



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A BIOMECHANIKY

INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

MODELOVÁNÍ A ŘÍZENÍ VÝUKOVÉHO STANDU S ASYNCHRONNÍM A STEJNOSMĚRNÝM MOTOREM

MODELING AND CONTROLLING OF A LABORATORY STAND WITH AN INDUCTION AND
DC MOTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Pavel Musil

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

BRNO 2023

Zadání bakalářské práce

Ústav: Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Student: **Pavel Musil**
Studijní program: Aplikované vědy v inženýrství
Studijní obor: Mechatronika
Vedoucí práce: **Ing. Jan Knobloch, Ph.D.**
Akademický rok: 2022/23

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma bakalářské práce:

Modelování a řízení výukového standu s asynchronním a stejnosměrným motorem

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Pro výuku elektrických pohonů existuje stand, který zahrnuje stejnosměrný a asynchronní motor na společné hřídeli. K tomuto standu je vhodné vytvořit úlohy, které by pomohly studentům k pochopení funkce těchto pohonů a jejich řízení.

Cíle bakalářské práce:

1. Popište metody řízení elektrických pohonů použitelné pro danou aplikaci.
2. Vytvořte model soustrojí a řízení s pomocí nástroje pro generování kódu.
3. Navrhněte sadu laboratorních úloh včetně simulace.
4. Vybrané úlohy realizujte a porovnejte výsledky se simulací.

Seznam doporučené literatury:

BOLDEA, Ion a Syed A NASAR. Electric Drives. Boca Raton: CRC Press, 2017. ISBN 9781498748209. Dostupné z: doi:10.1201/9781315368573

Termín odevzdání bakalářské práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2022/23

V Brně, dne

L. S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
ředitel ústavu

doc. Ing. Jaroslav Katolický, Ph.D.
děkan fakulty

Anotace

Tato bakalářská práce pojednává o teorii asynchronního stroje a typech jeho řízení. Dále se zaměřuje na sestavení modelu laboratorního standu s asynchronním a stejnosměrným motorem spojených přes resolver na společné hřídeli. Aby bylo možné model správně nastavit, je asynchronní motor nejdříve proměřen, získají se příslušné parametry a otestuje se chování modelu vůči reálnému zařízení. Výslednou částí je sada laboratorních úloh možných pro tento model a zařízení.

Klíčová slova

asynchronní, stejnosměrný, laboratorní stand, model, SIMULINK

Abstract

This bachelor thesis deals with the theory of an asynchronous machine and the types of its management. It focuses on assembling a laboratory model with an asynchronous and DC motor connected via resolver on a common shaft. In order to set the model correctly, the asynchronous motor is first measured, the appropriate parameters are obtained and the model's behavior towards the real device is tested. The resulting part is a set of laboratory tasks possible for this model and equipment.

Keywords

asynchronous, DC motor, laboratory stand, model, SIMULINK

Bibliografická citace

MUSIL, Pavel. *Modelování a řízení výukového standu s asynchronním a stejnosměrným motorem* [online]. Brno, 2023 [cit 2023-05-26]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/145773>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. Vedoucí práce Jan Knobloch.

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně s využitím odborných pramenů a literatury uvedených v seznamu použité literatury a pod odborným vedením vedoucího bakalářské práce pana Ing. Jana Knoblocha, Ph.D.

V Brně dne:

.....

Pavel Musil

Poděkování

Především bych chtěl poděkovat svému vedoucímu práce, panu Ing. Janu Knoblochovi PhD., za jeho velmi vstřícný přístup i za ochotu při konzultaci dané práce. Pod jeho vedením se mi podařilo najít ve věcech systém, podle kterého se mi podařilo tuto práci sepsat. Také bych rád poděkoval i své rodině a přátelům za veškerou podporu při sepisování a všech ostatních okolnostech týkajících se této práce.

Obsah

1	Úvod	10
2	Teorie asynchronního motoru	11
2.1	Elektromechanické systémy obecně	11
2.2	Konstrukce asynchronního stroje	12
2.3	Náhradní schéma	14
2.4	Model asynchronního stroje	14
2.4.1	Komplexní prostorový vektor	15
2.4.2	Clarkové transformace	16
2.4.3	Parkova transformace	17
3	Způsoby řízení asynchronního motoru	18
3.1	Gama článek ASM (v dq souřadnicích)	18
3.2	Inverzní gama článek ASM (v dq souřadnicích)	19
3.3	Skalární řízení	20
3.3.1	Skalární řízení s orientací na statorový tok	21
3.3.2	Skalární řízení s orientací na rotorový tok	22
3.4	Vektorové řízení	22
3.4.1	Vektorové řízení s orientací na rotorový tok	22
3.4.2	Vektorové řízení s orientací na statorový tok	25
4	Měření parametrů	27
4.1	Zatěžovací diagramy	28
4.2	Zkouška při jmenovitém zatížení	32
4.3	Zkouška naprázdno	35
5	Model laboratorního standu	38
5.1	MatLab kód	38
5.2	Elektromechanická část	40
5.3	Asynchronní motor a jeho řízení	42
5.4	Stejnoseměrný motor a jeho řízení	43
5.5	Realizace na laboratorním standu	44
6	Laboratorní úlohy	47
6.1	Měření zatěžovací charakteristiky asynchronního motoru	47
6.2	Měření ztrát asynchronního motoru při chodu naprázdno	49
6.3	Měření jednotlivých parametrů a regulace DC motoru	51
7	Závěr	53
	Seznam použitých zdrojů	54

Seznam použitých zkratek, symbolů a veličin.....	55
Seznam obrázků a grafů.....	59
Seznam tabulek	60
Seznam příloh.....	61

1 Úvod

V rámci několika předmětů vyučovaných na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií se zpracovávají laboratorní úlohy zaměřené na měření parametrů, ztrátových veličin, příslušných charakteristik a závislostí asynchronního nebo stejnosměrného motoru. Cílem této práce je navrhnout sadu laboratorních úloh pro danou aplikaci, které vychází z vlastního měření příslušných dat. Dále je cílem navrhnout model laboratorního standu asynchronního a stejnosměrného motoru na společné hřídeli v prostředí SIMULINK se spouštěcím iniciálním kódem v prostředí MatLab, kde se načtou parametry důležité pro fungování modelu.

V teoretické části se zabýváme problematikou fungování asynchronního stroje obecně a odvozením některých matematických vztahů, které jsou schované v algoritmech příslušných bloků v SIMULINKu. Pro potřeby případných dalších bakalářských nebo diplomových prací je zde i část zabývající se řízením asynchronního stroje. Jednotlivé druhy jsou popsány svými rovnicemi a blokovými schémata i s návrhy výpočtu regulátorů.

V praktické části se nejprve seznámíme s asynchronním motorem, který se bude následně proměřovat. Vychází se přitom ze znalostí asynchronního stroje a jakým způsobem pracuje a jaké zkoušky se běžně provádějí. Součástí je zkouška naprázdno a při jmenovitém zatížení. Naměřené hodnoty se pak zpracovávají podle zadané normy a vypracují se charakteristiky a závislosti vynesené do grafu. Při vytváření modelu v SIMULINKu se využívá knihovny Simscape Electrical a knihovny X2C, která slouží pro vygenerování kódu, který se může nahrát do procesorů ovládajících oba motory.

Jako poslední je věc je vygenerován kód, který je tedy nahrán do reálného zařízení a vyzkoušen, jestli funguje správně pro účely, pro které byl tento model navržen.

2 Teorie asynchronního motoru

Abychom byli schopni popsat dané typy řízení asynchronního stroje, musíme vycházet ze znalosti teorie elektrických strojů a jednotlivých modelů. Celkovou dynamickou soustavu tvoří elektronický měnič, který slouží k napájení z třífázové sítě, elektrický stroj, v našem případě asynchronní motor, a mechanismus, který chceme pohánět. V modelu laboratorního standu bude poháněným mechanismem hřídel, na kterou je připojen ještě přes resolver stejnosměrný motor.

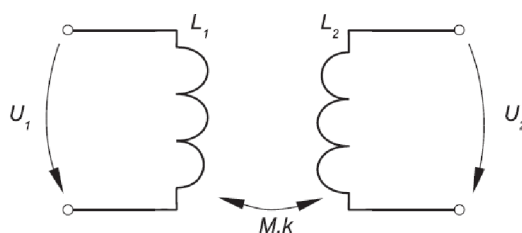
Co se týče asynchronních motorů, jsou díky své konstrukční jednoduchosti, nízké pořizovací ceně, vysoké provozní spolehlivosti a účinnosti jedny z nejrozšířenějších motorů. Dříve byly kvůli omezení (z hlediska řízení rychlosti) používány zejména v méně náročných aplikacích s konstantními otáčkami (míchačky, ventilátory, čerpadla, kompresory, cirkulárky atd.). Dnes jsou upřednostňovány před standardními DC motory hlavně z hlediska lepší údržby (nemusí být pravidelně kontrolovány kvůli nutnosti výměny opotřebovaných kartáčů nebo broušení komutátorů).

2.1 Elektromechanické systémy obecně

Asynchronní motor patří mezi elektrické stroje založené na elektromagnetickém principu využívajícím cívky rozmístěné na statoru a rotoru stroje. Cívky na sebe vzájemně působí svým magnetickým polem a dochází ke vzájemné interakci. Při odvozování rovnic v teorii řízení asynchronního stroje se ve vztazích vyskytuje hlavní vzájemná indukčnost statoru a rotoru M_h . Abychom pochopili vzájemné působení cívek mezi sebou zavádíme pojem *magnetická vazba*, která je dána vztahem

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (1)$$

kde $k \in \langle 0; 1 \rangle$



Obr. č. 1: Magnetická vazba dvou cívek (převzato z [10])

Pro získání napěťových rovnic cívek potřebujeme ještě určit vztah pro spřažený magnetický tok, jehož pochopení je důležité i při definování typů náhradních zapojení a řízení motoru.

$$\psi_1 = L_1 i_1(t) + M i_2(t) \quad (2)$$

$$\psi_2 = L_2 i_2(t) + M i_1(t) \quad (3)$$

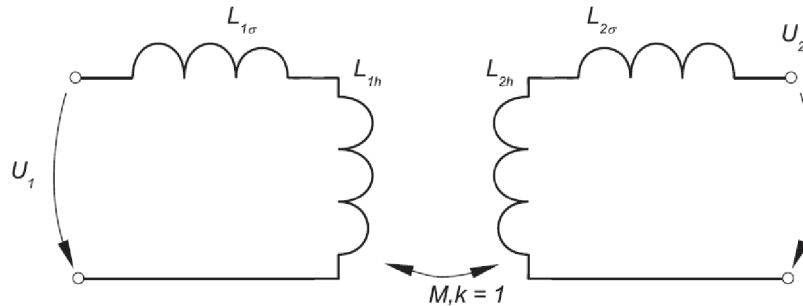
Za předpokladu, že je magnetický obvod lineární a indukčnosti se vlivem sycení nemění, mají napěťové rovnice následující tvar

$$u_1(t) = R_1 i_1(t) + \frac{d\psi_1(t)}{dt} \quad (4)$$

$$u_2(t) = R_2 i_2(t) + \frac{d\psi_2(t)}{dt} \quad (5)$$

Tento systém dvou cívek, který zde byl právě popsán se dá upravit a nahradit soustavou cívek se separovanými rozptylovými indukčnostmi – dvě cívky se podílejí na těsné magnetické vazbě a další dvě, které se na této vazbě nepodílí, se nazývají rozptylové. Platí, že tento systém

- přenáší stejný výkon při shodné výstupní zátěži
- má stejnou vstupní impedanci při shodné výstupní zátěži
- má stejné časové konstanty



Obr. č. 2: Systém cívek se separovanými rozptylovými indukčnostmi (převzato z [10])

Soustava je popsána třemi parametry, přičemž hledanými parametry jsou čtyři indukčnosti. Z toho vyplývá, že daná soustava má jeden stupeň volnosti. S tím souvisí zavedení parametru σ . Aby výsledné indukčnosti vycházely kladně, musíme zvolit jeho hodnotu v tomto rozsahu

$$k \leq \sigma \leq \frac{1}{k} \quad (6)$$

Pokud použijeme kteroukoliv z krajních hodnot, bude jedna z rozptylových indukčností rovna nule.

2.2 Konstrukce asynchronního stroje

Konstrukce asynchronního motoru je složená ze dvou hlavních částí – statoru a rotoru. Stator je složen z daného množství plechů s drážkami (i několik desítek), ve kterých je uloženo vinutí. Průchodem střídavého proudu vinutím se ve vzduchové mezeře vytváří točivé magnetické pole.

Rotor je tvořen rovněž z plechů, ale jeho vinutím může být provedeno dvojím způsobem. První typ má vyvedené konce na sběrné kroužky, po nichž se smýkají sběrné kartáče (tomuto provedení se říká *asynchronní motor s kroužkovou kotvou*). Druhý typ

provedení, které je často i rozšířenější, je rotorové vinutí ve formě hliníkových nebo měděných tyčí uložených v rotorových drážkách a po obou stranách spojeno kruhy, které tvoří klec (tomuto konstrukčnímu provedení se říká *asynchronní motor s kotvou nakrátko*). Z hlediska provozní jistoty patří mezi nejspolehlivější stroje (především díky své jednoduchosti a robustnosti). U ASM s kotvou nakrátko platí

$$\bar{u}_R = 0 \quad (7)$$

Vinutí tvoří cívky, které jsou po obvodu statoru i rotoru rovnoměrně rozmístěné po 120° elektrických (převedení na mechanické stupně, tj. rozložení cívek po obvodu, záleží na počtu pólových dvojic).

$$^{\circ}mech = \frac{^{\circ}el}{p_p} \quad (8)$$

Každá cívka má vlastní indukčnost, mezi statorovými a rotorovými cívkami však působí i vzájemné indukčnosti. Ty jsou funkcí relativní polohy (ϑ), takže se mohou v průběhu provozu motoru měnit.

U vzájemného pohybu rotoru vůči statoru je dovolen pouze jeden stupeň volnosti – rotace rotoru kolem své axiální osy. Ostatní stupně volnosti jsou zamezeny uložením rotoru v ložiskách a pevným ukotvením statoru vůči poháněnému zařízení. Pro popis mechanických dějů na hřídeli stroje využíváme popisu rovnice momentové rovnováhy

$$J \frac{d\omega_{mech}(t)}{dt} = M_m(t) - M_z(t) \quad (9)$$

Princip vzniku pohybu rotoru je založen na vzájemném působení točivého pole statoru a proudů vznikajících ve vinutí rotoru díky indukci způsobené tímto polem. Napětí a proud se v rotoru indukují pouze při odlišné rychlosti rotoru od synchronní rychlosti točivého pole statoru (pokud by se rotor točil synchronně s tímto polem, neindukoval by se na něm žádný proud a nevytvářel by se ani moment). Tento rozdíl rychlosti rotoru popisujeme pomocí *skluzu* dle vztahu

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \quad (10)$$

Synchronní rychlost točivého pole je závislá na počtu pólových dvojic a na statorovém kmitočtu

$$n_s = \frac{60f_s}{p_p} \quad (11)$$

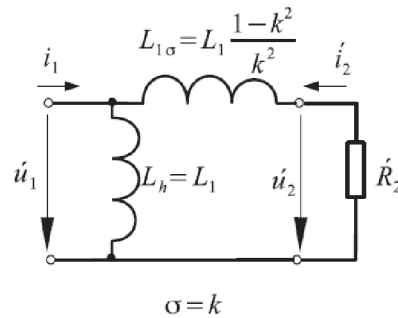
Z uvedených vztahů tedy vyplývá, že otáčivou rychlost motoru lze tedy ovlivňovat změnou

- počtu pólových dvojic
- skluzu
- statorové frekvence

z nichž první dva jsou známy spíše u starších a pohonářsky nenáročných aplikacích. Naproti tomu poslední možnost je dnes nejvyužívanější.

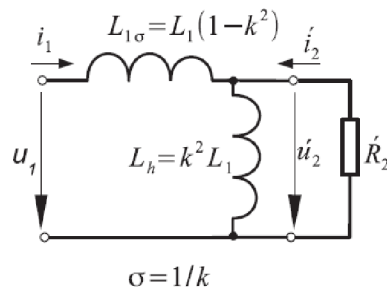
2.3 Náhradní schéma

V souvislosti s ASM jsou důležitá dvě náhradní schémata – zapojení ve tvaru *gamma* a *inverzního gamma* článku. Obě tato schémata vychází z obvodového náhradního zapojení pro systém dvou cívek se separovanými rozptylovými indukčnostmi.



Obr. č. 3: Náhradní zapojení ve tvaru *gamma* článku (převzato z [10])

Zapojení ve tvaru *gamma* článku se využívá při napájení stroje ze zdroje napětí, kde parametry náhradního schématu získáme měřením impedancí naprázdno a nakrátko.

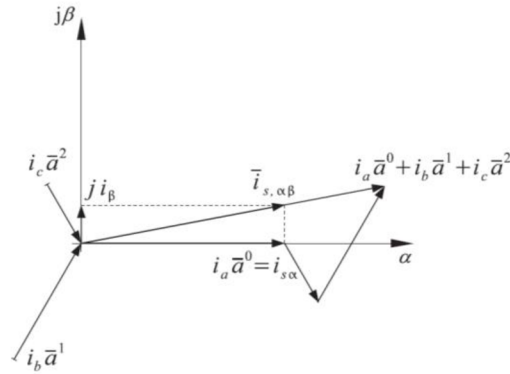


Obr. č. 4: Náhradní zapojení ve tvaru inverzního *gamma* článku (převzato z [10])

Zapojení ve tvaru *inverzního gamma* článku se využívá při napájení ze zdroje proudu s proudovými regulačními smyčkami a má teoretický význam při odvozování metod řízení ASM s orientací na rotorový tok.

2.4 Model asynchronního stroje

Abychom byli schopni vytvořit model ASM a zároveň ho i popisovat, je třeba najít takovou soustavu rovnic, která bude odpovídat chování daného stroje a zároveň pro nás určitým zjednodušením. Můžeme proto využít určitých předpokladů, které výsledky našeho zkoumání oproti realitě téměř nezkrusí a pro naši potřebu budou plně vyhovující.



