

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH
POHONŮ A TRAKCE**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



**SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ
ASYNCHRONNÍHO MOTORU**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

KVĚTEN 2023

**DAVID
SAMEC**



ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Samec** Jméno: **David** Osobní číslo: **498974**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Skalární řízení asynchronního motoru

Název bakalářské práce anglicky:

Scalar Control of Induction Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte metody řízení rychlosti asynchronního motoru napájeného z napětového střídače.
2. Podrobněji popište metody skalárního řízení.
3. Vytvořte funkční modely alespoň dvou metod skalárního řízení.
4. Obdržené simulační výsledky relevantně zhodnoťte.

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] Hinkkanen, M., On the Stability of Volts-per-Hertz Control for Induction Motors, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 10, Issue 2, 2022.
- [4] Lee, K., Han, Y., Reactive-Power-Based Robust MTPA Control for v/f Scalar-Controlled Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 69, Issue 1, 2022.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Koblí, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce

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

Datum zadání bakalářské práce: **16.02.2023**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

Ing. Pavel Koblí, 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

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych tímto poděkoval svému vedoucímu práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, PhD., především za jeho ochotu, trpělivost a odborné konzultace, neboť bez jeho cenných rad by bylo zpracování práce značně komplikovanější.

Poděkování zároveň patří Martinu Plechatému za pomoc s prací po jazykové stránce.

Dále bych chtěl poděkovat Matěji Kulichovi za pomoc s programováním během prvního semestru.

Velký dík patří také mé přítelkyni Karolině za podporu, trpělivost a toleranci během celého studia.

V neposlední řadě bych chtěl poděkovat své rodině za veškerou pomoc a celoživotní podporu na mé cestě.

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 17. května 2023

.....

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce obsahuje stručný popis asynchronního motoru a jeho matematického modelu. Na základě toho je popsáno frekvenční řízení a jsou uvedeny některé konkrétní metody řízení asynchronního motoru napájeného z dvouúrovňového napěťového střídače. Dále je v práci obsažen přehled dostupných metod skalárního řízení. V prostředí Simulink jsou pak vytvořeny simulační modely vybraných variant skalárního řízení a jednotlivé metody jsou následně relevantně porovnány na základě simulačních výsledků.

Klíčová slova: asynchronní motor, matematický model asynchronního motoru, napěťový střídač, pulzně-šířková modulace, frekvenční řízení, skalární řízení

ABSTRACT

This bachelor thesis contains a brief description of an induction motor and its mathematical model. Based on this, variable frequency control is described, and some specific methods used to control an induction motor powered by a two-level voltage source inverter are presented. The thesis also includes an overview of available scalar control methods. Simulation models of selected scalar control methods are then created in Simulink, and individual methods are subsequently compared based on simulation results.

Keywords: induction motor, mathematical model of induction motor, voltage source inverter, sinusoidal PWM, variable frequency control, scalar control

OBSAH

ÚVOD	2
KAPITOLA 1: ASYNCHRONNÍ MOTOR	3
1.1 KONSTRUKČNÍ USPOŘÁDÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU	3
1.2 PRINCIP PRÁCE ASYNCHRONNÍHO MOTORU	3
1.3 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	4
KAPITOLA 2: NEPŘÍMÝ MĚNIČ FREKVENCE	7
2.1 STRÍDAČ NAPĚŤOVÉHO TYPU	7
2.1.1 Možnosti řízení napět'ového střídače.....	8
2.1.1.1 Princip suboscilační modulace.....	9
KAPITOLA 3: ŘÍZENÍ OTÁČIVÉ RYCHLOSTI	10
3.1 FREKVENČNÍ ŘÍZENÍ	11
3.1.1 Skalární řízení.....	13
3.1.2 Vektorově orientovaná regulace.....	14
3.1.3 Přímé řízení momentu.....	15
3.1.4 Modelově prediktivní řízení	17
3.1.4.1 FS-MPC.....	18
KAPITOLA 4: ŘÍDICÍ STRUKTURY SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ	21
4.1 KMITOČTOVĚ NAPĚŤOVÉ ŘÍZENÍ BEZ ZPĚTNÉ VAZBY	21
4.2 KMITOČTOVĚ NAPĚŤOVÉ ŘÍZENÍ SE ZPĚTNOU VAZBOU.....	22
4.3 ŘÍZENÍ S KOMPENZACÍ SKLUZU BEZ REGULÁTORU RYCHLOSTI	24
4.4 NEZÁVISLÁ REGULACE MOMENTU A STATOROVÉHO TOKU	24
4.5 KMITOČTOVĚ PROUDOVÁ REGULACE.....	26
KAPITOLA 5: SIMULACE SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU	28
5.1 MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU	28
5.2 MODEL STRÍDAČE NAPĚŤOVÉHO TYPU.....	29
5.3 MODEL SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ.....	29
5.4 LADĚNÍ PI REGULÁTORU.....	31
5.5 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY	32
5.5.1 Model kmitočtově napět'ového řízení bez zpětné vazby	33
5.5.2 Model kmitočtově napět'ového řízení se zpětnou vazbou	37
5.5.3 Model kmitočtově proudové regulace s regulátorem rychlosti.....	41
5.6 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ.....	44
ZÁVĚR	47
LITERATURA	48
PŘÍLOHA A: NOMENKLATURA A ZKRÁCENÁ OZNAČENÍ	50
A.1 SEZNAM SYMBOLŮ.....	50
A.2 ZNAČENÍ OBECNÝCH FYZIKÁLNÍCH VELIČIN.....	51
A.3 SEZNAM ZKRATEK.....	51

ÚVOD

Asynchronní motor je točivý stroj pracující na principu elektromagnetické indukce, který byl vynalezen na konci 19. století Nikola Teslou. [1] Motory tohoto typu jsou nejrozšířenějšími elektrickými motory vůbec, jelikož jsou díky své jednoduché konstrukci ze všech strojů nejlacinější. Zároveň jsou velice spolehlivé, bezporuchové a nenáročné na údržbu. [2] Tyto výhody jsou však doprovázeny jednou nevýhodou v podobě složitého řízení rychlosti, které dříve bez znalosti moderní výkonové elektroniky bylo značně omezené. S příchodem a rozvojem výkonové elektroniky byla však tato nevýhoda eliminována na úroveň, kdy již bylo možné realizovat řízení otáčivé rychlosti asynchronního motoru změnou frekvence napájecího napětí pomocí frekvenčního měniče.

Kvůli obtížnému řízení rychlosti se asynchronních motorů užívá zejména u pohonů, které pracují s přibližně konstantní rychlostí a jejichž funkce nevyžaduje pevně stanovenou rychlost. Aplikace asynchronních motorů se proto využívá především v oblasti jednodušších typů pohonů, jako jsou čerpadla, ventilátory, kompresory a další.

Tato práce je rozdělena do pěti hlavních kapitol. První čtyři kapitoly seznamují čtenáře s teoretickými základy, které následně budou v závěrečné kapitole aplikovány v programu Simulink.

Obsahem první kapitoly je seznámení s principem práce asynchronního motoru a jeho matematickým modelem používaným pro následující simulace. V další části je pak popsán frekvenční měnič spolu se střídačem napětového typu. Součástí této kapitoly je popis řízení střídače pomocí suboscilační modulace. Následující dvě kapitoly pak obsahují vybrané možnosti řízení asynchronního motoru napájeného z napětového střídače, zejména pak popis některých řídicích struktur skalárního řízení.

Praktická část je věnována samotné implementaci tří vybraných metod skalárního řízení do prostřední Simulink. Konkrétně jsou provedeny simulace kmitočtově napětového řízení bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou, přičemž obě tyto metody jsou doplněné o kmitočtové proudové řízení s regulátorem rychlosti. Simulace zmiňovaných metod jsou na základě obdržených výsledků v závěru práce mezi sebou relevantně porovnány a zhodnoceny.

KAPITOLA 1: ASYNCHRONNÍ MOTOR

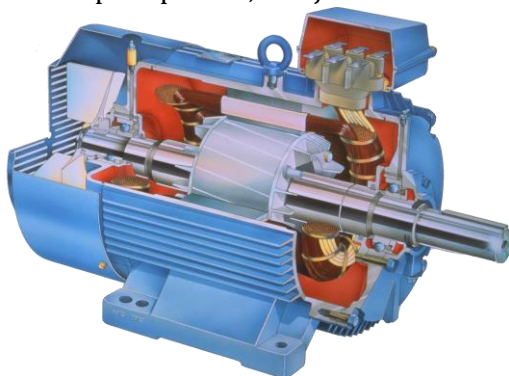
Hlavními částmi motoru jsou stator a rotor vzájemně oddělené vzduchovou mezerou. Stator je část nepohyblivá a rotor je část rotující kolem podélné osy. V následujících částech je popsáno konstrukční uspořádání a princip funkce tohoto typu motoru.

1.1 Konstrukční uspořádání asynchronního motoru

Statorový magnetický obvod je složen z izolovaných plechů pro elektrotechniku s obsahem křemíku. Magnetický obvod je následně nalisován na kostru motoru, která je na svém povrchu žebrovaná kvůli chlazení stroje během provozu. Na jeho vnitřním obvodu jsou vytvořeny drážky, ve kterých je umístěno třífázové vinutí z mědi. Začátky a konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici, která se nachází na vnější kostře, kde mohou být následně zapojeny do hvězdy nebo trojúhelníku. K správné funkci motoru, je třeba vytvořit točivé magnetické pole, které je vytvořené díky vhodnému navinutí statorového vinutí napájeného střídavým proudem. Pro následující představy je uvažováno třífázové vinutí sinusově rozložené, tedy, že ve vzduchové mezeře je vytvořen sinusový průběh magnetické indukce.

Mezi státorem a rotorem se nachází vzduchová mezera. Jelikož vzduch má velký magnetický odpor, je motor konstruován tak, aby velikost vzduchové mezery byla v rozmezí 1–3 mm.

Rotorový magnetický obvod je stejně jako statorový tvořen z izolovaných plechů pro elektrotechniku, ale drážky jsou v jeho případě umístěny na vnějším obvodu. Rotor, který je nalisován na hřídel, se rozlišuje dle dvou konstrukčních provedení, na rotor s kotvou nakrátko a rotor s kotvou kroužkovou. U rotoru s kotvou nakrátko je do uzavřených drážek odstříknuta hliníková klec, která je na obou koncích spojena kruhy dokrátka. Součástí kruhů bývají lopatky, které zvětšují plochu odvodu tepla a umožňují tak lepší chlazení rotoru (obr. 1-1). K vlastnímu chlazení při chodu motoru je však na hřídel umístěn ventilátor. Druhý typ rotoru má třífázové vinutí vyvedené na kroužky, rotorové vinutí je tak v podstatě podobné vinutí statorovému. Na kroužky dosedají kartáče, ke kterým je připojen vnější obvod zvaný rotorový spouštěč. Toto provedení se tak používá zpravidla pro aplikace, kde je třeba velkého záběrného momentu.



Obrázek 1-1 Řez asynchronním motorem s kotvou nakrátko [3]

1.2 Princip práce asynchronního motoru

Princip činnosti je založen na vzájemném působení točivého magnetického pole ze statoru a pole vytvořeného průchodem proudu rotorovým vinutím. Zde je princip činnosti vysvětlen na motoru s kotvou nakrátko, který se v práci uvažuje. Točivé magnetické pole je vytvořeno průchodem proudu statorovým vinutím, které je napájeno třífázovým harmonickým napětím, kdy okamžité hodnoty napětí v jednotlivých fázích jsou vůči sobě posunuty o 120 ° elektrických. Rychlost otáčení točivého magnetického pole je dána frekvencí napájecího napětí a počtem pólových dvojic. Siločáry točivého magnetického pole protínají vodiče rotoru, a ve vodičích se tak indukují napětí o velikosti

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

Proud je důsledkem napětí v uzavřeném obvodu. Indukované napětí vyvolá v kleci proud, který má dle Lenzova pravidla takový smysl, aby svým magnetickým polem bránil časovým změnám vnějšího magnetického pole, které proud vyvolalo. Jelikož se v magnetickém poli nachází vodiče, kterými prochází proud, tak vznikne síla daná vztahem

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{l} \times \vec{B}). \quad (1-2)$$

V důsledku působení síly následně vznikne moment, díky kterému se rotor začne otáčet ve směru točivého magnetického pole a snaží se jej dohnat, aby eliminoval protínání indukčních čar točivého pole napříč vodiči rotoru. Rotor se tak bude vždy otáčet rychlostí nižší, než je rychlost točivého magnetického pole, neboť pokud by se rotor otáčel rychlostí synchronní (rychlost točivého magnetického pole), tak se v rotoru nebude indukovat napětí, a stroj by tak měl nulový moment. Motor však potřebuje alespoň minimální moment ke krytí momentu mechanických ztrát.

Rozdíl frekvence točivého magnetického pole a mechanické frekvence otáčení se nazývá skluzová frekvence

$$f_2 = f_1 - f_m, \quad (1-3)$$

kde f_2 je skluzová frekvence, f_1 je frekvence točivého magnetického pole a f_m je mechanická frekvence otáčení rotoru. Pro asynchronní motor tedy definujeme skluz s , což je rozdíl synchronní a mechanické frekvence vztažený k synchronní frekvenci

$$s = \frac{f_1 - f_m}{f_1}. \quad (1-4)$$

Obdobně lze zavést tento vztah pro úhlové rychlosti

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

kde Ω_1 je úhlová rychlost točivého magnetického pole, Ω je mechanická úhlová rychlost otáčení rotoru. Z tohoto vztahu lze následně určit závislost mechanické úhlové rychlosti na skluzu

$$\Omega = \Omega_1(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p_p}(1 - s), \quad (1-6)$$

kde p_p je počet pólových dvojic. Odtud jsou již patrné možnosti změny úhlové rychlosti.

1.3 Matematický model asynchronního motoru

Při sestavení matematického modelu asynchronního motoru byla přijata řada zjednodušení, která jsou dána následujícími předpoklady: [4]-[5]

- vinutí statoru je souměrné (odpory, indukčnosti a vzájemné indukčnosti jednotlivých fází statoru jsou totožné)

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R_1 \\ L_a &= L_b = L_c = L_s \\ L_{ab} &= L_{bc} = L_{ca} = M_1 \end{aligned}$$

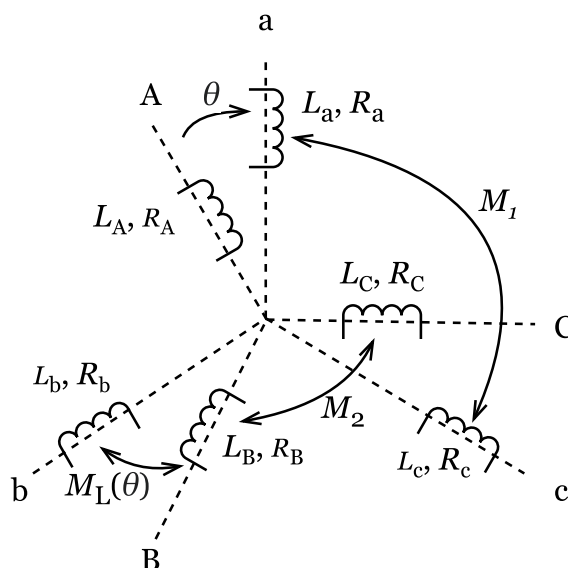
- vinutí rotoru je souměrné (odpory, indukčnosti a vzájemné indukčnosti jednotlivých fází rotoru jsou totožné)

$$\begin{aligned} R_A &= R_B = R_C = R_2 \\ L_A &= L_B = L_C = L_r \\ L_{AB} &= L_{BC} = L_{CA} = M_2 \end{aligned}$$

- vzduchová mezera mezi státorem a rotorem je konstantní (ve skutečnosti konstantní není kvůli drážkování)
- třífázové vinutí statoru i rotoru je sinusově rozloženo po obvodu magnetického obvodu, kdy jednotlivé fáze jsou vzájemně posunuty o 120°

- ztráty v železe jsou nulové (neuvažujeme je)
- motor pracuje pouze v lineární části magnetizační charakteristiky (zanedbáváme sycení)

Výše uvedené indukčnosti jsou konstantní. Obecně je však rotor posunutý vůči statoru o úhel θ , kdy tento úhel je proměnný. Jelikož uvažujeme stroj s třífázovým vinutím na statoru i rotoru, tak se vzájemné indukčnosti mezi statorovou cívku jedné fáze a cívkami všech fází rotoru mění v závislosti na úhlu natočení θ . Schéma reprezentující tyto předpoklady je graficky zobrazeno na obr. 1-2.



Obrázek 1-2 Náhradní schéma třífázového systému vinutí statoru a rotoru [5](upraveno)

Na základě odvození vektorových rovnic a užití Clarkové a Parkovy transformace lze pak vektorové rovnice matematického modelu rozepsat do složek obecné soustavy os u, v : [4]

$$\begin{aligned}
 u_{1u} &= R_1 i_{1u} + \frac{d\Psi_{1u}}{dt} - \omega_k \Psi_{1v} \\
 u_{1v} &= R_1 i_{1v} + \frac{d\Psi_{1v}}{dt} + \omega_k \Psi_{1u} \\
 u_{2u} &= R_2 i_{2u} + \frac{d\Psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{2v} \\
 u_{2v} &= R_2 i_{2v} + \frac{d\Psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{2u} \\
 \Psi_{1u} &= L_1 i_{1u} + L_h i_{2u} \\
 \Psi_{1v} &= L_1 i_{1v} + L_h i_{2v} \\
 \Psi_{2u} &= L_2 i_{2u} + L_h i_{1u} \\
 \Psi_{2v} &= L_2 i_{2v} + L_h i_{1v}.
 \end{aligned} \tag{1-7}$$

Vztah pro moment je pak možné popsat různými kombinacemi prostorových vektorů \mathbf{X} , \mathbf{Y} v různých souřadnicových systémech. V případě zvolení transformačního koeficientu $K= 2/3$, který je v práci dále využíván, vztah pro moment nabývá tvaru: [6]

$$M_i = \frac{3}{2} p_p k_m |\mathbf{X} \times \mathbf{Y}| = \frac{3}{2} p_p k_m (Y_{Re} X_{Im} - Y_{Im} X_{Re}), \tag{1-8}$$

kde k_m je konstanta závislá na volbě prostorových vektorů \mathbf{X} , \mathbf{Y} jsou prostorové vektory toků a proudů. Na základě rovnice (1-8) lze vytvořit osm možných vztahů pro moment, kdy všechny možnosti jsou vypsány v tab. 1-1.

varianta	1	2	3	4	5	6	7	8
X	I_1	I_1	I_1	I_1	I_2	I_2	I_2	Ψ_1
Y	I_2	Ψ_1	Ψ_h	Ψ_2	Ψ_1	Ψ_h	Ψ_2	Ψ_2
k_m	L_h	1	1	L_h/L_2	L_h/L_1	1	1	$L_h/\sigma L_2 L_1$

Tabulka 1-1: Možné varianty výpočtu momentu [7]

Vztah pro mechanickou část stroje pak popisuje pohybová rovnice:

$$M_i - M_z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (1-9)$$

kde J představuje moment setrvačnosti stroje a M_z je zátěžný moment zahrnující i moment ztrát samotného motoru. Vnitřní moment M_i je pak roven momentu hnacímu.

Volba obecné úhlové rychlosti ω_k může být libovolná. U střídavých pohonů je využívána transformace především do tří systémů os: $\alpha\beta$, dq a kl , kdy každý souřadnicový systém je využíván z jiného důvodu. Zde bude uvedena pouze transformace do systému os pevně svázaného se státorem značeným $\alpha\beta$. Pro úplnost lze podrobně odvození a zbylé transformace najít například v [4].

Souřadnicový systém svázaný se státorem je vhodný pro sledování statorových veličin. Systém os se v tomto případě otáčí rychlostí $\omega_k = 0$ rad/s. Pro tuto transformaci přejdou uvedené obecné rovnice (1-7) na tvar: [4]

$$\begin{aligned}
 u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} \\
 u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} \\
 u_{2\alpha} &= R_2 i_{2\alpha} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \omega \Psi_{2\beta} \\
 u_{2\beta} &= R_2 i_{2\beta} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} - \omega \Psi_{2\alpha} \\
 \Psi_{1\alpha} &= L_1 i_{1\alpha} + L_h i_{2\alpha} \\
 \Psi_{1\beta} &= L_1 i_{1\beta} + L_h i_{2\beta} \\
 \Psi_{2\alpha} &= L_2 i_{2\alpha} + L_h i_{1\alpha} \\
 \Psi_{2\beta} &= L_2 i_{2\beta} + L_h i_{1\beta}.
 \end{aligned} \quad (1-10)$$

Pro moment pak platí vztah:

$$M_i = \frac{3}{2} p_p k_m (Y_\alpha X_\beta - Y_\beta X_\alpha). \quad (1-11)$$

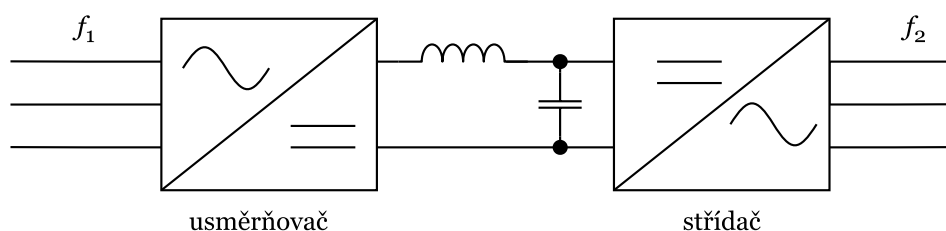
KAPITOLA 2: NEPŘÍMÝ MĚNIČ FREKVENCE

Frekvenční měniče můžeme rozlišit na přímé a nepřímé. K napájení asynchronních motorů se používají převážně měniče nepřímé, pomocí kterých lze plynule a efektivně řídit rozběh, chod i brzdění asynchronního motoru. Zde je uveden nepřímý měnič kmitočtu s napětovým meziobvodem, který se skládá z usměrňovače, meziobvodu a střídače. Tímto způsobem je napětí ze sítě nejdříve usměrněno a následně je vyspínáno střídavé napětí o požadované frekvenci. Blokové schéma je znázorněno na obr. 2-1.

Na vstupu frekvenčního měniče je usměrňovač, který mění vstupní efektivní hodnotu střídavého napětí ze sítě o frekvenci f_1 na výstupní stejnosměrné napětí. Usměrňovač může být různého typu, řízený/neřízený, s vnější/vlastní komutací, v dnešní době se však užívá třífázového šestipulzního neřízeného usměrňovače v můstkovém zapojení. [8]

Nepřímý měnič kmitočtu se vyznačuje svým stejnosměrným meziobvodem, který odděluje usměrňovač a střídač. U měniče napětového typu tvoří tento meziobvod kondenzátor relativně velké kapacity, který slouží jako zdroj stejnosměrného napětí pro střídač. V meziobvodu je také zapojena vyhlazovací tlumivka pro snížení proudových rázů. [8]

Na výstupu frekvenčního měniče tohoto typu je napětový střídač, který mění stejnosměrné napětí opět na výstupní střídavé napětí o frekvenci f_2 . Velikost a frekvence výstupního napětí střídače se mění dle spínací frekvence polovodičových spínacích součástek, která je zajištěna řízením střídače, například pomocí mikrokontroléru. [8]



Obrázek 2-1 Blokové schéma nepřímého měniče frekvence napětového typu [8](upraveno)

2.1 Střídač napětového typu

Zapojení dvouúrovňového střídače je vyobrazeno na obr. 2-2. K znázornění zapojení měniče je využito NPN tranzistorů, obecně však spínače mohou být realizovány tranzistory nebo vypínatelnými tyristory typu IGBT, GTO nebo IGCT. [8]

Střídač je složen ze tří větví, kdy jednotlivé větve měniče jsou tvořeny antiparalelním zapojením vypínatelných polovodičových součástek V1–V6 a diod V11–V16. Řídící obvody vypínatelných součástek pak musí zajistit, aby spínače v jedné větvi nebyly sepnuty v jeden okamžik. V případě, že by tento požadavek nebyl splněn, došlo by ke zkratu na kondenzátoru a hrozilo by nebezpečí, že oba sepnuté spínače by se poškodily velkým proudem. K předejití tohoto stavu se mezi řídicí signály horního a spodního tranzistoru vkládá ochranná doba, která musí být zvolena tak, aby sepnutý spínač vypnul před sepnutím druhého spínače ve stejné větvi. [7] Diody V11–V16 vytvářejí proudovou cestu v případě vypnutí spínačů V1–V6.

Zátěž tvořená asynchronním motorem je pak připojena na výstup střídače ke svorkám A, B, C. K určení napětí na výstupních svorkách střídače se zavádí pomyslný střed meziobvodu, vůči kterému se tato napětí mohou udávat. Díky tomu je možné rozdělit napětí meziobvodu U_d na dvě napětí polovičních hodnot $U_d/2$. Odtud lze usoudit, že je-li sepnutý spínač V1 nebo dioda V11, napětí mezi pomyslnou nulou a vývodem fáze A je $u_{0A} = U_d/2$. Je-li sepnutý spínač V4 nebo dioda V14, tak napětí mezi pomyslnou nulou a vývodem fáze A je $u_{0A} = -U_d/2$. [9]

Tímto způsobem lze vytvořit šest různých spínacích kombinací kdy na výstupu střídače bude nenulové fázové napětí. V takovém případě platí, že v každé ze šesti kombinací je vždy jedna součástka připojena na jednu polaritu napětí zdroje a zbylé dvě na napětí opačné polarity.

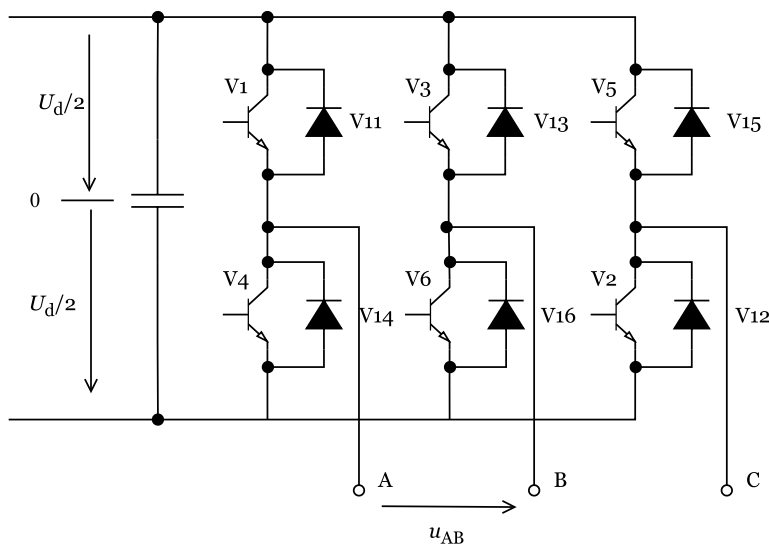
Další dvě kombinace odpovídají stavu, kdy jsou všechny tři fáze připojeny na stejný potenciál, a v takovém případě je na vývodech střídače nulové napětí.

