všechny stavy střídače. Výsledky jsou shrnuty v tabulce 2-1. Sdružené napětí může dosahovat pouze tří hodnot, a sice  $0$ ,  $+U_{DC}$  a  $-U_{DC}$ . Fázové napětí zátěže může dosahovat pěti hodnot, a sice  $0$ ,  $\pm U_{DC}/3$ ,  $\pm 2U_{DC}/3$ . Každému přípustnému sepnutí navíc odpovídá jeden napěťový vektor v komplexní rovině spojené se statorem.

Tab. 2-1 Přehled jednotlivých stavů střídače [7] (upraveno)

Varianta	vektor	abc	$\frac{u_{ab}}{U_{DC}}$	$\frac{u_{bc}}{U_{DC}}$	$\frac{u_{ca}}{U_{DC}}$	$\frac{u_a}{U_{DC}}$	$\frac{u_b}{U_{DC}}$	$\frac{u_c}{U_{DC}}$	vektor
0	$V_0$	000	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	$V_1$	001	0	-1	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	$V_1$
2	$V_2$	010	-1	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	$V_2$
3	$V_3$	011	-1	0	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	$V_3$
4	$V_4$	100	1	0	-1	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	$V_4$
5	$V_5$	101	1	-1	0	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	$V_5$
6	$V_6$	110	0	1	-1	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	$V_6$
7	$V_7$	111	0	0	0	0	0	0	$V_7$

Modelování střídače bude prováděno rekonstrukcí z rovnic 2-1 až 2-3. Jednotlivé sektory, ve kterých se může napěťový vektor nacházet jsou vyobrazeny na obr. 5.



Obr. 2-3 Základní napěťové vektory a sektory střídače [5]

Pro řízení napětí na výstupu měniče se nejčastěji používají modulační techniky založené na pulzně šířkové modulaci. Modulace zajišťuje spínání jednotlivých větví střídače tak, aby bylo na výstupu měniče zajištěno napětí o požadované frekvenci a amplitudě, přičemž jsou na tyto modulační kladeny určité požadavky [6]:

1. Linearita výstupního napětí, která je dána modulačním indexem.

$$U_{1max}(m) = m \cdot U_1 \quad (2-4)$$

$U_{1max}$  reprezentuje maximální efektivní hodnotu základní harmonické fázového napětí zátěže při použití dané modulační techniky. Modulační index je tedy veličina použita ke škálování napětí. Nemusí se nutně definovat pomocí fázového napětí a efektivní hodnoty tohoto napětí, ale také například pomocí sdruženého napětí a jeho špičkové hodnoty. Modulační index bude v rámci této práce definovaný na základě sinusové modulace. Při uvažování klasické sinusové PWM platí, že pokud je modulační index menší nebo roven 1, tak pracuje střídač v lineárním režimu. V lineárním režimu je výstupní hodnota napětí střídače přímo úměrná požadované hodnotě, a sice při zanedbání ochranných dob a nelinearit měniče. Nelineární režim je nazýván přemodulování a v případě sinusové modulace k němu dochází, pokud je hodnota modulačního indexu větší než 1. Přemodulováním lze zvýšit obsah základní harmonické ve výstupním napětí střídače, ovšem dojde k výraznému zkreslení napětí a proudu harmonickými nižšího řádu. Pro modulační index platí vztah 2-5. Jedná se tedy o poměr mezi skutečnou 1. harmonickou fázového napětí a maximální 1. harmonickou fázového napětí v lineárním režimu pro sinusovou modulaci. Modulační index definujeme jako:

$$m = \frac{U_1}{\frac{U_{DC}}{2}} \quad (2-5)$$

2. Redukce harmonických nižšího řádu výstupního napětí, a tím minimalizace harmonických nižšího řádu proudu. Tyto harmonické jsou nežádoucí, jelikož přispívají k přídavným ztrátám motoru a jeho oteplení, k mechanickým vibracím, hluku a opotřebení ložisek motoru. Vliv těchto harmonických, respektive všech harmonických vyšších než je první, postihuje celkové harmonické zkreslení THD (z angl. Total harmonic distortion). THD lze vypočítat dle následujícího vztahu:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad (2-6)$$

V této rovnici představuje  $U_n$  velikost napětí n-té harmonické složky a  $U_1$  velikost napětí první harmonické.

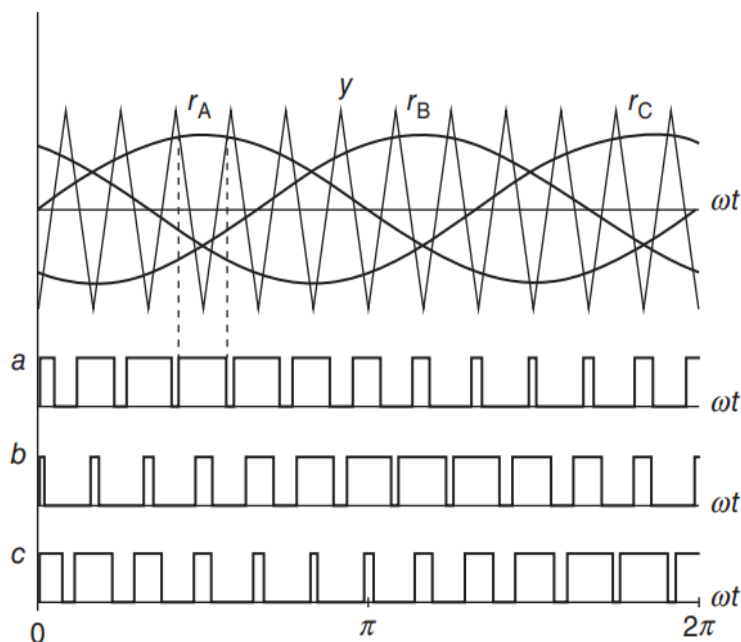
3. Nízké spínací ztráty. V běžném dvouúrovňovém měniči se celkové harmonické zkreslení THD výstupního napětí snižuje zvýšením spínací frekvence měniče. Toto je ovšem na úkor spínacích ztrát. V praxi je tedy nutné zajistit zejména rovnováhu mezi spínacími ztrátami a celkovým harmonickým zkreslením. Pro tento případ je velice výhodná modulační technika SHE, jejíž implementace je předmět praktické části této práce a teoreticky bude popsána v dalších kapitolách.
4. Zajištění dostatečného času pro správnou funkci spínačů a řídicího systému. Je potřeba brát v potaz, že reálné spínací prvky mají konečnou dobu zapnutí a vypnutí. Ochranné doby (dead time) a nedokonalosti polovodičových součástek jsou hlavními příčinami nelineárního chování střídače.

## 2.2 Sinusová modulace

V 60. letech minulého století, kdy byly sestaveny první napěťové střídače řízené pulsně šířkovou modulací, byly k dispozici pouze analogové systémy. Těmito systémy byla implementována sinusová modulace založena na komparaci modulační a nosné vlny. Tato metoda přetrvala dodnes



u některých levnějších modulátorů. Modulační vlnu představuje sinusový signál a nosnou vlnu signál trojúhelníkovitý o mnohonásobně vyšší frekvenci. V tomto případě udává frekvenci výstupního napětí frekvence modulačního sinusového signálu a amplitudu výstupního napětí modulační index. Modulační index lze v tomto případě definovat jako poměr amplitudy modulačního sinusového signálu a nosného trojúhelníkové signálu. K změně stavu sepnutí spínače, který je reprezentován proměnnými  $a, b, c$ , dojde v každém průsečíku nosné vlny s příslušnou vlnou modulační. Princip modulace je zobrazen na následujícím obr. 2-4, kde jsou pro generování trojfázového napětí využity modulační vlny  $r_A, r_B, r_C$  a nosná vlna  $y$ .



Obr. 2-4 Sinusová PWM ( $N=12, m=0,75$ ) [6]

Uvažujeme-li, že chceme generovat třífázové symetrické napětí s proměnnou amplitudou a úhlovou rychlostí  $\omega_s$ , tak pro fázová napětí zátěže platí:

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{1}{2} m U_{DC} \sin(\omega_s t), \\ u_b &= \frac{1}{2} m U_{DC} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ u_c &= \frac{1}{2} m U_{DC} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (2-7)$$

Sinusovou modulaci můžeme definovat následující funkcí:

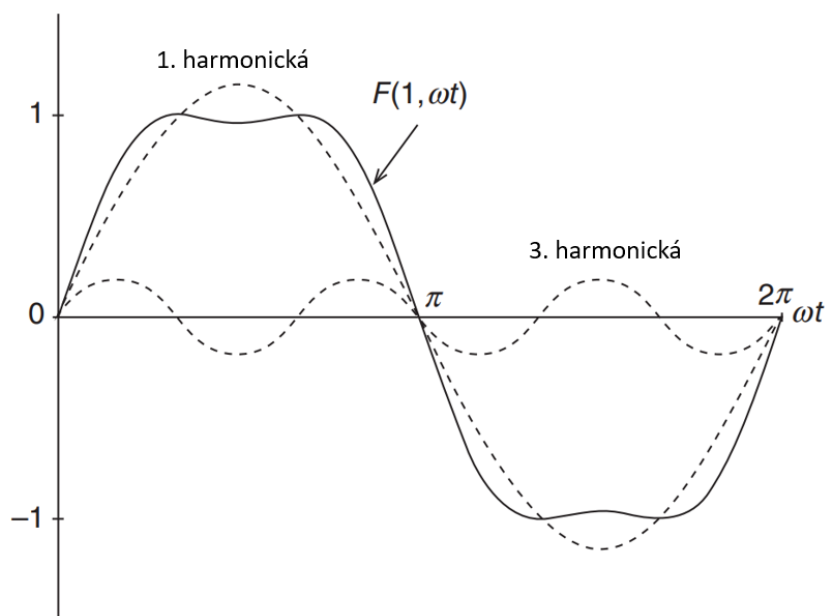
$$F(m, \omega t) = m \sin(\omega t). \quad (2-8)$$

Takto definovaná modulace je sice jednoduchá, ale použitím sinusové modulace v lineárním režimu nejsme schopni dosáhnout jmenovitého napětí 400 V motoru, pokud střídač napájíme z klasické sítě přes diodový usměrňovač.

Existuje možnost zvýšení napětíového zesílení za použití nesinusového modulačního signálu. Tyto deformované modulační signály obsahují kromě základní harmonické navíc třetí harmonickou, která se neprojeví ve výstupním třífázovém napětí a proudu. Nejčastěji používaný předpis s optimální amplitudou třetí harmonické je:

$$F(m, \omega t) = \frac{2}{\sqrt{3}}m \left[ \sin(\omega t) + \frac{1}{6}\sin(3\omega t) \right]. \quad (2-9)$$

Dochází tedy k navýšení maximálního napětí první harmonické v lineárním režimu o  $2/\sqrt{3}$  v porovnání s klasickou sinusovou modulací. Jedná se tedy o navýšení výstupního napětí o asi 15%. Vycházíme-li z definice modulačního indexu dle rovnice 2-5, tak maximální dosažitelný modulační index v lineárním režimu je asi 1,155. Modulační signál s injekcí třetí harmonické je zobrazen na obr. 2-5.

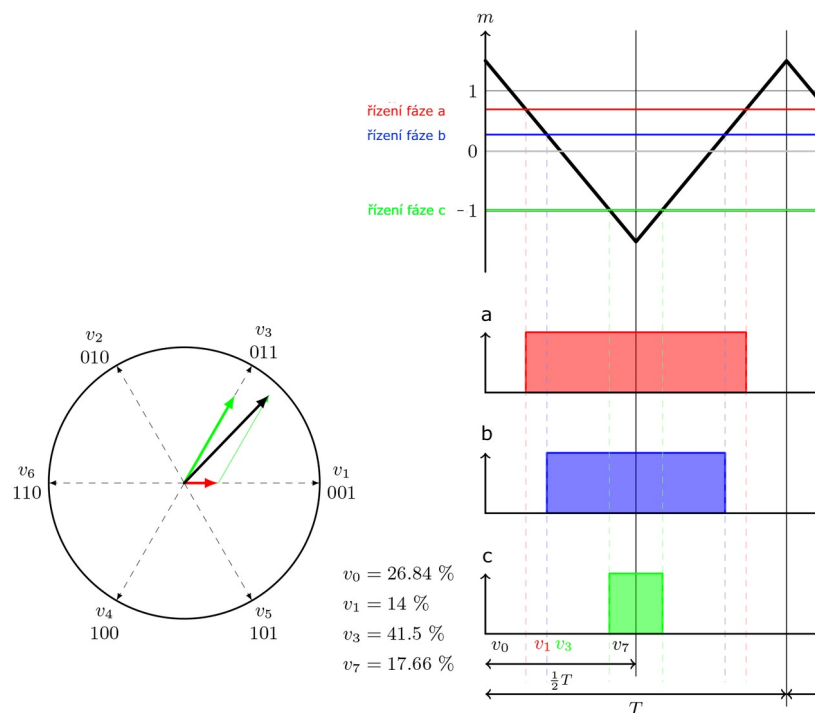


Obr. 2-5 Princip injekce třetí harmonické [6]

Tento signál by byl opět komparován s trojúhelníkovitým nosným signálem. Bohužel je sinusová modulace s injekcí třetí harmonické nepoužitelná v oblasti řízení pohonů, a to z toho důvodu, že regulátory požadují neustále napětí proměnné frekvence a amplitudy. Vhodnější je tedy využít modulaci prostorového vektoru, která má v lineárním režimu stejný napěťový zisk jako modulace s pomocí injekce třetí harmonické.

### 2.3 Modulace prostorového vektoru

Myšlenka této pulsně šířkové modulace je taková, že vhodnou spínací kombinací základních vektorů napětí, a to včetně nulových vektorů, jsme schopni vygenerovat obecný prostorový vektor o žádané velikosti a žádaném směru na základě požadavku regulačního obvodu. Výhodou této modulace je, že dovoluje získat pro dané napětí v stejnosměrném meziobvodu větší obsah základní harmonické oproti sinusové modulaci. Graficky je tento princip vyobrazen na obr. 2-6.

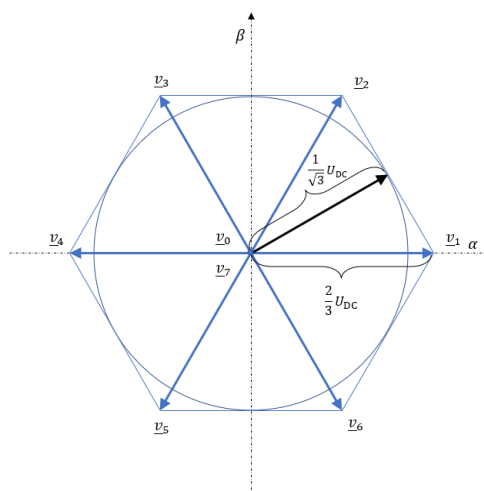


Obr. 2-6 Princip SVPWM [8]

Na obr. 2-6 je možné vidět, že vygenerovaný prostorový vektor je kombinací vektorů  $v_0$ ,  $v_1$ ,  $v_3$  a  $v_7$ . Perioda  $T$  je dána dobou sepnutí jednotlivých vektorů, tedy:

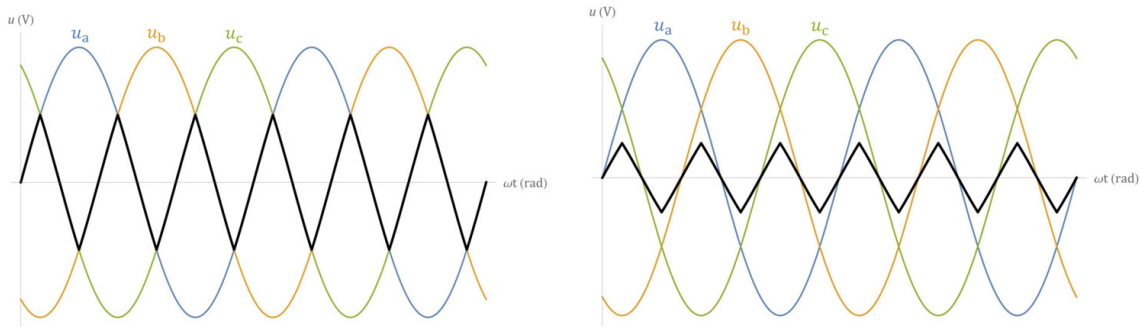
$$T = T_{V1} + T_{V2} + T_{V0} + T_{V7} \quad (2-10)$$

Je tedy možné pozorovat, že spínací sekvence začíná a končí nulovým vektorem. V praxi je důležité dodržovat určitou minimální dobu trvání nulového vektoru, která je dána ochranou dobou a použitými součástkami. Maximální generovatelná množina prostorových vektorů leží uvnitř šestiúhelníku, který vznikne spojením koncových bodů aktivních vektorů, přičemž hranice lineárního režimu je tvořena vepsanou kružnicí o poloměru  $1/\sqrt{3}U_{DC}$ . Pohybem prostorového vektoru po této kružnici dochází ke generování sinusového proudu, což by při pohybu po šestiúhelníku, tedy v nelineárním režimu, nebylo zajištěno. Toto je graficky znázorněno na obr. 2-7.



Obr. 2-7 Hranice lineárního režimu střídače reprezentovaná kružnicí [7]

Modulaci prostorového vektoru je možné rovněž vytvořit za pomoci deformace referenčního signálu, která vychází z okamžitých hodnot třífázových napětí. Toto je znázorněno na obr. 2-8.

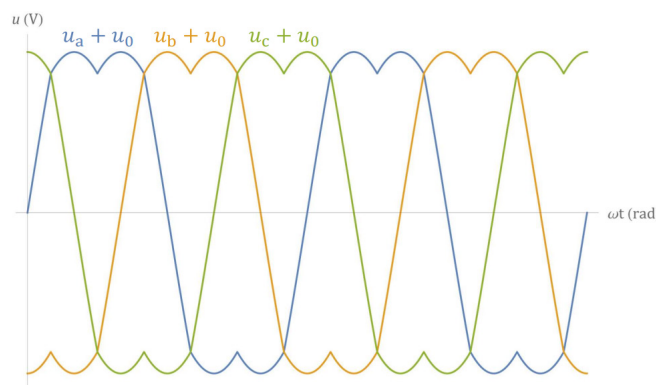


Obr. 2-8 Princip generování deformačního signálu [7]

Optimální amplituda takového deformačního signálu je  $1/2$  a matematicky lze zapsat jako:

$$u_0 = -\frac{[\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)]}{2}. \quad (2-11)$$

Následně přičteme deformační signál k sinusovému signálu. Výsledný modulační signál je na obr. 2-9.



Obr. 2-9 Deformovaný modulační signál [7]

Při porovnání takového modulačního signálu s trojúhelníkovým nosným signálem je možné získat stejné výsledky, tedy stejný spínací proces, jako v případě klasického přístupu k modulaci prostorového vektoru.

## 2.4 Synchronní SVPWM

Existuje řada různých synchronních modulačních strategií vycházejících z modulace prostorového vektoru. Jsou to modulace jako např. BPCS (basic bus clamping strategy), BPCS II, BSS (boundary sampling strategy) či BSSII. Výsledkem těchto strategií je vygenerování určité sekvence spínání základních prostorových vektorů definovaných na obr. 2-3. Sekvence jsou generovány takovým způsobem, aby došlo k omezení jak spínacích ztrát, tak THD. Všechny tyto strategie ovšem vycházejí z podobných principů. Hlavním z principů je vzorkování referenčního vektoru s periodou  $T_s$  a vygenerování tohoto vzorkovaného referenčního vektoru (dále jen „vzorku“) pomocí základních a nulových vektorů, jak již bylo popsáno dříve u asynchronní SVPWM [9].

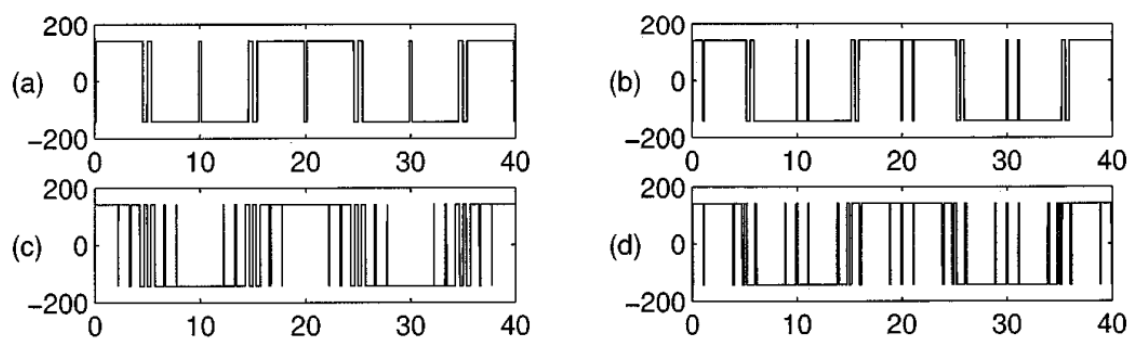
Pro synchronizaci musí platit určité podmínky pro jednotlivé vzorky. Dodržení těchto podmínek má za následek zajištění 3-fázové symetrie, symetrii půlperiod a symetrii čtvrtperiod. Pro zajištění 3-fázové symetrie a symetrii půlperiod je rovněž požadováno, aby byl v každém sektoru stejný počet vzorků a aby měly vzorky stejné rozmístění v rámci každého sektoru. Obecně

lze tedy říct, že pro vygenerování synchronní SPWM je nutno řešit počet vzorků v rámci sektoru, pozici vzorků v rámci sektoru a spínací sekvence použité ke generování vzorku. Příklad části takovéto vygenerované sekvence je v tabulce 2-2, jedná se konkrétně o metodu BBCS-II [9].

Tab. 2-2 Sekvence napěťových vektorů BBCS-II.  $N$ : počet vzorků jednoho sektoru,  $n$ : kladné celé číslo. [9]

Sektor počáteční	Sekvence pro prvních $(N-2)/2$ vzorků	Sekvence pro prostřední 2 vzorky	Sekvence pro posledních $(N-2)/2$ vzorků	Sektor koncový	$(N-2)/2$	$N$	Typ
0	012,210,..210	012,127	721,127,..127	7	$2n - 2$	$4n - 2$	$30^\circ$
1	127,721,... 127	721,210	012,210,... 012	2	$2n - 1$	$4n$	$60^\circ$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
7	721,127,... 127	721,210	012,210,..210	0	$2n - 2$	$4n - 2$	$60^\circ$

Je rovněž vhodné zmínit termín upínání pólu (angl. bus clamping), ze kterého vychází metoda BBCS. Jedná se o připojení dané fáze ke kladnému či zápornému potenciálu stejnosměrného meziobvodu. V každém sektoru jsou definovány upínatelné fáze a neupínatelné fáze. Upínatelná fáze sektoru je taková, které nemusí měnit svůj stav pro generaci vzorku v rámci daného sektoru. Například v rámci sektoru 1, a v závislosti na zvoleném nulovém vektoru, může zůstat fáze  $a$  připojena ke kladnému potenciálu stejnosměrného meziobvodu či fáze  $b$  připojena k pólu zápornému. Více se touto metodou, synchronizačním podmínkám a také metodě BSS, která vychází z generování vzorků na hranici sektorů, zabývá článek [9]. Na obr. 2-10 je možné vidět příklad průběhů fázového napětí střídače generované pomocí metody BBCS-II.

