

# **Analýza a návrh frekvenčně řízeného pohonu pro pohyb gumárenských kalandrů**

Bc. Jan Turek

---

Diplomová práce  
2016



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky

---

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan Turek**  
Osobní číslo: **A14401**  
Studijní program: **N3902 Inženýrská informatika**  
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**  
Forma studia: **prezenční**

Téma práce: **Analýza a návrh frekvenčně řízeného pohonu pro pohyb gumárenských kalandrů**

Téma anglicky: **The Analysis and Design of a Frequency-controlled Drive for the Movements of Rubber Calenders**

Zásady pro vypracování:

1. Vytvořte 3D model existujícího zařízení pro mísení a vytváření gumové směsi.
2. Identifikujte parametry použitého indukčního motoru.
3. Vytvořte dynamický model fyzikálních interakcí, včetně existujícího indukčního motoru.
4. Navrhněte a analyzujte frekvenční měnič pro skalární řízení otáček indukčního motoru s konstantním poměrem  $U/f$ .
5. Simulačně ověřte ovládání  $U/f$  na reálném uspořádání pohonu kalandru.
6. Analyzujte komerčně dodávané zařízení (měnič), včetně jeho ovládání přes CAN-bus.

Rozsah diplomové práce: -  
Rozsah příloh: -  
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **ÚŘEDNÍČEK, Z.:** Elektromechanické akční členy, Univerzita T. Bati ve Zlíně, Zlín 2009, ISBN 978-80-7318-835-1
2. **ÚŘEDNÍČEK, Z.:** Robotika, Univerzita T. Bati ve Zlíně, Zlín 2012, ISBN 978 80 7454 223 7
3. **BRANŠTETTER, P.:** Technické prostředky pro řízení elektrických pohonů, FEI VŠB-TU Ostrava 2005
4. **ŽALMAN, M.:** Akčné členy, Fakulta elektrotechniky a informatiky STU Bratislava, Bratislava 2002
5. **SKALICKÝ, J.:** Elektrické servopohony, skripta Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií, Brno
6. **CRAIG, J. J.** Introduction to Robotics, Mechanics and Control. Reading, Mas. : Addison-Wessley, 1989. ISBN 0201103265
7. **BRADLEY D.A &KOL.:** Machatronics, Chapman &Hall1991, ISBN 0-412-58290-2

Vedoucí diplomové práce: **doc. RNDr. Ing. Zdeněk Úředníček, CSc.**  
Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání diplomové práce: **19. února 2016**

Termín odevzdání diplomové práce: **25. května 2016**

Ve Zlíně dne 19. února 2016



doc. Mgr. Milan Adámek, Ph.D.  
*děkan*



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*ředitel ústavu*

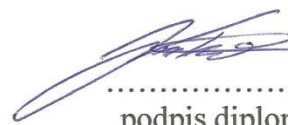
## **Prohlašuji, že**

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen připouští-li tak licenční smlouva uzavřená mezi mnou a Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně s tím, že vyrovnání případného přiměřeného příspěvku na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše) bude rovněž předmětem této licenční smlouvy;
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

## **Prohlašuji,**

- že jsem na diplomové/bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně, dne 25. 5. 2016



.....  
podpis diplomanta

## **ABSTRAKT**

Práce se zabývá problematikou ovládání otáček běžného asynchronního motoru s kotvou na krátko, aplikovanou na gumárenském kalandru se dvěma válci, přičemž řešen je přístup skalární regulace momentu, někdy označován jako  $U/f = \text{konst.}$  V řešení jsou dále zahrnuty postupy pro určení zátěžných momentů, a tím přizpůsobení výběru asynchronního motoru, včetně frekvenčního měniče. Na základě podrobně vysvětleného uspořádání a principů dynamického modelu fyzikálních interakcí, lze modelovat podobný mechanický řetězec, který je potřeba ovládat.

Klíčová slova: Kalandr, Asynchronní stroj, Frekvenční měnič, Návrh pohonu

## **ABSTRACT**

This thesis deals with control of speed of conventional induction motor with squirrel cage, which is connected to the rubber calender with two barrels, using scalar control of torque, sometimes referred as  $U/f = \text{const.}$  The solution contains procedures for load torques determination from which is possible to tune induction motor parameters, including variable-frequency driver. On the basis of detailed explanation of structures and principles of dynamics is possible to model similar mechanical chain, which requires control.

Keywords: Calender, Asynchronous engine, Variable-frequency driver, Drive design

# OBSAH

<b>ÚVOD</b> .....	<b>8</b>
<b>I TEORETICKÁ ČÁST</b> .....	<b>10</b>
<b>1 KALANDR A JEHO POUŽITÍ</b> .....	<b>11</b>
1.1 FUNKCE KALANDRU .....	11
1.2 KONSTRUKCE KALANDRU .....	12
1.2.1 Uspořádání a válce .....	12
1.2.2 Termoregulace.....	15
1.2.3 Pohony.....	16
<b>2 ASYNCHRONNÍ STROJ</b> .....	<b>17</b>
2.1 KONSTRUKCE ASYNCHRONNÍHO STROJE.....	17
2.2 FUNKCE ASYNCHRONNÍHO STROJE .....	18
2.2.1 Stator .....	18
2.2.2 Rotor.....	21
2.3 MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA ASYNCHRONNÍHO STROJE .....	22
2.3.1 Chování stroje jako motor .....	24
2.3.2 Chování stroje jako brzda.....	24
2.3.2.1 Brzdění stejnosměrným napětím .....	24
2.3.2.2 Brzdění reverzací chodu .....	25
2.3.2.3 Generátorické brzdění.....	25
2.4 PARAMETRY PRO OVLÁDÁNÍ .....	25
<b>3 MOŽNOSTI OVLÁDÁNÍ A ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO STROJE</b> .....	<b>26</b>
3.1 MATEMATICKÝ MODEL FYZIKÁLNÍCH INTERAKCÍ .....	26
3.1.1 Maticová interpretace vícerozměrného systému .....	29
3.1.2 Interpretace s použitím transformace souřadnic .....	31
3.1.3 Ustálený stav dynamického modelu.....	35
3.1.4 Momentová charakteristika .....	37
3.2 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ .....	40
3.2.1 Popis skalárního řízení .....	40
3.2.2 Úvaha tření uložení rotoru a použitelnost pro zjednodušení návrhu pohonu.....	43
3.2.3 Chování a omezení skalárního řízení .....	45
3.2.4 Podstatné parametry pro modelování asynchronního stroje při $U/f =$ konst. ....	48
3.3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....	49
3.3.1 Přímé vektorové řízení .....	49
3.3.2 Nepřímé vektorové řízení.....	50
3.4 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU .....	50
3.5 POSOUZENÍ VHODNOSTI SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ .....	50
<b>4 FREKVENČNÍ MĚNIČ</b> .....	<b>51</b>
4.1 FUNKCE FREKVENČNÍHO MĚNIČE .....	51
4.2 KONSTRUKCE FREKVENČNÍHO MĚNIČE.....	52
4.2.1 Usměrňovač.....	52
4.2.2 Stabilizátor .....	53

4.2.3	Střídač .....	54
4.2.4	Řídící obvody .....	55
4.3	PRINCIPY PWM MODULACE .....	56
4.3.1	Realizace PWM spínání 3F soustavy .....	56
<b>II PRAKTICKÁ ČÁST .....</b>		<b>59</b>
<b>5</b>	<b>REÁLNÝ KALANDR .....</b>	<b>60</b>
5.1	POUŽITÍ A ZÁJMY MAJITELE .....	60
5.2	PARAMETRY .....	61
5.2.1	Určení momentů setrvačnosti hnaných součástí .....	61
5.2.2	Převodovky .....	64
5.3	URČENÍ MAXIMÁLNÍHO PRACOVNÍHO ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU .....	65
5.4	URČENÍ MAXIMÁLNÍHO CELKOVÉHO ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU .....	68
5.4.1	Určení dílčích zátěžných momentů a ztrát převodovek .....	68
<b>6</b>	<b>REÁLNÝ ASYNCHRONNÍ STROJ A JEHO MODEL .....</b>	<b>70</b>
6.1	IDENTIFIKACE REÁLNÉHO STROJE .....	70
6.2	DYNAMICKÝ MODEL REÁLNÉHO STROJE .....	74
<b>7</b>	<b>SIMULACE .....</b>	<b>76</b>
7.1	MODEL AKTUÁLNÍHO USPOŘÁDÁNÍ .....	76
7.2	PŘIPOJENÍ FREKVENČNÍHO MĚNIČE K MOTORU .....	78
7.3	MODEL CELKOVÉHO BUDOUCÍHO USPOŘÁDÁNÍ .....	81
<b>8</b>	<b>TYPOVÝ NÁVRH A ANALÝZA FREKVENČNÍHO MĚNIČE .....</b>	<b>83</b>
8.1	SCHNEIDER ELECTRIC ALTIVAR ATV71HD90N4 .....	84
8.1.1	Provozní režimy .....	85
8.1.1.1	Energetické přizpůsobení nevyvážených zátěží ENA .....	85
8.1.1.2	Vektorové řízení FVC .....	85
8.1.1.3	Bez senzorové vektorové řízení SFVC .....	85
8.1.1.4	Konstantní poměr napětí k frekvenci $U/f = konst.$ .....	85
8.1.2	Komunikační rozhraní .....	85
8.2	NASTAVENÍ SKALÁRNÍHO ŘÍZENÍ .....	87
8.2.1	Prvotní nastavení .....	87
8.3	MOŽNOST OVLÁDÁNÍ PROSTŘEDNICTVÍM CAN-BUS .....	91
8.3.1	Nastavení přenosu .....	91
8.3.2	Nastavení příkazů .....	92
<b>ZÁVĚR .....</b>		<b>93</b>
<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....</b>		<b>94</b>
<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>		<b>97</b>
<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>		<b>98</b>

## ÚVOD

V průmyslové oblasti se nachází stále velké množství indukčních motorů pohánějící nej-různější zařízení, přičemž jsou přímo připojeny na rozvodnou síť elektrického napětí. Tím je znemožněno ovládat otáčky, případně moment točivého stroje, i když by si to jejich aplikace vyžadovaly, bez ohledu na zastaralé mnohdy i energeticky neúčinné principy.

Principiálně existuje několik možností, jak docílit požadovaného chování elektrických pohonů, přitom asynchronní motor je jedním z nejsložitějších elektrických točivých strojů vůbec, a jeho řízení vyžaduje velmi rychlé procesory.

Na základě matematického modelování fyzikálních jevů je možné vytvořit dynamické modely reálných strojů a procesů, na kterých je možné provádět simulační ověření jejich chování, díky čemuž lze v budoucnu sestavit fungující řešení, aniž by bylo nutné investovat finanční prostředky do potenciálně nefungujících konstrukcí, nebo zapojení.

I když většina populace netuší o existenci a důvodu vzniku kalandrů, produkty tohoto stroje využívá v každodenním životě. Kalandr lze nalézt v papírenském, gumárenském, textilním, ale i chemickém průmyslu a jeho funkce je nenahraditelná pro veškeré procesy válcování viskózních materiálů, ať už se jedná o pryž, nebo barvy pro offsetový tisk.

Účelem práce je pro podnik zabývající se výrobou tlumících pryžových bloků (tzv. silent-bloků) automobilu světových značek navrhnout systém, kterým by na existujícím kalandru bylo možné regulovat otáčky, a tak zvýšit ergonomii práce obsluhy.

Stávající řešení je nevyhovující především z důvodu nutnosti velmi rychle odstraňovat tažené pásy po procesu kalandrování, u kterého hrozí riziko úrazu.



Poděkování věnuji vedoucímu mé diplomové práce, panu doc. RNDr. Ing. Zdeňku Úředníčkovi, CSc., za cenné rady při řešení interakcí strojů, za ochotu navštívit podnik, ve kterém se kalandr fyzicky nachází, za velmi rychlé informační zpětné vazby a celkově za přátelskou spolupráci.

Dále chci poděkovat především rodině a přátelům, kteří museli snášet mé výkyvy nálad po celou dobu studia, a i přesto mne podporovali.

