

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra elektrických pohonů a trakce**



**ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU  
MIKROKONTROLÉREM PIC**

**Bakalářská práce**

květen 2024

Filip Sonnenberg



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Sonnenberg** Jméno: **Filip** Osobní číslo: **507637**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Řízení asynchronního motoru mikrokontrolérem PIC**

Název bakalářské práce anglicky:

**Induction Motor Control with Microcontroller PIC**

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte metody regulace rychlosti asynchronních motorů.
2. Prozkoumejte možnosti přípravku dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board k řízení pohonu s asynchronním motorem.
3. Vybraný způsob řízení realizujte na skutečném motoru.
4. Systém řízení doplňte jednoduchým ovládáním a monitoringem.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Javůrek, J., Regulace moderních elektrických pohonů, Grada Publishing, 2003. ISBN 80-247-0507-9.
- [2] Dementyev, Y. N. et al., Control system with sinusoidal PWM three-phase inverter with a frequency scalar control of induction motor, International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 2015, Omsk, Rusko.
- [3] Microchip, dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board User's Guide.
- [4] Microchip, dsPIC30F6010 Data Sheet.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Pavel Koblre, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce**

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

Datum zadání bakalářské práce: **15.02.2024** Termín odevzdání bakalářské práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání bakalářské práce: **21.09.2025**

Ing. Pavel Koblre, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

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



# 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 24. května 2024

.....

## **Poděkování**

V první řadě bych chtěl poděkovat svému vedoucímu Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D., za cenné rady a investovaný čas, nutný pro vytvoření této práce. Dále bych rád poděkoval mé rodině a přátelům za podporu a pomoc i v nelehkých situacích. V neposlední řadě bych rád poděkoval mé přítelkyni Kateřině, za její trpělivost, důvěru a laskavost při průběhu celého mého studia.

## Abstrakt

Náplní této práce je prozkoumání metod řízení asynchronního motoru mikrokontrolérem dsPIC. V práci je stručně popsán asynchronní motor, frekvenční měnič napět'ového typu a některé typy modulace výstupního napětí. Jsou zde popsány základní metody řízení a regulace rychlosti asynchronního motoru napájeného z napět'ového střídače. Dále je zde popsána deska dsPICDEM MC1, mikrokontrolér dsPIC30F6010 a měnič dsPICDEM MC1H, spolu s možnostmi realizace řízení rychlosti pomocí těchto prvků. Konkrétně je popsána implementace jednoho z řízení a na závěr jsou prezentovány naměřené výsledky na reálném motoru z realizovaného řízení.

**Klíčová slova:** Asynchronní motor, frekvenční měnič, napět'ový střídač, skalární řízení, vektorová regulace, dsPIC30F

## Abstract

The subject of this thesis is the exploration of control methods for asynchronous motor using the dsPIC microcontroller. The thesis briefly describes asynchronous motor, voltage-type frequency converter, and various types of output voltage modulation. Basic control methods and speed control of voltage fed asynchronous motor are also outlined. Furthermore, the dsPICDEM MC1 board, dsPIC30F6010 microcontroller, and dsPICDEM MC1H converter are described, along with the possibilities of speed control implementation using these components. Specifically, the implementation of one of the control methods is described, and the measured results on a real motor from the implemented control are presented.

**Keywords:** Asynchronous motor, frequency converter, voltage inverter, scalar control, vector control, dsPIC30F

# Obsah

<b>ÚVOD</b> .....	<b>1</b>
<b>1 ASYNCHRONNÍ MOTOR</b> .....	<b>2</b>
1.1 Konstrukce.....	2
1.2 Princip činnosti.....	2
1.3 Moment asynchronního motoru.....	4
1.4 Matematický model .....	4
1.4.1 Základní předpoklady .....	5
1.4.2 Transformace souřadnic .....	6
1.4.3 Rovnice pro moment .....	6
<b>2 NEPŘÍMÝ FREKVENČNÍ MĚNIČ</b> .....	<b>7</b>
2.1 Vstupní usměrňovač .....	7
2.2 Stejnoseměrný meziobvod.....	7
2.3 Napěťový střídač .....	7
2.4 Metody modulace výstupního napětí.....	8
2.4.1 Obdélníkové řízení .....	9
2.4.2 Modulace prostorového vektoru .....	10
2.4.3 Suboscilační metoda .....	12
2.4.4 Suboscilační metoda s přidáním třetí harmonické.....	13
<b>3 ŘÍZENÍ OTÁČIVÉ RYCHLOSTI</b> .....	<b>14</b>
3.1 Řízení změnou napájecí frekvence .....	14
3.2 Skalární metoda řízení .....	17
3.3 Skalární řízení se zpětnou vazbou .....	17
3.4 Vektorově orientovaná regulace .....	18
3.5 Přímé řízení momentu .....	20
<b>4 POUŽITÉ PŘÍPRAVKY</b> .....	<b>23</b>
4.1 dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board .....	23
4.2 Mikrokontrolér dsPIC30F6010.....	23
4.2.1 I/O PORTS.....	23
4.2.2 QUADRATURE ENCODER INTERFACE (QEI) MODULE .....	24
4.2.3 MOTOR CONTROL PWM MODULE .....	25
4.2.4 10-bit A/D Converter .....	25
4.2.5 Systém přerušování.....	26
4.2.6 UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER TRANSMITTER (UART) MODULE.....	26
4.3 Motor .....	27



4.4	dsPICDEM MC1H 3-Phase High Voltage Power Module .....	27
4.5	Encoder.....	28
<b>5</b>	<b>MOŽNOSTI ŘÍZENÍ PŘÍPRAVKEM DSPICDEM MC1 .....</b>	<b>29</b>
5.1	Skalární řízení bez zpětné vazby .....	29
5.2	Skalární řízení se zpětnou vazbou .....	29
5.3	Vektorová regulace.....	29
<b>6</b>	<b>REALIZACE ŘÍZENÍ.....</b>	<b>31</b>
6.1	Přerušení.....	33
6.2	Inicializace.....	33
6.2.1	<i>Inicializace PWM modulu.....</i>	<i>34</i>
6.2.2	<i>Inicializace ADC.....</i>	<i>34</i>
6.2.3	<i>Inicializace QEI modulu .....</i>	<i>35</i>
6.3	Použité funkce .....	35
6.3.1	<i>Funkce SVM.....</i>	<i>35</i>
6.3.2	<i>Funkce ReadADC .....</i>	<i>36</i>
6.3.3	<i>Funkce PositionCalculation.....</i>	<i>37</i>
6.4	Ovládání .....	37
6.5	Monitoring.....	37
<b>7</b>	<b>NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY.....</b>	<b>38</b>
7.1	Rozběh.....	38
7.2	Reverzace .....	39
7.3	Odezva otáček na skokovou změnu napájecí frekvence.....	40
7.4	Další sejmuté veličiny .....	41
	<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>43</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....</b>	<b>44</b>

# Úvod

Asynchronní motor je střídavý, točivý elektrický stroj, který byl objeven Nikolou Teslou koncem 19. století. Motor pracuje na principu elektromagnetické indukce a název asynchronní vyplývá z faktu, že se otáčky rotoru vždy zpožďují za rychlostí magnetického pole, tedy nejsou synchronní. V dnešní době se jedná o nejrozšířenější motor v elektrotechnice, a to zejména díky jeho jednoduchosti, spolehlivosti a nízké výrobní ceně. Tento druh motoru je využíván v různých aplikacích od domácích spotřebičů až po pohony určené pro elektrickou trakci, nachází se tedy v různých výkonových provedeních, která se pohybují od jednotek wattů až po jednotky megawattů. Jednou z nevýhod asynchronního motoru je nesnadná regulace otáček, ke které je potřeba frekvenčního měniče. V 90. letech 20. století se stalo standardem řízení pomocí mikroprocesorů.

Cílem této práce bylo seznámení se s metodami regulace rychlosti asynchronního motoru, prozkoumání možností řízení pomocí přípravku dsPICDEM MC1 a realizace jedné z metod na skutečném přípravku. Práce je rozdělena do sedmi částí. V první části je obecně popsán asynchronní motor a jeho princip. Ve druhé části je popsán frekvenční měnič napět'ového typu a metody modulace výstupního napětí. Dále jsou představeny metody řízení asynchronního motoru a jsou zde uvedeny typické metody řízení a regulace. Ve čtvrté části jsou popsány přípravky, které byly dále použity pro realizaci řízení na skutečném motoru. V následujících částech jsou popsány možné metody řízení asynchronního motoru, s použitím mikrokontroléru dsPIC30F6010 a přípravky dsPICDEM, realizace skalárního řízení bez zpětné vazby v prostředí MPLAB X IDE a naměřené výsledky z řízení skutečného motoru.

# 1 Asynchronní motor

## 1.1 Konstrukce

Asynchronní motor je tvořen ze dvou hlavních částí – statoru a rotoru, které jsou vzájemně odděleny vzduchovou mezerou. Vzduchová mezera je největší překážkou v cestě magnetického toku, proto se snažíme, aby její velikost byla co nejmenší, typicky bývá 1 až 3 mm.

Stator je konstrukčně tvořen vzájemně izolovanými plechy z oceli, a to z důvodu omezení ztrát vířivými proudy. Tyto plechy jsou nalisovány na kostru motoru. Na vnitřním obvodu statoru se nacházejí drážky, v nichž je uloženo nejčastěji třífázové statorové vinutí. Vinutí je vyvedeno do svorkovnice, kde jsou fáze vinutí spojeny buď do hvězdy nebo do trojúhelníku.

Rotor je rovněž, ze stejného důvodu jako stator, tvořen z izolovaných plechů. U asynchronních motorů rozlišujeme dva druhy rotorů. Jedním je rotor s vinutou kotvou neboli kroužkový rotor, kde rotorové trojfázové vinutí je vyvedeno na kroužky, na které dosedají kartáče, které mohou být vyvedeny na spouštěcí odpory. Tento typ motoru je vhodný pro těžké rozběhy, u kterých je potřeba velkého záběrného moment. Druhým typem je rotor s kotvou nakrátko. Zde je vinutí tvořeno tyčemi, které jsou přes čela na obou stranách spojena dokrátko. Rotor je nalisován na hřídel, na jejímž konci se může pro vlastní chlazení nacházet ventilátor.  
[1]

## 1.2 Princip činnosti

Asynchronní motor pracuje s točivým magnetickým polem. Pro vytvoření točivého pole je potřeba splnit následující předpoklady:

- na statoru jsou alespoň dvě prostorově vzájemně posunutá vinutí,
- tato vinutí jsou protékána střídavými, časově vzájemně posunutými proudy.

Pro vznik kruhového točivého pole je potřeba na statoru mít trojfázové vinutí, kde jednotlivé fáze jsou mezi sebou prostorově posunuty o  $120^\circ/p_p$ , kde  $p_p$  je počet pólů stroje. Zároveň toto vinutí musí být napájeno třífázovým harmonickým napětím, a tedy i protékáno trojfázovými, symetrickými, mezi sebou o  $120^\circ$  posunutými proudy.

Asynchronní motor pracuje na principu elektromagnetické indukce. Splněním podmínek uvedených výše vytvoříme točivé magnetické pole, které do závitů indukuje napětí o velikosti:

$$U_i = \frac{d\Psi}{dt}, \quad (1-1)$$

kde  $\Psi$  je spřažený magnetický tok. Efektivní hodnota indukovaného napětí bude při průchodu harmonického proudu:

$$U_i = 4,44\Phi_m f_1 N k_v, \quad (1-2)$$

kde  $\Phi_m$  je amplituda magnetického toku,  $f_1$  je napájecí frekvence,  $N$  je počet závitů a  $k_v$  je činitel vinutí. Točivé pole bude do závitů rotoru indukovat napětí. Jelikož je rotor uzavřený obvod, začne v něm podle Lenzova zákona protékat proud takovým směrem, aby vytvořil své vlastní magnetické pole, které působí proti změně, která tento proud vyvolala a jehož důsledkem se vytvoří rotorové magnetické pole. Tato dvě pole na sebe vzájemně působí, interagují spolu a otáčí se synchronní rychlostí:

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p_p}. \quad (1-3)$$

Na rotorové vodiče, které se nacházejí ve vzniklém magnetickém poli, působí síla podle Ampérova zákona síly:

$$\mathbf{F} = I(\mathbf{l} \times \mathbf{B}), \quad (1-4)$$

kde  $I$  je velikost proudu, protékající závitů,  $\mathbf{l}$  je aktivní délka vodiče, která zasahuje do magnetického pole a  $\mathbf{B}$  je vektor magnetické indukce. Důsledkem této síly vznikne moment, který svým působením roztočí rotor ve směru otáčení pole. Rotor se snaží dohnat magnetické pole, aby zamezil protínání indukčních čar vodiči rotoru a tím i indukování napětí. Pokud by se tak stalo a rotor by magnetické pole dohnal a točil by se tedy synchronní rychlostí, vzájemná rychlost by byla nulová a přestalo by se indukovat napětí, ovšem rotor se samovolně do této rychlosti nikdy dostat nemůže. [1]

Z předešlé úvahy můžeme pro motor usoudit, že rychlost rotoru  $\Omega$ , o frekvenci  $f$ , bude vždy menší, než je rychlost magnetického pole  $\Omega_1$ . Rotor se tedy vždy zpožďuje oproti magnetickému poli. Toto zpoždění nazýváme skluz  $s$  a definujeme ho jako:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}. \quad (1-5)$$

Rotorové veličiny (napětí a proud) mají tzv. skluzovou frekvenci  $f_2$ . Skluzová frekvence je rozdílem synchronní frekvence magnetického pole  $f_1$  a frekvence rotoru  $f$ , kterou můžeme podle (1-5) upravit do tvaru

$$f_2 = f_1 - f = s f_1 \quad (1-6)$$

Ze vztahu (1-5) vyjádříme otáčivou rychlost rotoru  $\Omega$ , za  $\Omega_1$  dosadíme (1-3) a dostaneme

$$\Omega = \Omega_1(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p_p}(1 - s). \quad (1-7)$$

Z (1-7) můžeme vidět možnosti změny otáčivé rychlosti rotoru. Podrobněji se těmito metodám budeme věnovat v kap. 3. Pro hlubší pochopení metod řízení rychlosti, je potřeba nejprve představit matematický model asynchronního motoru.

### 1.3 Moment asynchronního motoru

Moment asynchronního stroje s kotvou nakrátko (uvažujeme tedy  $U_2 = 0$ ,  $P_2 = 0$ ) v ustáleném stavu se určí ze vztahu:

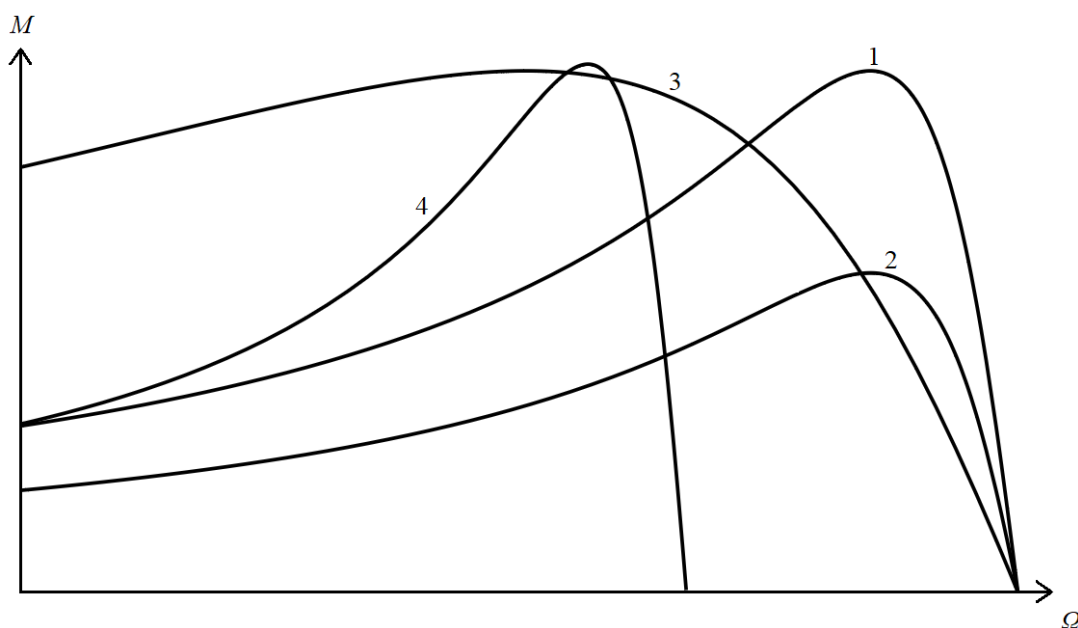
$$M = \frac{3}{\Omega_1} \frac{R'_2}{s} \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R'_2}{s})^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}, \quad (1-8)$$

kde  $R_1$  je odpor statorového vinutí,  $R'_2$  je odpor rotorového vinutí přepočítaný na stator,  $U_1$  je statorové napětí,  $X_{1\sigma}$  je rozptylová reaktance statoru a  $X'_{2\sigma}$  je rozptylová reaktance rotoru přepočítaná na stator.

Průběh momentu v závislosti na otáčkách (popř. na skluzu  $s$ ), při konstantním napájecím napětí  $U_1 = \text{konst.}$  a konstantní napájecí frekvenci  $f_1 = \text{konst.}$ , nazýváme statickou momentovou charakteristikou, jejíž průběh je vidět na Obr. 1-1.

Analýzou vztahu (1-8) zjistíme, že moment asynchronního stroje je možno měnit:

- změnou napájecího napětí  $U_1$ ,
- změnou napájecí frekvence  $f_1$ ,
- změnou činného odporu rotoru  $R'_2$ .



Obr. 1-1 Statická momentová charakteristika. 1 – přirozená, 2 – při snížení napájecího napětí  $U_1$ , 3 – při změně rotorového odporu  $R'_2$ , 4 – při změně napájecí frekvence  $f_1$

### 1.4 Matematický model

Jedná se o základ moderních metod regulace a slouží pro simulace chování modelovaného stroje.