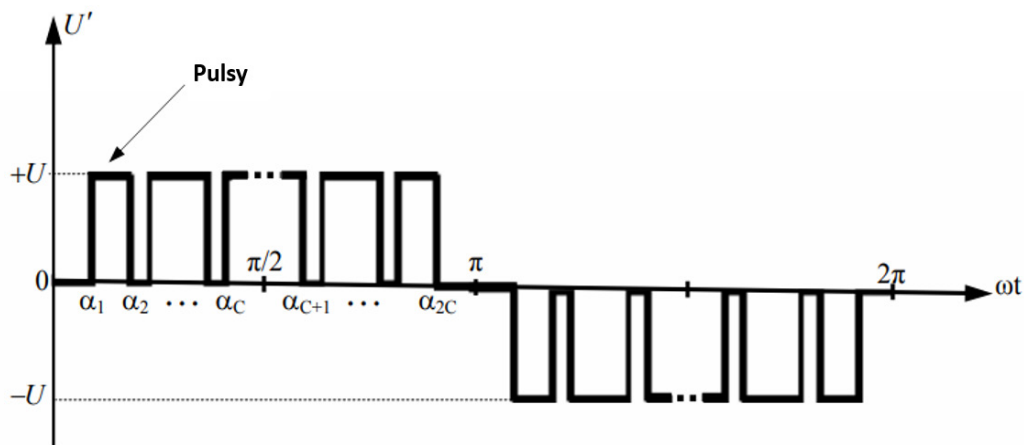


Obr. 2-10 Průběh fázového napětí střídače generovaného metodou BBCS-II a)  $N=2$  (počet pulsů  $P=5$ ),  $30^\circ$  b)  $N=3$  ( $P=7$ ) c)  $N=6$  (počet pulsů  $P=13$ ),  $60^\circ$  d)  $N=6$  ( $P=13$ ),  $30^\circ$  [9]

## 2.5 Selective harmonic elimination

Hlavním účelem metody Selective Harmonic Elimination (SHEPWM) je minimalizace či dokonce eliminace konkrétních harmonických složek výstupního napětí střídače. Aby se tak stalo, je potřeba předem vypočítat a případně i optimalizovat spínací úhly. V principu lze tuto metodu považovat za synchronní modulaci, případně se také nazývá modulací bez nosné vlny. Jedná se o velmi efektivní a hojně využívanou techniku pro řízení dvouúrovňových i víceúrovňových střídačů. Metoda spočívá v rozkouskování průběhu výstupního napětí na jednotlivé pulsy o různé délce. Počet pulsů za čtvrtperiodu můžeme označit  $C$ . Výstupní průběh fázového napětí zátěže  $U'$  má čtvrtperiodickou symetrii. Maximální hodnotu průběhu označíme  $U$ . Je tedy potřeba spočítat spínací úhly, jejichž počet bude  $C$ , a které určí šířku pulsu. Správně spočítané spínací úhly umožňují eliminaci daných harmonických průběhů [10].

Průběh výstupního fázového napětí zátěže je na obr. 2-11 a platí pro lichou SHE modulaci a jednofázový střídač.



Obr. 2-11 Výstupní fázové napětí zátěže generované metodou SHEPWM [11]

Lichá SHE modulace je charakteristická tím, že začíná od nulového napětí a počet vypočtených spínacích úhlů je tedy vždy lichý, aby bylo na konci čtvrtperrody opět dosaženo plného napětí. Alternativou by byla sudá SHEPWM, která by začínala od plného výstupního fázového napětí na začátku periody a počet vypočtených spínacích úhlů by byl sudý. V simulační části práce bude modelována lichá SHEPWM.

Při odvozování výpočtu spínacích úhlů je možné uvažovat pouze oblast čtvrt periody a zjednodušit tak Fourierovu řadu. Během rozvoje Fourierovy řady budeme uvažovat pouze existenci lichých harmonických [11]:

$$U'(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t), \quad (2-12)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U'(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t. \quad (2-13)$$

Po integraci a dalších úpravách dojdeme k systému algebraických nelineárních rovnic 2-14, kde  $n$  značí řád harmonické,  $\alpha$  spínací úhel a  $m$  modulační index. Tento systém připouští možnost více řešení a umožňuje eliminovat  $C - 1$  harmonických.

Zavedeme-li  $\alpha = \omega t$ , tak bude systém vypadat následovně:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos \alpha_1 + 2\cos \alpha_2 + \dots \pm 2\cos(\alpha_C)) = 1 \\ &\vdots \\ b_n &= \frac{4}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 + \dots \pm 2\cos(n\alpha_C)) = 0. \end{aligned} \quad (2-14)$$

Řešení musí splňovat podmínku  $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_C < \frac{\pi}{2}$ .

Tento systém rovnic je možné vyřešit např. Newton-Raphosonovou metodou. Tato metoda je založena na Taylorově rozvoji funkce jedné či více proměnných. Newton-Raphosonovu metodu pro více proměnných lze odvodit pomocí obecnějšího přístupu s využitím Taylorových řad příslušných funkcí, v nichž však členy obsahující derivace vyššího než prvního řádu zanedbáme. V tomto konkrétním případě pro výpočet spínacích úhlů se sestává z těchto kroků [2]:

1. Zavedení výchozích matic  $\alpha^j, F(\alpha), T$ .
  - $\alpha^j$  ...matice spínacích úhlů,
  - $F(\alpha)$  ...matice nelineárního systému, přičemž vycházíme ze systému rovnic 2-14,
  - $T$  ... matice amplitud harmonických,
  - Platí, že  $F(\alpha) = T$ .
2. Odhad počátečních hodnot matice  $\alpha^j$ . Pro první iteraci platí  $j = 0$ .
3. Výpočet hodnot  $F(\alpha^0) = F^0$ .
4. Zavedení matice  $\left(\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right)^j$ :

$$\left[\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right]^j = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial \alpha_c} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_2}{\partial \alpha_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_c}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_c}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_c}{\partial \alpha_c} \end{bmatrix}. \quad (2-15)$$

5. Linearizace systému rovnic v okolí  $\alpha^0$ :

$$F^0 + \left(\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right)^0 d\alpha^0 = T. \quad (2-16)$$

6. Výpočet  $d\alpha^0$  z rovnice:

$$d\alpha^0 = \text{INV}\left(\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right)^0 (T - F^0). \quad (2-17)$$

Kde  $\text{INV}\left(\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right)^0$  je matice inverzní k matici  $\left(\frac{\partial F}{\partial \alpha}\right)^0$ .

7. Zavedení další iterace:  $\alpha^{j+1} = \alpha^j + d\alpha^j$ .
8. Opakování procesu dokud  $d\alpha^j$  nedosahuje požadované tolerance.

Metodou na podobném principu jako SHEWPM je metoda zvaná Current harmonic minimum pulse width modulation (CHPWM). Cílem CHPWM je minimalizovat celkovou míru harmonického zkreslení proudu. Přestože zcela neeliminuje harmonické nižšího řádu, tak snižuje velikost těchto harmonických a výstupní proud se tak více blíží proudu sinusovému. Tímto se také nepřímo realizuje optimalizace zvlnění točivého momentu motoru, snížení harmonických ztrát a účinnosti motoru [3].

## 2.6 Central 60 degree modulation a obdélkové řízení

Princip této modulace lze vysvětlit na komparaci modulační vlny s nosným signálem v oblasti  $\pi/3$  až  $2\pi/3$  každé kladné půlperiody a v oblasti  $4\pi/3$  až  $5\pi/3$  každé záporné půlperiody modulační vlny. Právě počet komparací v této oblasti určuje počet pulsů za jednu periodu  $N$ . Nejčastěji se tato modulační strategie používá tří pulsů, pěti pulsů a sedmi pulsů. Pro jednodušší implementaci lze předpokládat, že úhel  $\beta$ , určující šířku jednotlivých pulsů, je centrálně symetrický během jedné periody, a že jsou všechny tyto úhly identické. Jelikož se jedná o synchronní modulaci, tak je svázána frekvence modulační a nosné vlny. Princip této modulace lze nejjednodušeji pochopit







$$\begin{aligned}
b_1 &= \frac{4}{\pi} \left( \int_0^{\frac{7\pi}{18} - \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\frac{7\pi}{18} - \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{7\pi}{18} + \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right. \\
&\quad + \int_{\frac{7\pi}{18} + \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\
&\quad \left. - \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right) \\
&= \frac{2U_{DC}}{\pi} \left[ 1 - \left( 4 \sin\left(\frac{7\pi}{18}\right) + 2 \right) \sin\frac{\beta_7}{2} \right].
\end{aligned} \tag{2-18}$$

Po derivaci a úpravách lze za předpokladu, že  $b_1 = U_1$  dojít k výslednému vztahu pro výpočet úhlu  $\beta_7$ .

$$\beta_7 = 2 \arcsin \left( \frac{1 - \pi \cdot \frac{U_1}{2U_{dc}}}{4 \sin\left(\frac{7\pi}{18}\right) + 2} \right). \tag{2-19}$$

Obdobným způsobem by bylo možné odvodit modulační úhly pro průběhy s jiným počtem pulsů. Pro  $\beta_5$  a  $\beta_3$  jsou to výrazy:

$$\beta_5 = 2 \cdot \arcsin \left( \frac{1 - \pi \cdot \frac{U_1}{2U_{dc}}}{\sqrt{2} + \sqrt{6}} \right), \tag{2-20}$$

$$\beta_3 = 2 \cdot \arcsin \left( \frac{1 - \pi \cdot \frac{U_1}{2U_{dc}}}{2} \right). \tag{2-21}$$

Přechod do obdélníkového řízení nastane ve chvíli, kdy úhel  $\beta$  bude roven 0. Ve své podstatě je obdélníkové řízení také typem synchronní modulace. Na jednu periodu základní harmonické sepne všechny základní vektory napětí a frekvence spínání je tedy závislá na frekvenci základní harmonické. Lze v něm dosáhnout nejvyšší hodnoty základní harmonické výstupního napětí. Pro 1. harmonickou fázového napětí při obdélníkovém řízení platí:

$$U_1 = \frac{2U_{DC}}{\pi}. \tag{2-22}$$

Maximální modulační index by bylo tedy možné získat jako:

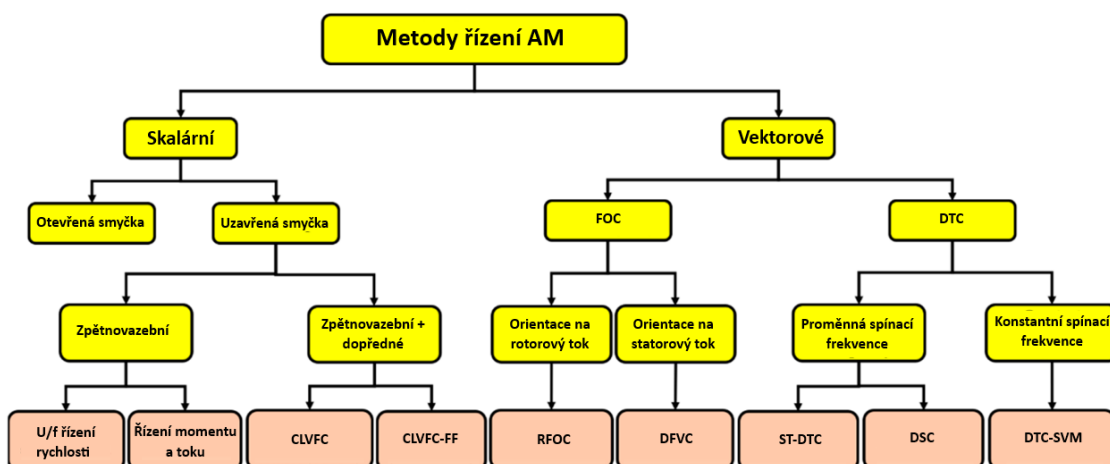
$$m = \frac{U_1}{\frac{U_{DC}}{2}} = \frac{\frac{2U_{DC}}{\pi}}{\frac{U_{DC}}{2}} = \frac{4}{\pi} \approx 1,273. \tag{2-23}$$

Zásadní nevýhodou obdélníkového řízení je dominantní přítomnost harmonických nižšího řádu, zejména 5., 7., 11. a 13., které významně zkreslují průběh proudu, ale kvůli maximálnímu využití střídače se naprostá většina trakčních pohonů navrhuje tak, že je při vyšších rychlostech v režimu odbuzování provozována v obdélníkovém řízení.

## KAPITOLA 3: ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU V TRAKČNÍCH APLIKACÍCH

Kapitola zabývající se řízením asynchronního motoru v trakčních aplikacích je pouze doplňující a přehledová, jelikož většina odborných článků, které se zabývají problematikou synchronních modulací, jejich implementaci v rámci řízení pohonu opomíjí a zaměřují se pouze na generování samotných modulací. Jedním z důvodů může být fakt, že informace o způsobu zavedení synchronních modulací do řízení si jednotliví výrobci střeží a nezveřejňují je. V simulační části budou tedy podstatně především synchronní modulace samotné a budou testovány v rámci U/f rozběhu asynchronního pohonu.

Řízení asynchronního motoru je možné rozdělit na skalární a vektorové. Skalární metody jsou odvozeny z modelu motoru v ustáleném stavu. Mohou tedy fungovat v aplikacích, ve kterých nejsou vyžadovány rychlé změny provozních podmínek stroje. Naopak vektorové metody řízení vycházejí z dynamických rovnic motoru, které v kombinaci s vhodnými regulátory umožňují plně využít moment stroje, aniž by byly překročeny jeho limitní parametry, či limity výkonového měniče. Je však třeba poznamenat, že hranice mezi skalárním a vektorovým řízením nemusí být jednoduše rozpoznatelná, jelikož existuje několik návrhů pro zlepšení dynamiky skalárního řízení, které využívají regulační smyčky založené na dynamických modelech [14].



Obr. 3-1 Přehled metod řízení asynchronního motoru [14] (upraveno)

### 3.1 Skalární řízení

#### 3.1.1 U/f řízení v otevřené smyčce

V otevřené smyčce je změna statorového napětí úměrná změně frekvence. Výsledkem je tedy téměř konstantní magnetický tok. Jedná se o jednoduchou metodu, která ovšem naráží na značná omezení. Rychlost otáčení rotoru není přesně řízená vlivem skluzu. Požadovaná hodnota magnetického toku se rovněž může měnit, a to například vlivem nesprávného poměru napětí a frekvence, vlivem úbytku napětí na statorovém odporu či kolísáním napětí ve stejnosměrném meziobvodu střídače. Toto nakonec vede k posunu pracovního bodu motoru [14].

#### 3.1.2 Zpětnovazební U/f řízení

Řízení rychlosti v uzavřené smyčce s regulací skluzu bylo hojně využíváno v oblasti trakčního řízení asynchronních pohonů. Regulátor na základě odchylky mezi žádanou hodnotou úhlové rychlosti  $\omega_r^*$  a skutečnou hodnotou rychlosti otáčení rotoru  $\omega_r$  generuje požadavek na skluzovou



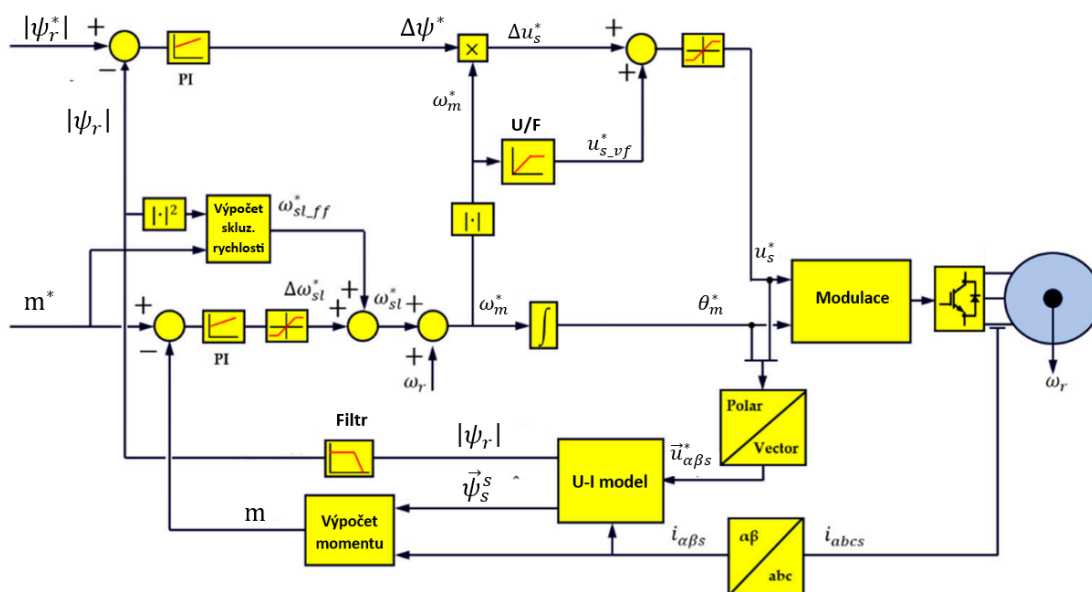
napětí střídače, tedy v obdélníkové řízení. Nicméně fakt, že během řízení neexistuje propojení mezi tokem a momentem, respektive mezi výstupy regulátorů, znamená nutnost pomalé dynamiky regulace, aby se předešlo proudovým špičkám a zvlnění momentu.

### 3.1.3 Skalární řízení momentu/toku s dopřednou vazbou

Dynamickou odezvu U/f řízení v uzavřené smyčce ze schématu 3-3 je možné vylepšit přidáním dvou dopředných členů. První z nich využívá U/f charakteristiku a poskytuje základní hodnotu velikosti statorového napětí  $u_{svf}^*$ , přičemž regulátor toku poskytuje dodatečné napětí  $\Delta u_s^*$ , o které se tato hodnota navýší, aby bylo možné sledovat rotorový tok bez odchylky. Druhý dopředný člen poskytuje základní hodnotu skluzové úhlové rychlosti  $\omega_{sl\_ff}^*$ , která je získána z žádaného momentu a odhadované hodnoty rotorového toku pomocí vztahu 3-2 [14] :

$$\omega_{sl\_ff}^* = \frac{2}{3} \frac{1}{p_p} \frac{R_r}{|\psi_r|^2} m^*. \quad (3-2)$$

Schéma řízení s dvěma dopřednými členy je na obr. 3-4.



Obr. 3-4 Schéma řízení CLVFC [14] (upraveno)

Rychlost dynamické odezvy závisí na přesnosti dopředných členů. U této metody řízení může být jednoduše implementovaný provoz pohonu v režimu odbuzení a obdélníkovém řízení.

Další metodou dopředného skalárního řízení je metoda založená na  $d$ - $q$  modelu s regulací orientovanou na vektor rotorového toku. V tomto případě je  $d$  osa položena do synchronního souřadnicového systému ve směru vektoru rotorového toku a imaginární složka tohoto vektoru je nulová. Uvažujeme tedy, že:

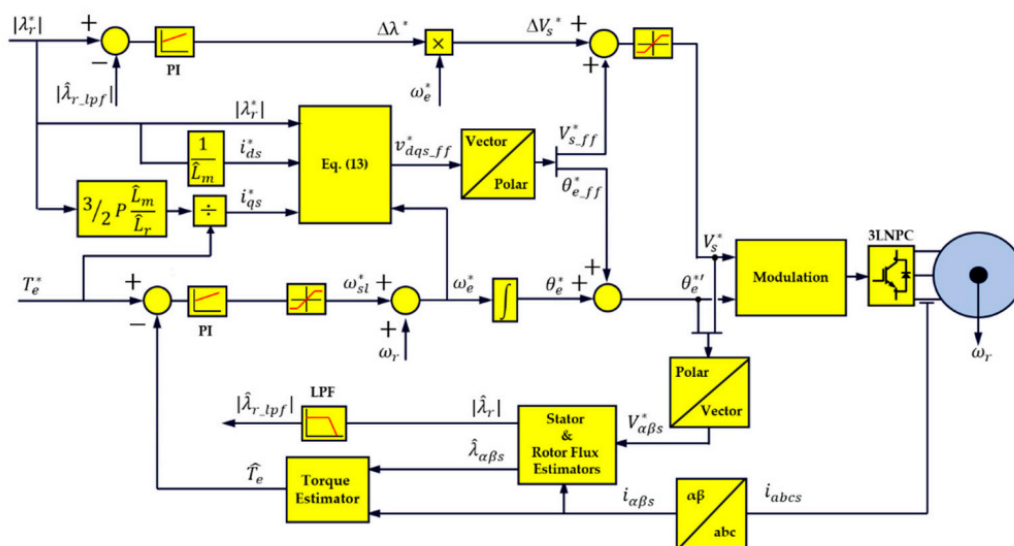
$$\vec{\psi}_r^a = \psi_{dr} = |\psi_r|. \quad (3-3)$$

Žádané statorové proudy je možné získat z žádaného momentu a toku a potřebné statorové napětí  $\vec{u}_{s\_ff}^a$  dle rovnic 3-4 a 3-5:

$$u_{ds\_ff}^* = R_s i_{ds}^* + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds}^* - \omega_m^* \sigma L_s i_{qs}^* + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} |\psi_r|^* \cong -\omega_m^* \sigma L_s i_{qs}^*, \quad (3-4)$$

$$\begin{aligned} u_{qs\_ff}^* &= R_s i_{qs}^* + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs}^* + \omega_m^* \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_m^* \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} |\psi_r|^* \\ &\cong \omega_m^* \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_m^* \frac{L_m}{L_r} |\psi_r|^*. \end{aligned} \quad (3-5)$$

V ideálním případě získáme za pomoci rovnic 3-4 a 3-5 napětí potřebné k řízení momentu motoru a rotorového toku na požadovanou hodnotu. Nicméně je potřeba brát v úvahu rozdíly mezi modelem a skutečnými parametry motoru, což způsobí odchylky v napětí  $\vec{u}_{s,ff}^a$ . Je možné si povšimnout, že rovnice obsahují derivace, které je v praxi obtížné implementovat. Nicméně všechny veličiny, na které se derivace vztahují, jsou žádané hodnoty a nevyskytuje se v nich tedy šum, tak jako v měřených veličinách. Navíc lze počítat s tím, že tyto derivace budou značně omezeny a jejich vliv na výsledné napětí bude malý. Zanedbat lze také členy obsahující statorový odpor, vzhledem k tomu, že tato řídicí metoda se používá pouze při velkých rychlostech. Rovnice lze tedy značně zjednodušit. Výsledné schéma je na obr. 3-5 [14].



Obr. 3-5 Schéma řízení CLVFC&FF [14] (upraveno)

## 3.2 Vektorové řízení

Vektorovou regulací rozumíme řízení založené na základních vektorových rovnicích asynchronního motoru v souřadnicovém systému rotujícím synchronní rychlostí. V tomto souřadnicovém systému jsou napětí, proudy a toky stejnosměrnými veličinami, což usnadňuje návrh a ladění regulátorů. Řízení je orientováno na některý prostorový vektor proudu nebo toku. Základní myšlenkou je oddělit řízení momentu a magnetického toku stroje pro získání větší dynamiky pohonu [15].

### 3.2.1 Rotor field oriented control (RFOC)

RFOC je řízení orientované na vektor rotorového toku. Jedná se o jednu z nejpoužívanějších řídicích strategií pro vysokovýkonové trakční pohony. Ve vysokorychlostních vlacích se ovšem toto řízení používá při relativně nízkých rychlostech, kdy střídač pracuje v lineární oblasti. Při řízení ve vysokých rychlostech je problémem zejména nízká napěťová rezerva měniče pro správnou funkci proudových regulátorů a zkreslení proudů vlivem přemodulace [14]. Schéma RFOC řízení je na obr. 3-6.



Ve schématu se vyskytuje synchronní rychlost  $\omega_{sf}$ , kterou je možné získat derivací úhlu  $\theta_{sf}$  pro Parkovu transformaci [14]:

$$\omega_{sf} = \frac{d\theta_{sf}}{dt} = \frac{d}{dt} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \right] = \frac{\psi_{\alpha s} \cdot e_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot e_{\alpha s}}{|\psi_s|^2}. \quad (3-6)$$

Rovněž je zde zaveden mechanismus pro omezení zátěžného úhlu  $\delta$  mezi satorovými a rotorovými toky.

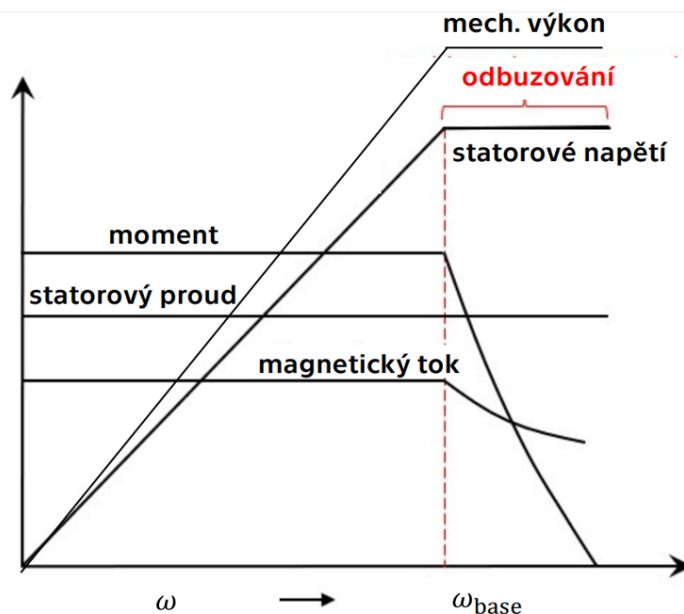
Při nízkých rychlostech může DFVC pracovat s jmenovitou hodnotou rotorového toku či za pomoci MTPA metody pro zvýšení účinnosti. MTPA (angl. Maximum torque per amper) je optimalizační metoda, kdy se pro daný moment hledá takové rozložení  $d$  a  $q$  složek proudu, aby byl odebíraný proud minimální.