Prohlašuji, že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

## **I. TEORETICKÁ ČÁST**

## 1 KALANDR A JEHO POUŽITÍ

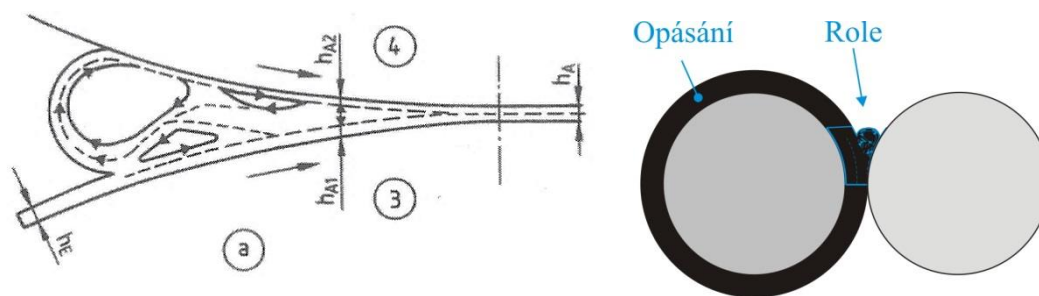
Jedná se o průmyslový stroj využívaný pro válcování a homogenizaci mnoha druhů materiálů. Všeobecně je používán pro viskózní materiály a jeho provedení, zvláště v gumárenském průmyslu, bývá konstrukčně velmi robustní. Kalandr lze nalézt v papírenském průmyslu při leštění, hlazení, případně žehlení rozměrných archů, avšak stroj má i specifické použití při míchání barev pro ofsetový tisk, při kterém jsou používány viskózní barvy.

Jelikož práce pojednává o stroji pro gumárenský průmysl, v dalších kapitolách budou výlučně informace spjaté s touto tematikou.

Zařízení je v gumárenském průmyslu používáno pro přípravu přesně dimenzovaných plošných útvarů různé tloušťky a dále k nanášení kaučukových směsí na textilie.

### 1.1 Funkce kalandru

Kalandrování je postaveno na hnětení kaučukové směsi vždy v oblasti štěrbině mezi válci. Přebytný materiál, tzv. návlek, se hromadí před štěrbinou v podobě otáčející role a skrz štěrbinu prochází pouze materiál předem definované tloušťky, v případě prvního stupně kalandrování opásání definované tloušťky (viz v kapitole 1.2.1 Uspořádání a válce str.12).



Obrázek 1 – Role přebytného materiálu vznikající při kalandrování [1]

Tyto role vznikají na každém stupni kalandrování a jsou vytvářeny především z důvodu hnětení kaučukové směsi pomocí rozdílné obvodové rychlosti válců. Přebytný materiál se objevuje i bez hnětení při ztenčování profilu. Přirozeně intenzita hnětení směsi klesá s každým stupněm na kalandru. Čím bude nižší i rozdíl obvodové rychlosti válců, tím bude role menší, a tím bude výsledný vzhled a materiál získávat na dokonalosti, a naopak.

Na prvním stupni kalandrování dochází především k homogenizaci nevulkanizované kaučukové směsi. Zde je zapotřebí největší moment působící ve štěrbině především z důvodu dávkování.

## 1.2 Konstrukce kalandru

Při kalandrování dochází k velmi velkým silovým působením, primárně v oblasti štěrbin, které vyžadují velmi robustní konstrukce.

### 1.2.1 Uspořádání a válce

V závislosti na požadované jakosti výstupní suroviny se gumárenské kalandry nejčastěji sestávají ze dvou až čtyř válců, mezi nimiž se nachází úzká štěrbina o předem definované tloušťce odvislé na stupni kalandrování.

Výstupní surovina stroje složeného ze dvou válců bývá dále formována následujícími zařízeními a zřídka je použita jako konečný produkt. Víceválcové kalandry jsou již schopny tvářet finální plošné materiály, a také je již lze použít pro nanášení pryže na textilie.



Obrázek 2 - Několik uspořádání válců kalandrů

Konstrukce válců vyžadují mimořádnou obvodovou přesnost, a to hlavně za provozní teploty. Válce bývají vyrobeny z litiny, často laserem povrchově kalené a povrch pracovního obvodu bývá tvrdě chromován z důvodu zvýšení především chemické odolnosti.

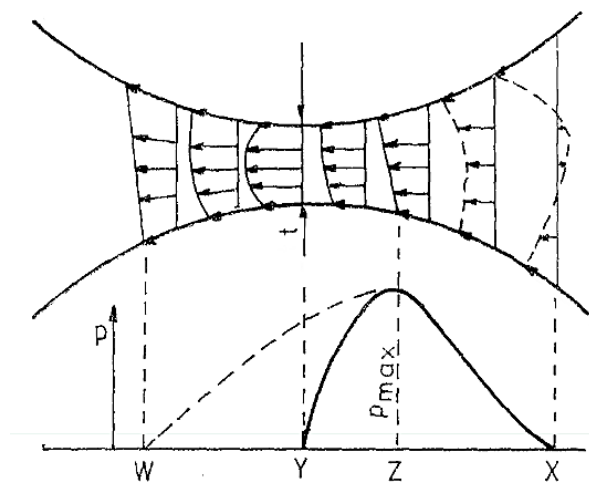
Pro válce kalandrů existuje také předepsaný poměr mezi délkou a průměrem válců. Do nedávna byl tento poměr stanoven na hodnotu 2,5, u novějších strojů se poměr pohybuje okolo 3,7. Změna byla možná po příchodu nových technologií, které umožnili snížit množství ocele. Podle starého měřítka na 1000 mm kalandrový válec připadl 400 mm průměr, dnes již připadá pouze 270 mm. [2]

Při kalandrování dochází k utváření rozdílných tlouštěk materiálu na okrajích a uprostřed válců. Tento problém se objevuje z důvodu ohybu válců rozpěrným silovým působením kaučukové směsi v oblasti mezery okolo svých os rotace. Problému lze předejít použitím tzv. bombírovaných válců, kdy válec je soustružen s větším průměrem uprostřed. Avšak

tato úprava je jednorázová a pouze pro konkrétní druh kaučukové směsi, jelikož každá směs má rozdílnou viskozitu.

Další metodou jak zamezit tvorbě rozdílných tlouštěk materiálu je použití jemného vybočení os válců, čímž se působení momentu uprostřed štěrbiny zvýší oproti oběma koncům válců [2].

Pokud budeme dále uvažovat kalandry, které nevyužívají výše uvedených úprav a obvodové rychlosti válců budou rozdílné, tak pro tlakový profil na štěrbině bude odpovídat níže uvedený obrázek.



Obrázek 3 - Rozložení tlaků ve štěrbině [1]

Jelikož práce pojednává o návrhu pohonu, předmětem dalšího zkoumání budou hodnoty  $p_{max}$  z čehož lze dále určit maximální velikost zátěžného momentu na štěrbině.

Pomocí newtonovské analýzy a Reynoldsové rovnice, uvedené ve zdroji [1] str. 102, je možné situaci pro jeden stupeň kalandrování bez hnětení modelovat tlakový profil jako

$$p(a) = 3\eta U \frac{\sqrt{2Rh_0}}{h_0^2} \int_{-aH}^a \frac{a^2 - a^{*2}}{(a^2 + 1)^3} da \quad (1)$$

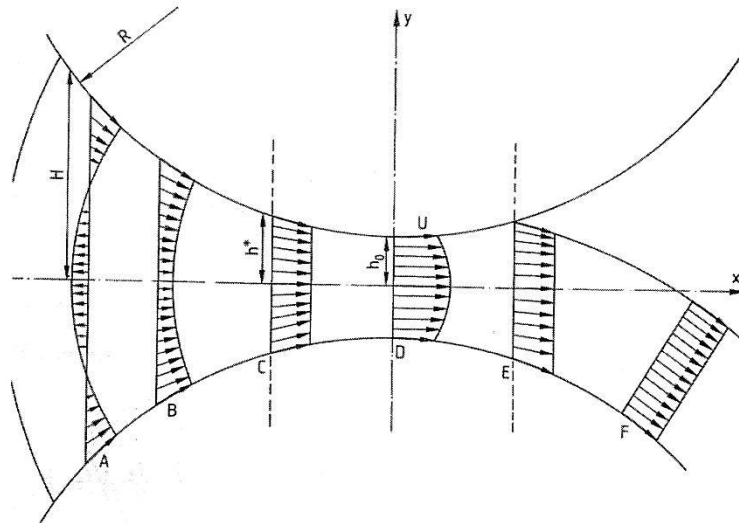
Kde  $\eta$ ... dynamická viskozita [Pa · s],  $U$ ... rychlost rotace [ $m \cdot s^{-1}$ ],  $R$  ... poloměr válce [m],  $h_0$ ... polovina šířky štěrbiny [mm].

Pomocná proměnná  $a$  je označována jako zotavovací parametr materiálu po průchodu štěrbinou, její definiční vztah je popsán jako

$$a = \pm \sqrt{\frac{h}{h_0} - 1} = \frac{x}{\sqrt{2Rh_0}} \quad (2)$$

Kde  $h$ ... polovina výsledné tloušťky opásání/pásu [mm],  $x$  ... vzdálenost podél osy  $x$  z bodu D do E, viz Obrázek 4 [m].

Oproti tomu  $a^*$  je označován jako zotavovací index a jeho hodnota může být určena na základě rovnice (1) položením tlakového profilu na výstupu rovno nule  $p(a^*) = 0$ .



Obrázek 4 - Přibližný tok kaučukové směsi mezi válci [1]

Důležitým faktorem ovlivňující tlak ve štěrbině je návlek, anglicky pak *bank*. Jeho velikost je udávána poměrem  $H/h_0$ .

Tlakový profil byl uvažován bez hnětení směsi. Pokud bude situace uvažována včetně hnětení, tlakový profil se změní, avšak předměty zájmu jsou pouze síla a odporový moment vyvíjené na válce. Zdroj [1] uvádí obě situace, ale z průběhu grafů tlakových profilů ve štěrbině lze pozorovat pouze odchylky v oblastech počátečního a konečného působení tlaků, maximální tlak však zůstává nezměněn při uvažování stejného návleku  $H/h_0$ . Pro obě situace je tedy využíván totožný vztah k určení síly  $F$  a odporového momentu  $C$ .

Mimo jiné stejný zdroj uvádí, že níže uvedené vztahy jsou hlavním předmětem zájmu pro konstruktéry kalandrů, tedy je lze použít i pro analýzu a návrh pohonu.

Pro výpočet síly  $F$  bývá využit vztah

$$F = 1,23 \frac{\eta R U W}{h_0} \text{ [kN]} \quad (3)$$

Dále pro určení odporového momentu  $C$  ve štěrbině

$$C = 1,62\eta RUW \frac{\sqrt{2R}}{h_0} \text{ [kNm]} \quad (4)$$

Kde  $\eta$ ... dynamická viskozita [ $\text{Pa} \cdot \text{s}$ ],  $U$ ... rychlost rotace válce [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ],  $R$  ... poloměr válce [ $\text{m}$ ],  $h_0$ ... polovina šířky štěrbiny [ $\text{mm}$ ]<sup>1</sup> a  $W$  ... pracovní šířka válce [ $\text{m}$ ].

Pro návrh pohonu je stěžejní velikost odporového momentu  $C$ .

### 1.2.2 Termoregulace

Pro korektní funkčnost kalandru musí být přítomna regulace teploty kalandrované kaučukové směsi. Jedná se o velmi důležitý a nezanedbatelný proces, kterým se předchází předčasně vulkanizaci pryže. Jako vstupní surovina bývá nejčastěji uvažována předeštěná směs z hnětiče, ale v praxi se lze setkat s dvouválcem, který vstupní surovinu díky hnětení homogenizuje a také zahřívá [2]. U tohoto přístupu je nutno uvažovat zvýšení viskozity materiálu, tedy generování vyššího odporového momentu ve štěrbině.