### 1.4.1 Základní předpoklady

Odvození matematického modelu asynchronního motoru probíhá za použití následujících zjednodušujících podmínek: [2]

- vinutí statoru je souměrné (jednotlivé fáze statoru disponují stejnými odpory, vlastními indukčnostmi a vzájemnými indukčnostmi),

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R_s \\ L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L_{ss} \\ L_{ab} &= L_{bc} = L_{ca} = M_s \end{aligned} \quad (1-9)$$

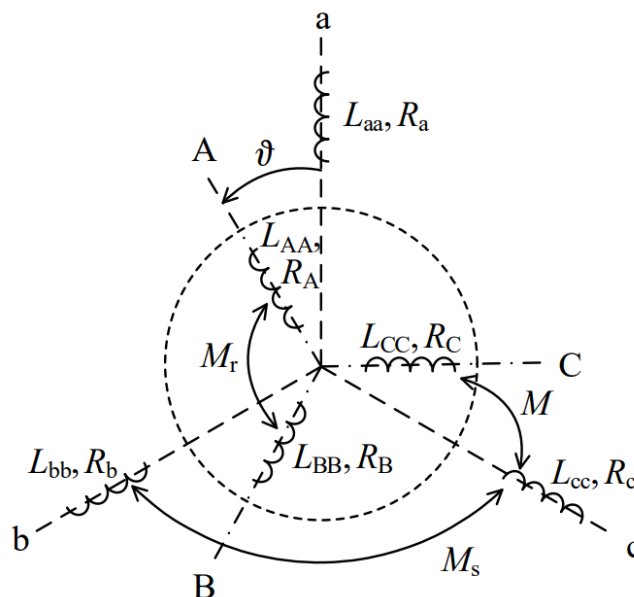
- vinutí rotoru je souměrné (jednotlivé fáze rotoru disponují stejnými odpory  $R$ , vlastními indukčnostmi  $L$  a vzájemnými indukčnostmi  $M$ ),

$$\begin{aligned} R_A &= R_B = R_C = R_r \\ L_{AA} &= L_{BB} = L_{CC} = L_{rr} \\ L_{AB} &= L_{BC} = L_{CA} = M_r \end{aligned} \quad (1-10)$$

- vzduchová mezera mezi státorem a rotorem je konstantní (tedy zanedbáváme drážkování),
- statorová i rotorová vinutí jsou po obvodu stroje rozložena sinusově, jednotlivé fáze jsou posunuty o  $120^\circ$  vůči sobě,
- zanedbáváme ztráty v železe,
- neuvažujeme sycení magnetického obvodu (uvažujeme pouze práci v lineární části magnetizační křivky).

Rovnice pro napětí jednotlivých fází na Obr. 1-2 potom budou ve tvaru:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt}, \text{ kde } k = a, b, c, A, B, C \quad (1-11)$$



Obr. 1-2 Třífázový systém rotorového a statorového vinutí [2]

### 1.4.2 Transformace souřadnic

Jde se o převedení rovnic do nového souřadného systému. Zde jsou představeny dvě transformace souřadnic používané v matematickém modelu asynchronního motoru.

První je transformace ze stojícího tříosého systému  $abc$  do stojícího dvouosého systému  $\alpha\beta$ . Transformace se určí pomocí následujícího vztahu: [2]

$$\mathbf{I}^{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}, \quad (1-12)$$

Kde  $\mathbf{I}^{\alpha\beta}$  je prostorový vektor,  $K$  je koeficient nutný pro zachování invariance výkonu a nejčastěji se volí jako  $K = 2/3$ .

Obecně lze provést transformaci ze stojícího dvouosého systému  $\alpha\beta$  do dvouosého systému  $dq$  rotujícího obecnou rychlostí  $\omega_k$ . Vhodnou volbou  $\omega_k$  se frekvence transformovaného signálu může snížit, v krajním případě i úplně zastavit (ze střídavého průběhu se stane stejnosměrný a prostorový vektor se nebude otáčet). Když za obecnou rychlost  $\omega_k$  zvolíme rychlost prostorového vektoru, tedy synchronní rychlost otáčení točivého magnetického pole  $\omega_1 = 2\pi f_1$ , prostorový vektor bude mít konstantní souřadnice v souřadnicovém systému  $dq$ . [2]

Přechod ze stojícího dvouosého systému  $\alpha\beta$  do rotujícího dvouosého systému  $dq$  se určí: [2]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} \cos \omega_k t & \sin \omega_k t \\ -\sin \omega_k t & \cos \omega_k t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}. \quad (1-13)$$

Ve vztahu (1-13) dochází pouze k natočení souřadnic a je tedy výkonově invariantní.

Přechod ze stojícího tříosého systému  $abc$  do rotujícího dvouosého systému  $dq$  se potom určí jako: [2]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} \cos \omega_k t & \cos(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega_k t & -\sin(\omega_k t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_k t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}. \quad (1-14)$$

### 1.4.3 Rovnice pro moment

Zde vycházíme z pohybové rovnice: [2], [3]

$$M - M_z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (1-15)$$

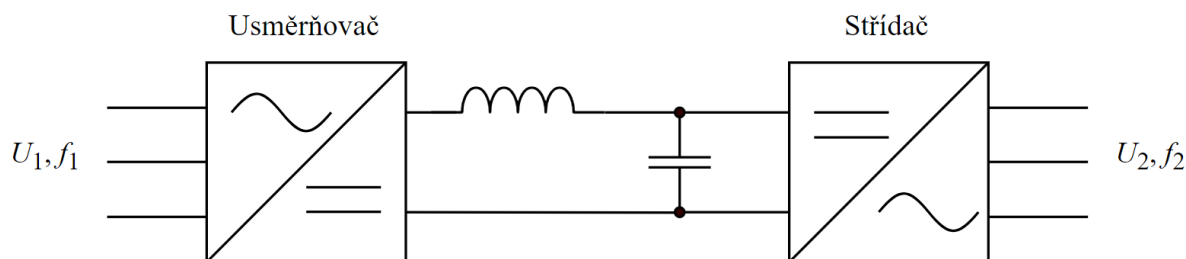
kde  $M$  je moment hnací stroje,  $M_z$  je zátěžný moment a  $J$  je moment setrvačnosti stroje.

Pro okamžitý elektromagnetický moment v  $dq$  souřadnicích platí vztah:

$$M = \frac{3}{2} p_p (\psi_{2d} i_{2q} - \psi_{2q} i_{2d}) \quad (1-16)$$

## 2 Nepřímý frekvenční měnič

Frekvenční měniče můžeme rozdělit do dvou skupin – přímý a nepřímý měnič frekvence. Přímý frekvenční měnič mění vstupní frekvenci přímo, zatímco nepřímý frekvenční měnič je soustava vstupního usměrňovače a výstupního střídače, které jsou vzájemně odděleny stejnosměrným meziobvodem. Dále se budeme zabývat nepřímým frekvenčním měničem napět'ového typu. [4]



Obr. 2-1 Blokové schéma nepřímého frekvenčního měniče napět'ového typu [4] (upraveno)

### 2.1 Vstupní usměrňovač

Jedná se o jednofázový nebo třífázový můstkový usměrňovač. Usměrňovač může být tvořený buď diodami, v tom případě se jedná o usměrňovač neřízený. Další možností je použití řízeného, tyristorového usměrňovače, který umožňuje měnit hodnotu napětí ve stejnosměrném meziobvodu. [4]

### 2.2 Stejnosměrný meziobvod

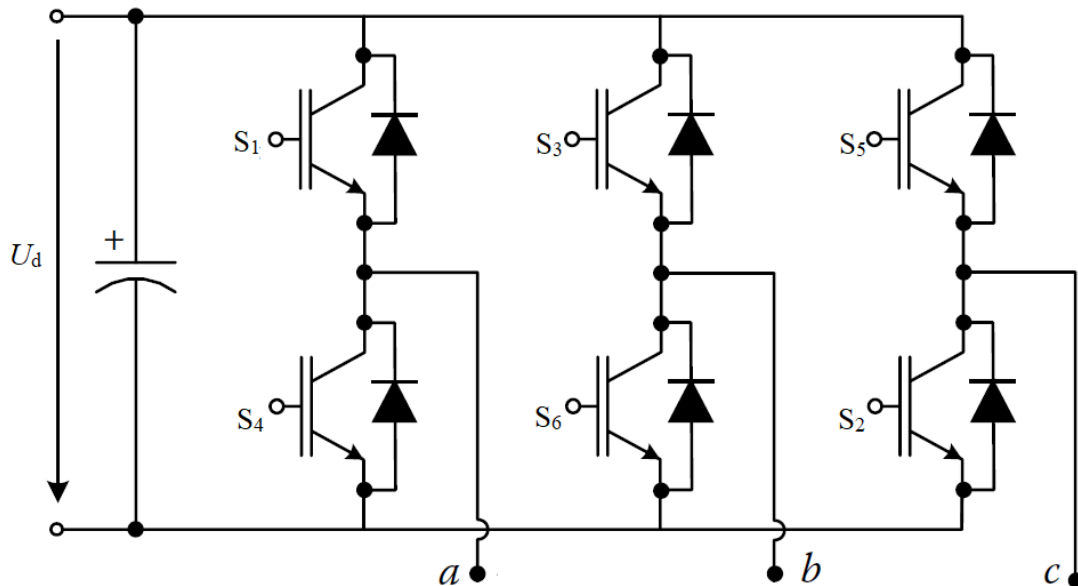
V případě napět'ového frekvenčního měniče obsahuje stejnosměrný meziobvod kondenzátor o velké kapacitě, ten se chová jako zdroj stejnosměrného napětí pro střídač. Další významnou součástí, v případě, kdy je vstupní usměrňovač neřízený, je brzdový odpor se spínacím prvkem, paralelně připojený ke kondenzátoru. Ten najde uplatnění v případě, že motor přejde do generátorického režimu (např. při elektrickém brzdění), kdy je mechanická energie asynchronního stroje přetvořena na elektrickou a přes střídač posílána zpět do stejnosměrného meziobvodu. Jelikož se jedná o diodový usměrňovač, nelze tuto energii vracet zpět do sítě. To může mít za následek značný nárůst napětí na kondenzátoru. Proto je zde brzdový odpor, který je v případě zvýšení napětí ve stejnosměrném meziobvodu nad určitou hodnotu, spínáný tranzistorem a dochází tedy k přeměně této přebytečné energie na teplo. [4], [5]

### 2.3 Napět'ový střídač

Úkolem střídače je převedení stejnosměrného napětí ze stejnosměrného meziobvodu zpět na střídavé. Třífázový střídač se skládá ze šesti spínačů (např. tranzistory IGBT), kde ke každému spínači je antiparalelně zapojena dioda. Této diodě se též říká „zpětná“. Spínače jsou rozděleny do tří větví, tedy každá větev tvoří jednu fázi. V každé větvi jsou nad sebou umístěny dva spínače, které jsou vždy napájeny ze zdroje stejnosměrného napětí, v tomto případě se jedná o kondenzátor, ze stejnosměrného meziobvodu. Na Obr. 2-2 je zřejmé, že v případě, kdy by došlo k současnému sepnutí dvou spínačů nad sebou, jednalo by se v podstatě o zkrat na



kondenzátoru. Tento stav je ošetřen vložení ochranné doby mezi tím, než dojde k vypnutí jednoho a sepnutí druhého spínače, této ochranné době se též říká *dead time*. [3]-[6]



Obr. 2-2 Napěťový střídač [7](upraveno)

## 2.4 Metody modulace výstupního napětí

Nejčastějším způsobem modulace výstupního napětí je pulzně šířková modulace (PWM), kterou dostaneme vkládáním mezer do výstupního napětí střídače. PWM dovoluje současnou změnu výstupní frekvence a napětí. K realizaci PWM je potřeba referenční signál, nejčastěji pilového průběhu. Podle vlastností referenčního signálu rozlišujeme dva druhy modulace: [5]

- Asynchronní
- Synchronní

U asynchronní modulace je frekvence referenčního signálu konstantní, to znamená, že i spínací frekvence spínačů je konstantní. Nevýhodou této metody je změna počtu sepnutí za periodu výstupního signálu, kdy na nízké výstupní frekvence (velká perioda) připadá větší počet sepnutí, než tomu je u vyšších výstupních frekvencí (menší perioda). [5]

Synchronní modulace se od asynchronní liší spínací frekvencí, která je v nějakém poměru svázaná s výstupní frekvencí, tedy při změně výstupní frekvence se mění i spínací frekvence měniče. Výhodou této metody je snazší přechod do obdélkového řízení v nejvyšší otáčkové oblasti, a tím pádem není výstupní frekvence zkreslená. Nevýhodou této metody je složitý přechod při změně frekvence, kdy se musí zajistit shodná frekvence fází, velikost základní harmonické a napěťové plochy pro sousední modulace. [5]

Dále se budeme zabývat asynchronními typy modulací a bude představeno i obdélkové řízení.

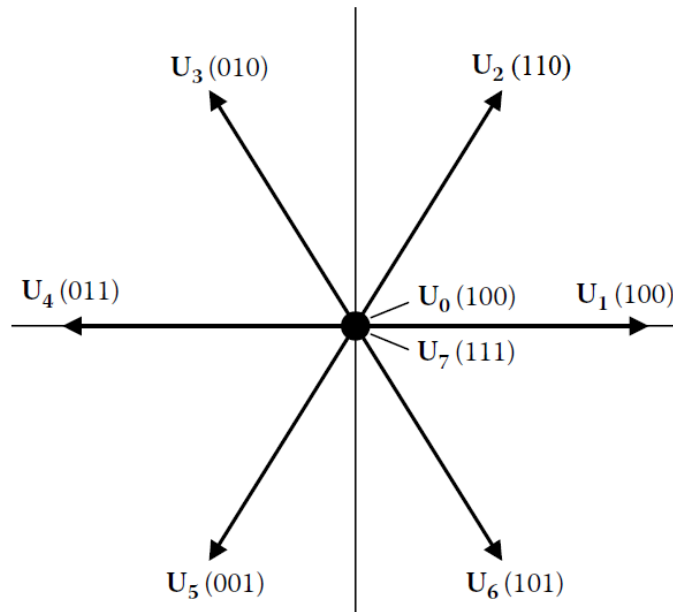
### 2.4.1 Obdélníkové řízení

Jedná se o nejjednodušší metodu řízení výstupního napětí. Výhodou této metody je vysoký obsah základní harmonické výstupního napětí. Hlavní nevýhodou je nepříznivý průběh výstupního proudu. [3], [5]

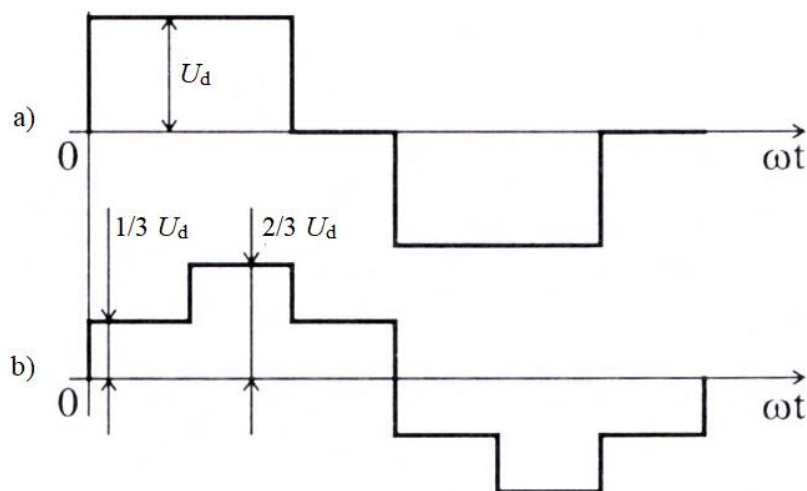
Napěťový střídač obsahuje šest spínacích prvků, rozdělených do třech větví, kdy v každé větvi může být sepnut vždy pouze jeden spínací prvek, existuje celkem tedy 8 možných kombinací sepnutí. Tyto kombinace jsou zobrazeny v Tab. 2-1. Dva z těchto stavů dají v součtu nulové výsledné napětí (stav 0 a 7), těmto stavům říkáme pasivní. Zbylých šest stavů nazýváme aktivní, kdy každá kombinace sepnutí dá dohromady jeden z prostorových vektorů, vzájemně posunutých o  $60^\circ$ , které jsou na Obr. 2-3. Pokud budeme spínat v pořadí 1-6, popř. 6-1, dostaneme průběh výstupního napětí viditelný na Obr. 2-4, kde v části a) je vidět průběh typický pro sdružené napětí a v části b) průběh fázového napětí. Velikost sdruženého napětí dosahuje hodnot  $\pm U_d$ , zatímco fázové napětí dosahuje velikosti  $\pm 1/3 U_d$  a  $\pm 2/3 U_d$ . [3], [5], [6]

Tab. 2-1 Spínací kombinace

Stav	Větev		
	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>
<b>0</b>	0	0	0
<b>1</b>	1	0	0
<b>2</b>	1	1	0
<b>3</b>	0	1	0
<b>4</b>	0	1	1
<b>5</b>	0	0	1
<b>6</b>	1	0	1
<b>7</b>	1	1	1



Obr. 2-3 Prostorové vektory při spínání podle Tab. 2-1 [7] (upraveno)

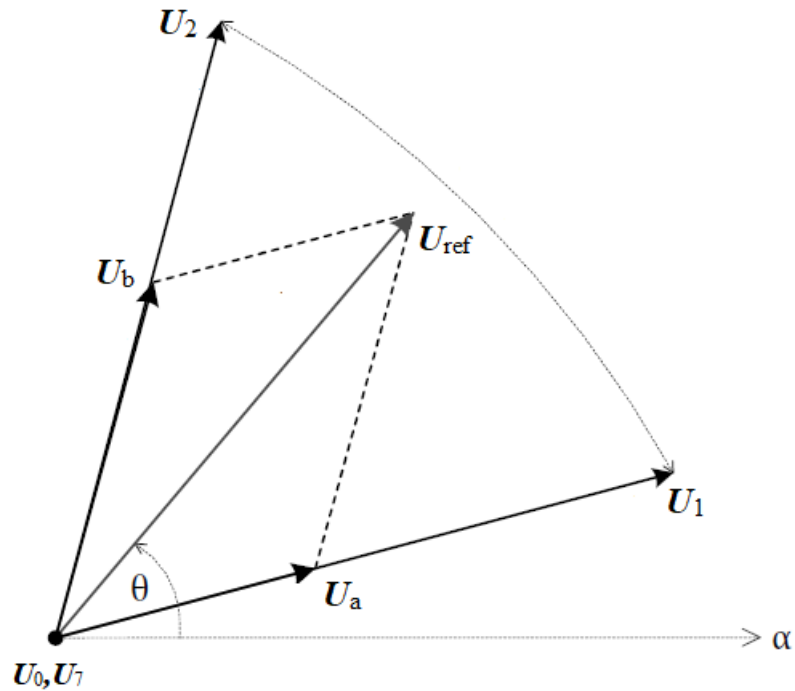


Obr. 2-4 Průběh napětí při obdelníkovém řízení. a) sdružené napětí, b) fázové napětí [5]

Je tedy patrné, že při použití této metody, pokud stejnosměrný obvod měniče obsahuje konstantní stejnosměrné napětí, nelze měnit amplitudu výstupního napětí. Tato metoda není tedy vhodná pro řízení rychlosti asynchronního motoru v základní oblasti, jelikož nelze dosáhnout konstantního poměru  $U/f$ , a tedy ani konstantního momentu. Tuto metodu lze použít po dosažení jmenovitého napětí, v oblasti odbuzování. [3], [5]