Pro sdružené napětí platí:

$$\begin{aligned} u_{AB} &= u_{0A} - u_{0B} \\ u_{AC} &= u_{0A} - u_{0C} \\ u_{BC} &= u_{0B} - u_{0C}. \end{aligned} \tag{2-1}$$

Pak pro fázové napětí zátěže platí: [9]

$$\begin{aligned} u_A &= \frac{2}{3}u_{0A} - \frac{1}{3}u_{0B} - \frac{1}{3}u_{0C} \\ u_B &= \frac{2}{3}u_{0B} - \frac{1}{3}u_{0A} - \frac{1}{3}u_{0C} \\ u_C &= \frac{2}{3}u_{0C} - \frac{1}{3}u_{0B} - \frac{1}{3}u_{0A}. \end{aligned} \tag{2-2}$$



Obrázek 2-2 Silové schéma střídače napětového typu [8](upraveno)

2.1.1 Možnosti řízení napětového střídače

Jak již bylo uvedeno v úvodu této kapitoly, pomocí napětového střídače lze transformovat vstupní stejnosměrné napětí na výstupní střídavé napětí o různé efektivní hodnotě a různé frekvenci. Jelikož tento typ střídače se ve většině případů používá k napájení asynchronního motoru, jehož otáčivou rychlost je třeba řídit, je zároveň nutné řídit střídač takovým způsobem, aby bylo možné dosáhnout požadovaných hodnot napětí a frekvence k napájení. Řízení střídače je pak možné následujícími způsoby: [7]-[8]

- Obdélníkové amplitudové řízení výstupního napětí
- Obdélníkové šířkové řízení výstupního napětí
- Pulzně šířková modulace výstupního napětí (PWM)
 - Asynchronní metody
 - Suboscilační modulace
 - Modulace prostorového vektoru
 - Synchronizovaná nosná modulace
 - Synchronní metody

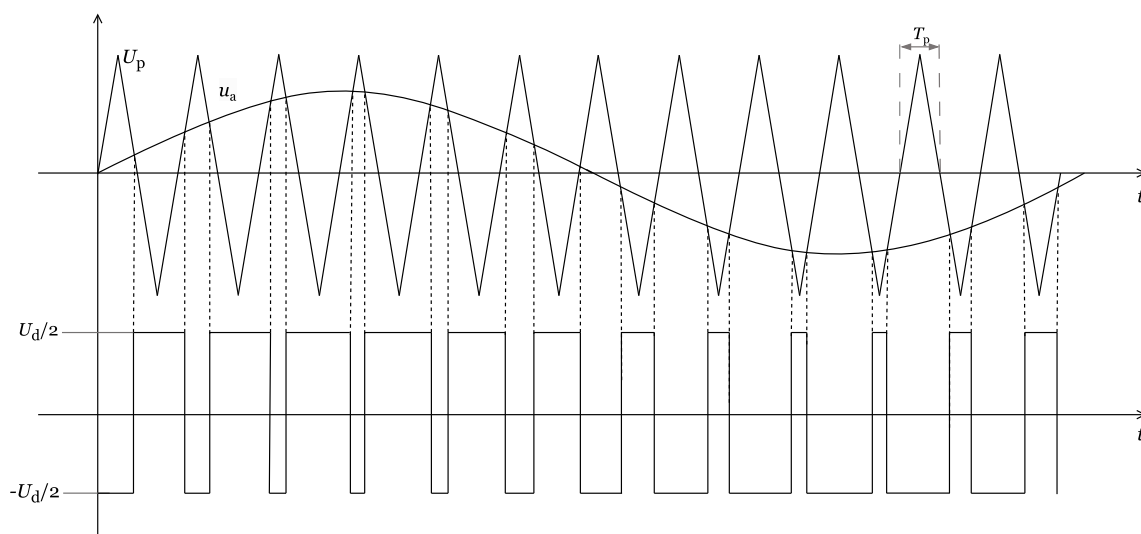
První jmenovaná možnost řízení patří k již méně užívaným metodám. Nejrozšířenějším způsobem v dnešní době je pulzně šířková modulace. Tento způsob řízení umožňuje současnou změnu základní harmonické výstupního napětí a změnu výstupní frekvence, kdy výsledný průběh má vysoký obsah první harmonické. [7] Další možnosti řízení napěťového střídače jsou také uvedeny například v [7].

V praxi se vyskytuje několik způsobů PWM. Obecně pak volba typu modulace závisí na požadavcích na pohon, použitých spínacích součástkách, elektrickém stroji a finančních nákladech. [7] V této práci tak bude vysvětlen pouze základní princip suboscilační modulace, následně využívaný v modelu střídače.

2.1.1.1 Princip suboscilační modulace

Při tomto způsobu řízení napěťového střídače se porovnávají tři referenční sinusové signály napětí u_a , u_b , u_c o žádané amplitudě U_1 a žádané frekvenci f_1 , s nosným pilovým signálem o amplitudě U_p a periodě T_p . Frekvence f_p je pak spínací frekvencí výkonových součástek, kdy pro stroje malých a středních výkonů frekvence dosahuje hodnot řádově 10^3 Hz. [10] Jelikož oproti obdélníkovému řízení dochází ke spínání mnohem častěji, výstupní napětí obsahuje menší množství vyšších harmonických. [4]

Správná funkce modulace je podmíněna tím, že amplituda referenčních napětí nepřekročí amplitudu nosného signálu. Pokud okamžitá hodnota referenčního napětí dané fáze dosahuje hodnoty větší, než je okamžitá hodnota nosného signálu, generuje se impuls pro sepnutí horního spínače příslušné větve. V opačném případě se generuje impuls pro sepnutí spodního spínače. Výstupním napětím střídače jsou tak napěťové pulzy, kdy hodnota frekvence a amplitudy základní harmonické výstupního napětí je měněna časovou změnou šířek impulsů na základě frekvence f_1 a velikosti napětí U_1 . Grafické znázornění uvedeného principu je vyobrazeno na obr. 2-3.



Obrázek 2-3 Princip suboscilační modulace pro referenční napětí fáze A

KAPITOLA 3: ŘÍZENÍ OTÁČIVÉ RYCHLOSTI

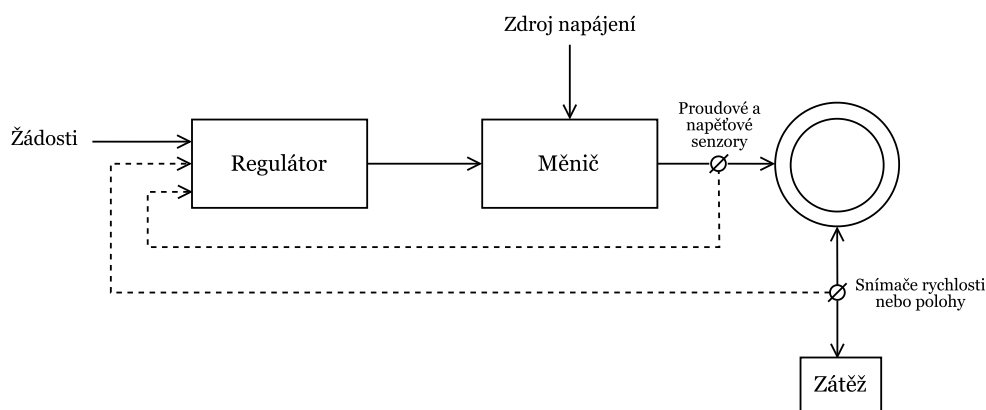
Způsobů řízení asynchronních motorů je mnoho a stále jsou vyvíjeny nové metody, proto je vhodné si v úvodu této kapitoly definovat základní pojmy jako je řízení, regulace a ovládání.

Řízení označuje cílevědomou činnost systému, při níž se vyhodnocují a zpracovávají informace o řízeném procesu nebo objektu a dějích vně tohoto procesu nebo objektu. Výsledkem jsou pak zásahy ovládající příslušná zařízení, tak aby při splnění určitých kritérií došlo k dosažení zadaného cíle řízení. Řízení pak dle typu regulační smyčky dělíme na ovládání a regulaci. [11]

Ovládání je způsob řízení, při kterém řízení probíhá v otevřené regulační smyčce. Jedná se tedy o druh řízení, při kterém se nesrovnává skutečný výsledek zásahu s daným požadavkem. Typ a míra určitého zásahu se pak volí na základě znalosti předpokládané odezvy, případně na základě informací z nadřazeného systému. [11] Tento způsob řízení je také označován jako řízení podle modelu, jelikož řídicí systém využívá k řízení předem definovaného matematického modelu. [12]

Dalším způsobem řízení je regulace. Tento typ řízení je nejčastější a nejvyužívanější. Jedná se o řízení v uzavřené smyčce s regulátorem a regulovanou soustavou, která na rozdíl od ovládání obsahuje zpětnou vazbu. Princip regulace spočívá v udržování fyzikální veličiny na požadované hodnotě, nebo na dynamicky proměnné hodnotě. Během regulace se zjišťuje skutečná hodnota fyzikální veličiny, která je porovnávána s žádanou hodnotou. Podle rozdílu mezi skutečnou a žádanou hodnotou je zásah do regulačního procesu takový, aby regulační odchylka byla minimální. Regulace v elektrických pohonech je pak charakterizována vysokou požadovanou rychlostí zásahu. [11]

Jak je ukázáno na obr. 3-1, regulační soustava asynchronního motoru se skládá z regulátoru, snímačů, měniče a samotného motoru. Odtud lze pozorovat, že studium řízení asynchronního motoru zahrnuje tři hlavní oblasti elektrotechniky: řízení, výkonovou elektroniku a elektrické stroje. [13]



Obrázek 3-1 Regulační soustava asynchronního motoru [13] (upraveno)

K řízení složitějších dynamických systémů se využívá kombinace obou typů řízení, kdy jsou řízení s využitím matematických modelů korigována pomocí zpětných vazeb. Řízení v otevřené smyčce je rychlejší a jednodušší, ale náročnější na vytvoření co nejpřesnějšího matematického modelu, podle kterého má řízení probíhat. Naopak řízení v uzavřené smyčce je pomalejší, ale má výhodu ve schopnosti korigovat regulovanou veličinu. [12]

Problémy s řízením asynchronních strojů přitahují pozornost výzkumníků již mnoho let. Jednotlivé možnosti řízení rychlosti lze určit z rovnice (1-6), kdy v případě, že neuvažujeme již dnes ustupující až téměř historické způsoby regulace, jako je regulace změnou skluzu nebo změnou počtu pólů, lze úhlovou rychlost otáčení motoru měnit výhradně frekvencí. Pomocí změny frekvence je pak možné měnit úhlovou rychlost v širokém rozsahu.

V dnešní době nejpoužívanějším způsobem řízení rychlosti asynchronních motorů je řízení změnou napájecí frekvence. Tento způsob řízení se uplatňuje u moderních pohonů a ve spojení s nimi představuje bezetrátovou metodu řízení. Pokud je asynchronní motor připojen na napájecí síť a je zatížen zátěžným momentem, má pouze jeden stabilní bod mechanické charakteristiky, ve kterém může pracovat. K dosažení jiného stabilního bodu, který umožňuje dosáhnout požadované rychlosti při daném zátěžném momentu, je třeba mít možnost měnit napájecí napětí a napájecí frekvenci. [7] Aby tento způsob řízení byl realizovatelný, je zapotřebí zdroj proměnného napětí a frekvence. Tento požadavek splňuje, již zmiňovaný, frekvenční měnič.

Podle způsobu frekvenčního řízení pak rozdělujeme používané řídicí metody na skalární a vektorové. Do vektorového řízení pak můžeme řadit například vektorově orientovanou regulaci, přímé řízení momentu nebo modelově prediktivní řízení. [14]

3.1 Frekvenční řízení

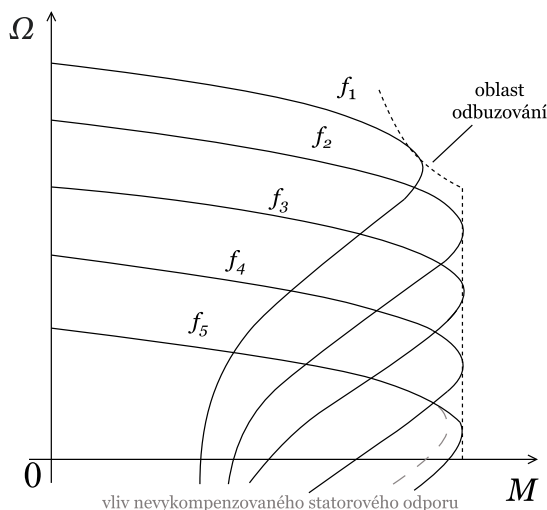
Princip frekvenčního řízení vychází z rovnice pro statickou momentovou charakteristiku:

$$M = \frac{3R_2' p_p}{s \omega_1} \frac{U_1^2}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2}, \quad (3-1)$$

kdy po zanedbání odporů statoru i rotoru a vyšetření maxima dostaneme vztah pro maximální moment (moment zvratu):

$$M_{zv} = \frac{3}{2} \frac{p_p}{(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2} \frac{U_1^2}{\omega_1^2} = \frac{3}{2} \frac{p_p}{(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2} \frac{U_1^2}{(2\pi f_1)^2}. \quad (3-2)$$

Z uvedených rovnic je patrné, že moment je závislý na napájecím napětí a frekvenci. Maximální moment tak zůstává konstantní při zachování konstantního poměru U_1/f_1 (obr. 3-2).



Obrázek 3-2 Mechanické charakteristiky při řízení změnou frekvence [7](upraveno)

Řízení asynchronního motoru při konstantním poměru U_1/f_1 je možné při frekvencích od 0 do jmenovité. V této oblasti je udržován konstantní statorový proud a tím i moment motoru. V takovém případě zůstává i maximální moment konstantní. Tyto úvahy jsou založeny na napěťové rovnici pro statorové vinutí: [4]

$$U_1^{\dot{}} = R_1 I_1^{\dot{}} + \frac{d\Psi_1^{\dot{}}}{dt}, \quad (3-3)$$

kde

$$\Psi_1^{\dot{}} = |\Psi_1| e^{j\omega t}. \quad (3-4)$$

Po provedení naznačené derivace za předpokladu $\Psi_1 = \text{konst.}$ dostaneme vztah: [7]

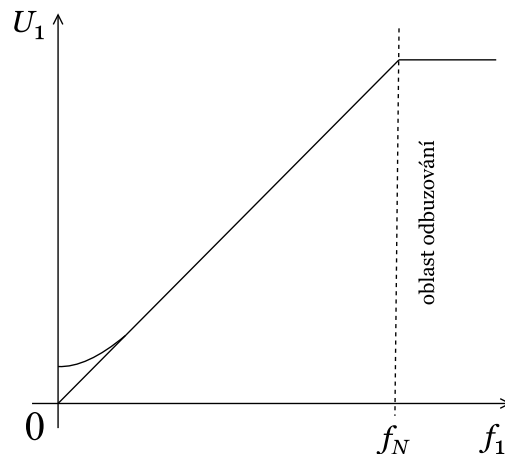
$$u_1 = R_1 i_1 + k \Psi_1 f_1, \quad (3-5)$$

kde k je konstanta vzniklá při derivaci. Po zanedbání statorového odporu a dodržení podmínky $\Psi_1 = \text{konst.}$ tak dostaneme:

$$u_1 = k \Psi_1 f_1 \Rightarrow \Psi_1 \sim \frac{u_1}{f_1} = \text{konst.} \quad (3-6)$$

Jak je vidět z rovnice (3-6) poměr U_1/f_1 odpovídá spřaženému magnetickému toku. Odtud také vyplývá, že řízení při stálém magnetickém toku statoru Ψ_1 umožňuje maximální využití magnetického obvodu motoru. Pro případ, že poměr U_1/f_1 není udržován konstantní a například by při konstantním statorovém napětí docházelo ke snižování frekvence, vzrůstal by spřažený magnetický tok statoru. Tím by docházelo k sycení magnetického obvodu stroje, vzrůstal by magnetizační proud, vinou čehož by se zhoršoval účinek i účinnost.

Problém lineárního vztahu mezi napětím a kmitočtem nastává při nízkých frekvencích. Při snižujícím se kmitočtu a tím i otáčivé rychlosti, dochází k poklesu indukovaného napětí a úbytku na rozptylových reaktancích. Úbytek na odporu statorového vinutí však není závislý na frekvenci, a tedy při konstantním proudu se téměř nemění. V případě nízkých frekvencí již není možné odpor statorového vinutí zanedbat, jelikož se přibližuje velikostem rozptylových reaktancí $\omega_1 L_{1\sigma}$. Úbytek na odporu znamená snížení velikosti napájecího napětí a tím i pokles maximálního momentu. Aby byla zachována původní velikost maximálního momentu, je třeba úbytek kompenzovat tím, že hodnota napětí bude vyšší než hodnota odpovídající lineárnímu poklesu frekvence f_1 . Možný princip kompenzace u skalárního řízení je zachycen na obr. 3-3. [7]



Obrázek 3-3 U_1/f_1 charakteristika [7](upraveno)

Po dosažení plného otevření střídače, kdy již není možné dále zvyšovat napětí, lze dosáhnout rychlosti vyšší, než je rychlost naprázdno, zvyšováním frekvence nad frekvenci jmenovitou. Pokud by měl být stále zachován poměr U_1/f_1 konstantní, bylo by třeba stále zvyšovat napětí. Jenže motor lze provozovat maximálně při jmenovitém napětí, které i přes zvyšující se frekvenci zůstává konstantní. Rovnice (3-6) tak přejde na tvar:

$$u_1 = k \Psi_1 f_1 \Rightarrow \Psi_1 \sim \frac{1}{f_1}. \quad (3-7)$$

Pro moment potom platí:

$$M \approx \Psi_1 I_1 \Rightarrow M \sim \frac{1}{f_1}. \quad (3-8)$$

Spřažený magnetický tok je při konstantním napětí nepřímo úměrný kmitočtu, a tedy s rostoucí frekvencí se stroj odbuzuje. Pokud je motor zatěžován konstantním proudem, tak zároveň dojde

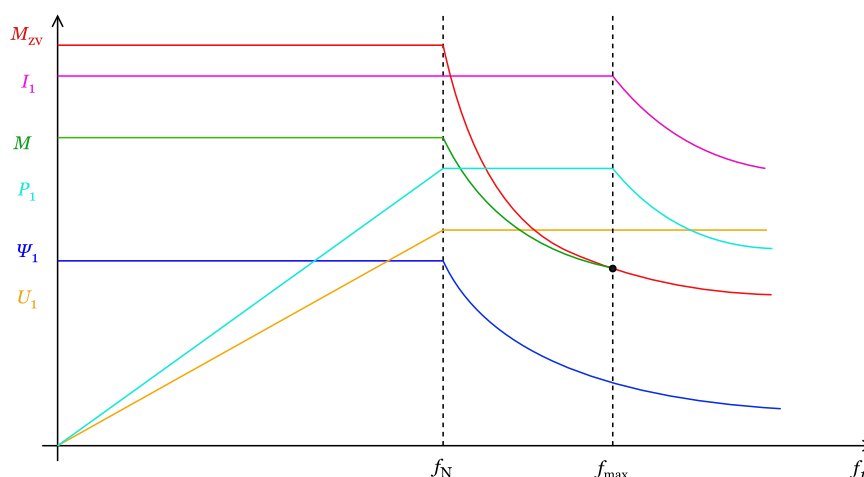
k hyperbolickému poklesu statického momentu. Moment zvratu v takovém případě klesá nepřímě úměrně druhé mocnině napájecí frekvence. Jelikož předpokládáme konstantní napájecí napětí a konstantní statorový proud, tak zůstává konstantní pouze výkon. Tuto oblast pak nazýváme oblastí odbuzování, respektive oblastí konstantního výkonu. [14]

Po dosažení frekvence f_{\max} , kdy je dosaženo maximálního momentu při konstantním proudu I_1 , lze zvyšovat úhlovou rychlost dalším zvyšováním napájecí frekvence f_1 při konstantním napájecím napětí pouze za podmínky omezení statorového proudu. V takovém případě spřažený magnetický tok spolu s I_1 klesá nepřímě úměrně frekvenci. V důsledku toho klesá moment motoru spolu s momentem zvratu kvadraticky. V této oblasti je tak zvyšování rychlosti doprovázeno hyperbolickým poklesem výkonu. Nicméně s ohledem na pokles výkonu nemá tato oblast řízení praktického využití. [14]

Obecně po dosažení maximálního napětí, lze zvyšovat frekvenci v podstatě až do hodnot, kdy motor vyhoví proudově a mechanicky. Způsoby řízení lze pak rozdělit do následujících oblastí: [4], [14]

- Oblast s konstantním magnetickým tokem
- Oblast odbuzování
 - Oblast řízení s konstantním výkonem
 - Oblast řízení s omezením statorového proudu.

Jednotlivé oblasti řízení jsou zobrazeny na obr. 3-4.



Obrázek 3-4 Grafické zobrazení jednotlivých oblastí regulace [14](upraveno)

3.1.1 Skalární řízení

Skalární způsob řízení je jedním z nejpoužívanějších způsobů řízení, umožňující bezztrátové řízení rychlosti, který pro svoji jednoduchost a levnost má velké zastoupení v průmyslu. Tento způsob řízení je založen na předpokladu, že proměnné veličiny jsou skalární, čímž je regulována pouze amplituda a frekvence napájecího napětí, proudu a magnetického toku. [14]

Hlavním účelem metod skalárního řízení je práce v oblasti konstantního magnetického toku, kdy je možná změna rychlosti otáčení od 0 do jmenovité. [15] V některých případech, zejména při rychlých změnách rychlosti nebo zatížení, však neumožňuje dosažení požadovaných dynamických vlastností pohonu, neboť při přechodných dějích neovlivňuje polohu prostorových vektorů. V takovém případě je nutné použít vektorově orientovanou regulaci, umožňující oddělené řízení momentu a magnetického toku, nebo přímé řízení momentu. Dnes je tak používáno převážně v jednodušších aplikacích pro dynamicky nenáročné pohony, které často pracují v ustáleném stavu. [7]

Jelikož je metoda skalárního řízení hlavním tématem této práce, je jednotlivým řídicím strukturám věnována samostatná kapitola.

3.1.2 Vektorově orientovaná regulace

Princip vektorově orientované regulace, často zvané FOC, je založen na analogii k stejnosměrným cize buzeným strojům. U těchto strojů se v důsledku galvanicky odděleného budicího a kotevního obvodu řídí nezávisle magnetický tok a elektromagnetický moment. V takovém případě je velikost magnetického toku regulována budicím proudem, který protéká budicím vinutím. Moment lze poté regulovat kotevním proudem, neboť velikost momentu je určena součinem velikostí magnetického toku a kotevního proudu. [14]

Asynchronní motor s kotvou nakrátko má pouze třífázové vinutí na statoru, a proud procházející vinutím se tak používá jak pro řízení magnetického toku, tak i momentu. Vlastností stejnosměrného motoru lze však dosáhnout i u asynchronního motoru.

V regulačních strukturách elektrických pohonů se střídavé veličiny s výhodou transformují do různých souřadnicových systémů. V případě, že uvažujeme regulaci stroje v souřadnicovém systému dq rotujícím synchronní rychlostí, sinusové veličiny se v ustáleném stavu jeví jako stejnosměrné. Tuto rotující soustavu je nutné orientovat ve směru některého z prostorových vektorů. Jednou z možných orientací je orientace na rotorový magnetický tok. V případě, že reálná osa d souřadnicového systému je shodná se směrem rotorového magnetického toku, zaniká složka Ψ_{2q} . Následným rozkladem prostorového vektoru statorového proudu na oddělenou tokotvornou složku proudu i_{1d} a momentotvornou složku proudu i_{1q} lze získat z rovnice (1-8) vztah pro moment jako součin složek I_1 : [16]

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_h}{L_2} (\Psi_{2d} i_{1q} - \Psi_{2q} i_{1d}) = \frac{3}{2} p_p \frac{L_h}{L_2} (\Psi_{2d} i_{1q}) = k_p (i_{1d} i_{1q}). \quad (3-9)$$

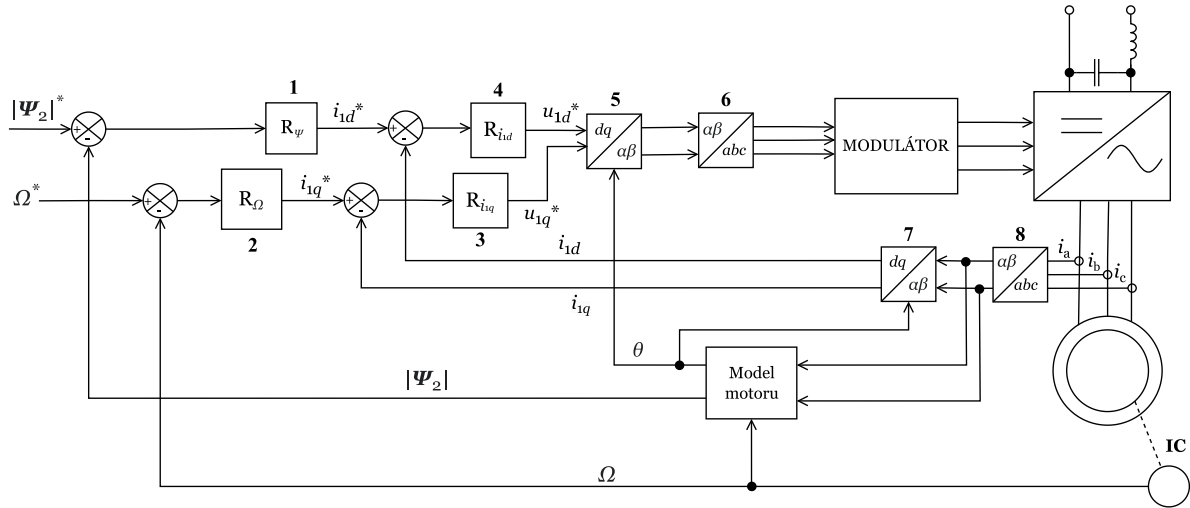
Ze vztahu (3-9) je vidět, že momentotvorná složka i_{1q} je analogií proudu kotvy stejnosměrného cize buzeného motoru a její změna by měla odpovídat požadovanému momentu motoru. Tokotvorná složka proudu pak odpovídá budicímu proudu stejnosměrného cize buzeného motoru a měla by být udržována konstantní. Jedná se tak o analogický vztah momentu jako u stejnosměrného cize buzeného stroje. Jelikož i_{1d} je orientováno ve směru vektoru rotorového toku Ψ_2 , tak tento způsob vektorové regulace nazýváme vektorově orientované řízení na rotorový tok.

Konkrétních způsobů vektorově orientované regulace je celá řada. Kromě orientace ve směru Ψ_2 , lze složku i_{1d} orientovat ve směru hlavního toku Ψ_h nebo ve směru statorového toku Ψ_1 . V takovém případě je však nutné uvažovat takzvaný odvazbovací člen. [17]

Jestliže je vektorové řízení orientováno na prostorový vektor rotorového toku Ψ_2 , pak je k potřebným transformacím nutné znát okamžitou polohu tohoto vektoru. Obecně tak dělíme způsoby vektorové regulace na základě získání informace o poloze vektoru magnetického toku na přímé vektorové řízení a nepřímé vektorové řízení. U přímých regulačních metod je velikost a poloha vektoru magnetického toku vypočítána na základě snadno měřitelných veličin jako je napětí, proud nebo mechanická rychlost otáčení. U nepřímých regulačních metod je poloha vektoru magnetického toku vypočítána jako arkus tangens poměru imaginární a reálné složky rotorového toku. [14] K výpočtu složek rotorového toku je pak obvykle užíváno napěťového U-I modelu nebo proudového I-n modelu.

Jedno z možných schémat přímé vektorové regulace je znázorněno na obr. 3-5. Regulovanými veličinami jsou velikost rotorového spřaženého magnetického toku a úhlová rychlost otáčení. Na hřídeli motoru je čidlo rychlosti otáčení IC, jehož výstupem je skutečná rychlost otáčení rotoru. Skutečná hodnota spřaženého magnetického toku rotoru je spolu s transformačním úhlem θ získána z matematického modelu motoru. Bloky 5-8 pak obsahují vztahy Clarkové a Parkovy transformace. Ve vnější regulační smyčce jsou dva regulátory, regulátor magnetického toku a regulátor rychlosti, jejichž výstupem jsou žádané hodnoty i_{1q} a i_{1d} . Skutečné složky statorového proudu jsou získány transformací měřených okamžitých hodnot. Na základě regulačních odchylek složek i_{1q} a i_{1d} pak probíhá regulace ve vnitřní smyčce, která je

složena z PI regulátoru tokotvorné složky proudu a z PI regulátoru momentotvorné složky proudu. Výstupem regulátorů jsou pak složky prostorového vektoru napětí u_{1q} a u_{1d} , které jsou následně transformovány na žádané hodnoty napájecího napětí u_a , u_b a u_c . Na základě výstupních žádaných hodnot modulátor generuje signály ke spínání jednotlivých tranzistorů napěťového střídače.