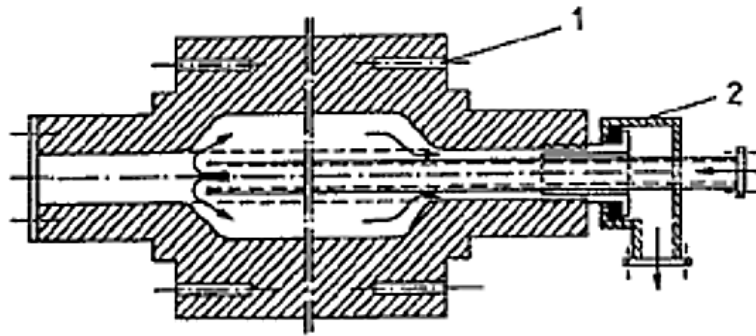
U kalandrování fólií musí být zajištěna přesnost regulace až na  $\pm 1$  °C. Teplotní profil válce musí být rovnoměrně rozložen a k hlavním problémům dochází v oblastech kluzných, případně valivých ložisek válců, kde je prostup tepla nejzásadnější. V těchto oblastech jsou stroje doplněny o odporové vytápění. Jako chladicí/vytápěcí médium je používána tlaková voda, jež je nejčastěji vháněna do dutých válců kalandru prostřednictvím trubky blíže k protilehlému ložisku a výstup vody je přítomen na stejném konci válce jako vstup.

Na Obrázku 5 je ukázán řez válcem kalandru, kde vynášecí kóta 1 označuje otvory pro přídavná odporová topení a vynášecí kóta 2 označuje vstupně výstupní hlavu média. Směr proudění kapaliny je znázorněn šipkami. Toto rozložení platí pro válce s centrálním otvorem, které se vyskytuje nejčastěji [2].

Na trhu se objevují i kalandry s oboustranným připojením, kde na jednom konci válce je vstup a na druhém výstup média. Toto uspořádání je ale velmi nepraktické pro kalandry se samostatným pohonem válců.

---

<sup>1</sup> Pro korektní výpočet je nutno dodržet předepsané jednotky, i když všechny nejsou základní



Obrázek 5 - Řez válcem kalandru s centrálním otvorem [2]

### 1.2.3 Pohony

U současných moderních strojů je obvyklé, že každý válec má svůj vlastní regulovatelný pohon. Tato konfigurace dokáže velmi jednoduše měnit intenzitu hnětení kaučukové směsi. Každá pryž vyžaduje rozdílnou intenzitu hnětení, přičemž největší rozdíly se objevují u syntetického a přírodního kaučuku [1].

V dřívějších dobách, pokud bylo potřeba regulovat otáčky jednotlivých válců, byly nasazovány rozměrné stejnosměrné motory, jelikož jejich řízení není příliš komplikované a tehdy snadno realizovatelné. V případech, kde nebylo potřebné regulovat otáčky motoru a jediný zdroj točivého momentu byl transformován a dělen pomocí převodovek, byl s výhodou použit bezúdržbový bezkartáčový asynchronní stroj s konstantní vzduchovou mezerou a kotvou nakrátko, jelikož tento stroj disponuje řadou výhod oproti stejnosměrným strojům, ale jeho řízení bylo v historii velmi komplikované až nemožné z důvodu nepřítomnosti a nedostatku potřebných elektronických součástek. V současné „křemíkové době“ jsou pohony realizovány pomocí asynchronních strojů, které se v praxi nejlépe osvědčily.

S příchodem možnosti ovládat otáčky jednotlivých válců se zpřístupnilo snadnější nastavení tloušťky materiálu, odpadlo použití velkého množství těžkých ozubených kol, které způsobovaly problémy při termoregulaci, dále se umožnilo provádět snadné nastavení křížení válců pomocí nejčastěji hydraulických pístnic a kardanového spojení, v neposlední řadě vznikla možnost automatizovat celý proces kalandrování včetně okamžitého přenastavení stroje v případě zjištění drobné odchylky v tloušťce výstupní suroviny, nebo průhybu válce.

Pro kalandrování je nejčastěji využívána regulace otáček na intervalu  $\langle 10; 100 \rangle \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$ .

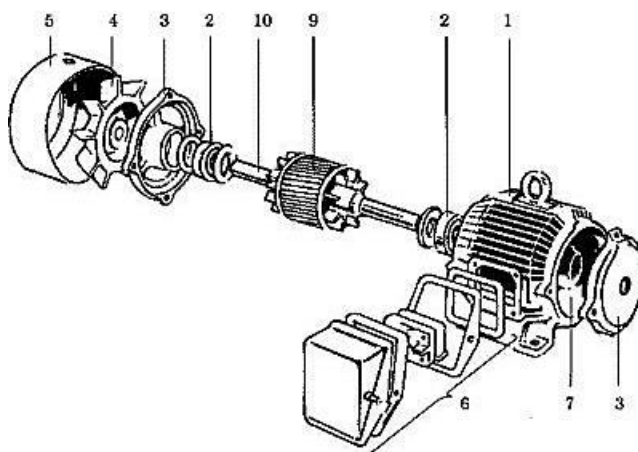


## 2 ASYNCHRONNÍ STROJ

Stroj si našel své místo ve většině průmyslových aplikací kde je také nejrozšířenější. Nesmírnou výhodou je téměř bezúdržbový provoz díky absenci galvanického propojení kartáčových kontaktů a sběrných kroužků, často se dříve projeví opotřebované ložisko než porucha na některém z vinutí.

Pro kalandry je potřeba generovat vysoký moment, z tohoto důvodu bude práce dále uvažovat 3 fázové síťové napájecí napětí, jelikož stroje připojitelné na 1 fázové síťové napětí nedosahují požadovaného výkonu.

### 2.1 Konstrukce asynchronního stroje



Obrázek 6 - Uspořádání AS s kotvou nakrátko [3]

Stroj je pro uvažovanou aplikaci složen ze stacionární části, do které je integrován nepohyblivý stator. Tato stacionární část je složena z tělesa pláště (1), ložisek (2), ložiskových štítů (3), postranní připojovací skřínky (6) a krytu ventilátoru (5). Samotný stator tvoří železné plechy obsahující dělené drážky zakončeny póly. Skrz drážky jsou protažena 3 statorová vinutí, přičemž každé vinutí je napájeno jednou síťovou fází. Pohyblivá část označována jako rotor (9) je dále osazena výstupním hřídelem (10) a chladícím ventilátorem (4).

Pro řešení úlohy je uvažován rotor s kotvou nakrátko, někdy označován jako klecový rotor, jelikož je tvořen vodiči, jež jsou na obou koncích zkratovány a utváří klec. Konstrukce klece je dána vnitřní funkcí asynchronního motoru, dále popsána v textu.

Ze schématu uspořádání stroje vyplývá neexistence napájení rotorové části, které by bylo zdrojem poruch. Vazba má čistě indukční charakter.

## 2.2 Funkce asynchronního stroje

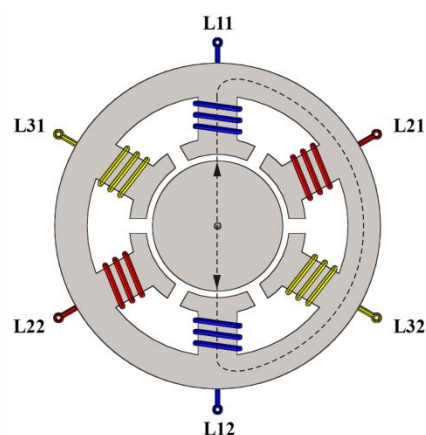
Pro popis funkce asynchronního stroje bude uvažována konstrukce složená z 3 pólových páru, tedy v součtu 6 pólů.

### 2.2.1 Stator

Na statoru dochází k transformaci elektrické energie na magnetickou. Pro případ rotoru s kotvou nakrátko je stator jediným napájeným zprostředkovatelem rotace hřídele rotoru.

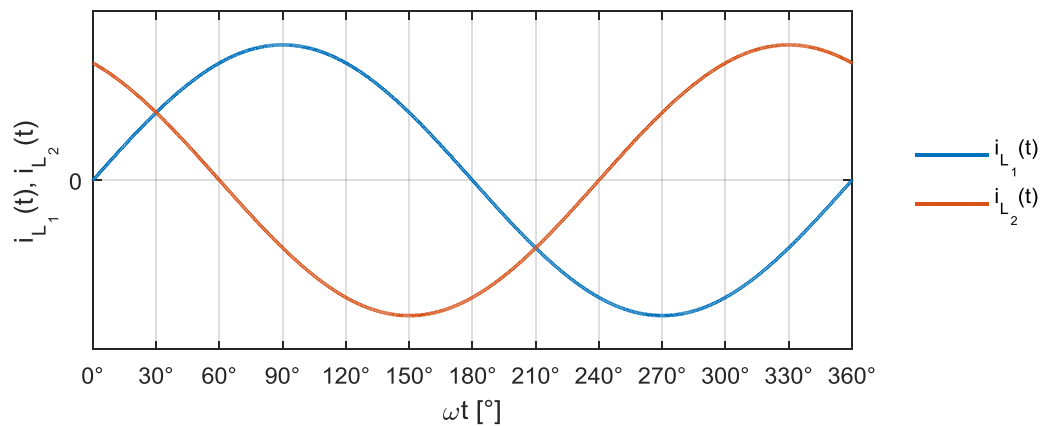
Průtokem proudu statorovým vinutí dochází ke generování rotujícího magnetického pole, které strhává rotor ve směru rotace. Situaci je možné popsat postupným připojováním buďícího napětí na jednotlivá vinutí ze síťového nízkého napětí.

Pokud je připojeno střídavé sinusové napětí mezi svorky  $L11$  a  $L12$ , přičemž svorka  $L12$  je připojena vodičem  $N$  třífázové soustavy, dochází k vytvoření magnetického pole, které je uzavřeno skrz plechy statoru, vzduchovou mezeru a rotor. Poloha magnetického pole je pevná a intenzita je měněna s okamžitou hodnotou proudu vinutím. Ve výsledku dochází pouze k záměně směru vektoru magnetické indukce, nikoliv k rotaci pole. Předpokládá se, že modrá cívka na Obrázku 7 je vinuta tak, aby při kladné půl periodě fáze  $L1$  horní pól představoval sever a dolní pól jih.



Obrázek 7 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu jednou cívkou v jednofázové soustavě

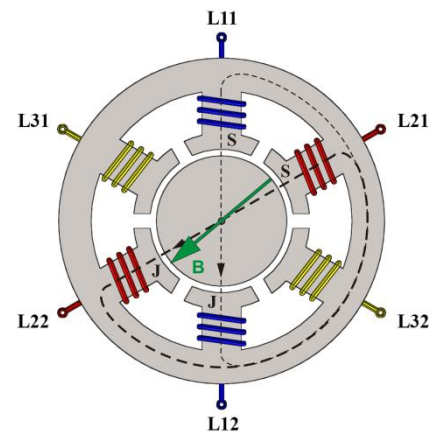
Změna situace nastane při připojení druhé fáze ke svorce  $L21$  a svorky  $L22$  včetně  $L12$  budou připojeny k nulovému vodiči  $N$  třífázové soustavy. Jednotlivé póly statorových vinutí jsou v šesti pólové konfiguraci oproti sobě vzájemně posunuty o  $60^\circ$ . Směr vinutí červené cívky je s opačným jako pro předchozí modré vinutí, konkrétně v kladné půl periodě fáze  $L2$  horní pól představuje jih a dolní pól sever. Z průběhů proudu oběma vinutími lze na Grafu 1 pozorovat rotaci magnetického pole. Statorový magnetický tok však není plynulý.