Obr. č. 6: Konstrukce prostorového vektoru statorového proudu (převzato z [10])

Pomocí zavedení komplexního jednotkového vektoru ($\bar{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$) jsme schopni vyjádřit následující vztah pro statorový proud

$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{2}{3}(i_a(t)\bar{a}^0 + i_b(t)\bar{a}^1 + i_c(t)\bar{a}^2) \quad (14)$$

2.4.2 Clarkové transformace

Tato metoda definuje převodní vztahy z trojosého souřadného systému na dvojosý (mezi fázovými veličinami a prostorovým vektorem ve tvaru vhodném pro výpočty v mikroprocesorech). Jednotlivé složky prostorového vektoru statorového proudu lze potom odvodit takto

$$i_{s,\alpha} = \frac{1}{3}(2i_a - i_b - i_c) = i_a \quad (15)$$

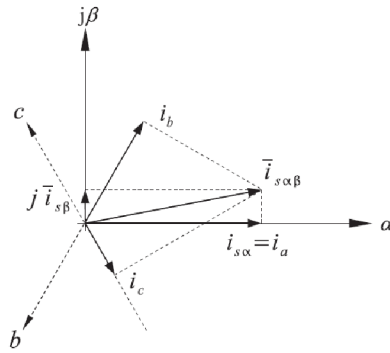
$$i_{s,\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_b) \quad (16)$$

Současně je třeba znát i převod opačným směrem, kdy složky prostorového vektoru převedeme opět na trojfázové veličiny. Tento převod se nazývá *inverzní Clarkové transformace* a je popsán následujícími vztahy

$$i_a = \text{Re}[\bar{i}_s] = i_{s,\alpha} \quad (17)$$

$$i_b = \text{Re}[\bar{i}_s \bar{a}^{-1}] = -\frac{1}{2}i_{s,\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s,\beta} \quad (18)$$

$$i_c = \text{Re}[\bar{i}_s \bar{a}^{-2}] = -\frac{1}{2}i_{s,\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s,\beta} \quad (19)$$

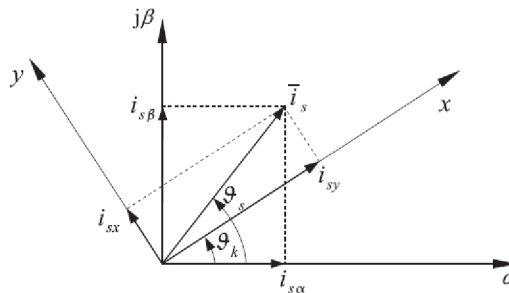


Obr. č. 7: Inverzní Clarkové transformace (převzato z [10])

2.4.3 Parkova transformace

Souřadný systém $\alpha\beta$ je svázán se statorom. U vektorově orientovaných řízení bývá používán systém spřažený s prostorovým vektorem některého ze spřažených magnetických toků, kde pro popis rotorových veličin potřebujeme právě rotorový tok. Pootočením o obecný úhel ϑ_K (případně o úhlovou rychlost ω_K) provedeme transformaci do obecných souřadnic

$$\bar{i}_{s,xy} = \bar{i}_{s,\alpha\beta} e^{-j\vartheta_K} \quad (20)$$



Obr. č. 8: Parkova transformace (převzato z [10])

Stejně jako u *Clarkové transformace* zde musí existovat zpětný převod v podobě *inverzní Parkovy transformace*

$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = \bar{i}_{s,xy} e^{j\vartheta_K} \quad (21)$$

Pomocí *Eulerových vztahů* jsme schopni obě transformace vyjádřit pomocí jednotlivých složek prostorového vektoru

$$\begin{bmatrix} i_{s,x} \\ i_{s,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_K) & \sin(\vartheta_K) \\ -\sin(\vartheta_K) & \cos(\vartheta_K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_K) & -\sin(\vartheta_K) \\ \sin(\vartheta_K) & \cos(\vartheta_K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,x} \\ i_{s,y} \end{bmatrix} \quad (23)$$

3 Způsoby řízení asynchronního motoru

Návrh regulačních obvodů v případě asynchronního motoru je značně složitější než pro DC motor kvůli nelineárním vztahům mezi jednotlivými veličinami (moment, statorový tok, rotorový tok, otáčky). Z principu lze otáčky řídit

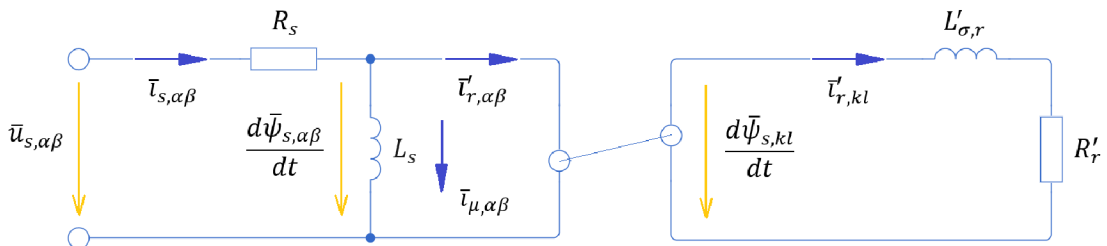
- změnou počtu pólových dvojic (vyžaduje speciální konstrukční uspořádání statorového vinutí)
- změnou rotorového obvodu (pouze u motorů s kroužkovou kotvou)
- řízením skluzového výkonu (tzv. *kaskádní řízení*, také pouze u motorů s kroužkovou kotvou)
- řízením statorového napětí (při konstantní frekvenci napájecí sítě)
- frekvenčně-amplitudovým řízením

Ze všech těchto metod je v praxi nejvíce využívána poslední (frekvenčně-amplitudové řízení). Závisí na použití spolehlivých výkonových polovodičových součástek a mikroprocesorů.

Při odvozování řídicích algoritmů se vychází z rovnic ASM v dq souřadnicích (systém rotuje *synchronní* rychlostí, budeme pracovat s konstantními veličinami). Současně se využívá i rovnic náhradního schématu v podobě *gama článku* nebo *inverzního gama článku*, kde jsou všechny parametry přepočteny na stator.

3.1 Gama článek ASM (v dq souřadnicích)

U zapojení gama je vhodné odvodit vztahy pro statorový tok. Používá se pro popis řízení bez proudových smyček (napájení přímo z napěťového zdroje) a často se volí u bezsensorových metod řízení.



Obr. č. 9: *Gama článek* před převedením do dq souřadného systému (převzato z [8])

Dané schéma je možné popsat soustavou tří rovnic v $\alpha\beta$ souřadném systému, které lze následně převést pomocí transformačních vztahů do dq souřadného systému.

$$\bar{u}_{s,\alpha\beta} = R_s \bar{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (24)$$

$$\frac{\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}}{L_s} = (\bar{i}_\mu) = \bar{i}_{s,\alpha\beta} - \bar{i}'_{r,\alpha\beta} \quad (25)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_{s,kl}}{dt} = L'_{\sigma,r} \frac{d\bar{i}'_{r,kl}}{dt} + R'_r \bar{i}'_{r,kl} \quad (26)$$

Výsledné rovnice mají poté následující tvar a je možné z nich vyseparovat vztahy pro realizaci náhradního zapojení separátně v d a q ose.

$$\bar{u}_{s,dq} = R_s \bar{i}_{s,dq} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}_{s,dq} \quad (27)$$

$$\frac{\bar{\psi}_{s,dq}}{L_s} = \bar{i}_{s,dq} - \bar{i}'_{r,dq} \quad (28)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_{s,dq}}{dt} + j(\omega_s - \omega) \bar{\psi}_{s,dq} = L'_{\sigma,r} \frac{d\bar{i}'_{r,dq}}{dt} + j(\omega_s - \omega) L'_{\sigma,r} \bar{i}'_{r,dq} + R'_r \bar{i}'_{r,dq} \quad (29)$$

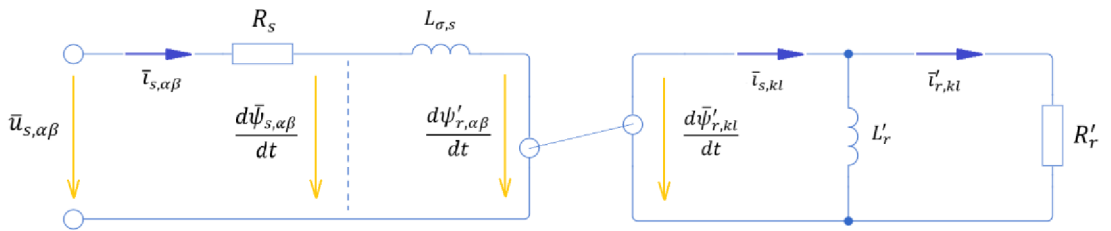
Základním předpokladem pro separátní náhradní zapojení je v případě *gamma článku* zarovnání statorového toku do d osy. Výsledné rovnice mají potom následující tvar.

$$u_{s,d} = R_s i_{s,d} + L'_{\sigma,r} \frac{di'_{r,d}}{dt} - (\omega_s - \omega) L'_{\sigma,r} i_{s,q} + R'_r i'_{r,d} \quad (30)$$

$$u_{s,q} = R_s i_{s,q} + L'_{\sigma,r} \frac{di_{s,q}}{dt} + (\omega_s - \omega) L'_{\sigma,r} i'_{r,d} + R'_r i_{s,q} + \omega \psi_s \quad (31)$$

3.2 Inverzní gama článek ASM (v dq souřadnicích)

U zapojení *inverzní gama* je přirozenější a fyzikálně vhodnější odvodit vztahy pro rotorový tok (analogie s proudovým transformátorem) a je vhodné i pro popis řízení s proudovými smyčkami.



Obr. č. 10: *Inverzní gama článek* před převedením do dq souřadného systému (převzato z [8])

$$\bar{u}_{s,\alpha\beta} = R_s \bar{i}_{s,\alpha\beta} + L_{\sigma,s} \frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}'_{r,\alpha\beta}}{dt} \quad (32)$$

$$\frac{\bar{\psi}'_{r,kl}}{L'_r} = (\bar{i}_\mu) = \bar{i}_{s,kl} - \bar{i}'_{r,kl} \quad (33)$$

$$\frac{d\bar{\psi}'_{r,kl}}{dt} = R'_r \bar{i}'_{r,kl} \quad (34)$$

Rovnice můžeme opět upravit a pomocí transformačních vztahů převést do dq souřadného systému.

$$\bar{u}_{s,dq} = R_s \bar{i}_{s,dq} + L_{\sigma,s} \frac{d\bar{i}_{s,dq}}{dt} + j\omega_s L_{\sigma,s} \bar{i}_{s,dq} + \frac{d\bar{\psi}'_{r,dq}}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}'_{r,dq} \quad (35)$$

$$\frac{\bar{\psi}'_{r,dq}}{L'_r} = (\bar{i}_\mu) = \bar{i}_{s,dq} - \bar{i}'_{r,dq} \quad (36)$$

$$\frac{d\bar{\psi}'_{r,dq}}{dt} + j(\omega_s - \omega) \bar{\psi}'_{r,dq} = R'_r \bar{i}'_{r,dq} \quad (37)$$

Předpokladem náhradního zapojení separátně v d a q ose je zarovnání rotorového toku do d osy. Výsledné rovnice mají poté následující tvar.

$$u_{s,d} = R_s i_{s,d} + L_{\sigma,s} \frac{di_{s,d}}{dt} - \omega_s L_{\sigma,s} i_{s,q} + R'_r i'_{r,d} \quad (38)$$

$$u_{s,q} = R_s i_{s,q} + L_{\sigma,s} \frac{di_{s,q}}{dt} + \omega_s L_{\sigma,s} i_{s,d} + R'_r i_{s,q} + \omega \psi'_r \quad (39)$$

3.3 Skalární řízení

Skalární řízení pracuje pouze s amplitudami jednotlivých veličin (statorové napětí a frekvence) a jejich orientace v prostoru není pro řízení rozhodující. Řídící zpětnovazební signály jsou tedy stejnosměrné, což usnadňuje návrh regulačních obvodů. Užívá se spíše v méně náročných aplikacích (ventilátory, čerpadla), není vhodné pro dynamicky náročné aplikace a servopohony.

Cílem je nastavit frekvenci a amplitudu napájecího napětí tak, abychom dosáhli požadovaného momentu při dané rychlosti otáčení. Běžně jsou užívány dva typy skalárního řízení – s regulační smyčkou proudu a bez ní. U řízení bez regulační smyčky proudu je stroj napájen ze zdroje napětí, u řízení s regulační smyčkou je stroj napájen ze zdroje proudu. Výstupem dané regulace je amplituda prostorového vektoru napětí a jeho natočení v daném okamžiku.

Uvažuje se konstantní magnetický tok a elektromagnetické děje v motoru nejsou brány v potaz. Magnetický tok je závislý na frekvenci a indukovaném napětí dle vztahu

$$\psi = \frac{U_i}{\omega_s} \quad (40)$$

V rámci normálních provozních stavů a při vyšších frekvencích bývá indukované napětí nahrazováno statorovým napětím z důvodu zanedbatelného rozdílu, naproti tomu u nižších frekvencí tuto náhradu nemůžeme provést, protože se už musí uvažovat nelineární závislost napětí na frekvenci kvůli úbytku napětí na statorovém odporu.

$$u_i = u_{s,dq} - R_s i_{s,dq} \quad (41)$$

V dnešní době je řízení střídavých strojů realizováno výhradně pomocí mikrokontrolerů, které standardně poskytují knihovny s transformacemi z 2-fázového $\alpha\beta$ systému do rotujících souřadnic a naopak. Z toho důvodu analýza skalárního řízení pomocí amplitud či efektivních hodnot napětí, proudů a magnetických toků nemá praktický smysl, a to z důvodu komplikovanějšího matematického popisu.

Pro jednodušší analýzu je tedy snazší využít popisu ASM v jednotlivých d a q osách a poté z těchto složek určit výslednou amplitudu napětí, kde ze známé statorové frekvence jsme schopni určit okamžité hodnoty napětí v jednotlivých fázích, nebo tyto okamžité hodnoty můžeme určit zpětnou transformací z dq systému do 3fázového uvw .

3.3.1 Skalární řízení s orientací na statorový tok

Obecně se také nazývá řízení na konstantní tok ($\psi_s \sim \frac{u}{f}$) nebo frekvenční řízení. Udržuje v motoru požadovanou hodnotu amplitudy *statorového toku* a jeho poloha v rámci komplexní roviny není důležitá. Nejčastěji se používá řízení v otevřené smyčce. Pokud je k dispozici čidlo otáček, lze otáčky řídit v uzavřené smyčce s případnou podřízenou proudovou smyčkou nebo i bez ní.

K odvození vztahů pro řídicí algoritmus je vhodné využít vztahy plynoucí z *gamma zapojení* v dq souřadnicích modifikované pro ustálený stav ($\frac{d}{dt} = 0$). Rovnice separátně pro osu d vypadají následovně:

$$u_{s,d} = R_s i_{s,d} \quad (42)$$

$$0 = -(\omega_s - \omega) L'_{\sigma,r} i_{s,q} + R'_r i'_{r,d} \quad (43)$$

$$\frac{\psi_s}{L_s} = i_{s,d} - i'_{r,d} \quad (44)$$

A rovnice separátně pro osu q vypadají takto:

$$u_{s,q} = R_s i_{s,q} + \omega_s \psi_s \quad (45)$$

$$(\omega_s - \omega) \psi_s = (\omega_s - \omega) L'_{\sigma,r} i'_{r,d} + R'_r i_{s,q} \quad (46)$$

Po několika úpravách dostaneme:

$$u_{s,q} = \psi_s \left(\frac{R_s}{R'_r \omega_r^2 \tau_{\sigma,r}^2 + 1} + \omega_s \right) \quad (47)$$

$$\mathbf{u}_{s,d} = \frac{R_s}{L_s} \boldsymbol{\psi}_s + \frac{R_s L'_{\sigma,r}}{R_r'^2} \frac{\omega_r^2 \boldsymbol{\psi}_s}{1 + \omega_r^2 \tau'_{\sigma,r}{}^2} \quad (48)$$

Cílem řízení je nalézt závislost amplitudy statorového napětí na synchronní frekvenci tak, abychom dosáhli co nejpřesněji požadované hodnoty *statorového toku*.

3.3.2 Skalární řízení s orientací na rotorový tok

Princip je stejný jako u řízení s orientací na *statorový tok*. *Rotorový tok* je přímo úměrný statorovému proudu $i_{s,d}$. Pro popis tohoto řízení využíváme náhradního zapojení ve tvaru inverzního gama článku pro ustálený stav ($\frac{d}{dt} = 0$). Rovnice separátně pro osu d vypadají následovně:

$$u_{s,d} = R_s i_{s,d} - \omega_s L_{\sigma,s} i_{s,q} \quad (49)$$

$$\frac{\psi'_r}{L'_r} = i_{s,d} - i'_{r,d} \quad (50)$$

A rovnice separátně pro osu q vypadají takto:

$$u_{s,q} = R_s i_{s,q} + \omega_s L_{\sigma,s} i_{s,d} + \omega_s \psi'_r \quad (51)$$

$$0 = R'_r i_{s,q} + \omega_r \psi'_r \quad (52)$$

Výsledné rovnice po úpravě:

$$\mathbf{u}_{s,d} = \psi'_r \left(\frac{R_s}{L'_r} - \omega_s \omega_r \frac{L_{\sigma,s}}{R'_r} \right) \quad (53)$$

$$\mathbf{u}_{s,q} = \psi'_r \left[\frac{R_s}{R'_r} \omega_r + \omega_s \left(\frac{L_{\sigma,s}}{L'_r} + 1 \right) \right] \quad (54)$$

3.4 Vektorové řízení

V případě tohoto řízení se zaměřujeme na magnetické pole, proto se také často označuje jako FOC (Field-Oriented Control). Principem je řídit statorové a rotorové pole tak, aby byly navzájem na sebe kolmé a nezávisle říditelné (tuto úlohu zajišťuje mechanický komutátor – princip převzatý ze stejnosměrných motorů s cizím buzením).

Reálná osa souřadného systému je orientována ve směru jednoho z magnetických toků.

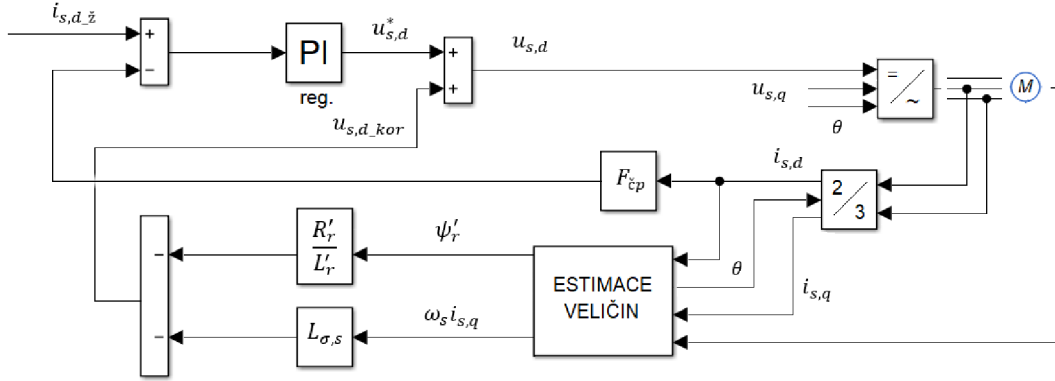
Odezva vektorového typu řízení (10 – 20 ms) je narozdíl od skalárního typu (100–200 ms) řádově rychlejší.

3.4.1 Vektorové řízení s orientací na rotorový tok

V tomto případě je vhodné použít pro odvození vztahů náhradní zapojení inverzní gama, u kterého plyne z obvodového schématu pro osu d (v ustáleném stavu), že lze *rotorový tok* přímo vyjádřit pomocí d -složky statorového proudu, který lze snadno

změřit a zpětnovazebně řídit. Naproti tomu je moment řízen pomocí q -složky statorového proudu ($M \sim i_{s,q}$) nezávisle na buzení motoru ($\psi \sim i_{s,d}$).

V případě tohoto typu řízení je možné navrhnout regulátor proudu separátně jak pro osu d tak i pro osu q , regulátor toku (v d ose), tak i regulátor rychlosti. Regulátory rychlosti navrhujeme podle standardního tvaru OM. Výsledkem bude v obou případech PI regulátor.