Obrázek 3-5 Regulační schéma přímé vektorově orientované regulace na rotorový tok [16](upraveno)

3.1.3 Přímé řízení momentu

Metoda přímého řízení momentu, často označovaná DTC, je jednou z nejmodernějších regulačních metod umožňující splnit požadavek vysoké dynamiky pohonu. U tohoto způsobu regulace je řízena přímo velikost momentu v daném tolerančním pásmu a zároveň velikost i směr vektoru statorového magnetického toku.

Možnost regulace statorového magnetického toku vychází z napěťové rovnice (3-3) v systému $\alpha\beta$, která v případě zanedbání statorového odporu R_1 přejde na tvar: [17]

$$U_1^1 = \frac{d\Psi_1^1}{dt} \quad (3-10)$$

Pro lepší názornost pak rovnici (3-10), v případě uvažování konečných změn, upravíme na: [17]

$$\Delta\Psi_1 = U_1^1 \Delta t. \quad (3-11)$$

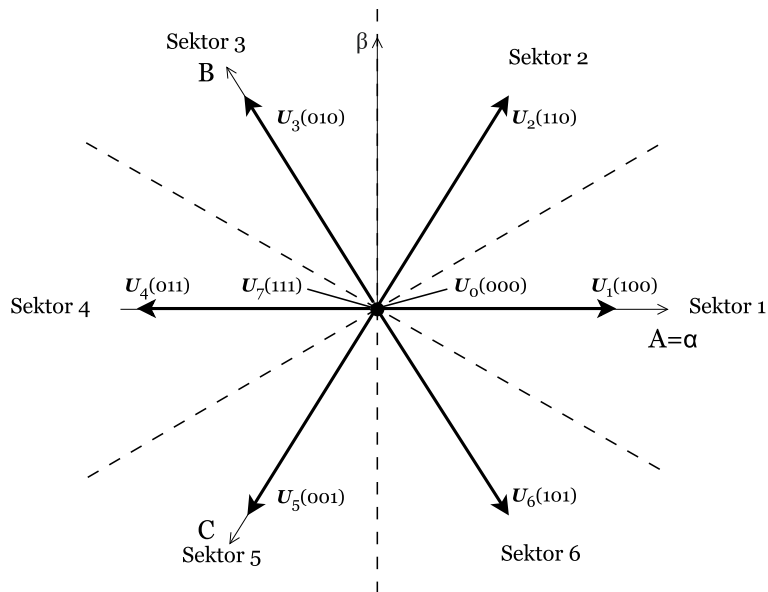
Odtud je zřejmé, že směr přírůstku prostorového vektoru Ψ_1 odpovídá směru přivedeného prostorového vektoru napětí U_1^1 na svorky motoru. Velikost $\Delta\Psi_1$ pak odpovídá době Δt .

Ačkoliv bylo uvedeno, že úbytek na statorovém odporu zanedbáváme, je nutné poznamenat, že v reálných aplikacích se tento úbytek projevuje. V takovém případě rovnice (3-11) přejde na tvar:

$$\Delta\Psi_1 = (U_1^1 - I_1 R_1) \Delta t. \quad (3-12)$$

Z rovnice (3-12) lze odvodit, že v případě sepnutí aktivního prostorového vektoru napětí nebude přírůstek statorového magnetického toku přesně ve směru U_1^1 . Analogicky v případě sepnutí pasivního prostorového vektoru napětí bude $\Delta\Psi_1$ klesat.

Jednotlivé prostorové vektory napětí jsou zobrazeny na obr. 3-6. Mezi aktivní vektory jsou řazeny U_1 - U_6 . V takovém případě je vždy jeden spínač příslušné větve připojen na jednu polaritu napětí zdroje a zbylé dva na napětí opačné polarity. Pasivními jsou pak vektory U_0 a U_7 , kdy součástky jednotlivých větví jsou připojeny na stejný potenciál. Tyto prostorové vektory získáme různou spínací kombinací dvouúrovňového napěťového střídače. Za předpokladu $K=2/3$ kombinace $U_1(100)$ znamená, že ve fázi A je sepnut horní spínač a ve fázích B a C jsou sepnuty dolní spínače. [14]



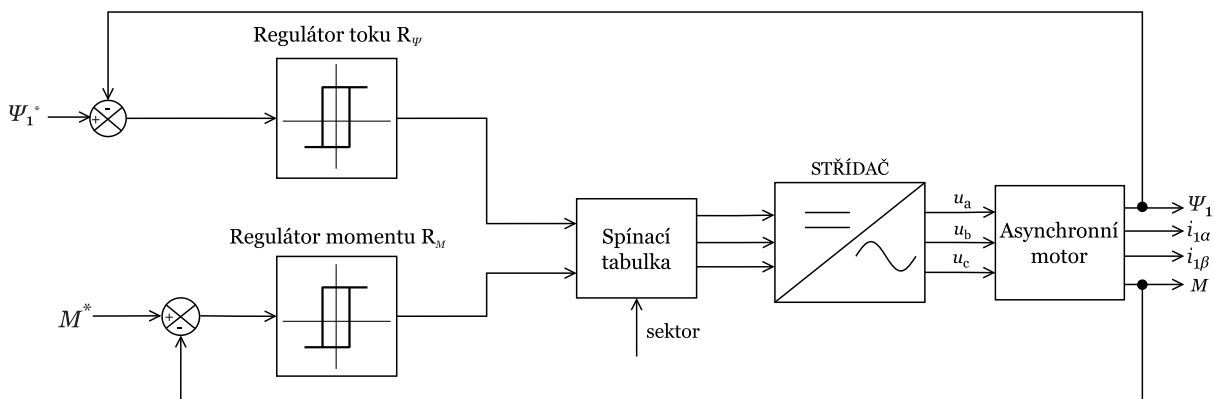
Obrázek 3-6 Prostorové vektory napětí s jednotlivými sektory [14](upraveno)

Vztah pro moment lze určit z rovnice na základě použití pravidel o vektorovém součinu jako: [14]

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_h}{L_2 L_1 - L_h^2} |\Psi_1 \times \Psi_2| = k_1 |\Psi_1| |\Psi_2| \sin \delta_\psi, \quad (3-13)$$

kde δ_ψ je úhel mezi vektory statorového a rotorového magnetického toku. Ze vztahu (3-13) je patrné, že v případě udržování konstantních amplitud prostorových vektorů Ψ_1 a Ψ_2 závisí velikost momentu pouze na jejich okamžité vzájemné poloze. Moment je tak regulován cyklickým přepínáním aktivních a pasivních kombinací prostorových vektorů napětí. V této souvislosti je vhodné poznamenat, že oproti statorovému toku má rotorový tok delší časovou konstantu, vinou čehož změna rotorového toku nastává pomaleji. Regulace momentu se tak dosahuje zrychlením (zvýšení momentu) nebo zpomalením (snížení momentu) prostorového vektoru Ψ_1 , kdy se rotorový tok pomalu pohybuje za Ψ_1 se zpožděním daným úhlem δ_ψ . [17]

Obecné regulační schéma přímého řízení momentu je na obr. 3-7. Regulační struktura se skládá ze dvou hysterezních regulátorů. Regulátor toku určuje dobu trvání aktivních kombinací U_1^1 , čímž udržuje směr $\Delta \Psi_1$ na požadované trajektorii. Naopak regulátor momentu určuje dobu trvání pasivních kombinací U_1^1 . Zásahy regulátoru momentu pak odpovídají udržování momentu v definovaném hysterezním pásmu. [14]



Obrázek 3-7 Obecné regulační schéma přímého řízení momentu [14](upraveno)

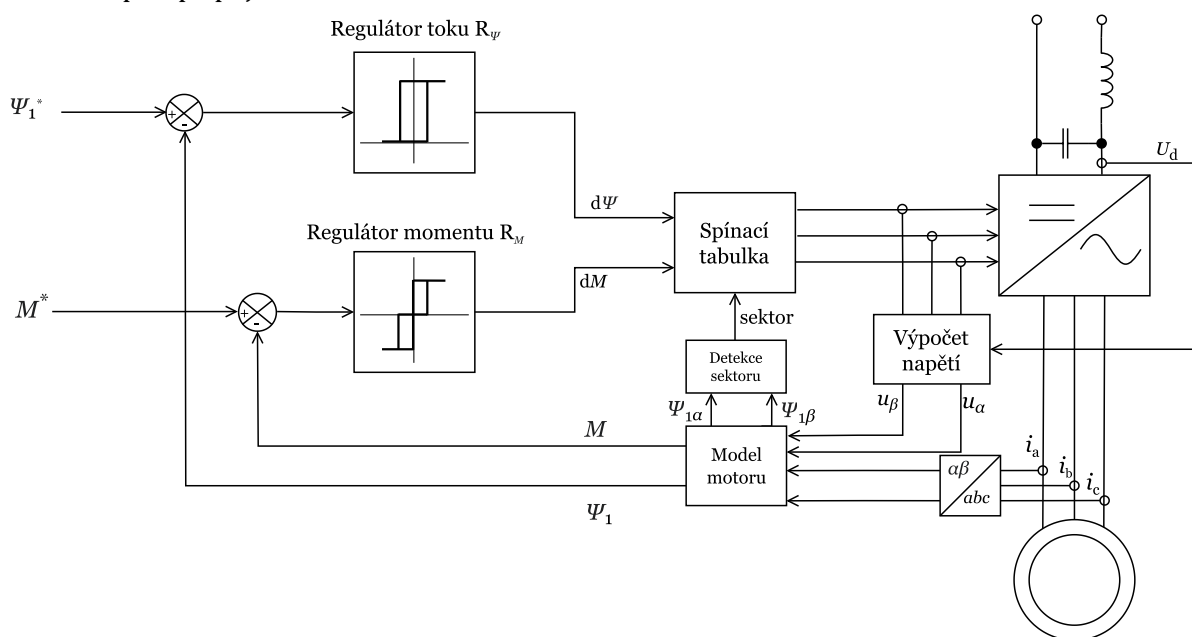
V závislosti na zvolené spínací frekvenci napětíových vektorů jsou možné dva typy přímého řízení momentu. První z variant, publikovaná Isao Takahashim spolu s Toshihiko Noguchim, pracuje s trajektorií koncového bodu statorového toku po kružnici v daném tolerančním pásmu. Druhá metoda publikovaná Depenbrockem poté vychází z pohybu $\Delta \Psi_1$ po šestiúhelníku. [14]

Blokové schéma Takahashiho metody je zobrazeno na obr. 3-8. Žádanými hodnotami jsou velikost statorového magnetického toku Ψ_1^* a elektromagnetický moment M^* . Porovnáním žádaných hodnot a skutečných hodnot, získaných z matematického modelu motoru, získáme regulační odchylky toku a momentu jakožto vstup pro hysterezní regulátory R_Ψ a R_M . Regulátory pak udržují regulovanou veličinu uvnitř hysterezního pásma o šířce $2H_M$ resp. o šířce $2H_\Psi$. [14]

Výstupem regulátoru magnetického toku je dvoustavová veličina $d\Psi$ nabývající hodnot 0 a 1. V případě, že $d\Psi = 0$, pak Ψ_1 protnul vnější kružnici a velikost magnetického toku je třeba snížit. Pokud naopak $d\Psi = 1$, pak Ψ_1 protnul vnitřní kružnici a velikost magnetického toku je třeba zvýšit. [17]

Pro případ regulátoru momentu je výstupem třístavová veličina dM nabývající hodnot -1 , 0 a 1. V takovém případě $dM = 1$ znamená požadavek na zvyšování momentu. Naopak $dM = 0$, resp. $dM = -1$, znamená požadavek na malé, resp. velké, snižování momentu. [17]

Spínací tabulka na základě signálů z hysterezních regulátorů a sektoru (obr. 3-6), ve kterém se Ψ_1 nachází, generuje spínací kombinace pro tranzistory střídače, čímž je žádaný prostorový vektor napětí připojen ke svorkám motoru.



Obrázek 3-8 Regulační schéma Takahashiho DTC [14](upraveno)

3.1.4 Modelově prediktivní řízení

Modelově prediktivní řízení (MPC) zahrnuje oblast pokročilých řídicích metod, které používají matematický model k predikci budoucí odezvy řízeného systému. V takovém případě dochází k nahrazení PI regulátorů pomocí MPC regulátoru. [18]

Obecně byl tento způsob řízení využíván především v chemickém průmyslu, kde vzhledem k dlouhým časovým konstantám byl dostatek času na probíhající výpočty. V oblasti elektrických pohonů, kde jsou časové konstanty mnohonásobně kratší, nebyl tento způsob řízení z hlediska výpočetní náročnosti realizovatelný. S rozvojem výpočetní techniky, kdy již výpočetní výkon mikrokontrolerů byl dostatečný, bylo MPC rozšířeno i do oblasti elektrických pohonů. [19]-[20]

Existují dvě hlavní metody založené na modelově prediktivním řízení, které se používají k řízení pohonů s asynchronními motory, *Finite Set Model Predictive Control* (FS-MPC)

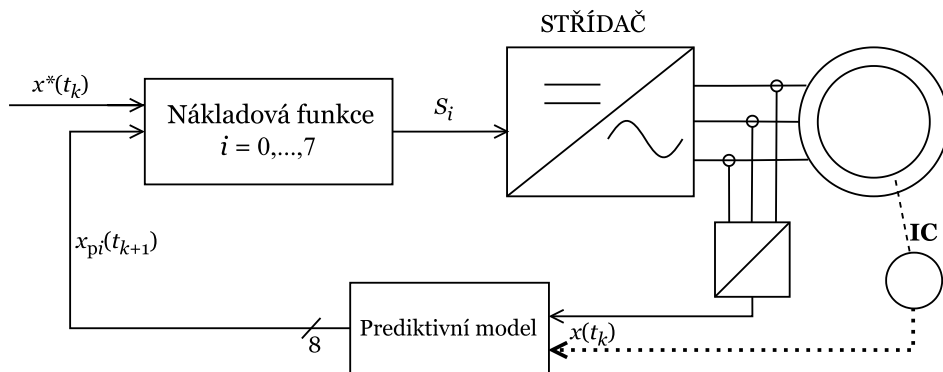
a *Continuous Set Model Predictive Control* (CS-MPC). Metoda FS-MPC využívá konečného počtu možných spínacích kombinací napěťového střídače, kdy ke generaci spínacích signálů není vyžadován modulátor. V případě dvouúrovňového střídače lze vytvořit osm možných spínacích kombinací díky čemuž je počet predikovaných stavů systému roven osmi. Nejvhodnější spínací kombinace je pak vybrána na základě řešení tzv. nákladové funkce. Naopak metoda CS-MPC využívá nekonečného počtu možných spínacích kombinací. K realizaci této metody je ke generaci spínacích signálů využito modulátoru pracujícím na principu SVM. [20]-[21]

Jednotlivé metody řízení lze pak realizovat jako prediktivní řízení proudu (PCC) nebo prediktivní řízení momentu (PTC). Z hlediska menší výpočetní náročnosti jsou však oba typy řízení častěji implementovány jako FS-MPC. [20]

Metoda PTC reguluje moment a magnetický tok, tím pádem ji lze přirovnat k přímému řízení momentu. [19] Oproti DTC však využívá minimalizace nákladové funkce, čímž nahrazuje spínací tabulku. Výsledkem je, že metoda PTC přesněji volí spínací kombinace, díky čemuž dosahuje lepších regulačních vlastností. [22] Naopak metoda PCC reguluje dvě složky proudu, a tím pádem ji lze přirovnat k metodě vektorově orientované regulace. [20]

3.1.4.1 FS-MPC

Zjednodušené schéma metody je znázorněno na obr. 3-9.



Obrázek 3-9 Obecné regulační schéma FS-MPC [23](upraveno)

K základnímu vysvětlení tohoto způsobu regulace uvažujeme obecnou žádanou veličinu $x^*(t_k)$ ideálního regulačního systému, kde měření, výpočty a řídicí zásahy probíhají okamžitě. Zároveň předpokládáme, že asynchronní motor je napájen z napěťového dvouúrovňového střídače, kde je k dispozici osm možných spínacích kombinací S_i , kde $i = 0, \dots, 7$. Obecně lze však po víceúrovňové střídače počet spínacích kombinací zobecnit na konečný počet m . [23]

Jelikož uvažujeme konečný počet spínacích kombinací, lze je vyhodnotit na základě měřené hodnoty $x(t_k)$ pomocí prediktivní funkce

$$x_{pi}(t_{k+1}) = f_p\{x(t_k), S_i\}, \quad (3-14)$$

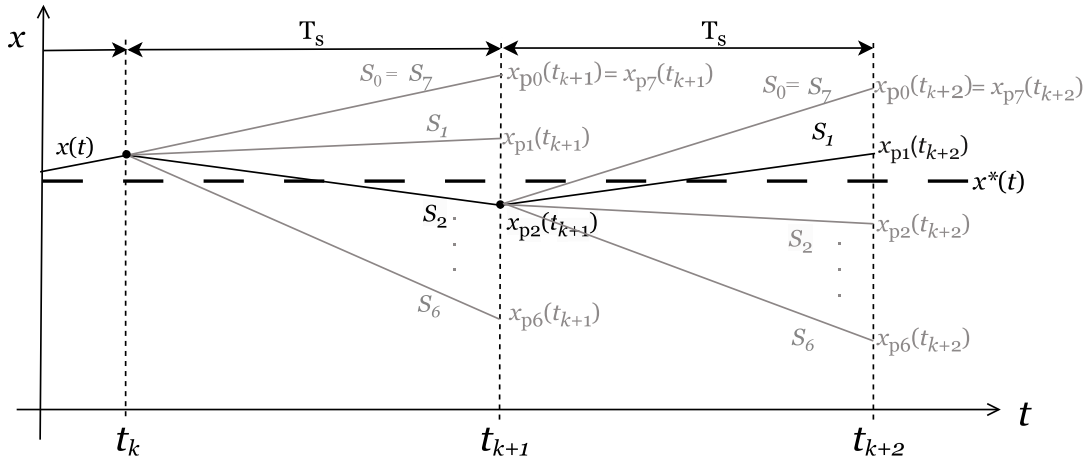
odvozené na základě modelu a parametrů systému k předpovědi všech možných odezev systému. Vyhodnocování funkce f_p pak probíhá v diskrétním vzorkovacím čase t_k s vzorkovací periodou T_s . [23]

K určení nejlepší spínací kombinace pak slouží nákladová funkce

$$g_i = |x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})|, \quad (3-15)$$

která je určena na základě absolutního rozdílu mezi predikovanou a žádanou hodnotou. Následné vyhodnocení této funkce s osmi predikcemi povede k sedmi různým hodnotám, neboť pasivní spínací kombinace budou mít stejnou odezvu systému. Výsledná spínací kombinace je pak vybrána na základě minimální hodnoty nákladové funkce. Vyhodnocení nákladové funkce pak nastává v každém vzorkovacím okamžiku t_k , kdy zvolená spínací kombinace je vstupem pro další vzorkovací periodu T_s . [23]

Princip uvedené metody je zachycen na obr. 3-10. Na počáteční hodnotu $x(t_k)$ je aplikována prediktivní funkce, díky které je získáno sedm možných odezev systému. Dle vyhodnocení nákladové funkce má předpovídaná hodnota $x_{p2}(t_{k+1})$ nejmenší odchylku vůči žádané hodnotě $x^*(t_{k+1})$, díky čemuž je vybrána a aplikována spínací kombinace S_2 v čase $t = t_k$. Dle stejného kritéria je pak zvolena i spínací kombinace S_1 , na základě které jsou sepnuty spínače napěťového střídače v čase $t = t_{k+1}$. [23]

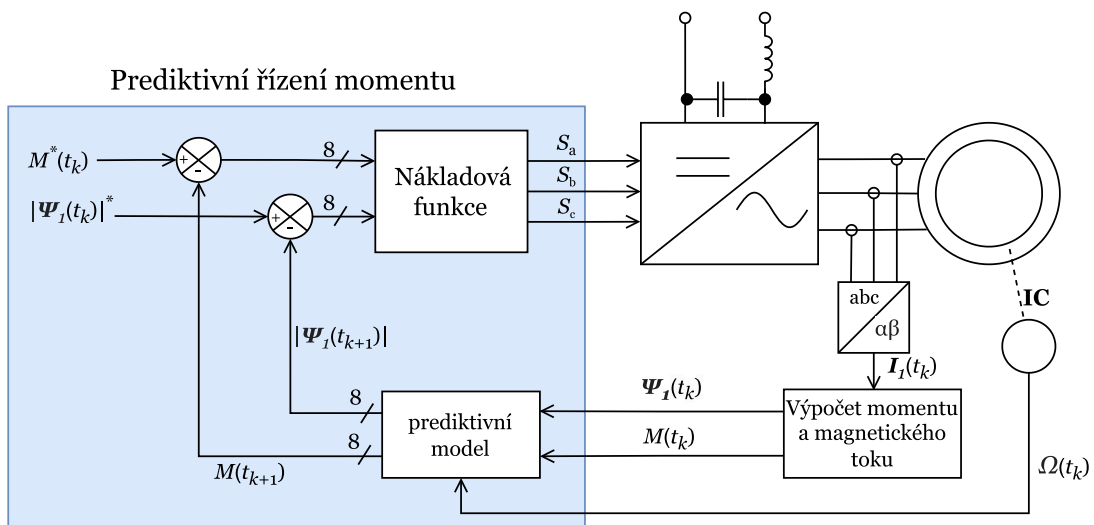


Obrázek 3-10 Princip metody FS-MPC [23](upraveno)

Doposud jsme uvažovali, že měření, predikce a výpočty probíhají okamžitě v čase $t = t_k$. To však v reálných aplikacích není možné, neboť všechny operace trvají určitý časový okamžik. V takovém případě je mezi aplikovanou a zvolenou spínací kombinací zpoždění rovné jedné vzorkovací periodě. Předějit tomuto stavu lze však v případě dvoustupňové predikce, kdy je k měření, výpočtům a řešení prediktivní funkce využito celé periody T_s . Princip tohoto typu predikce pak spočívá v určení předpovídaných hodnot $x_{pi}(t_{k+1})$, které slouží jako počáteční hodnoty k získání predikovaných hodnot $x_{pi}(t_{k+2})$. Výsledná spínací kombinace je pak určena na základě minimální hodnoty nákladové funkce: [22]

$$g_i' = |x^*(t_{k+2}) - x_{pi}(t_{k+2})|. \quad (3-16)$$

Konkrétním příkladem FS-MPC je již zmiňovaná metoda prediktivního řízení momentu. Regulační schéma FS-PTC je na obr. 3-11. Žádanými veličinami jsou zde velikost satorového magnetického toku a momentu.



Obrázek 3-11 Zjednodušené regulační schéma FSC-PTC [23](upraveno)

Na základě vypočtených skutečných hodnot $\Psi_1(t_k)$ a $M(t_k)$ blok prediktivního modelu vypočítá odezvu na každý možný aplikovatelný napěťový vektor v dalším vzorkovacím okamžiku t_{k+1} . Ze získaných predikovaných odezev je nutné vybrat tu optimální, která bude odpovídat příslušné spínací kombinaci napěťového střídače. Nejlepší možná spínací kombinace je pak vyhodnocena na základě minimální odchylky od žádané hodnoty pomocí nákladové funkce: [19]

$$g_i = k_\psi \left| |\Psi_1(t_{k+1})|^* - |\Psi_1(t_{k+1})| \right| + |M(t_{k+1})^* - M(t_{k+1})|. \quad (3-17)$$

Jelikož nákladová funkce zde optimalizuje více veličin, které mají jiné rozměry, musí obsahovat koeficient k_ψ , který vyjadřuje závislost mezi těmito veličinami. Tato konstanta je volitelná a určuje prioritu Ψ_1 a M , vlivem čehož jsou ovlivněny přechodné děje těchto veličin. [19] Optimální hodnota koeficientu k_ψ je pak experimentálně určena na základě kvality regulace. [22]

KAPITOLA 4: ŘÍDICÍ STRUKTURY SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ

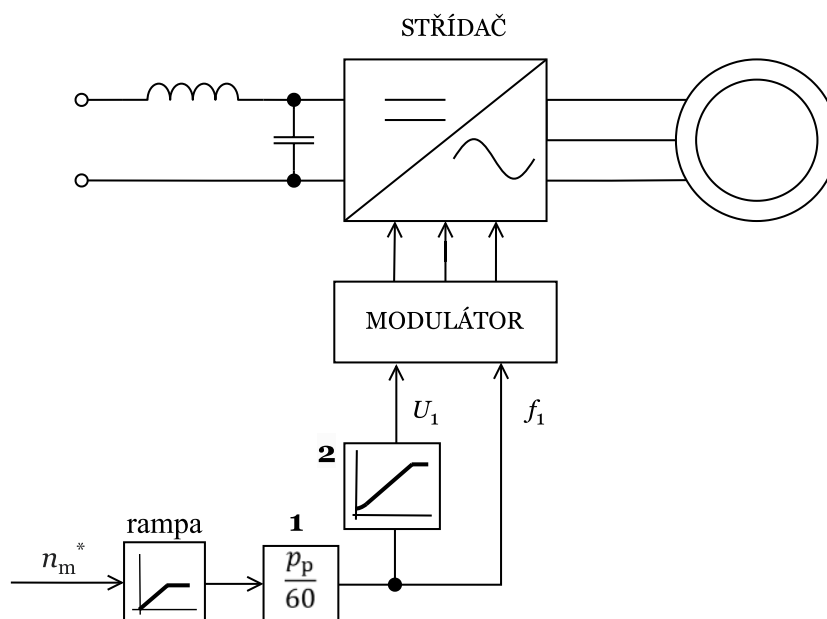
Metoda skalárního řízení je založena na řízení střídače pomocí suboscilační modulační výstupního napětí. Odtud lze konstatovat, že výstupem řídicí soustavy je požadovaná amplituda U_1 a frekvence f_1 napájecího napětí jakožto vstup pro modulátor. Pro správné řízení motoru je nezbytné znát statické mechanické charakteristiky řízeného stroje a nastavit frekvenci a amplitudu napájecího napětí tak, aby točivý stroj dosáhl požadované rychlosti otáčení při určitém zátěžném momentu. Existuje řada možností, jak realizovat řídicí strukturu pro skalární řízení. Zde budou uvedeny pouze dohledané základní řídicí struktury tohoto typu řízení:

- kmitočtově napěťové řízení bez zpětné vazby
- kmitočtově napěťové řízení se zpětnou vazbou
- řízení s kompenzací skluzu bez regulátoru rychlosti
- nezávislá regulace momentu a statorového magnetického toku
- kmitočtově proudová regulace

Ve schématech jsou pak vyznačeny nejdůležitější bloky, které mají vliv na řídicí soustavu.

4.1 Kmitočtově napěťové řízení bez zpětné vazby

Tento způsob řízení, umožňující bezeztrátovou regulaci otáčivé rychlosti je nejjednodušší možný. Jednoduchost je však doprovázena nízkým požadavkem na dynamiku a statickou přesnost. Z tohoto důvodu se využívá především v aplikacích, kde jsou požadavky týkající se dynamických vlastností řízení pohonu druhořadého významu. Typickým příkladem aplikace tohoto typu řízení jsou čerpadla, ventilátory a kompresory. [14] V průmyslových aplikacích je více než 90 % realizovaných řídicích soustav skalárního řízení s asynchronními motory realizováno právě tímto způsobem (obr. 4-1). [24]



Obrázek 4-1 Ovládací schéma kmitočtově napěťového řízení bez zpětné vazby [14](upraveno)

Zadaná otáčivá rychlost rotoru n_m^* se v bloku 1 přepočítá na žádanou napájecí frekvenci. Na základě frekvence f_1 se následně podle závislosti $U_1 = f(f_1)$ generuje amplituda napájecího napětí U_1 . Podle velikosti U_1 a f_1 modulátor vytváří pomocí PWM zapínací a vypínací pulzy pro tranzistory, čímž střídač vytváří výstupní napětí napájející asynchronní motor.