Graf 1 – Průběh proudů dvěma vinutími asynchronního motoru

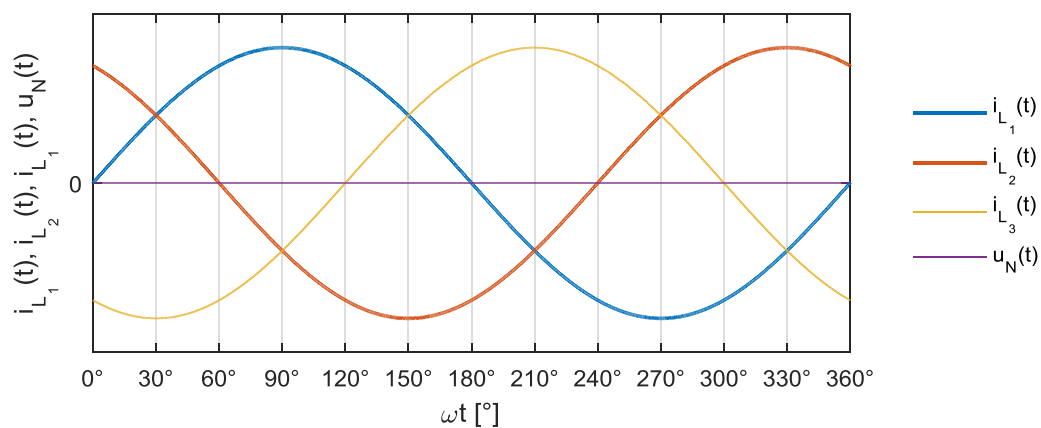
Situace je nejlépe vysvětlitelná od elektrického úhlu  $\omega t = 60^\circ$ . V tomto čase vinutím  $L_2$  neprochází žádný proud  $i_{L_2}(60^\circ) = 0$ , výsledný vektor magnetické indukce by se měl z přechozího trendu nacházet uprostřed mezery mezi pólovými nastavci vinutí  $L_1$  a  $L_2$ , ale není tomu tak. Pozici určuje hodnota proudu  $i_{L_1}(t)$ . V této situaci se bude severní pól nacházet na vrchním pólu modré statorové cívky. Jelikož je zde absence třetí fáze, magnetický tok bude uzavřen jako na Obrázku 7, a to v záporném směru. V třífázové soustavě by se polohově skutečně nacházel v oblasti levé mezery pólových nastavců, viz níže. S pouhými dvěma fázemi a nulovacím vodičem magnetické pole není schopno rotovat o  $360^\circ$ .

Jako další bude popsána situace pro elektrický úhel  $\omega t = 150^\circ$ . Zde jsou obě vinutí protékány proudy dle Graf 1. Z hodnot proudu je patrný dominantnější magnetický tok vytvářený vinutím  $L_2$ , kdežto magnetický tok od vinutí  $L_1$  slábne. Na Obrázku 8 byly vyobrazeny magnetické siločáry a jejich směry včetně orientace generovaných sub-magnetických polí. Výsledný vektor magnetické indukce, a tím orientace globálního magnetického pole, je dán vektorovým součtem magnetických toků obou vinutí. V aktuální situaci bude magnetické pole rotovat v záporném směru, avšak dle uspořádání stoje, výsledné magnetické pole statoru nebude symetricky rozloženo.

Obrázek 8 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu dvěma cívkami v dvoufázové soustavě  $\omega t = 150^\circ$

Posledním případem je připojení všech vinutí statoru na 3 fázovou síť. Nyní již nebude uvažováno zapojení nulovacího vodiče. Asynchronní motor bude zapojen do hvězdy, kdy svorky  $L_{12}$ ,  $L_{22}$  a  $L_{32}$  jsou propojeny a zbylé svorky připojeny na rozvodnou elektrickou síť. Konfigurací dochází k vytvoření takzvané virtuální nuly ve středu hvězdy, konkrétně pokud budou všechny úbytky napětí v uzavřené smyčce algebraicky sečteny, tak výsledkem dle druhého Kirchhoffova zákona musí být nulové napětí. Důkaz podává Graf 2.

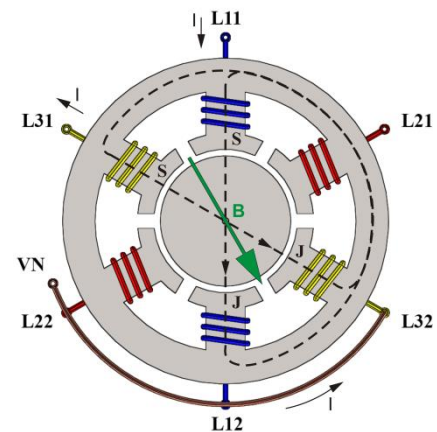
Případnou poruchu na motoru lze detekovat měřením elektrického napětí mezi virtuální nulou VN a fyzickým nulovacím vodičem N.



Graf 2 – Průběh proudů třemi vinutími statoru a zobrazení virtuální nuly

Směr vinutí  $L_3$  je uvažován v kladném směru, kdy při kladné půl periodě fáze  $L_3$  se bude severní pól nacházet na dolním pólu vinutí statoru.

V případě, kdy elektrický úhel bude  $\omega t = 60^\circ$ , vinutím  $L_2$  neprochází žádný proud  $i_{L_2}(60^\circ) = 0$ , ale vinutí  $L_1$  a  $L_3$  jsou protékány elektrickým proudem. Směr toku proudu bude od svorky  $L_{11}$  ke svorce  $L_{31}$ . Vinutí budou generovat magnetická pole o shodné intenzitě, ale s obrácenou polaritou. Následný vektorový součet obou generovaných magnetických indukcí orientuje výsledný vektor magnetické indukce  $\vec{B}$  do oblasti mezery mezi póly statoru. Situaci lépe znázorňuje Obrázek 9 napravo.



Obrázek 9 Magnetické pole vytvořené tokem proudu dvěma cívkami v třífázové soustavě

Za povšimnutí stojí porovnání poloh vektoru  $\vec{B}$  pro dvoufázové a třífázové zapojení. Zde je poloha vektoru korektně vystavena a v souladu s konstrukcí asynchronního stroje.

Pro situaci, kdy elektrický úhel  $\omega t = 150^\circ$ , bude všemi vinutími protékat proud, přičemž nejvyšší vinutím  $L_3$ .

V důsledku průtoku proudu vzniknou 3 magnetická pole uzavřená skrz všechny póly. Pokud by byly dílčí vektory magnetických indukcí vektorově sečteny, výsledný vektor by byl orientován ve směru vektoru  $\vec{B}$  zobrazeném v Obrázku 10.

V současném zapojení magnetické pole rotuje o celých  $360^\circ$  v kladném směru, navíc je správně symetrické a vykrývá konstrukci statoru. Rychlost rotace magnetického pole je synchronní s kruhovou frekvencí napájecího napětí.

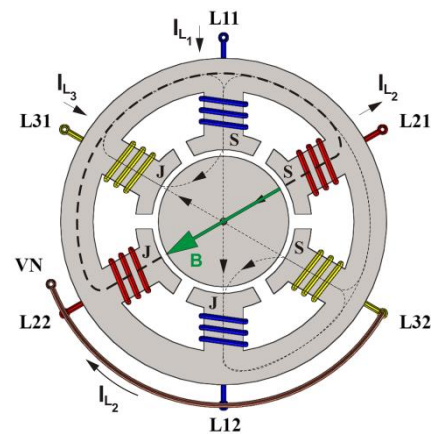
Rotace magnetického pole strhává indukční vazbou rotor, vysvětlení se nachází v následující kapitole.

### 2.2.2 Rotor

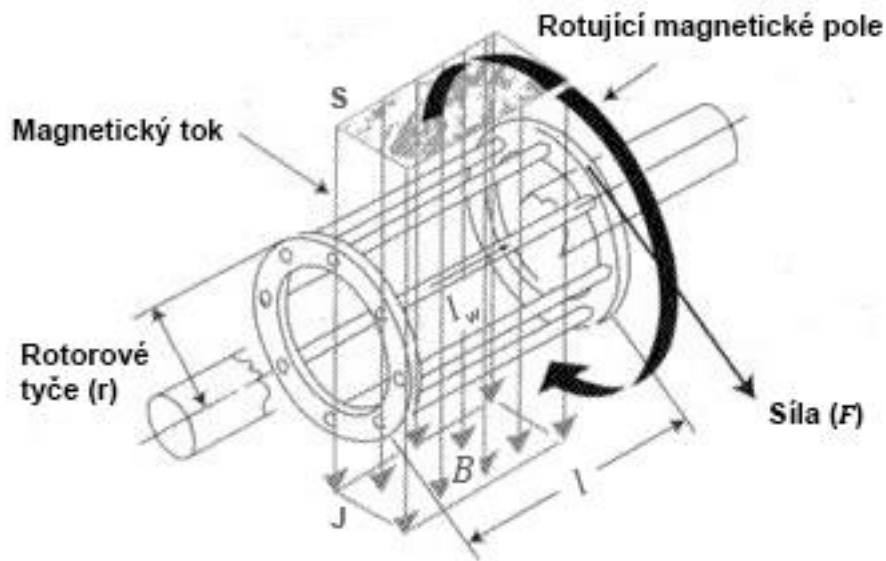
Jedná se o část motoru, která je pevně mechanicky spojena s výstupním hřídelem.

Fyzicky pro asynchronní stroj byly dostupny dvě konstrukce rotoru. První je označován jako kroužkový, jelikož je tvořen třemi páry vinutí, které jsou vyvedeny na sběrací kroužky a prostřednictvím kartáčů dále galvanicky připojeny na příslušné vodiče. Pokud by se rotorová vinutí zkratovala, vznikla by zapojením konstrukce rotoru s kotvou na krátko, někdy rotor označován také jako klecový rotor z anglického „Squirrel cage rotor“ [3][4]. Jelikož galvanickým spojením kroužek-kartáč vzniká mechanická vazba, je zde prostor pro poruchy. Pro rok 2016 již nejsou stroje s touto konfigurací sériově vyráběny.

V práci je uvažována konstrukce rotoru s kotvou nakrátko. Kotva nakrátko je konstruována z nejčastěji hliníkových vodičů, které jsou na obou koncích zkratovány kroužky, do tvaru klece. Prostor mezi kroužky je vyplněn tenkými ocelovými plechy, které zprostředkovávají přenos točivého momentu na hřídel, zvyšují moment setrvačnosti rotoru, ale také omezují přítomnost parazitních vířivých proudů zeslabující budící magnetický tok z důvodu nestejnoročnosti materiálu.



Obrázek 10 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu třemi cívkami v třífázové soustavě  $\omega t = 150^\circ$



Obrázek 11 – Rotor s kotvou nakrátko v magnetickém poli statoru [3]

Uvažujme aluminiovou tyč v rotujícím magnetickém poli míjející severní pól statoru a zároveň protilehlou tyč shodného průřezu a délky míjející jižní pól magnetického pole statoru. Dle indukčního zákona popisující generování elektrického napětí vzájemným pohybem vodiče a magnetického pole při časové změně dochází na obou vodičích k vytvoření elektrického potenciálu. Díky zkratovacím mezikružím rotoru je elektrický obvod uzavřen, dochází ke zkratování potenciálu a vzniklý proud na krátko generuje vlastní magnetické pole rotoru, jenž je unášeno magnetickým polem statoru silou  $F$ .

Síla je úměrná hustotě magnetického pole  $B$ , indukovanému proudu  $I_w$ , délce rotoru  $l$  a úhlu  $q$ , pod kterým magnetické pole na tyč působí [3]. Dle Obrázku 11  $\sin(q) = 90^\circ$ .

$$F = B \cdot I_w \cdot l \cdot \sin(q) \quad [\text{N}] \quad (5)$$

### 2.3 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Jedná se o zátěžnou charakteristiku elektrického stroje popisující závislost ustálených otáček stroje na jeho zátěžném momentu, častěji však v souvislosti s asynchronním motorem závislost ustáleného momentu na skluzu  $s$  [4].

Skluzem je myšlen poměrný rozdíl kruhové frekvence statorového pole  $\omega_s$  [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ] a úhlové rychlosti rotoru  $\omega$  [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ], častěji je uváděn jako poměrný rozdíl synchronních otáček statorového pole  $n_s$  [ $\text{min}^{-1}$ ] a rotoru  $n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} \quad [-]. \quad (6)$$

Díky existenci skluzu je generován točivý moment. Skutečnost vyplývá z indukčního zákona, ve kterém se vyskytuje časová změna, jenž je tvořena právě vzájemným pohybem magnetického pole statoru a rotorových cívek.