Nad jmenovitou rychlostí ovšem dochází k omezení magnetického toku a odbuzení. Odbuzování probíhá na základě následující rovnice [15]:

$$\vec{\psi}_s^* \leq \frac{U_{max} - R_s i_{qs}^*}{|\omega_{sf}|}. \quad (3-7)$$

$U_{max}$  představuje maximální výstupní napětí střídače, které závisí na velikosti napětí v stejnosměrném meziobvodu a použité modulaci.

V elektrické trakci se odbuzování využívá velice často, jelikož je potřeba vysoký záběrný moment na začátku pohybu vozidla k překonání statických jízdních odporů a pak k urychlení setrvačných hmot. Při vyšších rychlostech jsou již setrvačné hmoty v pohybu a stačí tedy pro udržování dané rychlosti, případně pro malé zrychlení, menší moment. Z toho důvodu je neefektivní navrhovat trakční pohon s asynchronním motorem tak, aby stroj byl schopen vyvinout jmenovitý moment v celém rychlostním rozsahu vozidla. Průběh jednotlivých veličin během odbuzování je viditelný na obr. 3-8.



Obr. 3-8 Průběh veličin motoru v režimu odbuzování [15]

V praxi pracuje trakční pohon v režimu odbuzování už od určité relativně malé rychlosti vozidla, a to asi kolem 30%.

### 3.2.3 Direct torque control (DTC)

Řízení momentu probíhá přímo, a to regulací velikosti satorového toku a transformačního úhlu s ohledem na rotorový tok. Základní myšlenka oddělení řízení momentu a magnetického toku



stroje je ovšem stejná jako u RFOC řízení. Satorový tok je regulován za pomoci satorového napětí, jelikož změna satorového toku je při zanedbání satorového odporu úměrná vektoru satorového napětí. Satorový tok a moment motoru lze určit jako [14]:

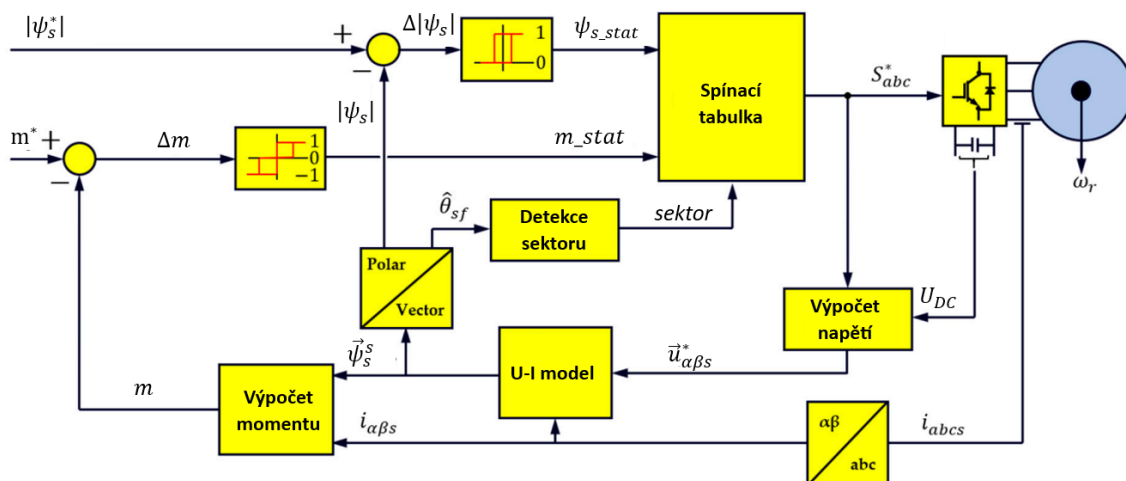
$$\vec{\psi}_s = \int \vec{u}_s dt, \quad (3-8)$$

$$m = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| |\psi_r| \sin(\delta). \quad (3-9)$$

Z rovnice 3-9 vyplývá, že moment závisí na velikosti obou vektorů magnetického toku a jejich vzájemném úhlu  $\delta$ .

### 3.2.3.1 Switching table based DTC (ST-DTC)

V 80. letech minulého století představili Takahashi a Noguchi DTC metodu založenou na výběru optimálního vektoru napětí ze spínací tabulky (ST-DTC). K regulaci satorového toku a momentu jsou využity dva hysterezní regulátory. Na základě výstupů těchto regulátorů a sektoru v němž se nachází vektor satorového toku jsou vybrány vhodné napěťové vektory z tabulky. Spínací frekvence není pevně daná a provoz motoru v oblasti přemodulace, případně obdélníkovém řízení, není jednoduchý. Z tohoto důvodu se tato metoda občas považuje za nevhodnou pro vysokovýkonové trakční systémy. Proměnná spínací frekvence je rovněž kontroverzní, jelikož existuje například možnost rušení drážního zabezpečovacího systému [15]. Schéma ST-DTC řízení je na obr. 3-9.



Obr. 3-9 Schéma ST-DTC [14] (upraveno)

### 3.2.3.2 DSC (direct self control)

Jedná se Depenbrockovu metodu použitelnou pro vysokovýkonové trakční systémy. Hysterezní regulátory jsou v tomto případě tři a porovnávají požadovanou hodnotu velikosti satorového napětí s hodnotou odhadovanou pro každou fázi. Depenbrockova metoda je orientována na satorový tok v souřadnicovém systému svázaném se statorem a v principu zanedbává satorový odpor. Orientací stojícího systému  $\alpha\beta$  rozumíme svázání reálné osy  $\alpha$  s některou s fází motoru.

Počet nulových napěťových vektorů je dán dvouúrovňovým hysterezním regulátorem momentu. Satorový tok je regulován tak, aby se pohyboval po šestiúhelníku, což umožňuje hladký přechod do obdélníkového řízení. Nicméně značným problémem je, že Depenbrockova metoda





## KAPITOLA 4: MODEL Y V PROSTŘEDÍ SIMULINK

V této kapitole budou nejprve vypočteny spínací úhly pro metodu SHEPWM a následně budou implementovány a analyzovány 3 typy této modulační strategie na řízení trojfázového střídače. Mezi modulačními strategiemi (SVPWM, SHEPWM, obdélníkové řízení) bude přepínáno v rámci U/f rozběhu modelu asynchronního motoru z vozidla městské hromadné dopravy. Obdobné přepínání bude rovněž provedeno pro další metodu, která bude simulována v rámci této kapitoly, a sice metodu central 60 PWM. Simulace byly provedeny ve verzi Simulinku R2022b s automatickým výběrem řešiče a maximální velikostí kroku 0,0001.

### 4.1 Výpočet spínacích úhlů pro SHEPWM

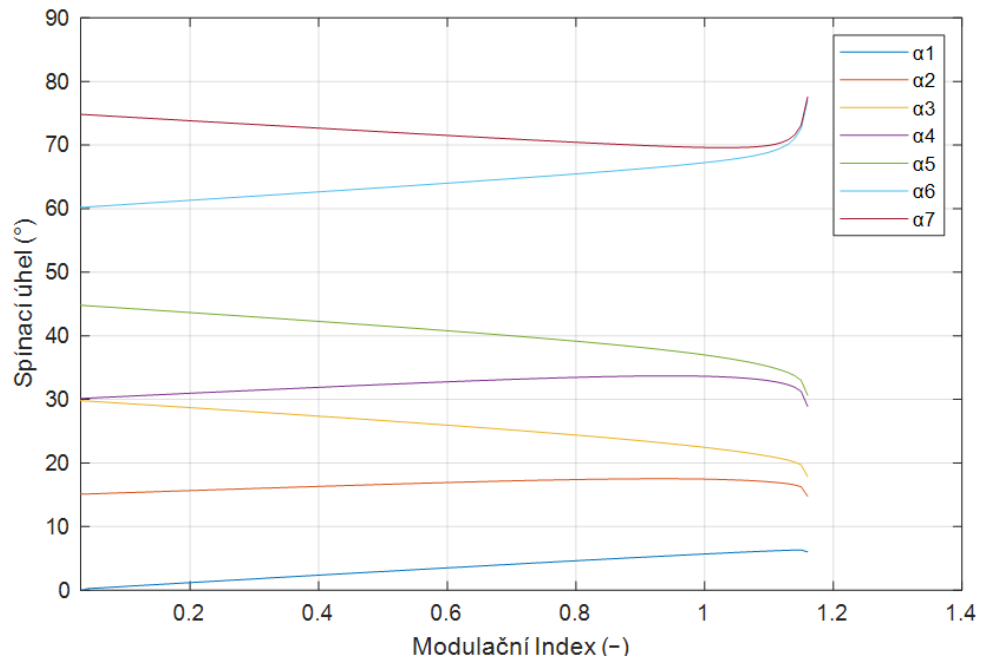
Pro vytvoření modelu SHE modulace bylo nejprve potřeba vypočítat spínací úhly pro různé modulační indexy. Matlab skript pro výpočet úhlů byl napsán na základě postupu uvedeného v kapitole 2.5 využívající Newton Rhapsionovu metodu. Počáteční úhly byly odhadnuty experimentálně, přičemž byly použitelné asi do hodnoty modulačního indexu 0,35. Pro výpočet spínacích úhlů u vyšších modulačních indexů byly použity hodnoty již vypočtené u modulačních indexů nižších. Typ modulace závisí v tomto případě na počtu vypočtených spínacích úhlů, kterému zároveň odpovídá počet výchozích rovnic. Např. SHE7 umožňuje pomocí sedmi sepnutí za čtvrtperiodu eliminovat 6 vyšších harmonických. Výchozí rovnice nelineárního systému pro tuto modulaci (matice levých stran F a matice pravých stran T) jsou uvedeny na obr. 4-1.

```
F=[-1+2*(cos(alpha1)-cos(alpha2)+cos(alpha3)-cos(alpha4)+cos(alpha5)-cos(alpha6)+cos(alpha7));
-1+2*(cos(5*alpha1)-cos(5*alpha2)+cos(5*alpha3)-cos(5*alpha4)+cos(5*alpha5)-
cos(5*alpha6)+cos(5*alpha7));
-1+2*(cos(7*alpha1)-cos(7*alpha2)+cos(7*alpha3)-cos(7*alpha4)+cos(7*alpha5)-
cos(7*alpha6)+cos(7*alpha7));
-1+2*(cos(11*alpha1)-cos(11*alpha2)+cos(11*alpha3)-cos(11*alpha4)+cos(11*alpha5)-
cos(11*alpha6)+cos(11*alpha7));
-1+2*(cos(13*alpha1)-cos(13*alpha2)+cos(13*alpha3)-cos(13*alpha4)+cos(13*alpha5)-
cos(13*alpha6)+cos(13*alpha7));
-1+2*(cos(17*alpha1)-cos(17*alpha2)+cos(17*alpha3)-cos(17*alpha4)+cos(17*alpha5)-
cos(17*alpha6)+cos(17*alpha7));
-1+2*(cos(19*alpha1)-cos(19*alpha2)+cos(19*alpha3)-cos(19*alpha4)+cos(19*alpha5)-
cos(19*alpha6)+cos(19*alpha7))];
```

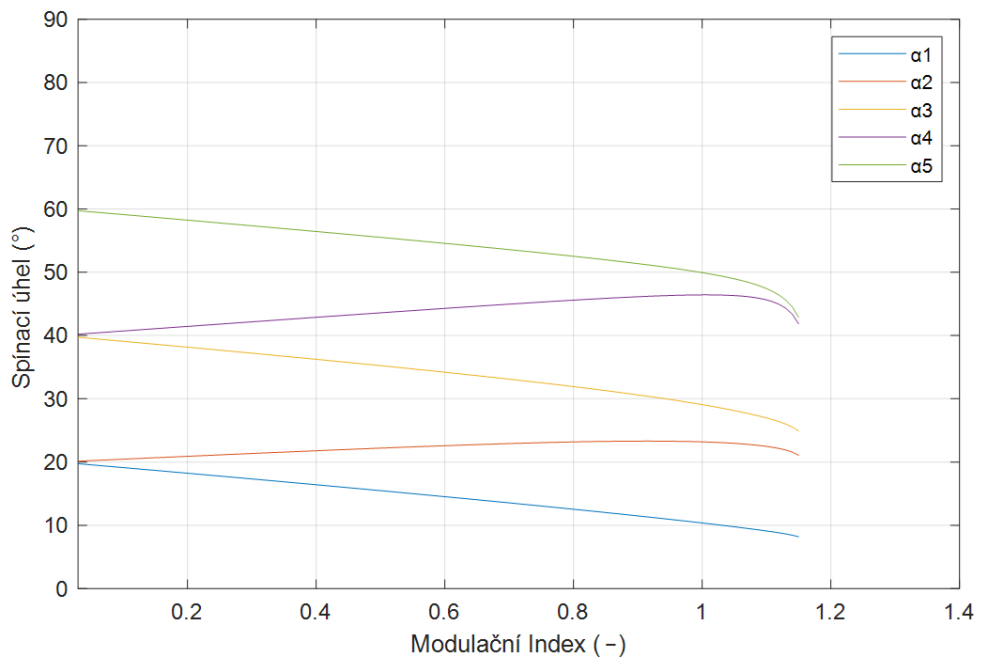
```
T=[m1(ii)*pi/4; 0; 0; 0; 0; 0; 0];
```

*Obr. 4-1 část matlab kódu s výchozími rovnicemi pro SHE7*

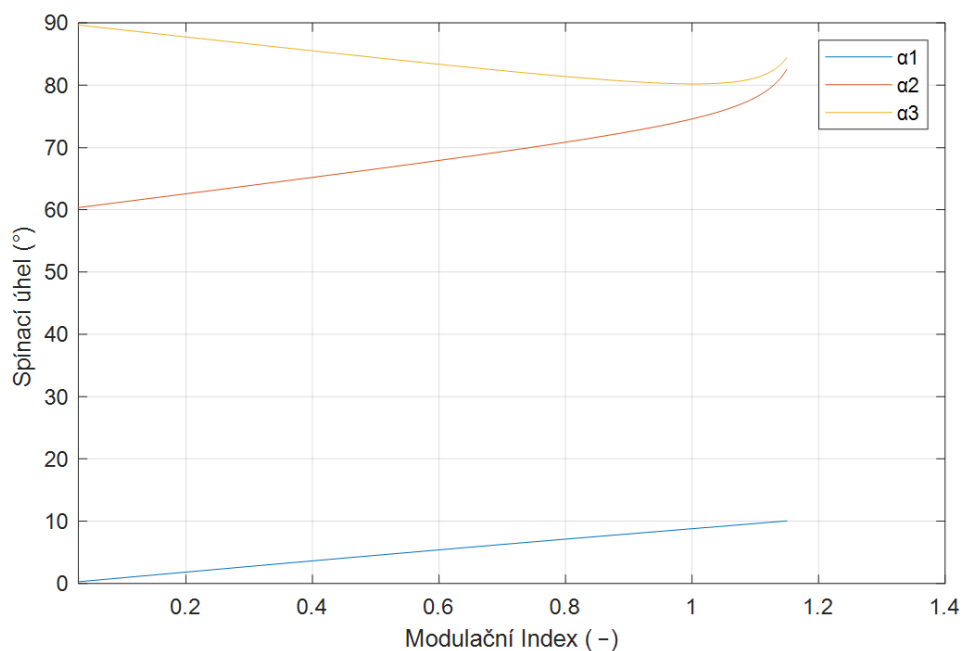
Skripty byly vytvořeny pro 3 typy SHE modulací, přičemž závislost spínacích úhlů na modulačním indexu znázorňují obr. 4-2 až 4-4.



Obr. 4-2 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE7



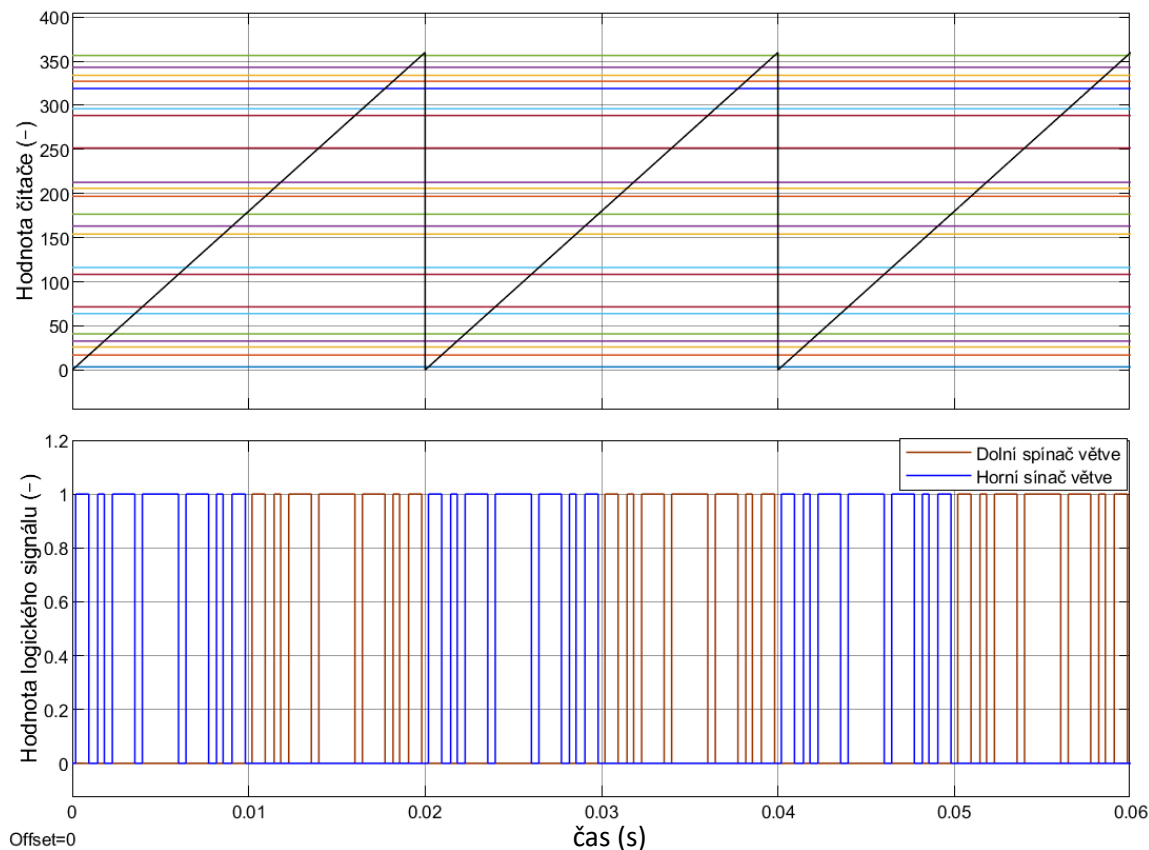
Obr. 4-3 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE5



Obr. 4-4 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE3

## 4.2 Generování spínacích úhlů

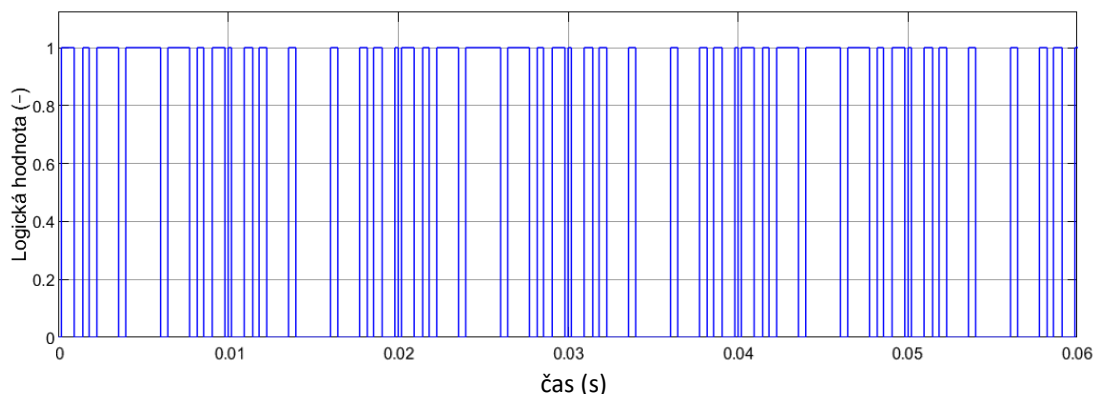
Generování logických hodnot pulsů pro spínací součástky střídače probíhá pomocí komparace vypočtených hodnot spínacích úhlů s pilovitým signálem. Vstupními parametry do těchto bloků jsou modulační index a požadovaná frekvence výstupního napětí střídače, která určuje frekvenci pilovitého signálu. Modulační index vstupuje do bloku look-up table, ve kterém jsou uloženy hodnoty spínacích úhlů pro modulační indexy  $m = 0,02$  až  $m = 1,17$ . Princip generování pulsů pro spínací prvky je na obr. 4-5. Simulace byly v tomto případě provedeny pro konkrétní modulační index  $m = 0,6$  a frekvenci 50 Hz.



Obr. 4-5 Princip generování logických pulsů pro spínače, SHE7

Implementace na mikrokontroleru by principiálně nemusela být příliš odlišná. Nejprve by došlo k nastavení časovače pomocí předděličky a output compare registru. Při dosažení hodnoty uložené v compare registru by nastalo přerušení a časovač by se vynuloval. Následně by se pomocí funkce, která by brala v potaz hodnotu uloženou v compare registru, přepočítala maximální hodnota časovače na hodnotu 360, aby vznikl podobný pilovitý signál jako na obr. 4-5. Ten by se porovnával s vypočtenými hodnotami spínacích úhlů, což by mělo za následek změnu stavu signálu na příslušném výstupním pinu. Nový spínací úhel by bylo například možné nahrát v přerušení, které by se vygenerovalo v případě, že se bude shodovat hodnota časovače a spínacího úhlu. Fázový posun signálu by bylo možné udělat rovněž programově, a to například vhodným přičtením či odečtením  $240^\circ$  a  $120^\circ$  k okamžité hodnotě časovače. Změnu frekvence pilovitého signálu by bylo možné udělat uložením nové hodnoty do compare registru.

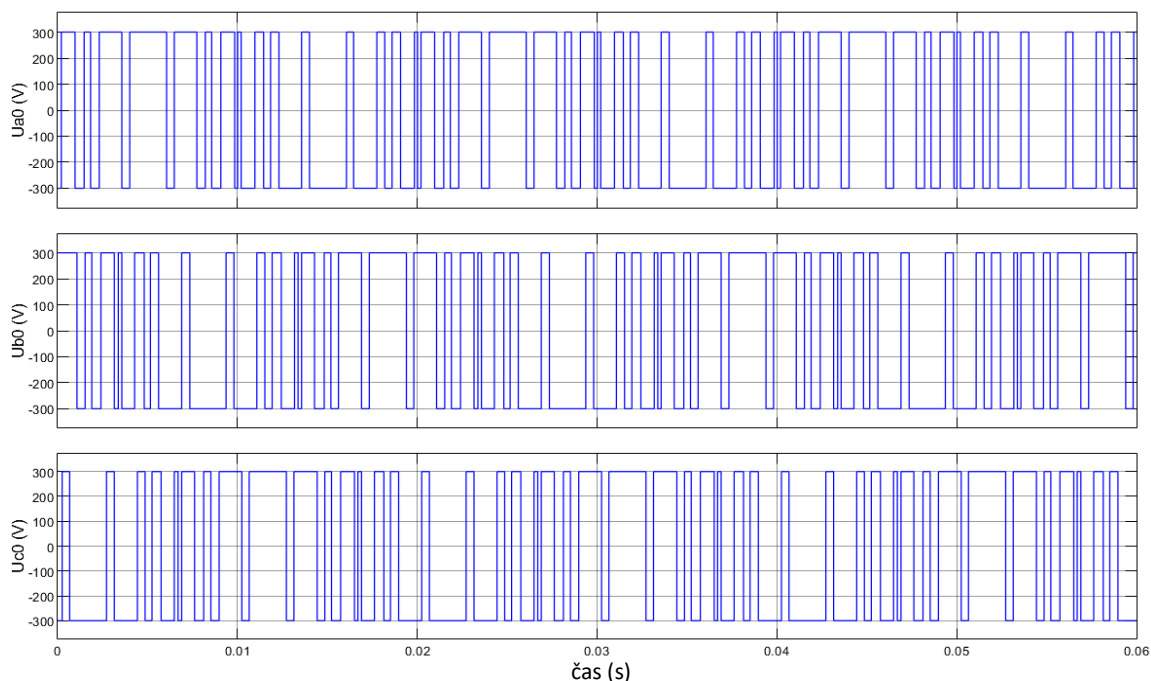
Signály reprezentující stav sepnutí jednotlivých větví jsou navzájem posunuty o  $120^\circ$  a jsou posílány do matlab funkce reprezentující střídač. Napětí stejnosměrného obvodu střídače je uvažováno 600 V, což odpovídá hodnotě napětí trolejového vedení [16]. Na obr. 4-6 jsou znázorněny stavy sepnutí jedné větve střídače v průběhu tří period.