## 2.4.2 Modulační metoda prostorového vektoru

Jedná se o asynchronní modulační metodu pro třífázový střídač, vycházející z obdelníkového řízení. Na Obr. 2-5 můžeme vidět dva hraniční prostorové vektory  $U_1$  a  $U_2$  a požadovaný prostorový vektor  $U_{ref}$ . Princip této metody vychází z faktu, že každou libovolnou napěťovou plochu je možné vygenerovat pomocí vhodné kombinace sousedních prostorových vektorů. [5], [6]



Obr. 2-5 Modulace prostorového vektoru [7] (upraveno)

Pro referenční vektor napětí můžeme psát: [6]

$$U_{ref}T_c = U_a + U_b = U_1t_1 + U_2t_2 + (U_0 \text{ nebo } U_7)t_0, \quad (2-1)$$

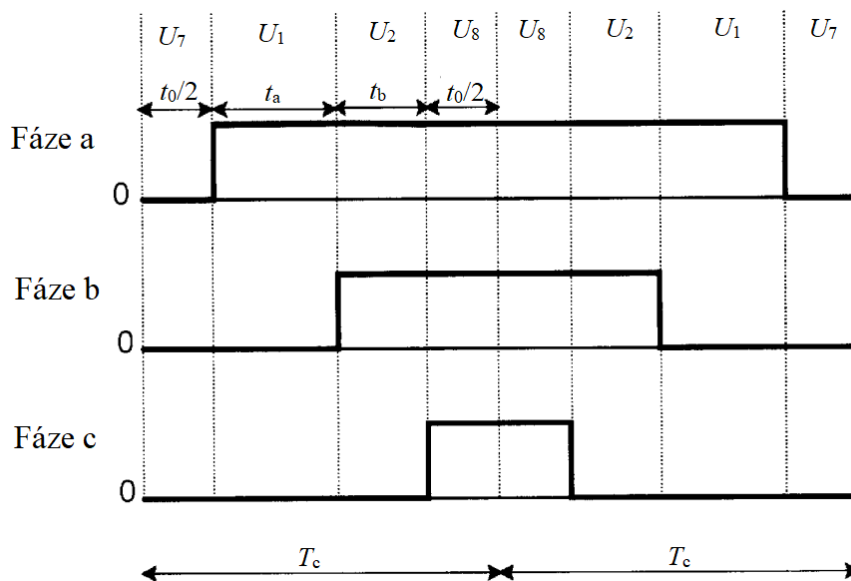
kde  $T_c$  je modulační perioda,  $t_1$  a  $t_2$  jsou časy potřebné pro vytvoření požadovaného prostorového vektoru napětí a  $t_0$  je zbývající doba pro vyplnění  $T_c$  vektorem o velikosti 0 ( $U_0, U_7$ ). Pro tyto rovnice platí: [6]

$$t_1 = \frac{U_a}{U_1}T_c, \quad (2-2)$$

$$t_2 = \frac{U_b}{U_2}T_c, \quad (2-3)$$

$$t_0 = T_c - (t_1 + t_2). \quad (2-4)$$

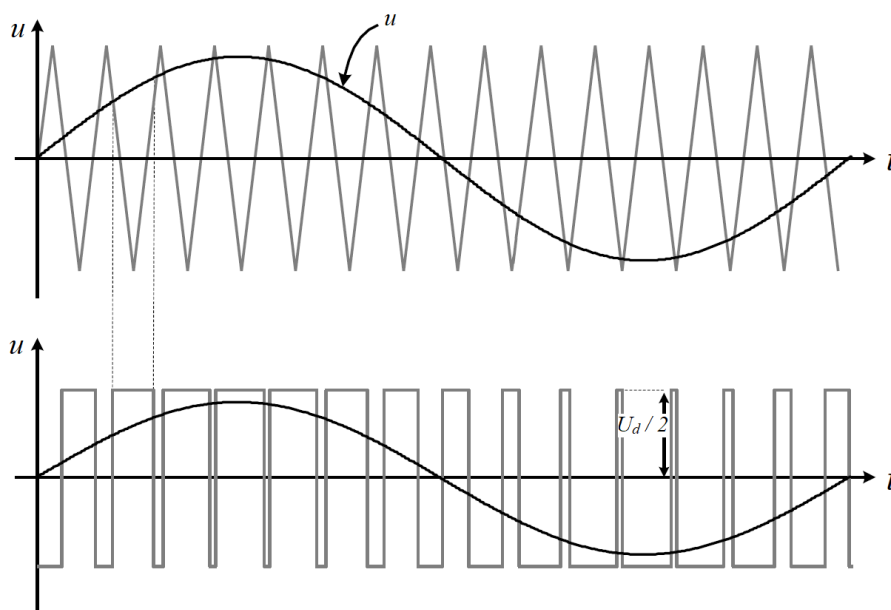
Naznačené poměry můžeme vidět na Obr. 2-6.



Obr. 2-6 Spínací poměry při modulaci prostorého vektoru [5]

### 2.4.3 Suboscilační metoda

Základem této metody je nosný a referenční signál. Nosný signál má pilový průběh s frekvencí a amplitudou větší, než je frekvence a amplituda signálu referenčního. Frekvence referenčního signálu bývá několikanásobně vyšší než frekvence požadovaného průběhu. Na Obr. 2-7 můžeme vidět průběh referenčního a požadovaného signálu. V momentě, kdy dojde k průsečíku referenčního a modulovaného signálu, dojde k přepnutí spínacího prvku jedné fáze, zároveň musí být zajištěna ochranná doba, aby nedošlo k současnému sepnutí dvou spínačů nad sebou. Výsledkem je tedy pulzně šířková modulace. Typický průběh pro sinusový referenční signál je opět viditelný na Obr. 2-7. [3], [5]

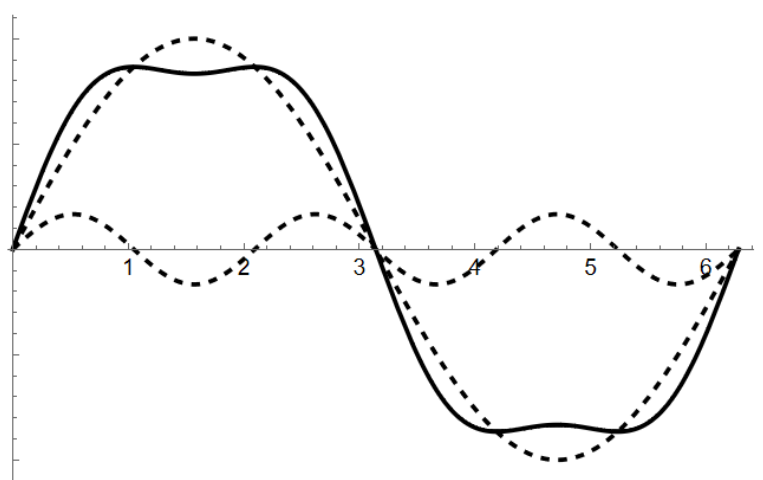


Obr. 2-7 Suboscilační metoda [7] (upraveno)

#### 2.4.4 Suboscilační metoda s přidáním třetí harmonické

Princip je shodný se suboscilační metodou z kap. 2.4.3, rozdílem je deformace výstupního napětí, přidáním složky třetí harmonické k referenčnímu sinusovému signálu (první harmonická), čímž dostaneme průběh na Obr. 2-8. Jak je vidět, došlo ke zmenšení maxima o hodnotu  $\sqrt{2}/2$  neboli 0,866. Tento fakt dovoluje zvýšit hodnotu amplitudy první harmonické ( $2/\sqrt{2}$ )krát, přibližně tedy 1,414krát. Výstupní hodnota fázového napětí bude tedy o 1,414krát větší než při klasické suboscilační metodě. Díky zvýšené hodnotě výstupního napětí je možné dosáhnout větší hodnoty maximálního momentu. [5], [8]

Hlavní výhodou této metody je tedy dosažení větší hodnoty výstupního napětí (lepší využití napětí stejnosměrného meziobvodu), než u klasické suboscilační metody. Nevýhodou je zvýšení obsahu lichých vyšších harmonických. [8]



Obr. 2-8 Deformace referenčního signálu přidáním třetí harmonické [8]

### 3 Řízení otáčivé rychlosti

Nejprve je důležité si představit pojem řízení. Řízením je cílevědomá činnost, založená na vyhodnocení a zpracování informací o řízeném objektu nebo procesu a o dějích vně tohoto objektu. Výsledkem jsou zásahy, ty vedou k požadovanému cíli při splnění zadaných kritérií. Řízení je dále možno rozdělit na další dva důležité pojmy. [3]

Prvním z nich je ovládání. Jedná se o druh řízení, při kterém se výsledek zásahu neporovnáva okamžitě s žádaným stavem. Typ a míra určitého zásahu se určují na základě znalosti očekávané reakce systému, vlivů okolí a dalších informací z nadřazeného řídicího systému. [3]

Druhým pojmem je regulace. Je to nejčastější a nejdůležitější typ řízení. Jeho základem je udržování potřebných fyzikálních veličin na předem daných hodnotách, případně zajištění optimálního přechodu na nově zadané hodnoty těchto veličin podle stanovených optimalizačních kritérií. Během regulace se okamžitě vyhodnocují hodnoty regulovaných veličin a odezvy na regulační zásahy. Na základě těchto vyhodnocení se aktuálně upravuje činnost regulátoru. Regulátor pracuje se zpětnou vazbou a zajišťuje potřebnou dynamiku a přesnost regulačního procesu. [3]

#### 3.1 Řízení změnou napájecí frekvence

V kap. 1.2 byl odvozen vztah (1-7), z kterého jsou patrné základní možnosti řízení otáčivé rychlosti:

$$\Omega = \frac{2\pi f_1}{p_p} (1 - s). \quad (3-1)$$

V současné době je řízení změnou napájecí frekvence  $f_1$  nejrozšířenějším druhem řízení. Je k tomu ale zapotřebí měnič frekvence. Základ frekvenčního řízení vychází z následujících vztahů: [5]

$$U = RI + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (3-2)$$

$$\Psi = |\Psi| e^{j\omega t}. \quad (3-3)$$

Při uvážení, že  $\omega = 2\pi f$ ,  $\Psi = \text{konst.}$  a následném provedení derivace dostaneme vztah pro napětí jedné fáze ve tvaru: [5]

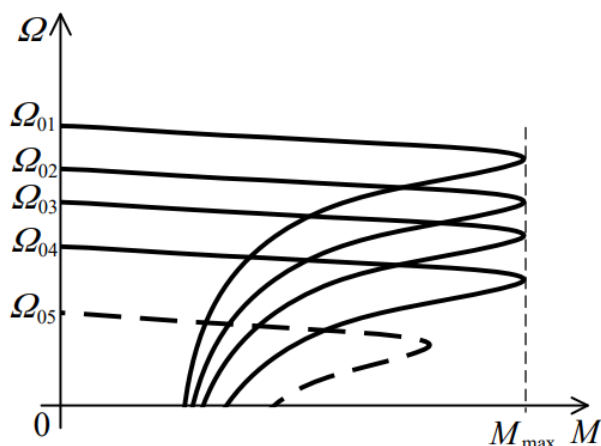
$$u_1 = R_1 i_1 + k f_1 \Psi_1. \quad (3-4)$$

Po zanedbání úbytku napětí na statorovém odporu  $R_1$  dostaneme vztah pro mag. tok: [5]

$$\Psi = \frac{u_1}{f_1}, \quad (3-5)$$

Je tedy vidět, že při dodržení konstantního poměru  $u_1/f_1$ , udržujeme konstantní i magnetický tok.

Na Obr. 3-1 můžeme vidět mechanickou charakteristiku  $M = f(\Omega)$ , ze které je patrné, že při změně napájecí frekvence  $f_1$  se mění pouze synchronní rychlost  $\Omega_1$  a v mechanické charakteristice dochází k posunu po ose  $\Omega$ . [3]



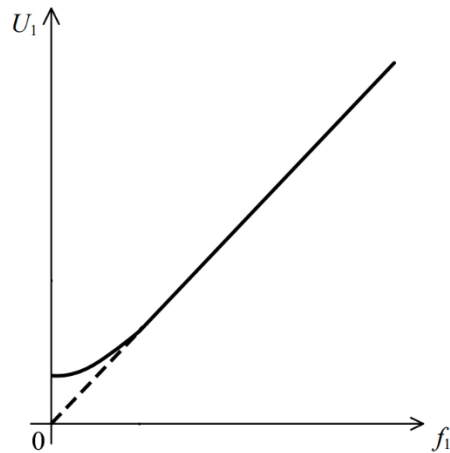
Obr. 3-1 Mechanická charakteristika asynchronního motoru při změně napájecí frekvence [3]

Vztah pro moment zvratu  $M_{\max}$ , který dostaneme jako maximum ze vztahu (1-8), při zanedbání rotorových i statorových odporů, je následující: [3]

$$M_{\max} = \frac{3}{2} \frac{p_p}{(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2} \frac{U_1^2}{(2\pi f_1)^2}. \quad (3-6)$$

Ze vztahu je vidět, že při dodržení poměru  $U_1/f_1 = \text{konst.}$  zůstává konstantní i moment zvratu  $M_{\max}$ , tento fakt je vidět i na Obr. 3-1. Tímto způsobem lze napájecí frekvenci a napětí měnit v rozsahu od 0 Hz do frekvence jmenovité  $f_{1n}$ . Problém ovšem nastává v oblasti nízkých frekvencí, kdy velikost reaktance  $X_{1\sigma} = 2\pi f_1 L_{1\sigma}$  je téměř shodná jako velikost statorového odporu  $R_1$ . Úbytek napětí vzniklý na statorovém odporu nelze již z tohoto důvodu zanedbat, jelikož by došlo k poklesu napětí na svorkách motoru a tím i poklesu momentu zvratu. Tento fakt je potřeba kompenzovat. To se provede zvýšením napětí na svorkách motoru v této oblasti. Tato oblast se nazývá „boost“ nebo „šavle“ a můžeme ji vidět na Obr. 3-2. [3], [5]



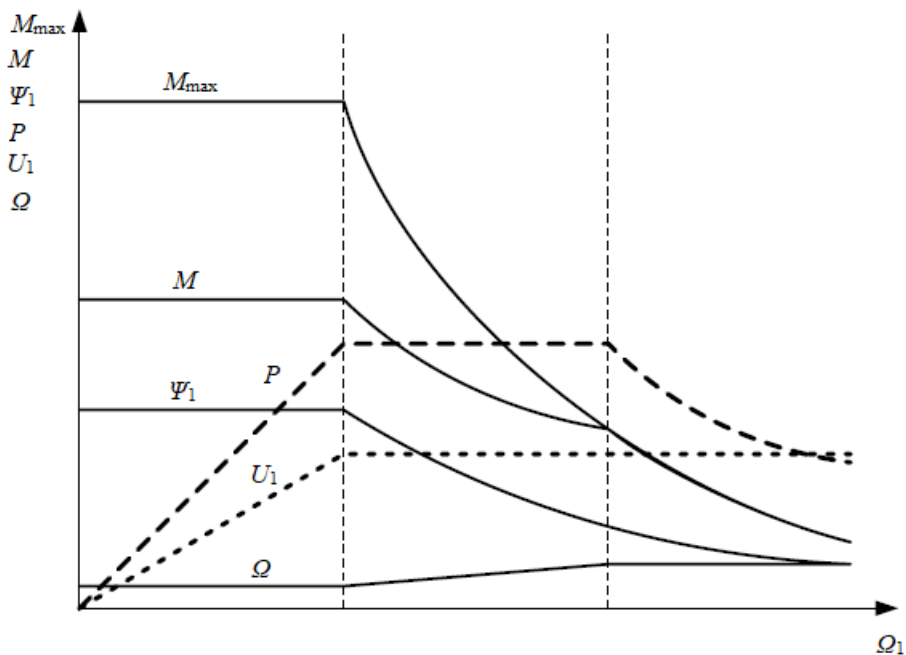


Obr. 3-2 Průběh  $U_1=f(f_1)$  pro kompenzaci úbytku napětí při nízkých frekvencích [3]

Po dosažení jmenovité frekvence  $f_{1n}$  je dosaženo jmenovitého napětí (maximální možná hodnota). Z tohoto důvodu dalším zvyšováním frekvence nelze již udržet konstantní magnetický tok. Ten v této oblasti bude úměrný  $\Psi \sim 1/f_1$ . Tato oblast se nazývá oblast odbuzování a lze ji dále rozdělit na další dvě části. Tyto oblasti můžeme vidět na Obr. 3-3. [7]

První část je pro frekvence  $f_{1n} < f < f_{1max}$  a nazývá se oblast s konstantním výkonem. V této oblasti je moment úměrný  $M \sim 1/f_1$  a maximální moment  $M \sim 1/f_1^2$ . Název vyplývá z faktu, že napájecí napětí a odebíraný proud jsou konstantní, a tedy i odebíraný výkon je konstantní. Frekvenci lze zvyšovat od frekvence jmenovité  $f_{1n}$  do maximální frekvence  $f_{1max}$ , která je dána bodem, kde dojde k protnutí křivky momentu a maximálního momentu. [3], [5], [7]

Frekvenci lze zvyšovat i nad maximální hodnotu, ale k tomu již musí dojít k omezení satorového proudu. Tato metoda ovšem nenachází praktické využití. [7]

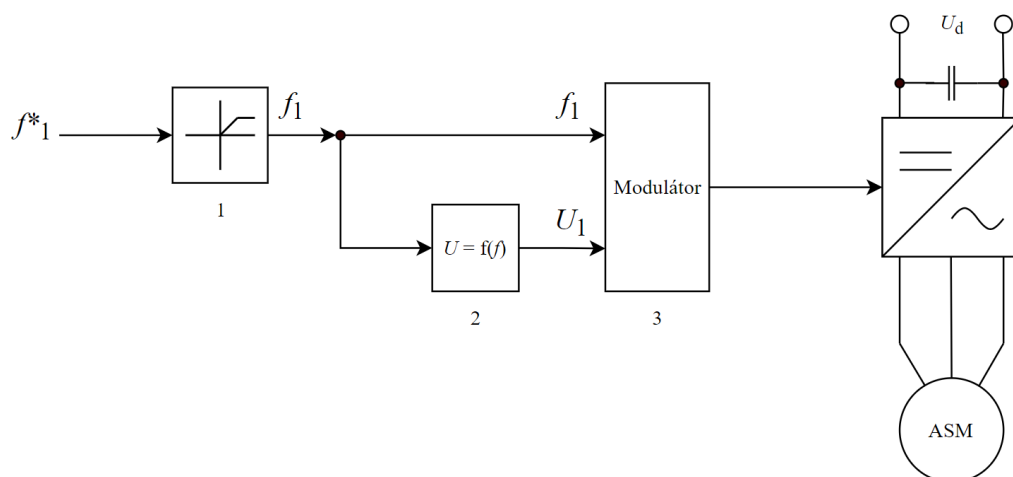


Obr. 3-3 Oblasti frekvenčního řízení [7] (upraveno)