Při řízení tohoto typu nemají řídicí obvody informaci o skutečné rychlosti otáčení rotoru. Skutečná rychlost otáčení bude nižší, než je rychlost žádaná o rychlost skluzovou. Díky absenci zpětné vazby může dojít k přetížení, kdy je motor provozován v nelineární oblasti mechanické

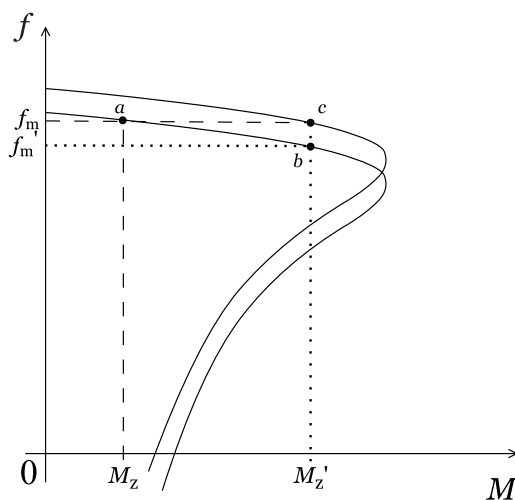
charakteristiky, což vede k tomu, že statorový proud výrazně převyšuje jmenovitý proud. [25] Z tohoto důvodu je změna žádané otáčivé rychlosti řízena blokem rampy, díky čemuž je při změnách otáčivé rychlosti zamezeno vysokým hodnotám skluzové frekvence. [14]

Z této skutečnosti vyplývá, že v případě, že je zátěžný moment změněn, změní se zároveň rychlost motoru. Z tohoto důvodu je tento způsob regulace využíván především v aplikacích, kde je konstantní zátěž a rychlost motoru tak nemusí být kontrolována. [26]

4.2 Kmitočtové napěťové řízení se zpětnou vazbou

V případě potřeby kompenzace skluzové rychlosti v závislosti na změnách zatížení je možné řídicí strukturu doplnit o zpětnou vazbu. [17] Takové regulační schéma je uvedeno na obr. 4-3. Zavedení zpětné vazby umožňuje dosáhnout vyšší statické přesnosti pomocí regulátoru rychlosti, který odstraňuje problémy vyskytující se u otevřené řídicí smyčky. Nicméně je tento typ regulace oproti řízení bez zpětné vazby využíván méně z důvodů vyšších nákladů na čidlo otáčivé rychlosti a zpětnou vazbu. [10] Možným příkladem použití tohoto typu řízení jsou míchačky nebo dopravníky. [14]

Princip udržování konstantní rychlosti je znázorněn na obr. 4-2.

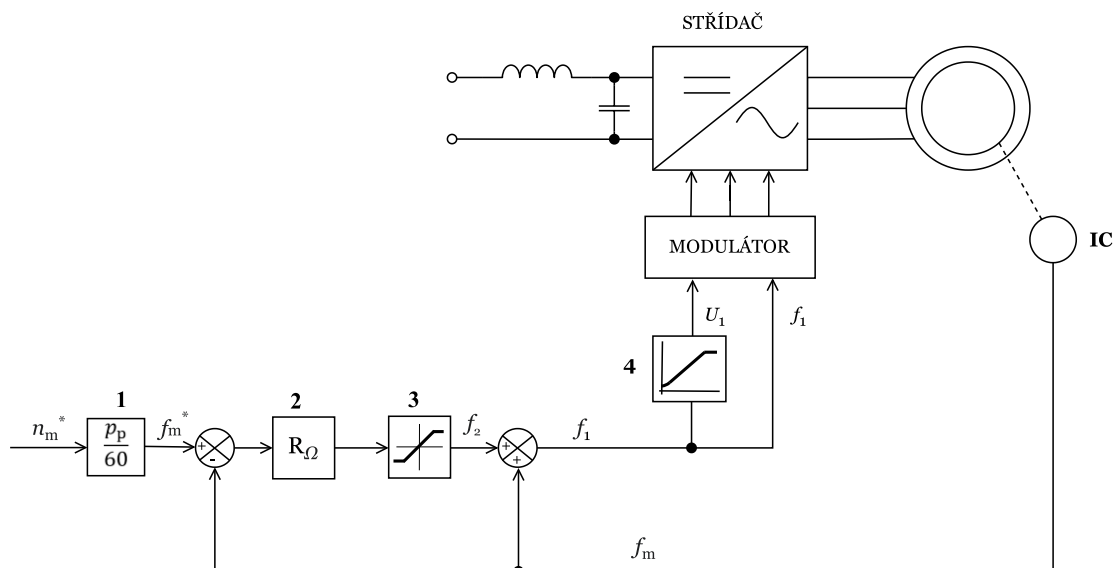


Obrázek 4-2 Princip kompenzace rychlosti [17](upraveno)

Oproti řízení bez zpětné vazby je zde rychlost udržována regulátorem rychlosti. Ve výchozím bodu a je stroj zatěžován zátěžným momentem M_z a rychlost otáčení rotoru odpovídá frekvenci f_m . V důsledku skokového zatížení momentem M_z' by se v případě otevřené řídicí smyčky rychlost otáčení odpovídající frekvenci f_m' ustálila v bodu b . Díky regulátoru rychlosti je však umožněno zvýšit synchronní frekvenci f_1 takovým způsobem, aby mechanická frekvence byla udržena na požadované hodnotě f_m . [17]

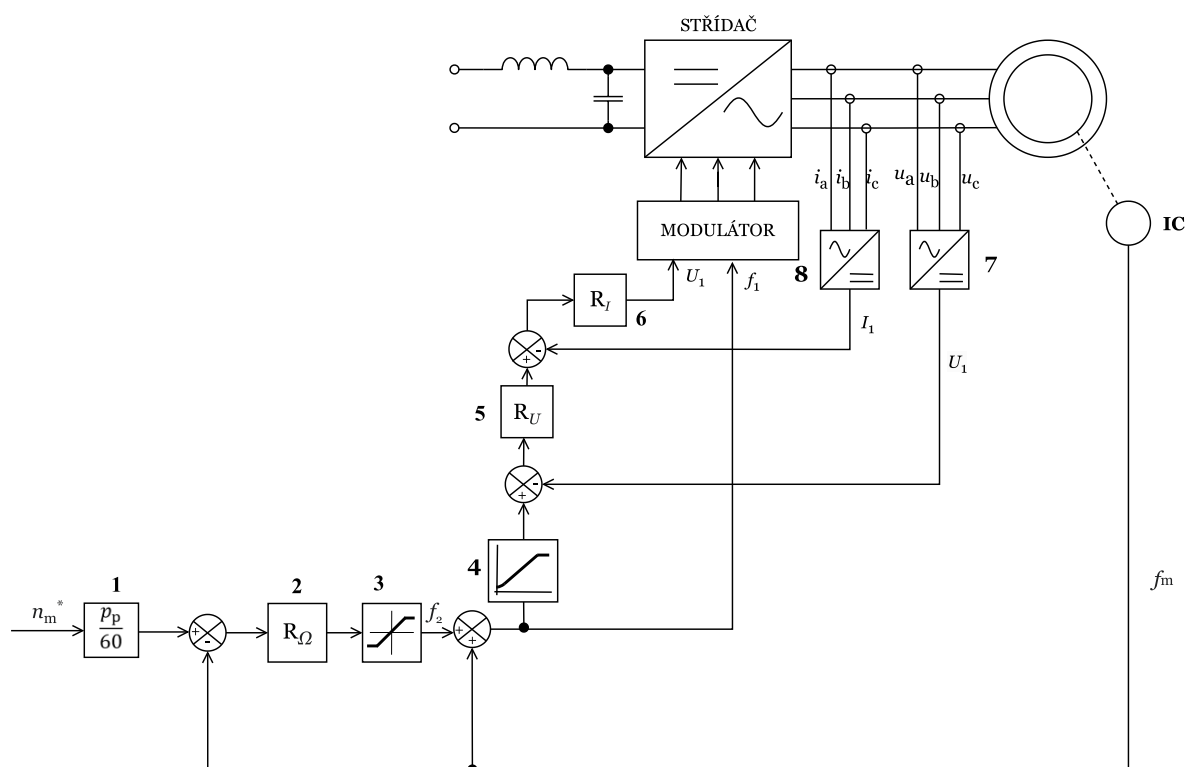
K určení okamžité frekvence otáčení rotoru je využito dostatečně přesného čidla otáčivé rychlosti IC, obvykle se jedná o inkrementální čidlo. Výstupem čidla otáčivé rychlosti je okamžitá frekvence rotoru, pomocí které je po porovnání s požadovanou frekvencí určena regulační odchylka. Ta je pak vstupem do regulátoru rychlosti, jehož výstupem je obvykle žádaná hodnota momentu, která je úzce spojena se skluzovou frekvencí. Regulátor rychlosti je zpravidla typu PI a jeho výstupem je tedy v tomto případě skluzová frekvence, která je blokem saturace (blok 2) kvůli prevenci přetížení a stabilitě omezena. [24]

Omezení skluzové frekvence zároveň zabrání vysokým hodnotám skluzu, a tedy i proudu motoru. Výsledná synchronní frekvence je určena součtem skluzové a skutečné mechanické frekvence rotoru. Požadovaná amplituda napětí U_1 je vytvořena na základě frekvence f_1 v nelineárním bloku 4, obsahující charakteristiku uvedenou na obr. 3-3. Výhodou této struktury je, že nevyžaduje čidlo proudu. Pokud není rozběh řízen rampou, změna rychlosti probíhá vždy s nejvyšším možným momentem.



Obrázek 4-3 Regulační schéma kmitočtově napět'ového řízení se zpětnou vazbou [27](upraveno)

Rychlostní regulační smyčku je možné doplnit o další vnitřní regulační smyčky, konkrétně proudovou a napět'ovou pracující v hierarchickém uspořádání (obr. 4-4).



Obrázek 4-4 Regulační schéma kmitočtově napět'ového řízení se zpětnou vazbou s regulátory proudu a napětí [28](upraveno)

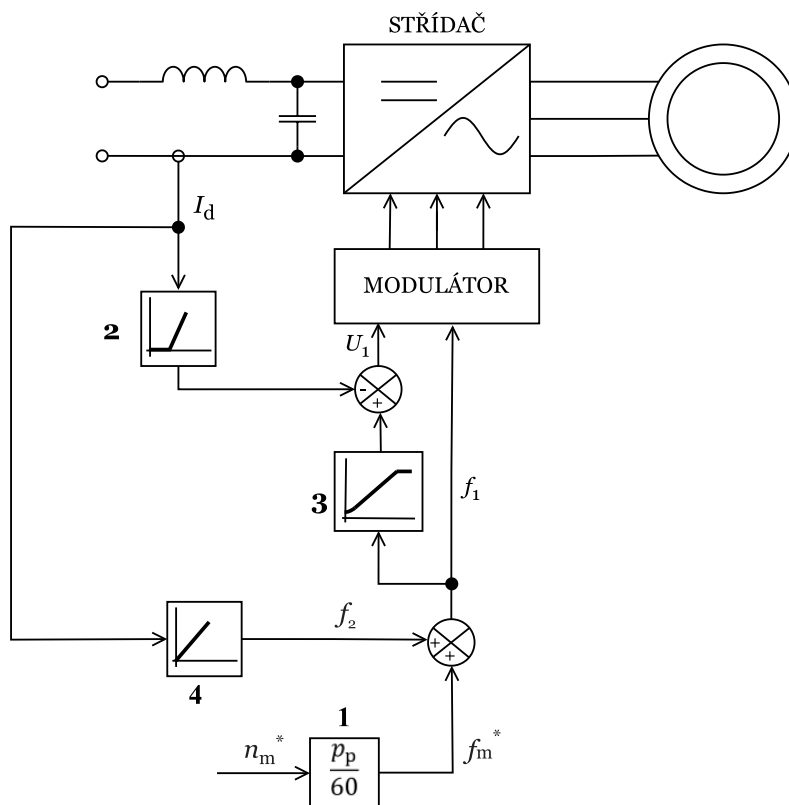
Vstupem do regulátoru napětí je regulační odchylka, která je dána rozdílem žádané hodnoty napětí generované z U_1/f_1 křivky a skutečné hodnoty napájecího napětí získané z bloku 7. Výstupem regulátoru je pak žádaná velikost proudu, která je porovnávána se skutečnou hodnotou. Skutečná hodnota proudu je získána z bloku 8, kde jsou okamžité hodnoty měřené proudovým senzorem v přívodu motoru převedeny na jejich velikost. Na základě regulační odchylky je výstupem regulátoru proudu žádaná hodnota napětí. Podřízený regulátor proudu tak chrání střídač i stroj před přetížením. [28]

4.3 Řízení s kompenzací skluzu bez regulátoru rychlosti

Další možnost realizace pohonu se skalárním řízením představuje řídicí smyčka na obr. 4-5. Vstupní veličinou je žádaná otáčivá rychlost, která je v bloku 1 přepočítána na žádanou mechanickou frekvenci otáčení motoru. Požadovaná frekvence napájecího napětí je dána součtovým členem, kdy se k žádané mechanické frekvenci otáčení motoru přidá hodnota skluzové frekvence. Frekvence f_1 zároveň slouží jako vstupní signál pro nelineární závislost napětí na frekvenci. Blok 3 pak podle frekvence f_1 generuje žádanou amplitudu napájecího napětí U_1 , která je spolu s frekvencí vstupem pro modulátor.

Volitelně může být použit blok 2, který má plnit funkci omezovače proudu k snížení výstupního napětí střídače v případě, že je detekován příliš vysoký proud motoru. Proud I_d , měřený na stejnosměrné straně střídače, je stejnosměrný proud, který je vhodnější jako zpětnovazební signál než skutečný střídavý proud motoru. [26]

V případě, že by nebyl použit blok 4, byla by skluzová frekvence volena v podobě konstanty. V takovém případě však není možné dosáhnout přesného řízení rychlosti, protože skutečný skluz se mění se zatížením motoru. Přesto však v mnoha průmyslových aplikacích jako jsou ventilátory, čerpadla nebo kompresory není vysoká přesnost řízení nutná. [26]

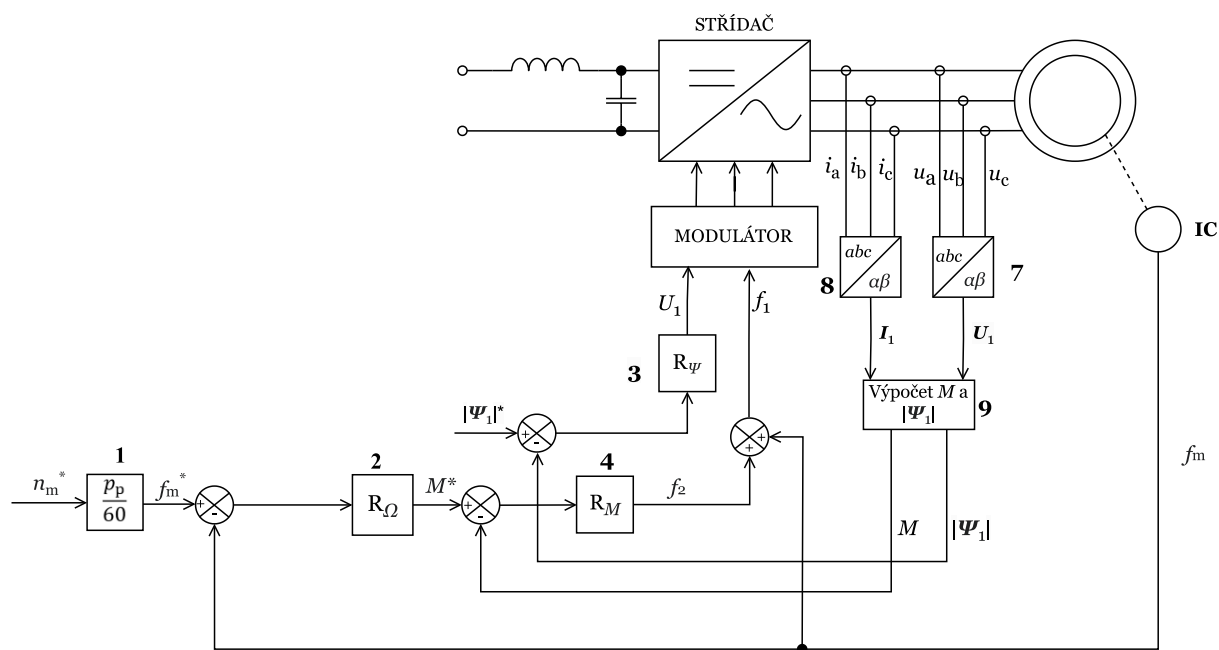


Obrázek 4-5 Řídicí struktura kmitočtově napětového řízení s kompenzací skluzu bez regulátoru rychlosti [26](upraveno)

Základní schéma lze pak doplnit o blok 4, který spočívá v kompenzaci skluzu na základě naměřeného proudu I_d ve stejnosměrném meziobvodu. Skluzová frekvence je pak generována blokem „kompenzátoru skluzu“ jako proměnná přímo úměrná proudu I_d . [26]

4.4 Nezávislá regulace momentu a statorového toku

Doposud zmíněné struktury skalárního řízení neumožňovaly nezávisle měnit magnetický tok a moment stroje. Nemožnost nezávislého řízení změny momentu a toku může mít při změně parametrů stroje vlivem teploty, magnetického nasycení či nevhodně nastavené funkční závislosti $U_1 = f(f_1)$ za následek zhoršení regulačních parametrů, a motor se tak může přibuzovat nebo naopak odbuzovat. Tuto nevýhodu eliminuje regulační schéma na obr. 4-6. [24]



Obrázek 4-6 Regulační schéma s nezávislou regulací momentu a statorového toku [24](upraveno)

Uvedená regulační struktura vyžaduje regulátor momentu R_M , regulátor magnetického toku R_ψ a regulátor rychlosti R_Ω , kde všechny regulátory jsou zpravidla typu PI. [24] Obecně však více zpětnovazebních smyček znamená komplikovanost syntézy zpětnovazebních signálů, vinou čehož pak mohou nastat potenciální problémy se stabilitou. [17]

Jelikož moment ani tok nelze přímo měřit, lze je vypočítat z naměřených okamžitých hodnot statorových proudů a napětí, které jsou v bloku 7 a 8 transformovány na prostorové vektory v souřadnicovém systému $\alpha\beta$. Rovnice umožňující výpočet momentu a statorového magnetického toku se nacházejí v bloku 9: [24]

$$\Psi_1 = \int (U_1 - R_1 I_1) dt \quad (4-1)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p (\Psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (4-2)$$

$$|\Psi_1| = \sqrt{\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2}. \quad (4-3)$$

Amplituda napájecího napětí je generována na základě regulační odchylky regulátorem magnetického toku. V případě požadované konstantní hodnoty toku se s rostoucí rychlostí amplituda napětí U_1 zvyšuje až na hodnotu jmenovitého napětí U_N . Další nárůst rychlosti je pak možný pouze v případě snížení požadavku na velikost magnetického toku. [17]

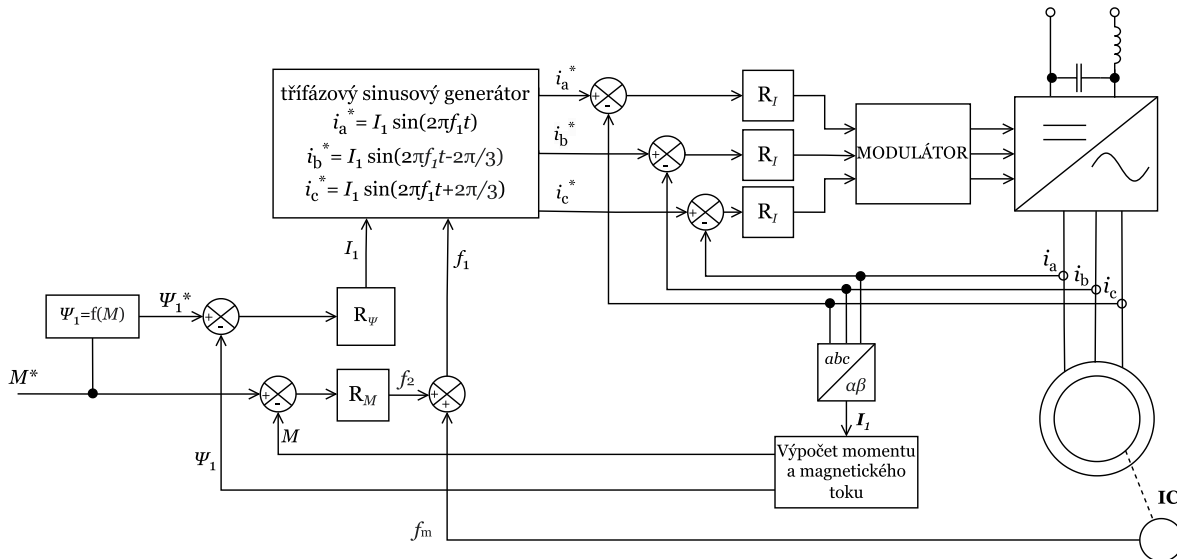
Rychlostní regulační smyčka obsahuje vnitřní regulační smyčku momentu, která zlepšuje odezvu nadřazené smyčky. Výstupem regulátoru momentu je pak skluzová frekvence, která je omezena na velikost odpovídající momentu zvratu. [24] Výsledná velikost synchronní frekvence je pak dána součtem skluzové a skutečné mechanické frekvence.

Regulační smyčka toku je obvykle pomalejší než smyčka momentu. Z tohoto důvodu se v rámci přechodného děje s nárůstem požadované frekvence f_1 snižuje tok, dokud nenastane kompenzace pomalejší tokovou smyčkou. Tento nepříznivý jev v takovém případě zpomaluje odezvu momentu. [17]

Žádaná velikost napětí U_1 je pak spolu s frekvencí f_1 vstupem pro modulátor. Výstupem modulátoru jsou následně signály pro tranzistory, které na základě principu suboscilační modulace řídí výstupní napětí a frekvenci střídače.

Pohon s tímto typem skalárního řízení může být provozován jak v oblasti s konstantním magnetickým tokem, tak v oblasti s konstantním výkonem. Ačkoliv lze při nezávislé regulaci momentu a toku regulovat přímo na žádanou hodnotu toku a skalární řízení dosahuje vysoké přesnosti řízení, není tento typ regulace vhodný pro dynamicky náročnější pohony. [24] Příčinou je, že stejně jako ostatní metody skalárního řízení reguluje pouze velikosti jednotlivých veličin.

Ideově lze uvedené regulační schéma upravit a doplnit o proudovou regulační smyčku (obr. 4-7), kdy žádané průběhy satorového napětí jsou získány z regulátorů proudu.



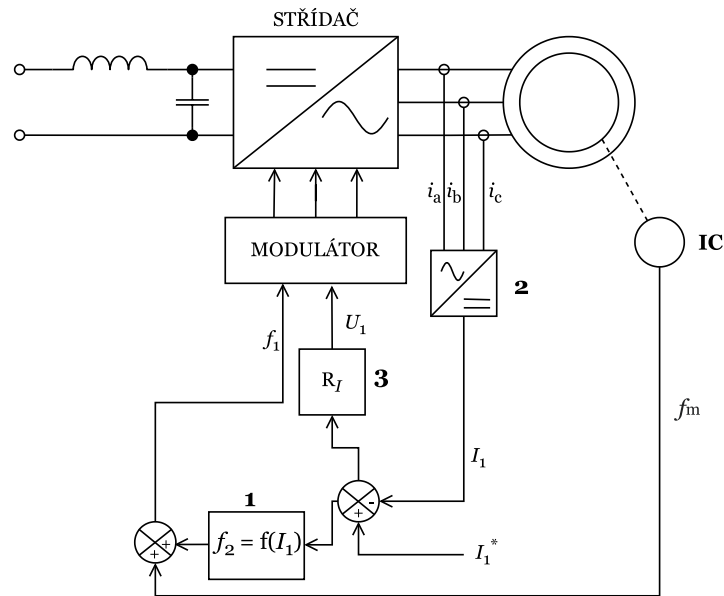
Obrázek 4-7 Regulační schéma s nezávislou regulací momentu a toku doplněné o proudovou regulační smyčku [17](upraveno)

V takovém případě je žádaná hodnota satorového toku získána ze závislosti $\Psi_1 = f(M)$, jelikož, jak je uvedeno v [17], dochází ke zlepšení účinnosti při nízkém zatížení motoru. Jak je znázorněno v regulačním schématu, žádaná amplituda proudu je získána z regulační smyčky satorového toku. Hodnota napájecí frekvence je pak dána součtem skutečné frekvence, odpovídající úhlové rychlosti otáčení rotoru, a skluzové frekvence obdržené jakožto výstup regulátoru momentu. Na základě f_1 a I_1 jsou blokem třífázového sinusového generátoru obdrženy žádané okamžité průběhy fázových satorových proudů, které jsou pak dle regulačních odchylek udržovány regulátory proudu.

4.5 Kmitočtově proudová regulace

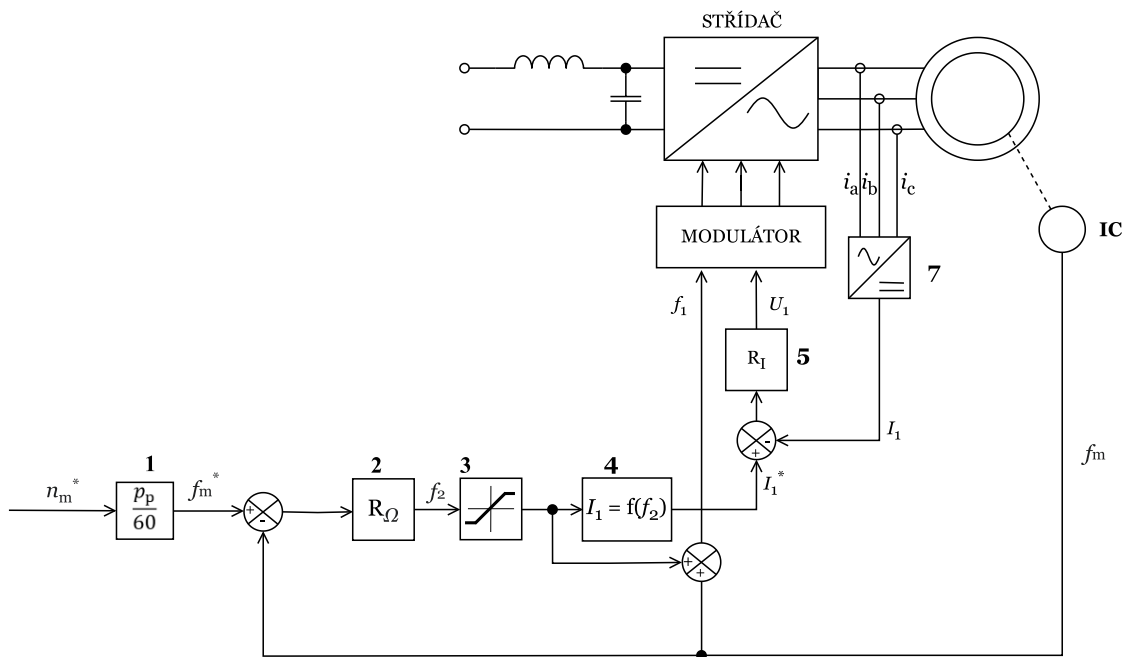
Jedna z možných řídicích struktur kmitočtově proudové regulace je zobrazena na obr. 4-8. Žádanou veličinou je zde velikost satorového proudu I_1^* , která je udržována regulátorem proudu R_r změnou otevření střídače. V bloku 2 je střídavý průběh okamžitých hodnot proudu, měřených v přívodu asynchronního motoru, převeden na stejnosměrný signál odpovídající skutečné velikosti satorového proudu. Ten je následně porovnán s žádanou hodnotou. Rozdíl okamžité a žádané hodnoty je poté vstupem pro regulátor R_r . Výstupem regulátoru je pak požadovaná amplituda napájecího napětí jakožto vstup pro modulátor. [4]

Spolu s napětím je vstupem pro modulátor požadovaná napájecí frekvence f_1 , která je určena ze součtu mechanické frekvence otáčení rotoru a skluzové frekvence. Mechanická frekvence je určena pomocí čidla otáčivé rychlosti IC nejčastěji realizovaného inkrementálním čidlem. [4] Velikost skluzové frekvence je dána nelineární funkcí $f_2=f(I_1)$ vycházející z modelu asynchronního stroje v ustáleném stavu. Díky této závislosti je tak možné určit skluzovou frekvenci na základě rozdílu žádaného a skutečného proudu. [7]



Obrázek 4-8 Regulační schéma kmitočtově proudové regulace [4](upraveno)

Další možností je zařazení rychlostní regulační smyčky (obr. 4-9). Oproti předchozímu regulačnímu schématu kmitočtově proudové regulace je zde žádanou veličinou otáčivá rychlost rotoru n_m^* , která je udržována regulátorem rychlosti. Výstupem regulátoru R_Ω je pak žádaná skluzová frekvence, která je omezena. [29]



Obrázek 4-9 Regulační schéma kmitočtově proudové regulace s rychlostní regulační smyčkou [29](upraveno)

Podle velikosti skluzové frekvence je v nelineárním bloku 4 generována žádaná hodnota satorového proudu. Stejně jako v předchozím regulačním schématu je zde v bloku 7 převeden střídavý průběh okamžitých hodnot proudů na jejich velikost. Výsledný rozdíl okamžité a žádané hodnoty je vstupem do regulátoru proudu, jehož výstupem je pak žádaná amplituda napětí. Regulátor proudu R_I spolu s regulátorem rychlosti R_Ω jsou nejčastěji typu PI. Žádaná hodnota synchronní frekvence je pak dána součtem skluzové a mechanické frekvence získané z čidla otáčivé rychlosti.