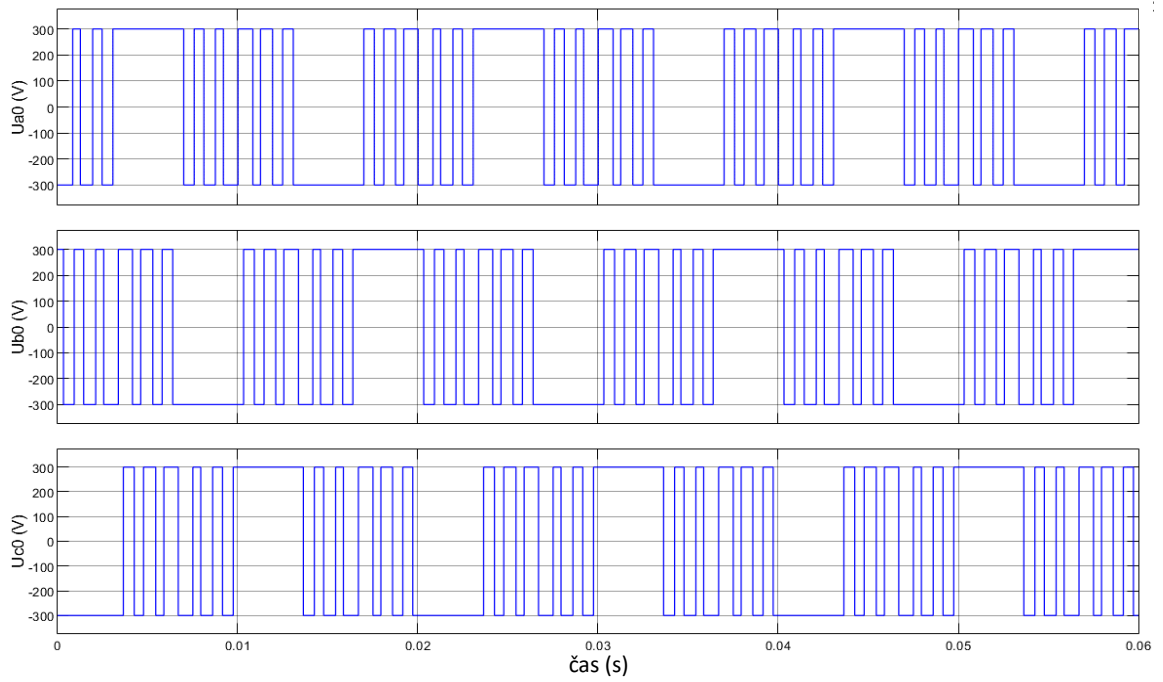
Obr. 4-6 Stav sepnutí jedné větve střídače v průběhu tří period, SHE7

### 4.3 Průběhy výstupního napětí a jejich analýzy

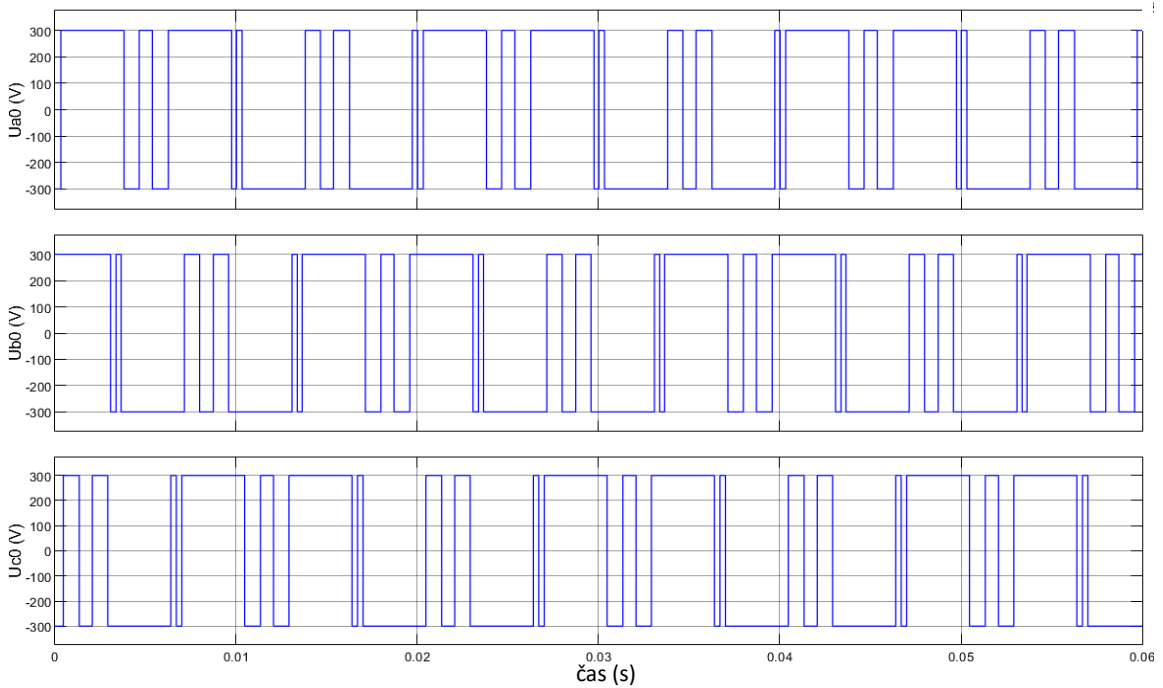
Následující průběhy na obr. 4-7 až 4-18 znázorňují fázová napětí střídače, sdružená napětí zátěže a fázová napětí zátěže na výstupu střídače a rovněž analýzu průběhů fázových napětí zátěže. Průběh napětí jedné fáze fázového napětí zátěže pro každý typ modulace je vždy analyzován z pohledu harmonických nižšího řádu. Pro analýzu signálu je využit blok PowerGui s funkcí FFT analýzy (rychlá Fourierova transformace). Je tak možné pozorovat velikosti jednotlivých harmonických složek.



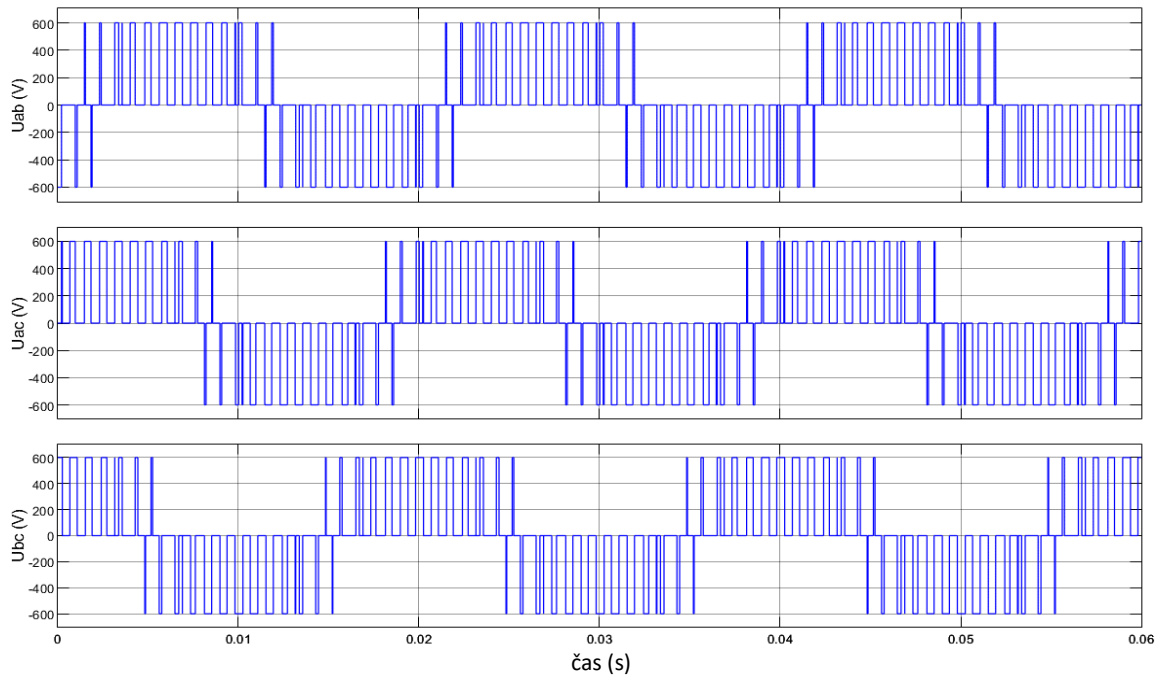
Obr. 4-7 Fázové napětí střídače,  $m=0,6$ ; SHE7



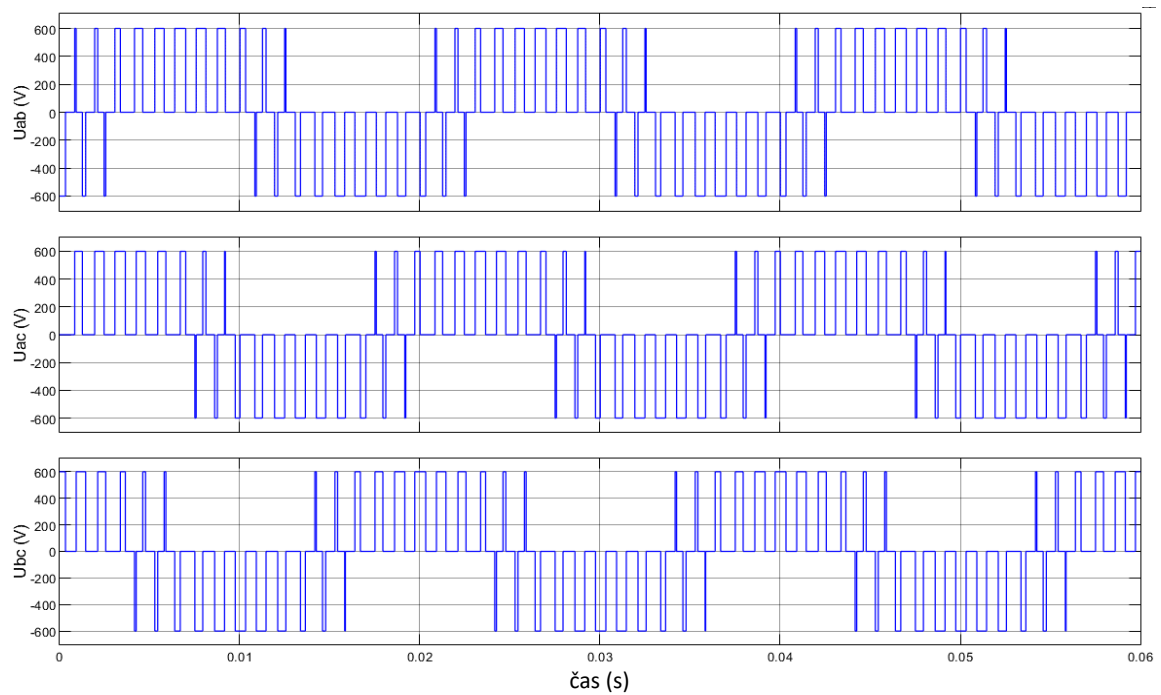
Obr. 4-8 Fázové napětí střídače,  $m=0,6$ ; SHE5



Obr. 4-9 Fázové napětí střídače  $m=0,6$ ; SHE3

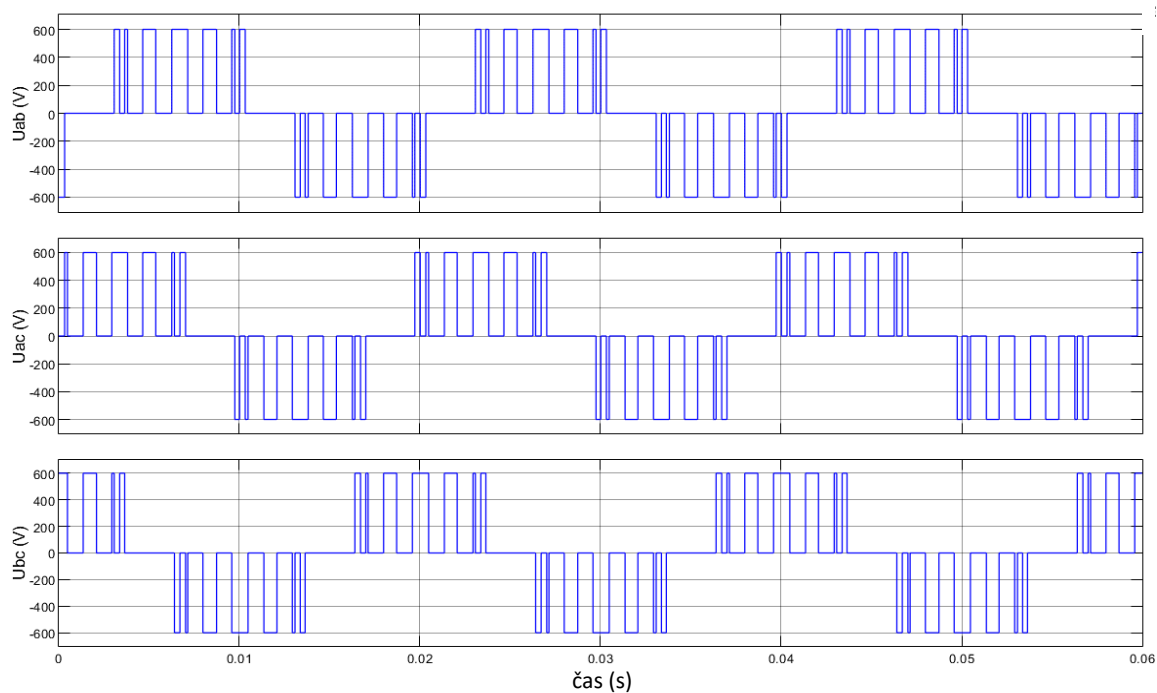


Obr. 4-10 Sdružené napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE7

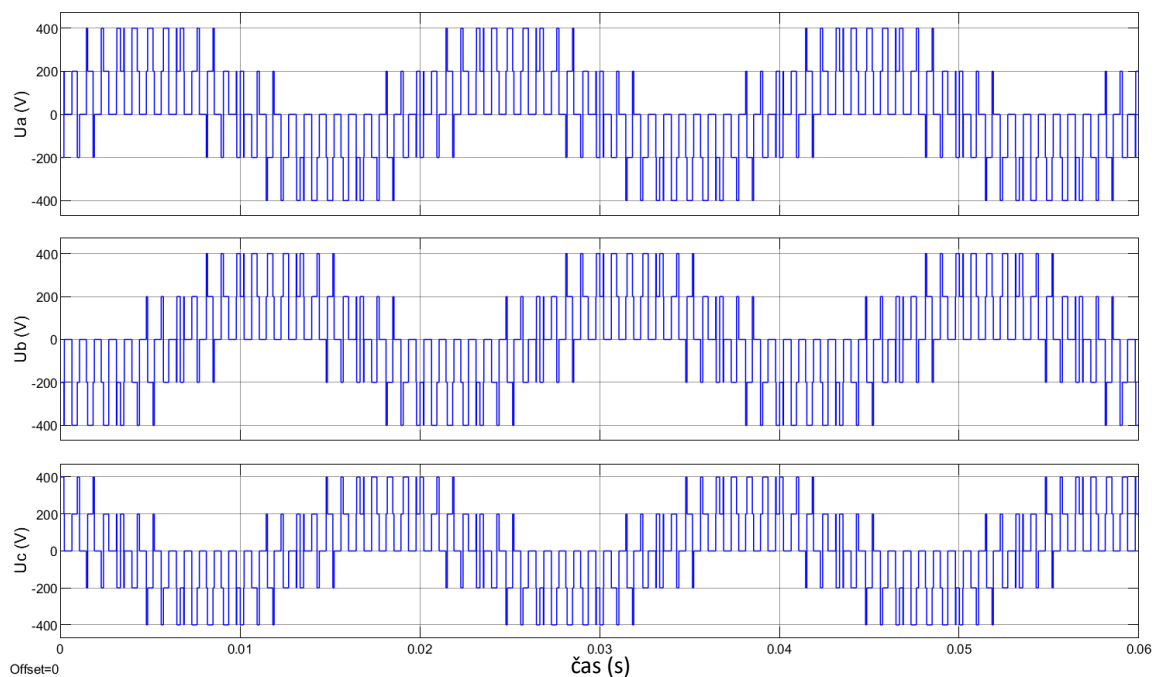


Obr. 4-11 Sdružené napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE5

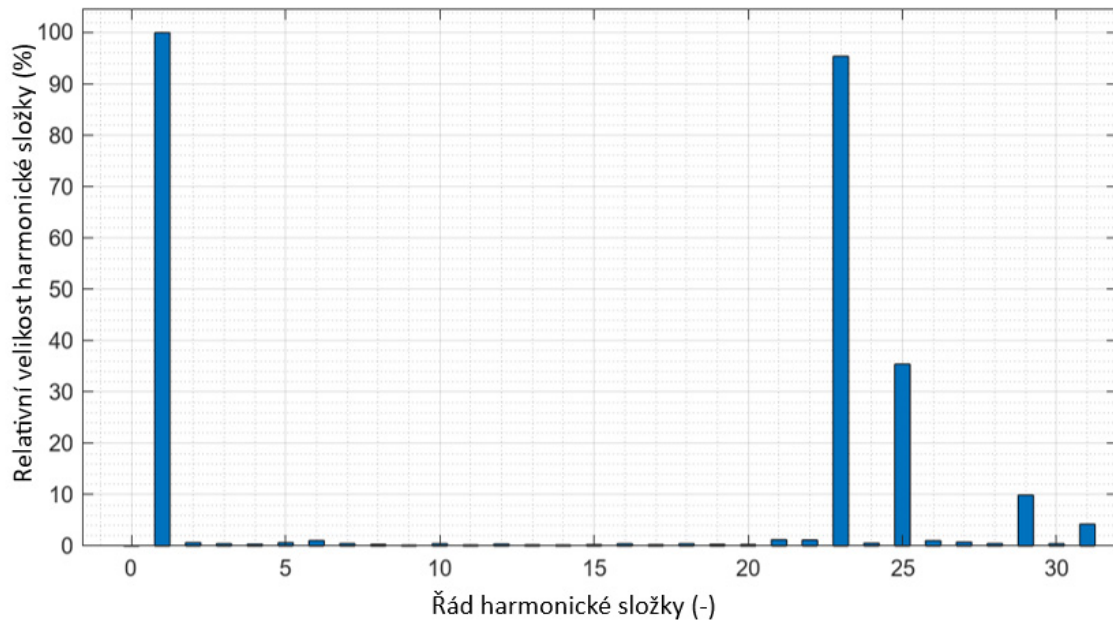




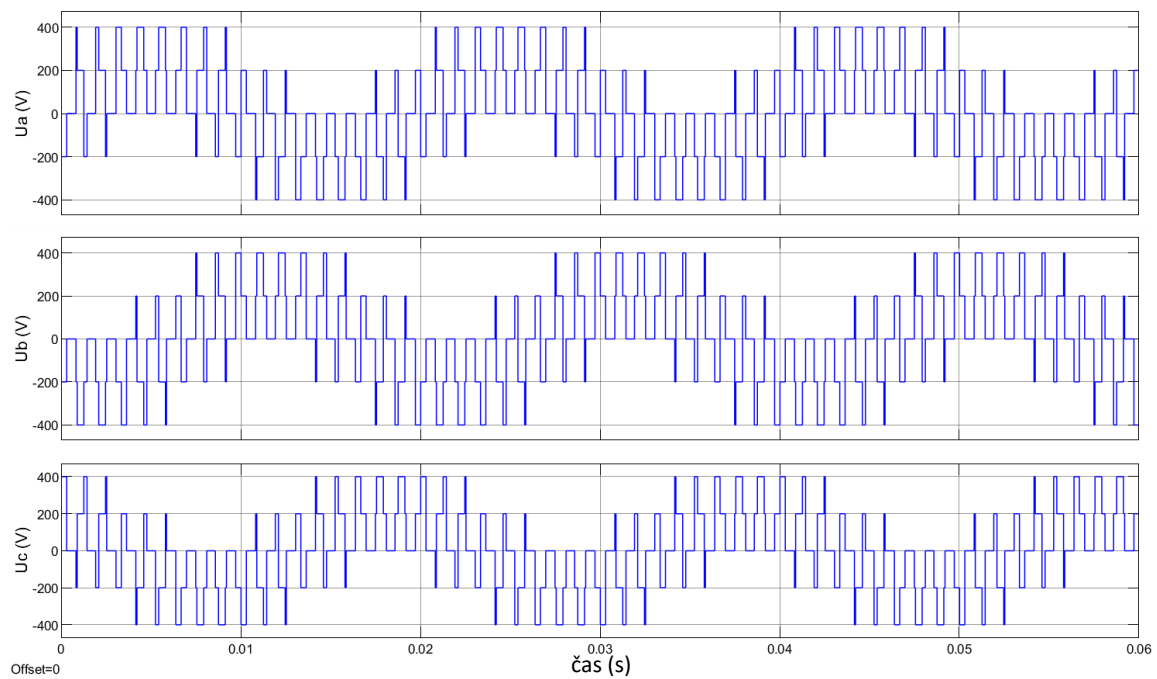
Obr. 4-12 Sdružené napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE3