### 3.2 Skalární metoda řízení

Jedná se o poměrně jednoduchou, bezztrátovou a levnou metodu, která nachází značné uplatnění v průmyslu, především u starších pohonů a dynamicky nenáročných aplikací. Řízení rychlosti je založeno na předpokladu, že pracujeme se skalárními veličinami a regulujeme pouze amplitudu a frekvenci napájecího napětí, proudu a magnetického toku. [3], [5]

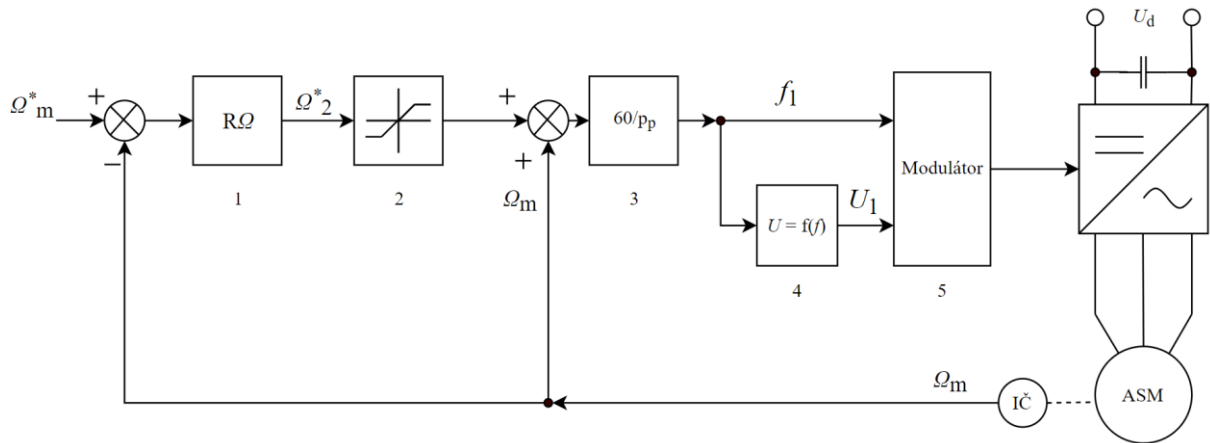
Nejjednodušším příkladem této metody je řízení bez zpětné vazby, které můžeme vidět na Obr. 3-4. V tomto případě dochází pouze k zadání požadavku na žádanou frekvenci  $f_1$ . Pomocí bloku 2, v kterém je závislost  $U=f(f)$ , je určena hodnota statorového napětí  $U_1$ . Z velikostí  $U_1$  a  $f_1$  jsou následně v modulátoru určeny spínací stavy a je generována PWM. Nevýhodou této metody je neschopnost ovládat moment. Při dané frekvenci je požadovaného momentu možné dosáhnout pouze v jednom pracovním bodě, tedy pokud se zátěžný moment změní, změní se i rychlost a dojde k posunu pracovního bodu na momentové charakteristice. V krajním případě tedy může dojít k posunutí bodu mimo lineární část momentové charakteristiky a k přetížení motoru nadproudem. [7], [9]



Obr. 3-4 Skalární řízení bez zpětné vazby [9] (upraveno)

### 3.3 Skalární řízení se zpětnou vazbou

Ke zlepšení vlastností řízení rychlosti může být přidána zpětná vazba. Na Obr. 3-5 můžeme vidět skalární řízení se zpětnou vazbou, která je realizována přidáním čidla otáček a regulátoru rychlosti. Vstupem řízení je žádaná mechanická rychlost rotoru  $\Omega_m^*$ , která se porovná s reálnou rychlostí rotoru  $\Omega_m$ , získanou z čidla otáček, výstupem je regulační odchylka, která je vstupem do regulátoru rychlosti (blok 1). Výstupem z regulátoru je žádaná skluzová rychlost  $\Omega_2^*$ , ta je nejprve omezena v bloku 2, aby nedocházelo k příliš rychlým změnám rychlosti. Dále se skluzová rychlost přičte k reálné mechanické rychlosti, čímž dostaneme požadovanou synchronní rychlost. Ta se dále přečte na požadovanou napájecí frekvenci a zbytek je stejný, jako u metody bez zpětné vazby. [9]



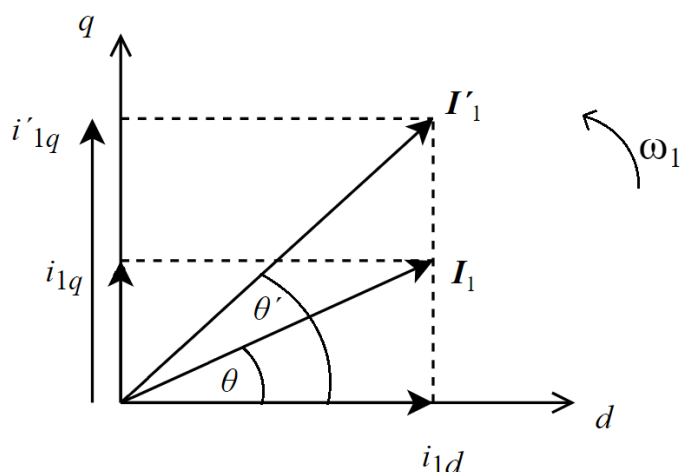
Obr. 3-5 Skalární řízení se zpětnou vazbou [9] (upraveno)

### 3.4 Vektorově orientovaná regulace

Princip této metody je založen na principu stejnosměrného cize buzeného motoru. Moment stejnosměrného cize buzeného motoru  $M = k\Phi I_a = kI_b I_a$  je přímo úměrný kotevnímu a budicímu proudu. Jelikož se jedná o cize buzený stroj, tak jsou tyto dva proudy vzájemně elektricky oddělené. Třífázový asynchronní motor s kotvou nakrátko má ovšem pouze statorové vinutí, a tedy vektor statorového proudu  $I_1$  slouží k řízení momentu i magnetického toku. Rozkladem vektoru statorového proudu  $I_1$  na dvě složky,  $i_{1d}$  a  $i_{1q}$ , můžeme dosáhnout podobných vlastností jako u stejnosměrného cize buzeného motoru. Složka  $i_{1d}$  se nazývá tokotvorná, složka  $i_{1q}$  momentotvorná. Tohoto rozkladu je dosaženo transformací do rotujícího souřadnicového systému  $dq$ . Výhodou této transformace je, že harmonické veličiny se v těchto souřadnicích jeví jako stejnosměrné (konstantní). Vztah pro moment potom bude následující: [6], [7], [10]

$$M = \frac{3}{2} p_p (\psi_{2d} i_{2q} - \psi_{2q} i_{2d}) = k i_{1q} i_{1d} \quad (3-7)$$

Vektorová regulace dovoluje nezávisle řídit moment a magnetický tok, jelikož proudy  $i_{1q}$  a  $i_{1d}$  je možné kontrolovat samostatně, to znamená, že pokud chceme měnit složku  $i_{1d}$ , tak se mění pouze magnetický tok, opačně pokud měníme proud  $i_{1q}$ , mění se pouze moment motoru a magnetický tok zůstává konstantní. To je možné vidět na Obr. 3-6. [6], [7], [10]



Obr. 3-6 Vektorový diagram při změně momentotvorné složky napájecího proudu

Vektorovou regulaci můžeme podle metody určení transformačního úhlu  $\theta$  v  $dq$  souřadnicích rozdělit na dvě skupiny. [10]

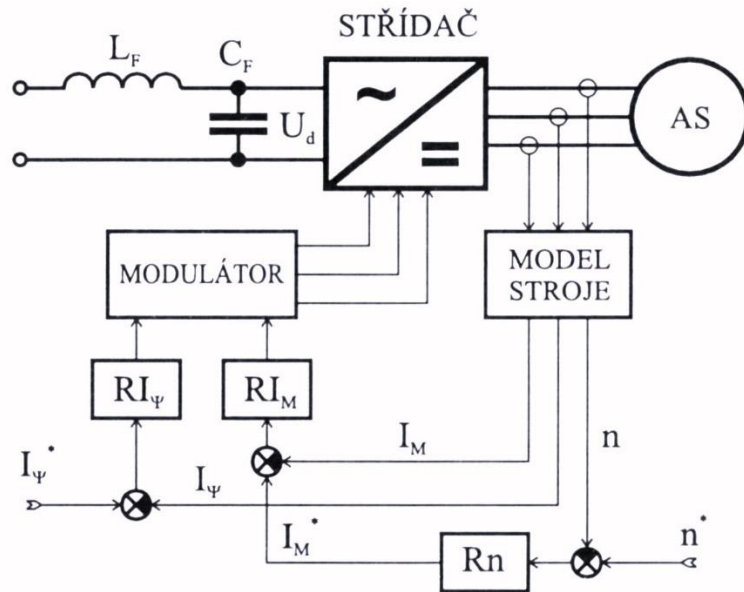
První metoda se nazývá přímá a určení okamžité polohy probíhá z prostorového vektoru magnetického toku. Ten lze získat např. z měřitelných elektrických veličin (napětí, proud) a není zde vyžadováno použití čidla polohy rotoru. Odtud v angličtině pochází název *sensorless*. [10]

Druhá metoda se nazývá nepřímá. Určení okamžité polohy v tomto případě probíhá právě pomocí čidla polohy, které se nachází na hřídeli motoru. Transformační úhel se v tomto případě určí podle následující rovnice: [10]

$$\theta = \int (\Omega + \Omega_2) dt, \quad (3-8)$$

kde  $\Omega$  je mechanická rychlost rotoru získána z čidla otáček a  $\Omega_2$  je požadovaná skluzová rychlost. Implementace jedné z možných nepřímých metod je podrobněji rozebrána v kap. 5.3.

Na Obr. 3-7 můžeme vidět principiální schéma vektorové regulace. Není zde uveden regulátor otáček, který není k pochopení nutný. Regulace není naznačena momentotvorným a tokotvorným proudem, ale je naznačena přímo regulace magnetického toku a momentu. Žádané hodnoty jsou porovnávány s hodnotami získanými z příslušného modelu stroje, regulační odchylka je poté vstupem do dvou nezávislých regulátorů, jejichž výstupy ovlivňují funkci modulátoru, který ovlivňuje střídač. [5]



Obr. 3-7 Principiální schéma vektorové regulace [5]

### 3.5 Přímé řízení momentu

Tato metoda, na rozdíl od vektorové orientace, probíhá v souřadnicích  $\alpha\beta$ . Moment není v tomto případě regulován pomocí složek statorového proudu, jako tomu bylo u vektorové regulace, ale je regulován přímo v předem daném pásmu. Rovnici pro moment můžeme přepsat do tvaru: [6]

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_1 L_2} |\Psi_1| |\Psi_2| \sin \theta, \quad (3-9)$$

kde  $\theta$  je úhel mezi rotorovým  $\Psi_2$  a statorovým  $\Psi_1$  magnetickým tokem a  $L_m$  je vzájemná indukčnost. Při udržení konstantní velikosti rotorového a statorového mag. toku, můžeme změny momentu  $M$  dosáhnout změnou jejich vzájemného úhlu. Toho lze dosáhnout změnou statorového napětí, jak je naznačené v rovnici: [6]

$$U_1 = R_1 I_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}. \quad (3-10)$$

Při zanedbání odporu statorového vinutí a vyjádřením magnetického toku dostaneme: [6]

$$\Delta\Psi_1 = U_1 \Delta t. \quad (3-11)$$

Ze (3-11) je tedy patrné, že směr vektoru statorového magnetického toku  $\Psi_1$ , je přímo úměrný směru prostorového vektoru napětí  $U_1$ .

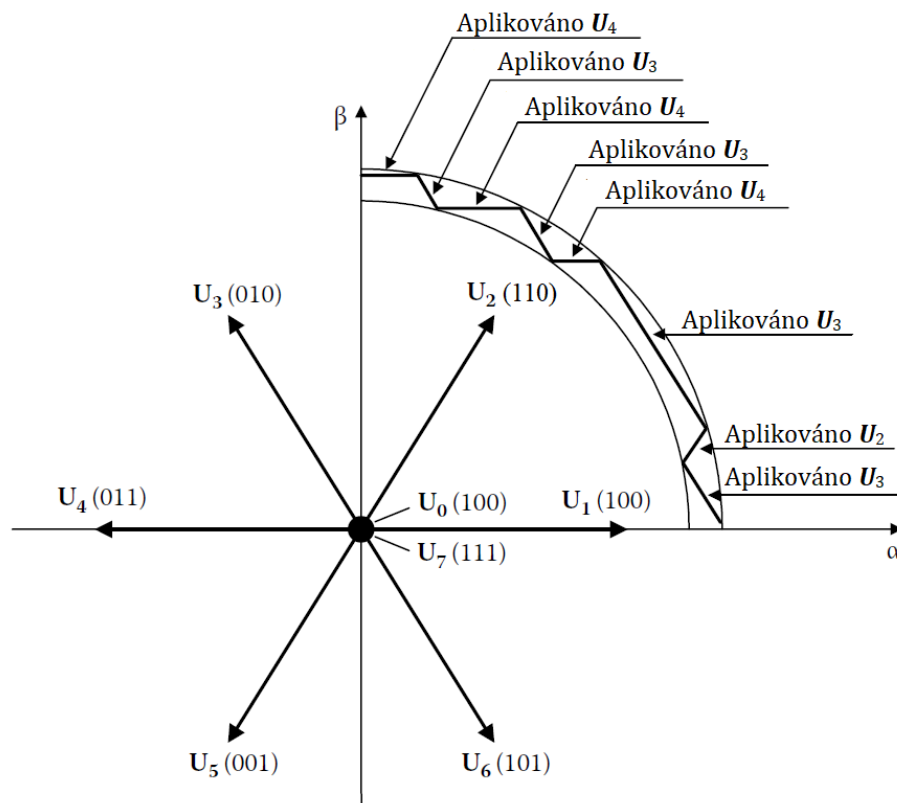
Změna prostorového vektoru napětí opět vychází z obdélníkového řízení, popsaného v kap. 2.4.1. Máme tedy šest sektorů, vzájemně posunutých o  $60^\circ$ . Vhodným spínáním prostorového vektoru napětí  $U_1$  dosáhneme požadované trajektorie vektoru  $\Psi_1$ . Trajektorie statorového magnetického toku  $\Psi_1$  je vidět na Obr. 3-8. Můžeme tedy vidět, že v každém bodě máme na výběr šest možných stavů, tedy i směrů pohybu  $\Psi_1$  a v případě použití stavů 0 a 7,

prostorový vektor  $\Psi_1$  stojí a svorky motoru jsou spojeny dokrátka. V tomto případě v rovnici (3-10) nelze již zanedbat satorový odpor  $R_1$  a rovnice přejde na tvar: [6], [7]

$$\Delta\Psi_1 = (U_1 - R_1 I_1)\Delta t. \quad (3-12)$$

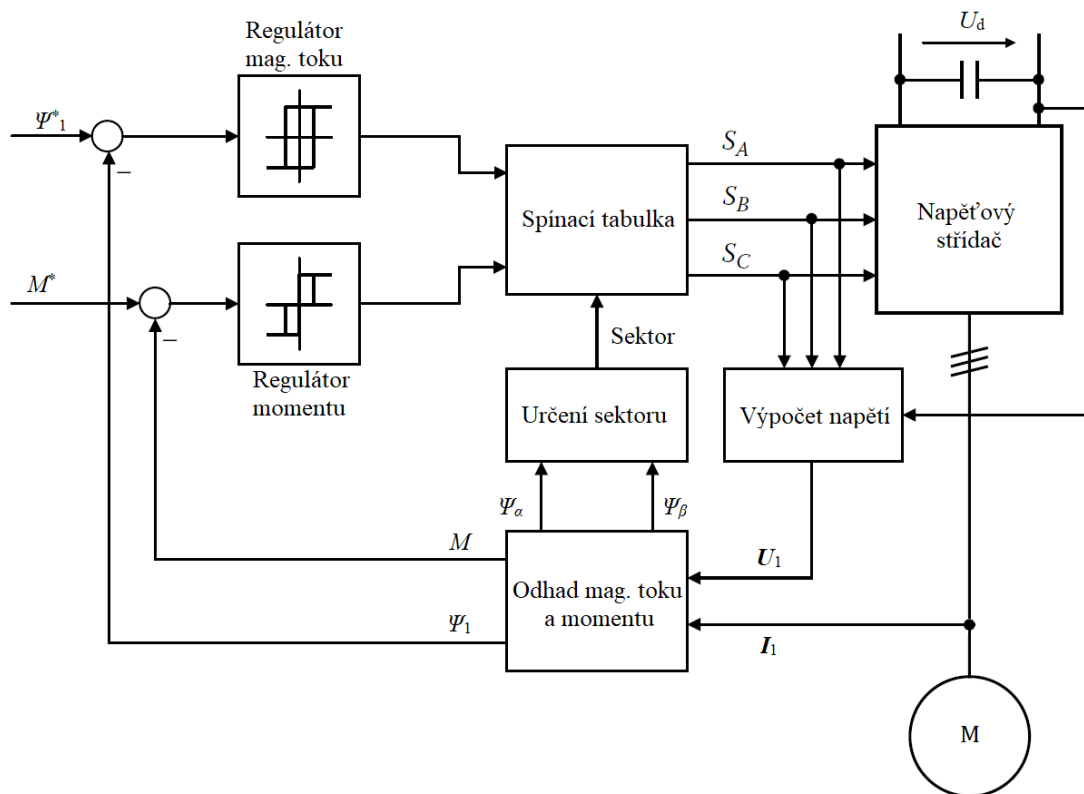
Je tedy vidět, že v případě použití jednoho ze stavů 0 nebo 7 dojde k malému snížení magnetického toku  $\Psi_1$  a taktéž i momentu  $M$ .