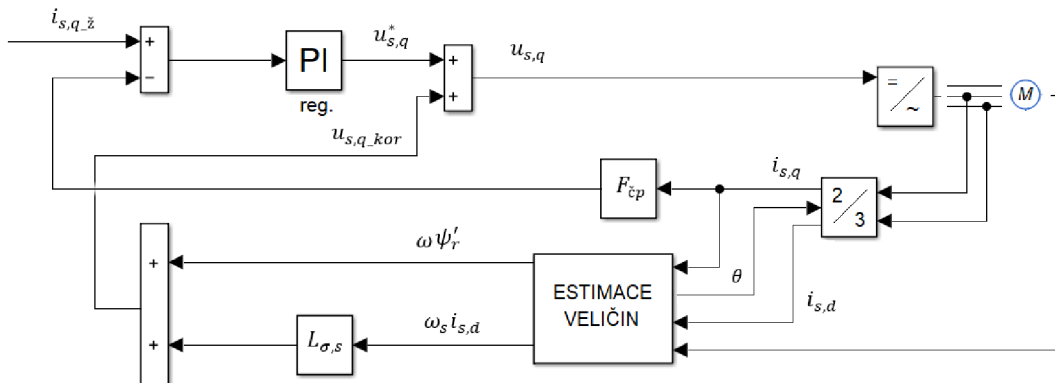


Obr. č. 11: Model proudové smyčky v ose d (převzato z [8])

$$F_{r_{i,d}} = F_{r_{i,q}} = F_{r_i} = \frac{1 + p\tau_e}{2\tau_{men}K_{s_i}p} \quad (55)$$

$$K_{s_{i,d}} = \frac{K_{men}K_{\dot{\psi}_p}}{(R_s + R_r')} \quad (56)$$

$$\tau_e = \frac{L_{\sigma,s}}{R_s + R_r'} \quad (57)$$



Obr. č. 12: Model proudové smyčky v ose q (převzato z [8])

V případě regulátoru toku použijeme opět návrh podle standardního tvaru OM a výsledkem bude opět PI regulátor.

$$F_{r_{\psi_r}} = F_{OM}F_{s_{\psi_r}}^{-1} = \frac{1 + p\tau_i}{2\tau_{\psi_r}K_{\psi_r}p} \quad (58)$$

$$K_{s_psi_r} = \frac{L'_r}{K_{\check{c}p}} \quad (59)$$

$$\tau_i = 2\tau_{men} \quad (60)$$

Využíváme přímého vztahu mezi *rotorovým tokem* a *d-složkou* statorového proudu. Má horší dynamiku při požadavku na velké a dynamické změny *rotorového toku*, ale na změnu zatížení motoru reaguje stejně dobře jako zpětnovazební regulace. Vliv zatížení motoru se v *d* ose projevuje pouze nelineárním členem ($\omega_s L_{\sigma,s} i_{s,q}$) – protože je $L_{\sigma,s}$ typicky malá hodnota, je velká změna proudu $i_{s,q}$ (zatížení) a její vliv na *rotorový tok* značně redukována. Rotorový kmitočet je pak možné určit pouze z *d* a *q* složky statorového proudu.

$$\psi'_r = L'_r i_{s,d} \quad (61)$$

$$\omega_r = \frac{R'_r i_{s,q}}{\psi'_r} = \frac{R'_r i_{s,q}}{L'_r i_{s,d}} \quad (62)$$

V případě regulace otáček postupujeme podle návrhu dle metody SO. Výsledným regulátorem může být jak PI regulátor tak PID regulátor.

$$\tau_\Sigma = \tau_{c\omega} + \tau_i$$

PI regulátor

$$pro \tau_{c\omega} \ll \tau_i$$

$$\mathbf{F}_{r_omega} = F_{SO} F_{s_omega}^{-1} = \frac{(1 + 4\tau_{c\omega}p)}{8\tau_{c\omega}^2 K_{s_omega} p} \quad (64)$$

$$\tau_\Sigma = \tau_{c\omega}$$

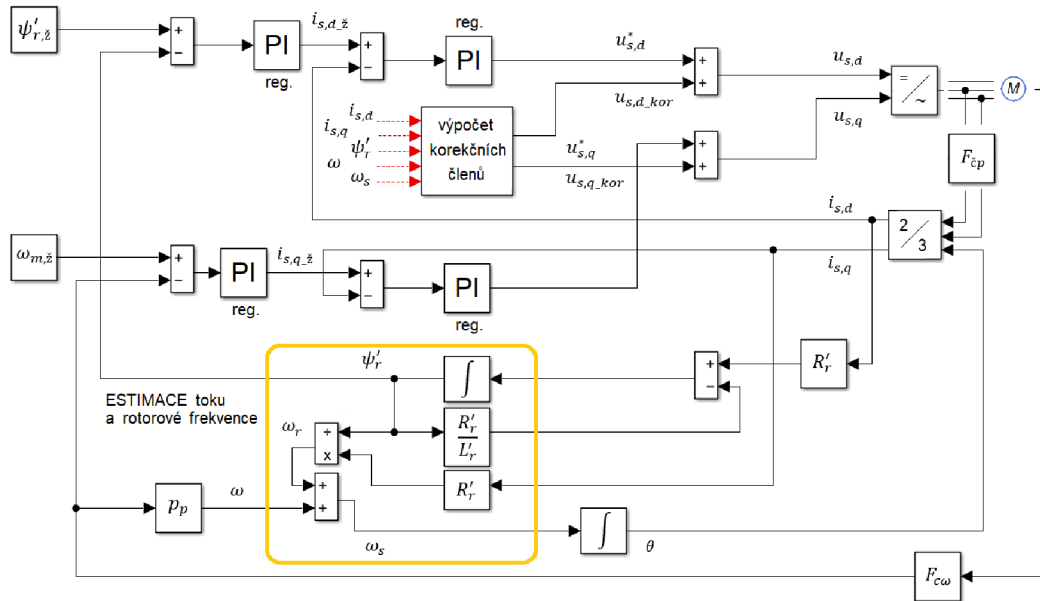
PID regulátor

$$pro \tau_{c\omega} \gg \tau_i$$

$$\mathbf{F}_{r_omega} = F_{SO} F_{s_omega}^{-1} = \frac{[1 + 4(\tau_{c\omega} + \tau_i)p]}{8(\tau_{c\omega} + \tau_i)^2 K_{s_omega} p} \quad (66)$$

$$K_{s_omega} = \frac{3 p_p \psi'_r K_{c\omega}}{2 J K_{\check{c}p}} \quad (67)$$

Pokud se ψ'_r výrazně mění, pak je vhodné přepočítat regulátor vzhledem k aktuální hodnotě toku.



Obr. č. 13: Kompletní regulační schéma vektorového řízení (s orientací na rotorový tok) (převzato z [8])

3.4.2 Vektorové řízení s orientací na statorový tok

Analogické s řízením na *rotorový tok*, rozdíl je pouze v tom, že vychází z popisu ASM dle obvodového zapojení v podobě *gama článku*.

Z obvodového zapojení vyplývá, že *statorový tok* lze identifikovat přímo ze znalosti statorového napětí a proudu.

$$\bar{u}_{s_dq} - R_s \bar{i}_{s_dq} - j\omega_s \bar{\psi}_{s_dq} = \frac{d\bar{\psi}_{s_dq}}{dt} \quad (68)$$

$$\bar{\psi}_{s_dq} = \int (\bar{u}_{s_dq} - R_s \bar{i}_{s_dq} - j\omega_s \bar{\psi}_{s_dq}) dt \quad (69)$$

Napětí lze snadno určit výpočtem ze změřené hodnoty napětí v meziobvodu a statorový proud je standardně měřen. Výhodou napěťového modelu je menší citlivost na přesnou identifikaci parametrů. Pouze parametr R_s vystupuje v rovnici pro identifikaci. Ten je navíc snadno měřitelný a lze ho na základě informace o teplotě vinutí v motoru dobře aktualizovat i během chodu motoru.

Při malých rychlostech tato estimace funguje hůře, protože roste vliv úbytku napětí na polovodičích a současně je problematické odstranit stejnosměrnou složku měřených veličin před integrací.

Estimaci *statorového toku* lze určit i z proudového modelu, kdy vyjádříme *statorový tok* pomocí měřených statorových proudů na základě obvodových zapojení v d a q ose. V rovnicích se však objevují derivace těchto proudů, což výrazně komplikuje praktický výpočet. Alternativou je určit nejprve *rotorový tok*, který lze ze statorových proudů a parametrů snadno určit, a poté *statorový tok* dopočítat.

$$\bar{\psi}_{s_dq} = L_{\sigma,s} \bar{i}_{s_dq} + \bar{\psi}'_{r_dq} \quad (70)$$

Proudový model je citlivější na přesnost estimace parametrů modelu. Zejména u bezsenzorového řízení se kombinují obě varianty pro správné určení toku. Proudovému modelu se zvyšuje priorita při estimaci v malých rychlostech, kdy napěťový model selhává, a naopak při velkých rychlostech se více uplatňuje napěťový model, který je méně citlivý na přesnost estimace parametrů (při vyšších otáčkách lze zanedbat vliv polovodičů a snáze odstranit vliv stejnosměrné složky při integraci).

$$F_{r_{i,d}} = F_{r_{i,q}} = \mathbf{F}_{r_i} = \frac{\mathbf{1} + \mathbf{p}\tau_e}{2\tau_{men}K_{s_i}\mathbf{p}} \quad (71)$$

$$K_{s_{i,d}} = \frac{K_{men}K_{\check{c}p}}{(R_s + R_r'k^2)} \quad (72)$$

$$\tau_e = \frac{L'_{\sigma,r}}{(R_s + R_r'k^2)} \quad (73)$$

Postup a návrh regulátoru v ose q je principálně stejný jako v případě osy d - u některých veličin se změní pouze indexování. Regulace toku vypadá následovně:

$$\mathbf{F}_{r_{\psi_s}} = F_{OM}F_{s_{\psi_s}}^{-1} = \frac{(\mathbf{1} + \mathbf{p}\tau_i)}{2\tau_{\psi_s}K_{s_{\psi_s}}\mathbf{p}} \quad (74)$$

$$K_{s_{\psi_s}} = \frac{L_s}{K_{\check{c}p}} \quad (75)$$

V případě regulace otáček postupujeme podle návrhu dle metody SO. Výsledným regulátorem může být jak PI regulátor tak PID regulátor.

$$\tau_{\Sigma} = \tau_{c\omega} + \tau_i$$

PI regulátor (76)

pro $\tau_{c\omega} \ll \tau_i$

$$\mathbf{F}_{r_{\omega}} = F_{SO}F_{s_{\omega}}^{-1} = \frac{(\mathbf{1} + 4\tau_{c\omega}\mathbf{p})}{8\tau_{c\omega}^2K_{s_{\omega}}\mathbf{p}} \quad (77)$$

$$\tau_{\Sigma} = \tau_{c\omega}$$

PID regulátor (78)

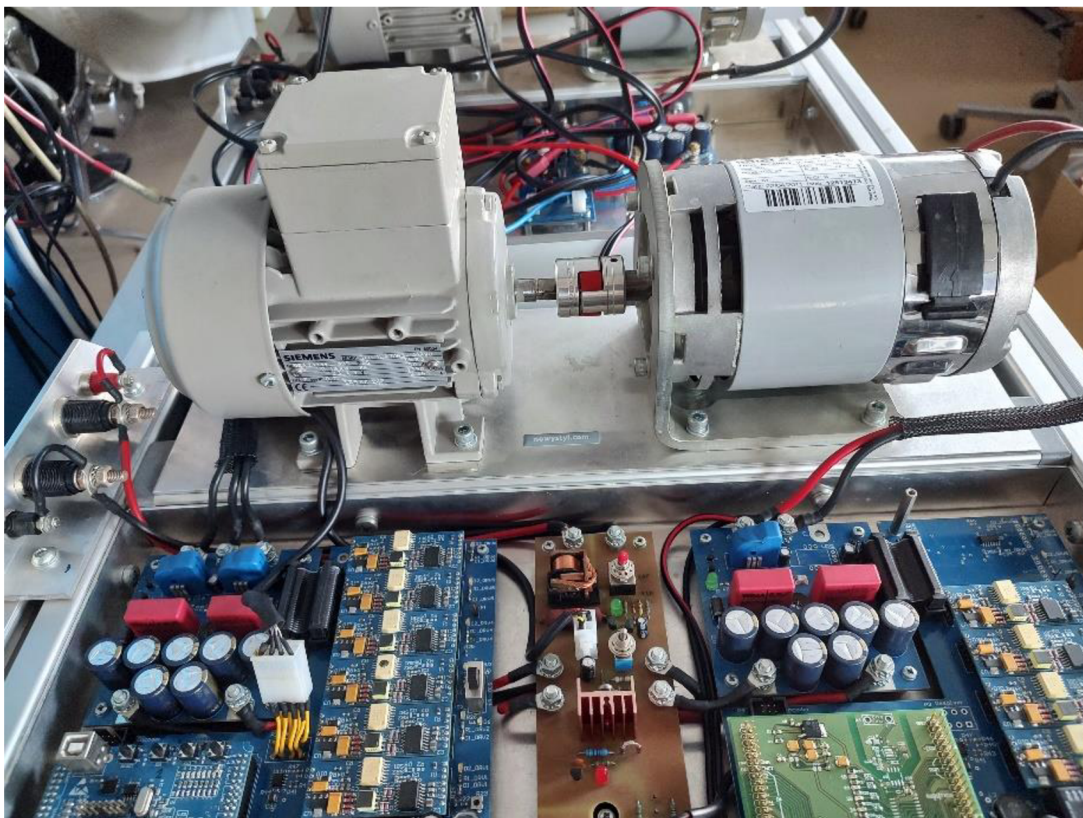
pro $\tau_{c\omega} \gg \tau_i$

$$\mathbf{F}_{r_{\omega}} = F_{SO}F_{s_{\omega}}^{-1} = \frac{[\mathbf{1} + 4(\tau_{c\omega} + \tau_i)\mathbf{p}]}{8(\tau_{c\omega} + \tau_i)^2K_{s_{\omega}}\mathbf{p}} \quad (79)$$

$$K_{s_{\omega}} = \frac{3p_p\psi_s K_{c\omega}}{2J K_{\check{c}p}} \quad (80)$$

4 Měření parametrů

Pro účely této práce byl využit asynchronní motor značky *SIEMENS* (typ 1LA7063-4AA90). Asynchronní motor je se stejnosměrným motorem spojen na společném laboratorním standu.



Obr. č. 14: Laboratorní stand s asynchronním motorem (vlevo)

Před měřením byly odečteny hodnoty jednotlivých veličin ze štítku motoru. Pro výpočet jmenovitého momentu jsme vycházeli z těchto vztahů:

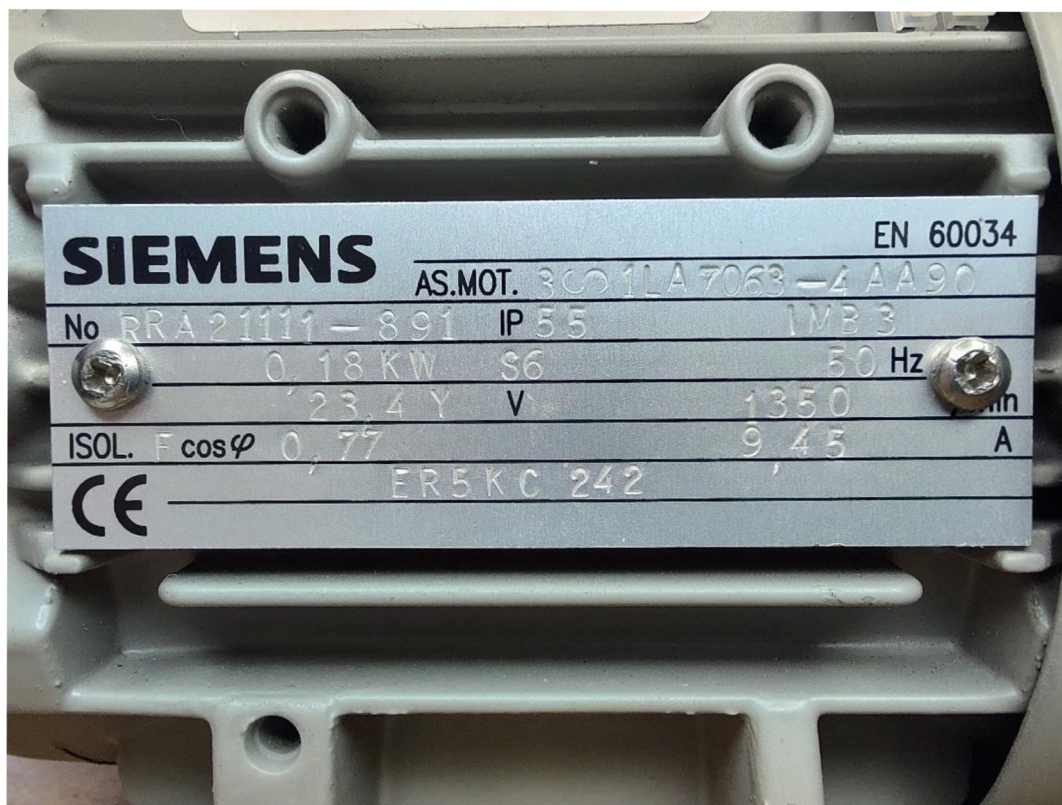
$$P_2 = M \cdot \omega \quad (81)$$

$$\omega = n_n \frac{2\pi}{60} \quad (82)$$

$$M = \frac{P_2}{n_n} \frac{60}{2\pi} = \frac{180}{1350} \frac{60}{2\pi} = 1,27 \text{ [Nm]} \quad (83)$$

Tabulka 1: Odečtené parametry ze štítku motoru.

Veličina	P_2	n_n	U_1	f_n	$\cos\varphi$	I_n
Hodnota	180 W	1350 min ⁻¹	23,4 V	50 Hz	0,77	9,45 A



Obr. č. 15: Štítek motoru SIEMENS (typ 1LA7063-4AA90)

Při zpracovávání naměřených dat se postupovalo dle normy ČSN EN 60034-2-1 pro *Točivé elektrické stroje, část 2 – Standardní metody určování ztrát a účinnosti ze zkoušek (s výjimkou strojů pro trakční vozidla)*. Tato norma stanovila tři hlavní metody, jak efektivně a s co nejmenší nejistotou určit účinnost asynchronních strojů. Jednotlivé metody se dělí dle druhu zkoušených strojů a jejich jmenovitých hodnot. Metoda s označením 2-1-1A pro *přímé měření (příkon-výkon)* se používá pro všechny jednofázové stroje a je třeba při ní použít dynamometr pro plné zatížení stroje. Metoda 2-1-1B pro *součet ztrát (zbytkové ztráty)* se používá pro trojfázové stroje se jmenovitým výkonem do 2 MW a z požadovaného vybavení je třeba použít dynamometr pro 1,25xplné zatížení. Poslední je metoda 2-1-1C pro *součet ztrát (přiřazená hodnota)* je určená pro trojfázové stroje se jmenovitým výkonem vyšším než 2 MW.

Z výše uvedených třech metod byla vybrána metoda 2-1-1B, neboť náš stroj je třífázový a dle štítkových parametrů má jmenovitý výkon 180 W.

4.1 Zatěžovací diagramy

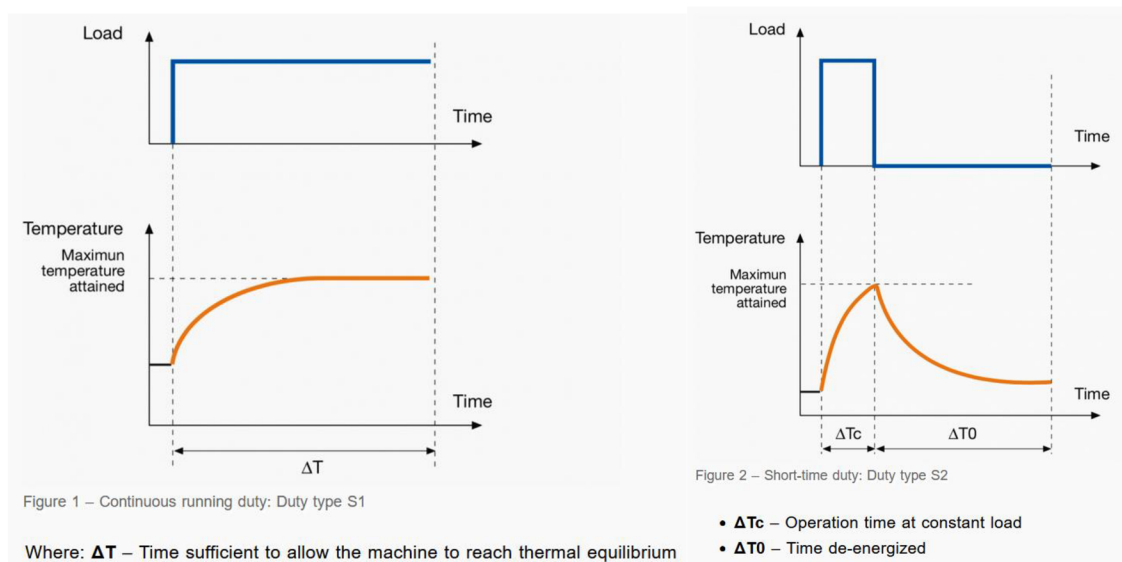
Obecně v mnoha aplikacích se u elektrických strojů setkáváme s tím, že druh provozu motoru je odlišný od trvalého zatížení. Zátěžný moment se mění v čase, musíme zde zahrnout i časté nestacionární stavy (rozběh, brzdění atd.). V důsledku toho dochází i ke změnám ztrát v motoru a jeho rozdílné tepelné zátěži. Proto bylo v praxi vyvinuto několik *zatěžovacích křivek*, které lépe charakterizují daný druh provozu, pro který motor může být využit.