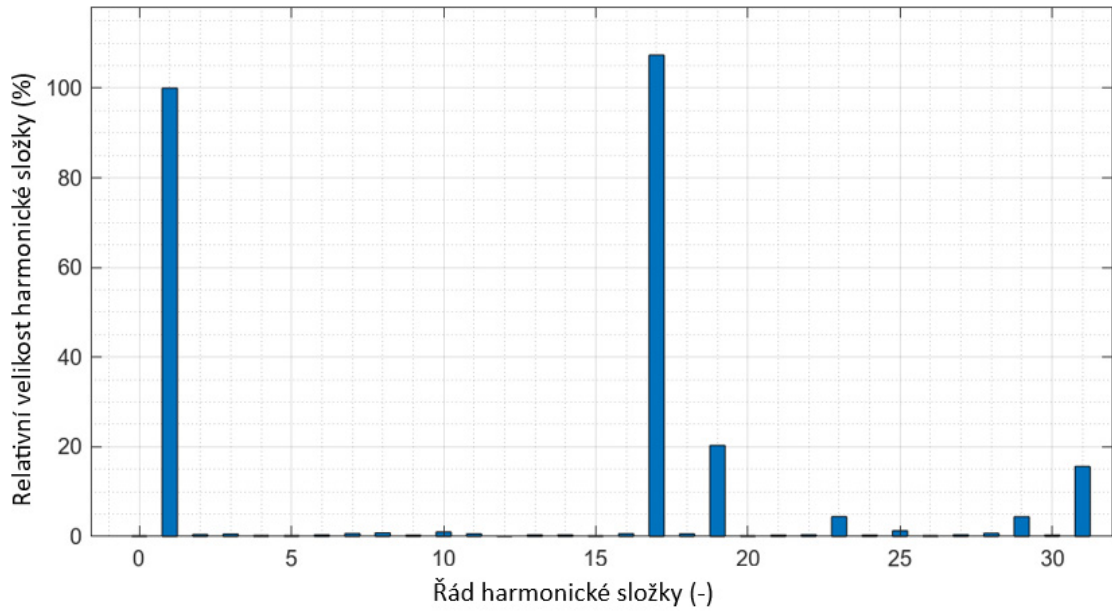


Obr. 4-13 Fázové napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE7

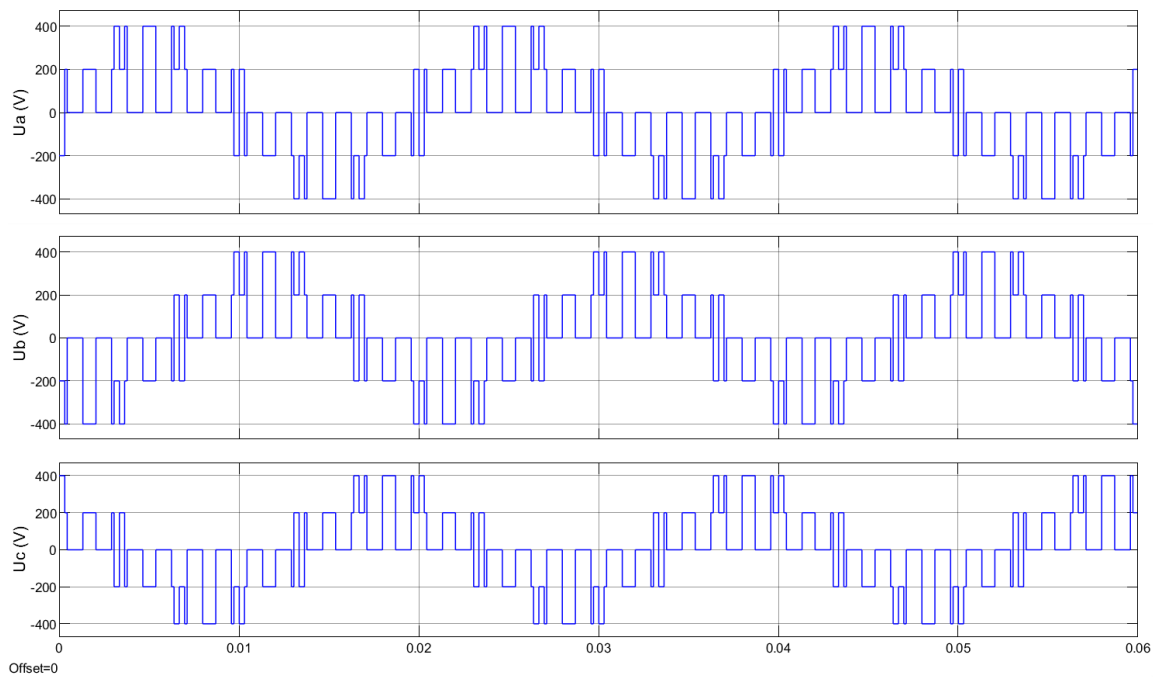


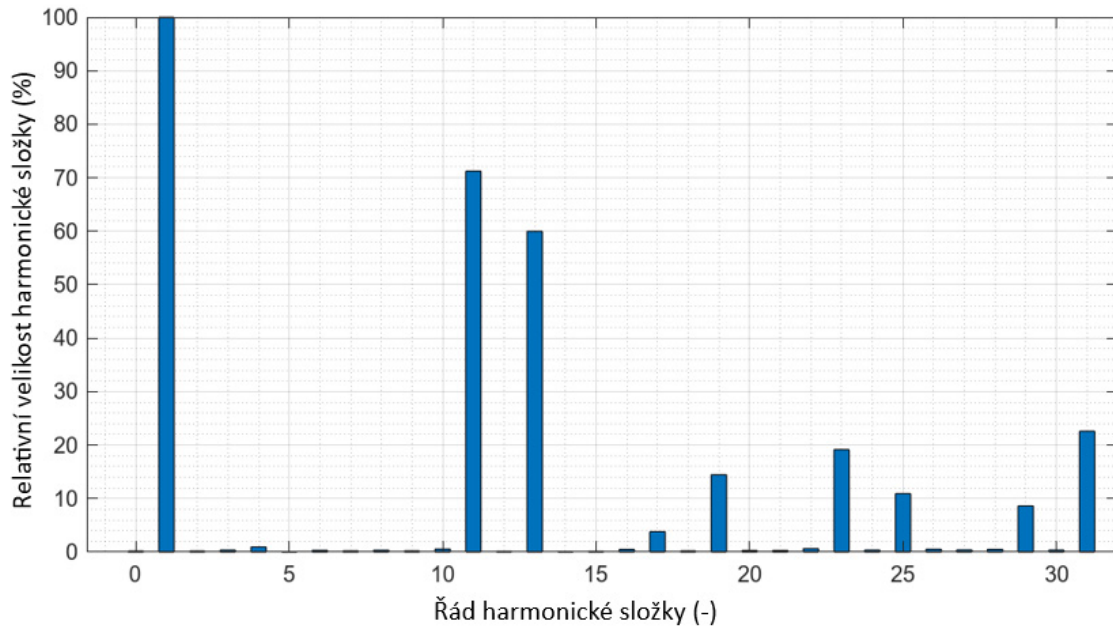
Obr. 4-14 FFT analýza, SHE7

Obr. 4-15 Fázové napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE5



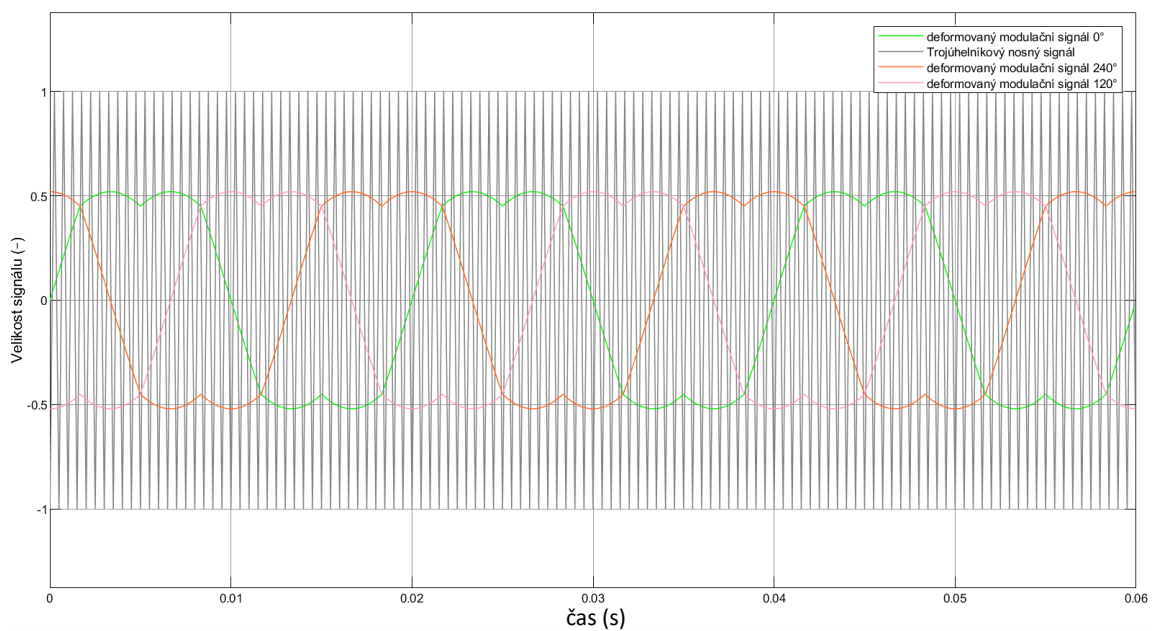
Obr. 4-16 FFT analýza, SHE5

Obr. 4-17 Fázové napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SHE3



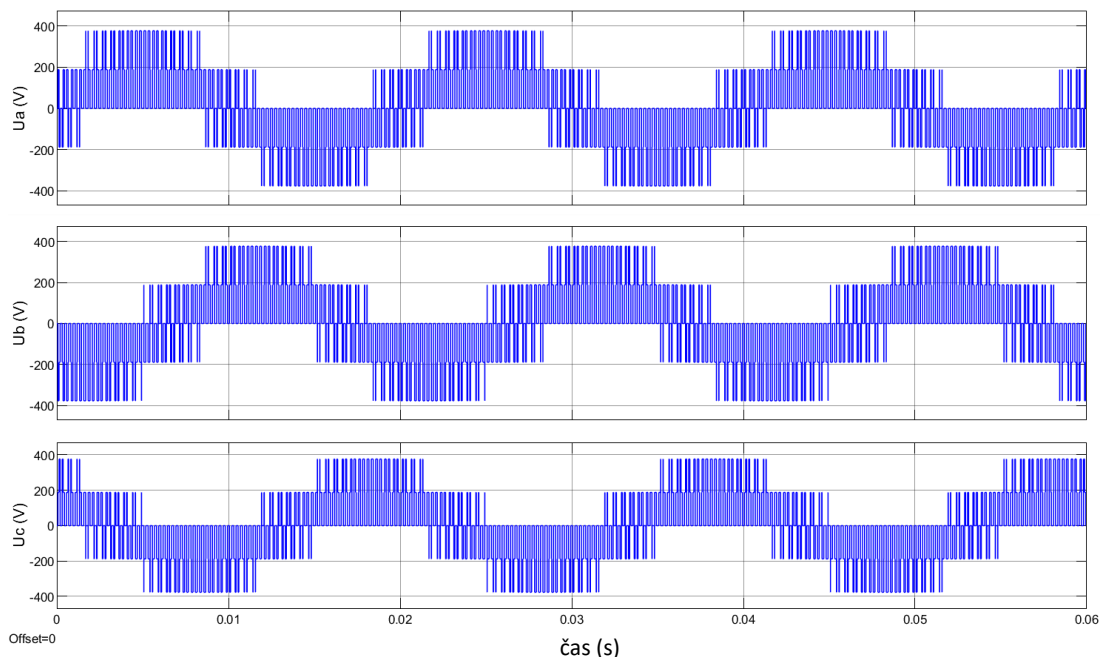
Obr. 4-18 FFT analýza, SHE3

Kromě SHE modulací je v modelech rovněž implantována a analyzována asynchronní modulace prostorového vektoru, přičemž princip generování této modulace je popsán v kapitole 2.3 a pro názornost ještě demonstrován na průběhu 4-19 ze Simulinku.

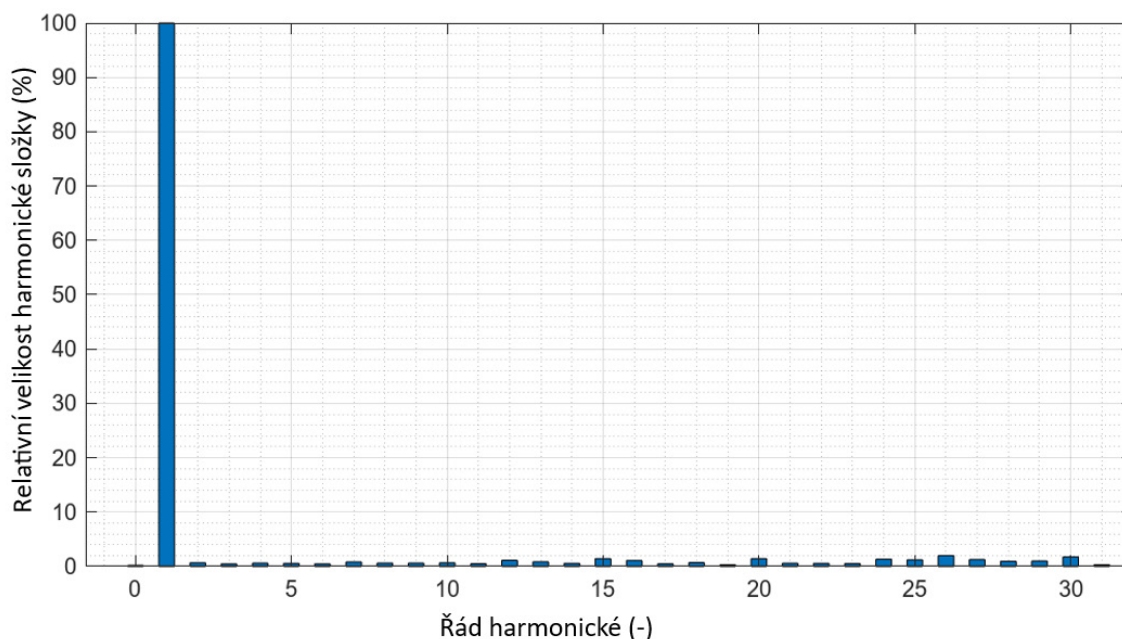


Obr. 4-19 Generování SVPWM

Průběh fázového napětí zátěže při použití modulace prostorového vektoru je možné vidět na obrázku 4-20.

Obr. 4-20 Fázové napětí zátěže,  $m=0,6$ ; SVPWM

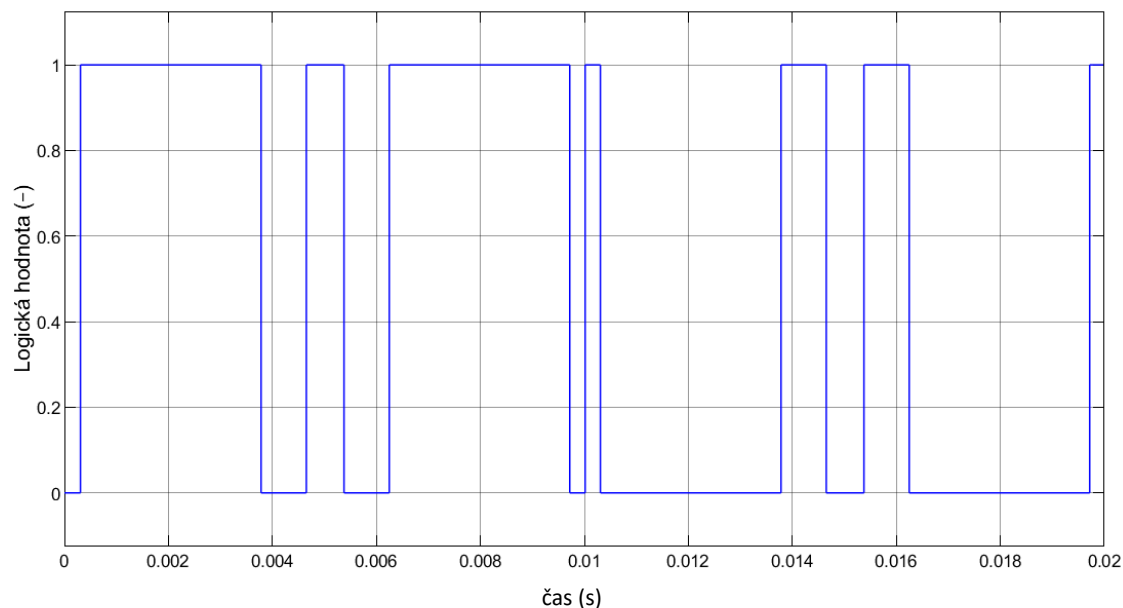
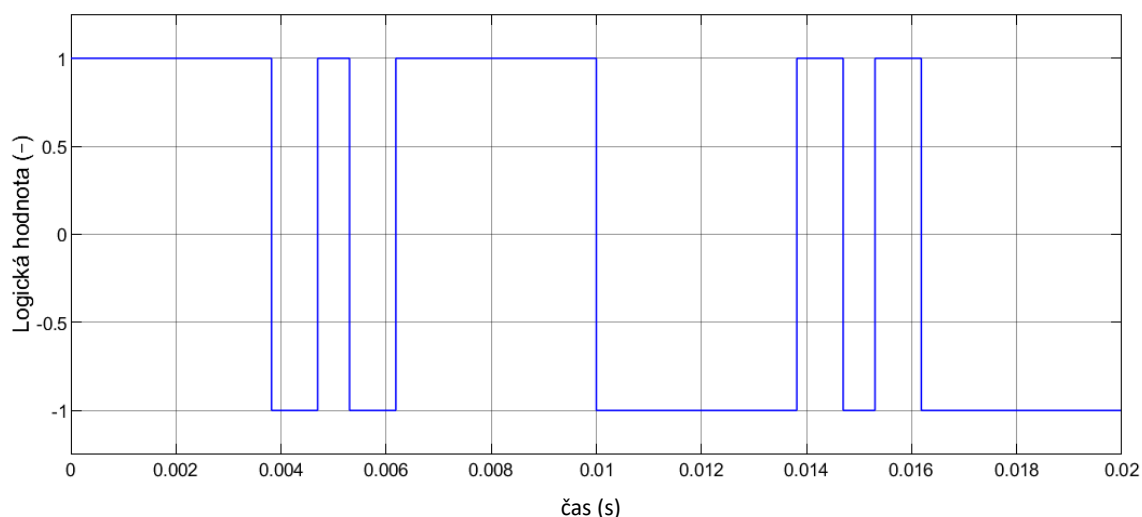
Na FFT analýze na obr. 21 je možné pozorovat, že má tato modulace nejlepší vlastnosti z pohledu obsahu vyšších harmonických složek nižšího řádu.



Obr. 4-21 FFT analýza, SVPWM

#### 4.4 SHEPWM se sudým počtem spínacích úhlů

Mnoho odborných článků popisujících metodu SHEPWM se zabývá výpočtem spínacích úhlů pomocí různých typů optimalizačních metod, ale uvádí často pouze výsledné průběhy spínacích signálů, nikoliv jednotlivých napětí. Výsledné spínací signály mohou být navíc specifické v tom, že v některých případech začínají od logické hodnoty 0 a v některých případech od logické hodnoty 1 (např. článek [17]). Toto je vidět na obr. 4-22 a 4-23.

Obr. 4-22 Stav sepnutí jedné větve střídače, SHE3;  $m=0,6$ Obr. 4-23 Stav sepnutí jedné větve střídače, SHE2;  $m=0,6$ 

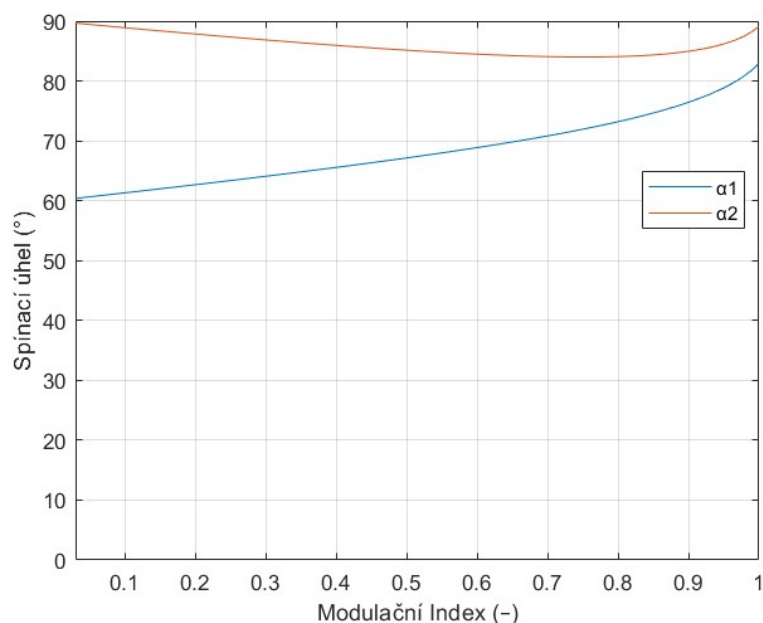
Průběh na obr. 4-23 reprezentuje SHE modulaci se sudým počtem pulsů a v tomto konkrétním případě umožňuje eliminovat pouze 5. harmonickou složku za pomoci dvou vypočtených spínacích úhlů. Část kódu s výchozími rovnicemi je na obr. 4-24 a v porovnání s rovnicemi pro lichou modulaci se liší kromě počtu spínacích úhlů také znaménky.

```
F=[1-2*(cos(alpha1)-cos(alpha2));  
1-2*(cos(5*alpha1)-cos(5*alpha2))]
```

```
T=[m1(ii)*pi/4; 0];
```

Obr. 4-24 část matlab kódu s výchozími rovnicemi pro SHE2

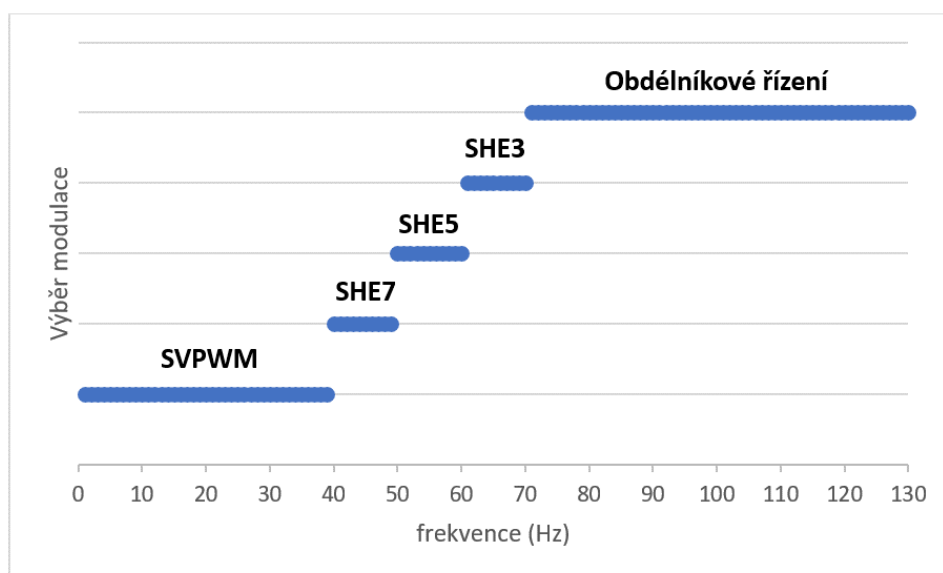
Pro přechody mezi SHE modulacemi jsou tedy sudé modulace méně vhodné a to z toho důvodu, že při hledání kořenů rovnic konvergovalo řešení asi do hodnoty modulačního indexu 1. Toto bylo ověřeno také funkcí „fmincon“ v matlabu. Toto je nevhodné pro plynulý přechod do obdélníkového řízení. Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu je viditelná na obr. 4-25.



Obr. 4-25 Závislost spínacího úhlu na modulačním indexu, SHE2

#### 4.5 U/f rozběh asynchronního motoru s přepínáním mezi modulacemi

Model je navržen tak, aby bylo možné přejít z asynchronní SVPWM, přes SHE7, SHE5, SHE3 a nakonec k obdélníkovému řízení. K přepínání dochází na základě žádané frekvence napětí, přičemž přepínací sekvence je na obr. 4-26.