V souvislosti se synchronními otáčkami  $n_s$  je potřeba definovat vztah

$$n_s = 60 \frac{f}{p_p} \text{ [min}^{-1}\text{]} \quad (7)$$

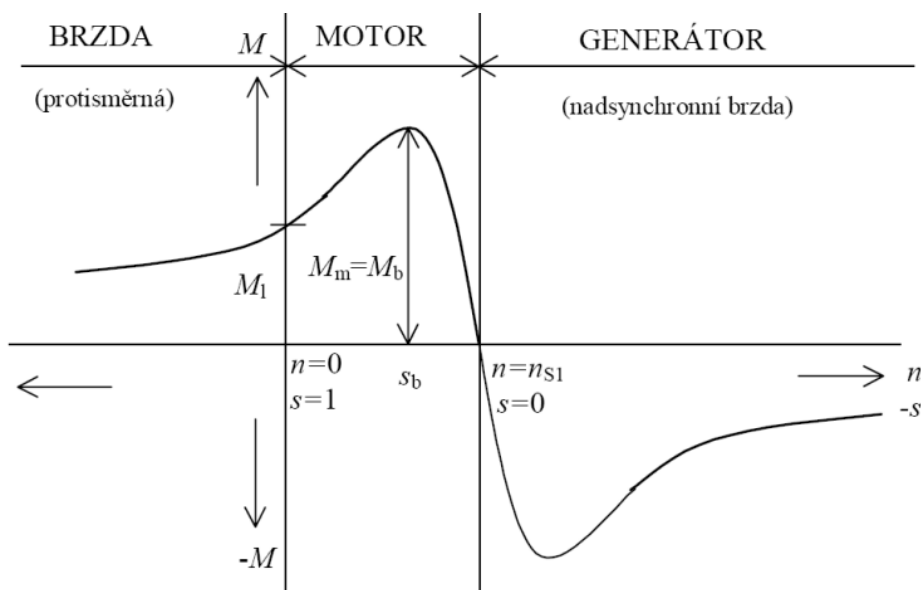
kde  $f$  ... frekvence napájecího napětí [Hz],  $p_p$  ... počet pólových páru stroje [-].

Pro Českou republiku, kde je frekvence elektrické sítě  $f = 50$  Hz, platí níže uvedená tabulka synchronních otáček  $n_s$ .

Tabulka 1 – Přehled synchronních otáček asynchronního motoru pro ČR

Pólových páru $p_p$ [-]	1	2	3	4	5	6
Pólů celkem $p$ [-]	2	4	6	8	10	12
Synchronní otáčky $n_s$ [min <sup>-1</sup> ]	3000	1500	1000	750	600	500

Asynchronní stroj v ustáleném pohybovém stavu dále popisuje obecná momentová charakteristika níže. Stroj lze provozovat ve třech režimech jako elektromagnetická protisměrná brzda, motor a generátor. Pro účely práce je podstatná oblast, kde se stroj chová jako motor, případně jako brzda z důvodu bezpečnosti obsluhy kalandru.



Obrázek 12 – Obecná momentová charakteristika asynchronního stroje [5]

V následujících kapitolách bude diskutována obecná charakteristika asynchronního stroje.

### 2.3.1 Chování stroje jako motor

Dle Obrázku 12 a za předpokladu připojeného napájení při nulových otáčkách rotoru  $n = 0$  je dosaženo skluzové hodnoty  $s = 1$ . V této oblasti bude motor silně elektricky zatížen a dodaná elektrická energie bude následně v ohmických odporech a ztrátách v železe přeměněna a vyzářena v podobě tepla. Naopak pokud budou otáčky hřídele rotoru rovny synchronním otáčkám magnetického pole statoru  $n = n_s$ , nebude generován žádný točivý moment ve vzduchové mezeře (vnitřní moment stroje) a skluz nabyde hodnoty  $s = 0$ . Tato oblast se přibližuje situaci, kdy je motor spuštěn tzv. naprázdno po ustálení přechodových jevů. Skluz se bude pouze limitně blížit nule, jelikož je potřeba vykrýt tření v ložiscích, a také se zde projevují energetické ztráty na ohmických odporech.

Důležitým bodem je takzvaný moment zvratu  $M_b$ , který se nachází v maximu momentové charakteristiky. Jedná se o maximální zátěžný moment  $M_m$ , který je asynchronní stroj schopen překonat. V praxi se pracovní oblast motoru nachází v oblasti skluzu  $s \in (s_b, 0)$ , kde  $s_b$  je nazýván skluzem zvratu. V praxi je volena rezerva momentu, aby byl stroj schopen překonat zvýšenou zátěž a nezastavovala se jeho mechanická rotace.

### 2.3.2 Chování stroje jako brzda

Protisměrná brzda je situace pro  $s > 1$ , kdy aktuální vnitřní točivý moment na hřídeli stroje postupně klesá v důsledku opačného otáčení magnetického pole statoru a mechanického otáčení rotoru. Jako další je metoda využití generátorického brždění [5].

Vlastnost stroje je použitelná pro rizikové brždění, kdy je potřeba zařízení připojené na výstupní hřídeli rotoru zastavit. Konkrétně při detekci možného zranění obsluhy.

Rotaci asynchronního stroje lze zastavit v případě protisměrné brzdy dvěma způsoby.

#### 2.3.2.1 Brždění stejnosměrným napětím

Připojením stejnosměrného napětí ke svorkám motoru dojde k vytvoření stojícího magnetického pole, což způsobí brzdný moment na roztočený rotor, tedy způsob anuluje zbývající moment setrvačnosti rotoru a také připojeného zařízení k hřídeli. Díky tomuto přístupu lze docílit pevné polohy rotoru [5]. Strojem v této konfiguraci neustále prochází proud, pokud není zastaven pouze pulzem stejnosměrného proudu. Ventilátor na rotoru neochlazuje tělo stroje, a tak v krajním případě může dojít k poškození vinutí.



### 2.3.2.2 Brzdění reverzací chodu

Stroj je možné zabrzdít jeho reverzací, někdy označováno jako brzdění protiproudem [5]. Přepólováním stroje záměnou dvou fázových vodičů na svorce dojde k reverzaci rotace pole statoru a motor se krátkodobě chová jako brzda, jelikož zbývající moment setrvačnosti rotoru a připojeného zařízení je anulován protisměrně generovaným magnetickým polem statoru, následně se však rozběhne v opačném směru rotace. Nevýhodou tohoto řešení je velmi vysoké proudové zatížení statoru, které v případě výkonných strojů přetěžuje rozvodnou síť. Působící síly mohou být tak silné, že dojde k přetržení vodičů rotoru [3].

### 2.3.2.3 Generátorické brzdění

Posledním způsobem je možnost využití generátorického brzdění. Situace nastane, pokud rotor bude rotovat rychleji, než je rychlost rotace magnetického statorového pole, k čemuž může dojít zvýšenými otáčkami připojeného zařízení k hřídeli asynchronního stroje [5]. Zde bude stroj pracovat jako generátor dodávající energii do rozvodné sítě po dobu, než se otáčky rotoru vyrovnají s otáčkami statorového pole. Samotné brzdění je realizováno po dobu vyrovnávání otáček. Tento děj nastává při použití frekvenčních měničů, kdy brzdění realizují postupným snižováním frekvence napájecího napětí.

## 2.4 Parametry pro ovládání

Otázkou vyvstává, co je konkrétně potřeba ovládat. Ze zmíněných vlastností asynchronního motoru lze ovládat generovaný točivý moment stroje. Nejčastěji je požadavkem ovládnutí otáček motoru se zachováním výkonu, potažmo maximálního možného zátěžného momentu. Ne jinak je tomu v případě této práce.

Z předchozích kapitol je možno určit vztah pro výpočet skutečných otáček hřídele stroje. Konkrétně vyjádřením otáček  $n$  z rovnice (6) a dosazením do rovnice (7) získáme

$$n = n_s \cdot (1 - s) = 60 \frac{f}{p_p} \cdot (1 - s) \text{ [min}^{-1}\text{]}. \quad (8)$$

Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že otáčky výstupního hřídele lze měnit frekvencí napájecího napětí, skluzem, nebo počtem pólůvých párů, který je však daný konstrukcí stroje, tedy obtížně a nespojitě ovladatelný. Regulace skluzu je složitá a především není efektivní, jelikož dochází ke ztrátě výkonu motoru [6]. Regulace, případně ovládání otáček je omezeno na jediný parametr, a tím je frekvence napájecího napětí. Výše uvedené platí pouze pro konfiguraci rotoru s kotvou nakrátko.

### 3 MOŽNOSTI OVLÁDÁNÍ A ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO STROJE

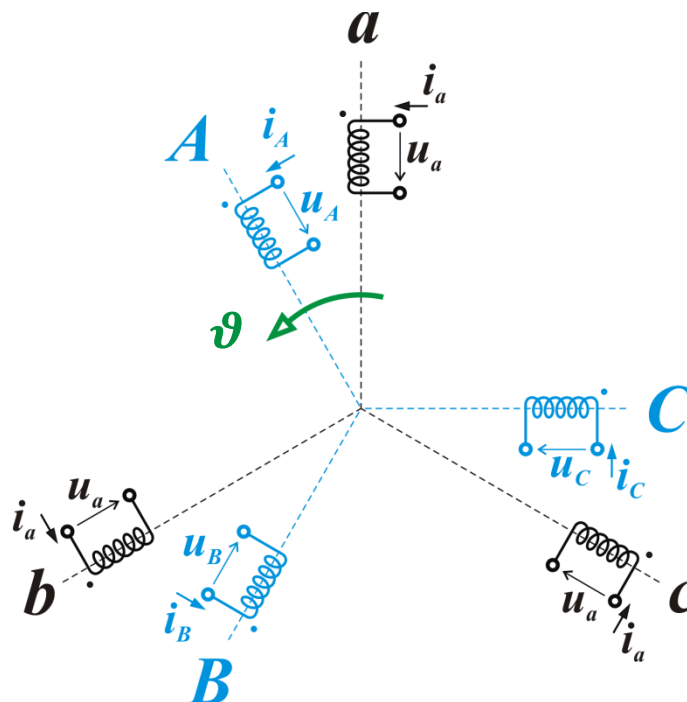
K problematice otáček asynchronního motoru musí být přistupováno ze dvou pohledů. V závislosti na aplikaci elektromechanického akčního členu může být použito řízení otáček, kde je uvažován regulační obvod se zpětnou vazbou v podobě polohy rotoru, nebo ovládání otáček, kdy je obvod bez zpětné vazby, okamžitá rychlost otáčení rotoru není garantována a ustálená rychlost vzniká jako důsledek dynamické rovnováhy pohybu celého mechanického řetězce.

Pokud bude pojednáváno o ovládání, bude se jednat o skalární řízení otáček, někdy označováno jako řízení  $U/f = \text{konstanta}$ , případně  $U_{ef}^2/f_s = \text{konst.}$  V případě regulace otáček na přesně definovanou žádanou hodnotu jde o vektorové řízení asynchronního stroje.

V průmyslových aplikacích se v drtivé většině uvažuje přístup ovládání otáček [6], jelikož nepřesnosti v rychlosti rotace často nemívají fatální následky. Toto řešení bylo zadáno vedoucím práce.

#### 3.1 Matematický model fyzikálních interakcí

Pro popis řízení je vhodné vytvořit matematický model chování. Problém lze zjednodušit jako stroj o třech statorových a rotorových cívkách uvedených níže dle zdroje [4] a [8].



Obrázek 13 - Zjednodušené schéma uspořádání asynchronního motoru [4]

Na Obrázku 13 jsou indexovány parametry přidružené ke statoru malými písmeny, rotorovým byla přiřazena písmena velká. Statorové a rotorové pole je vzájemně posunuto o úhel  $\vartheta$  naznačený zelenou šipkou.

Přístup zahrnuje soubor zjednodušujících předpokladů, výčtově

- elektromagnetická symetrie asynchronního stroje,
- indukčnosti vinutí nezávisí na kmitočtu napájecího napětí, tedy hystereze, ztráty v železe a skin-efekt vodičů je zanedbán,
- vinutí stroje jsou rovnoměrně rozloženy po obvodu stroje, čímž se zanedbávají mezery mezi cívkami, eventuálně póly statoru,
- spojitě sinusové rozložení vodičů po obvodu stroje,
- vliv syčení je zanedbán, vlastní a vzájemné indukčnosti jsou proudově nezávislé.

Vlastní magnetický tok cívky  $\Phi$  je možno definovat vztahem

$$\Phi(t) = Li(t) \text{ [Wb]}, \quad (9)$$

kde  $L$  ... vlastní indukčnosti cívky [H],  $i$  ... protékající elektrický proud cívkou [A].