Jednotlivé druhy zatížení jsou definovány dle normy ČSN EN 60034-1 a nesou označení S1 – S10. Jsou rozděleny do několika kategorií podle nastavení střídy na jednotlivý typ provozu:

- nepřetržitý (S1)
- krátkodobý (S2)
- periodický (S3-S8)
- neperiodický (S9)
- s nespojitou konstantní zátěží a rychlostí (S10)

Zatížení typu S1 je vhodné pro motory, u kterých je možný nepřetržitý provoz. Konstantní zátěž umožňuje stroji dosáhnout po čase tepelné rovnováhy.

Zatížení typu S2 se používá u motorů, které pracují při teplotě okolí po omezenou dobu, která je předem pro daný motor stanovena. Tato doba by měla být kratší než doba potřebná k dosažení tepelné rovnováhy.



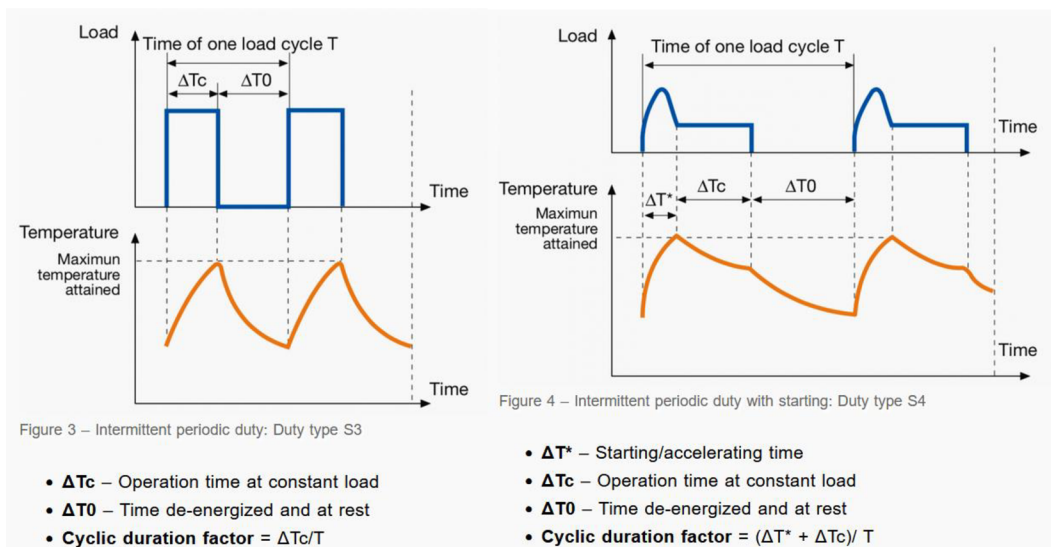
Obr. č. 16: Zatěžovací křivka typu S1 (vlevo) a S2 (vpravo) (převzato z [1])

Následující typy (S3-S5) jsou periodické a specifické tím, že mají část cyklu v klidovém stavu na rozdíl od dalších typů periodického zatížení.

U typu S3 se cyklus opakuje stále stejně. Zvýšení teploty při startovací fázi je v tomto případě zanedbatelné.

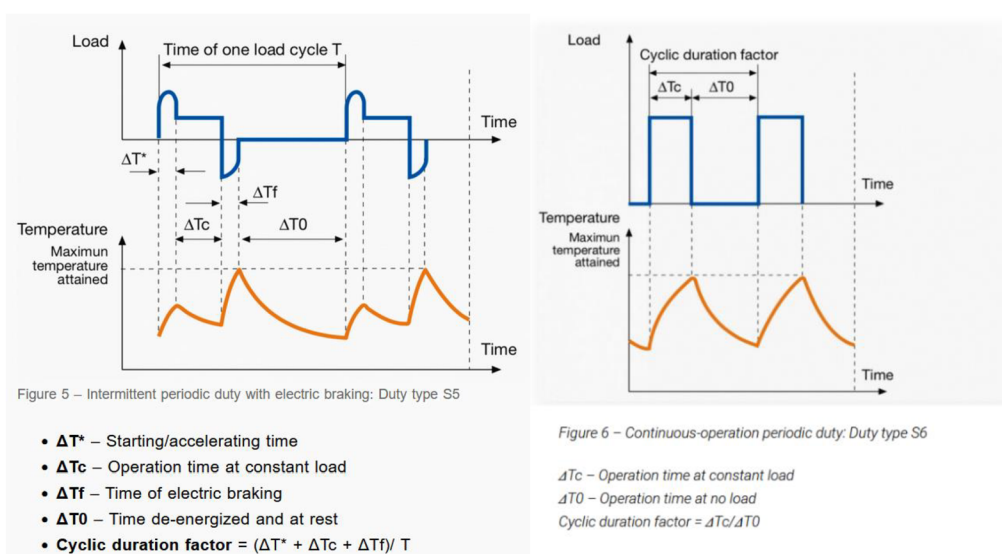
Typ S4 reprezentuje opět periodické zatížení, ale s rozběhovou částí, která počítá s momentem setrvačnosti motoru a momentem setrvačnosti zátěže. Po konstantní zátěži nastává klidový stav.

Typ S5 je podobný předchozímu typu, ale počítá navíc ještě s elektrickou brzdou. Po ní nastává opět klidový stav.



Obr. č. 17: Zatěžovací křivka typu S3 (vlevo) a S4 (vpravo) (převzato z [1])

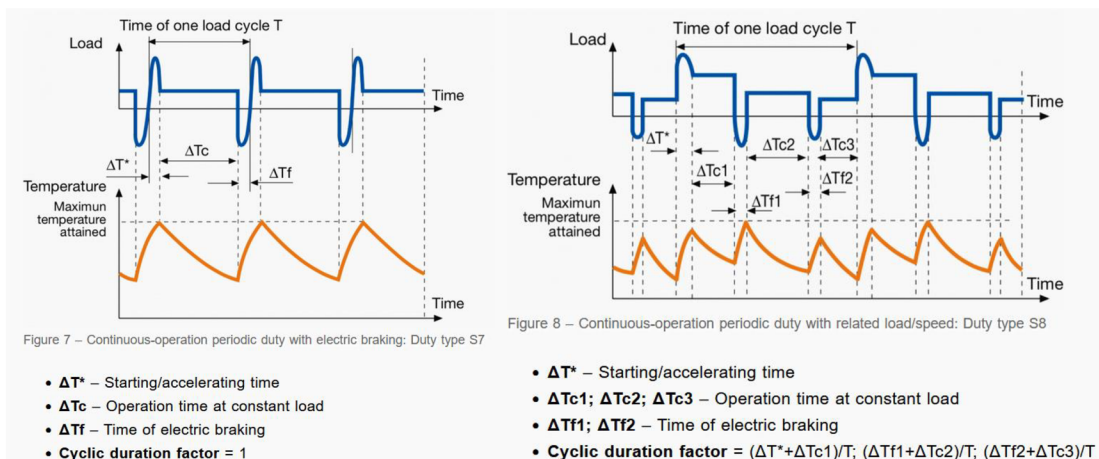
Na štítku motoru byl uveden typ S6. Ten odpovídá přerušovanému zatížení jako u typu S3, ale s rozdílem, že po konstantní zátěži nenastává klidový stav, ale pouze provoz bez zatížení stejně jako následující typy zatížení (S6-S8).



Obr. č. 18: Zatěžovací křivka typu S5 (vlevo) a S6 (vpravo) (převzato z [1])

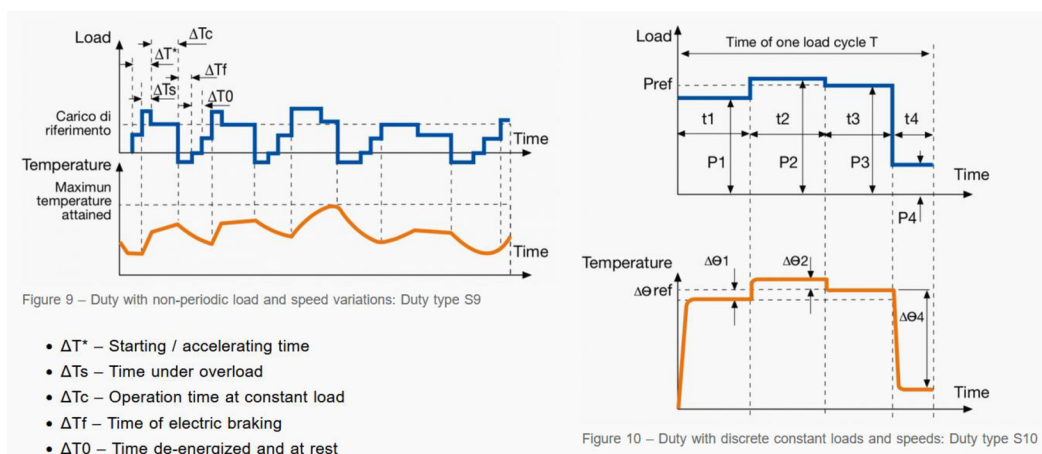
Typ S7 je velmi podobný zatížení S5 s elektrickou brzdou, ale s tím rozdílem, že po ní nenastává klidový stav.

Zatížení typu S8 je nepřetržité periodické s danou zátěží nebo rychlostí. Jedná se o sekvenci identických zátěžových cyklů určených pro předem stanovenou úhlovou rychlost bez klidových částí.



Obr. č. 19: Zatěžovací křivka typu S7 (vlevo) a S8 (vpravo) (převzato z [1])

S9 je zatížení neperiodické, kde se obecně mění zatížení a rychlost v příslušném rozsahu. Současně umožňuje často aplikované krátkodobé přetížení, které může významně přesáhnout referenční zatížení.



Obr. č. 20: Zatěžovací křivka typu S9 (vlevo) a S10 (vpravo) (převzato z [1])

Posledním typem je S10, který je dán počtem nespojitých zatížení, které vedou k tepelné rovnováze. Jednou z nespojitých částí může být i klidový stav (zatížení se rovná nule).

Důvodem, proč je dobré znát typ zatížení daného motoru je, abychom uvažovali maximální moment v konkrétní aplikaci menší než maximální moment, pro který byl stroj navržen. Vlivem častých nestacionárních stavů (rozběh, brzdění, reverzace atd.) se také setkáváme s nutností chlazení, abychom zabránili vysokým ztrátám a velkému oteplení. Motor je přes hřídel současně připojen ke stejnosměrnému stroji přes *resolver*, kvůli čemuž nemá vlastní ventilaci. Při provádění jednotlivých měření byl však asynchronní motor od stejnosměrného odpojen a místo toho byl připojen externí ventilátor (12 V).

4.2 Zkouška při jmenovitém zatížení

Před touto zkouškou by se měla nejprve změřit teplota a odpor vinutí motoru (motor má ještě teplotu okolí, při zatěžování dojde k zahřátí motoru a tím i ke změně odporu vinutí).

Tabulka 2: Hodnoty odporů před zkouškou a výsledný odpor bezprostředně po ní

R [mOhm]	
<i>R_u</i>	256,85
<i>R_v</i>	257,18
<i>R_w</i>	255,63
<i>R_i</i>	257
<i>R_f</i>	287

Asynchronní motor byl připojen na *dynamometr* a zatěžován momentem při různých frekvencích (40 Hz, 50 Hz, 60 Hz a 75 Hz) při nastavení různé úrovně napájecího napětí (testovalo se do jaké úrovně momentu je motor schopen pracovat). Jednotlivé pracovní jmenovité napětí se muselo pro danou frekvenci přepočítat (uvažujeme závislost U/f bez úbytku na odporu R_s).

$$\frac{U_{100\%}}{U'} = \frac{f_{50\text{ Hz}}}{f'} \quad (84)$$

$$U'_{40\text{ Hz}} = U_{100\%} \frac{f'_{40\text{ Hz}}}{f_{50\text{ Hz}}} = 19,2 \text{ [V]} \quad (85)$$

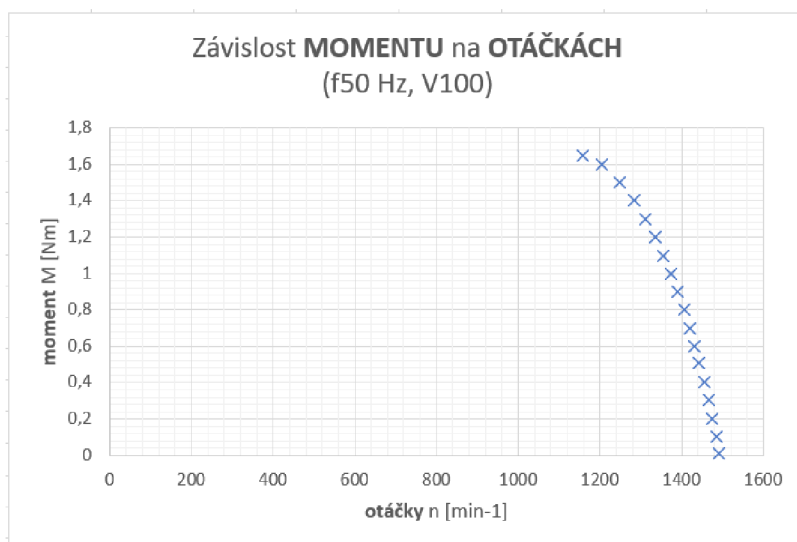
$$U'_{60\text{ Hz}} = U_{100\%} \frac{f'_{60\text{ Hz}}}{f_{50\text{ Hz}}} = 28,8 \text{ [V]} \quad (86)$$

$$U'_{75\text{ Hz}} = U_{100\%} \frac{f'_{75\text{ Hz}}}{f_{50\text{ Hz}}} = 35,1 \text{ [V]} \quad (87)$$

Tabulka 3: Příklad naměřených hodnot při zkoušce při jmenovitém zatížení

f = 50 Hz	23,4 V				V100								
U1 [V]	U2 [V]	U3 [V]	ΣU [V]	U [%]	I1 [A]	I2 [A]	I3 [A]	ΣI [A]	P1 [W]	cos(φ) [-]	n [RPM]	M [Nm]	
22,765	22,741	22,573	22,7	97%	13,026	12,992	13,177	13,1	451,608	0,879	1158	1,648	
22,974	22,939	23,909	22,9	98%	12,379	12,33	12,371	12,4	427,069	0,87	1204	1,599	
23,054	23,037	23,018	23,0	98%	11,477	11,448	11,46	11,5	389,98	0,853	1247	1,5	
23,107	23,106	23,087	23,1	99%	10,752	10,74	10,739	10,7	358,03	0,833	1283	1,403	
23,156	23,165	23,146	23,2	99%	10,171	10,168	10,161	10,2	330,425	0,81	1310	1,3	
23,204	23,221	23,199	23,2	99%	9,651	9,654	9,646	9,7	303,596	0,783	1335	1,198	
23,244	23,272	23,248	23,3	99%	9,232	9,244	9,233	9,2	279,886	0,752	1355	1,097	
23,288	23,321	23,291	23,3	100%	8,882	8,894	8,889	8,9	257,316	0,717	1374	0,997	
23,322	23,363	23,335	23,3	100%	8,602	8,62	8,609	8,6	236,536	0,68	1391	0,899	
23,355	23,407	23,372	23,4	100%	8,379	8,403	8,396	8,4	216,978	0,639	1406	0,799	

Hodnoty napětí i proudu se měří v každé fázi zvlášť, takže se stanoví jejich průměrná hodnota. Přibližná hodnota momentu zvratu (maximální moment, který je asynchronní motor schopen vyvinout, po jeho překročení se motor zastaví) se určila experimentálně. Poté se nastavoval zátěžný moment od nejvyššího možného po nejmenší. Ze získaných hodnot otáček při daném momentu získáme graf závislosti momentu na otáčkách.



Obr. č. 21: Graf závislosti momentu na otáčkách (50 Hz, 100 % napětí)

Z hodnot otáček a momentu jsme schopni určit výkon a z hodnot výkonu a příkonu jsme schopni určit účinnost:

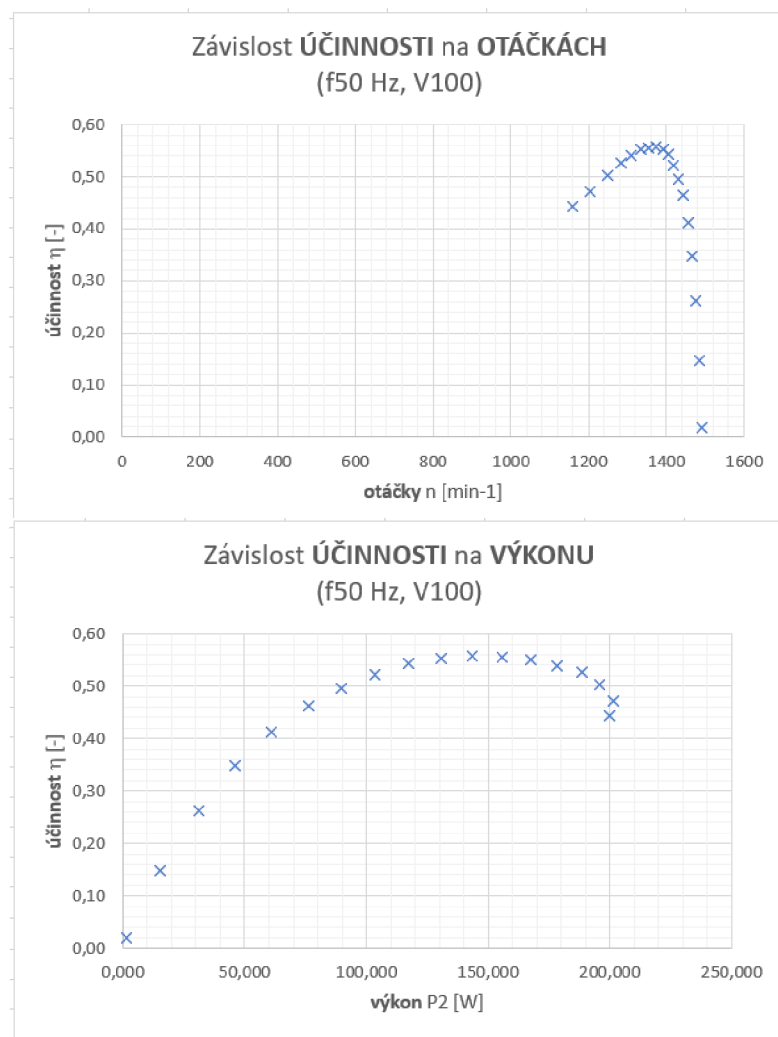
$$P_2 = M \cdot n \cdot \frac{2\pi}{60} \quad (88)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (89)$$

Do grafu jsme vynesli i závislost účinnosti na otáčkách a výkonu. V případě jednotlivých frekvencí jsme sledovali, při jaké hodnotě zátěžného momentu, otáček a napájecího napětí má motor nejvyšší účinnost.