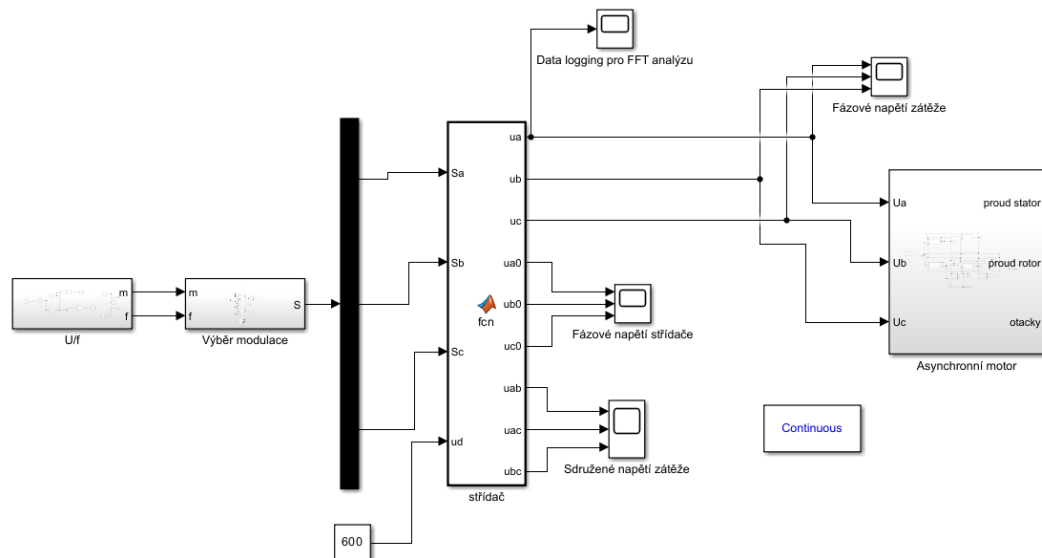


Obr. 4-26 Přepínání mezi modulacemi, SHE model

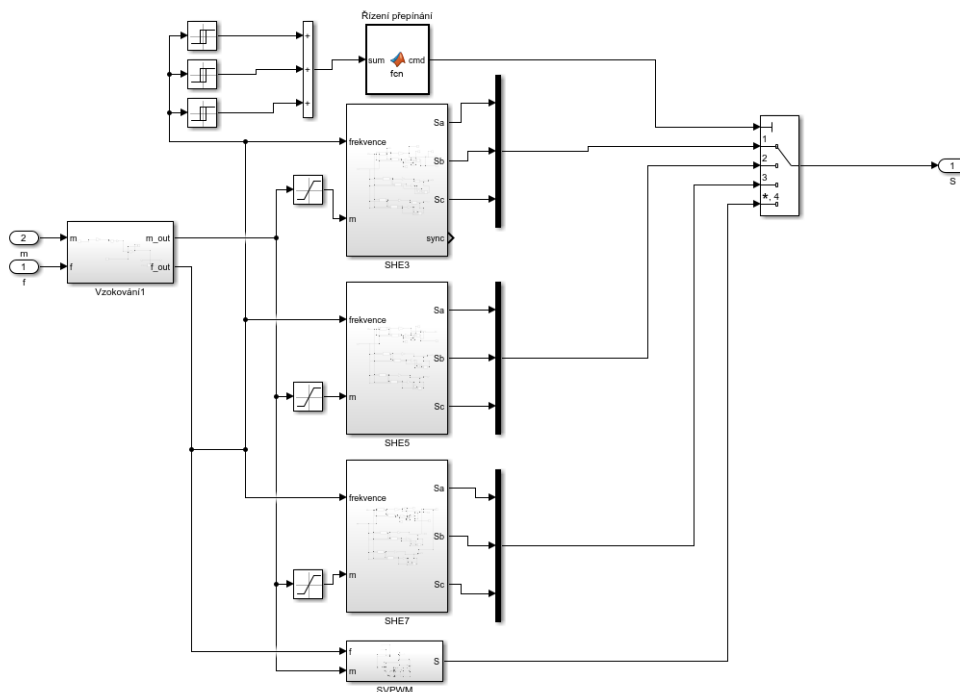
Podnětem pro volbu těchto frekvencí byl YouTube kanál VVVF Geeks [18], kde se autoři snaží reprodukovat zvuky, které vydávají trakční pohony vlaků. Následně odhadují, kdy dojde k přepnutí do synchronních modulací a obdélníkového řízení. Je ovšem nutné podotknout, že se rovněž snaží replikovat průběhy napětí střídače (s největší pravděpodobností sdruženého), které

se ovšem liší od průběhů simulovaných v kapitole 4.3 a odpovídají teoreticky pouze fázovému napětí jednofázového střídače.

Vzhledem k faktu, že obdélníkovému řízení odpovídá modulační index asi 1,27, ale algoritmus pro SHE3 umožňuje vypočítat spínací úhly pro maximální hodnotu modulačního indexu 1,17, bylo potřeba experimentálně zavést spínací úhly pro další modulační indexy, aby mohlo dojít k plynulému přechodu do obdélníkovém řízení. Základní bloky modelu jsou znázorněny na obr. 4-27.



Obr. 4-27 Základní subsystemy modelu



Obr. 4-28 Subsystem pro výběr modulace

Vstupní frekvence a modulační index je před vstupem do subsystemů jednotlivých modulací vzorkována s periodou 200 Hz za pomoci bloku triggered subsystem. Přepínání mezi modulacemi je nastaveno na základě vstupní frekvence. Do hodnoty frekvence 40 Hz je využívána asynchronní



modulace prostorového vektoru a k přepínání mezi SHE modulacemi dochází po každých desíti hertzích, přičemž k přechodu do obdélníkového řízení dochází při dosažení jmenovité frekvence motoru 70 Hz. Při přechodu mezi modulacemi je zároveň zajištěno hysterezní pásmo 2 Hz pro případ kolísání žádané frekvence v blízkosti přechodové hodnoty. Model motoru byl vytvořen na základě rovnic 1-49, 1-50 a 1.53. Jedná se o stavový model asynchronního motoru. Parametry asynchronního motoru jsou uvedeny v tabulce 4-1 a 4-2.

Při doplnění spínacích úhlů pro plynulý přechod do obdélníkového řízení bylo bráno v potaz, že pulsy nemůžou být příliš krátké (uvažováno méně než 2 mikrosekundy), aby byla dodržena jistá minimální doba, při které stihne spínací prvek zapnout a vypnout. Tato doba bývá v praxi ještě omezena ochrannou dobou (deadtime). U/f rozběh začínal od žádané hodnoty modulačního indexu 0,1, přičemž cílová frekvence byla 70 Hz. Motor je rozběhnut v chodu naprázdno. Přechody mezi modulacemi jsou viditelné jak na fázových napětích zátěže (obr. 4-24 až obr. 4-27), tak na průběhu proudu (obr. 4-28) a momentu motoru (obr. 4-29) při jeho rozběhu. Nejvýraznější je přechod mezi SVPWM a SHE7, kdy dochází k značnému nárůstu zvlnění proudu a momentu motoru. Přechod nastává v čase asi 1,15 sekund, přičemž dochází k nárůstu maximálního satorového proudu na hodnotu asi 430 A z původní hodnoty 330 A. Tento skok je očekávaný, jelikož má SHE7 modulace horší vlastnosti z pohledu harmonických nižšího řádu než SVPWM. Při přímém přechodu do obdélníkového řízení by ovšem proud narostl až k hodnotě blízké 2 kA.

Parametry modelovaného stroje jsou v tab. 4-1 a 4-2.

Tab. 4-1 Štítkové parametry stroje

$P_n$	250 kW
$I_n$	428 A
$U_n$	425 V
$n_n$	1376 otáček/min
$p_p$	3

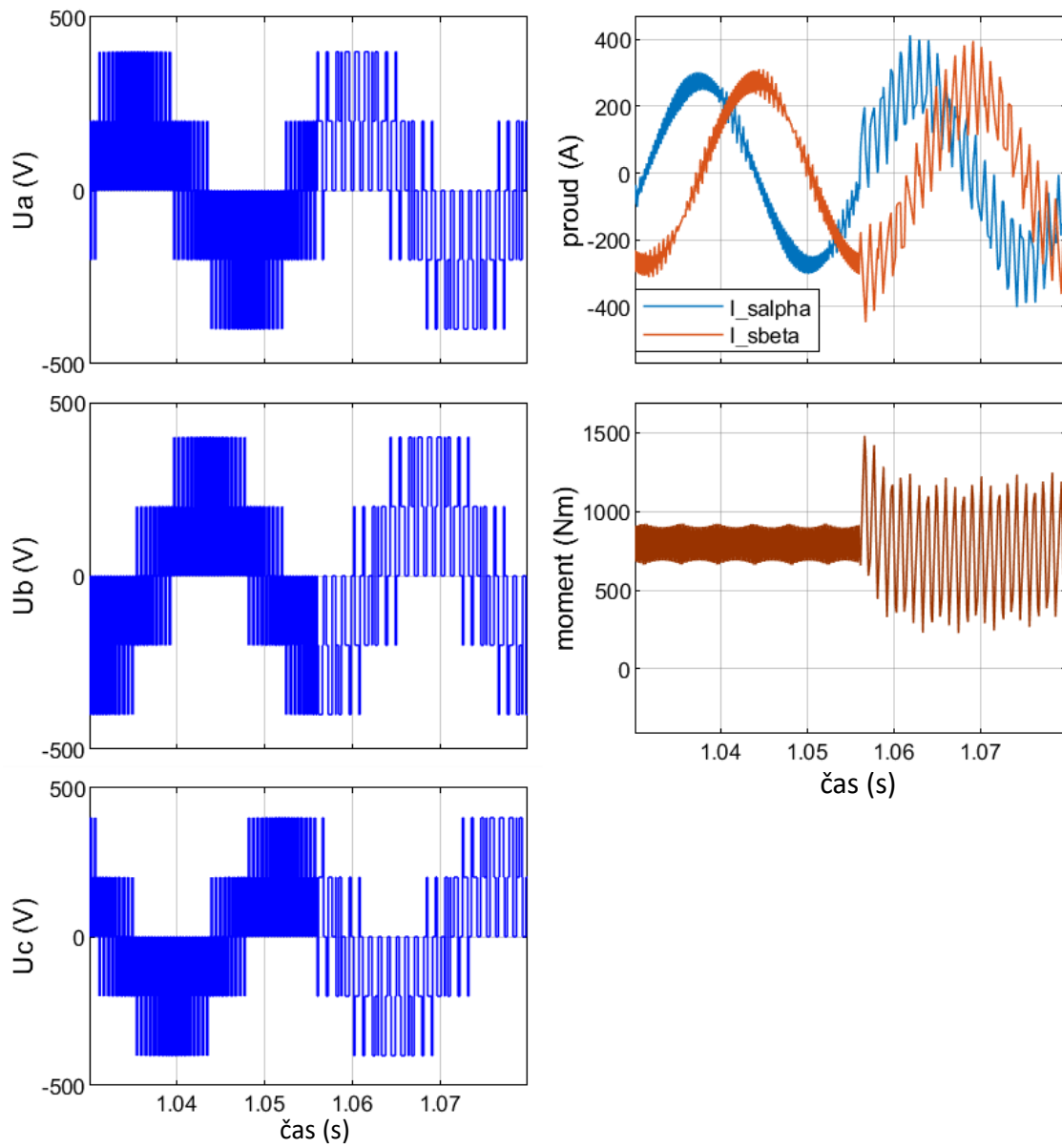
$P_n$  je jmenovitý výkon stroje,  $I_n$  je jmenovitý fázový proud stroje (efektivní hodnota),  $U_n$  je jmenovité sdružené napětí stroje,  $f_n$  je jmenovitá napájecí frekvence stroje,  $n_n$  jsou jmenovité otáčky stroje a  $p_p$  je počet pólů.

Tab. 4-2 Parametry stroje používané v rámci matematického modelu

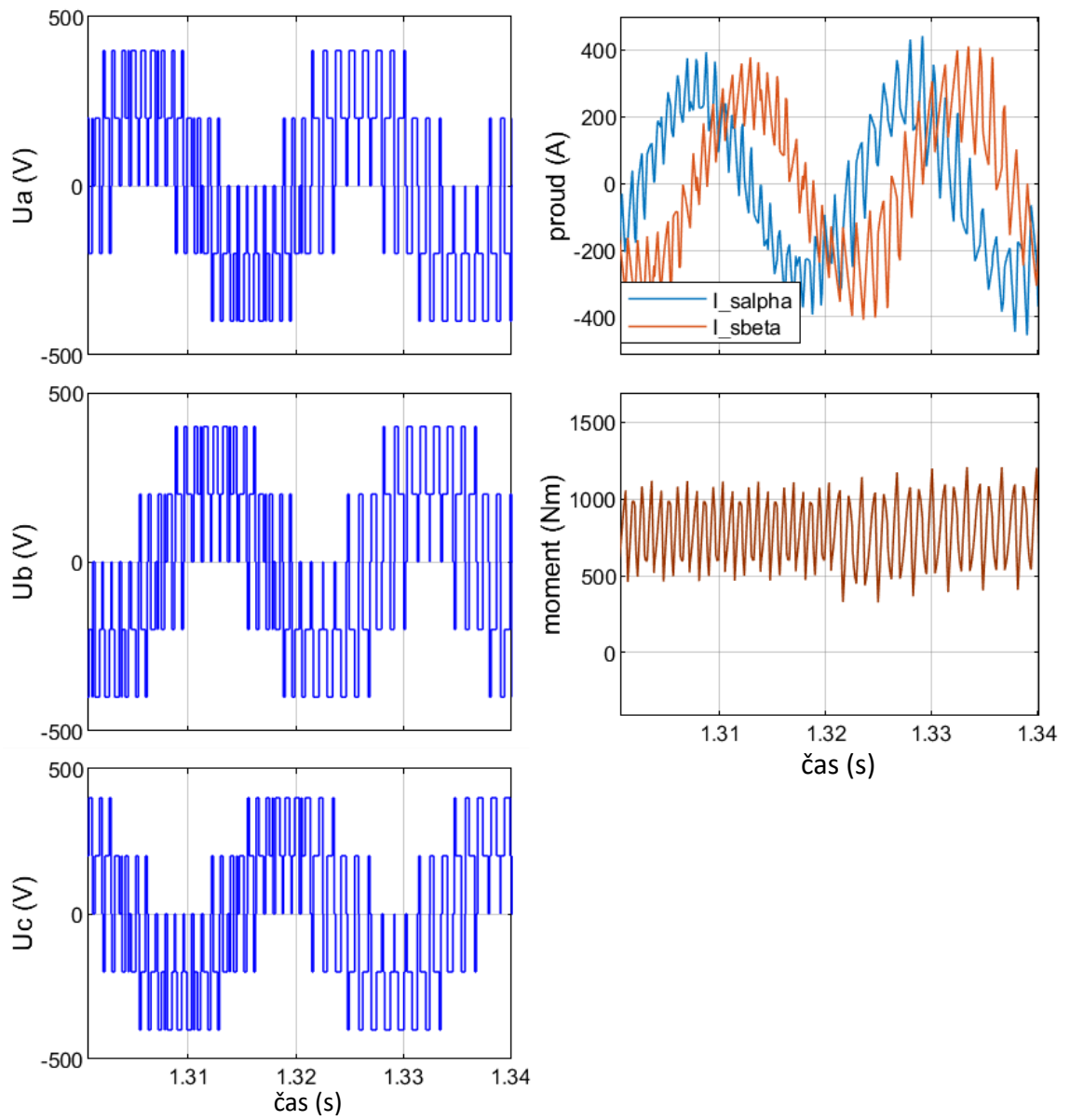
$R_s$	9,94 mΩ
$R_r$	6,42 mΩ
$L_{s\sigma}$	0,193 mΩ
$L_{r\sigma}$	0,129 mΩ
$L_m$	5,3 mH
$L_s$	5,5 mH
$L_r$	5,5 mH
$J$	10 kg·m <sup>2</sup>

$R_s$ , resp.  $R_r$  je satorový, resp. rotorový odpor,  $L_{s\sigma}$ , resp.  $L_{r\sigma}$  je satorová, resp. rotorová rozptylová indukčnost,  $L_m$  je magnetizační indukčnost,  $L_s$ , resp.  $L_r$  je satorová, resp. rotorová indukčnost a  $J$  je snížená hodnota momentu setrvačnosti pro rychlejší simulaci rozběhu stroje.

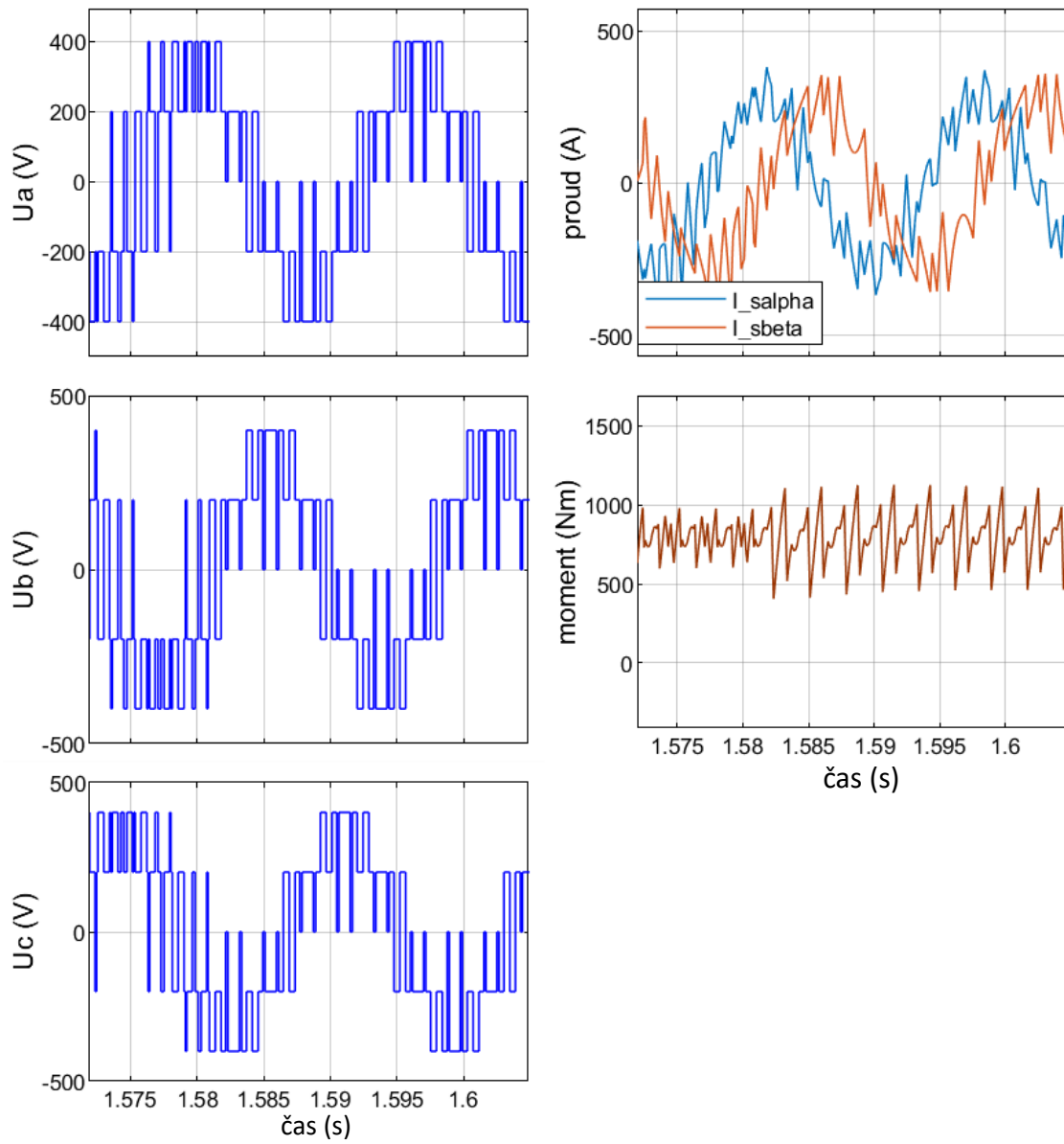
Průběhy vstupního satorového napětí, satorového proudu a momentu motoru při přechodu mezi jednotlivými modulacemi jsou na obr. 4-29 až 4-33.



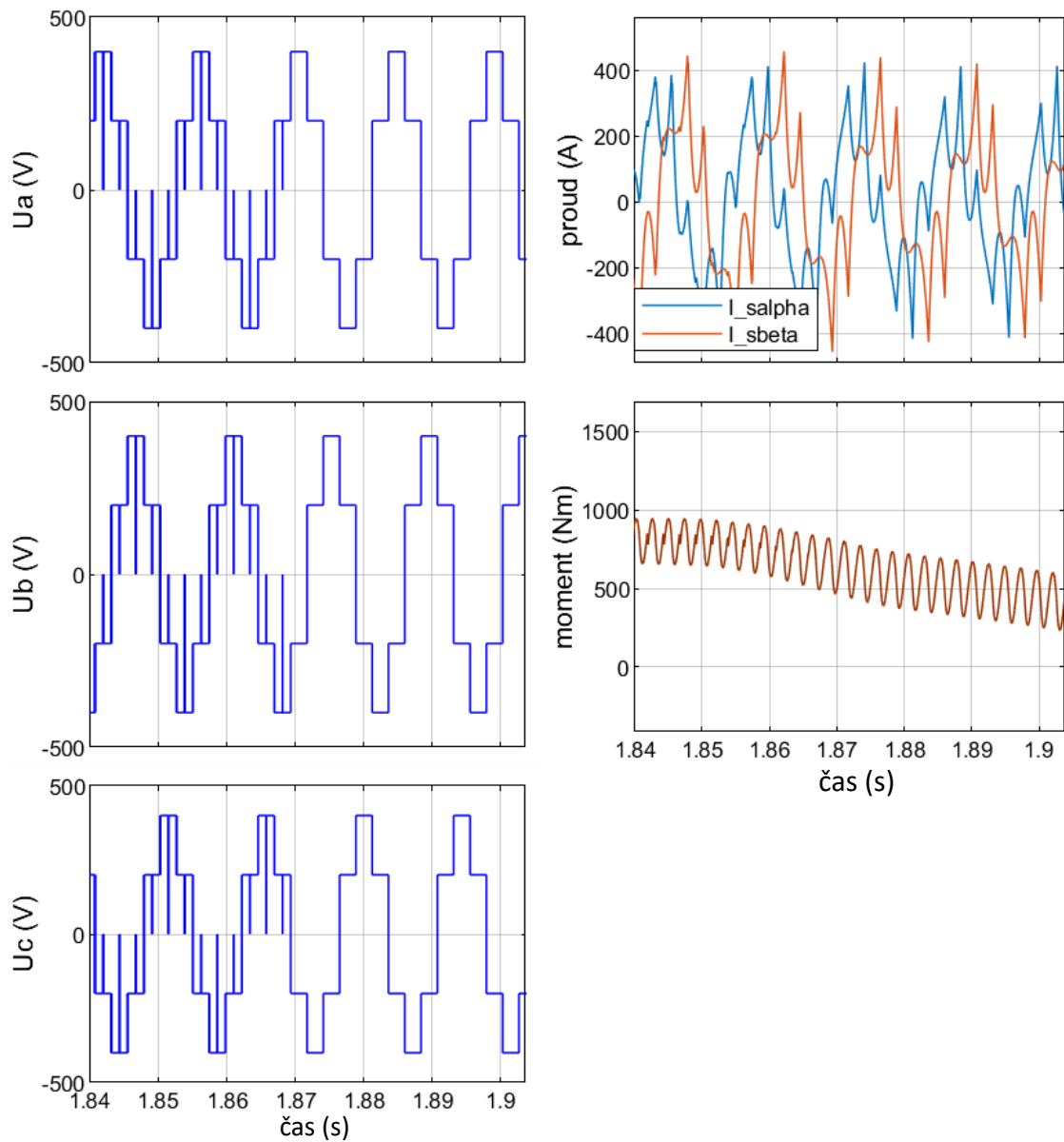
Obr. 4-29 Přechod mezi SVPWM a SHE7



Obr. 4-30 Přechod mezi SHE7 a SHE5

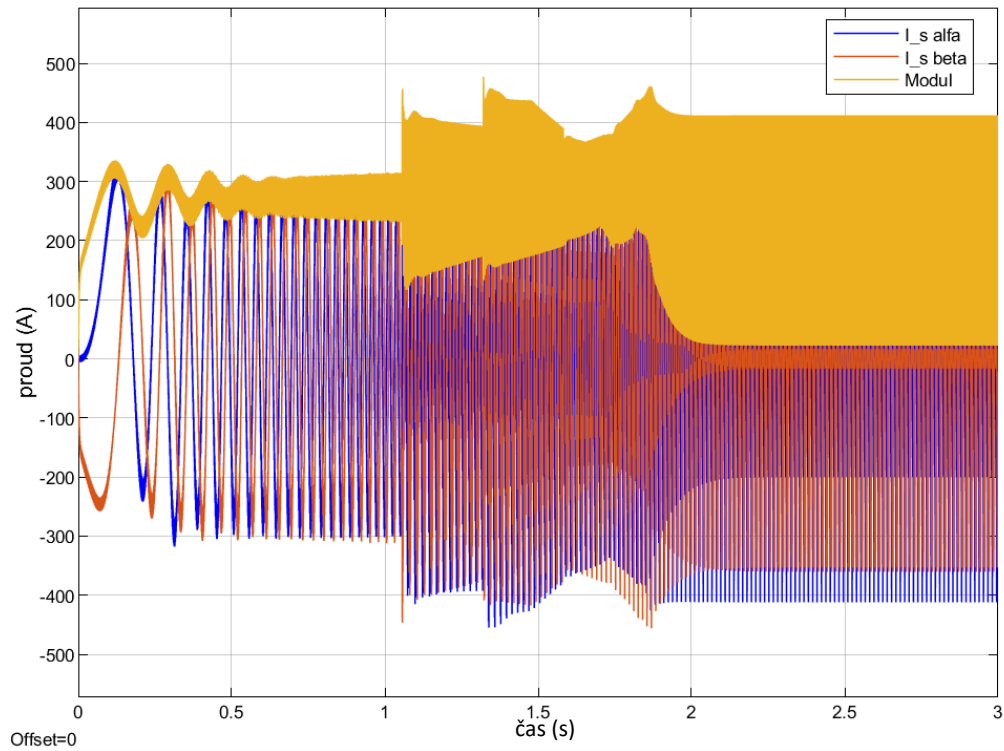


Obr. 4-31 Přechod mezi SHE5 a SHE3

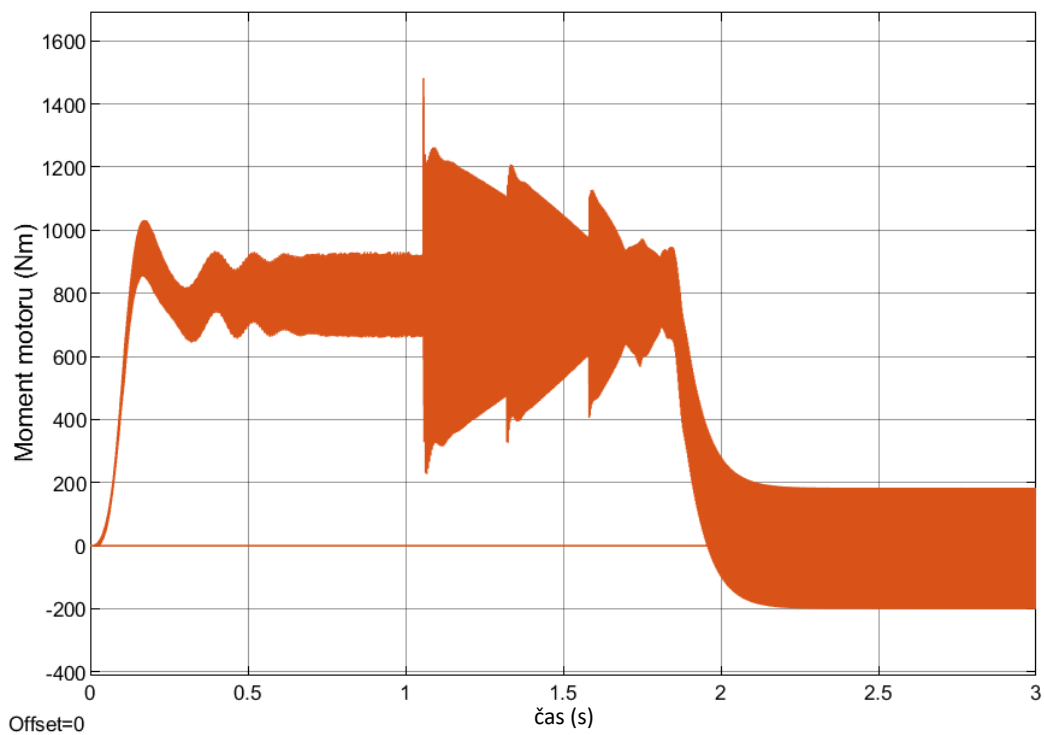


Obr. 4-32 Přechod mezi SHE3 a obdélníkovým řízením

Průběh proudu a momentu během rozběhu motoru na frekvenci 70 Hz, kdy dojde k přepnutí do obdélníkového řízení je na obr. 4.33 a 4.34.