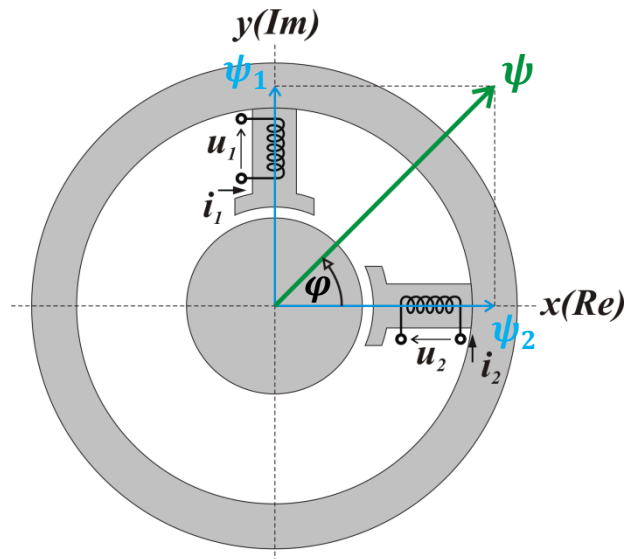
Díky zjednodušujícím předpokladům je možné dílčí elektrická napětí na jednotlivých cívkách popsat jako

$$\begin{aligned} u(t) &= Ri(t) + \frac{dL}{dt}i(t) + \frac{d\vec{\psi}}{dt} = \\ &= Ri(t) + \frac{d\Phi}{dt} + \frac{d\vec{\psi}}{dt} \text{ [V]} \end{aligned} \quad (10)$$

kde  $R$ ... odpor cívky [ $\Omega$ ],  $i(t)$  ... proud cívkou [A],  $L$  ... vlastní indukčnost cívky [H],  $\vec{\psi}$  ... vektor spřažených magnetických toků cívek systému[Wb].

I když magnetickým tokem  $\Phi$  je uvažována skalární veličina, pro spřažený magnetický tok  $\psi$  je myšlen soubor (případně vektor) příspěvků magnetických toků od dílčích cívek vyjadřující vazby mezi cívkami, prostřednictvím kterých je realizována induktivní vazba rotoru a statoru umožňující mechanickou rotaci stroje.

Vysvětlení spřaženého magnetického toku  $\vec{\psi}$  poskytuje elementární otočný systém složený ze dvou cívek v komplexní rovině na Obrázku 14.



Obrázek 14 – Otočný systém se dvěma vinutími [4]

Pro účely dalšího popisu je potřeba definovat elektrický úhel stroje  $\vartheta_e$  [rad], kde  $p_p$  zastupuje počet pólových párů stroje a  $\vartheta$  [rad] vyjadřuje úhel potočení statorových a rotorových magnetických polí, vztah bude vypadat následovně

$$\vartheta_e = p_p \vartheta \text{ [rad]} \quad (11)$$

V souvislosti s elektrickým úhlem stroje  $\vartheta_e$  může být definována elektrická kruhová rychlost stroje  $\omega_e$  [rad · s<sup>-1</sup>]

$$\omega_e = \frac{d\vartheta_e}{dt} \text{ [rad · s}^{-1}\text{]} \quad (12)$$

Dále vlastní indukčnost cívky  $L$  [H] je popsána podílem induktivní reaktance cívky  $X_L$  [Ω] a kruhové frekvence budícího proudu  $\omega_e$  [rad · s<sup>-1</sup>], tedy

$$L = \frac{X_L}{\omega_e} \text{ [H]} \quad (13)$$

Hodnota induktivní reaktance  $X_L$  [Ω] představuje imaginární část impedance cívky. Jedná se o skalární veličinu, která je přímo úměrná absolutní hodnotě impedance cívky  $|Z|$  [Ω] a sinusů úhlu  $\varphi$  [rad]

$$X_L = |Z| \sin(\varphi) \text{ [Ω]} \quad (14)$$

Reálnou část impedance tvoří ohmický odpor cívky  $R$  [ $\Omega$ ]. Tedy pro celkovou impedanci  $Z$  [ $\Omega$ ] je možno psát

$$Z = R + \frac{dL}{dt} = R + jX_L [\Omega] \quad (15)$$

Díky výše uvedenému je možno dílčí napětí rovnicí cívky (10) upravit do tvaru

$$u(t) = Zi(t) [V] \quad (16)$$

z důvodu možnosti cívky vázat pomocí impedančního popisu, čímž se problém zjednoduší.

### 3.1.1 Maticová interpretace vícerozměrného systému

Jelikož se jedná o vícerozměrný problém včetně elektrické vazby, s výhodou lze použít maticového zápisu, kdy je možno souhrnně popsat statorové  $u_s(t)$  a rotorové  $u_r(t)$  napětí [V] pomocí impedancí jim vlastní  $Z_s$  a  $Z_r$  [ $\Omega$ ], ale také spřažené impedance statoru a rotoru  $Z_{sr}(t)$  [ $\Omega$ ]

$$\begin{bmatrix} u_s(t) \\ u_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_s & Z_{sr}(t) \\ Z_{sr}(t) & Z_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(t) \\ i_r(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Napětí  $u_s(t)$  a proudová  $i_s(t)$  matice statoru budou definovány jako

$$u_s(t) = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix}, \quad i_s(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Pak napětí  $u_r(t)$  a proudová  $i_r(t)$  matice rotoru budou definovány jako

$$u_r(t) = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \quad i_r(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Z předchozích rozměrů matic impedanční matice statoru  $Z_s$  bude dána maticí 3x3

$$Z_s = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_s}{dt} & -\frac{dM_s}{dt} & -\frac{dM_s}{dt} \\ -\frac{dM_s}{dt} & R_s + \frac{dL_s}{dt} & -\frac{dM_s}{dt} \\ -\frac{dM_s}{dt} & -\frac{dM_s}{dt} & R_s + \frac{dL_s}{dt} \end{bmatrix} \quad (20)$$

a dále pro impedanční matici rotoru bude platit

$$Z_r = \begin{bmatrix} R_r + \frac{dL_r}{dt} & -\frac{dM_r}{dt} & -\frac{dM_r}{dt} \\ -\frac{dM_r}{dt} & R_r + \frac{dL_r}{dt} & -\frac{dM_r}{dt} \\ -\frac{dM_r}{dt} & -\frac{dM_r}{dt} & R_r + \frac{dL_r}{dt} \end{bmatrix} \quad (21)$$

kde  $R_s, R_r \dots$  ohmické odpory fází statoru a rotoru [ $\Omega$ ],  $L_s, L_r \dots$  vlastní indukčnosti fází statoru a rotoru [H],  $M_s, M_r \dots$  vzájemné indukčnosti dvou fází na statoru a rotoru [H].

Jako poslední je matice spřažených impedancí statoru a rotoru  $Z_{sr}$ , ve které se již objevují fázová posunutí oproti elektrickému úhlu stroje  $\vartheta_e$  o  $120^\circ$  ( $2\pi/3$  rad).

$$Z_{sr} = \begin{bmatrix} Z_{sr11} & Z_{sr12} & Z_{sr13} \\ Z_{sr21} & Z_{sr22} & Z_{sr23} \\ Z_{sr31} & Z_{sr32} & Z_{sr33} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$Z_{sr11} = Z_{sr22} = Z_{sr33} = M \cos(\vartheta_e) \frac{d}{dt} - \omega_e M \sin \vartheta_e \quad (23)$$

$$Z_{sr12} = Z_{sr23} = Z_{sr31} = Z_{sr32} = M \cos\left(\vartheta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \frac{d}{dt} - \omega_e M \sin \vartheta_e \quad (24)$$

$$Z_{sr21} = Z_{sr13} = M \cos\left(\vartheta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \frac{d}{dt} - \omega_e M \sin \vartheta_e \quad (25)$$

Dle zdroje [4] je možno ze zákona zachování energie odvodit vztah pro vnitřní moment stroje. Vztah je platný pro zapojení stroje v konfiguraci hvězdy.

$$m_{int} = p_p M \left[ I_{sn} \sin(\vartheta) + I_{sn} \sin\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) + I_{sn} \sin\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \text{ [Nm]} \quad (26)$$

kde  $M$  je zastoupeno amplitudou vzájemné indukčnosti statorové a rotorové fáze, dále souhrnný proud  $I_{sn}$  [A] je definován jako suma násobků dílčích proudů statoru a rotoru

$$I_{sn} = i_a i_A + i_b i_B + i_c i_C \text{ [A]} \quad (27)$$

Pro řešení práce je stěžejní určit ustálený moment stroje  $M_\infty$ , ze kterého bude možné pro různé kruhové frekvence statoru  $\omega_s$  (potažmo kruhové frekvence napájecího napětí  $\omega_e$ , jelikož frekvence otáček statorového pole je synchronní s frekvencí napájecího napětí) určit statickou momentovou charakteristiku.

### 3.1.2 Interpretace s použitím transformace souřadnic

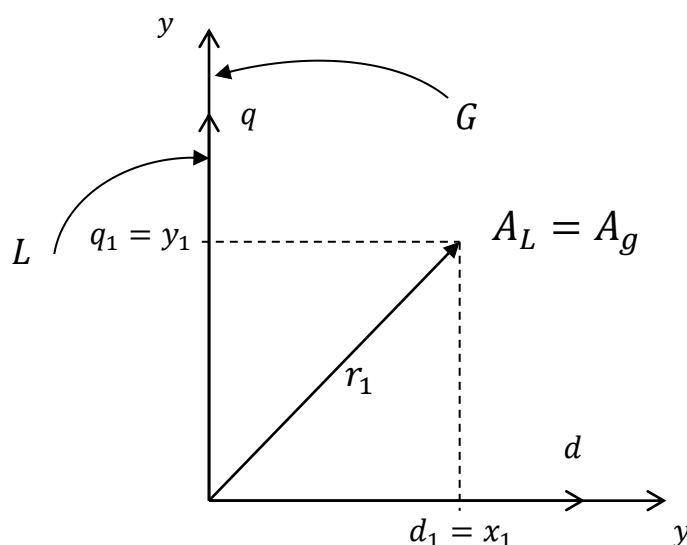
Řešení v absolutní kartézské soustavě je komplikované, ale s výhodou lze užít transformace absolutní soustavy souřadnic do ortogonální souřadné soustavy, jejichž počátky splývají [4]. Nově vzniklá soustava je pevně spojená s rotorovou částí stroje. Přičemž z praktického hlediska je problém popsán z pozice rotujícího rotoru.

Cílem transformace je vyjmutí závislosti generovaného mechanického momentu na úhlu otočení hřídele, komplikující celý matematický model chování. Díky transformaci dochází k substituci závislých veličin z původní absolutní souřadné soustavy.

Řešení bylo převzato ze zdrojů [4][8] a vysvětleno dle chápání autora.

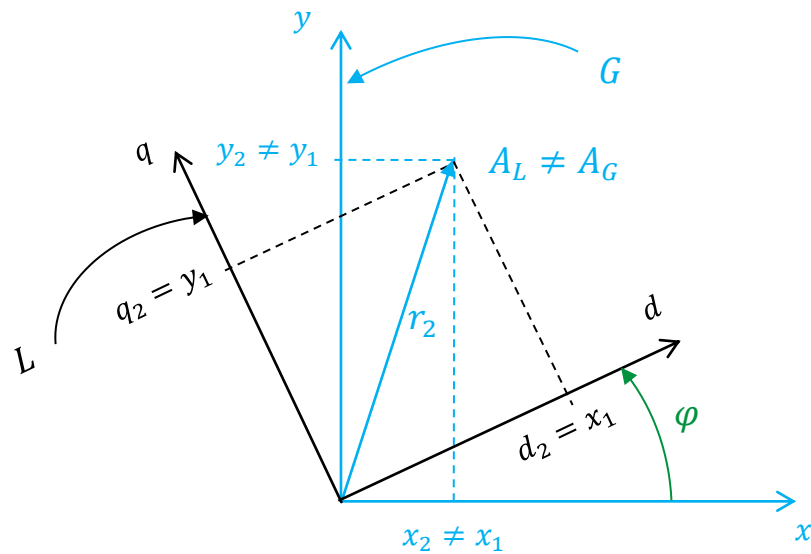
Uvedená transformace je částečně použita při řešení robotických systémů, při kterých jsou vázány klouby do kinematických řetězců, kde je transformace vícenásobná [7].

Pro transformaci je uvažována původní kartézská souřadná soustava  $G$  označena osami  $x, y$  a transformovaná taktéž ortogonální souřadná soustava  $L$  reprezentovaná osami  $d, q$ . Obě soustavy popisují shodnou polohu vektoru  $A$ , jak je uvedeno na Obrázku 15.