Tabulka 4: Příklad vypočtených hodnot výkonu a účinnosti

P2 [W]	η [-]	max
74,237	0,39	0,547
75,147	0,45	
72,192	0,49	
68,204	0,52	
63,048	0,54	
57,068	0,55	
44,014	0,528	
29,775	0,470	
15,791	0,34	
1,866	0,06	



Obr. č. 22: Graf závislosti účinnosti na otáčkách/výkonu (50 Hz, 100 % napětí)

Pro každou frekvenci se vyhodnotilo několik hodnot, při kterých byl motor nejúčinnější. Všechny se zaznamenaly do tabulky a porovnaly mezi sebou.

Tabulka 5: Zhodnocení parametrů s největší účinností stroje

	U [V]	I [A]	n [RPM]	M [Nm]	η [-]
f50	14,3	5,5	1359	0,401	0,547
	16,7	6,1	1381	0,502	0,565
	18,9	7,2	1368	0,7	0,568
	21,1	8,3	1366	0,902	0,573
	23,3	8,9	1374	0,997	0,557
	26,1	10,8	1357	1,4	0,55
f40	19	8,8	1068	1,002	0,52
	22,3	9,8	1064	1,407	0,49
f60	23,2	7,3	1677	0,703	0,6
	28,5	9,8	1663	1,2	0,6
f75	35,6	10,3	2098	1,304	0,63

4.3 Zkouška naprázdno

Zkouška *naprázdno* byla vykonána bezprostředně po zkoušce *zatěžovací křivky*. Byla provedena celkem pro tři frekvence (40 Hz, 50 Hz a 60 Hz), přičemž jmenovité napětí odečtené ze štítku motoru se muselo pro danou frekvenci procentuálně přepočítat stejně jako u zkoušky při jmenovitém zatížení.

Tabulka 6: Ukázka naměřených dat při zkoušce naprázdno

f = 50 Hz					23,4 V								
U1 [V]	U2 [V]	U3 [V]	ΣU [V]	U [%]	I1 [A]	I2 [A]	I3 [A]	ΣI [A]	PO [W]	cos(φ) [-]	n [RPM]	M [Nm]	
26,125	26,227	26,141	26,2	112%	10,76	10,711	10,689	10,7	135,651	0,279	0	0,01	
24,943	25,043	24,969	25,0	107%	9,543	9,527	9,525	9,5	111,581	0,271	0	0,009	
23,925	24,018	23,956	24,0	102%	8,667	8,674	8,68	8,7	95,337	0,265	0	0,009	
22,73	22,817	22,765	22,8	97%	7,813	7,841	7,853	7,8	80,167	0,259	0	0,009	
21,533	21,613	21,565	21,6	92%	7,087	7,124	7,144	7,1	68,107	0,256	0	0,009	
20,334	20,408	20,37	20,4	87%	6,483	6,529	6,544	6,5	58,557	0,255	0	0,008	
19,125	19,193	19,162	19,2	82%	5,941	5,99	6,002	6,0	50,532	0,255	0	0,008	
17,923	17,983	17,956	18,0	77%	5,443	5,489	5,499	5,5	43,546	0,256	0	0,008	
16,715	16,775	16,751	16,7	72%	4,978	5,027	5,034	5,0	37,543	0,258	0	0,009	
15,505	15,562	15,543	15,5	66%	4,54	4,592	4,593	4,6	32,297	0,262	0	0,009	
14,305	14,353	14,338	14,3	61%	4,133	4,177	4,177	4,2	27,747	0,269	0	0,008	
13,088	13,132	13,121	13,1	56%	3,732	3,775	3,772	3,8	23,7	0,278	0	0,009	
11,878	11,919	11,908	11,9	51%	3,353	3,395	3,393	3,4	20,061	0,288	0	0,009	
10,67	10,701	10,697	10,7	46%	2,994	3,03	3,023	3,0	16,889	0,302	0	0,009	
9,457	9,489	9,486	9,5	41%	2,641	2,68	2,67	2,7	14,127	0,323	0	0,01	
8,219	8,261	8,257	8,2	35%	2,289	2,342	2,326	2,3	11,717	0,354	0	0,008	
7,157	7,206	7,201	7,2	31%	2	2,063	2,042	2,0	9,961	0,393	0	0,01	
6,082	6,145	6,14	6,1	26%	1,737	1,823	1,787	1,8	8,87	0,469	0	0,01	
4,835	4,907	4,901	4,9	21%	1,472	1,57	1,518	1,5	7,522	0,585	0	0,008	
4,298	4,373	4,365	4,3	19%	1,403	1,505	1,443	1,5	7,216	0,661	0	0,007	
3,212	3,291	3,285	3,3	14%	1,452	1,552	1,464	1,5	6,953	0,826	0	0,009	
3,026	3,107	3,1	3,1	13%	1,507	1,607	1,515	1,5	6,986	0,849	0	0,009	
2,837	2,919	2,912	2,9	12%	1,603	1,703	1,607	1,6	7,13	0,87	0	0,009	
2,418	2,497	2,486	2,5	10%	2,306	2,399	2,312	2,3	8,794	0,88	0	0,01	

Hodnoty v rozmezí 110 % až 90 % jmenovitého napětí slouží k určení ztrát v železe, hodnoty v rozmezí 60 % do 30 % pro stanovení třecích a ventilačních ztrát.

Tabulka 7: Ukázka vypočtených hodnot konstantních ztrát

	Pc [W]	PO [W]	Ps [W]	IO [A]	RO [mΩ]	U0 [V]	U0 ² [V ²]	
	86,2	135,651	49,472	10,7	287	26,2	684,6	
	72,5	111,581	39,115	9,532	287	25,0	624,3	
	62,9	95,337	32,390	8,674	287	24,0	574,4	
	53,7	80,167	26,434	7,836	287	22,8	518,5	
	46,3	68,107	21,812	7,118	287	21,6	465,3	
	40,3	58,557	18,295	6,519	287	20,4	415,0	
	35,2	50,532	15,379	5,977	287	19,2	367,1	
	30,6	43,546	12,914	5,477	287	18,0	322,3	
	26,7	37,543	10,819	5,013	287	16,7	280,5	
	23,3	32,297	9,011	4,575	287	15,5	241,4	
60%	20,3	27,747	7,457	4,162	287	14,3	205,4	60%
	17,6	23,7	6,086	3,76	287	13,1	172,0	
	15,1	20,061	4,918	3,38	287	11,9	141,7	
	13,0	16,889	3,916	3,016	287	10,7	114,3	
	11,1	14,127	3,055	2,664	287	9,5	89,8	
	9,4	11,717	2,315	2,319	287	8,2	68,0	
	8,2	9,961	1,783	2,035	287	7,2	51,7	
30%	7,5	8,87	1,369	1,783	287	6,1	37,5	30%
	6,5	7,522	0,995	1,52	287	4,9	23,8	
	6,3	7,216	0,905	1,45	287	4,3	18,9	
	6,0	6,953	0,954	1,489	287	3,3	10,6	
	6,0	6,986	1,025	1,543	287	3,1	9,5	
	6,0	7,13	1,155	1,638	287	2,9	8,3	
	6,4	8,794	2,355	2,339	287	2,5	6	

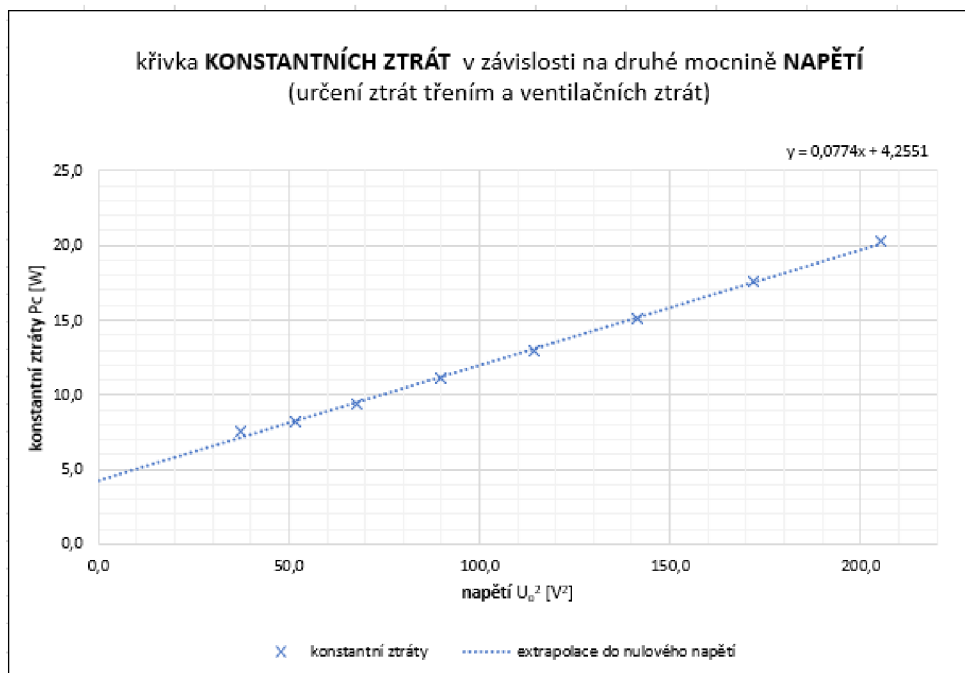
Pro určení ztrát *třením*, *ventilačních ztrát* a ztrát *v železe*, musíme nejdříve určit *konstantní ztráty* dle vztahu

$$P_c = P_0 - P_s \quad (90)$$

kde P_s reprezentuje ztráty naprázdno ve vinutí dle vztahu

$$P_s = \frac{3}{2} R I^2 \quad (91)$$

Poté vyneseme do grafu závislost konstantních ztrát na druhé mocnině napětí (v rozmezí 60 % do 30 % napájecího napětí). Čtyři nebo více bodů proložíme regresní křivkou, kterou extrapolujeme do nulového napětí. Hodnota ztrát, kterou zde odečteme je hodnota ztrát třením a ventilačních ztrát.



Obr. č. 23: Graf závislosti konstantních ztrát na druhé mocnině napětí

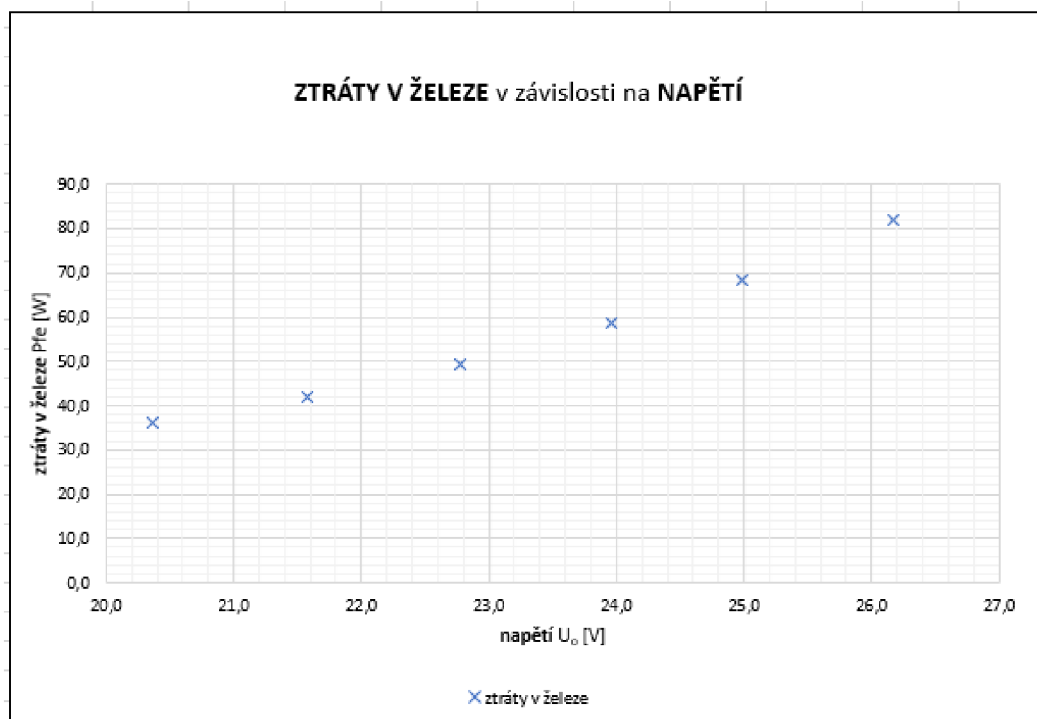
Ztráty v žele pak vypočítáme odečtením ztrát třením a ventilačních ztrát od těch konstantních dle vztahu

$$P_{Fe} = P_c - P_{fw0} \quad (92)$$

Nakonec ještě dle normy sestavíme graf závislosti ztrát v železe na napětí. Pro zjednodušení se nevypočítává vnitřní napětí, které by reprezentovalo ztráty na odporu primárního vinutí.

Tabulka 8: Ukázka vypočtených hodnot ztrát v železe

Pc [W]	Pfe [W]	U0 [V]	
86,2	81,919	26,2	110%
72,5	68,206	25,0	
62,9	58,687	24,0	
53,7	49,473	22,8	
46,3	42,035	21,6	
40,3	36,002	20,4	90%
35,2	30,893	19,2	
30,6	26,372	18,0	
26,7	22,464	16,7	
23,3	19,026	15,5	
20,3	16,030	14,3	
17,6	13,354	13,1	
15,1	10,883	11,9	
13,0	8,713	10,7	
11,1	6,812	9,5	
9,4	5,142	8,2	
8,2	3,918	7,2	
7,5	3,241	6,1	
6,5	2,267	4,9	
6,3	2,051	4,3	
6,0	1,739	3,3	
6,0	1,701	3,1	
6,0	1,715	2,9	
6,4	2,179	2,5	



Obr. č. 24: Graf závislosti ztrát v železe v závislosti na napětí

5 Model laboratorního standu

Model laboratorního standu byl modelován v prostředí SIMULINK, kde stěžejní byla práce s knihovnou Simscape electrical pro simulaci obou motorů a dějů s nimi související a knihovnou X2C, která slouží k řízení obou motorů a také ke generování kódu pro řídicí mikrokontroléry. V jednotlivých blocích jsou popisovány rovnice, podle kterých fungují, a které souvisejí s teorií obou motorů, také s měřením napětí, proudu, příkonu a s nastavením regulátorů.

5.1 MatLab kód

Nejdříve před spuštěním modelu je třeba spustit také inicializační kód, který načte do modelu všechny příslušné parametry obou motorů, napájení i regulátorů. Tento kód byl vytvořen v prostředí MatLab, který je s prostředím Simulink kompatibilní. Do kódu se nejprve zadali štitkové parametry asynchronního motoru.

```
%% LABORATORNI STAND s Asynchronim a stejnosmernym motorem
clc
clear all

%% Štítek asynchronního motoru:
%znacka:          SIEMENS
%typ:             1LA7063-4AA90 IMB3
%No:              RRA 21111-891

%hodnoty:
%23.4 V, 1350 rpm, 0.18 kW, 50 Hz, cosPhi 0.77, 9.45 A, isol. F

%zatezovací diagram:  S6
%snimac poolohy:     ER5Kc242
```

Obr. č. 25: Štítek asynchronního motoru v MatLabu

Pro blok *Induction Machine Squirrel Cage* reprezentující asynchronní motor je nutné zadat i příslušné parametry náhradního zapojení (jednotlivé odpory a indukčnosti).

```
%% Parametry asynchronního motoru:
%Jmenovite hodnoty:
Pn = 180;           %jm. prikon
Un = 23.4;          %jm. napeti
pp = 2;             %pocet polovych dvojic, [-]
fn = 50;            %jm. frekvence

wn = 2*pi*fn;

%Impedance:
Rs = 0.25;          %odpor statoru, [Ohm]
Ls = 6.79e-04;     %rozptylova indukcnost, [H]
Xls = 0.0000001;   %wn*Ls; % Ohm rozptyl statoru

Rr = 0.211;         %odpor rotoru (prepocteny na stator), [Ohm]
Xlr = wn*Lr;       %rozptyl rotoru, [Ohm]

Lm = 0.005498;     %magnetizacni indukcnost (vlastni indukcnost), [H]
Xm = wn*Lm;        %magnetizacni impedance, [Ohm]

X0 = 0;            %reaktance nulove slozky po dq-transformaci, [Ohm]
```

Obr. č. 26: Parametry asynchronního motoru (v MatLab kódu)

Pro blok *DC motor* reprezentující stejnosměrný motor je nutné zadat odpor a indukčnost kotvy, konstantu motoru *cfi* a moment setrvačnosti.

```
%% Parametry stejnosmerneho motoru:
%Jmenovite hodnoty:
Pan = 560;           %jm. prikon, [W]
Uan = 24;            %jm. napeti kotvy, [V]
Ian = 23.33;        %jm. proud kotvy, [A]
n0 = 2966;          %jm. otacky, [ot/min]
w0 = 310.59;        %jm. uhlova rychlost, [rad/s]

%Electrical torque:
Ra = 0.11;           %armature resistance (odpor kotvy), [Ohm]
La = 250e-6;        %armature inductance (indukcnost vinuti), [H]
cfi = 0.06;         %back-emf constant (konstanta motoru), [V/rpm]

%Mechanical:
Jm = 0.0019;        %rotor inertia (moment setrvacnosti), [kg.m2]
```

Obr. č. 27: Parametry stejnosměrného motoru (v MatLab kódu)

Poté je nutné nastavit hodnoty měniče (napětí meziobvodu, frekvenci PWM a vzorkovací periodu pro X2C). Při spouštění simulace je nutné sledovat ve *workspace*, zda se vzorkovací perioda nepřepsala na jinou hodnotu, pro kterou by příslušné regulátory jinak regulovaly.

```
%% Parametry menice:
Ud = 35;             %napeti meziobvodu, [V]
Fpwm = 20e3;         %frekvence PWM, [Hz]
Tpwm = 1/Fpwm;

Ts = Tpwm;           %vzorkovaci perioda
m2c_ts = Ts;         %dulezite pro X2C
```

Obr. č. 28: Parametry měniče (v MatLab kódu)

Do MatLab kódu byl zařazen i automatický výpočet proporcionální a integrační složky PI regulátoru proudu pro řízení stejnosměrného motoru.

```
%% PI regulator:
Kmen = 1;            %zesileni menince
Kci = 1;             %zesileni cidla proudu
Ks = Kmen*Kci/Ra;    %zesileni soustavy

f_pwm = Fpwm;        %frekvence PWM [Hz]
f = 1.5;             %kompenzacni faktor
t_men = (1/f_pwm)*f; %casova konstanta menice

ta = La/Ra;          %casova konstanta kotvy
t_sigma = t_men;

P = ta/(2*t_sigma*Ks); %proporcionalni slozka
I = 1/(2*t_sigma*Ks); %integralni slozka
```

Obr. č. 29: Výpočet PI regulátoru proudu (v MatLab kódu)

Výpočet je proveden pomocí návrhu regulátoru dle OM. Za τ_σ jsme zvolili časovou konstantu měniče. Veškeré parametry potřebné pro výpočet jsou uvedeny. Časová konstanta měniče se může ještě podle potřeby nastavení regulátoru vynásobit příslušným faktorem a nalézt pro simulaci nejvhodnější hodnoty proporcionální a integrační složky.