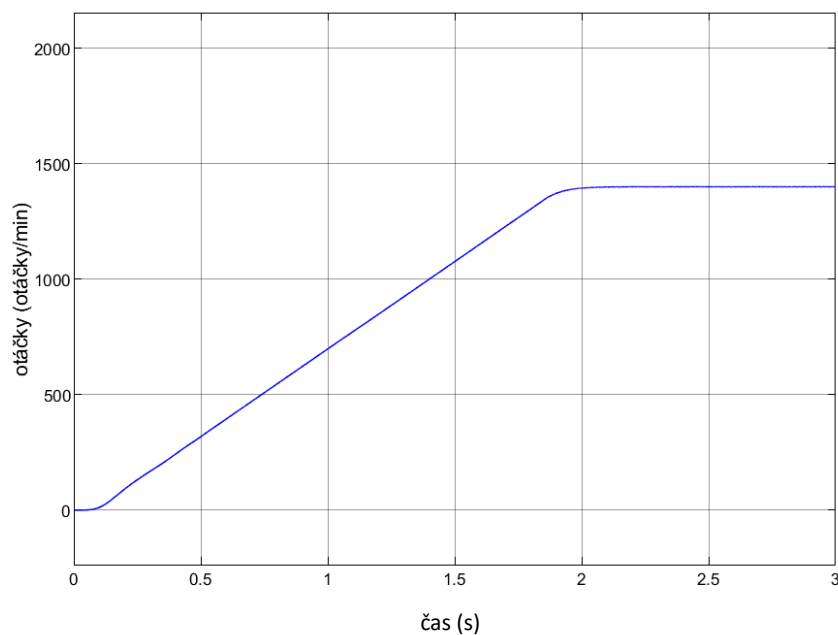


Obr. 4-33 Statorový proud motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM



Obr. 4-34 Moment motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM

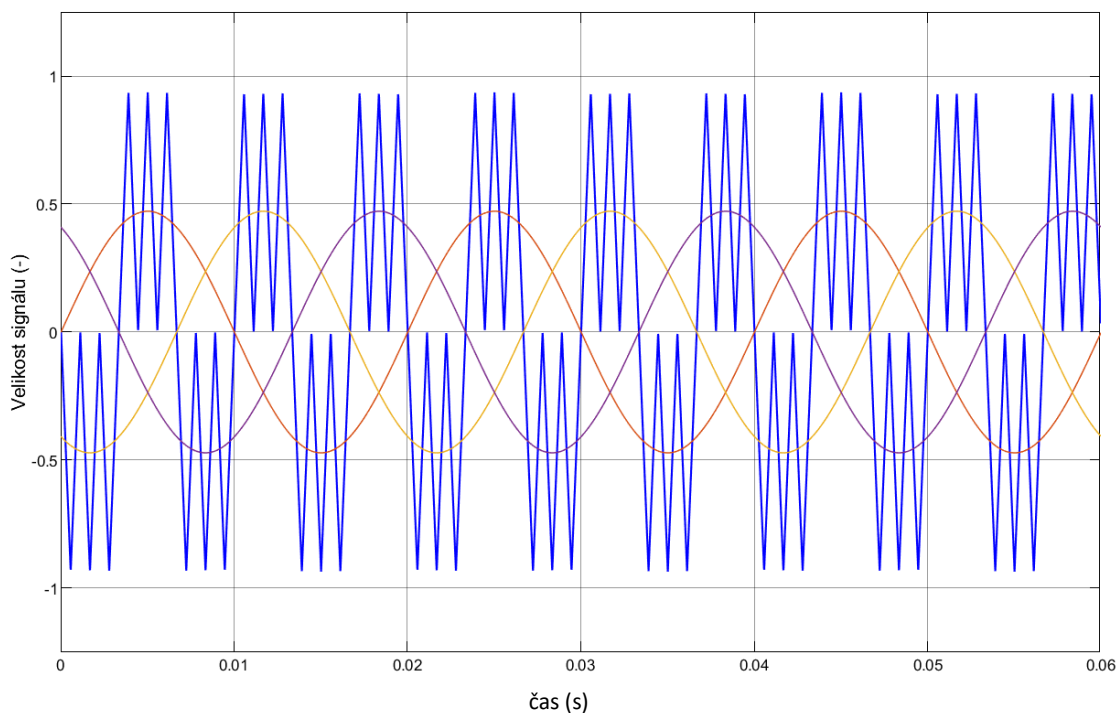
Průběh otáček motoru při jeho rozběhu je na obr. 4-35



Obr. 4-35 Otáčky motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi SHEPWM

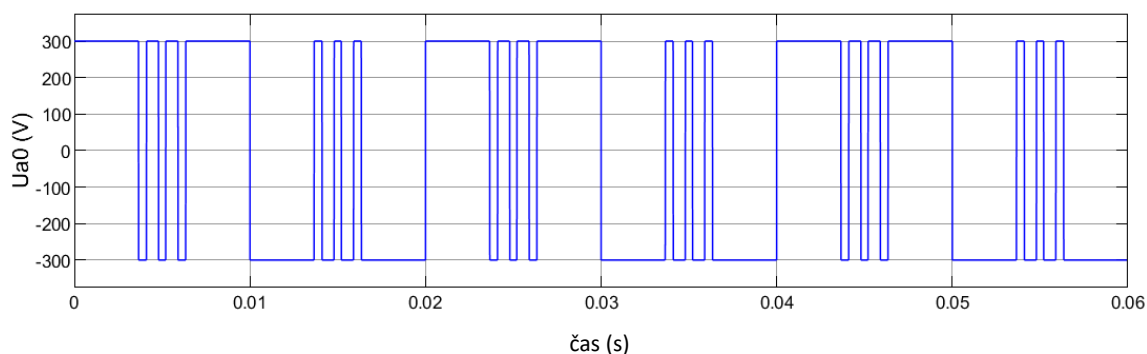
## 4.6 Central 60 degree modulace

Pro porovnání modulace SHEPWM s jednodušší synchronní modulací bez specifických optimalizačních cílů byl v prostředí SIMULINK vytvořen rovněž model pro central 60 degree modulaci. Model je pro názornost vytvořen na základě komparace nosného a trojúhelníkového signálu popsaného v kap. 2.6. V Simulinku byly nosné signály o specifických tvarech vytvořeny pomocí integrátorů tak, jak je zobrazeno na obr. 4-36.



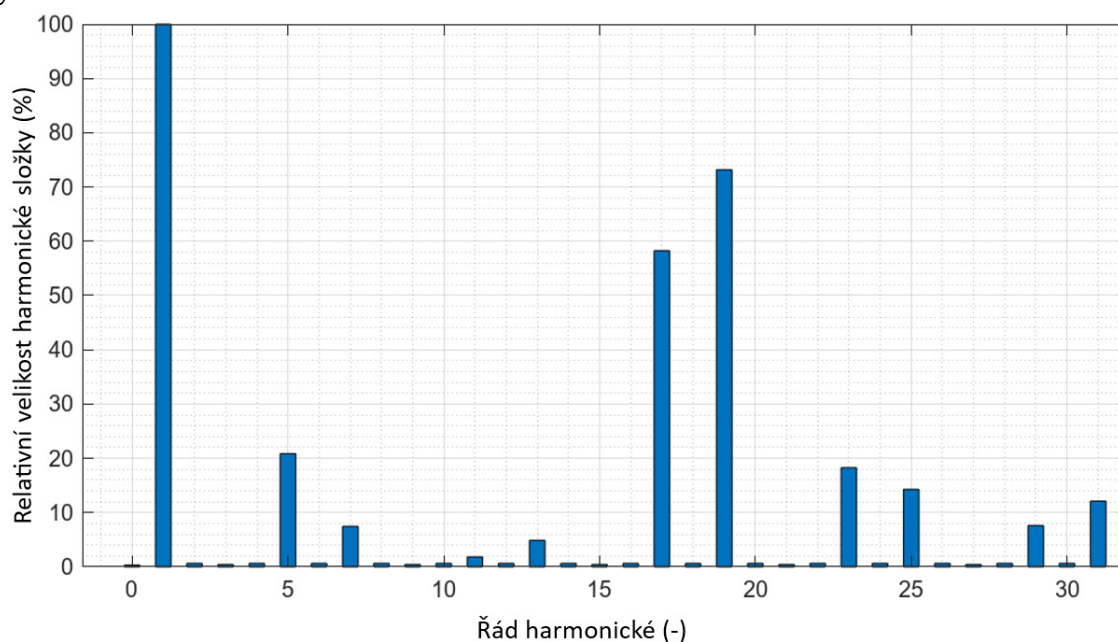
Obr. 4-36 Princip metody Central 60,  $m=0,6$ ;  $N=7$

V praxi by byly opět vypočteny spínací úhly na základě rovnic 2-18 až 2-21 a následně například komparovány s pilovitým signálem obdobně jako v modelu pospaném v kapitole 4.2. Na průběhu fázového napětí z obr. 4-37 je možné pozorovat 7 pulsů za dobu trvání jedné periody, proto  $N=7$ .



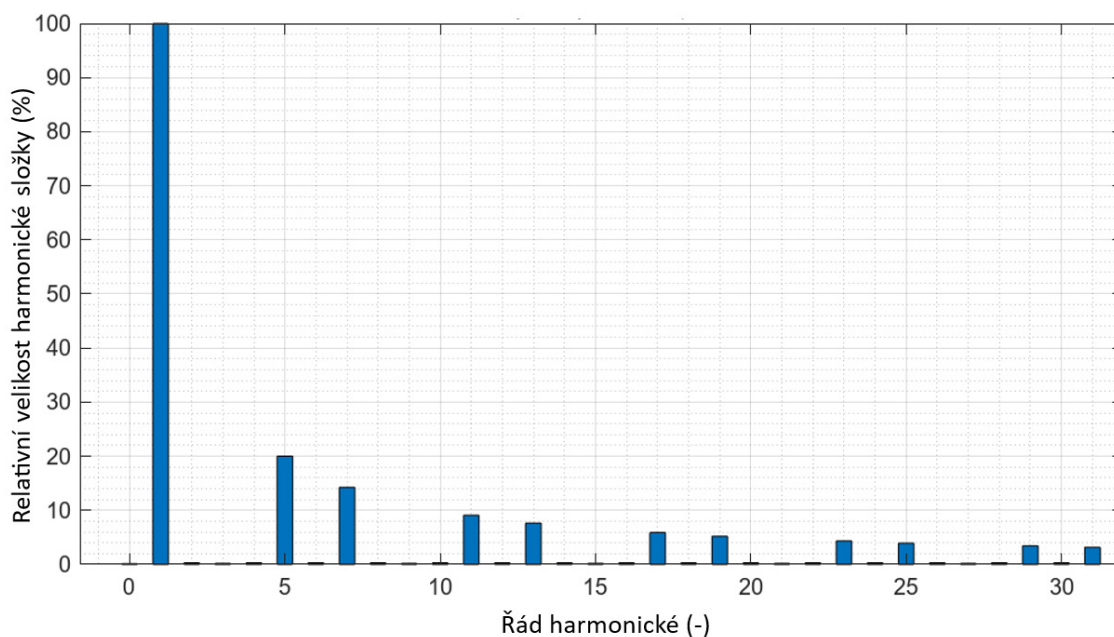
Obr. 4-37 Fázové napětí jedné fáze střídače,  $m=0,6$ ;  $N=7$

Zajímavá je také FFT analýza fázového napětí zátěže, která je na obr. 4-38. Lze ji dobře porovnat s analýzou napětí při obdélníkovém řízení (obr. 4-39). I když mají průběhy napětí generovaného pomocí Central 60 PWM nižší obsah 7., 11. a 13. harmonické složky v porovnání s napětím u obdélníkového řízení, tak mají větší celkové harmonické zkreslení THD. Je to z toho důvodu, že velikosti 19. a 21. harmonické složky dosahují asi 60% a 70% velikosti základní harmonické složky.



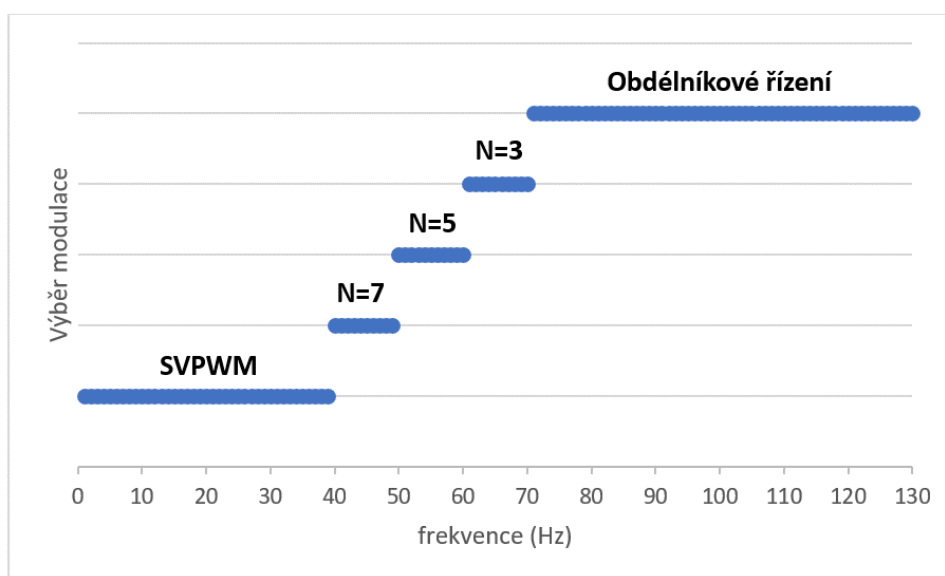
Obr. 4-38 FFT analýza, Central 60 ( $N=7$ )





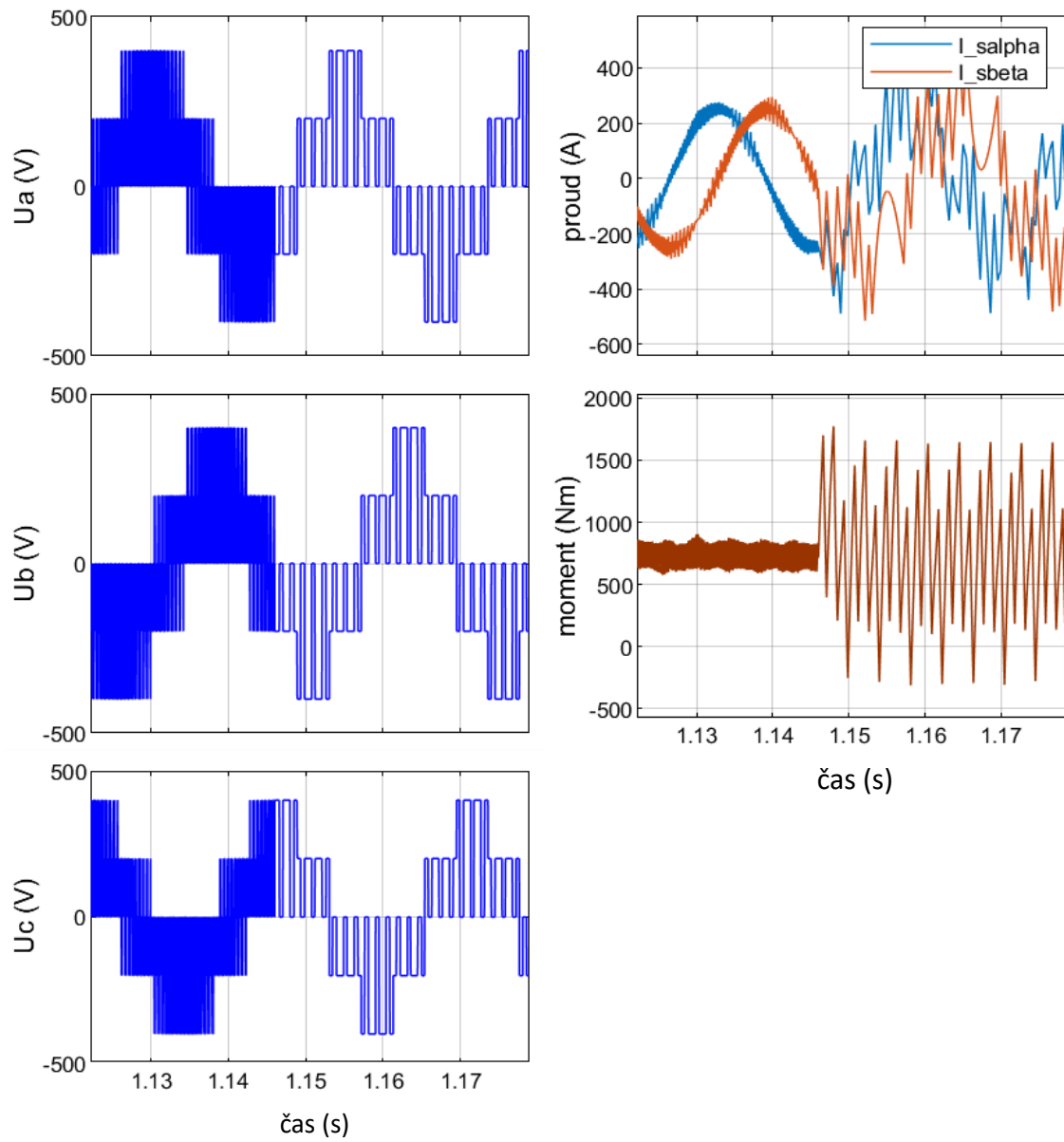
Obr. 4-39 FFT analýza, obdélníkové řízení

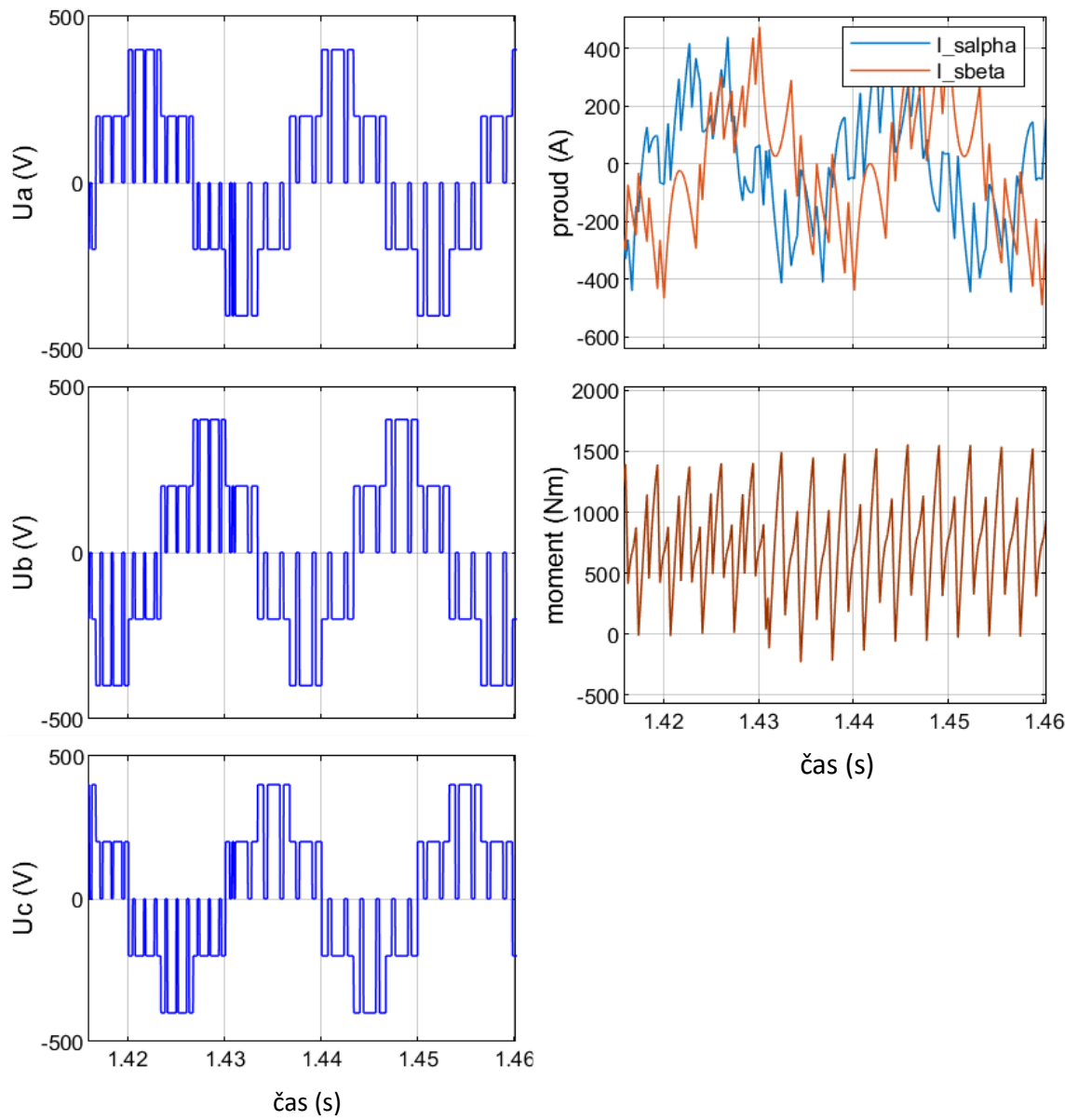
Během U/f rozběhu motoru byly testovány přechody mezi Central 60 PWM s  $N=7$ ,  $N=5$  a  $N=3$ . Při  $N=1$  dojde k přepnutí do obdélníkového řízení. Průběh přepínání je na obr. 4-40.