Podle způsobu výběru spínaného sektoru můžeme rozdělit metody přímého řízení momentu na pohyb po šestiúhelníku neboli Depenbrockova metoda a pohyb po kružnici neboli metoda podle Takahashiho. [7]



Obr. 3-8 Trajektorie satorového magnetického toku [7] (upraveno)

Na Obr. 3-9 můžeme vidět jedno z možných schémat DTC pro pohyb satorového magnetického toku  $\Psi_1$  po kružnici. Žádanými hodnotami jsou moment  $M^*$  a velikost satorového magnetického toku  $\Psi_1^*$ . Tyto hodnoty jsou porovnány se skutečnými hodnotami,  $\Psi_1$  a  $M$ , které jsou výstupem z bloku odhadu mag. toku a momentu. Regulační odchylky jsou vstupem do hysterezních regulátorů. Regulátor magnetického toku je dvoustavový a regulátor momentu je třístavový. Výstupy těchto regulátorů jsou vstupem do spínací tabulky, kde dochází k vybrání vhodného prostorového vektoru napětí. Vstupem do toho bloku odhadu mag. toku a momentu jsou změřené satorové proudy a napětí. Výstupem z tohoto bloku jsou již zmíněný aktuální moment, satorový mag. tok a dále složky satorového mag. toku  $\Psi_{1\alpha}$  a  $\Psi_{1\beta}$ , z kterých je určen příslušný sektor, v kterém se vektor  $\Psi_1$  nachází. [7]



Obr. 3-9 Schéma DTC pro pohyb statorového magnetického toku po kružnici [7](upraveno)

## 4 Použité přípravky

V této kapitole jsou popsány přípravky, které budou v kap. 6 použity pro realizaci řízení.

### 4.1 dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board

Řízení asynchronního motoru je realizováno na desce dsPICDEM MC1 Motor Control Development Board (dále pouze MC1) od firmy Microchip Technology. Deska je především vhodná pro vývoj a testování aplikací pro řízení elektrických motorů, ale taktéž najde využití při statické konverzi energie. Srdcem této desky je 16bitový mikrokontrolér dsPIC30F6010 z rodiny dsPIC30F. Deska je napájena z devítivoltového zdroje stejnosměrného nebo střídavého napětí s proudem do 1 A. Toto napětí je dále usměrněno a vyfiltrováno na hodnotu 5 V. [11]

Deska obsahuje různé konektory a periferní obvody, které slouží k ovládání akčních členů v nahraném programu nebo ke komunikaci mezi počítačem a deskou. Mezi konektory pro komunikaci patří: RS-232 sériový konektor, RS485 sériová sběrnice (BUS), v obou případech se jedná se o univerzální asynchronní přijímač – vysílač, který slouží pro komunikaci s počítačem. MC1 je dále vybavena displejem LCD 16x2, kde komunikace probíhá přes 4bitové rozhraní. Debugging programu probíhá přes ICPS modul pomocí zařízení MPLAB ICD 3. [11]

Mezi rozhraní pro ovládání patří čtveřice ovládacích tlačítek S4-S7 k libovolnému užití, dále tlačítko S1 sloužící jako RESET a tlačítko TRIP (S3), které po správné konfiguraci slouží k vypnutí všech PWM kanálů, bez nutnosti zásahu do programu. Dále je MC1 vybavena dvojicí potenciometrů (VR1 a VR2), které jsou připojeny jako vstup do analogově digitálního převodníku. [11]

Další důležitou součástí MC1 jsou dvě rozhraní pro zpětnou vazbu o poloze rotoru. Jedno pro komunikaci se zařízeními s Hallovým efektem, druhé rozhraní je pro kvadrurní snímač (QEI). [11]

Na desce MC1 se nachází čtveřice libovolně programovatelných LED (D6-D9), LED D2 pro signalizaci připojení pětivoltového zdroje a D5, která je připojena na výstup QEI a slouží jako indikátor směru otáčení motoru. [11], [12]

Jednou z dalších důležitých částí je 37pinový konektor typu D, sloužící pro připojení a komunikaci mezi deskou MC1 a měničem MC1H. [11]

### 4.2 Mikrokontrolér dsPIC30F6010

Jedná se o 80pinový, 16bitový výkonný mikrokontrolér signálu z rodiny mikrokontrolérů dsPIC30F. Tento mikrokontrolér se vyznačuje upravenou Harvardskou architekturou, tedy paměť programu je fyzicky oddělena od sběrnice a dat. [12], [13]

#### 4.2.1 I/O PORTS

I/O piny mikrokontroléru dsPIC30F slouží k monitorování a řízení dalších zařízení, jsou multiplexovány na základě alternující funkce. Všechny piny jsou řízeny třemi registry – TRISx,



LATx, PORTx, kde x je písmenko určitého registru. Registr TRISx ovlivňuje tok informací, tedy jestli se jedná o vstup/výstup (*input/output*), nastavením registru na hodnotu 1 znamená, že příslušný pin bude digitální vstup a hodnota 0 digitální výstup. PORTx slouží ke čtení nebo zápisu hodnoty na příslušném portu. [12], [13]

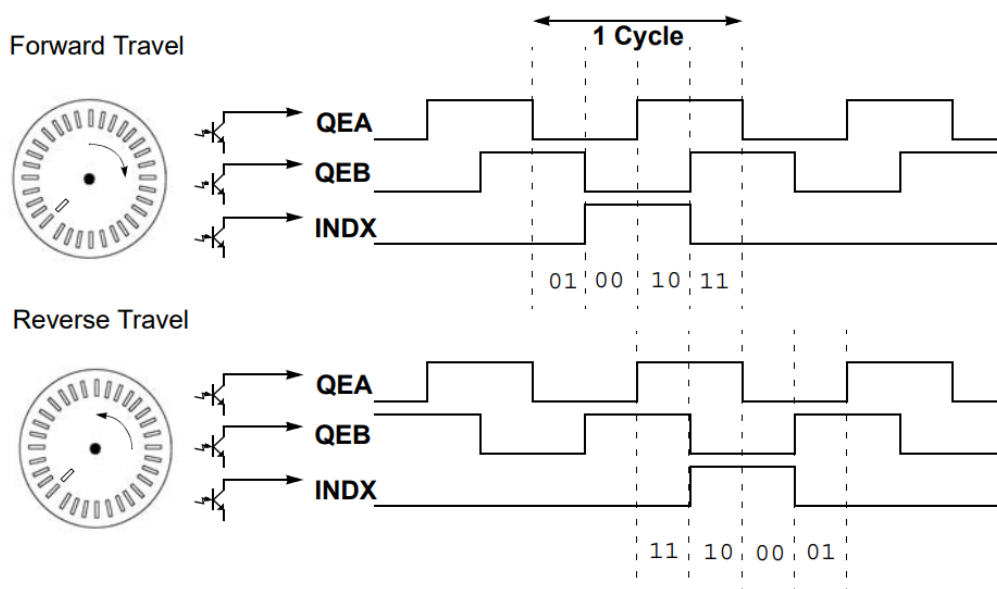
## 4.2.2 QUADRATURE ENCODER INTERFACE (QEI) MODULE

Jedná se o rozhraní, které slouží k určení polohy, rychlosti a směru otáčení motoru pomocí kvadrurního čidla. QEI obsahuje tři vstupní kanály, z čehož dva jsou pro signály A, B a třetí pro signál INDEX, ten se objevuje pouze jednou za otáčku a slouží jako reference pro průchod nulovou polohou. [12], [13], [14]

Registry QEI modulu jsou následující: [12], [13]

- QEICON (*QEI Control Register*), který slouží k ovládání a indikaci příznaků QEI,
- DFLTCON (*Digital Filter Control Register*) slouží k ovládání vstupního digitálního filtru,
- POSTCNT (*Position Count Register*) slouží ke čtení a zapisování 16bitového čítače pozice,
- MAXCNT (*Maximum Count Register*) je hodnota, která se porovnává s POSCNT.

Typicky se inkrementální čidlo skládá z drážkovaného kola a optického snímače. Výstupem z toho modulu jsou již zmíněné tři signály A, B, INDEX, které jsou navzájem mezi sebou posunuté. Kvadrurní signál obsahuje čtyři stavy, viditelné na Obr. 4-1. Z tohoto faktu jsme schopni určit směr otáčení tak, že pokud se signál B zpožďuje za signálem A, tak se jedná o jeden směr otáčení a naopak. Při otáčení jedním směrem dochází k načítání v POSTCNT registru, při otáčení směrem druhým naopak dochází k odčítání. [13], [14]



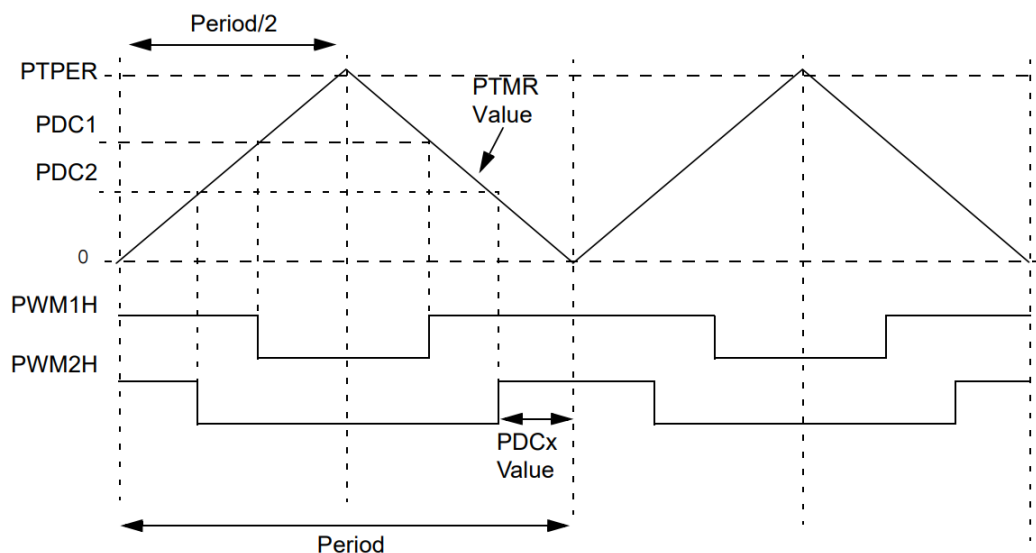
Obr. 4-1 Princip funkce QEI modulu [13]

### 4.2.3 MOTOR CONTROL PWM MODULE

*Motor Control PWM Module* (dále MCPWM) poskytuje zjednodušené generování vícenásobných synchronizovaných pulzů různé šířky neboli pulzně šířkové modulace (PWM). Tento modul obsahuje osm PWM I/O pinů a čtyři generátory střídavy PDCx, kde x je číslo příslušného generátoru. Ze zmíněných osmi PWM pinů jsou čtyři pro spodní spínač (PWMxL) a čtyři pro horní spínač (PWMxH). Dále je PWM modul vybaven dvěma generátory ochranné doby (*dead time*), kde nastavení ochranné doby probíhá v registru DTCON. Generátor událostí je zařízen díky 15bitovému čítači (*PWM time base*) s předděličkou. Generátor událostí lze nastavit v registru PTCN, a to v režimu *Free Running*, režim jedné události (*Single Event Mode*), režim nepřetržitého čítání nahoru/dolů (*Continuous Up/Down Count mode*) a režim nepřetržitého čítání nahoru/dolů s dvojnásobným přerušením (*Continuous Up/Down Count mode with interrupts for double-updates*). Pro řízení asynchronního motoru se nejvíce hodí použití režimu nepřetržitého čítání nahoru/dolů, viditelný na Obr. 4-2, kdy čítač nejprve čítá směrem nahoru do té doby, než dojde k dosažení periody čítače, nastavené v registru PTPER, poté dojde k čítání zpět dolů. Při dosažení hodnoty 0 dojde k vygenerování příznaku pro přerušení a čítač začne čítat zpět nahoru. Výpočet periody je následující: [12], [13]

$$PTPER = \frac{Fcy}{FPWM \cdot (PTMR \text{ Prescaler}) \cdot 2}, \quad (4-1)$$

kde  $FPWM$  je frekvence pilového průběhu,  $Fcy$  je frekvence mikrokontroleru a  $PTMR \text{ Prescaler}$  je nastavený poměr předděličky čítače.



Obr. 4-2 Nastavení PWM modulu na *Continuous Up/Down Count mode* [13]

### 4.2.4 10-bit A/D Converter

Mikrokontrolér dsPIC30F6010 se vyznačuje 10bitovým analogově digitálním převodníkem (dále ADC). Ten tedy slouží k převodu analogového vstupu (např. napětí) na digitální 10bitové číslo. Tento modul obsahuje celkem 16 analogových vstupů (kanálů), které jsou

multiplexovány do čtyř zesilovačů *sample/hold*. ADC modul obsahuje šest 16bitových registrů: [1], [2]

- Registry ADCONx (1 až 3) slouží k navolení funkcí ADC,
- registr ADCHS slouží k výběru převáděného vstupního kanálu,
- ADCSSL k výběru vstupu který bude sekvenčně převáděn,
- některé piny jsou sdílené s I/O registrem PORTB, proto je zde registr ADPCFG, který slouží k navolení, zdali bude daný pin sloužit jako analogový vstup pro ADC nebo bude použit jako I/O pin pro PORTB.

#### 4.2.5 Systém přerušení

dsPIC30F6010 obsahuje celkem 44 zdrojů přerušení. Adresa daného přerušení je obsažena v tabulce vektorů přerušení. Procesor tuto adresu přečte a přenesení do programového čítače. Vektor přerušení se přenáší z programové datové sběrnice do programového čítače prostřednictvím 24bitového multiplexoru na vstupu programového čítače. Řadič přerušení je zodpovědný za předzpracování přerušení před jejich předložením jádru procesoru. Povolení, priorita a řízení probíhá v následujících registrech: [12], [13]

- Registr IFS0 slouží k uložení příznaku přerušení, který je nastaven z některého z rozhraní a musí být softwarově vymazán,
- registr IEC0 pro povolení daného přerušení,
- registr IPC0 k nastavení priority (1 až 7) přerušení,
- registr IPL, kde je uložena aktuální priorita v bitech.
- registr INTCON1 obsahuje řídicí a stavové příznaky,
- registr INTCON2, který řídí vnější požadavky přerušení.

#### 4.2.6 UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER TRANSMITTER (UART) MODULE

Univerzální asynchronní přijímač-vysílač (UART) je jedním ze sériových I/O modulů mikrokontroléru dsPIC30F6010, sloužící pro asynchronní přenos dat ke komunikaci s perifériemi (např. RS232, RS485). UART modul je složen z následujícího hardwaru. Asynchronní přijímač, asynchronní vysílač a generátor modulační rychlosti (*Baud Rate Generator*). Mikrokontrolér je vybaven celkem dvěma UART moduly, je tedy možné přenášet data až na dvě zařízení zároveň a obsahuje následující registry: [12], [13]

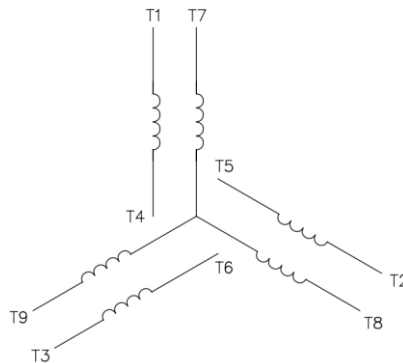
- UxMODE (UARTx *Mode Register*) slouží k nastavení různých funkcí,
- UxSTA (UARTx *Status and Control Register*) slouží k nastavení přenosu,
- UxRXREG (UARTx *Receive Register*) slouží k nastavení přijímače,
- UxBRG (UARTx *Baud Rate Register*) je 16bitový registr sloužící k nastavení 16bitového časovače.

Nastavení modulační rychlosti, jak již bylo zmíněno, probíhá v registru UxBRG. Jednotkou tohoto přenosu je baud (Bd), kde jeden Bd odpovídá přenosu jednoho bitu za sekundu. Výpočet modulační rychlosti probíhá podle následujícího vzorce: [12], [13]

$$U_{xBRG} = \frac{FCY}{16(\text{Baud rate})} - 1, \quad (4-2)$$

### 4.3 Motor

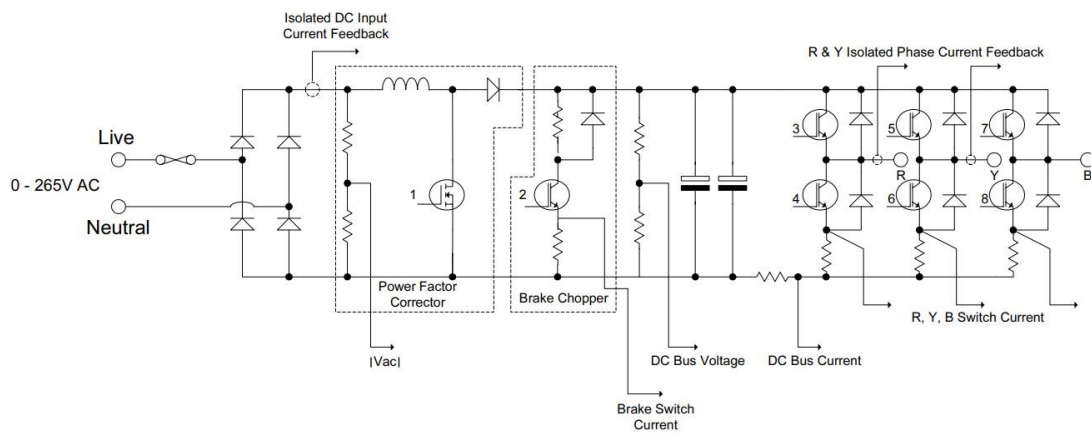
Jedná se o dvoupólový, třífázový asynchronní motor s kotvou nakrátko s výrobním označením 102684 od firmy Leeson. Výkon motoru je 0,25 kW, motor je navržen na jmenovitou frekvenci 60 Hz, jmenovitý proud 1,3-1,4 A. Pro tuto aplikaci je motor zapojen do hvězdy na jmenovité napětí 208–230 V podle Obr. 4-3 (spolu spojené vrcholy jsou T1-T7, T2-T8, T3-T9 a konce T4, T5, T6 jsou spojeny do uzlu). Jmenovité otáčky jsou 3450 min<sup>-1</sup> a motor dosahuje účinnosti 68 % v jmenovitém bodě. [15]



Obr. 4-3 Vinutí motoru Leeson 102684 [15]

### 4.4 dsPICDEM MC1H 3-Phase High Voltage Power Module

Jedná se o třífázový nepřímý frekvenční měnič napětěového typu. Vstupní usměrňovač je jednofázový, tvořený diodami. Vstupní střídavé napětí pro plný výkon může být v rozsahu 208 až 230 V. Ve stejnosměrném obvodu se nachází PFC, brzdový odpor o hodnotě 4700 Ω, spínaný IGBT, který je vhodný na napětí až 600 V, se zpětnou diodou a maximální spínací frekvencí 16 kHz. Střídač je vybaven šesticí spínacích prvků, jedná se opět o tranzistory IGBT na napětí 600 V, kde každý je vybaven zpětnou diodou. Tyto tranzistory jsou vhodné pro spínací frekvence do 20 kHz. Výstupem z měniče je jmenovitý proud o hodnotě 2,5 A. [16]



Obr. 4-4 Schéma měniče MC1H [16]

Měnič je vybaven řadou nadproudových, tepelných a přepětových ochranných. Ochrany jsou následující: [16]

- nadproudová ochrana stejnosměrného meziobvodu s jmenovitou vypínací úrovní 4,8 A,
- nadproudová ochrana spodních spínačů střídače s jmenovitou vypínací úrovní 4,8 A,
- nadproudová ochrana brzděného tranzistoru při 4,9 A,
- ochrana přehřátí chladiče při 65 °C,
- ochrana proti přepětí ve stejnosměrném obvodu se jmenovitou vypínací úrovní 410 V.