$$F_R(p) = F_{OM}(p) \cdot \frac{1}{F_s(p)} = \frac{1}{2\tau_\sigma p(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + p\tau_{men})(1 + p\tau_a)}{K_s} \quad (93)$$

$$K_s = \frac{K_{men} \cdot K_{\check{c}i}}{R_a} = \frac{1 \cdot 1}{0,11} = 9,09 [-] \quad (94)$$

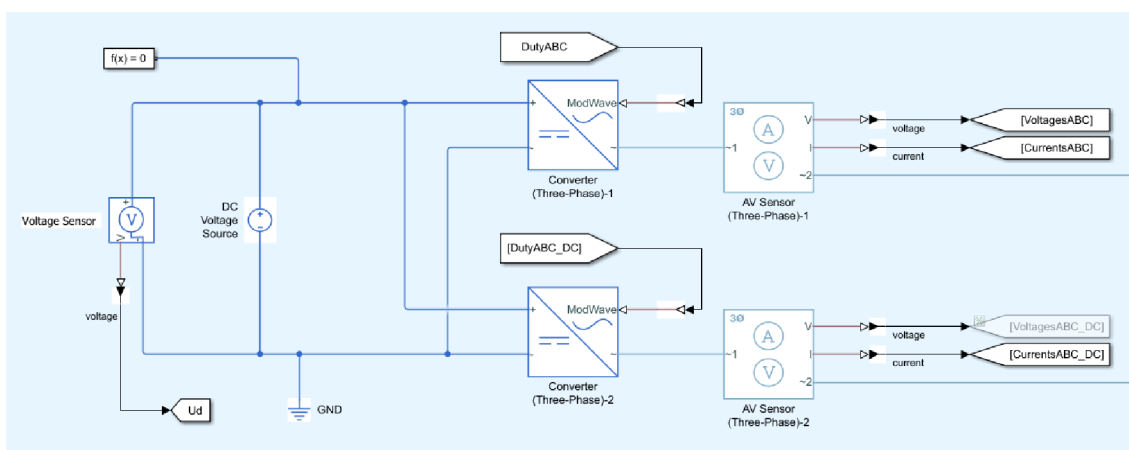
$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{250e - 6}{0,11} = 2,27 [ms] \quad (95)$$

$$\tau_{men} = \frac{1}{f_{PWM}} f = \frac{1}{20000} 1,5 = 75 [\mu s] \quad (96)$$

$$|\tau_\sigma = \tau_{men}| = \frac{(1 + p \cdot 2,27e - 3)}{2 \cdot 75e - 6 \cdot p \cdot 9,09} = 1,67 + 733 \cdot \frac{1}{p} \quad (97)$$

5.2 Elektromechanická část

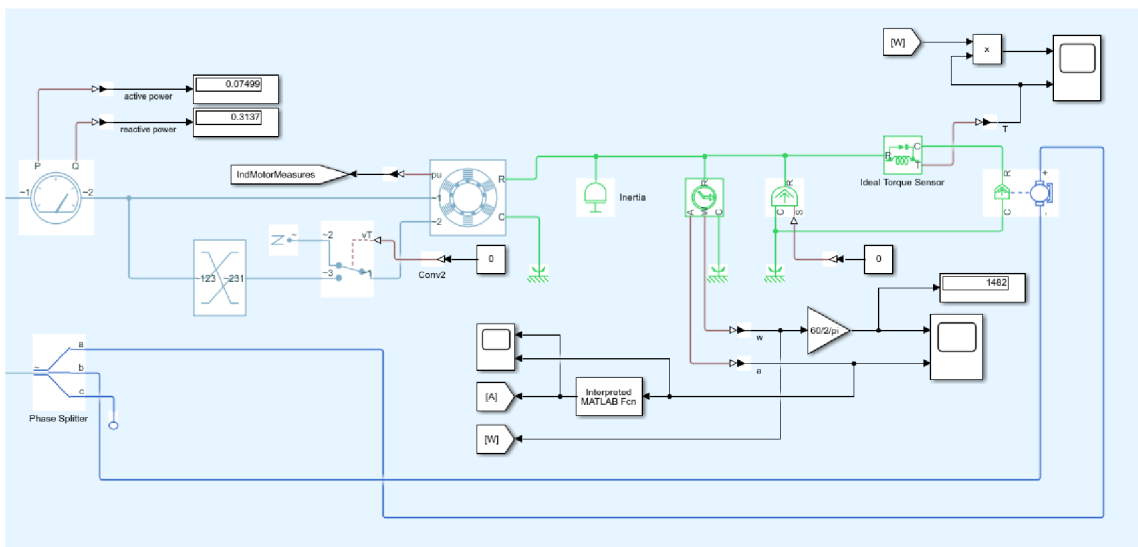
V této části modelu je nastaven měnič a laboratorní stand s oběma motory. Ke zdroji napětí *DC Voltage Source* je připojen voltmetr, který měří napětí v meziobvodu a ukládá jej do proměnné. Pomocí *Converter (Three-Phase)* jsme schopni převést stejnosměrné napětí na střídavé trojfázové a zároveň určit střídu. Na tento blok navazuje *AV Sensor (Three-Phase)* jehož výstupem je vektor napětí a proudu.



Obr. č. 30: Elektrická část s měničem a senzory proudu a napětí

V další části pro pozdější potřeby byl zařazen blok *Power sensor (Three-Phase)* měřící příkon, který srovnáváme s příkonem z Aronového zapojení z napětí a proudů. Asynchronní motor reprezentovaný blokem *Induction Machine Squirrel Cage* je zapojen do hvězdy, ale je možné jej i pro jiné účely přepojit do trojúhelníku.

Dále je zde připojen blok *Inertia*, který reprezentuje moment setrvačnosti asynchronního motoru, který by měl být o řád menší než moment setrvačnosti stejnosměrného motoru. Blok *Ideal Rotational Motion Sensor* nám měří úhlovou rychlost a úhel natočení motoru, z těchto údajů jsme schopni určit otáčky, které jsme schopni sledovat a určit podle hodnot z měření motoru, zda to odpovídá skutečnosti. Blok *Ideal Torque Source* je zde pro simulaci ztrát naprázdno nebo ztrát třením. Pro potřeby naší simulace však počítáme s ideálním motorem, výsledky vyjdou přibližně stejné jako výsledky reálného měření. Blok *Ideal Torque Sensor* nám měří příslušný moment, který kontrolujeme společně s otáčkami.



Obr. č. 31: Mechanická část s asynchronním a stejnosměrným motorem

$$n = \omega \frac{60}{2\pi} \quad (98)$$

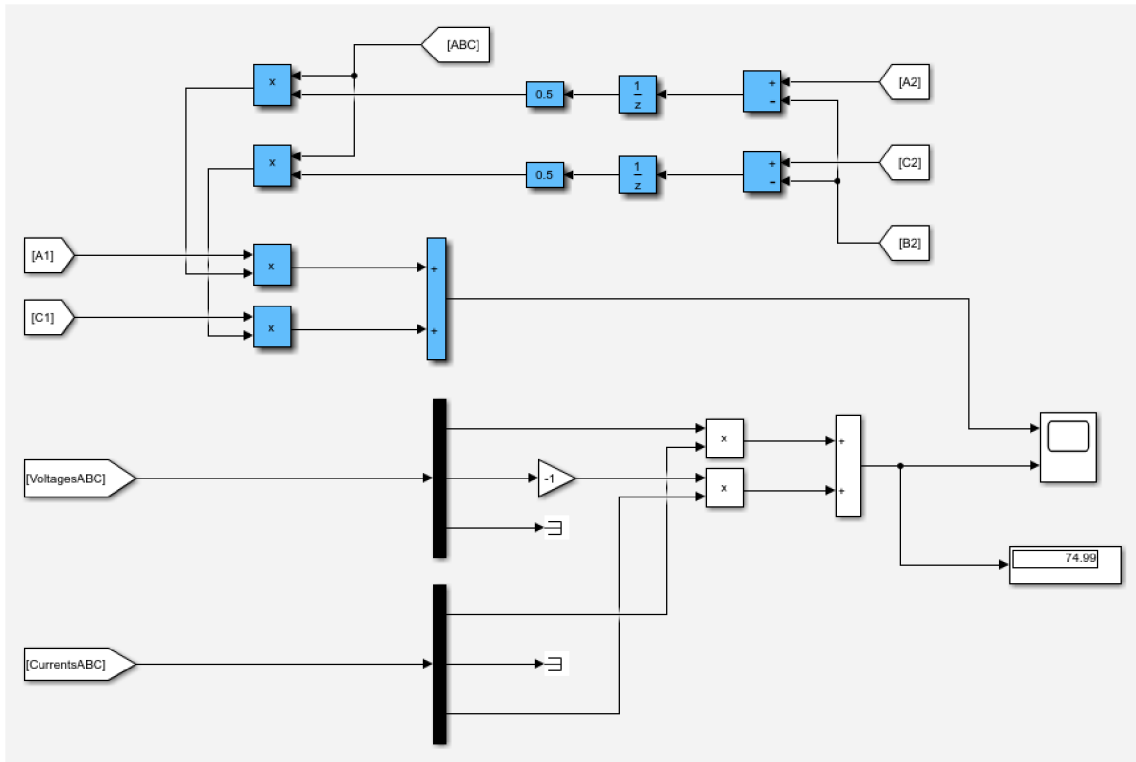
Měření příkonu je zde realizováno Aronovým zapojením z hodnot napětí a proudu a porovnávané mezi sebou hodnoty z řízení v X2C a hodnoty z elektromechanické části modelu. Výsledky jsou totožné až na posun o polovinu vzorkovací periody, která se nedá srovnat zpožděním pomocí *Unit Delay*. Výsledky vycházejí stejně jako v případě použití bloku *Power sensor (Three-Phase)*. V případě hodnot z elektromechanické části jsme pouze vzali hodnoty z jednotlivých fází a pronásobili mezi sebou hodnoty napětí a proudu, abychom získali okamžité hodnoty příkonu, které potom sečteme.

$$P_1 = P_A + P_B \quad (99)$$

$$P_A = u_A i_A \quad (100)$$

$$P_B = -u_B i_C \quad (101)$$

V případě určení z hodnot v X2C jsme hodnoty napětí určili ze střídavy a napětí meziobvodu, které se musely ještě upravit, neboť vycházely dvojnásobné a zároveň se zde zařadilo zpoždění v periodě vzorkování ve formě *Unit Delay*. Následně se opět okamžité hodnoty napětí pronásobí s okamžitými hodnotami proudu a sečteme. Výsledný příkon je tedy shodný, pouze je zpožděn o polovinu vzorkovací periody.

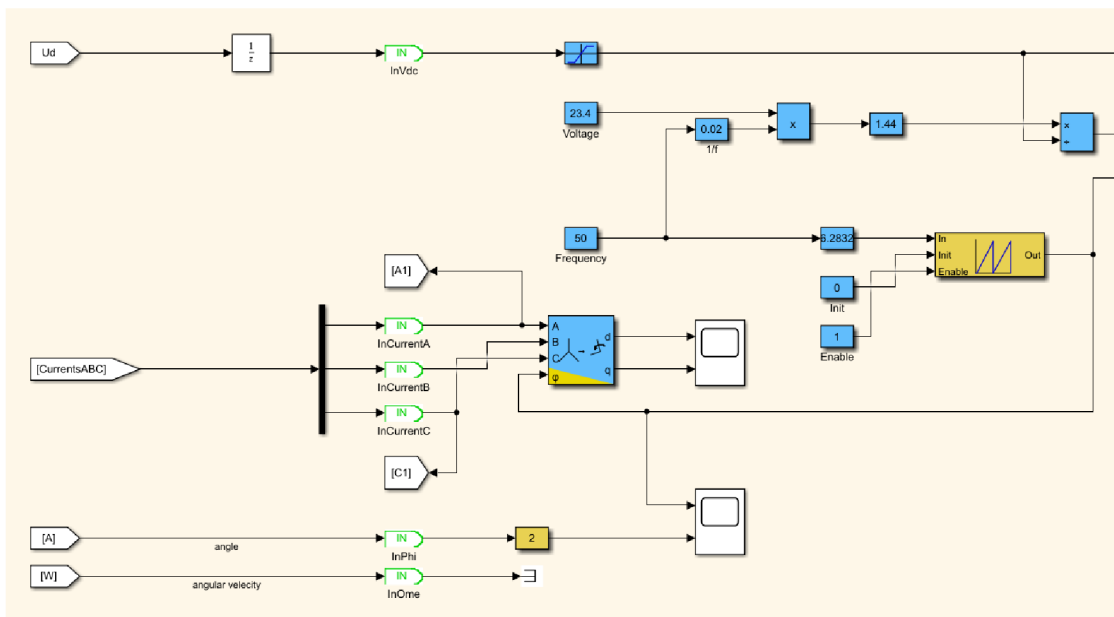


Obr. č. 32: Porovnání měření příkonu pomocí Aronovy metody

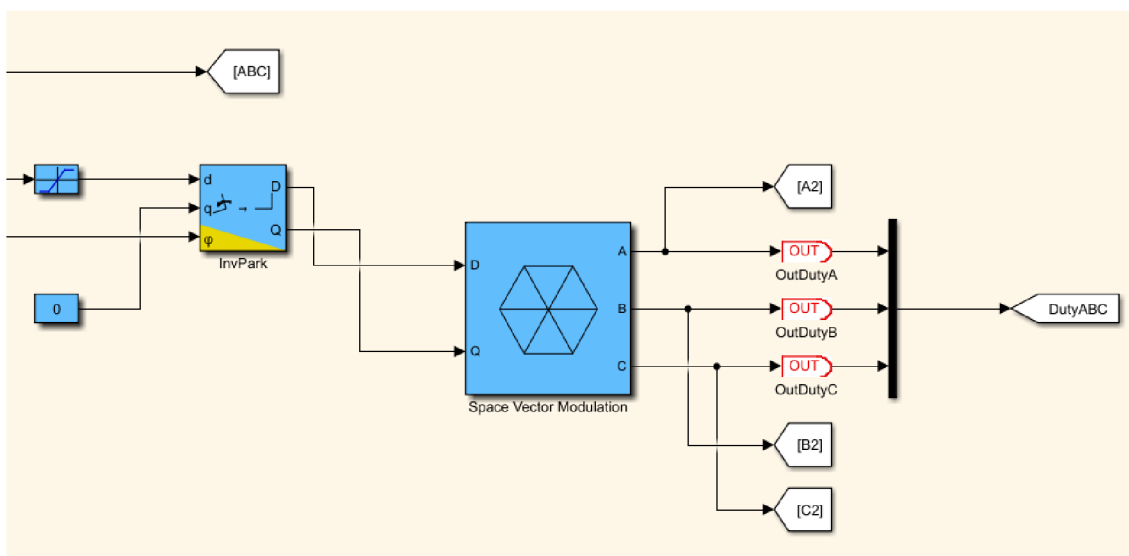
5.3 Asynchronní motor a jeho řízení

V tomto případě využíváme nejjednoduššího typu řízení – metodu *U/f* (skalární řízení). Pomocí hodnoty napětí a frekvence nastavujeme střidu. Blok *ClarkeNPark* nám transformuje pomocí Clarkové transformace hodnoty z trojfázového systému do *dq* souřadného systému.

Blok *InvPark* nám pomocí inverzní Parkovy transformace převádí hodnoty z *dq* souřadného systému zpátky do trojfázové soustavy. Na výstupu máme příslušnou střidu pro jednotlivé fáze. Zde ukládáme i hodnoty střídavy, které jsme použili v případě měření příkonu Aronovou metodou.



Obr. č. 33: Vstupní část řízení asynchronního motoru

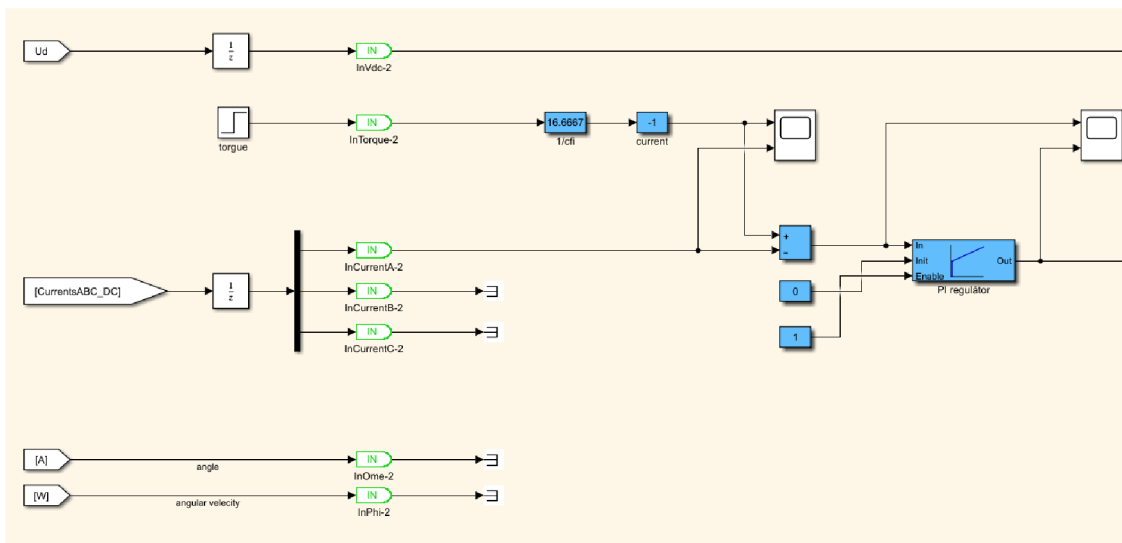


Obr. č. 34: Výstupní část řízení asynchronního motoru

5.4 Stejnsměrný motor a jeho řízení

V případě tohoto řízení nám jako vstup slouží vektor proudů z měniče pro stejnosměrný motor. Dále jsme schopni nastavovat požadovaný moment, který poté převedeme pomocí konstanty motoru na žádaný proud. Všechny informace o proudu pak vstupují Na výstupu poté opět dostaneme střidu.

$$M = c_{\phi} \cdot I \quad (102)$$

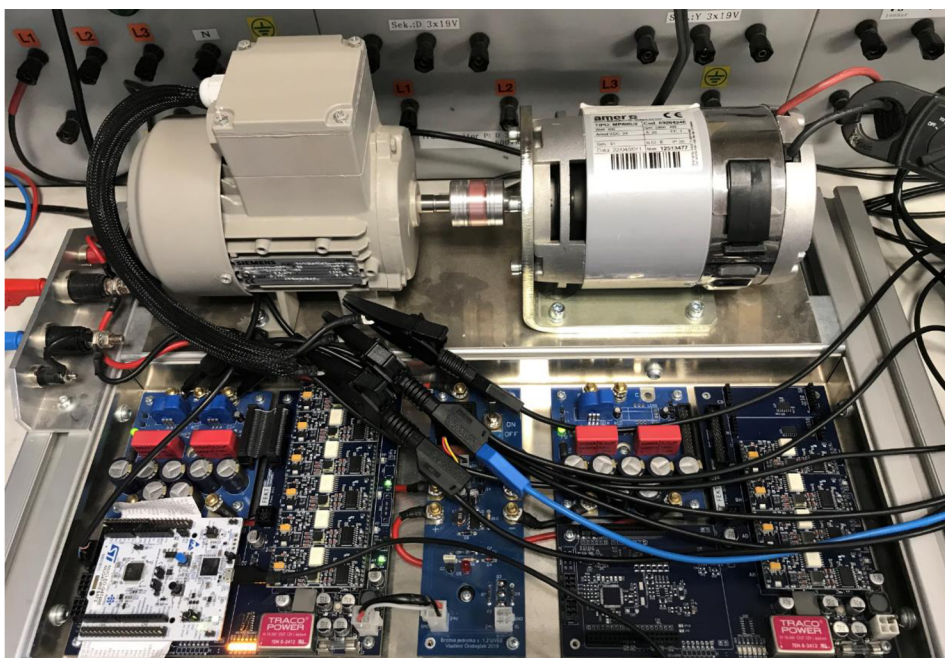


Obr. č. 35: Řízení stejnosměrného motoru

5.5 Realizace na laboratorním standu

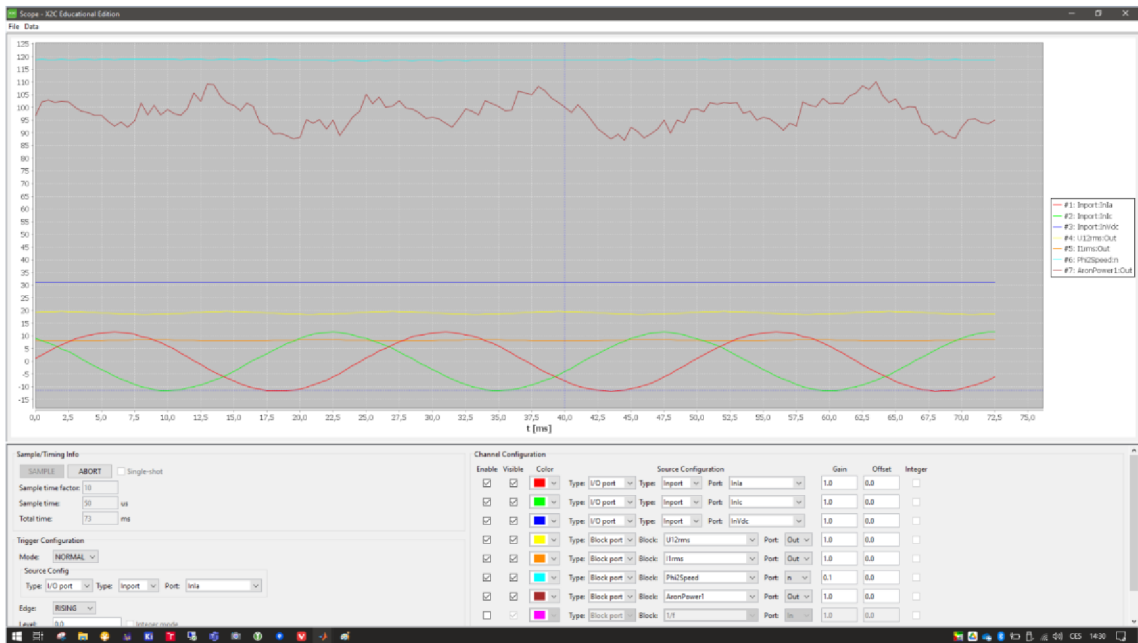
V rámci generování kódu pomocí knihovny X2C byly vytvořeny soubory pro program pracující v jazyce C. Posléze byl kód nahrán do mikroprocesoru a vyzkoušen přímo na standu. Asynchronní motor byl řízen pomocí frekvence, podle které se nastavovalo i pracovní napětí. K samotnému standu byl připojen ještě *Power analyzer*, který snímal hodnoty proudu, napětí, příkonu i výkonu.