KAPITOLA 5: SIMULACE SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

K simulaci metod skalárního řízení asynchronního motoru je využito prostředí Simulink. Jedná se o sofistikované nástroje využívané k simulaci a modelování dynamických soustav ve formě blokových schémat a matematických rovnic. Následným využitím algoritmů MATLABu pro numerické řešení diferenciálních rovnic, s pevně definovanou simulační periodou, lze přesně a efektivně simulovat chování elektrického pohonu pomocí simulačního modelu. Dílčími bloky v používaných modelech jsou blok asynchronního motoru, blok napěťového střídače a blok samotného skalárního řízení.

5.1 Model asynchronního motoru

Na základě předpokladů, uvedených v 1.3, a rovnic (1-10)-(1-11) byl odvozen proudový model asynchronního motoru nakrátko v $\alpha\beta$ souřadnicích, popsáný simulačními rovnicemi:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{1\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} + L_h \frac{di_{2\alpha}}{dt}) \\
 \frac{di_{1\beta}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} + L_h \frac{di_{2\beta}}{dt}) \\
 \frac{di_{2\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L_2}[L_h \frac{di_{1\alpha}}{dt} - R_2 i_{2\alpha} - \omega(L_2 i_{2\beta} + L_h i_{1\beta})] \\
 \frac{di_{2\beta}}{dt} &= \frac{1}{L_2}[L_h \frac{di_{1\beta}}{dt} - R_2 i_{2\beta} + \omega(L_2 i_{2\alpha} + L_h i_{1\alpha})] \\
 M &= \frac{3}{2} p_p (\Psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{M - M_z}{J} \\
 \omega &= p_p \Omega
 \end{aligned}
 \tag{5-1}$$

Parametry asynchronního motoru, potřebné k vyřešení rovnic, jsou převzaty z [30] a odpovídají změřeným a štítkovým parametrům asynchronního motoru umístěného v laboratoři ČVUT katedry elektrických pohonů a trakce. Při vytváření modelu není uvažováno sycení či změna parametrů vlivem teploty.

P_N	12 kW	R_1	0,37 Ω
I_N	22 A	R_2	0,225 Ω
U_N	380 V	$L_{1\sigma}$	2,27 mH
f_N	50 Hz	$L_{2\sigma}$	2,27 mH
$\cos\varphi_N$	0,8	L_h	82,5 mH
n_N	1460 ot/min	L_1	84,77 mH
M_N	78,48 N·m	L_2	84,77 mH
p_p	2	J	0,4 kg·m ²

Tabulka 5-1 Parametry asynchronního motoru využívané v simulacích

Amplituda jmenovitého toku Ψ_N pak byla stanovena na základě vztahu:

$$\Psi_N = \frac{\sqrt{2} U_N}{\sqrt{3}} \frac{1}{\omega_N} = \frac{\sqrt{2} U_N}{\sqrt{3}} \frac{1}{2\pi f_N}, \quad (5-2)$$

na hodnotu $\Psi_N = 0,987$ Wb.

5.2 Model střídače napětového typu

Model střídače zde slouží pouze k simulaci neharmonického napájení motoru a je tak realizován za následujících předpokladů:

- impedance napájecí sítě je nulová
- použité spínací polovodičové součástky jsou ideální (tj. nulový odpor v sepnutém stavu, nekonečný odpor ve vypnutém stavu a okamžitá doba sepnutí, resp. vypnutí)
- ochranná doba mezi spínacími impulzy je nulová
- napětí stejnosměrného meziobvodu je konstantní

Model střídače byl vytvořen na základě principu suboscilační modulace popsané v 2.1.1.1, jejíž výstupem jsou napětové pulzy pro tranzistory měniče. Jelikož v práci není modelována výkonová část střídače, jsou fázová napětí zrekonstruována dle rovnice (2-2). Samotný blok střídače tak simuluje jak modulátor, tak střídač, a je proveden pomocí funkce:

```
function [Ua,Ub,Uc] = stridacPWM(Ura,Urb,Urc,Up,Ud)
%Ud je stredni hodnota napeti meziobvodu (pri zanedbani pulzaci)
%Up je amplituda piloveho signalu
%Ur jsou referencni napeti o zadane amplitude a frekvenci
if Ura>=Up;
    Ua0=Ud/2; %napeti mezi 0 a vyvodem faze
else Ua0=(-Ud/2);
end;
if Urb>=Up;
    Ub0=Ud/2;
else Ub0=(-Ud/2);
end;
if Urc>=Up;
    Uc0=Ud/2;
else Uc0=(-Ud/2);
end;
Ua=(2*Ua0-Ub0-Uc0)/3; %napeti fazove
Ub=(2*Ub0-Uc0-Ua0)/3;
Uc=(2*Uc0-Ua0-Ub0)/3;
end
```

Ke správné funkci střídače je nezbytné určit napětí v meziobvodu. Jelikož je na vstupu frekvenčního měniče nejčastěji šestipulzní neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení, bylo napětí ve stejnosměrném meziobvodu U_d určeno pomocí vztahu pro střední hodnotu usměrněného napětí: [31]

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_s, \quad (5-3)$$

kde U_s je efektivní hodnota sdruženého napětí napájecí sítě. V případě napájení usměrňovače z běžné třífázové sítě, kde $U_s = 400$ V, pak $U_d \doteq 540$ V. Spínací frekvence je pak stanovena na frekvenci $f_p = 5$ kHz.

5.3 Model skalárního řízení

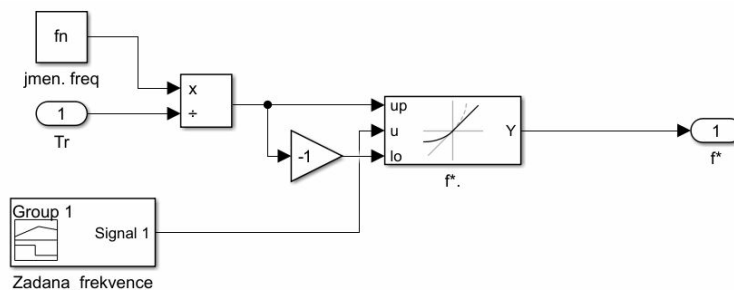
Posledním hlavním blokem je blok skalárního řízení, který se v každé simulované řídicí struktuře liší. Konkrétně se jedná o kmitočtově napětové řízení bez zpětné vazby, jehož blokové schéma je zachyceno na obr. 4-1, kmitočtově napětové řízení se zpětnou vazbou (obr. 4-3) a kmitočtově proudovou regulací s regulátorem rychlosti zobrazené na obr. 4-9. U posledních

dvou zmiňovaných regulačních struktur jsou simulace doplněné o případ, kdy je rozběh řízen rampou.

Je vhodné poznamenat, že všechny realizované řídicí struktury jsou pouze simulační a neodrážejí reálnou implementaci, jelikož řízení včetně vzorkování veličin je počítáno v každém výpočetním kroku, který je v simulacích nastaven na 1 μ s. V praxi by tato hodnota byla příliš malá, což by vedlo k potřebě odpovídajícího výpočetního výkonu a tím způsobeného navýšení nákladů na řídicí obvody frekvenčního měniče. Dalším faktorem, o který jsou řídicí struktury zjednodušené, je zanedbání čidla otáčivé rychlosti a čidla proudu. V takovém případě je rychlost otáčení a velikost proudu určována přímo z matematického modelu stroje.

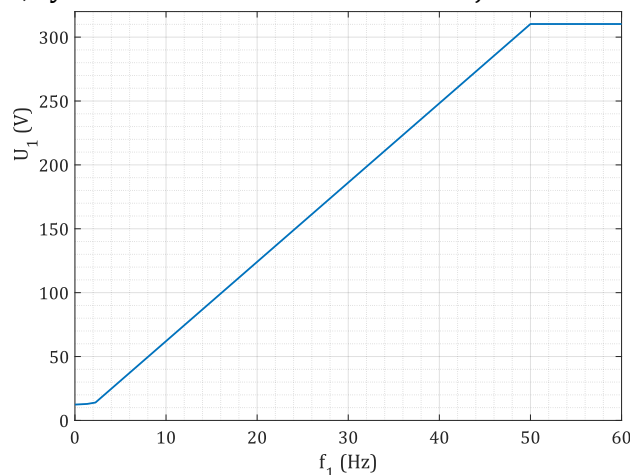
Aby řídicí struktury vedly k přiblížení se reálným aplikacím, musely by zároveň používané PI regulátory pracovat se vzorkovací periodou odpovídající běžným vzorkovacím periodám využívaným v reálných řídicích obvodech.

V blocích skalárního řízení, kdy je rozběh řízen rampou, je kromě zmiňovaných PI regulátorů obsažen blok rampy (obr. 5-1), na jehož základě je určována okamžitá hodnota napájecí frekvence. Sklon rampy je pak vypočten jako podíl jmenovité napájecí frekvence f_N a doby rozběhu T_r na rychlost otáčení odpovídající frekvenci f_N . Požadovaná rychlost otáčení je pak stanovena na základě hodnoty z bloku Signal Builder.



Obrázek 5-1 Zapojení bloku rampa v simulačním modelu

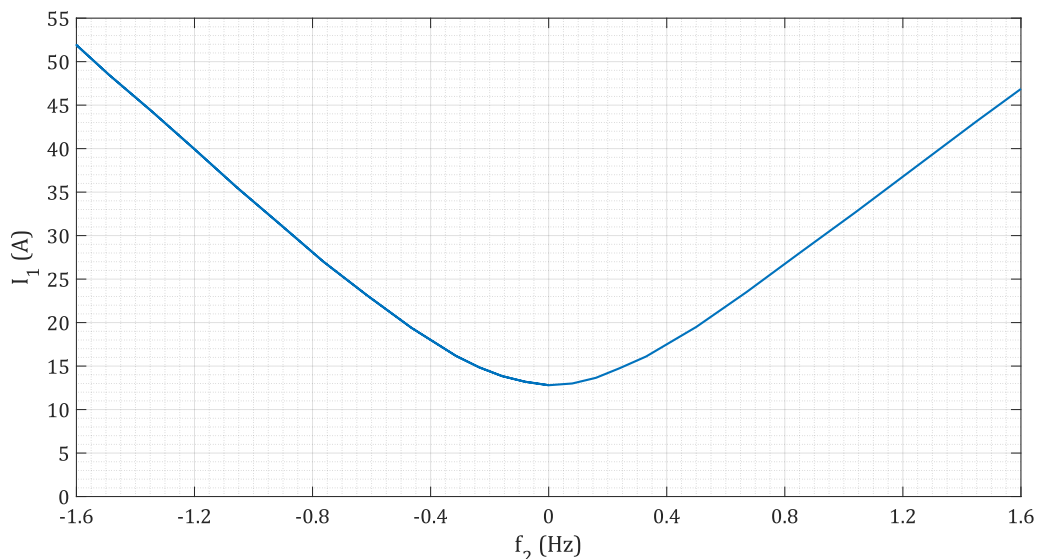
U kmitočtově napěťového řízení je žádaná amplituda napájecího napětí generována podle požadované napájecí frekvence. Pro tyto potřeby byla dle teoretických předpokladů, uvedených v kapitole 3.1, vytvořena na základě simulačních výsledků a požadavku konstantního toku, co nejpřesnější možná U_1/f_1 křivka. Jelikož jsou však parametry motoru závislé také na frekvenci, bylo by v reálných aplikacích nutné se změnou frekvence měnit sklon křivky. U_1/f_1 křivka, realizovaná formou LUT, využívaná v simulačních modelech je uvedena na obr. 5-2.



Obrázek 5-2 U_1/f_1 křivka využívaná v simulačním modelu

Další realizovanou metodou skalárního řízení je kmitočtově proudová regulace, kdy je žádaná velikost vektoru statorového proudu generována na základě skluzové frekvence, která je výstupem regulátoru otáčivé rychlosti.

K určení požadované velikosti prostorového vektoru statorového proudu je v takovém případě realizována, formou LUT, závislost $I_1 = f(f_2)$ uvedená na obr. 5-3. Závislost byla v tomto případě určena experimentálně na základě postupného zatěžování motoru zátěžnými momenty od $-110 \text{ N}\cdot\text{m}$ do $90 \text{ N}\cdot\text{m}$, kdy pro všechny případy zatížení byla v ustáleném stavu odečtena skluzová frekvence a jí odpovídající velikost vektoru statorového proudu.



Obrázek 5-3 Závislost $I_1 = f(f_2)$ využívaná v simulačních modelech

5.4 Ladění PI regulátoru

Prostředí Simulink poskytuje různé metody ladění PI regulátoru, kdy například blok „FOC Autotuner“ umožňuje automatické naladění pomocí algoritického přístupu, zatímco „PID Tuner App“ poskytuje uživateli interaktivní rozhraní pro ladění PI regulátoru. Nicméně, aby bylo možné využít těchto metod, musí být regulovaný systém lineární. V případě nelineární regulační soustavy může být alternativou ruční ladění metodou „pokus omyl“ nebo pomocí dalších dohledatelných metod popsaných například v [4] a [32].

V této práci jsou využívány PI regulátory laděny experimentálně na základě průběhu přechodného děje, kdy vyhodnocování kvality regulačního pochodu probíhalo pomocí dvou integrálních kritérií. Jedním z nich je kritérium využívající minima lineární regulační plochy, kdy plocha je určena integrací regulační odchylky, tedy rozdílem mezi ustálenou hodnotou x_∞ a okamžitou hodnotou $x(t)$, popsanou vztahem: [4], [32]

$$S_{\text{lin}} = \int_0^{\infty} [x(t) - x_\infty] dt. \quad (5-4)$$

Pro toto kritérium je nutné, aby se jednalo o nekmitavý průběh. S tím se pojí zároveň nevýhoda tohoto kritéria, kdy minimální plochy S_{lin} dosahuje zároveň přechodný děj s trvalými kmity na mezi stability. V takovém případě je vhodné použít kritérium využívající kvadratické regulační plochy, definované vztahem: [4], [32]

$$S_{\text{kv}} = \int_0^{\infty} [x(t) - x_\infty]^2 dt. \quad (5-5)$$

Na základě zkoumání odezvy rychlosti otáčení po ukončení rozběhu a skokové změny zátěžného momentu byly prostřednictvím kombinace těchto dvou kritérií stanoveny konstanty regulátorů pro simulované řídicí struktury, kdy byly porovnávány plochy S_{lin} a S_{kv} vypočítané z hodnot okamžité a ustálené rychlosti. Přehled zvolených proporcionálních a integračních konstant je uveden v tab. 5-2.

Řídicí struktura	Regulátor	K_p	K_i	S_{lin}	S_{kv}
U/f bez zpětné vazby	—	—	—	—	—
U/f se zpětnou vazbou bez vstupní rampy	R_Ω	1	10	-8,9	6,54
U/f se zpětnou vazbou a vstupní rampou	R_Ω	5	23	-4,88	0,56
I/f bez vstupní rampy	R_Ω	0,65	7	-9,15	—
	R_I	0,55	57		
I/f se vstupní rampou	R_Ω	3	30	-4,16	—
	R_I	5	1050		

Tabulka 5-2: Konstanty regulátorů zvolených řídicích struktur s příslušnými regulačními plochami

Všechny používané PI regulátory disponují anti-windup zapojením pracujícím pomocí metody climping. Zároveň k správné funkčnosti regulačních metod bylo třeba nastavit omezení akčních složek regulátoru rychlosti a regulátoru proudu.

Výstupem regulátoru rychlosti je skluzová frekvence, která je pro potřeby simulace omezena na hodnotu odpovídající 1,28násobku jmenovitého proudu. Obecně je však omezení skluzové frekvence nastavitelné. Pro účely simulace bylo stanoveno konkrétní omezení skluzové frekvence s cílem umožnit zatížení motoru jmenovitým zátěžným momentem a zároveň s možností sledovat změny na simulačních průbězích ve vhodném měřítku jak na vodorovné, tak na svislé ose. Dalším faktorem, který vedl ke zvolení daného omezení, bylo zjištění, že v případě napájení z napěťového střídače hodnoty proudů dosahují vyšších hodnot než u harmonického napájení. Stanovená omezení jsou však pouze simulační záležitostí a v případě napájení reálného motoru by saturační meze zřejmě nemohly být nastaveny na stejné úrovni.

Akční složkou proudového regulátoru je amplituda napájecího napětí, která je omezena na maximální hodnotu fázového napětí U_1 , odpovídající hodnotě $U_1 = \pm 310,24$ V.

5.5 Simulační výsledky

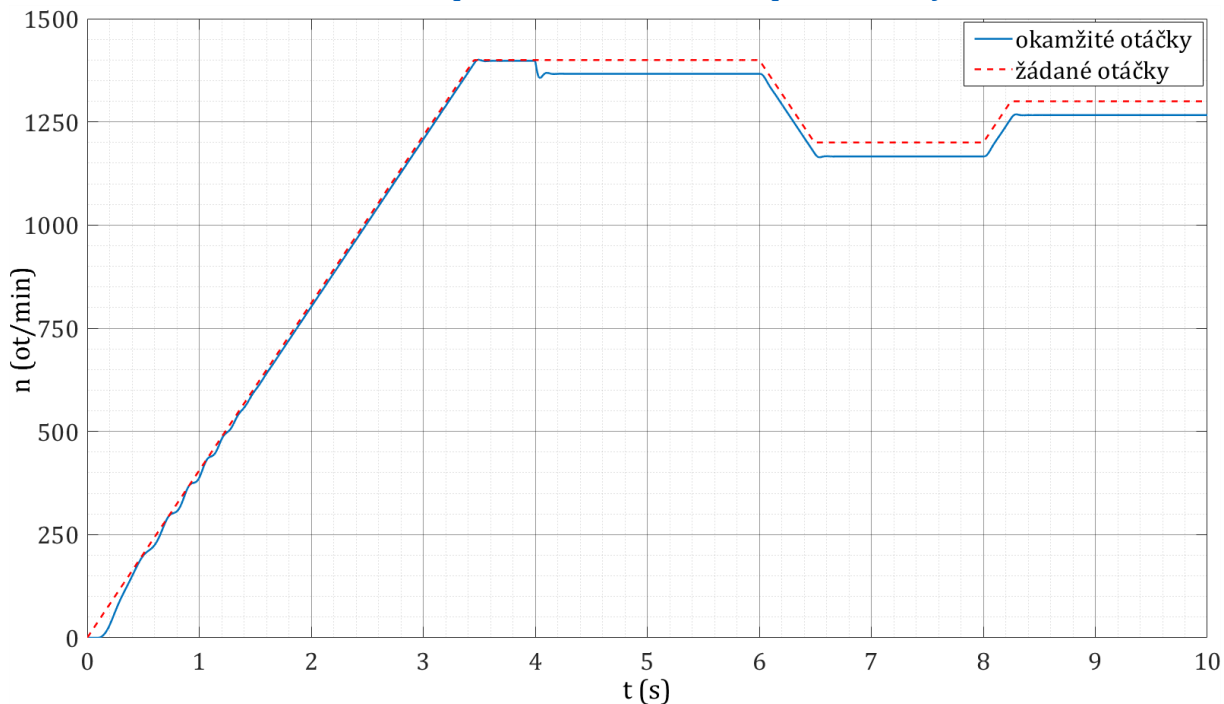
V této podkapitole jsou uvedeny simulační výsledky pěti simulovaných řídicích struktur skalárního řízení, které dokládají funkčnost jednotlivých modelů. Ze zobrazitelných průběhů byly vybrány pouze průběhy reprezentující samotnou problematiku dané metody v určitém, předem definovaném, provozním stavu motoru.

Všechny simulace jsou provedeny stejně, konkrétně:

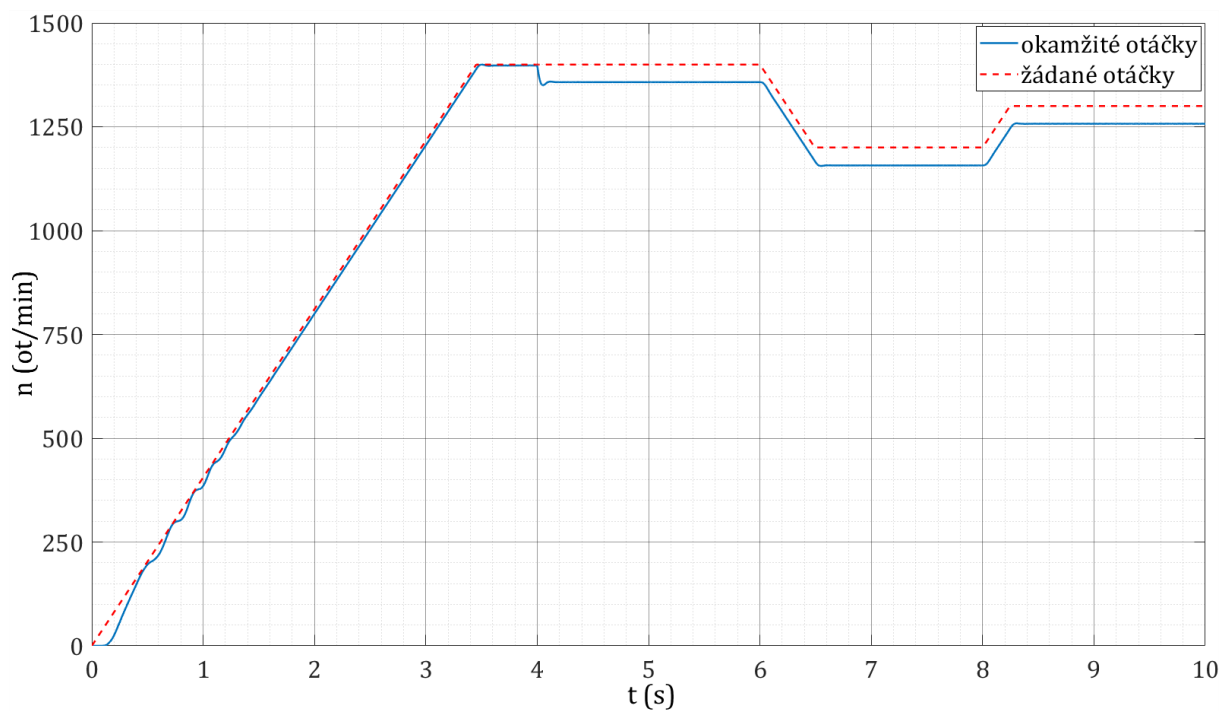
- V čase $t = 0$ s je motor zatížen zátěžným momentem 5 N·m, reprezentující moment ztrát, a je přivedena do řídicí části skoková žádost na rozběh motoru na rychlost otáčení 1400 ot/min
- V čase $t = 4$ s je motor zatížen jmenovitým zátěžným momentem $M_z = 78,48$ N·m
- V čase $t = 6$ s je přivedena do řídicí části skoková žádost na rychlost otáčení 1200 ot/min
- V čase $t = 8$ s je přiveden do řídicí části požadavek na skokovou změnu rychlosti otáčení na 1300 ot/min
- V čase $t = 10$ s je ukončena simulace

V případech, kdy je rozběh řízen rampou, je namísto skokové žádosti na změnu otáčivé rychlosti změna rychlosti řízena po definované vstupní rampě. K těmto účelům byla doba T_r stanovena na 3,7 s. Pro jednotlivé simulace je pak zvolena numerická metoda řešiče ode4 (Runge-Kutta) se simulačním krokem stanoveném na 1 μ s.