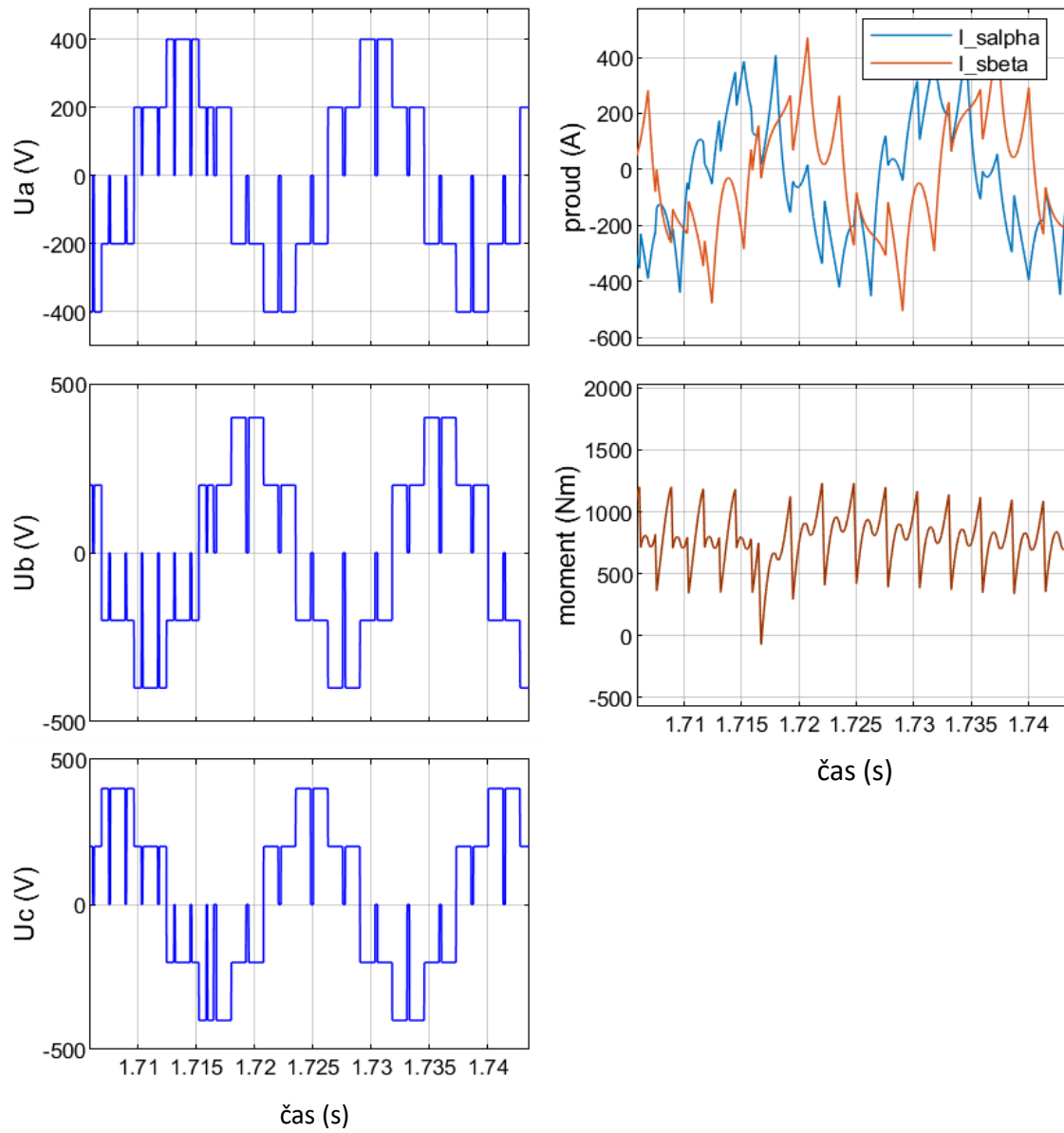
Obr. 4-40 Přepínání mezi modulacemi, Central 60 PWM model

Průběhy vstupního satorového napětí, satorového proudu a momentu motoru při přechodu mezi jednotlivými modulacemi jsou na obr. 4-41 až 4-44.

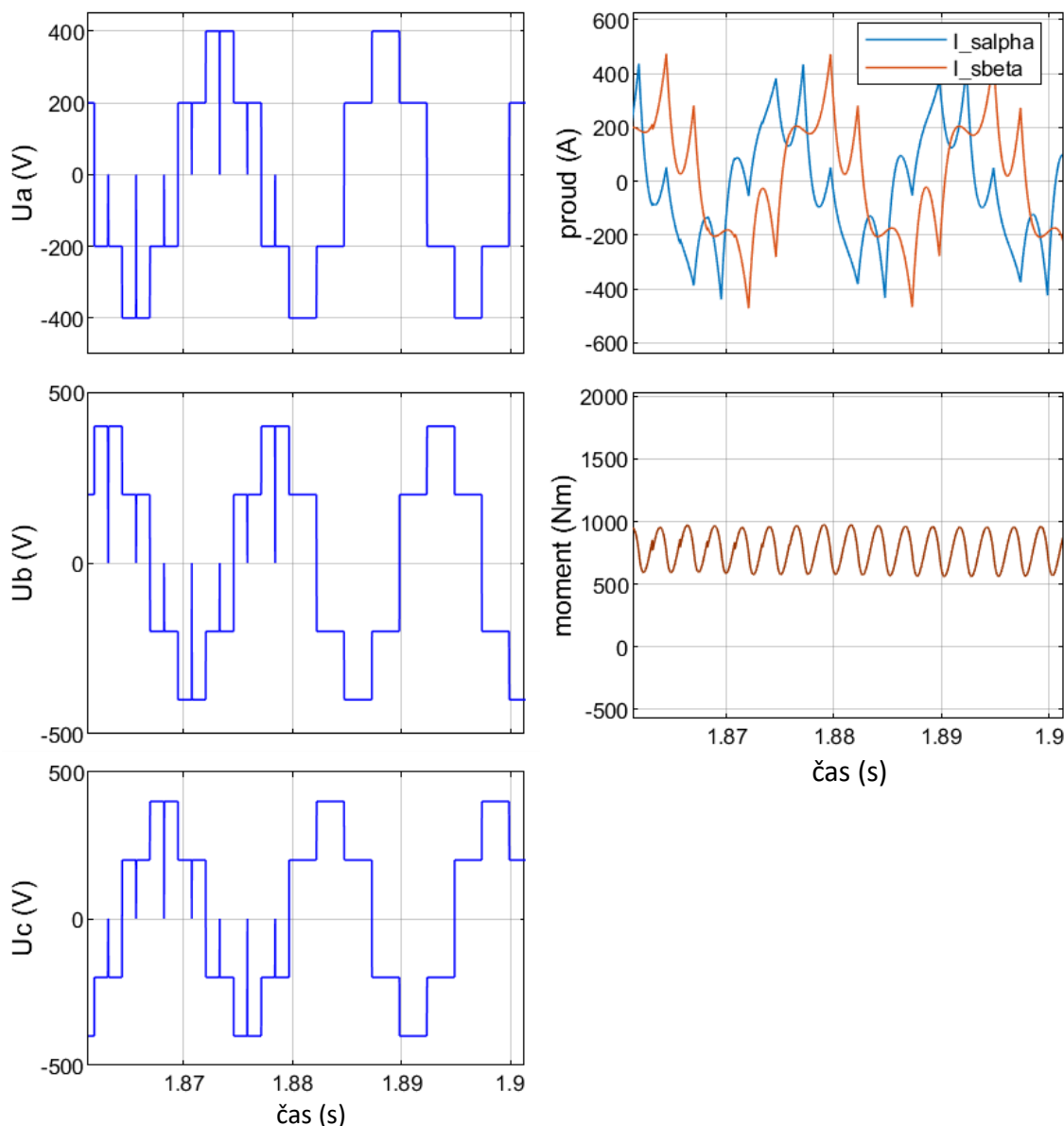
Obr. 4-41 Přechod mezi SHEPWM a Central 60 ( $N=7$ )



Obr. 4-42 Přechod mezi Central 60 ( $N=7$ ) a Central 60 ( $N=5$ )



Obr. 4-43 Přechod mezi Central 60 (N=5) a Central 60 (N=3)

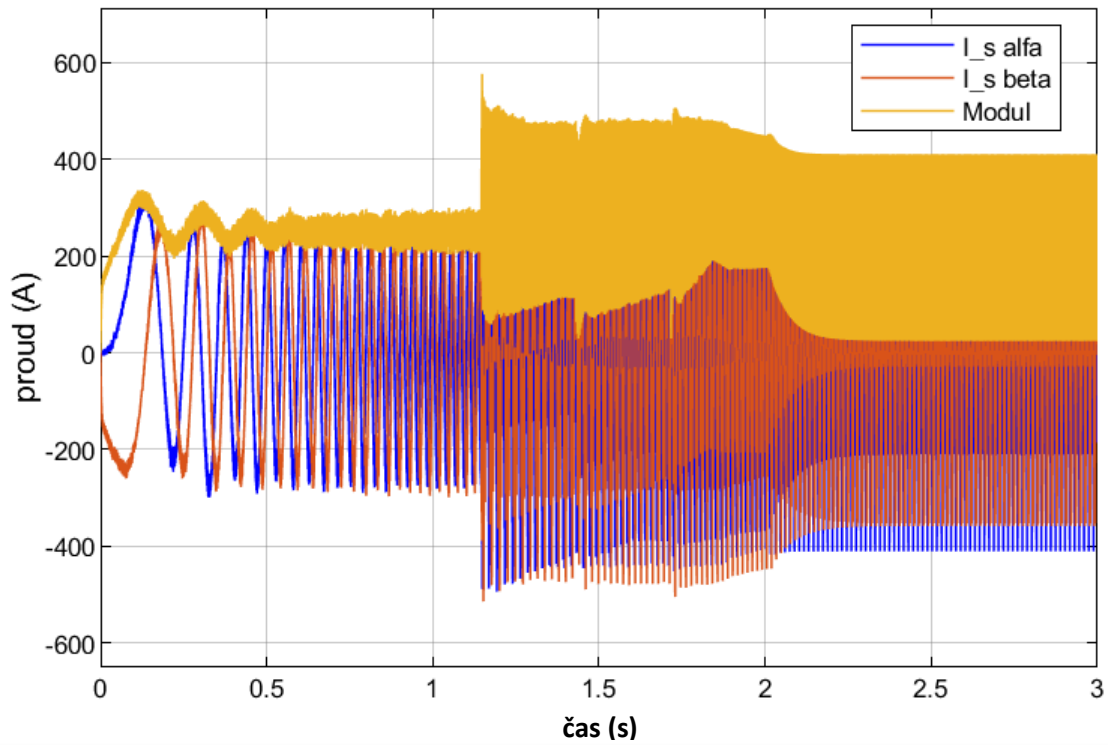


Obr. 4-44 Přechod mezi Central 60 ( $N=3$ ) a obdélníkovým řízením

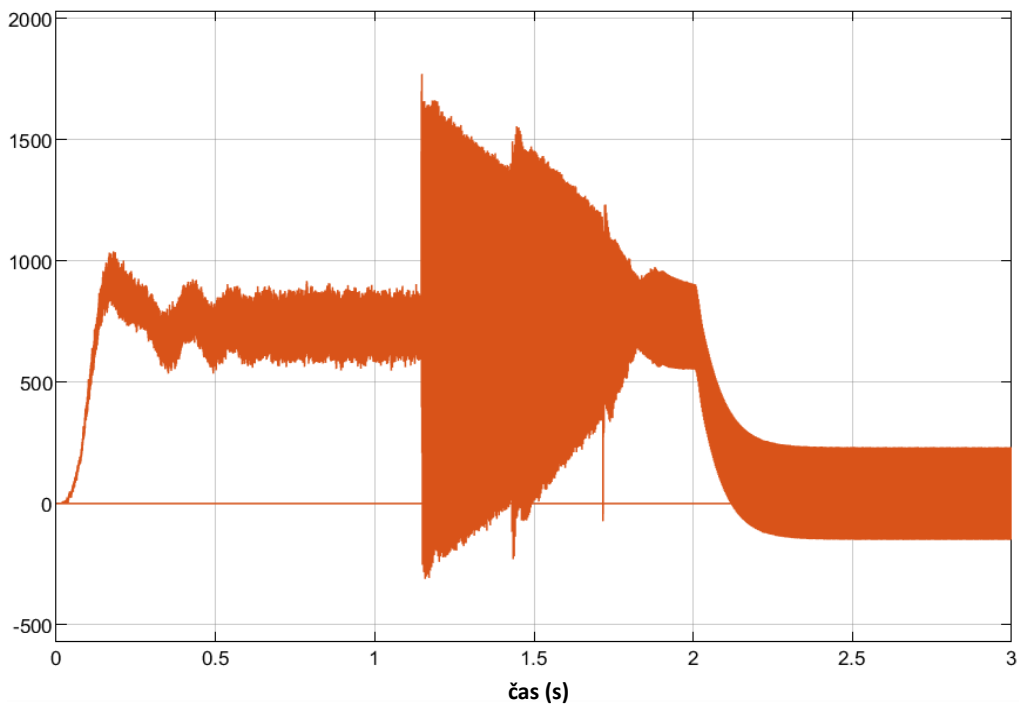
Jak je možné vidět na průbězích 4-39 a 4-40, tak při přechodu mezi SHEPWM a Central 60 PWM dochází k většímu nárůstu a zvlnění proudu a momentu než v případě SHE modulace. Zatímco při přechodu mezi SVPWM a SHEPWM došlo k nárůstu proudu o asi 100 A a momentu o asi 300 Nm, tak při přechodu mezi SVPWM a Cental 60 modulací k nárůstu o asi 200 A a 600 Nm.

Rovněž byl simulován přechod mezi SHEPWM a Central 60 PWM s  $N=13$ , u které je spínací frekvence střídače srovnatelná se spínací frekvencí SHE7 modulace, nicméně proudy byly téměř totožné jako proudy u přechodu mezi SHEPWM a Central 60 PWM s  $N=7$ . Naopak při simulování přechodu mezi SHEPWM a Central 60 PWM s  $N=3$  došlo k nárůstu špičkové hodnoty statorového proudu na hodnotu téměř 800 A.

Průběh proudu a momentu během rozběhu motoru je na obr. 4.45 a 4.46.



Obr. 4-45 Statorový proud motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi Central 60 PWM



Obr. 4-46 Moment motoru při U/f rozběhu s přepínáním mezi Central 60 PWM

## ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byly vytvořeny modely umožňující implementaci několika typů synchronních modulací na model napěťového střídače v prostředí Simulink. První kapitola práce se zabývá možnostmi modelování asynchronního motoru, přičemž na základě rovnic z této kapitoly byl vytvořen model asynchronního motoru využívaný v simulační části. Druhá kapitola popisuje princip fungování napěťového střídače a možnosti jeho modelování pomocí rovnic. Dále jsou zde vysvětleny principy některých asynchronních a synchronních modulačních strategií. Je zde rovněž představen algoritmus pro generování spínacích signálů pro synchronní modulaci SHE pomocí Newton-Raphsonovy metody. Tento algoritmus byl implementován v Matlabu a na jeho základě vznikly sady spínacích signálů pro 3 různé typy SHE modulací a pro 117 hodnot modulačních indexů. Třetí kapitola práce uvádí přehled řídicích strategií pro pohony s asynchronním motorem.

V simulační části práce jsou nejprve implantovány SHE modulace, přičemž sady vypočtených spínacích úhlů jsou vloženy do spínací tabulky a vybírány na základě modulačního indexu. V modelech je implementována modulace SHE7, která umožňuje eliminovat harmonické složky nižšího než 23. řádu, modulace SHE5, která umožňuje eliminovat harmonické složky nižšího než 17. řádu a modulace SHE3 která umožňuje eliminovat harmonické složky nižšího než 11. řádu. FFT analýzy zároveň ukázaly, že i když dojde k eliminaci uvedených harmonických složek, tak dojde zároveň k navýšení harmonických složek vyššího řádu, které se rovněž promítají do celkového harmonického zkreslení signálu THD. Tyto harmonické složky již nemají na proudy motoru takový vliv jako nižší harmonické složky, nicméně z pohledu výpočtu THD mají všechny složky stejnou váhu. THD tedy nelze brát jakožto jediný směrodatný ukazatel kvality modulace.

SHE modulace mají z hlediska vyšších harmonických složek horší vlastnosti než asynchronní modulace prostorového vektoru, nicméně umožňují dosáhnout nižší frekvence spínání spínacích prvků střídače a snížení spínacích ztrát. V práci jsou vyobrazeny průběhy fázových napětí střídače, sdružených napětí zátěže a fázových napětí zátěže pro uvedené typy SHE modulací. Daný typ SHE modulace lze nejjednodušeji rozpoznat z fázového napětí střídače či logických signálů pro spínací prvky, přičemž jsou v práci popsány rozdíly mezi sudými a lichými modulacemi.

Jelikož se synchronní modulace používají až při vyšších frekvencích výstupního napětí střídače, byl dále vytvořen model pro přepínání mezi jednotlivými modulacemi. V rámci  $U/f$  rozběhu motoru bylo přepínáno mezi několika modulacemi, od asynchronní SVPWM, přes 3 typy SHE modulací až k obdélníkovému řízení. V práci jsou uvedeny průběhy statorových napětí motoru, statorových proudů motoru a momentu motoru při přechodech mezi modulacemi. Během přechodu mezi asynchronní SVPWM a SHE7 modulací dochází k nárůstu velikosti proudu a momentu, nicméně tento nárůst je asi dvakrát menší než v případě přechodu mezi SVPWM a central 60 degree modulací, která je implementována v dalším modelu a zároveň několikanásobně menší než v případě přímého přechodu do obdélníkového řízení. Přechod mezi SHE3 modulací a obdélníkovým řízením je po doplnění spínací tabulky o dalších 10 hodnot modulačního indexu relativně hladký.

Central 60 degree modulace je příkladem jednodušeji implementovatelné synchronní modulace bez optimalizačního cíle, která byla dále testována v rámci simulací. Na příslušných průbězích bylo demonstrováno, že má Cental 60 modulace horší vlastnosti z pohledu proudového a momentového zatížení motoru při přechodu mezi asynchronní SVPWM a touto modulací.

## LITERATURA

- [1] Fathy Abouzeid, A.; Guerrero, J.M.; Endemaño, A.; Muniategui, I.; Ortega, D.; Larrazabal, I.; Briz, F. "Control Strategies for Induction Motors in Railway Traction Applications." *Energies* 2020 13, 700. [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/3/700>
- [2] R. Zhang, Z. Yin, J. Liu and S. Yu, "Low Carrier Wave Ratio Modulation Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Metro Traction System: A Comparative Study," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 7, no. 1, pp. 1-16, March 2022 [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9761103>
- [3] J. Chen, R. Ni, T. Li, R. Qiu and Z. Liu, "The Harmonic Characteristic of the Advanced Synchronous SVPWM Overmodulation Strategy," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 148934-148949, 2019 [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8864973>
- [4] Gonzalo Abad, , Gonzalo Abad (ed.). *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications*. John Wiley, 2016. ISBN 9781118954454
- [5] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. *Matematický model asynchronního motoru: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“*. Praha, 2021.
- [6] Andrzej M. Trzynadlowski. *Introduction to Modern Power Electronics*. Praha: John Wiley, 2016. ISBN 9781119003212
- [7] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. *Frekvenční měnič a jeho řízení: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“*. Praha, 2023.
- [8] Yngve Solbakken. *Space vector PWM intro*. Online. Switchcraft. 2017. Dostupné z: <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>. [cit. 2024-08-05].
- [9] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 84-93, January 2002 [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/988673>
- [10] Jessy Ançay "Selective Harmonic Elimination for medium voltage drives" [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/implementation/selective-harmonic-elimination>
- [11] Sahali, Y. & Fellah, Mohammed-Karim. (2003). Selective harmonic eliminated pulse-width modulation technique (SHE PWM) applied to three-level inverter/converter. *Australasian Emergency Nursing Journal*. 1112 - 1117 vol. 2. 10.1109/ISIE.2003.1267980. [cit. 2024-01-02]. [online] Dostupné z: [https://www.researchgate.net/publication/4056165\\_Selective\\_harmonic\\_eliminated\\_pulse-width\\_modulation\\_technique\\_SHE\\_PWM\\_applied\\_to\\_three-level\\_inverterconverter](https://www.researchgate.net/publication/4056165_Selective_harmonic_eliminated_pulse-width_modulation_technique_SHE_PWM_applied_to_three-level_inverterconverter)
- [12] Armi, F., Manai, L., & Besbes, M. (2016). Newton Raphson algorithm for Selective Harmonic Elimination in Asymmetrical CHB Multilevel Inverter using FPGA. [cit. 2024-01-02]. [online] Dostupné z: [https://ipco-co.com/PET\\_Journal/Acecs-2016/158.pdf](https://ipco-co.com/PET_Journal/Acecs-2016/158.pdf)
- [13] Fang, Xiaochun & Lin, Fei & Yang, Zhongping. (2016). An Improved Central 60° Synchronous Modulation for High Transient Performance with PMSM Stator Flux Control Used in Urban Rail Transit Systems. *Journal of Power Electronics*. 16. 542-552. 10.6113/JPE.2016.16.2.542. [cit.2024-01-02] [online] Dostupné z: [https://www.researchgate.net/publication/301557617\\_An\\_Improved\\_Central\\_60\\_Synchronous\\_Modulation\\_for\\_High\\_Transient\\_Performance\\_with\\_PMSM\\_Stator\\_Flux\\_Control\\_Used\\_in\\_Urban\\_Rail\\_Transit\\_Systems](https://www.researchgate.net/publication/301557617_An_Improved_Central_60_Synchronous_Modulation_for_High_Transient_Performance_with_PMSM_Stator_Flux_Control_Used_in_Urban_Rail_Transit_Systems)
- [14] Fathy Abouzeid, A.; Guerrero, J.M.; Endemaño, A.; Muniategui, I.; Ortega, D.; Larrazabal, I.; Briz, F. *Control Strategies for Induction Motors in Railway Traction Applications*. *Energies* 2020, 13, 700. [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://doi.org/10.3390/en13030700>
- [15] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. *Vektorová regulace asynchronního pohonu: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“*. Praha, 2021.
- [16] Tomáš Molek. *Elektrifikace českých železnic*. Online. O Energetice. 2015. Dostupné z: <https://oenergetice.cz/elektrina/elektrifikace-ceskych-zeleznic>. [cit. 2024-08-05].
- [17] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May 1973 [online]. [cit. 2024-01-02]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4158397>
- [18] VVVF Geeks. [VVVF SIMULATION] Seoul 4000 Alstom GTO. Online. Youtube. 2022. Dostupné z: [https://www.youtube.com/watch?v=dsYN97yxdR0&ab\\_channel=VVVFGEEKS](https://www.youtube.com/watch?v=dsYN97yxdR0&ab_channel=VVVFGEEKS). [cit. 2024-08-05].



## PŘÍLOHA A: SEZNAM ZKRATEK

### Seznam zkratk

Im	imaginární složka
Re	reálná složka
AC	střídavý proud
DC	stejnoseměrný proud
PWM	pulsně šířková modulace (pulse width modulation)
SHE	selective harmonic elimination
Central 60 PWM	central 60 degree modulace
SVPWM	modulace prostorového vektoru
CLVFC	Closed-loop V/F with torque/flux control (U/f řízení v uzavřené smyčce s řízením momentu/toku)
CLVFC&FF	Closed loop V/F with torque/flux control and feedforward (U/f řízení v uzavřené smyčce s řízením momentu/toku a dopřednou vazbou)