Pro účely komunikace s mikroprocesory a práci přímo v prostředí knihovny X2C byl vytvořen pracovní model, do kterého se vložily potřebné prvky z modelu laboratorního standu. Dále se příslušné parametry snímaly v programu *X2C Scope* a porovnávaly se s hodnotami na připojeném *Power analyzru*.

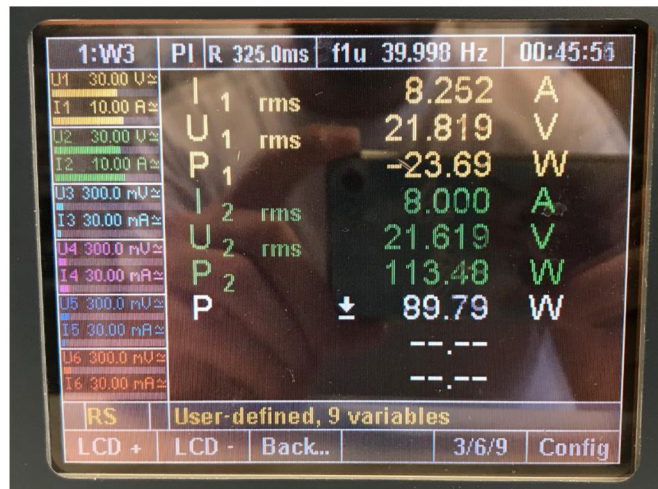


Obr. č. 36: Propojení laboratorního standu s mikroprocesory a *Power senorem*

Poslední část je věnována Aronovému zapojení a měření příkonu. Vstupní a výstupní parametry jsou sledovány v X2C Scope.



Obr. č. 37: Ukázka snímání vstupních a výstupních parametrů v X2C Scope

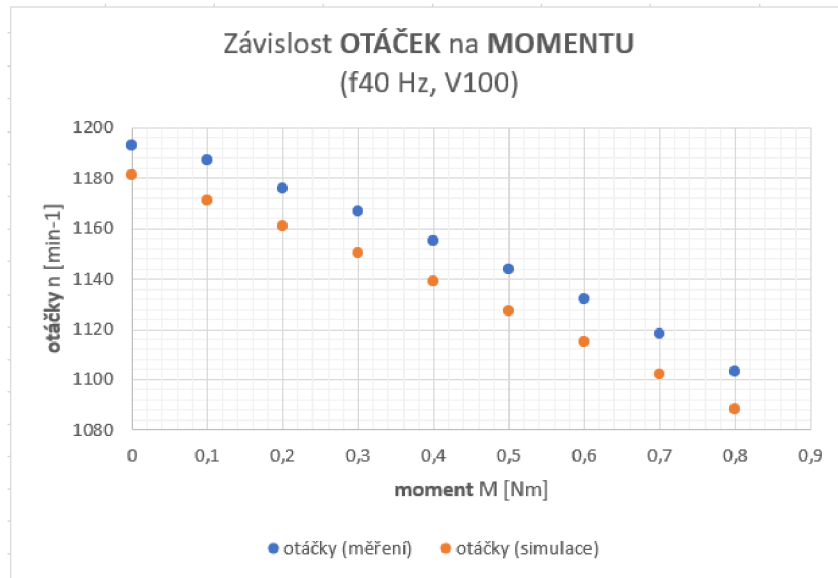


Obr. č. 38: Ukázka snímání vstupních a výstupních parametrů na Power analyzoru

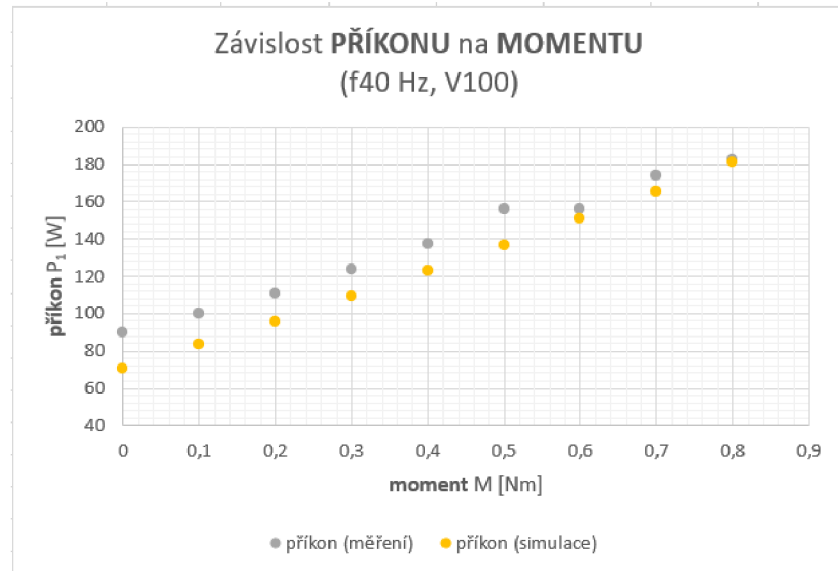
Tabulka 9: Porovnání hodnot příkonu na Power analyzoru a v SIMULINKU

DC motor		Power analyzer							SIMULINK		
Mz [Nm]	Iz [A]	I1rms [A]	U1rms [V]	P1 [W]	I2rms [A]	U2rms [V]	P2 [W]	P [W]	Mz [Nm]	P [W]	ΔP
0,0	0,0	8,3	21,8	-23,7	8,0	21,6	113,5	89,8	0,0	70,6	19,2
0,1	1,7	8,2	21,1	-17,6	8,0	20,9	117,2	99,6	0,1	83,3	16,3
0,2	3,3	8,1	21,0	-8,6	7,8	20,9	120,1	110,5	0,2	95,9	14,6
0,3	5,0	8,0	21,0	0,2	7,8	20,8	123,3	123,4	0,3	109,1	14,3
0,4	6,7	8,0	20,9	10,0	7,8	20,8	127,5	137,4	0,4	122,6	14,8
0,5	8,3	8,1	20,9	22,5	7,9	20,7	133,6	156,1	0,5	136,5	19,6
0,6	10,0	8,1	20,9	22,4	7,9	20,7	133,6	156,0	0,6	150,9	5,1
0,7	11,7	8,2	20,8	34,2	8,0	20,6	140,0	174,2	0,7	165,7	8,5
0,8	13,4	8,3	20,8	39,5	8,1	20,6	145,8	182,4	0,8	181,0	1,4

Při realizaci na laboratorním standu byl tedy asynchronní motor zatížen stejnosměrným motorem, kdy byl nastavován proud odpovídající určitému zatížení. Stejně zatížení bylo simulováno i přímo v samotném modelu a výsledky příkonu byly mezi sebou porovnány. Rozdíl mezi příkonem z měření a ze simulace byl největší při nízkém zatížení a při vyšším se hodnoty začaly k sobě přibližovat, což může být způsobeno působením ztrát třením a ventilačními ztrátami, které při nízkém zatížení ovlivňují výsledek více než při vyšším zatížení.



Obr. č. 39: Porovnání hodnot otáček z měření a ze simulace



Obr. č. 40: Porovnání hodnot příkonu z měření a ze simulace

Z obou grafů je patrné, že simulace odpovídá výsledkům měření pouze s mírnou odchylkou, kterou je tedy nutné brát v potaz. Můžeme usoudit, že model v rámci mezí odpovídá reálnému chování laboratorního standu.

6 Laboratorní úlohy

Součástí této práce je i navrhnutí sady laboratorních úloh pro účely vzdělávání studentů VUT. Dvě z těchto úloh jsou svým způsobem analogií měření motoru, které bylo popsáno a provedeno již v předchozích kapitolách, a týkají se tedy měření asynchronního motoru. Poslední úloha je navržena pro měření DC motoru a souvisí i s návrhem PI regulátoru proudu, který byl v předchozích kapitolách také již zmíněn.

6.1 Měření zatěžovací charakteristiky asynchronního motoru

Zadání:

1. Seznamte se s vizualizačním prostředím laboratorní úlohy a s laboratorním standem.
2. Nastavte na měniči frekvenci a řídicí napětí podle hodnot ze štítku.
3. Nastavte požadovaný moment stejnosměrným motorem tak, aby odpovídal určitým hodnotám proudu.
4. Snímejte hodnoty napětí, proudu a otáček asynchronním motorem.
5. Naměřené hodnoty zaznamenejte do tabulky.
6. Vyneste do grafu závislost momentu na otáčkách pro všechny uvedené frekvence a sestrojte zatěžovací charakteristiku.

7. Snímejte hodnoty příkonu, a zátěžného momentu na asynchronním motoru pro základní frekvenci.
8. Naměřené hodnoty zaznamenejte do tabulky.
9. Vypočítejte výkon a účinnost.
10. Sestrojte graf závislosti účinnosti na otáčkách.
11. To samé proveďte pro oblast nad synchronními otáčkami (generatorický režim).

Postup měření:

1. Nastavíme žádanou hodnotu momentu a změříme proud procházející stejnosměrným motorem. Na výpočet použijte vzorec pro přepočtení proudu přes konstantu motoru c_ϕ :

$$M = c_\phi \cdot I \quad (103)$$

Tabulka 10: Přepočtení požadovaného momentu na hodnoty proudu DC motorem

M [Nm]	1,7	1,6	1,5	1,4	1,3	1,2	1,1	1,0	0,9	0,8	0,7	0,6
I [A]												

2. Stejnosměrný motor napájíme příslušným proudem a zatěžujeme tak asynchronní motor příslušným momentem. Současně jsou snímány hodnoty napětí, proudu a otáček asynchronního motoru a vše zaznamenáme do tabulky. Měření provádíme postupně pro frekvence – 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz a 70 Hz.

Tabulka 11: Naměřená data při zkoušce při jmenovitém zatížení

M [Nm]	U [V]	I [A]	n [ot/min]
1,7			
1,6			
1,5			
1,4			
1,3			
1,2			
1,1			
1,0			
0,9			
0,8			
0,7			
0,6			
0,5			
0,4			
0,3			
0,2			
0,1			
0,0			

3. Z naměřených hodnot jsme schopni sestavit zatěžovací charakteristiku.
4. Dále zaznamenáme hodnotu příkonu, otáček a zátěžného momentu a vypočítáme výkon a účinnost – pouze pro frekvenci 50 Hz. Vše zaznamenáme do tabulky.

Tabulka 12: Naměřená pro výpočet výkonu a účinnosti

M [Nm]	n [ot/min]	P₁ [W]	P₂ [W]	η [-]
1,7				
1,6				
1,5				
1,4				
1,3				
1,2				
1,1				
1,0				
0,9				
0,8				
0,7				
0,6				
0,5				
0,4				
0,3				
0,2				
0,1				
0,0				

$$P_2 = M \cdot n \frac{2\pi}{60} \quad (104)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (105)$$

5. Z naměřených hodnot sestrojíme graf závislosti účinnosti na otáčkách a určíme, při jakých otáčkách je motor nejefektivnější.

6.2 Měření ztrát asynchronního motoru při chodu naprázdno

Zadání:

1. Seznamte se s vizualizačním prostředím laboratorní úlohy a s laboratorním standem.
2. Nastavte na měniči frekvenci a řídicí napětí podle hodnot ze štítku.
3. Nastavte proud stejnosměrným motorem tak, aby asynchronní motor nebyl zatěžován.
4. Upravujte napětí na měniči podle zadaných hodnot při dané frekvenci.
5. Snímejte hodnoty napětí, proudu a příkonu naprázdno.
6. Naměřené hodnoty zaznamenejte do tabulky.
7. Vypočítejte celkové ztráty asynchronního motoru naprázdno.
8. Sestrojte graf závislosti konstantních ztrát na druhé mocnině napětí a určete ztráty třením a ventilační ztráty.
9. Určete ztráty v železe a sestrojte graf závislosti ztrát v železe na napětí.
10. Zhodnoťte měření.

Postup měření:

1. Nastavíme si frekvenci měniče a řídicí napětí na požadovanou hodnotu. Nastavíme proud stejnosměrným motorem tak, aby nebyl vytvářen zátěžný moment. Nastavíme synchronní otáčky (pomocí regulátoru otáček), mechanické ztráty kryty ze strany DC motoru a ze strany IM určíme ztráty v železe v závislosti na napětí. Napětí upravujeme při dané frekvenci podle zadaných hodnot. Současně snímáme i hodnoty proudu a příkonu naprázdno, které následně zaznamenáme do tabulky.

Tabulka 13: Naměřená data při zkoušce naprázdno

f [Hz]	40			50			60		
U [%]	U ₀ [V]	I ₀ [A]	P ₀ [W]	U ₀ [V]	I ₀ [A]	P ₀ [W]	U ₀ [V]	I ₀ [A]	P ₀ [W]
120 %	22,4			28,1			33,7		
115 %	21,5			26,9			32,3		
110 %	20,6			25,7			30,9		
105 %	19,6			24,6			29,5		
100 %	18,7			23,4			28,1		

95 %	17,8			22,2			26,7		
90 %	16,8			21,1			25,3		
85 %	15,9			19,9			23,9		
80 %	15,0			18,7			22,5		
75 %	14,0			17,6			21,1		
70 %	13,1			16,4			19,7		
65 %	12,2			15,2			18,3		
60 %	11,2			14,0			16,9		
55 %	10,3			12,9			15,5		
50 %	9,4			11,7			14,1		
45 %	8,4			10,5			12,6		
40 %	7,5			9,4			11,2		
35 %	6,5			8,2			9,8		
30 %	5,6			7,0			8,4		
25 %	4,7			5,9			7,0		
20 %	3,7			4,7			5,6		
15 %	2,8			3,5			4,2		
10 %	1,9			2,3			2,8		

2. Stanovíme konstantní ztráty a sestrojíme graf závislosti konstantních ztrát na druhé mocnině napětí. K tomu potřebujeme ještě určit ztráty ve vinutí a změřit odpor vinutí. Vypočítané hodnoty zaznamenáme do tabulky. Do grafu použijeme pouze hodnoty v rozmezí od 60 % do 30 % napájecího napětí. Při výpočtu postupujeme podle následujících rovnic.

$$P_c = P_0 - P_s \quad (106)$$

$$P_s = \frac{3}{2} R_0 I_0^2 \quad (107)$$

Tabulka 14: Vypočtené hodnoty konstantních ztrát a ztrát ve vinutí

f [Hz]	40		50		60	
U [%]	Pc [W]	Ps [W]	Pc [W]	Ps [W]	Pc [W]	Ps [W]
60 %						
55 %						
50 %						
45 %						
40 %						
35 %						
30 %						

3. Jakmile máme se strojený graf, proložíme body regresivní přímkou, kterou extrapolujeme do nulového napětí a na ose y jsme nyní schopni odečíst hodnotu ztrát třením a ventilační ztráty P_{fw0} při téměř synchronních otáčkách.
4. Následně jsme schopni určit i ztráty v železe. Sestrojíme graf závislosti ztrát v železe na napětí. Do grafu použijeme pouze hodnoty v rozmezí od 90 % do 110 % napájecího napětí. Při výpočtu postupujeme z následujících rovnic.

$$P_{Fe} = P_c - P_{fw0} \quad (108)$$

Tabulka 15: Určené hodnoty ztrát v železe

f [Hz]	40	50	60
U [%]	P_{Fe} [W]		
110 %			
105 %			
100 %			
95 %			
90 %			

5. Výsledky měření zhodnotíme.

6.3 Měření jednotlivých parametrů a regulace DC motoru

Zadání:

1. Změřte odpor vinutí při zabrzděném motoru.
2. Určete konstantu motoru $c\phi$ z napěťové rovnice pro stejnosměrný motor v ustáleném stavu.
3. Určete časovou konstantu kotvy a vypočtete indukčnost kotvy.
4. Navrhněte regulátor proudu pomocí metody optimálního modulu. Zhodnoťte chování regulátoru.
5. Určete moment setrvačnosti celého soustrojí.
6. Navrhněte regulátor otáček metodou symetrického optima.

Postup měření:

1. Vypojíme regulátor proudu, motor zabrzdíme a současně měříme hodnoty proudu při nulových otáčkách. Měření provedeme vícekrát a stanovíme průměrnou hodnotu proudu, kterou použijeme do výpočtu odporu kotvy z napěťové rovnice pro stejnosměrný motor:

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{di}{dt} + c\phi\omega \quad (109)$$

Pro ustálený stav ($\frac{di}{dt} = 0$) a nulové otáčky ($\omega = 0$) platí zjednodušení:

$$U_a = R_a I_a \quad (110)$$

2. Motor odbrzdíme, změříme otáčky a opět vyjdeme z napěťové rovnice pro stejnosměrný motor pro ustálený stav ($\frac{di}{dt} = 0$) ale s nenulovými otáčkami ($\omega \neq 0$):

$$U_a = R_a I_a + c\phi\omega \quad (111)$$

Z rovnice jsme poté schopni spočítat konstantu motoru $c\phi$.