Obrázek 15 – Splývající souřadné systémy

Pokud je soustava  $L$  pevně přiřazena k rotorové části asynchronního stroje, pak  $L$  oproti  $G$  rotuje o úhel  $\varphi$ . Souřadnice pro  $L$  jsou totožné s předešlým případem, kdy souřadné systémy splývaly, ale pro  $G$  se situace změnila dle Obrázku 16 na následující straně.



Obrázek 16 - Pootočené souřadné systémy

Transformaci z  $G$  do  $L$  lze popsat algebraicky soustavou jako

$$\begin{aligned} x &= d \cdot \cos(\varphi) - q \cdot \sin(\varphi), \\ y &= d \cdot \sin(\varphi) + q \cdot \cos(\varphi), \end{aligned} \quad (28)$$

maticovým zápisem s rotační maticí  $T$  a transformačními vektory  $x_{xy}(t)$  a  $x_{dq}(t)$  pak

$$x_{xy}(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = T[\varphi(t)]x_{dq}(t) = \begin{bmatrix} \cos[\varphi(t)] & \sin[\varphi(t)] \\ -\sin[\varphi(t)] & \cos[\varphi(t)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (29)$$

S předpokladem zachování výkonové invariantnosti transformace, která je dle zdroje [4] splněna, může být určen vztah pro transformaci z  $L$  do  $G$  podle

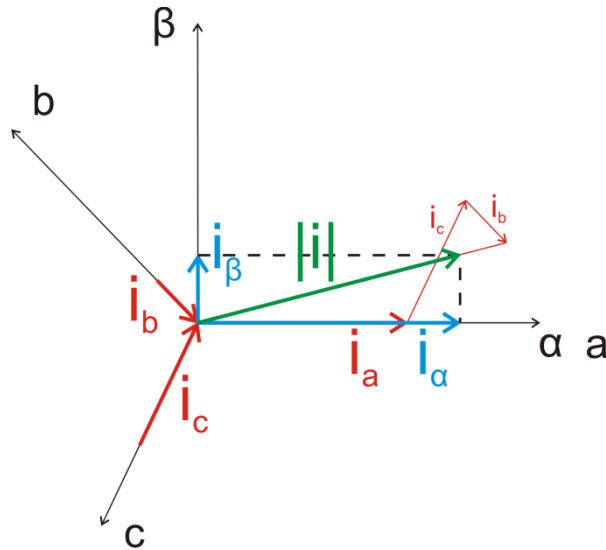
$$x_{dq}(t) = \{T[\varphi(t)]\}^{-1}x_{xy}(t) = \begin{bmatrix} \cos[\varphi(t)] & \sin[\varphi(t)] \\ -\sin[\varphi(t)] & \cos[\varphi(t)] \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (30)$$

Výše uvedená transformace položila základy vzniku Clarkovy, a následně Parkovy, transformace, které uvažují výkonovou invariantnost přechodu mezi soustavami.

Díky Parkově transformaci lze přecházet mezi elektrickými proudy třífázové soustavy v práci označeny jako  $i_a, i_b, i_c$  a  $i_A, i_B, i_C$  do dvoufázové soustavy fázově posunutě o  $90^\circ$   $i_d, i_q$  a  $i_D, i_Q$ . Pro zpětnou transformaci může být pak využita inverzní Parkova transformace. [11]

Přepočtové vztahy napětí pro idealizovanou napájecí síť v ČR jsou uvedeny v rovnici (38).





Obrázek 17 – Grafické znázornění obecné Clarkovy a neúplné Parkovy transformace [11]

Aplikací Parkovy transformace (30) na napěťovou rovnici (10), komplexněji na rovnice maticového zápisu výpočtu napětí na statoru  $u_s(t)$  a rotoru  $u_r(t)$  (17), lze získat konkrétní hodnoty napětí v soustavě  $L$  konkrétně  $u_d, u_q$  a  $u_D, u_Q$ . Zápis se lehce zjednoduší díky požití rotoru s kotvou na krátko, jelikož potenciály rotorových cívek  $u_A(t)$ ,  $u_B(t)$  a  $u_C(t)$  jsou zkratovány a suma proudů dle prvního Kirchhoffova zákona musí být rovna nule, pak

$$\begin{aligned} u_A(t) = u_B(t) = u_C(t) = 0 &\Rightarrow u_D(t) = u_Q(t) = 0 \\ i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0 &\Rightarrow i_D(t) + i_Q(t) = 0 \end{aligned} \quad (31)$$

Matematické úpravy jsou velmi rozsáhlé, předmětem práce je navrhnout řízení otáček stroje, tudíž níže budou uvedeny pouze finální vztahy plynoucí z předchozího odstavce.

Díky Parkově transformaci byla získána soustava rovnic

$$\begin{aligned} u_d(t) &= R_s i_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} + L_m \frac{di_D(t)}{dt} - \omega_k [L_d i_q(t) + L_m i_Q(t)] \\ u_q(t) &= R_s i_q(t) + L_d \frac{di_q(t)}{dt} + L_m \frac{di_Q(t)}{dt} + \omega_k [L_d i_d(t) + L_m i_D(t)] \\ 0 &= R_r i_D(t) + L_D \frac{di_D(t)}{dt} + L_m \frac{di_d(t)}{dt} - [\omega_k - \omega_e(t)] [L_D i_Q(t) + L_m i_q(t)] \\ 0 &= R_r i_Q(t) + L_D \frac{di_Q(t)}{dt} + L_m \frac{di_q(t)}{dt} + [\omega_k - \omega_e(t)] [L_D i_D(t) + L_m i_d(t)] \end{aligned} \quad (32)$$

kde  $\omega_k \dots$  rychlost rotace souřadnicového systému  $L$  [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ],  $\omega_e \dots$  elektrická úhlová rychlost rotoru [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ],  $R_s \dots$  elektrický odpor fáze statoru [ $\Omega$ ],  $R_r \dots$  elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $L_d \dots$  náhradní indukčnost v ose  $d$  [H],  $L_q \dots$  náhradní indukčnost v ose  $q$  [H],  $L_D \dots$  náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $L_m \dots$  náhradní vzájemná magnetizační indukčnost statoru a rotoru [H].

Konkrétněji pro napětí statoru  $u_d(t)$  a  $u_q(t)$  první dvě rovnice výše uvedené soustavy a napětí rotoru druhé dvě, ty jsou však dle rovnice (31) zkratována.

V popisu se vyskytují náhradní transformované indukčnosti  $L_d, L_D$  a  $L_m$ . Aby byla zachována výkonová invariance, tyto indukčnosti jsou popsány následovně

$$L_d = L_s + M_s \text{ [H]}, \quad L_D = L_r + M_r \text{ [H]}, \quad L_m = \frac{3}{2} M \text{ [H]}, \quad (33)$$

kde  $L_s \dots$  indukčnost statoru [H],  $L_r \dots$  indukčnost rotoru [H],  $M_s \dots$  amplituda indukčnosti statorové fáze,  $M_r \dots$  amplituda indukčnosti rotorové fáze,  $M \dots$  amplituda vzájemné indukčnosti statorové a rotorové fáze.

Pokud bude uvažovaná  $\omega_k = 0$ , popis je možno dále zjednodušit zápisem

$$\begin{aligned} u_d(t) &= R_s i_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} + L_m \frac{di_D(t)}{dt} \\ u_q(t) &= R_s i_q(t) + L_d \frac{di_q(t)}{dt} + L_m \frac{di_Q(t)}{dt} \\ 0 &= R_r i_D(t) + L_D \frac{di_D(t)}{dt} + L_m \frac{di_d(t)}{dt} + n_D(t) \omega(t) \\ 0 &= R_r i_Q(t) + L_D \frac{di_Q(t)}{dt} + L_m \frac{di_q(t)}{dt} - n_Q(t) \omega(t) \end{aligned} \quad (34)$$

kde vznikly koeficienty  $n_D$  a  $n_Q$  popisující elektromechanické transformační koeficienty přeměny proudů rotoru na mechanický moment. Koeficienty jsou definovány

$$n_D(t) = p_p [L_D i_Q(t) + L_m i_q(t)] \text{ [-]} \quad (35)$$

$$n_Q(t) = p_p [L_D i_D(t) + L_m i_d(t)] \text{ [-]} \quad (36)$$

Ze zápisů jsou patrné příspěvky energie od rotorových transformací  $L_D i_Q(t)$  a  $L_D i_D(t)$ , a také od statorových transformací  $L_m i_q(t)$  a  $L_m i_d(t)$ , což odpovídá fyzikální podstatě asynchronního stroje.

Ze vztahů (35), (36) může být určen mechanický vnitřní moment stroje  $m_{int}(t)$  po transformaci jako

$$m_{int}(t) = n_D(t)i_D(t) - n_Q(t)i_Q(t) = p_p L_m [i_q(t)i_D(t) - i_d(t)i_Q(t)] \quad [\text{Nm}] \quad (37)$$

Aby bylo možné fyzikální model stroje interpretovat v transformované oblasti, je potřeba uvést závislost transformovaných napětí  $u_d(t)$  a  $u_q(t)$  na původních elektrických napětích rotoru  $u_r(t)$  rovnice (19) (viz kapitola 3.1.1 *Maticová interpretace vícerozměrného systému* str. 29).

V případě uvažování idealizované symetrické třífázové soustavy s harmonickým průběhem napětí, které přibližně odpovídá uvažovanému průběhu napětí elektrické rozvodné sítě, lze použít zjednodušené vztahy plynoucí ze zákona zachování energie pro napětí dle zdroje [4] vztahu

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \sin(\Phi) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \cos(\Phi) \end{bmatrix}, \quad (38)$$

kde úhlem  $\Phi$  [rad] je myšlena počáteční odchylka souřadnicového systému  $L$  od nuly a  $U_m$  [V] je hodnota maximální velikosti amplitudy napájecího napětí.

Za povšimnutí stojí nezávislost na úhlu otočení rotoru k statorovému magnetickému poli  $\vartheta$ .

Díky modelu lze provést simulační ověření ovládání  $U/f = \text{konstanta}$ , a dále popsat dynamické chování fyzikálních interakcí obecného asynchronního stroje.

### 3.1.3 Ustálený stav dynamického modelu

Jak již bylo zmíněno na konci kapitoly 3.1.1, pro práci je stěžejní určit vztah definující ustálenou hodnotu momentu stroje  $M_\infty$ , díky kterému je možno modelovat statickou, potažmo momentovou charakteristiku. V rovnicích (32) a (34) se vyskytuje úhlová rychlost rotace výstupního hřídele rotoru asynchronního stroje  $\omega(t)$ . Pro ustálený stav platí

$$\begin{aligned} u_d(\infty) &= \text{konst.} \\ u_q(\infty) &= \text{konst.} \end{aligned} \quad (39)$$

Dále platí, že pro nezatížený stroj v ustáleném stavu skluz nabývá hodnoty  $s = 0$ , tedy namísto  $\omega(t)$  lze psát pouze  $\omega_s$  vyjadřující kruhovou frekvenci rotace magnetického pole statoru. Následně úvahu je možno dosadit do soustavy rovnic (32) popisující dynamiku stroje, přičemž časové změny transformovaných proudů pro ustálený stav budou položeny rovno nule.

Do popisu ustáleného stavu je nutno zahrnout kruhovou frekvenci rotace pole statoru a mechanické rotace hřídele rotoru, které jsou si ale v tomto případě rovny.