Připojení k desce MC1 je realizováno 37pinovým konektorem typu D. Tímto konektorem dochází k přenosu dat mezi deskou a měničem, taktéž k přenosu zpětné vazby od měniče. Zpětnovazebné signály jsou v rámci měniče převedené na napětí, které je vhodné pro zpracování analogově digitálním převodníkem. Měnič poskytuje dva druhy zpětnovazebných signálů – izolované a neizolované. Izolované zpětné vazby jsou: [16]

- výstupní proud z měniče přes Hallovu sondu,
- vstupní stejnosměrný proud přes Hallovu sondu,
- napětí ve stejnosměrném meziobvodu a usměrněné střídavé vstupní napětí.

Neizolované zpětné vazby: [16]

- bočníky pro výstupní proudy měniče,
- bočník pro proud stejnosměrného meziobvodu,
- bočník proudu brzděného tranzistoru,
- stejnosměrné napětí stejnosměrného meziobvodu,
- usměrněné vstupní střídavé napětí,
- výstupní fázové napětí měniče.

## 4.5 Encoder

Další použitou součástí této aplikace je snímač otáček E3-500-500-IHT od firmy U.S. Digital Encoder. Jde o inkrementální optický snímač, jenž je namontován na hřídeli motoru. Čidlo obsahuje tři kanály (A, B, index) s rozlišením 500 cyklů na otáčku. Podrobnější princip fungování je popsán v kap 4.2.2. [17]

## 5 Možnosti řízení přípravkem dsPICDEM MC1

### 5.1 Skalární řízení bez zpětné vazby

Zde budeme vycházet z Obr. 3-4. Jak již bylo popsáno v kap. 4.2.3, deska MC1 obsahuje osm PWM modulů, z toho šest z nich lze využít pro generování PWM pro řízení asynchronního motoru. Deska dále obsahuje dva potenciometry, které lze využít pro navolení požadované frekvence. Hodnota napětí z potenciometru je pomocí ADC převedena na číslo. Požadovaná hodnota výstupního napětí bude v programu určena ze závislosti  $U=f(f)$  a tato hodnota společně s požadovanou frekvencí je poté v programu předána do funkce pro modulaci prostorového vektoru, kde dojde k určení hodnot střídavy, pro PWM moduly. Druhý z potenciometrů by bylo možné využít např. k navolení sklonu  $U/f$  rampy.

### 5.2 Skalární řízení se zpětnou vazbou

Princip této metody byl popsán v kap. 3.2. a bylo by ji možné realizovat přidáním PI regulátoru rychlosti ke skalárnímu řízení bez zpětné vazby.

Na rozdíl od řízení bez zpětné vazby by docházelo k zadání žádané rychlosti rotoru namísto statorové frekvence. Kvadrurní čidlo by sloužilo ke snímání aktuální hodnoty rychlosti rotoru  $\Omega$ . Tato rychlost by se odečetla od žádané rotorové rychlosti a výstupem by byla regulační odchylka, která by sloužila jako vstup do regulátoru rychlosti. Výstupem z regulátoru rychlosti by byla požadovaná skluzová rychlost. Tato skluzová rychlost by se poté sečetla s aktuální rychlostí získané z QEI a výstupem by byla frekvence pro PWM modul.

Pro správnou funkci této metody by bylo nutné určení konstant pro PI (PS) regulátor.

### 5.3 Vektorová regulace

Nutnou součástí vektorové regulace je matematický model asynchronního motoru, k tomu jsou tedy potřeba parametry použitého motoru. Pro motor Leeson 102684 byla od výrobce poskytnuta časová konstanta rotoru  $\tau_r = L_r/R_r$ . [18]

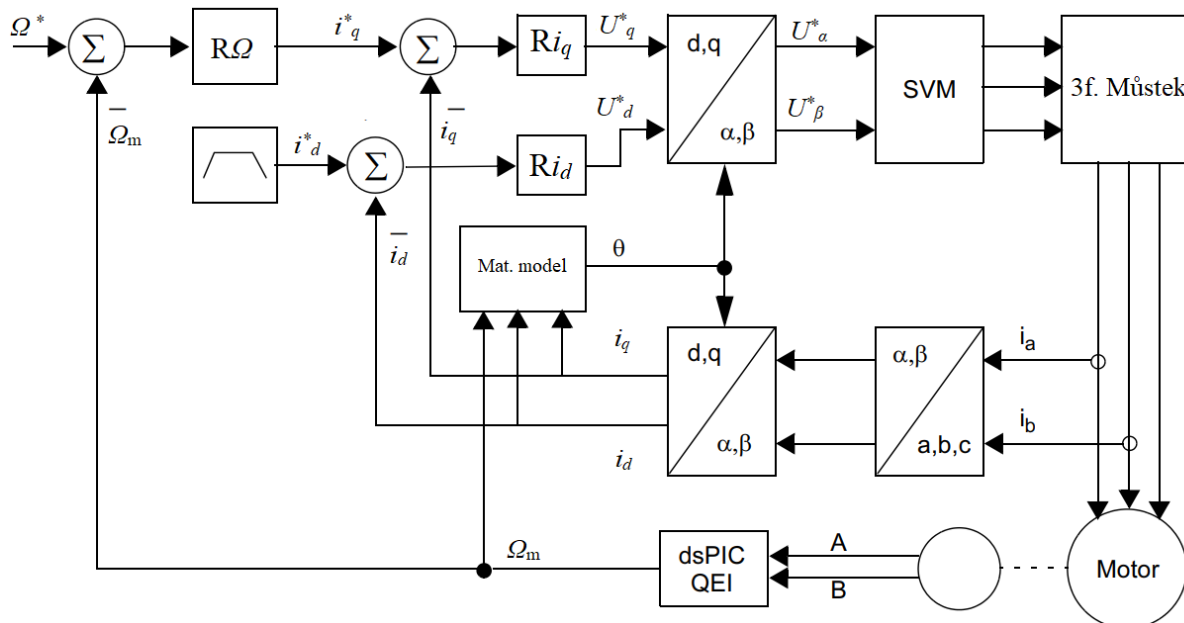
Jedna z možných implementací vektorové regulace je na Obr. 5-1. Je zde využit proudový I-n model, který slouží k výpočtu polohy vektoru magnetického toku rotoru. Model se skládá z následujících rovnic: [18]

$$I_\mu = I_\mu + \frac{T}{\tau_r} (I_d - I_\mu), \quad (5-1)$$

$$f_2 = (p_p \cdot n) + \left( \frac{1}{\tau_r \cdot \omega_1} \cdot \frac{I_q}{I_\mu} \right), \quad (5-2)$$

$$\theta = \theta + \omega_1 f_2 T, \quad (5-3)$$

kde  $I_\mu$  je magnetizační proud (z naměřených hodnot),  $f_2$  je frekvence magnetického toku rotoru,  $T$  je vzorkovací čas,  $n$  je rychlost rotoru, získaná ze snímače otáček,  $\theta$  je úhel natočení vektoru magnetického toku rotoru,  $\omega_1$  je synchronní rychlost a  $p_p$  je počet pólů. [18]



Obr. 5-1 Blokové schéma vektorové regulace s použitím MCI [18] (upraveno)

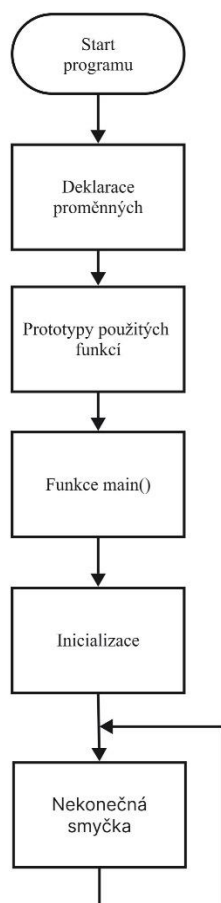
Matematický model slouží především k určení polohy natočení vektoru magnetického toku rotoru. Vstupní parametry do modelu jsou jednak proudy  $i_d$  a  $i_q$ , které získáme transformací naměřených statorových proudů nejprve do souřadnic  $\alpha\beta$  přes Clarkovu transformaci a poté do  $dq$ , přes Parkovu transformaci a jednak rychlost rotoru, kterou získáme pomocí snímače otáček. Měnič dsPICDEM MC1H dovoluje měření pouze proudu dvou fází, proud třetí fáze můžeme dopočítat, jelikož musí platit  $i_1+i_2+i_3 = 0$ . Výstupem je pak již zmíněný transformační úhel, potřebný pro zpětnou Clarkovu a Parkovu transformaci. [18]

Vstupním parametrem této regulace je požadovaná rychlost rotoru  $\Omega^*$ , pomocí jednoho z potenciometrů, převedená hodnota z ADC bude poté porovnána s aktuální rychlostí rotoru  $\Omega_m$ , výstupem bude regulační odchylka, která bude vstupem do regulátoru momentu  $RM$ . Výstupem z regulátoru momentu je žádaná velikost momentotvorného proudu  $i_q^*$ , která je porovnána s aktuální velikostí momentotvorného proudu  $i_q$ , proud  $i_q$  je získán ze změřených proudů, převedených do  $dq$  souřadnic. Regulační odchylka je opět vstupem do regulátoru  $Ri_q$ , a výstupem je požadovaná velikost napětí  $U_q^*$ . Druhým vstupním parametrem je požadovaný tokotvorný proud  $i_d^*$ , ten se porovná se skutečným proudem  $i_d$  a tato regulační odchylka je vstupem do regulátoru  $Ri_d$ . Výstupem z tohoto regulátoru je pak žádané napětí  $U_d^*$ . Tato dvě požadovaná napětí jsou následně zpětnou transformací převedena zpět do  $\alpha\beta$  souřadnic. Z těchto dvou výstupních napětí jsou následně pomocí modulace prostorového vektoru určeny střídny pro napěťový střídač. [18]

## 6 Realizace řízení

Jako realizované řízení bylo vybrané skalární řízení bez zpětné vazby. Princip této metody je popsán v kap. 3.2. Jako modulační metoda byla použita modulace prostorového vektoru. Program byl realizován ve vývojovém prostředí MPLAB X IDE od firmy Microchip, v programovacím jazyce C. Mikrokontrolér dsPIC30F6010 je v této aplikaci provozován na frekvenci hodin  $F_{cy} = 7372800$  Hz a spínací frekvence střídače byla zvolena 16 kHz.

Struktura programu je zobrazena na Obr. 6-1. Nekonečná smyčka je rozdělena do čtyř podprogramů. Ty jsou provedeny vždy poté, co v přerušení dojde k nastavení příslušného příznaku (*Flags*) po uplynutí určitého času. Prvním je PWMEvent, kde dochází k modulaci prostorového vektoru, druhým je SlowEvent, který slouží pro obsluhu tlačítek, třetím je MediumEvent, ve kterém dochází ke čtení napájecí frekvence, výpočtu napětí, měření proudu a čtení chyb od měniče. Čtvrtým je QeiEvent, kde dochází k výpočtu rychlosti rotoru z čidla otáček.

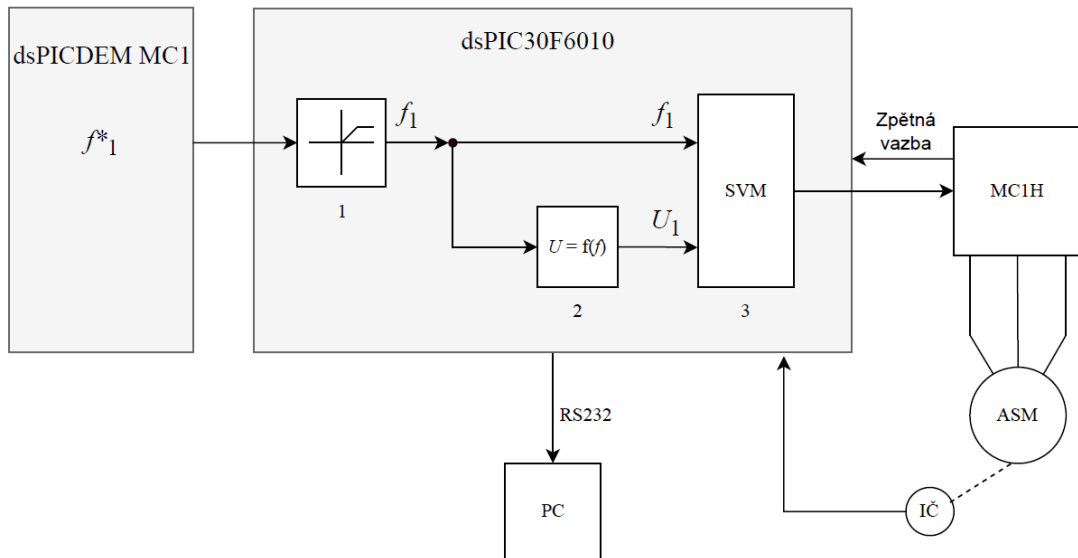


Obr. 6-1 Struktura programu

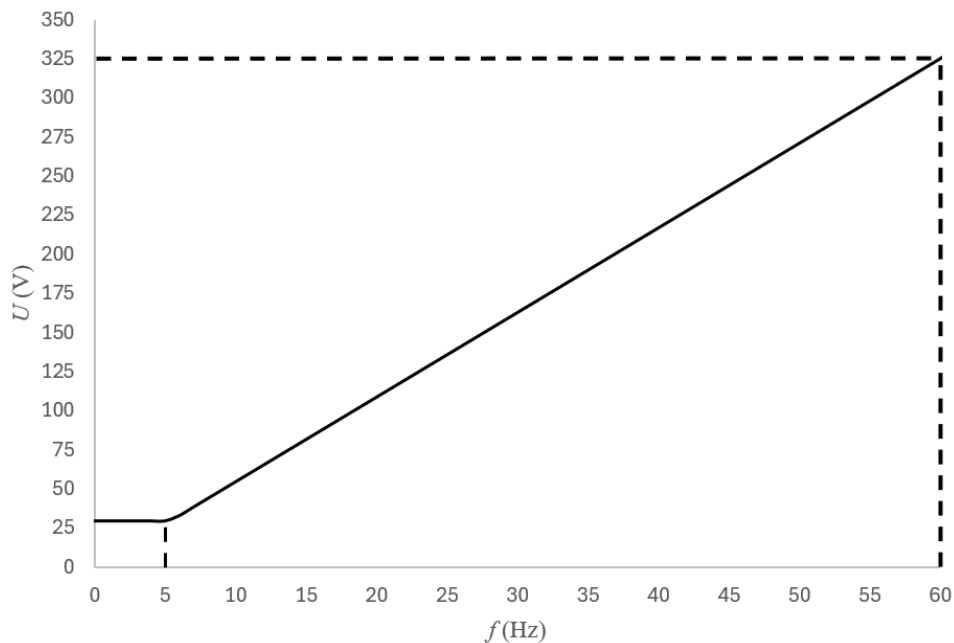
Na Obr. 6-2 můžeme vidět blokové schéma tohoto řízení. Vstupním parametrem je žádaná napájecí frekvence  $f_1^*$ , v bloku 1 probíhá omezení žádané frekvence, ta může být zvolena v rozsahu od 20 Hz do 60 Hz. Minimální hodnota frekvence pro chod motoru byla zvolena 20 Hz, aby nedocházelo k příliš velkému tepelnému namáhání spínačů, při průchodu vyšších



proudů, po příliš dlouhou dobu [16]. Rozběh a doběh motoru je poměrně rychlý, tudíž nejsou spínače tolik namáhány a probíhá od/do nulové frekvence. Ze zadané frekvence je poté v bloku 2 pomocí závislosti  $U=f(f)$  určena žádaná hodnota výstupního napětí z měniče  $U_1$ . Závislost  $U=f(f)$  je na Obr. 6-3. Do frekvence 5 Hz (na tyto nízké frekvence se motor dostane pouze při rozběhu a doběhu) je hodnota napětí 26 V, od hodnoty 5 Hz se s rostoucí frekvencí lineárně zvyšuje i požadovaná hodnota výstupního napětí. Parametry  $U_1$  a  $f_1$  jsou dále předány do bloku 3 – modulace prostorového vektoru, kde dojde k určení střídavy, které jsou předány měniči.



Obr. 6-2 Blokové schéma realizovaného řízení



Obr. 6-3 Použitá závislost  $U=f(f)$

## 6.1 Přerušování

V tomto kódu je využito přerušování od PWM modulu, to probíhá vždy poté, co čítač PTPER dosáhne nastavené periody. Jelikož je frekvence pilového průběhu nastavená na 16 kHz, dojde k přerušování každých 66  $\mu$ s. Po zavolání dojde k vlastní obsluze přerušování. Ve vlastní obsluze přerušování dochází k nastavení příznaků (*Flags*) pro příslušné časové úseky, tak aby PWMEvent proběhl každou periodu, SlowEvent proběhl každých 100 ms, MediumEvent každých 10 ms a QeiEvent každých 7,5 ms. Na konci obsluhy přerušování dojde k vynulování příznaků přerušování.

```
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
    SlowEventCount--;
    if(SlowEventCount == 0)           //kazdych 100 ms
    {
        Flags.SlowEvent = 1;
        SlowEventCount = SLOW_EVENT_PERIOD;
    }
    MediumEventCount--;
    if(MediumEventCount == 0)        //kazdych 10 ms
    {
        Flags.MediumEvent = 1;
        MediumEventCount = MEDIUM_EVENT_PERIOD;
    }
    QeiEventCount--;
    if(QeiEventCount == 0)           //kazdych 7.5 ms
    {
        Flags.QeiEvent = 1;
        QeiEventCount = QEI_EVENT_PERIOD;
    }
    Flags.PWMEvent = 1;
    IFS2bits.PWMIF = 0;
}
```

## 6.2 Inicializace

Inicializace probíhá pomocí funkce `Init()`. Tato funkce je volána ve funkci `main`, při začátku programu, před nekonečnou smyčkou. Účelem je inicializace všech potřebných periférií. Dále budou představeny inicializace nejdůležitější použitých periférií.