3. Motor opět zabrzdíme a přivedeme na něj jednotkový skok napětí. Na osciloskopu sledujeme exponenciální nárůst proudu. Při dostatečně dlouhé periodě určíme v 63 % exponenciály časovou konstantu kotvy. Poté jsme schopni dopočítat indukčnost kotvy.

$$L_a = \tau_a R_a \quad (112)$$

4. Pomocí přenosové funkce soustavy a znalosti výpočtu regulátoru pomocí optimálního modulu i symetrického optima, navrhne příslušný regulátor otáček.

$$F_s = \frac{K_s}{(1 + p\tau_{men})(1 + p\tau_a)} \quad (113)$$

$$K_s = \frac{K_{men} \cdot K_{\check{c}i}}{R_a} \quad (114)$$

$$\tau_{men} = \frac{1}{f_{PWM}} \quad (115)$$

$$\mathbf{F}_{R,i}^{OM}(p) = \frac{1}{2\tau_\sigma p(1 + \tau_\sigma p)} \cdot F_s^{-1} \quad (116)$$

5. Určíme moment setrvačnosti celého soustrojí a pomocí přenosové funkce soustavy a znalosti výpočtu regulátoru pomocí symetrického optima navrhne příslušný regulátor otáček.

$$\mathbf{F}_{R,i}^{SO}(p) = \frac{(1 + 4\tau_\sigma p)}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + \tau_\sigma p)} \cdot F_s^{-1} \quad (117)$$

7 Závěr

V této práci byla stručně popsána teorie asynchronního motoru potřebná pro pochopení funkce některých bloků v prostředí SIMULINK, které byly využity při tvorbě modelu laboratorního standu s asynchronním a stejnosměrným motorem na společné hřídeli spojených přes resolver. Dále byly stručně popsány principy řízení asynchronního motoru. Tato část vychází z nevydaných skript, které byly k tomuto tématu zpracovány, a jsou spíše než pro tuto vlastní práci určeny dále jako materiál pro další studenty, kteří z nich mohou poté čerpat.

Praktická část se zabývá měřením asynchronního motoru a zpracováním naměřených dat při zkoušce naprázdno a při jmenovitém zatížení. Všechna data jsou zpracována v Excelu přiloženém k této práci společně s výchozími daty v jiném formátu, takže jsou opět využitelné pro další práce. Při zpracování se postupovalo dle normy ČSN EN 60034-2-1 Točivé elektrické stroje - Část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinnosti ze zkoušek.

Model laboratorního standu byl zpracován v prostředí MatLab (inicializační kód se všemi parametry) a v prostředí SIMULINK, kde byly využity bloky především z knihovny *Simscape Electrical*, pro jejíž pochopení byla nutná právě teorie týkající se asynchronního stroje. Další knihovnou, která byla při tomto modelování použita, byla knihovna X2C, která umožňuje vygenerování kódu v jazyce C, který může být následně použit pro nahrání do mikroprocesorů, které oba motory řídí, což bylo i provedeno a realizováno.

Poslední částí je návrh sady laboratorních úloh, které vycházejí právě z měření příslušných dat asynchronního motoru a jedna úloha se týká návrhu PI regulátoru pro stejnosměrný motor, což bylo využito i při samotném modelování. Laboratorní úlohy mohou opět sloužit k výukovým účelům.

Seznam použitých zdrojů

- [1] CSANYI, Edvard. Ten different duty types (load cycle) of three-phase asynchronous motor. *Electrical Engineering Portal* [online]. 11.12.2017 [cit. 2023-04-01]. Dostupné z: <https://electrical-engineering-portal.com/10-duty-types-three-phase-asynchronous-motors>
- [2] Hudák, O. *Laboratorního soustrojí s asynchronním a stejnosměrným motorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 59s. Vedoucí semestrální práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.
- [3] LIDMILA, P. *Identifikace parametrů motorů pro laboratorní stand*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 45 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.
- [4] SMOLÁK, M. *Software pro laboratorní stand s měniči a motory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 52 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Knobloch.
- [5] DRÁB, Dominik Číslicově řízený měnič pro asynchronní motor: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2015. 90 s. Vedoucí práce Ing. Jan Knobloch
- [6] ONDREJČEK, V. *Řídicí systém laboratorního standu pro výukové účely*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.
- [7] ČSN EN 60034-2-1 *Točivé elektrické stroje - Část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinnosti ze zkoušek*. Praha: Český normalizační institut, 2008.
- [8] PAZDERA, Ivo. *Skripta předmětu Regulované pohony 2 (MPC-RP2)*. Nevydáno. UVEE, FEKT VUT, Brno, 2022.
- [9] KADANÍK, Petr. *Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti: disertační práce*. 2004. Vedoucí práce Jiří Javůrek.
- [10] *Skripta předmětu Mikropočítačové řízení elektrických pohonů (MMRP) a Střídavé pohony (MSPO)*. Nevydáno. UVEE, FEKT VUT, Brno, 2022.

Seznam použitých zkratek, symbolů a veličin

Teorie asynchronního motoru:

M	[H]	magnetická vazba
k	[-]	činitel vazby
L_1	[H]	indukčnost první cívky
L_2	[H]	indukčnost druhé cívky
ψ_1	[Wb]	spřažený magnetický tok první cívky
ψ_2	[Wb]	spřažený magnetický tok druhé cívky
i_1	[A]	proud první cívky
i_2	[A]	proud druhé cívky
u_1	[V]	napětí první cívky
u_2	[V]	napětí druhé cívky
R_1	[Ω]	odpor první cívky
R_2	[Ω]	odpor druhé cívky
t	[s]	čas
σ	[-]	parametr
\bar{u}_R	[V]	napětí na rotoru
p_p	[-]	počet pólových dvojic
J	[kg·m ²]	moment setrvačnosti
ω_{mech}	[rad/s]	mechanické otáčky
s	[-]	skluz
n_s	[ot/min]	synchronní otáčky
n	[ot/min]	otáčky
f_s	[Hz]	synchronní frekvence
i_a	[A]	statorový proud fáze A
i_b	[A]	statorový proud fáze B
i_c	[A]	statorový proud fáze C
$\bar{i}_{s,\alpha\beta}$	[A]	statorový proud v $\alpha\beta$ souřadném systému
$i_{s,\alpha}$	[A]	α složka statorového proudu
$i_{s,\beta}$	[A]	β složka statorového proudu
$\bar{i}_{s,xy}$	[A]	statorový proud v obecných souřadnicích
ϑ_K	[rad]	obecný úhel
ω_K	[rad/s]	úhlová rychlost

Způsoby řízení asynchronního motoru:

$\bar{u}_{s,\alpha\beta}$	[V]	statorové napětí v $\alpha\beta$ souřadném systému
$\bar{i}_{s,\alpha\beta}$	[A]	statorový proud v $\alpha\beta$ souřadném systému
$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}$	[Wb]	spřažený magnetický tok v $\alpha\beta$ souřadném systému
R_s	[Ω]	odpor statoru
L_s	[H]	indukčnost statoru
t	[s]	čas
\bar{i}_μ	[A]	magnetizační proud
$\bar{i}'_{r,\alpha\beta}$	[A]	rotorový proud v $\alpha\beta$ souřadném systému přepočtený na stator
$\bar{\psi}_{s,kl}$	[Wb]	spřažený magnetický tok

$\vec{i}'_{r,kl}$	[A]	rotorový proud přepočtený na stator
R'_r		odpor rotoru přepočtený na stator
$L'_{\sigma,r}$	[H]	rotorová magnetizační indukčnost přepočtená na stator
$\vec{u}_{s,dq}$	[V]	statorové napětí v dq souřadném systému
$\vec{i}_{s,dq}$	[A]	statorový proud v dq souřadném systému
$\vec{\psi}_{s,dq}$	[Wb]	spřažený magnetický tok v dq souřadném systému
ω_s	[rad/s]	statorová úhlová rychlost
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
$\vec{i}'_{r,dq}$	[A]	rotorový proud v dq souřadném systému přepočtený na stator
$u_{s,d}$	[V]	statorové napětí separátně v ose d
$i_{s,d}$	[A]	statorový proud separátně v ose d
$i'_{r,d}$	[A]	rotorový proud separátně v ose d přepočtený na stator
$i_{s,q}$	[A]	statorový proud separátně v ose q
$u_{s,q}$	[V]	statorové napětí separátně v ose q
ψ_s	[Wb]	spřažený magnetický tok na statoru
$L_{\sigma,s}$	[H]	magnetizační indukčnost na statoru
$\psi'_{r,\alpha\beta}$	[Wb]	spřažený magnetický tok rotoru v $\alpha\beta$ souřadném systému přepočtený na stator
$\vec{\psi}'_{r,kl}$	[Wb]	spřažený magnetický tok rotoru přepočtený na stator
L'_r	[H]	indukčnost rotoru přepočtená na stator
$\vec{i}_{s,kl}$	[A]	statorový proud
$\vec{\psi}'_{r,dq}$	[Wb]	spřažený magnetický tok rotoru v dq souřadném systému přepočtený na stator
ψ'_r	[Wb]	spřažený magnetický tok rotoru přepočtený na stator
ψ	[Wb]	spřažený magnetický tok
U_i	[V]	indukované napětí
$F_{r,i,d}$	[-]	přenosová funkce proudové smyčky na rotoru separátně v ose d
F_{OM}	[-]	přenosová funkce podle metody optimálního modulu
$F_{s,i,d}$	[-]	přenosová funkce proudové smyčky na statoru separátně v ose d
τ_e	[s]	elektromechanická časová konstanta
τ_{men}	[s]	časová konstanta měniče
$K_{s,i,d}$	[-]	zesílení proudové smyčky na statoru separátně v ose d
K_{men}	[-]	zesílení měniče
$K_{\check{c}p}$	[-]	zesílení čidla proudu
$F_{r,i,q}$	[-]	přenosová funkce proudové smyčky na rotoru separátně v ose q
$F_{r_\psi r}$	[-]	přenosová funkce smyčky spřaženého magnetického toku na rotoru
$F_{s_\psi r}$	[-]	přenosová funkce smyčky spřaženého magnetického toku na statoru
τ_i	[s]	časová konstanta proudu
$K_{s_\psi r}$	[-]	zesílení smyčky spřaženého magnetického toku na statoru

ω_r	[rad/s]	rotorová úhlová rychlost
F_{r_ω}	[-]	přenosová funkce otáčkové smyčky na rotoru
F_{s_ω}	[-]	přenosová funkce otáčkové smyčky na statoru
F_{SO}	[-]	přenosová funkce dle metody symetrického optima
$\tau_{c\omega}$	[s]	časová konstanta otáček
K_{s_ω}	[-]	zesílení otáčkové smyčky na statoru
Měření parametrů:		
P_2	[W]	mechanický výkon
M	[Nm]	moment motoru
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
n_n	[ot/min]	jmenovité otáčky
U_1	[V]	jmenovité napětí
f_n	[Hz]	jmenovitá frekvence
$\cos\varphi$	[-]	účinník
I_n	[A]	jmenovitý proud
P_1	[W]	příkon
η	[-]	účinnost
P_c	[W]	konstantní ztráty
P_0	[W]	příkon naprázdno
P_s	[W]	ztráty ve vinutí
R	[Ω]	odpor vinutí
I	[A]	proud motorem
P_{fw0}	[W]	ztráty třením a ventilační ztráty
P_{Fe}	[W]	ztráty v železe
Model laboratorního standu:		
F_R	[-]	přenos regulátoru
F_{OM}	[-]	přenos dle metody optimálního modulu
F_s	[-]	přenos soustavy
τ_σ	[s]	náhradní časová konstanta
τ_{men}	[s]	časová konstanta měniče
τ_a	[s]	časová konstanta kotvy
K_s	[Ω^{-1}]	zesílení soustavy
K_{men}	[-]	zesílení měniče
$K_{\check{i}}$	[-]	zesílení čidla proudu
R_a	[Ω]	odpor vinutí
L_a	[H]	indukčnost kotvy
f_{PWM}	[Hz]	frekvence měniče
f	[-]	regulační faktor
n	[ot/min]	otáčky
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
P_1	[W]	příkon
P_A	[W]	příkon fáze A
P_B	[W]	příkon fáze B
u_A	[V]	napětí fáze A
i_A	[A]	proud fáze A
u_B	[V]	napětí fáze B
i_C	[A]	proud fáze C

M	[Nm]	moment DC motoru
c_ϕ	[Vs]	konstanta DC motoru
I	[A]	proud DC motorem

Měření zatěžovací charakteristiky asynchronního motoru:

M	[Nm]	moment motoru
c_ϕ	[Vs]	konstanta motoru
I	[A]	proud motorem
U	[V]	napětí na motoru
n	[ot/min]	otáčky
P_1	[W]	příkon
P_2	[W]	výkon
η	[-]	účinnost

Měření celkových a jednotlivých ztrát asynchronního motoru při měření naprázdno:

U_0	[V]	napětí naprázdno
I_0	[A]	proud naprázdno
P_0	[W]	příkon naprázdno
f	[Hz]	frekvence
P_c	[W]	konstantní ztráty
P_s	[W]	ztráty ve vinutí
R_0	[Ω]	odpor vinutí
P_{fw0}	[W]	ztráty třením a ventilační ztráty
P_{Fe}	[W]	ztráty v železe

Měření jednotlivých parametrů a regulace DC motoru:

U_a	[V]	napětí na motoru
I_a	[A]	proud motorem
R_a	[Ω]	odpor vinutí
c_ϕ	[Vs]	konstanta motoru
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
L_a	[H]	indukčnost kotvy
τ_a	[s]	časová konstanta kotvy
τ_{men}	[s]	časová konstanta měniče
K_s	[Ω^{-1}]	zesílení soustavy
K_{men}	[-]	zesílení měniče
$K_{\check{c}i}$	[-]	zesílení čidla proudu
f_{PWM}	[Hz]	frekvence měniče
f	[-]	regulační faktor
τ_σ	[s]	náhradní časová konstanta
$F_{R,i}^{OM}$	[-]	přenos dle metody optimálního modulu
$F_{R,i}^{SO}$	[-]	přenos dle metody symetrického optima

Seznam obrázků a grafů

Obr. č. 1: Magnetická vazba dvou cívek (převzato z [10]).....	11
Obr. č. 2: Systém cívek se separovanými rozptylovými indukčnostmi (převzato z [10])	12
Obr. č. 3: Náhradní zapojení ve tvaru gama článku (převzato z [10]).....	14
Obr. č. 4: Náhradní zapojení ve tvaru inverzního gama článku (převzato z [10]).....	14
Obr. č. 5: Uspořádání vinutí v asynchronním stroji (převzato z [10]).....	15
Obr. č. 6: Konstrukce prostorového vektoru statorového proudu (převzato z [10]).....	16
Obr. č. 7: Inverzní Clarkové transformace (převzato z [10]).....	17
Obr. č. 8: Parkova transformace (převzato z [10]).....	17
Obr. č. 9: <i>Gama</i> články před převedením do <i>dq</i> souřadného systému (převzato z [8])..	18
Obr. č. 10: <i>Inverzní gama</i> články před převedením do <i>dq</i> souřadného systému (převzato z [8]).....	19
Obr. č. 11: Model proudové smyčky v ose <i>d</i> (převzato z [8])	23
Obr. č. 12: Model proudové smyčky v ose <i>q</i> (převzato z [8])	23
Obr. č. 13: Kompletní regulační schéma vektorového řízení	25
Obr. č. 14: Laboratorní stand s asynchronním motorem (vlevo).....	27
Obr. č. 15: Štítek motoru <i>SIEMENS</i> (typ 1LA7063-4AA90).....	28
Obr. č. 16: Zatěžovací křivka typu S1 (vlevo) a S2 (vpravo) (převzato z [1])	29
Obr. č. 17: Zatěžovací křivka typu S3 (vlevo) a S4 (vpravo) (převzato z [1])	30
Obr. č. 18: Zatěžovací křivka typu S5 (vlevo) a S6 (vpravo) (převzato z [1])	30
Obr. č. 19: Zatěžovací křivka typu S7 (vlevo) a S8 (vpravo) (převzato z [1])	31
Obr. č. 20: Zatěžovací křivka typu S9 (vlevo) a S10 (vpravo) (převzato z [1])	31
Obr. č. 21: Graf závislosti momentu na otáčkách (50 Hz, 100 % napětí)	33
Obr. č. 22: Graf závislosti účinnosti na otáčkách/výkonu (50 Hz, 100 % napětí).....	34
Obr. č. 23: Graf závislosti konstantních ztrát na druhé mocnině napětí	36
Obr. č. 24: Graf závislosti ztrát v železe v závislosti na napětí	37
Obr. č. 25: Štítek asynchronního motoru v MatLabu	38
Obr. č. 26: Parametry asynchronního motoru (v MatLab kódu)	38
Obr. č. 27: Parametry stejnosměrného motoru (v MatLab kódu).....	39
Obr. č. 28: Parametry měniče (v MatLab kódu).....	39
Obr. č. 29: Výpočet PI regulátoru proudu (v MatLab kódu)	39
Obr. č. 30: Elektrická část s měničem a senzory proudu a napětí	40
Obr. č. 31: Mechanická část s asynchronním a stejnosměrným motorem.....	41
Obr. č. 32: Porovnání měření příkonu pomocí Aronovy metody	42
Obr. č. 33: Vstupní část řízení asynchronního motoru	43
Obr. č. 34: Výstupní část řízení asynchronního motoru	43
Obr. č. 35: Řízení stejnosměrného motoru	44
Obr. č. 36: Propojení laboratorního standu s mikroprocesory a <i>Power sensorem</i>	44
Obr. č. 37: Ukázka snímání vstupních a výstupních parametrů v <i>X2C Scope</i>	45
Obr. č. 38: Ukázka snímání vstupních a výstupních parametrů na <i>Power analyzoru</i>	45
Obr. č. 39: Porovnání hodnot otáček z měření a ze simulace.....	46
Obr. č. 40: Porovnání hodnot příkonu z měření a ze simulace.....	46

Seznam tabulek

Tabulka 1: Odečtené parametry ze štítku motoru	27
Tabulka 2: Hodnoty odporů před zkouškou a výsledný odpor bezprostředně po ní	32
Tabulka 3: Příklad naměřených hodnot při zkoušce při jmenovitém zatížení	32
Tabulka 4: Příklad vypočtených hodnot výkonu a účinnosti	33
Tabulka 5: Zhodnocení parametrů s největší účinností stroje	34
Tabulka 6: Ukázka naměřených dat při zkoušce naprázdno	35
Tabulka 7: Ukázka vypočtených hodnot konstantních ztrát	35
Tabulka 8: Ukázka vypočtených hodnot ztrát v železe	37
Tabulka 9: Porovnání hodnot příkonu na Power analyzoru a v SIMULINKU	45
Tabulka 10: Přepoččet požadovaného momentu na hodnoty proudu DC motorem	47
Tabulka 11: Naměřená data při zkoušce při jmenovitém zatížení	47
Tabulka 12: Naměřená pro výpočet výkonu a účinnosti	48
Tabulka 13: Naměřená data při zkoušce naprázdno	49
Tabulka 14: Vypočtené hodnoty konstantních ztrát a ztrát ve vinutí	50
Tabulka 15: Určené hodnoty ztrát v železe	51

Seznam příloh

1. Laboratorní úlohy
 - a. Laboratorní úloha č. 1
 - b. Laboratorní úloha č. 2
 - c. Laboratorní úloha č. 3
2. Měření motoru
 - a. Měření naprázdno
 - b. Měření při jmenovitém zatížení
 - c. Měření motoru
3. Model laboratorního standu
 - a. stand_final
 - b. stand_nove
4. Přepřacované skripta
 - a. Skalární řízení ASM (přepřacováno)
 - b. Vektorové řízení ASM (přepřacováno)