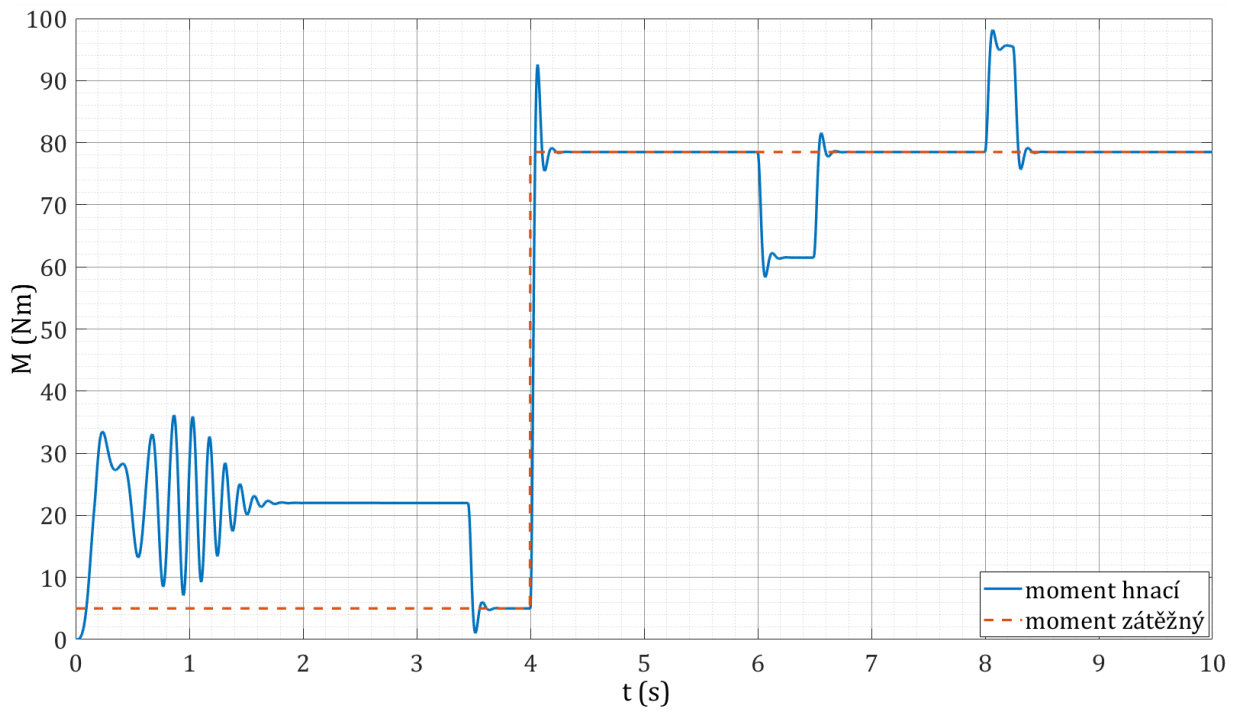
5.5.1 Model kmitočtově napěťového řízení bez zpětné vazby



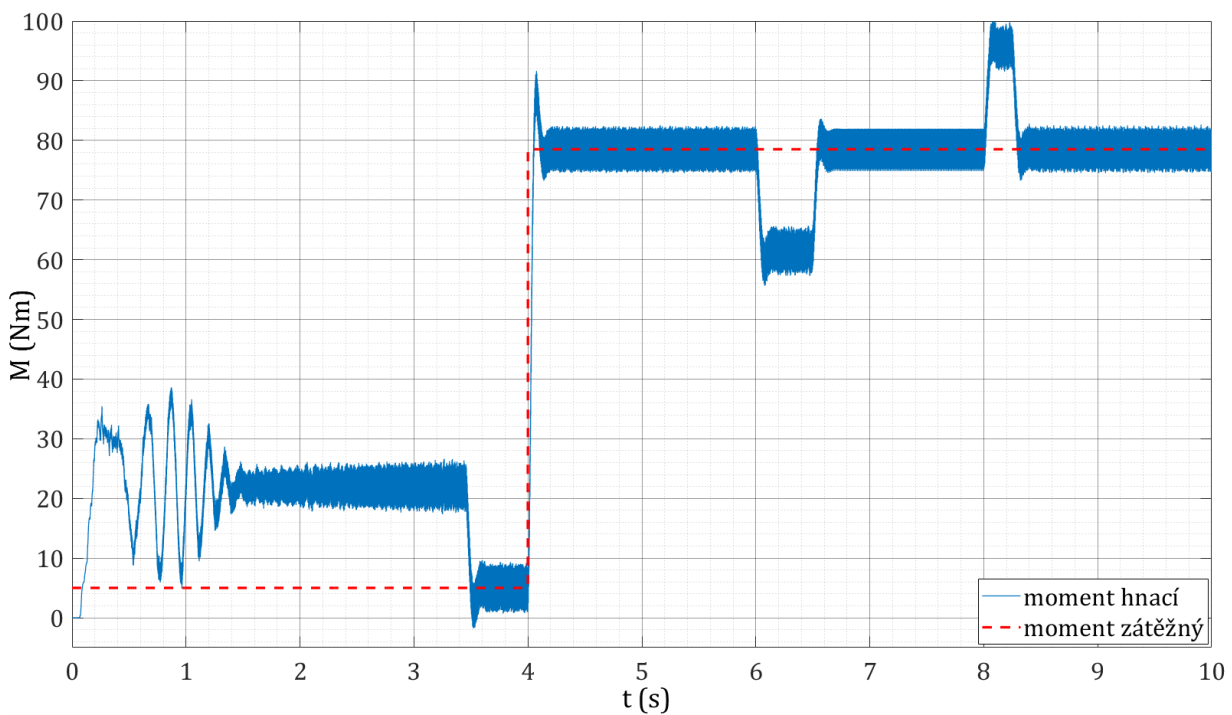
Obrázek 5-4 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při ideálním harmonickém napájení



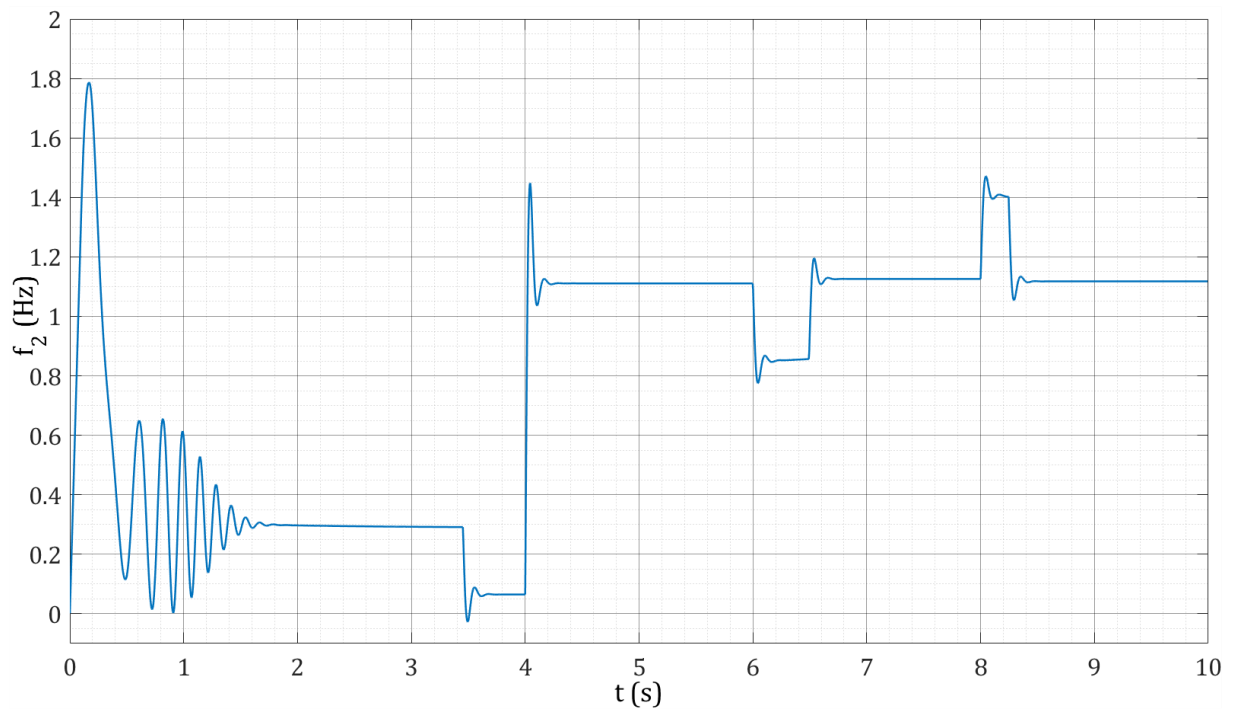
Obrázek 5-5 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při napájení z napěťového střídače



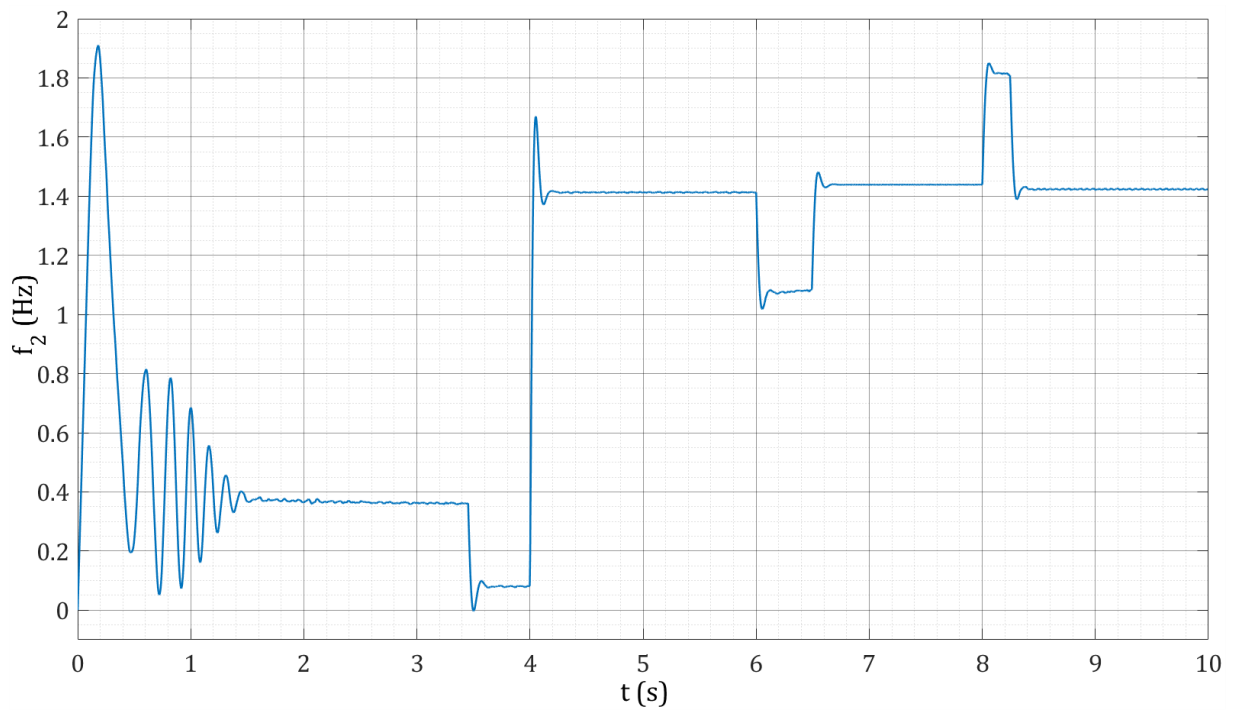
Obrázek 5-6 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při ideálním harmonickém napájení



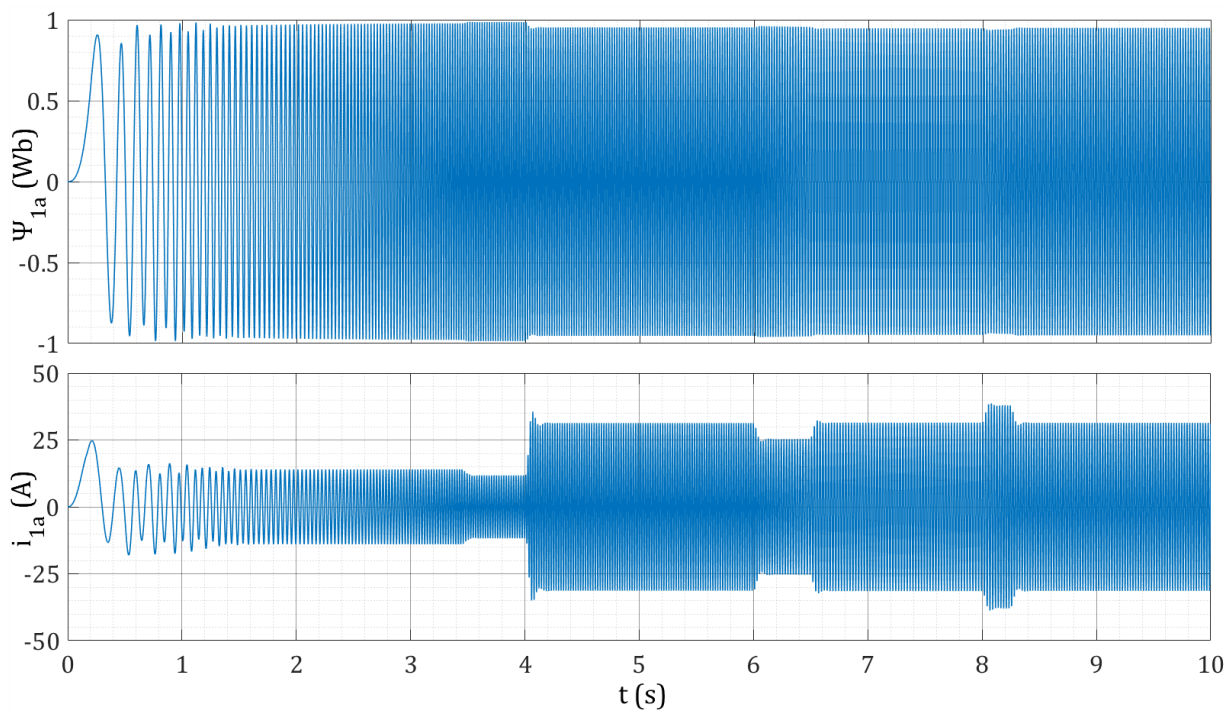
Obrázek 5-7 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při napájení z napěťového střídače



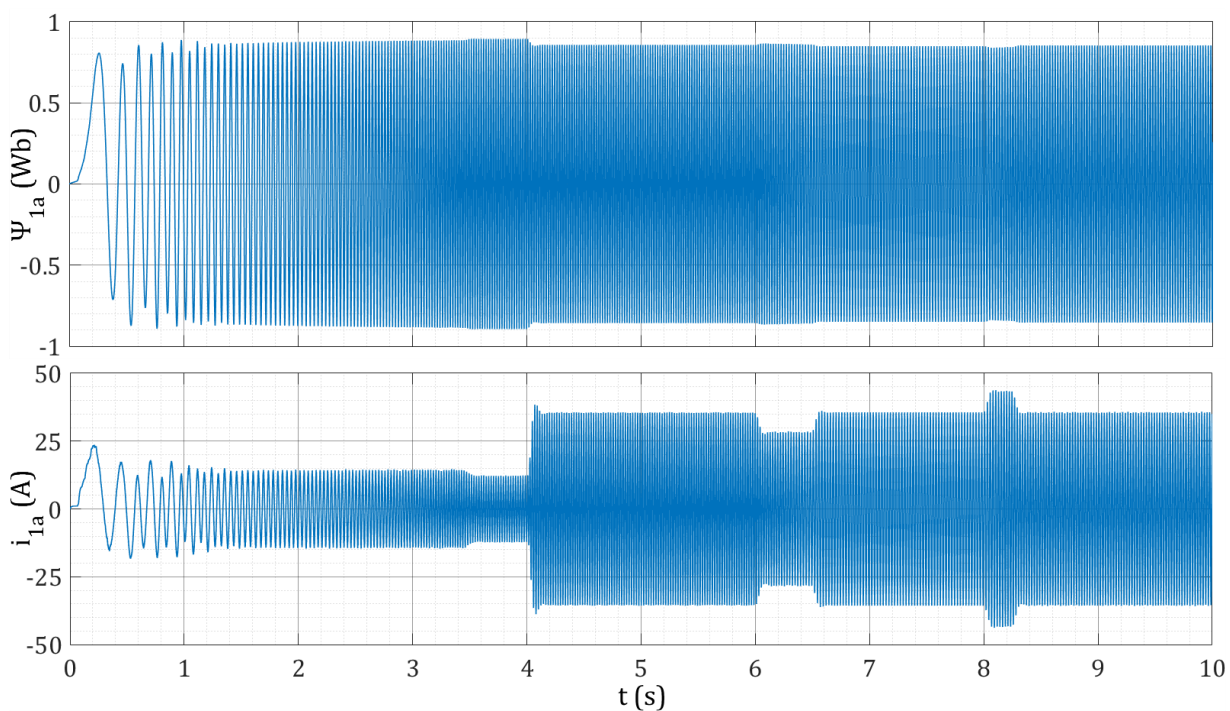
Obrázek 5-8 Průběh okamžité hodnoty skluzové frekvence při ideálním harmonickém napájení



Obrázek 5-9 Průběh okamžité hodnoty skluzové frekvence při napájení z napěťového střídače

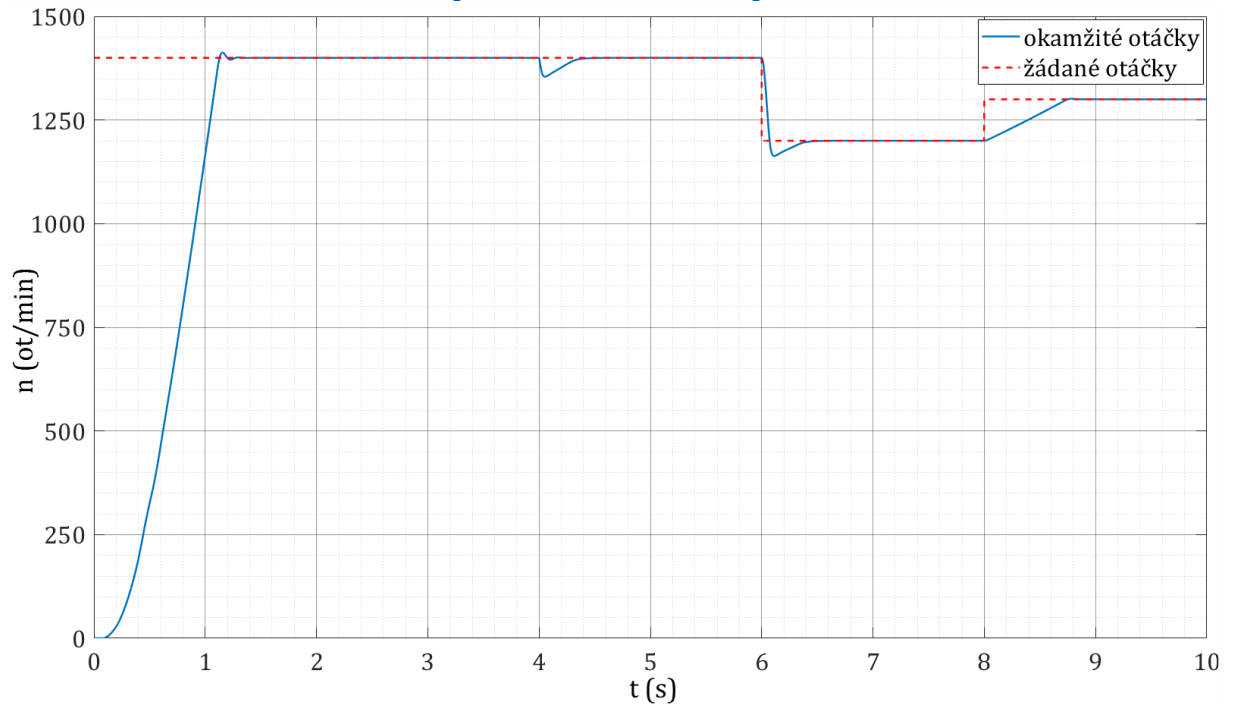


Obrázek 5-10 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při ideálním harmonickém napájení

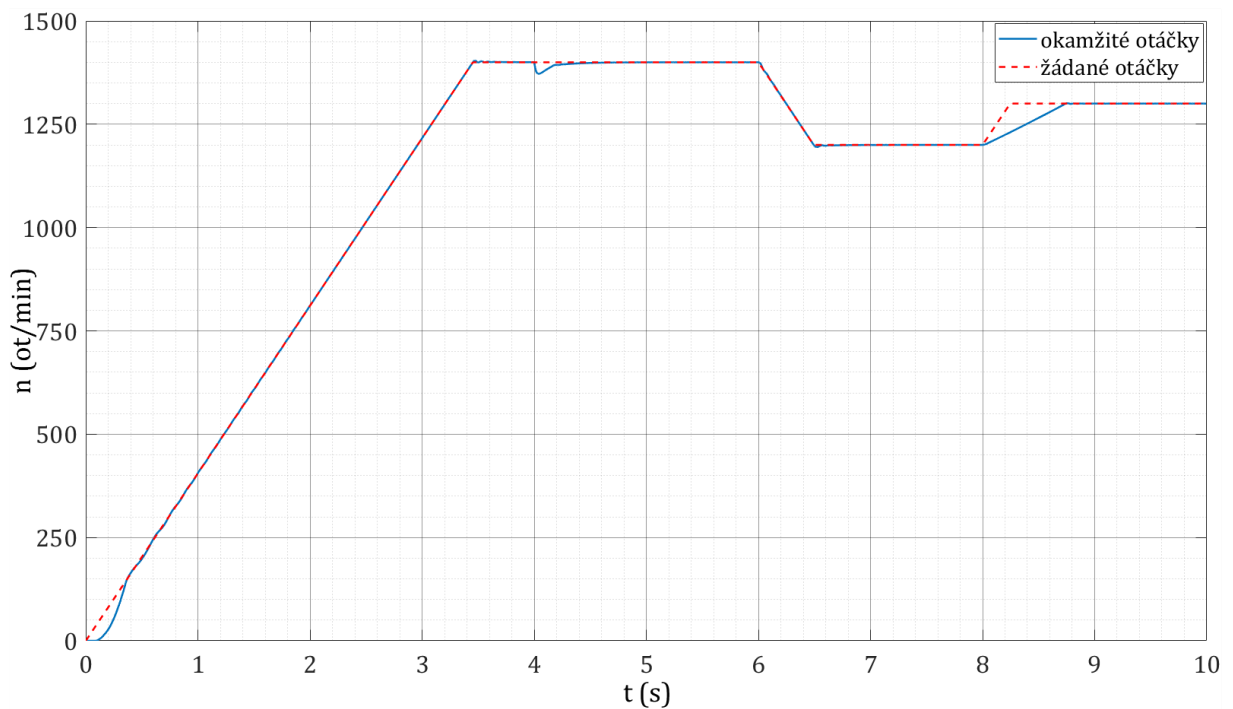


Obrázek 5-11 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při napájení z napěťového střídače

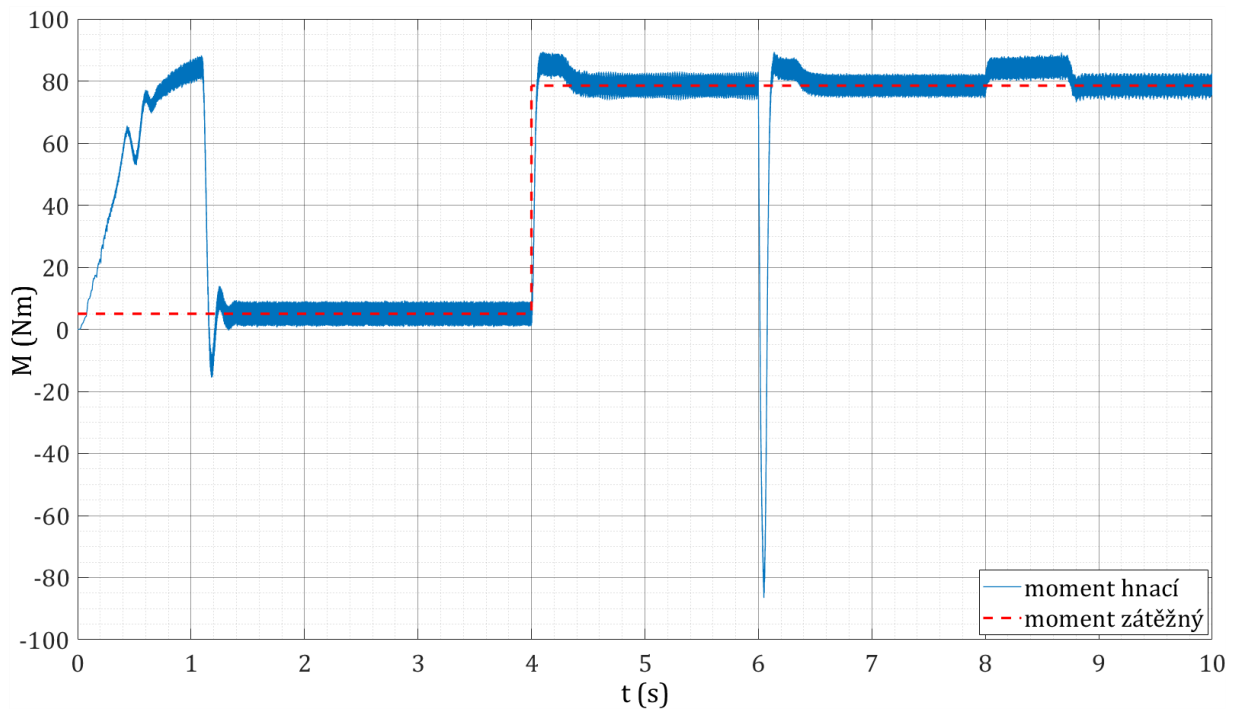
5.5.2 Model kmitočtově napěťového řízení se zpětnou vazbou



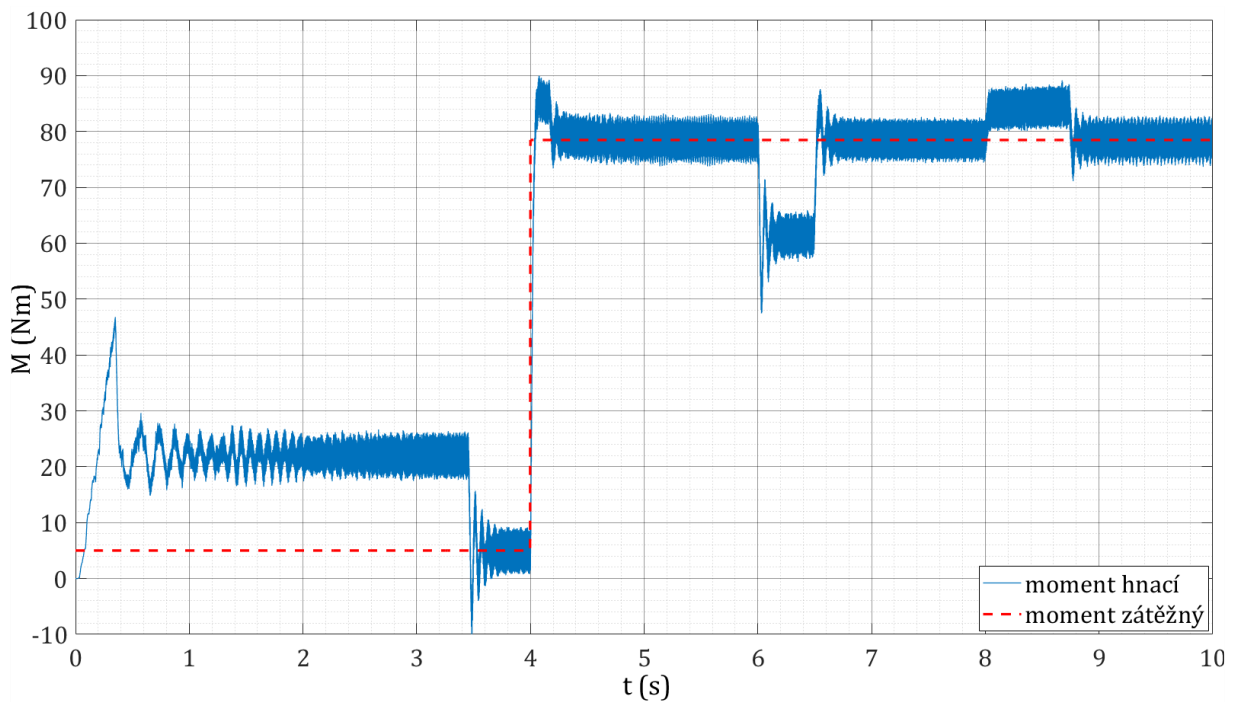
Obrázek 5-12 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



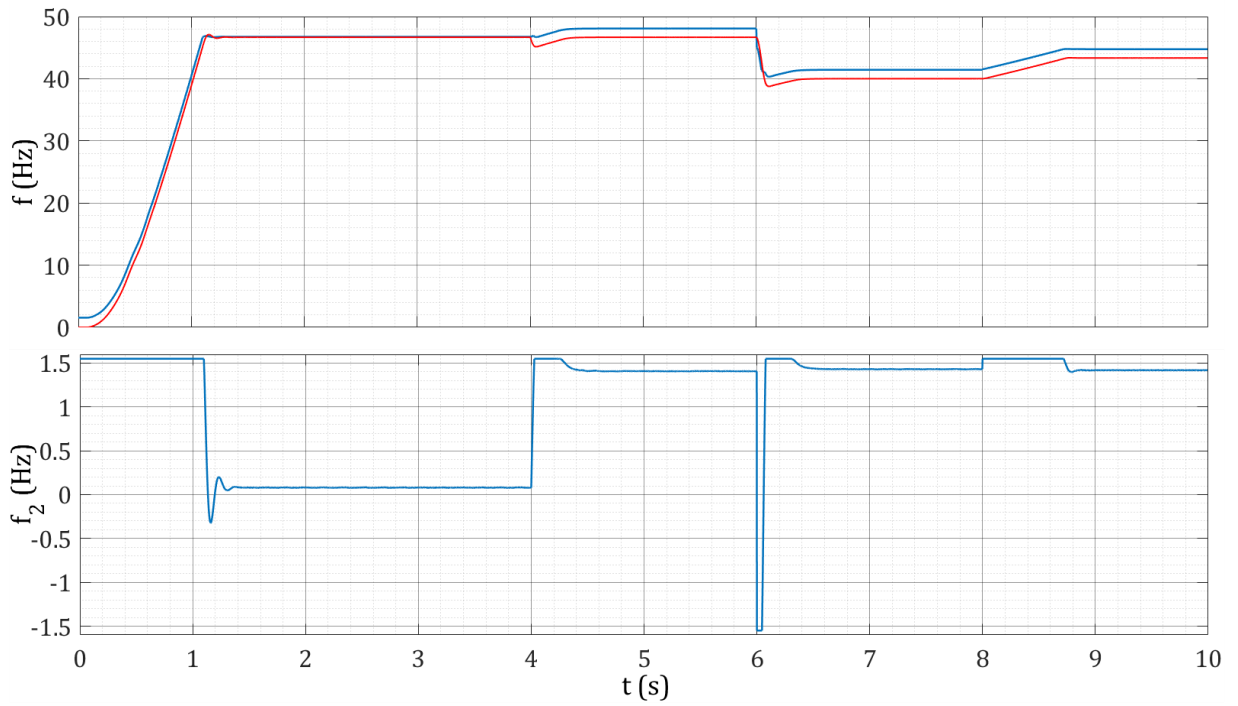
Obrázek 5-13 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při regulaci se vstupní rampou a napájení z napěťového střídače