### 6.2.1 Inicializace PWM modulu

Zde dochází k povolení výstupu PWM modulu pro spodní a horní spínač a zapnutí práce v doplňkovém (complementary) módu. Doplňkový mód slouží pro řízení napěťového střídače a zajišťuje, že nemůže dojít k současnému sepnutí spínačů v jedné větvi.

```
PWMCON1 = 0x0077;
```

V registru PTCON probíhá nastavení čítače, v tomto případě je nastaven na *up/down counting mode* popsány v kap. 4.2.3.

```
PTCON = 0x8002;
```

Nastavení periody čítače probíhá v registru PTPER, pro *up/down counting mode* podle rovnice (4-1). Pro spínací frekvenci 16 kHz odpovídá v PTPER registru číslo 230.

```
PTPER = 230;
```

Nastavení *dead time* se provádí v registru DTCON1, výpočet se provádí podle následujícího vzorce:

$$DT = \frac{\text{Dead time}}{\text{Prescale Value} \cdot T_{cy}}, \quad (6-1)$$

kde *Dead time* je požadovaná hodnota, *Prescale Value* je nastavení poměru předděličky a *Tcy* je perioda, s kterou mikrokontroler pracuje. Hodnota je nastavena na 2,5 μs, to odpovídá číslu 15.

```
DTCON1 = 15;
```

### 6.2.2 Inicializace ADC

Funkce analogově digitálního převodníku byla nastavena na manuální začátek vzorkování a manuální ukončení vzorkování. Vzorkování je nastaveno ve funkci `ReadADC`. Dále jsou pomocí registru `ADPCFG` nastaveny kanály, které budou sloužit jako analogový vstup, nastavení příslušného bitu na hodnotu 0 znamená, že se jedná o analogový vstup.

```

ADCON1 = 0;
ADCON2 = 0;
ADCON3 = 0;
ADPCFG = 0x0003;
ADPCFGbits.PCFG0 = 0;           // AN0 analog
ADPCFGbits.PCFG1 = 0;           // AN1 analog
ADPCFGbits.PCFG2 = 0;           // AN2 analog
ADPCFGbits.PCFG7 = 0;           // AN7 analog
ADPCFGbits.PCFG11 = 0;          // AN11 analog
ADCHSbits.CH0SA = 7

```

### 6.2.3 Inicializace QEI modulu

QEI modul byl inicializován tak, aby pracoval v x4 režimu, tedy načítají se hrany vstupu A i vstupu B. K resetování čítače dojde po dosažení maximální hodnoty čítače, která je nastavena v registru MAXCNT. V této aplikaci byla hodnota MAXCNT nastavena na 2000. Dále byl povolen bit PCDOUT, který ovládá I/O pin, na který je připojena LED5.

```

QEICON = 0
QEICONbits.QEIM = 7             // x4
QEICONbits.POSRES = 0
QEICONbits.SWPAB = 0
QEICONbits.PCDOUT = 1
DFLTCON = 0                    // Digitalní filtr vypnut
MAXCNT = 2000

```

## 6.3 Použité funkce

Zde jsou popsány funkce použité v programu. Jedná se o funkce SVM(), ReadADC() a PositionCalculation().

### 6.3.1 Funkce SVM

Tato funkce slouží pro modulaci prostorového vektoru. Princip této metody byl vysvětlen v kap. 2.4.2. Prototyp této funkce je následující:

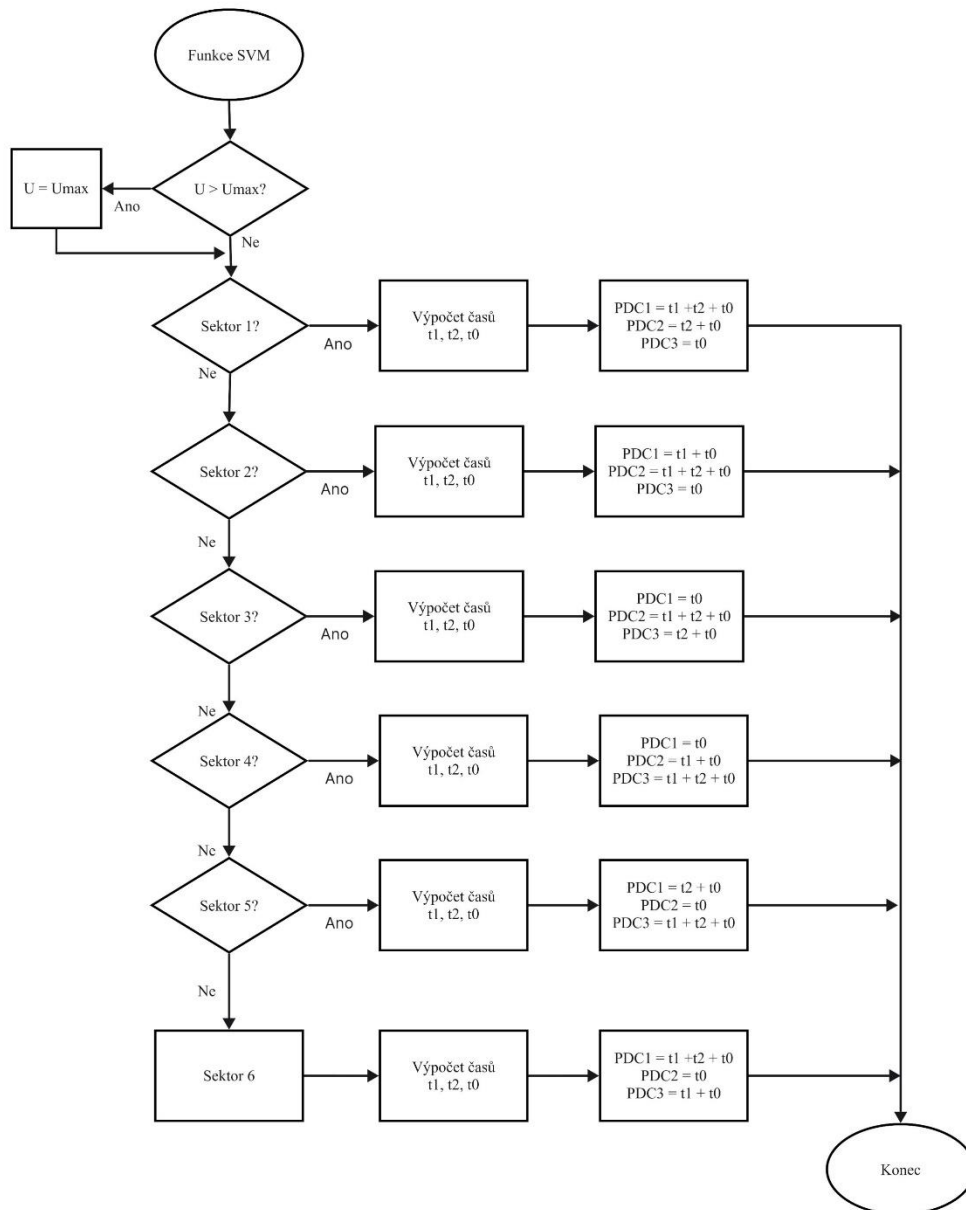
```

Void SVM (int volts, unsigned int angle);

```

Funkce má dva vstupní parametry a je volána pokaždé, co dojde k přerušení. Jedním ze vstupních parametrů je požadovaná velikost napětí (volts), druhým je úhel, který prostorový vektor svírá s osou x (angle). Hodnota požadovaného napětí je získána jako funkce požadované frekvence, viditelné na Obr. 6-3. Úhel natočení prostorového vektoru je 16bitová proměnná a je tedy v rozmezí od 0, což odpovídá 0°, až do 65536, což odpovídá 360°. Součástí této funkce je tabulka o 171 číslech, obsahující hodnoty sinusového průběhu. Vývojový diagram této funkce je vidět na Obr. 6-4. Jako první probíhá omezení maximálního požadovaného napětí. Dále

proběhne zařazení úhlu do jednoho ze tří sektorů, výpočet aktuálních časů  $t_1$ ,  $t_2$  a  $t_0$ , ze sinusové tabulky a naposled uložení těchto časů do PDCx registru, podle toho, v jakém sektoru se nacházíme.



Obr. 6-4 Vývojový diagram funkce SVM

### 6.3.2 Funkce ReadADC

Funkce ReadADC slouží k navolení kanálu a převedení analogové hodnoty toho kanálu na číslo. Prototyp funkce ReadADC je následující:

```
int ReadADC(unsigned int channel);
```

Vstupem této funkce je požadovaný vstupní kanál na převedení. Výstupní hodnotou této funkce je převedená analogová hodnota na číslo.

### 6.3.3 Funkce PositionCalculation

Účel této funkce je výpočet aktuální pozice rotoru. Funkce bere hodnotu čítače POSCNT, která se uloží do proměnné AngPos1. Při další iteraci se hodnota z AngPos1 uloží do AngPos2 a aktuální čtená hodnota se uloží opět do AngPos1. [14]

```
void PositionCalculation(void)
{
    POSCNTcopy = (int)POSCNT;
    if (POSCNTcopy < 0)
    {
        POSCNTcopy = -POSCNTcopy;           //kladna hodnota
    }
    AngPos[1] = AngPos[0];
    AngPos[0] = (unsigned int)(((unsigned long)POSCNTcopy * 2048)/125);
    return;
}
```

## 6.4 Ovládání

Jak již bylo zmíněno v kap. 4.1, deska dsPICDEM MC1 obsahuje čtyři tlačítka. Tlačítko T1 slouží ke spuštění a vypnutí motoru. Pokud se objeví některá chyba, je tu tlačítko T2, které tyto chyby smaže a uvede vše do původního stavu. Tlačítko T3 slouží k poslání dat přes sériovou linku do počítače. Tlačítko T4 je použito k reverzaci motoru.

Dále deska obsahuje dva potenciometry. Jeden z těchto potenciometrů je použit pro navolení žádané statorové frekvence. Frekvence může být navolena v rozmezí 20 Hz až 60 Hz.

## 6.5 Monitoring

Hlavním zdrojem monitoringu je v této aplikaci používán UART modul. Při stlačení tlačítka T3 dojde k poslání dat přes sériovou linku RS232 do počítače a vypsání dat do konzole. Při prvním stlačení dojde k vypsání aktuální hodnoty nastavené frekvence. Při druhém stlačení k vypsání aktuální hodnoty otáček získaných z QEI modulu. Při třetím stlačení dojde k vypsání aktuální hodnoty proudu z fáze jedna.

dsPICDEM MC1 je vybavena 16x2 LCD displejem. Ten z důvodu nefunkčnosti není v této aplikaci využit.

V neposlední řadě je na MC1 pětice svítivých diod. D1 slouží k signalizaci stavu motoru, tedy je zhasnuta, když motor neběží, a rozsvícena, když motor běží. K rozsvícení D2 dojde v případě výskytu některé z chyb měniče a ke zhasnutí dojde po smazání chyb, tedy po stlačení tlačítka T2. D4 slouží pro signalizaci přechodu do jiného stavu, např. při rozběhu, doběhu a reverzaci. Jako poslední je zde D5, která slouží k signalizaci směru otáčení motoru, informace o směru otáčení přichází z QEI modulu. Při otáčení jedním směrem je D5 rozsvícena, při otáčení směrem druhým je zhasnuta.

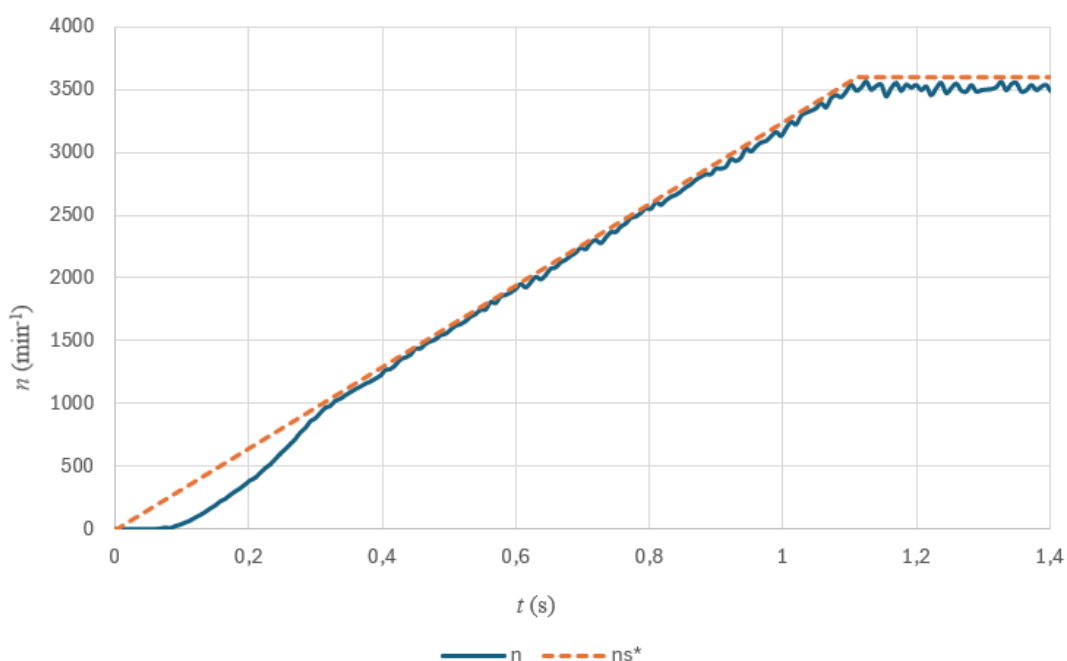
## 7 Naměřené průběhy

V této kapitole je ukázka experimentálně naměřených a sejmutých průběhů nezatíženého motoru. Průběh otáček z QEI čidla byl v programu ukládán do paměti s periodou 7,5 ms. Po ukončení programu byly uložené hodnoty z paměti poslány do počítače přes sériovou linku RS232 a uloženy jako .csv a dále zpracovány.

Průběh statorového proudu jedné fáze byl sejmut pomocí proudové sondy a zobrazen na osciloskopu.

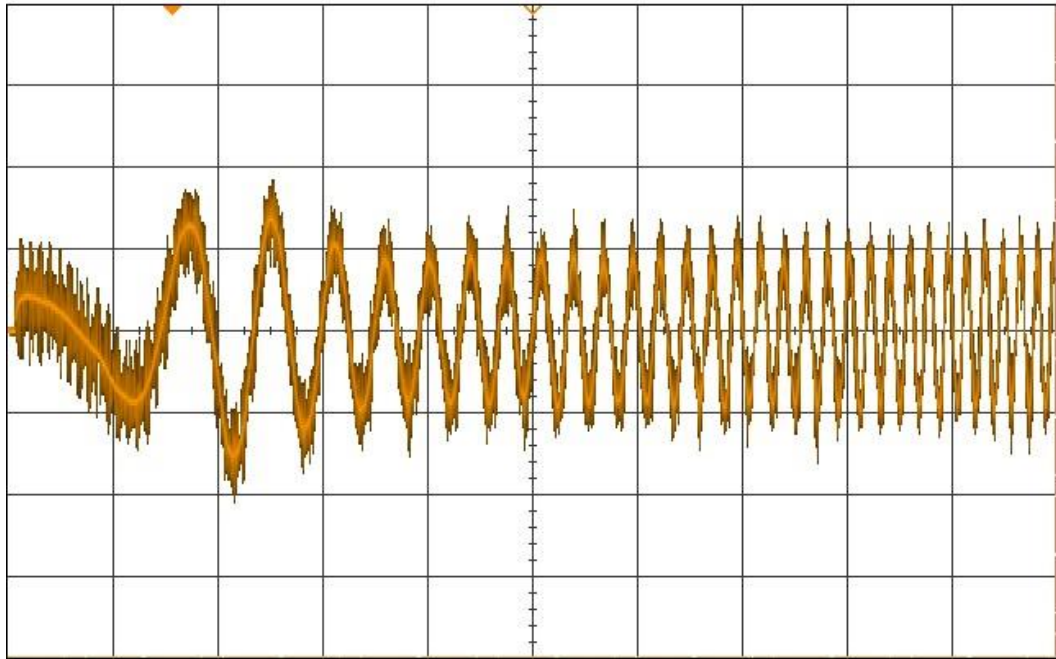
### 7.1 Rozběh

Jako první experiment byl zvolen rozběh motoru. Zvolená cílová synchronní frekvence byla 60 Hz, to odpovídá rychlosti  $3600 \text{ min}^{-1}$ . Na Obr. 7-1 je vidět průběh žádaných synchronních otáček  $n^*$  a průběh aktuálních otáček  $n$ . Je zde vidět, že se motor nerozbehl přímo na synchronní otáčky, ale na otáčky o malinko nižší, jelikož i ve stavu naprázdno je skluz nenulový.



Obr. 7-1 Průběh otáček při rozběhu na frekvenci 60 Hz

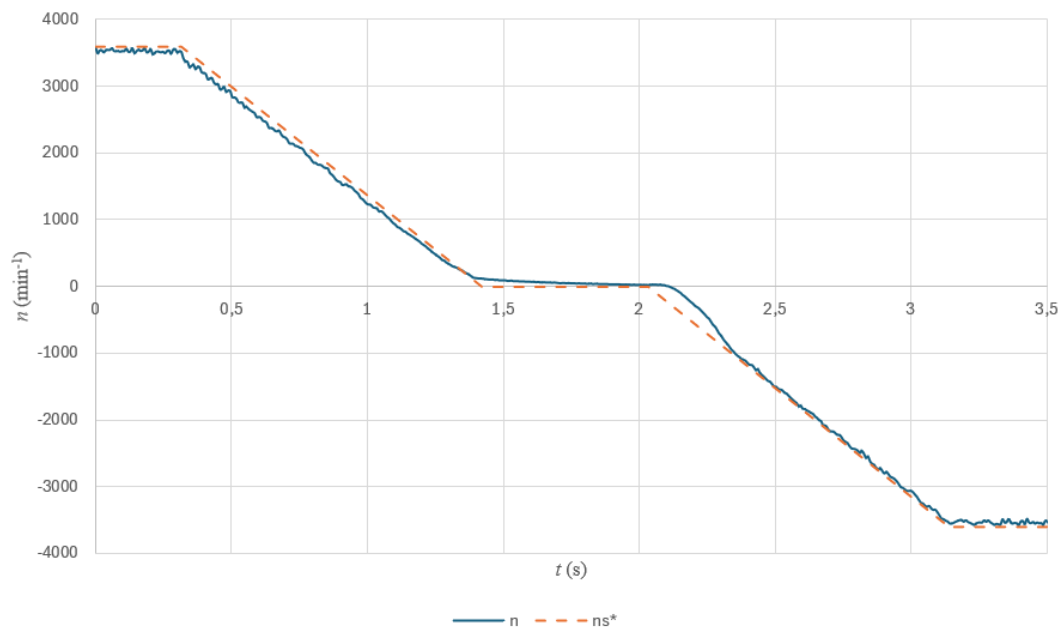
Na Obr. 7-2 je průběh fázového proudu při rozběhu. Zde můžeme pozorovat postupnou změnu napájecí frekvence. Z počátku rozběhu, do frekvence 5 Hz, probíhal se „zvýšeným“ napětím, podle Obr. 6-3, to se podepsalo i na amplitudě proudu, která dosahovala hodnoty 1,5 A. Poté co se proud dostal nad frekvenci 5 Hz, tedy napětí již lineárně rostlo s frekvencí, se amplituda proudu pohybovala kolem hodnoty 1 A.