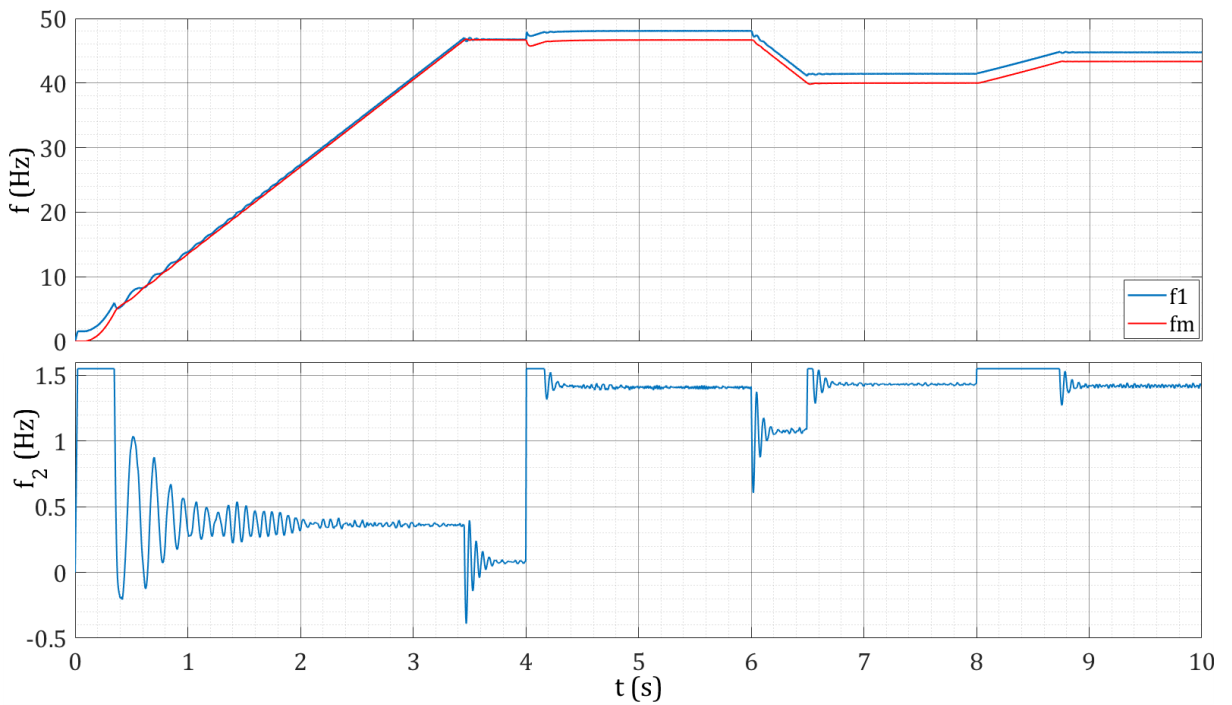
Obrázek 5-14 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



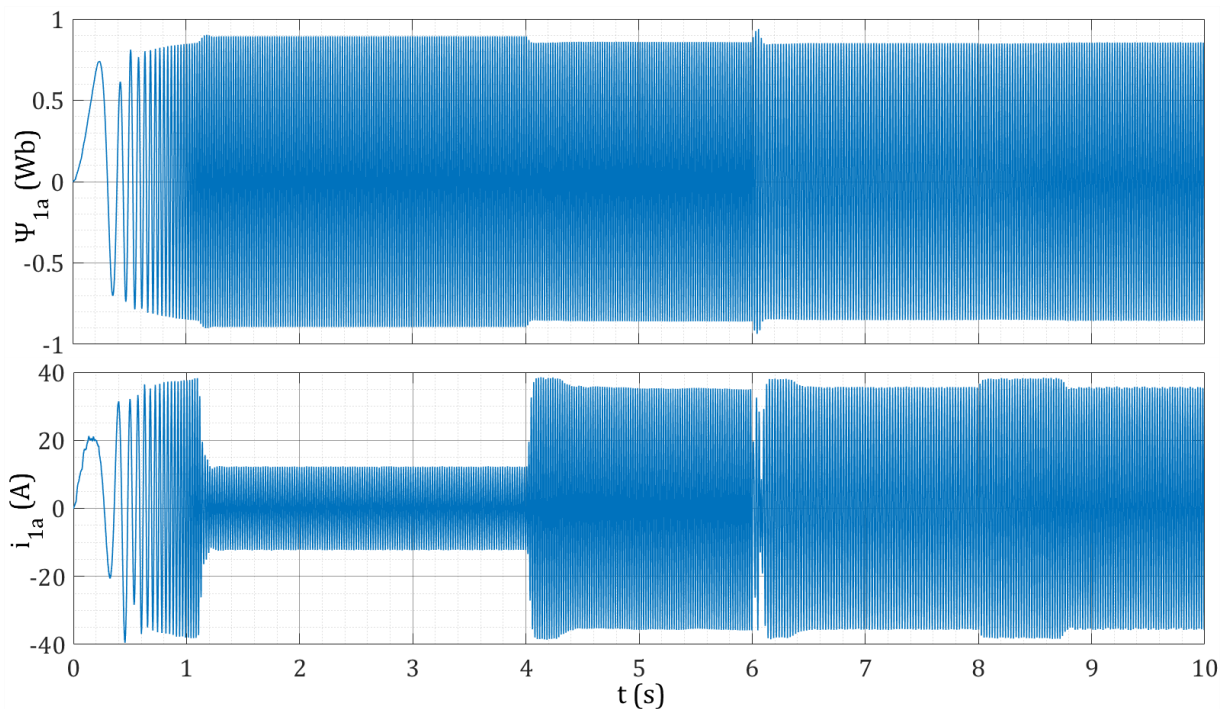
Obrázek 5-15 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



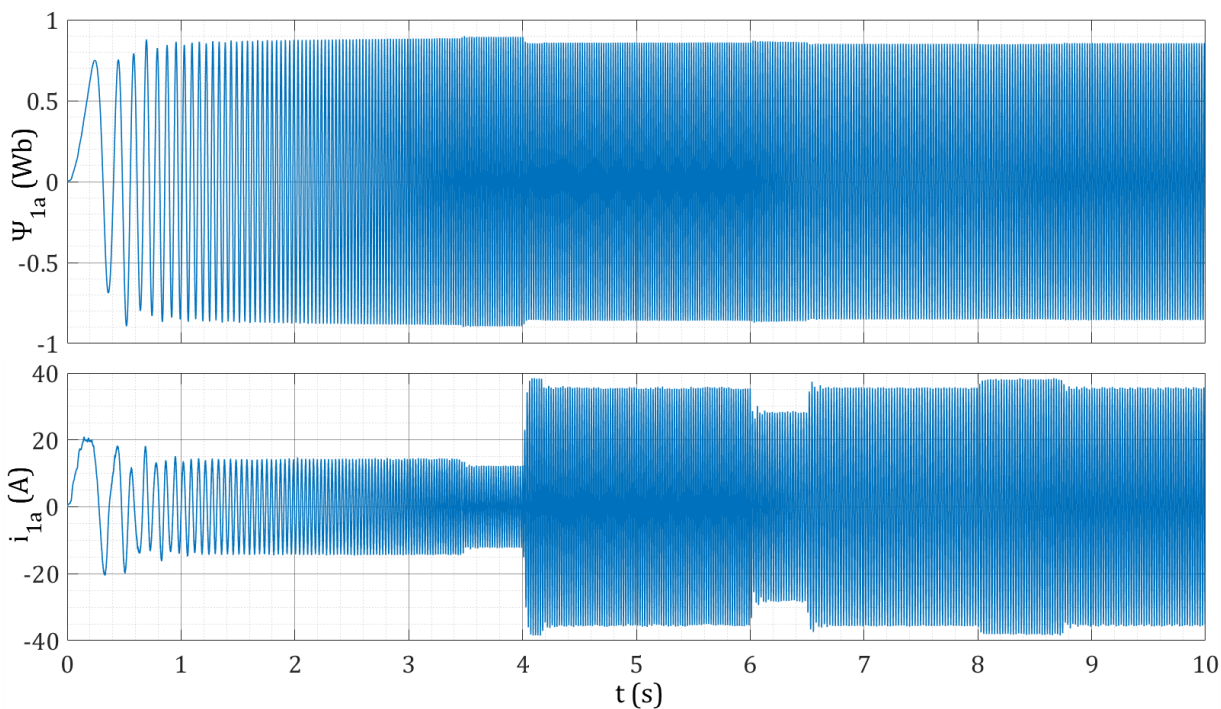
Obrázek 5-16 Průběh okamžitých hodnot napájecí, mechanické a skluzové frekvence při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napětového střídače



Obrázek 5-17 Průběh okamžitých hodnot napájecí, mechanické a skluzové frekvence při regulaci se vstupní rampou a napájení z napětového střídače



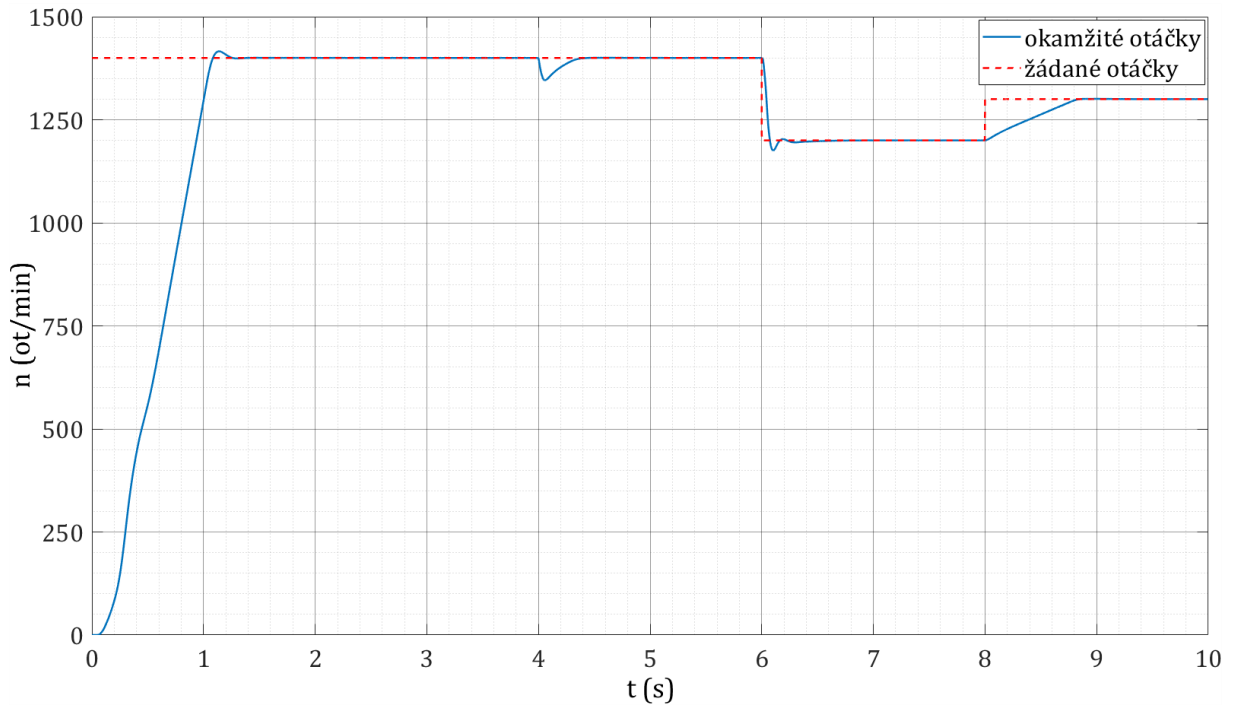
Obrázek 5-18 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



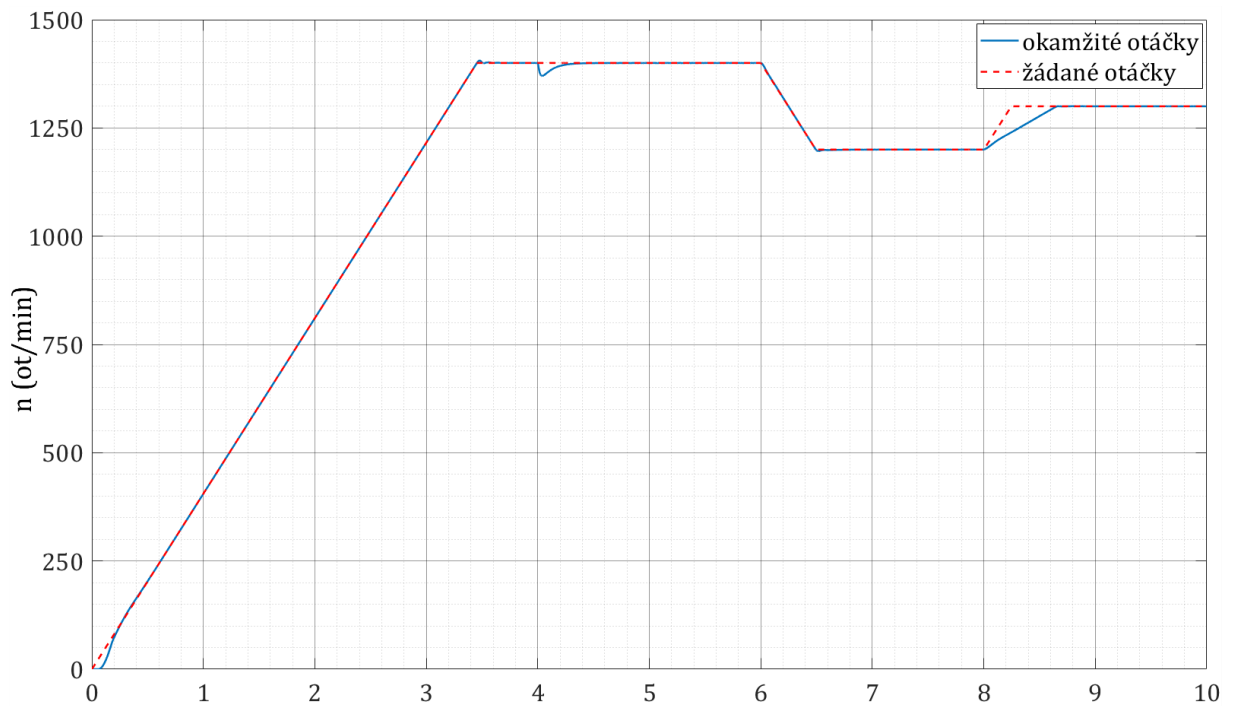
Obrázek 5-19 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při regulaci se vstupní rampou a napájení z napěťového střídače

5.5.3

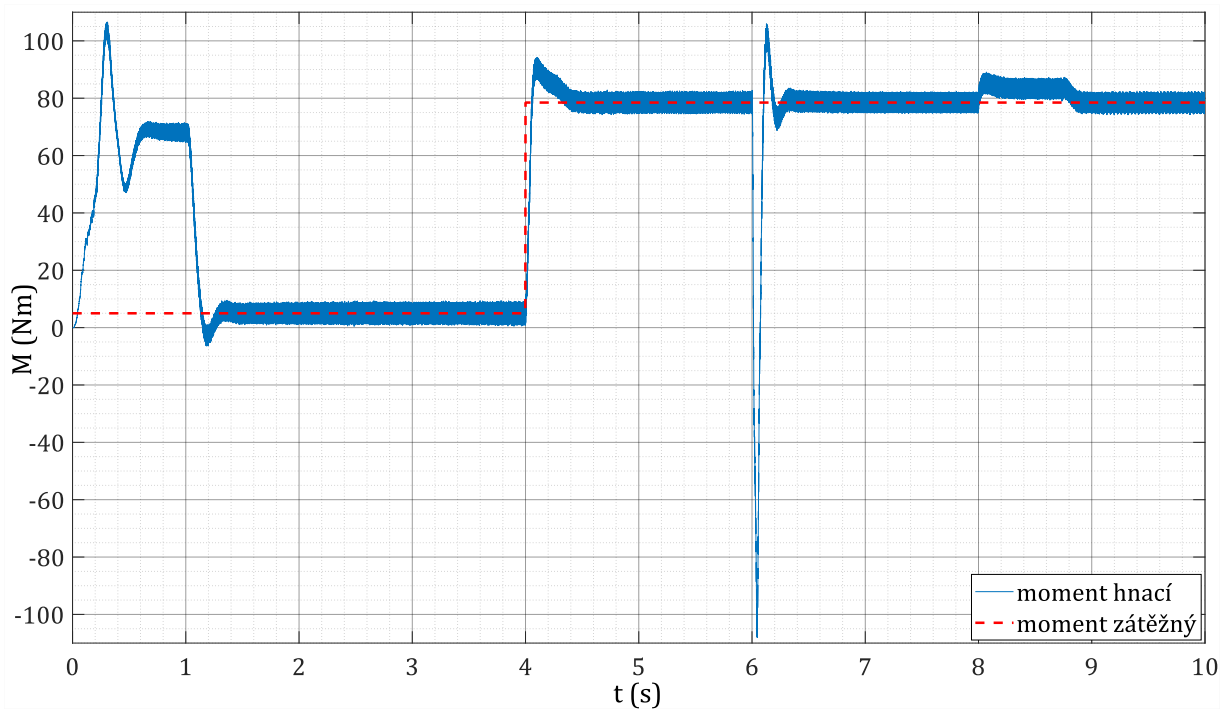
Model kmitočtově proudové regulace s regulátorem rychlosti



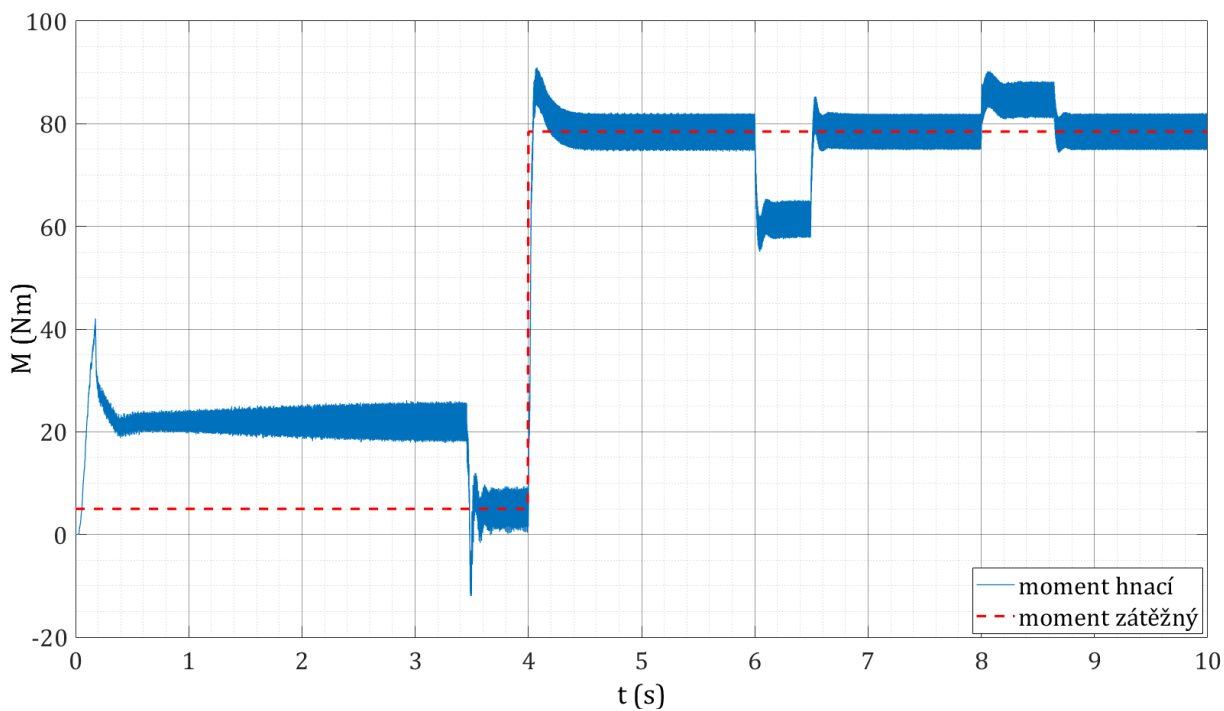
Obrázek 5-20 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



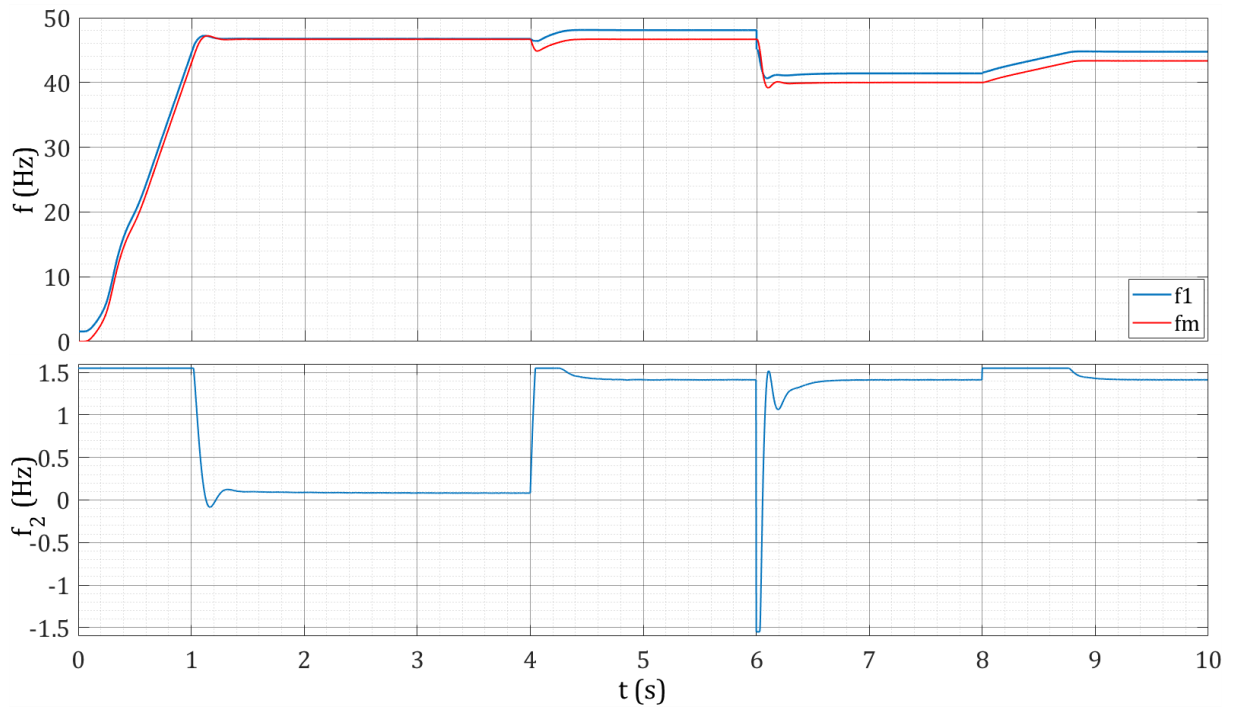
Obrázek 5-21 Průběh žádané a skutečné otáčivé rychlosti při regulaci se vstupní rampou a napájení z napěťového střídače



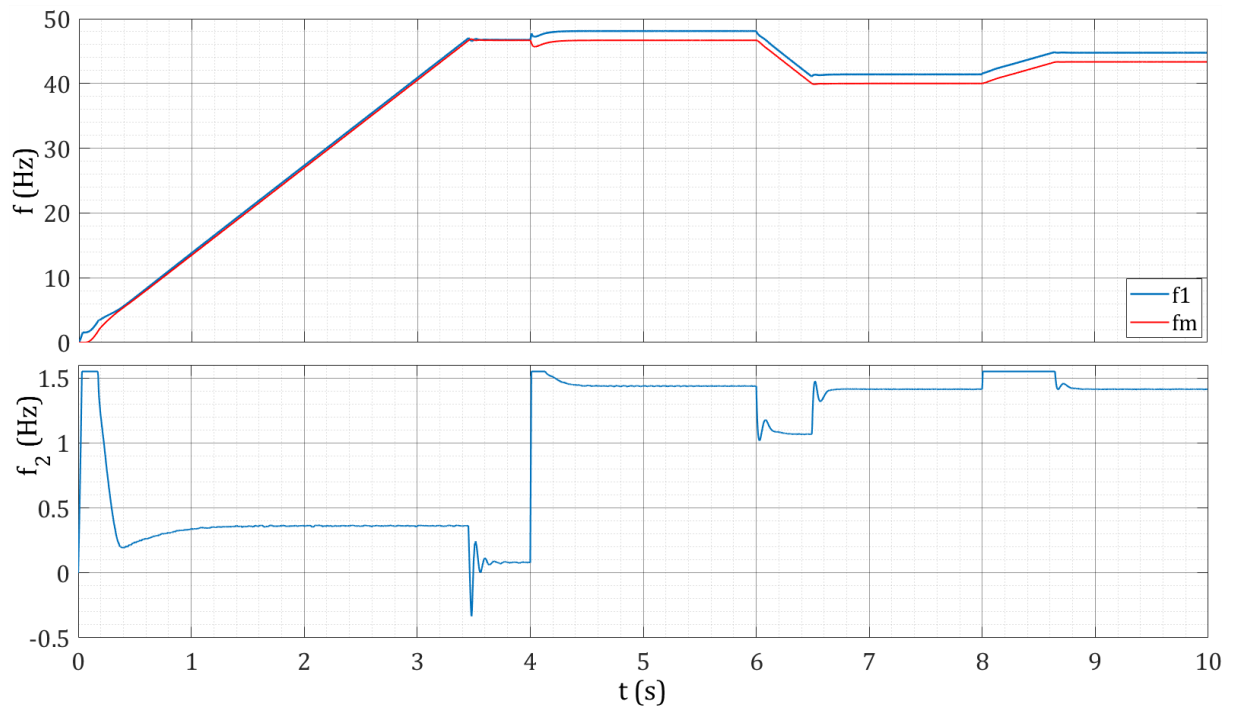
Obrázek 5-22 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



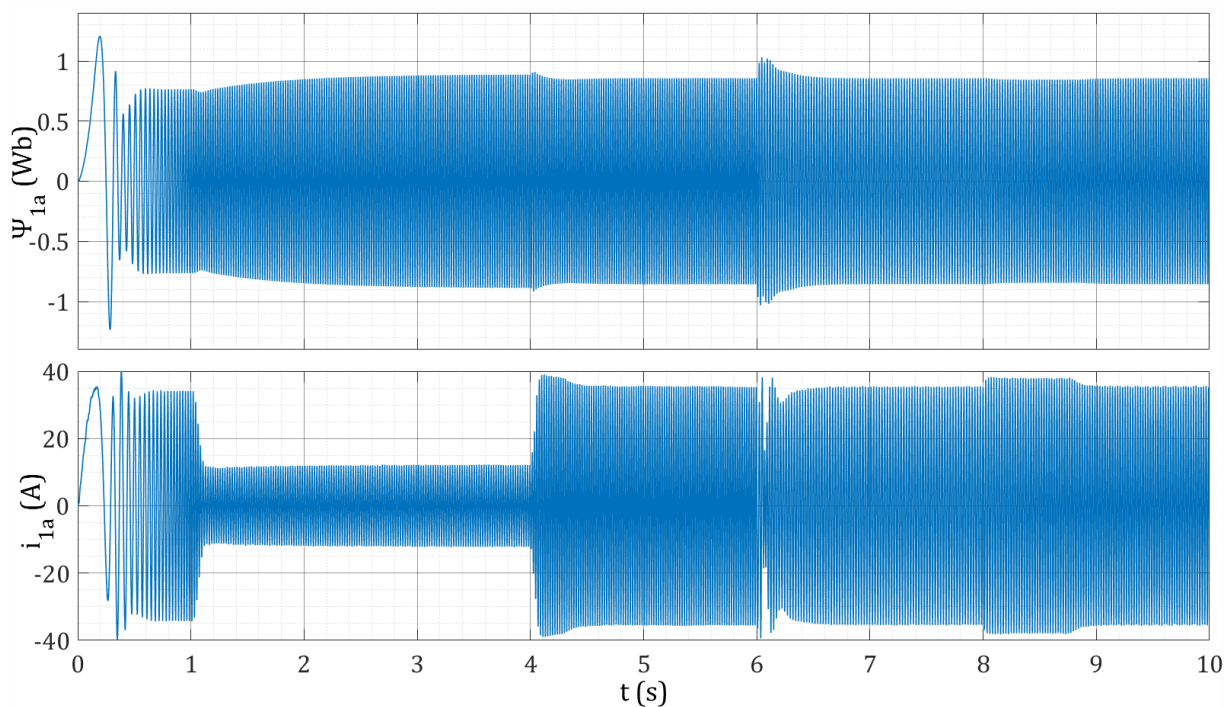
Obrázek 5-23 Průběh okamžitých hodnot momentu hnacího a momentu zátěžného při regulaci se vstupní rampou a napájení z napěťového střídače



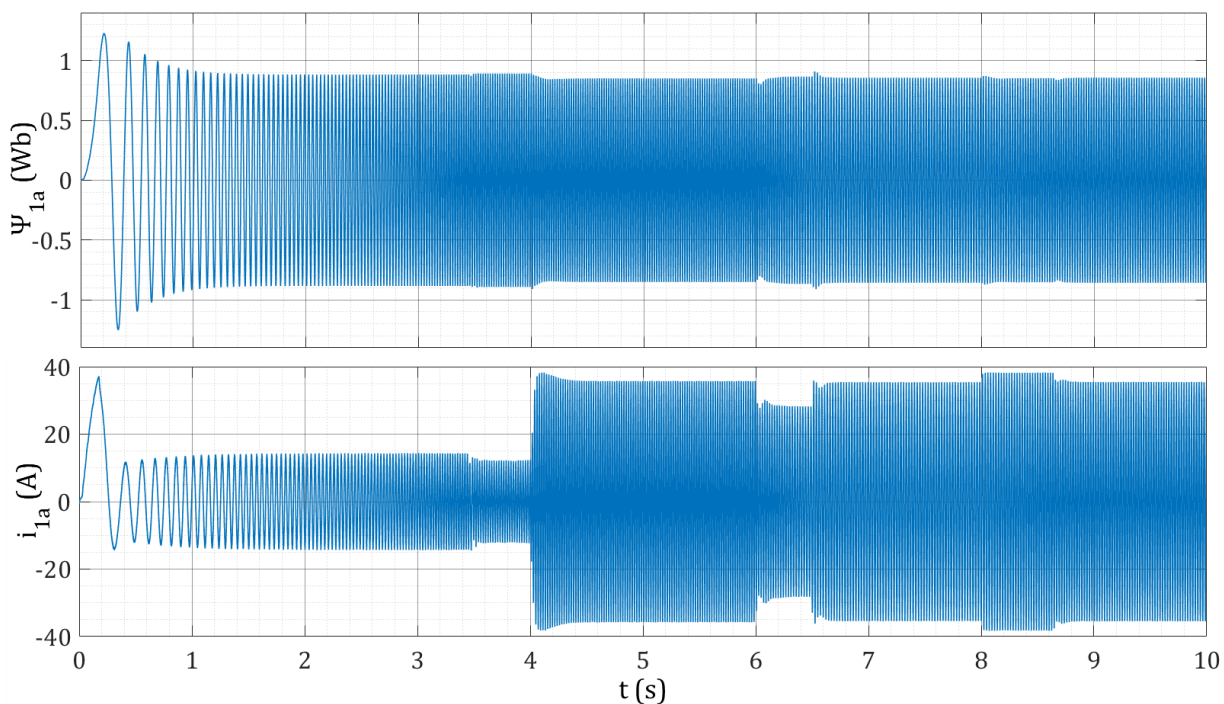
Obrázek 5-24 Průběh okamžitých hodnot napájecí, mechanické a skluzové frekvence při regulaci se vstupní rampou a napájení z napětového střídače



Obrázek 5-25 Průběh okamžitých hodnot napájecí, mechanické a skluzové frekvence při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napětového střídače



Obrázek 5-26 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při regulaci bez vstupní rampy a napájení z napěťového střídače



Obrázek 5-27 Průběh okamžitých hodnot statorového spřaženého magnetického toku a statorového proudu fáze A při regulaci se vstupní rampou a napájení z napěťového střídače

5.6 Zhodnocení výsledků

V této části jsou zhodnoceny simulační výsledky zobrazené v podkapitole 5.5. Z průběhů podkapitoly 5.5.1 je patrný princip základní metody skalárního řízení bez zpětné vazby. Z obr. 5-4 a 5-5 lze na průběhu otáčivé rychlosti pozorovat vliv absence regulátoru rychlosti, kdy rychlost otáčení při zatížení definovaným zátěžným momentem poklesne, při stejné žádané rychlosti o rychlost skluzovou, na nižší ustálenou rychlost otáčení. Tento jev je u zvolené simulace nejvíce patrný při zatížení jmenovitým zátěžným momentem, kdy vzroste okamžitá

hodnota skluzové frekvence. Průběh skluzové frekvence je pak zobrazen na obr. 5-8 a 5-9, odkud je zároveň, při porovnání s obr. 5-6 a 5-7, viditelná závislost mezi momentem a skluzovou frekvencí. Z průběhů momentu je zároveň zřejmé, že při rozběhu je po prvotním přechodném ději, motor rozbíhán s konstantním dynamickým momentem. Obdobně je tomu pak při požadavku na zpomalování stroje, resp. zrychlování, v čase 6 s, resp. v čase 8 s. Tato skutečnost pak odpovídá lineárnímu nárůstu, resp. poklesu otáčivé rychlosti. Vzhledem k tomu, že je průběh žádané frekvence řízen po definované vstupní rampě, je moment stroje udržován v kladných hodnotách i při požadavku na snižování rychlosti. To odpovídá tomu, že je pouze snižována napájecí frekvence definovanou rychlostí tak, aby moment zátěžný byl větší než moment hnací a dle rovnice byl motor zpomalován zátěží konstantním dynamickým momentem v motorovém režimu. Strmost rampy je pak určující pro velikost proudu, resp. momentu při zrychlování, potažmo zpomalování. V takovém případě je však nižší rozdíl mezi velikostmi proudu v okamžitým a ustáleném stavu charakterizován delší dobou rozběhu. Porovnáním zejména obr. 5-10 a 5-11 lze na velikosti proudu a magnetického toku stroje pozorovat vliv napěťového střídače, který je nejvíce patrný při zatížení jmenovitým zátěžným momentem. Oproti ideálnímu harmonickému napájení se v případě napájení z napěťového střídače maximální hodnota proudu zvyšuje, zatímco velikost magnetického toku dosahuje nižších hodnot. Aby při zatížení jmenovitým momentem maximální hodnota proudu odpovídala amplitudě jmenovitého proudu, musela by být hodnota napětí v meziobvodu stanovena na hodnotu 620 V. Toto plyne ze vztahu pro výkon, kdy je okamžitá hodnota výkonu dána jak součinem napětí a proudu, tak součinem momentu a mechanické rychlosti otáčení. To tedy odpovídá tomu, že, aby byla zachována rovnost výkonu, je hodnota nižšího napětí „kompenzována“ zvýšením maximální hodnoty proudu.

Vliv zavedení zpětné vazby lze pak pozorovat u kmitočtově napěťové regulace, resp. u kmitočtově proudové regulace, z průběhů rychlosti otáčení na obr. 5-12 a 5-13, resp. na obr. 5-20 a 5-21. V takovém případě při zatížení nedochází k trvalému poklesu otáčivé rychlosti, neboť, jak je patrné z obr. 5-16, 5-17, 5-24 a 5-25, je skluzová frekvence kompenzována zvýšením synchronní frekvence, čímž je žádaná rychlost otáčení udržena. Jak je však vidět z průběhů otáčivé rychlosti, zavedení zpětné vazby nedokáže ovlivnit průběh rychlosti na začátku rozběhu. V takovém případě není průběh lineární, což je způsobeno faktem, že motor není urychlován konstantním dynamickým momentem.

Pokud uvažujeme kmitočtově napěťové a kmitočtově proudové regulační schéma bez vstupní rampy, je rychlost nárůstu, resp. rychlost poklesu napájecí frekvence, zajištěna pouze jednotlivými regulátory. V takovém případě je průběh synchronní frekvence, viz obr. 5-16 a 5-24, ovlivněn pouze zvolenými konstantami regulátorů a nastavením saturačních mezí regulátoru rychlosti. Z tohoto hlediska stroj pracuje během elektromechanických přechodných dějů s maximálním možným momentem (obr. 5-14 a 5-22), který mu regulátory umožňují. Vzhledem k tomu, že je v tomto případě žádaná rychlost otáčení měněna skokově, lze na obr. 5-12 a 5-20 pozorovat, že po příchodu požadavku na snižování rychlosti dosahuje okamžitá hodnota hnacího momentu záporných hodnot a motor je tak brzděn v generátorovém režimu.

Po doplnění zpětnovazební kmitočtově napěťové a kmitočtově proudové řídicí struktury o vstupní rampu je moment stroje, viz obr. 5-15 a 5-23, opět udržován v kladných hodnotách i během snižování napájecí frekvence. Zavedením rampy však dochází k většímu zvlnění momentu. Z průběhu rychlosti na obr. 5-13 a 5-21 je pak vidět, že v případě rozběhu naprázdno a v případě zpomalování motoru zatíženého jmenovitým zátěžným momentem skutečná rychlost dosahuje žádané rychlosti. Obdobně jako u regulačních schémat bez vstupní rampy je v případě požadavku na zrychlování motoru v čase 8 s maximální hodnota hnacího momentu dána zejména vlivem omezení skluzové frekvence (obr. 5-17 a 5-25). Aby bylo možné udržet skutečnou rychlost otáčení na žádané hodnotě, bylo by v tomto případě třeba navýšit saturační meze skluzové frekvence, nebo snížit strmost vstupní rampy. Dynamika stroje je tak závislá na

obou uvedených faktorech, které se viditelně projeví, mimo jiné, na velikosti statorového proudu (obr. 5-19 a 5-27), resp. velikosti momentu, viz obr. 5-15 a 5-23.

Co se týče porovnání příslušné kmitočtové napěťové a kmitočtové proudové regulace, tak pokud se podíváme na průběhy proudu a otáčivé rychlosti, tak z hlediska aplikací, u nichž je skalárního řízení využíváno, prakticky není patrné, který způsob regulace je používán. Na základě vybraných průběhů tak nelze stanovit, která z těchto dvou metod dosahuje lepších dynamických vlastností. Vliv zavedení podřadné proudové regulační smyčky je však zřejmý z porovnání obr. 5-15 a 5-23, kdy v tomto případě dochází u kmitočtové proudové regulace k menšímu zvlnění momentu. Hlavním rozdílem mezi kmitočtově proudovou a kmitočtově napěťovou regulací je okamžitá hodnota spřaženého magnetického toku, viz porovnání obr. 5-18, 5-19, 5-26 a 5-27. V tomto případě je příčinou odlišný způsob získávání žádané velikosti napájecího napětí, vinou čehož u kmitočtové proudové regulace poměr U_1/f_1 závisí zejména na rychlosti jednotlivých regulačních smyček. Důsledkem zvolených metod skalárního řízení je zároveň vliv změny otáčivé rychlosti nebo zatížení na průběh spřaženého magnetického toku. Příčinou tohoto jevu je, že nedochází k oddělené regulaci momentu a toku stroje.

Kritérium, dle kterého lze také realizované řídicí struktury porovnat je náročnost implementace. Z tohoto hlediska vychází nejlépe struktura bez zpětné vazby, kde není třeba regulátoru proudu ani rychlosti. Naopak nejhůře realizovatelná je pak regulační struktura kmitočtově proudového řízení, kde je nutné ladit dva PI regulátory. V souvislosti s náročností implementace lze brát v úvahu i aspekt finančních nákladů, kde by výsledek hodnocení vybraných metod byl obdobný. V takovém případě je třeba uvažovat náklady na zavedení jak zpětné vazby otáčivé rychlosti, tak proudu.

ZÁVĚR

V rámci teoretické části této bakalářské práce je nejprve uveden princip práce a matematický model asynchronního motoru. Díky tomu již bylo možné vysvětlit princip jednotlivých metod frekvenčního řízení a zhotovit model asynchronního motoru v praktické části práce. Samotná podstata frekvenčního řízení pak byla rozebrána v podkapitole 3.1.

Součástí rešeršní části práce byly principiálně popsány vybrané metody řízení asynchronního motoru napájeného z napětového střídače, kdy se jednalo o metody skalárního řízení, FOC, DTC a MPC. Jelikož hlavní náplní práce bylo zkoumat především oblast skalárního řízení, jsou poslední tři zmíněné metody uvedeny pouze pro doplnění a nejsou dále v rozsahu práce využívány. Z totožného důvodu byl popsán v 2.1.1 pouze princip suboscilační modulace, jakožto možnost řízení napětového střídače, kterou se vyznačují právě metody skalárního řízení.

V rámci praktické části práce byly v prostředí Simulink zhotoveny modely tří zvolených metod skalárního řízení. Konkrétně se jednalo o metodu skalárního kmitočtově napětového řízení bez zpětné vazby, kmitočtově napětového řízení se zpětnou vazbou a o kmitočtově proudovou regulaci s regulátorem rychlosti. Metody se zpětnou vazbou pak byly navíc doplněny o vstupní rampu.

Porovnání realizovaných metod je provedeno na základě zvolené simulační sekvence popsané v podkapitole 5.5. Vzájemně porovnávány byly zejména metody se zpětnou vazbou, u nichž nebyl při sledování průběhů rychlosti otáčení zaznamenán žádný zásadní rozdíl. Hlavní rozdíl mezi kmitočtově napětovou a kmitočtově proudovou regulací je pak patrný z průběhů spřaženého magnetického toku, odkud je vidět vliv alternativního způsobu získávání požadované velikosti napájecího napětí. Je však vhodné zdůraznit vliv nastavení PI regulátorů na výsledky simulací. V rámci realizovaných metod byla snaha docílit optimálního nastavení PI regulátorů tak, aby bylo možné jednotlivé metody mezi sebou porovnat. Přesto je však třeba brát v úvahu, že odlišné nastavení konstant PI regulátorů může ovlivnit průběh simulací a vést k odlišným výsledkům. Podobně je nutné zohlednit, že ve vypracované práci jsou uvažovány pouze ideální modely.

LITERATURA

- [1] DOPPELBAUER, Martin. History - The invention of the electric motor 1800 - 1854 [online]. Elektrotechnisches institut, 2018 [cit. 2022-12-24]. Dostupné z: <https://commons.princeton.edu/josephhenry/wp-content/uploads/sites/71/2019/08/electric-motor-history.pdf>
- [2] CH LE ROUX, P. F. a M. K. NGWENYAMA. Static and Dynamic Simulation of an Induction Motor Using Matlab/Simulink. Energies [online]. Department of Electrical Engineering, Tshwane University of Technology, Emalahleni 1034, South Africa, 12.5.2022 [cit. 2023-03-09]. Dostupné z: <https://doi.org/10.3390/en15103564>
- [3] BOURGE, Jeff. Induction vs DC Brushless. ATech Training [online]. 14.1.2021 [cit. 2022-12-24]. Dostupné z: <https://www.atechtraining.com/induction-vs-dc-brushless>
- [4] KOBRLE, Pavel a Jiří PAVELKA. Elektrické pohony a jejich řízení. 3. přepracované vydání. Thákurova 1, 160 41 Praha 6: ČVUT, 2019. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [5] KOBRLE, Pavel. Matematický model asynchronního motoru a transformace souřadnic: Podkladový materiál ke cvičením z předmětu „Elektrické pohony“. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [6] LIPČÁK, Ondřej. Vektorové řízení asynchronního motoru pomocí DSP [online]. Praha, 2018 [cit. 2023-03-09]. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/77054>. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Ing. Jan Bauer, Ph.D.
- [7] JAVŮREK, Jiří. Regulace moderních elektrických pohonů. U Průhonu 22, Praha 7: Grada Publishing, 2003. ISBN 80-247-0507-9.
- [8] LETTL, Jiří a Jiří PAVELKA. Výkonová elektronika. 4. přepracované vydání. Thákurova 1, 160 41 Praha 6: ČVUT, 2019. ISBN 978-80-01-06514-3.
- [9] ZEMAN, Jan. Prediktivní řízení proudu napětového střídače [online]. Plzeň, 2015 [cit. 2022-12-24]. Dostupné z: https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/11025/18734/1/DP_Jan_Zeman.pdf. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.
- [10] PETERSON, Steve. How to Choose the Right Control Method for VFDs. Machine design [online]. 2014 [cit. 2023-03-14]. Dostupné z: <https://www.machinedesign.com/motors-drives/article/21833844/how-to-choose-the-right-control-method-for-vfds>
- [11] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří JAVŮREK. Elektrické pohony. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. ISBN 80-01-02314-1.
- [12] GARZINOVÁ, Romana, Zora JANČÍKOVÁ a Ondřej ZIMNÝ. Základy automatizace technologických procesů v teorii [online]. Ostrava: Technická univerzita Ostrava, 2013 [cit. 2023-03-11]. ISBN 978-80-248-3044-5. Dostupné z: https://projekty.fs.vsb.cz/463/edubase/VY_01_035
- [13] CHAN, Tze-Fun a Keli SHI. Applied intelligent control of induction motor drives. Singapore: John Wiley & Sons (Asia) Pte, 2011. ISBN 978-0-470-82556-3.
- [14] WILAMOWSKI, Bogdan M. a J. David IRWIN. Power electronics and motor drives. 2. 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300: Taylor and Francis Group, 2011. ISBN 978-1-4398-0285-4.
- [15] AKIN, Erhan, H. Bülent ERTAN a M. Yildirim ÜÇTUG. Basic Control of Induction Motor Drives. In: ERTAN, H. Bülent, M. Yildirim ÜÇTUG, Ron COLYER a Alfio CONSOLI, ed. Modern Electrical Drives [online]. Dordrecht: Springer Netherlands, 2000, 2000, s. 493-521 [cit. 2023-04-09]. ISBN 978-90-481-5489-0. Dostupné z: [doi:10.1007/978-94-015-9387-8_22](https://doi.org/10.1007/978-94-015-9387-8_22)
- [16] QUANG, Nguyen Phung a Jörg-Andreas DITTRICH. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. 2. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2051. ISBN 978-3-662-46914-9
- [17] BOSE, Bimal K. Modern Power electronics and AC drives. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [18] SCHWENZER, Max, Muzaffer AY, Thomas BERGS a Dirk ABEL. Review on model predictive control: an engineering perspective. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology [online]. 2021, 117(5-6), 1327-1349 [cit. 2023-03-21]. ISSN 0268-3768. Dostupné z: [doi:10.1007/s00170-021-07682-3](https://doi.org/10.1007/s00170-021-07682-3)

- [19] KARLOVSKÝ, Pavel a Jiří LETTL. Induction Motor Drive Direct Torque Control and Predictive Torque Control Comparison Based on Switching Pattern Analysis. *Energies* [online]. Czech Technical University in Prague, 8 July 2018 [cit. 2023-03-23]. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.3390/en11071793>
- [20] KARLOVSKÝ, Pavel. Sensorless predictive control of induction motor drive [online]. Praha, 2020 [cit. 2023-03-23]. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/92159>. Disertační práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Prof. Ing. Jiří Lettl, CSc.
- [21] JENŠÍ, David. Prediktivní řízení asynchronního motoru [online]. Plzeň, 2019 [cit. 2023-03-23]. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni. Vedoucí práce Ing. Jakub Talla, Ph.D.
- [22] ZHANG, Yongchang, Haitao YANG, Bo XIA a Ulrich AMMANN. Model-Predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control Versus Flux Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2016 [cit. 2023-03-23]. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.2016.2582796
- [23] KOURO, Samir, Patricio CORTES, Rudolph VARGAS a Ulrich AMMANN. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2009 [cit. 2023-03-23]. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2008.2008349
- [24] SKALICKÝ, Jiří. Elektrické regulované pohony [online]. Brno, 2007 [cit. 2023-03-09]. Dostupné z: <https://adoc.pub/doc-ing-jii-skalicky-csc-elektricke-pohony-a-vykonova-elektr.html>
- [25] BEHRA, Pabita Kumar, Manoj Kumar BEHERA a Amit Kumar SAHOO. Speed Control of Induction Motor using Scalar Control Technique [online]. India, 2014 [cit. 2022-12-24]. Dostupné z: <https://research.ijcaonline.org/etcc/number1/etcc1411.pdf>. University of Pannonia.
- [26] TRZYNADLOWSK, Andrzej M. Control of induction motor. Reno, Nevada: Academic Press, 2001. ISBN 0-12-701510-8.
- [27] KOHLRUSZ, Gabor. Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors [online]. Hungary, 2011 [cit. 2022-12-24]. Dostupné z: <https://hjc.mk.uni-pannon.hu/index.php/hjc/article/view/422/390>. University of Pannonia.
- [28] NEBORÁK, Ivo a Václav SLÁDEČEK. Elektrické pohony pro kombinované a distanční studium [online]. VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2008 [cit. 2023-03-18].
- [29] CINEK, Radim. Modelování a simulace regulačních struktur s vektorovým řízením a asynchronním motorem v programu Matlab Simulink [online]. Ostrava, 2010 [cit. 2023-03-09]. Dostupné z: <https://dspace.vsb.cz/handle/10084/78511>. Diplomová práce. Technická univerzita Ostrava. Vedoucí práce doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.
- [30] JÄSCHKE, David. Přímé řízení momentu asynchronního motoru s vyjádřeným modulátorem [online]. 2022 [cit. 2023-03-11]. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/102006>. Diplomová práce. ČVUT FEL. Vedoucí práce Ing. Jan Bauer, Ph.D.
- [31] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. Výkonová elektronika. 3. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2009. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [32] VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK. Vybrané metody seřizování regulátorů. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2011. ISBN 978-80-248-2503-8.

PŘÍLOHA A: NOMENKLATURA A ZKRÁCENÁ OZNAČENÍ

A.1 Seznam symbolů

B (T)	magnetická indukce
$\cos\varphi_N$ (-)	jmenovitý účinník
e (-)	Eulerovo číslo $e = 2,718 \dots$
f_1 (Hz)	synchronní frekvence
f_m (Hz)	mechanická frekvence
f_N (Hz)	jmenovitá napájecí frekvence
f_2 (Hz)	skluzová frekvence
f_p (Hz)	spínací frekvence
F (N)	síla
i, I (A)	proud
I_N (A)	efektivní hodnota jmenovitého fázového proudu stroje
I_d (A)	velikost proudu ve stejnosměrném meziobvodu
j (-)	imaginární jednotka
J ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	moment setrvačnosti
K (-)	transformační konstanta
k_m (-)	momentová konstanta závislá na volbě vektorů \mathbf{X} a \mathbf{Y}
k_p, k_1 (-)	přepočítací konstanta
$k_\psi \left(\frac{\text{N} \cdot \text{m}}{\text{Wb}}\right)$	konstanta zohledňující vliv Ψ_1 a M na výslednou hodnotu
K_p (-)	proporciální konstanta
K_i (-)	integrační konstanta
l (m)	délka aktivní strany cívk
L_s (H)	vlastní indukčnost jedné fáze statorového vinutí
L_r (H)	vlastní indukčnost jedné fáze rotorového vinutí
L_1 (H)	celková statorová indukčnost
L_2 (H)	celková rotorová indukčnost
L_h (H)	magnetizační indukčnost
$L_{1\sigma}$ (H)	statorová rozptylová indukčnost
$L_{2\sigma}$ (H)	rotorová rozptylová indukčnost
M ($\text{N} \cdot \text{m}$)	elektromagnetický moment
M_i ($\text{N} \cdot \text{m}$)	vnitřní elektromagnetický moment
M_z ($\text{N} \cdot \text{m}$)	moment zátěžný
M_N ($\text{N} \cdot \text{m}$)	jmenovitý moment na hřídeli
M_{zv} ($\text{N} \cdot \text{m}$)	moment zvratu
M_L (H)	vzájemná indukčnost odpovídajících si fází statoru a rotoru
M_1 (Wb)	vzájemná indukčnost dvou fází statorového vinutí
M_2 (Wb)	vzájemná indukčnost dvou fází rotorového vinutí
n_N (min^{-1})	jmenovitá otáčivá rychlost motoru
p_p (-)	počet pólů
P_1 (W)	výkon odebíraný strojem ze zdroje
P_N (W)	jmenovitý výkon stroje
R_1 (Ω)	velikost odporu statorového vinutí
R_2 (Ω)	velikost odporu rotorového vinutí
R'_2 (Ω)	velikost celkového přepočítaného rotorového odporu
s (-)	skluz
S_i (-)	spínací kombinace
S_{lin} (-)	lineární regulační plocha

S_{kv} (–)	kvadratická regulační plocha
t (s)	čas
T_p (s)	spínací perioda
T_s (s)	vzorkovací perioda
T_r (s)	doba rozběhu na rychlost odpovídající f_N
u, U (V)	napětí
u_{AB} (V)	efektivní hodnota sdruženého napětí na vývodech střídače
u_{A0} (V)	efektivní hodnota fázového napětí střídače
U_d (V)	velikost napětí v meziobvodu
U_p (V)	amplituda pilového signálu
U_i (V)	indukované napětí
U_s (V)	efektivní hodnota sdruženého napětí
U_N (V)	efektivní hodnota jmenovitého sdruženého napětí stroje
$X_{1\sigma}$ (Ω)	rozptylová reaktance statorového vinutí
$X_{2\sigma}'$ (Ω)	přepočítaná rozptylová reaktance rotorového vinutí
θ (rad)	okamžitý úhel natočení rotoru vůči statoru
δ_ψ (rad)	úhel mezi vektory statorového a rotorového magnetického toku
σ (–)	činitel rozptylu
Ψ (Wb)	spřažený magnetický tok
Ψ_1 (Wb)	statorový spřažený magnetický tok
Ψ_2 (Wb)	rotorový spřažený magnetický tok
Ψ_h (Wb)	hlavní spřažený magnetický tok
Ψ_N (Wb)	amplituda jmenovitého spřaženého magnetického toku
ω (rad/s)	elektrická úhlová rychlost rotoru
ω_1 (rad/s)	synchronní elektrická úhlová rychlost
ω_k (rad/s)	elektrická úhlová rychlost obecného rotujícího souřadnicového systému
Ω (rad/s)	mechanická úhlová rychlost rotoru
Ω_1 (rad/s)	synchronní úhlová rychlost

A.2 Značení obecných fyzikálních veličin

$x(t)$	okamžitá hodnota obecné proměnné
$x(t_k)$	obecná diskretní proměnná v časovém okamžiku t_k
x_∞	ustálená hodnota obecné proměnné

A.3 Seznam zkratk

DTC	Direct Torque Control (přímé řízení momentu)
FOC	Field Oriented Control (vektorově orientované řízení)
FS-PTC	Finite Set Predictive Torque Control
FS-PCC	Finite Set Predictive Current Control
konst.	konstantní
MPC	Model Predictive Control (modelově prediktivní řízení)
PI	Proporciálně-Integranční
PWM	Pulse Width Modulation (pulzně šířková modulace)
SVM	Space Vector Modulation (modulace prostorového vektoru)
LUT	Lookup Table