Obr. 7-2 Průběh fázového proudu při rozběhu motoru na frekvenci 60 Hz,  
osa x = 108 ms/dílek, osa y = 1 A/dílek

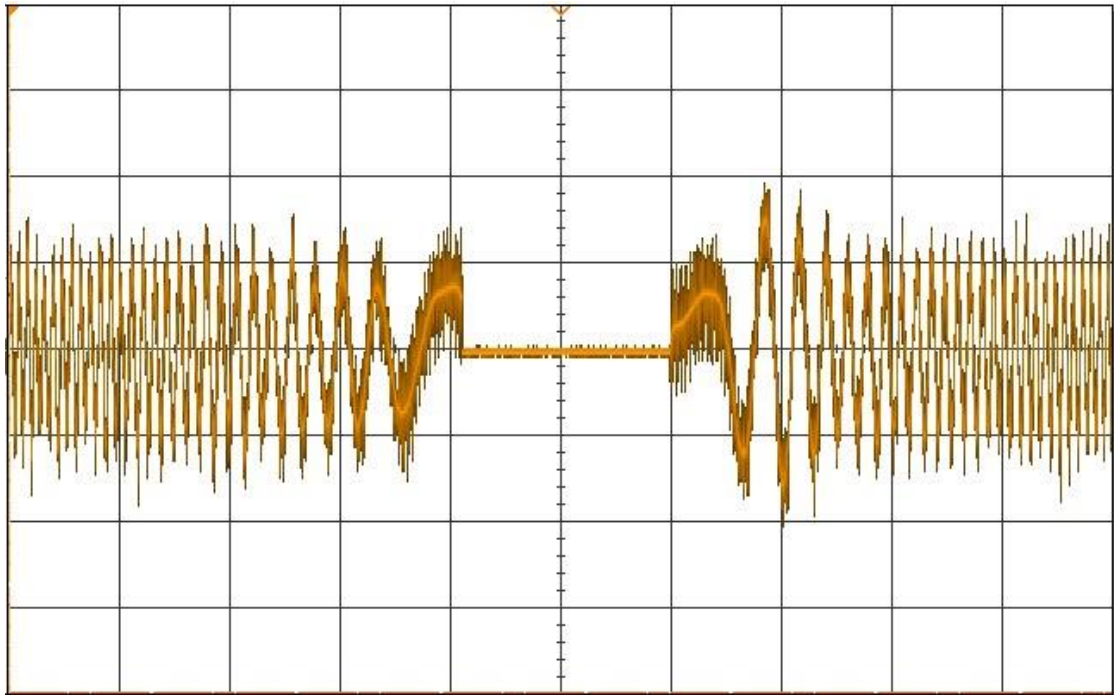
## 7.2 Reverzace

Reverzace probíhala podle žádosti synchronních otáček z 3600 ot/min na hodnotu  $-3600$  ot/min. Na Obr. 7-3 můžeme vidět, že se snižující se napájecí frekvencí, klesaly i otáčky  $n$ . Poté co i otáčky rotoru dosáhly nulové hodnoty, započal rozběh na opačný směr. Zde je průběh otáček shodný jako v kap. 7.1.



Obr. 7-3 Průběh otáček při reverzaci

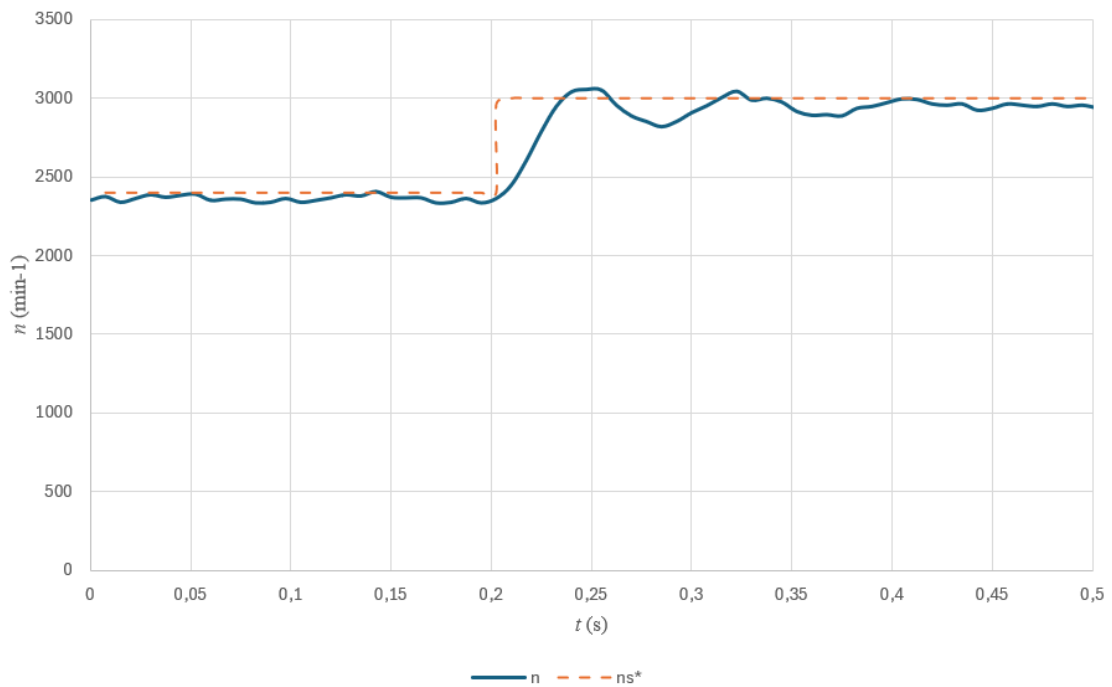




Obr. 7-4 Průběh proudu při reverzaci, osa  $x = 250 \text{ ms/dílek}$ , osa  $y = 1 \text{ A/dílek}$

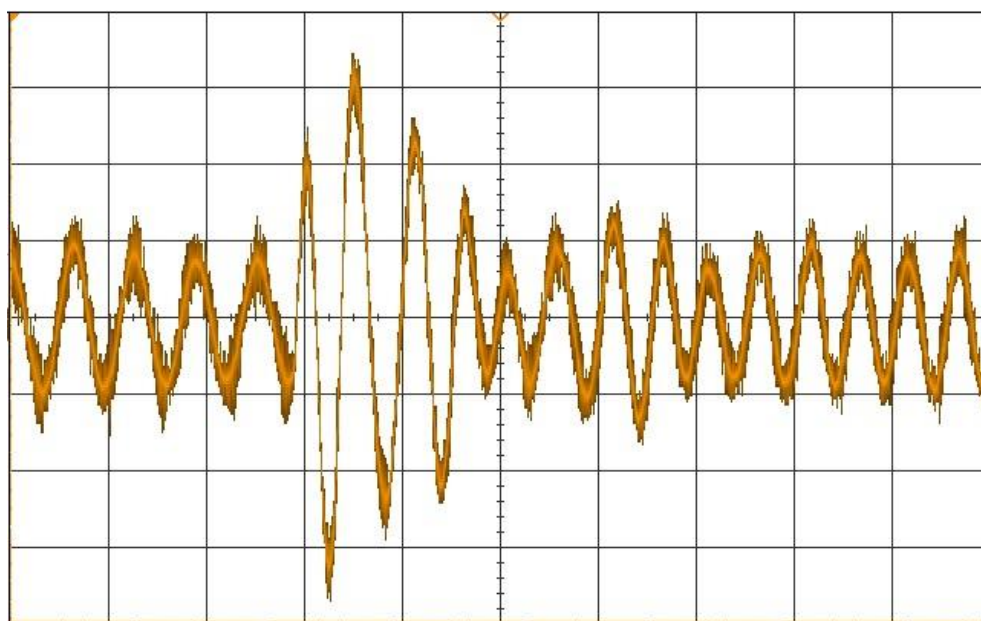
### 7.3 Odezva otáček na skokovou změnu napájecí frekvence

V tomto experimentu byl motor provozován na 2400 otáčkách, v čase  $t = 0,2 \text{ s}$  došlo ke skokové změně napájecí frekvence. Z průběhu otáček  $n$  na Obr. 7-5 můžeme vidět, že se motor na požadovanou rychlost dostal poměrně rychle a došlo zde k zákmitům, než se motor na požadované rychlosti ustálil.



Obr. 7-5 Průběh otáček při skokové změně frekvence

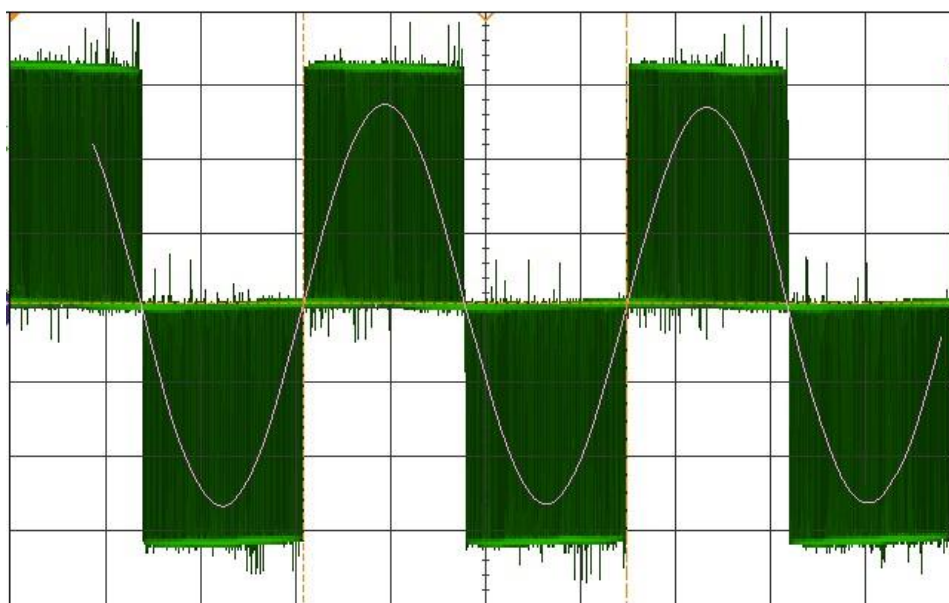
Na Obr. 7-6 můžeme vidět průběh proudu, zde je vidět, že při skokové změně napájecí frekvence došlo k proudovému nárazu, jehož maximální hodnota dosahovala hodnoty 3,1 A, což je přibližně třikrát vyšší hodnota amplitudy než v ustáleném stavu.



Obr. 7-6 Průběh fázového proudu při skokové změně otáček z  $2400 \text{ min}^{-1}$  na  $3000 \text{ min}^{-1}$ ,  
osa  $x = 40 \text{ ms/dílek}$ , osa  $y = 1 \text{ A/dílek}$

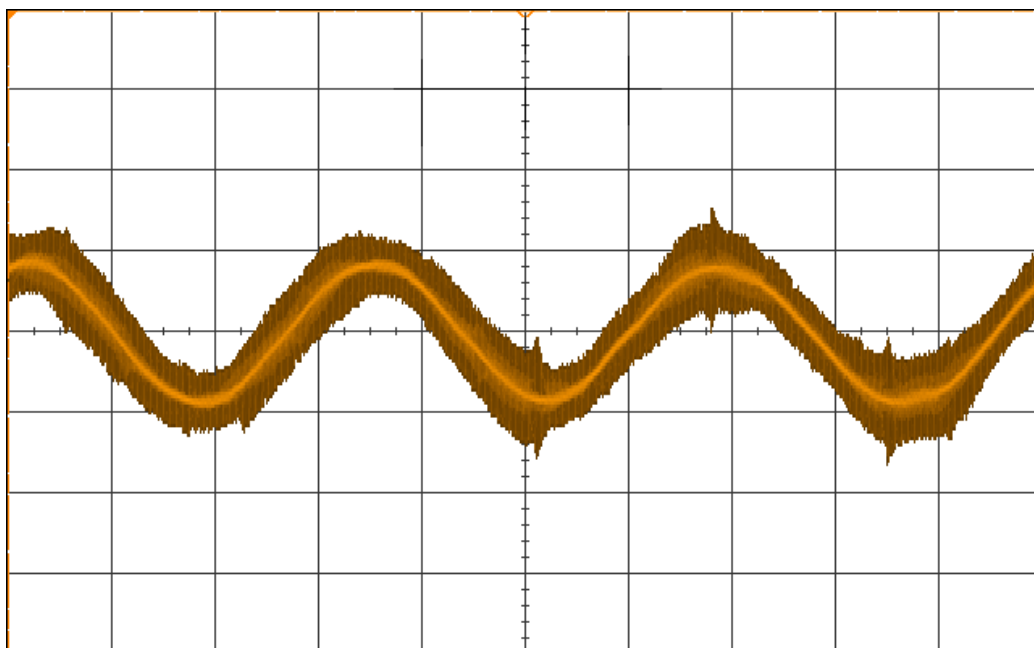
#### 7.4 Další sejmuté veličiny

Dále byly pomocí osciloskopu sejmuty průběhy napětí. Na Obr. 7-7 je vidět průběh sdruženého napětí při frekvenci 60 Hz, navíc je zde vidět průběh napětí, které bylo vyfiltrováno přes dolní propust pomocí matematického kanálu. Vyfiltrované napětí má čistě sinusový průběh.



Obr. 7-7 Průběh sdruženého napětí na výstupu měniče, osa  $x = 5 \text{ ms/dílek}$ , osa  $y = 100 \text{ V/dílek}$

Jako poslední je zde ukázán průběh fázového proudu při frekvenci 60 Hz, amplituda proudu dosahovala hodnoty 1 A. Obálka průběhu proudu opět připomíná sinusový průběh.



*Obr. 7-8 Průběh fázového proudu, osa  $x = 5 \text{ ms/dílek}$ , osa  $y = 1 \text{ A/dílek}$*

## Závěr

Náplní této práce bylo prozkoumání možností řízení asynchronního motoru přípravkem dsPICDEM MC1 a mikrokontrolérem dsPIC30F6010. V teoretické části jsou principiálně popsány části, potřebné k realizaci řízení. Jedná se o napěťový frekvenční měnič a metody modulace výstupního napětí, metody řízení a regulace asynchronního motoru. Detailně je popsán přípravek MC1, mikrokontrolér a použitý měnič dsPICDEM MC1H. Dále byly navrženy tři možnosti řízení, dvě skalární a jedna vektorová metoda, které by bylo možné pomocí přípravku realizovat. Jako vybranou metodu k realizaci jsem zvolil skalární řízení bez zpětné vazby. V jedné z kapitol je nastíněno, jak byla metoda realizována ve vývojovém prostředí MPLAB X IDE a programovacím jazyce C. Toto řízení bylo doplněno o ovládání rychlosti, reverzaci, možnost rozběhu a doběhu motoru a monitoring důležitých parametrů, jako jsou žádaná frekvence, aktuální rychlost získaná z čidla rychlosti a aktuální hodnota statorového proudu. Nakonec bylo provedeno proměření implementovaného řízení na skutečném motoru ve třech provozních stavech.

Jedním z možných budoucích vylepšení by mohla být implementace zpětné vazby ke skalárnímu řízení a vhodné nastavení konstant PI regulátoru. Dále by bylo vhodné proměřit motor ve stavu naprázdno, nakrátko a při zatěžování různými zátěžnými momenty pro získání provozních charakteristik a parametrů.

## Seznam použité literatury

- [1] P. Voženílek, P. Mindl, and V. Novotný, Elektromechanické měniče: cvičení. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2006.
- [2] P. Koblre, Matematický model asynchronního motoru a transformace souřadnic: Učební text pro vlastní výuku. Peking, 2019.
- [3] P. Koblre and J. Pavelka, Elektrické pohony a jejich řízení, 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016.
- [4] J. Lettl, J. Pavelka, and J. Bauer, Výkonová elektronika, 4. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2019.
- [5] J. Javůrek, Regulace moderních elektrických pohonů, 3rd ed. Praha: Grada, 2003.
- [6] B. K. Bose, Modern power electronics and AC drives. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002.
- [7] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, Power Electronics and Motor Drives. CRC Press, 2011.
- [8] Y. N. Dementyev, Control System with Sinusoidal PWM Three-Phase Inverter with a Frequency Scalar Control of Induction Motor. 5 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 2015.
- [9] G. Kohlrusz, D. Fodor, Comparison of scalar and vector control strategies of induction motor. Hungarian Journal Of Industrial Chemistry Veszprém, 2011.
- [10] R. de Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, Advanced electrical drives: analysis, modeling, control. Dordrecht: Springer, c2011.
- [11] Microchip Technology Inc., “dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board User’s Guide,” DS70098A. 2003. Dostupné z:  
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70098a.pdf>
- [12] Microchip Technology Inc., “dsPIC30F6010 Data Sheet,” DS70119D. 2004. Dostupné z:  
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70119d.pdf>
- [13] Microchip Technology Inc., “dsPIC30F Family Reference Manual,” DS70046D. 2005. Dostupné z: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70046D.pdf>
- [14] J. Zambada, Measuring Speed and Position with the QEI Module, DS93002A. Microchip Technology Inc., 2005. Dostupné z:  
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/93002a.pdf>
- [15] Leeson, “Product Information Packet“, DataPack. 2018. Dostupné z:  
[https://dealerselectric.com/images/Products/Leeson/Article\\_102684.00\\_DataPack\\_9.pdf](https://dealerselectric.com/images/Products/Leeson/Article_102684.00_DataPack_9.pdf)
- [16] Microchip Technology Inc., “dsPICDEM™ MC1H 3-Phase High Voltage Power Module User’s Guide. Microchip, “ DS70096A. 2003. Dostupné z:  
<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70096A.pdf>

[17] US Digital, "E3 Optical Kit Encoder", Data Sheet 56786. 2024. Dostupné z:

<https://www.usdigital.com/media/fb3hwbxs/e3-datasheet.pdf>

[18] D. Ross and J. Theys, Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM, DS00908A. 2004. Dostupné z:

<https://ww1.microchip.com/downloads/jp/AppNotes/ACIM%20Vector%20Control%2000908a.pdf>