Soustava rovnic ustáleného stavu lze interpretovat jako

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d - \omega_s L_d i_q - \omega_s L_m i_Q \\ u_q &= R_s i_q + \omega_s L_d i_d + \omega_s L_m i_D \\ 0 &= R_r i_D - (\omega_s - \omega_e) L_D i_Q - (\omega_s - \omega_e) L_m i_q \\ 0 &= R_r i_Q + (\omega_s - \omega_e) L_D i_D(t) + (\omega_s - \omega_e) L_m i_d \end{aligned} \quad (40)$$

Soustavu je možno podělit skluzem  $s$ , a tak vyjmout závislost na elektrické úhlové rychlosti rotoru  $\omega$ , tedy na základě rovnice (6) lze soustavu upravit na tvar

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d - \omega_s L_d i_q - \omega_s L_m i_Q \\ u_q &= R_s i_q + \omega_s L_d i_d + \omega_s L_m i_D \\ 0 &= \frac{R_r}{s} i_D - \omega_s L_D i_Q - \omega_s L_m i_q \\ 0 &= \frac{R_r}{s} i_Q + \omega_s L_D i_D(t) + \omega_s L_m i_d \end{aligned} \quad (41)$$

Soustava lze pro řešení zapsat maticově včetně řešení, přičemž neznámými parametry jsou transformované proudy statoru a rotoru

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_d & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_d & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & \frac{R_r}{s} & -\omega_s L_D \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_D & \frac{R_r}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Obecné řešení soustavy rovnic vede na řešení, které uvažuje konjugaci napětí tedy komplexní proměnnou. S výhodou lze použít jednodušší řešení, a to pro ustálený harmonický stav díky rovnici (38), více v následující kapitole 3.1.4 *Momentová charakteristika*.

### 3.1.4 Momentová charakteristika

Jelikož určení momentu z ustáleného dynamického modelu stroje je komplikované, s výhodou je možno užít vztahu (38) a zanedbání satorového odporu  $R_s$ , i za cenu nižší přesnosti, která zpravidla nebývá kritická, jelikož při návrhu pohonu je uvažován 2x až 3x vyšší zátěžný moment stroje.

Díky transformaci souřadnic popsané v kapitole 3.1.2 *Interpretace s použitím transformace souřadnic* a zjednodušujících předpokladů popsaných ve zdroji [4][8], výčtově

- Odpor satorového vinutí bude zanedbán  $R_s = 0$
- Vzájemná magnetizační indukčnost satoru bude rovna vlastní indukčnosti v ose  $d$   
$$L_m = L_d$$

je možno určit výsledný ustálený moment stroje.

Zanedbáním odporu satorových cívek  $R_s$  bude model idealizován na popis s použitím ideálních cívek, tzn. veškeré napětí indukované na satorových cívkách (uvažuje se transformovaný popis rotor  $\rightarrow$  stator) bude dáno příspěvky od vlastních a vzájemných indukčností protékajících proudy. Z hlediska chyby je nutno uvést, že diplomová práce uvažuje výkonné asynchronní stroje, kdy točivý moment je primárně závislý na satorovém proudu. Aby bylo možné generovat dostatečný moment vykrývající zátěž, musí být stroji dodán odpovídající proud, tedy odpor vinutí satoru musí být velmi malý, pak příspěvek reálné indukovaného napětí dle napěťové rovnice (16) je taktéž nízký.

Všeobecně účinnost asynchronního výkonného stroje cca 100 kW výkonu dosahuje při plném zatížení až 97 % [3]. Ztráty jsou minimální, tedy indukční vazby utváří většinou energii.

Zjednodušení v ustáleném stavu, kdy  $L_m = L_d$  vyplývá z magnetizační charakteristiky stroje a transformace, konkrétně vlivem fyzikální veličiny vyjadřující vliv materiálu na výsledné účinky působícího magnetického pole, a to permeabilitou  $\mu$ . Jedná se o poměr magnetické indukce k intenzitě magnetického pole. Podrobný popis není předmětem zkoumání práce, podstatná je existence závislosti [4].

Ustálený moment asynchronního stroje lze po aplikaci zjednodušujících předpokladů na model ustáleného stavu (41) vyjádřit jako

$$m_{\infty} = \frac{p_p R_r s (u_d^2 + u_q^2)}{\omega_s [s^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2 + R_r^2]} \text{ [Nm]}, \quad (43)$$

kde  $p_p$  ... počet pólových párů stroje [-],  $R_r$  ... náhradní elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $s$  ... poměrný skluz asynchronního motoru [-],  $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$  [H],  $L_D$  ... náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $\omega_s$  ... úhlová rychlost rotace statorového pole [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Transformovaná napětí statorového pole  $u_d$  a  $u_q$  mohou být zastoupeny dle rovnice (38), přičemž pro ustálený stav bude hodnota úhlu  $\phi = 0$  z důvodu úvahy nezátíženého stroje, potom pro napětí platí

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \end{bmatrix}, \quad (44)$$

a také

$$(u_d^2 + u_q^2) = \frac{3}{2} U_m^2. \quad (45)$$

Definováním nové proměnné, a to efektivní hodnoty napětí  $U_{ef}$  [V], ze znalosti přepočtového vztahu z maximální amplitudy napětí se sinusovým průběhem  $U_m$  [V] je možno uvést

$$(u_d^2 + u_q^2) = \frac{3}{2} (\sqrt{2} U_{ef})^2 = 3 U_{ef}^2. \quad (46)$$

Zpětným dosazením součtu kvadrátů dílčích transformovaných napětí statoru (46) do rovnice pro výpočet ustáleného momentu  $m_{\infty}$  (43) lze za předpokladu znalosti konstant ustáleného stavu určit statickou charakteristiku, po úpravách

$$m_{\infty} = 3 \frac{p_p}{\omega_s} R_r \frac{s U_{ef}^2}{R_r^2 + s^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2} \text{ [Nm]}, \quad (47)$$

kde  $p_p$  ... počet pólových párů stroje [-],  $R_r$  ... náhradní elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $s$  ... poměrný skluz asynchronního motoru [-],  $U_{ef}$  ... efektivní hodnota budicího napětí [V],  $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$  [H],  $L_D$  ... náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $\omega_s$  ... úhlová rychlost rotace statorového pole [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.3.1 Chování stroje jako motor, významným bodem momentové charakteristiky je tzv. moment zvratu  $M_b$  vypočitatelný pomocí skluzu zvratu  $s_b$  určitého z derivace ustáleného momentu podle skluzu

$$\frac{dm_\infty}{ds} = 3 \frac{p_p}{\omega_s} R_r U_{ef}^2 \frac{R_r^2 - s^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2}{R_r^2 + s^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2}. \quad (48)$$

Skluz zvratu  $s_b$  je určitelný z čitatele zlomku rovnice (48) výrazem

$$R_r^2 - s_b^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2 = 0 \quad \Rightarrow \quad s_b = -\frac{R_r}{\omega_s (L_D - L_d)} [-], \quad (49)$$

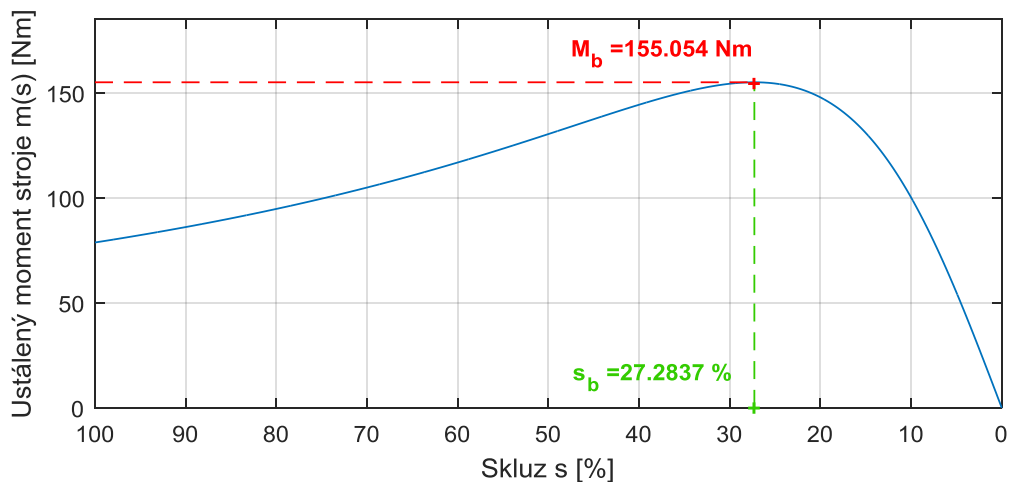
kde  $R_r$  ... náhradní elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$  [H],  $L_D$  ... náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $\omega_s$  ... úhlová rychlost rotace statorového pole [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Moment zvratu  $M_b$  lze následně určit dosazením do výrazu pro ustálený moment stroje (47), kdy po úpravách bude obdržen vztah

$$M_b = -\frac{3p_p U_{ef}^2}{2\omega_s^2 (L_D - L_d)} [\text{Nm}], \quad (50)$$

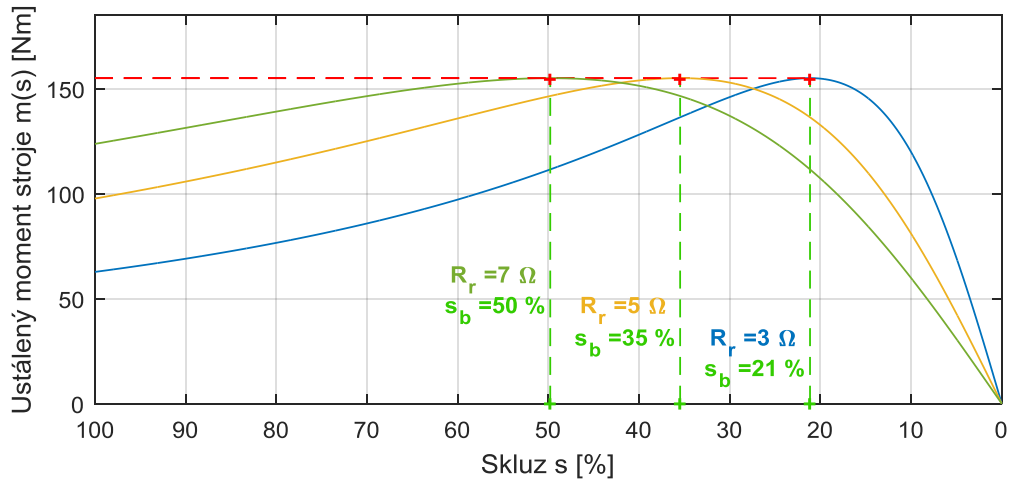
kde jednotlivé veličiny mají shodný význam a jednotky dle rovnice (47).

Z pravidla bývá v praxi problém opačný. Na základě známé statické charakteristiky stroje je možné identifikovat jednotlivé konstanty stroje patřící do roviny transformace pomocí metody nejmenších čtverců účelovou funkcí  $m_\infty$  například pomocí funkce `fminsearch` programu MATLAB, pro možnosti simulace dynamického chování stroje.



Graf 3 – Vykreslení momentové charakteristiky pro smyšlené parametry stroje

Výše uvedený graf byl vykreslen na základě rovnice (47), přičemž v grafickém popisu byl zahrnut skluz zvratu  $s_b$  interpretací vztahu (49) a moment zvratu  $M_b$  dle rovnice (50).



Graf 4 – Vliv změny ohmického odporu rotorového vinutí

Z průběhu ustáleného momentu  $m_\infty(s)$  je zřejmé, že otáčky rotoru je možno regulovat jeho ohmickým odporem při zachování momentu zvratu  $M_b$ . Principu lze využít pouze u asynchronních strojů s kroužkovým rotorem a otáčky jsou ovládány změnou skluzu.

## 3.2 Skalární řízení

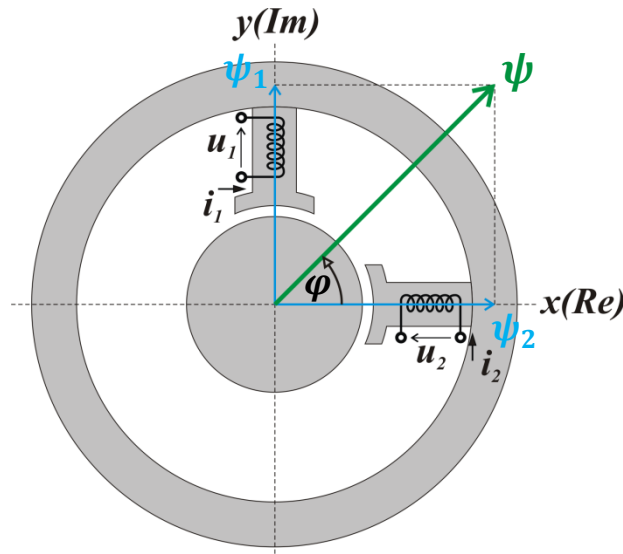
Korektně spíše skalární ovládaní, avšak s problematikou je již zažit pojem skalárního (případně,  $U/f = \text{konstanta}$ ) řízení. Situaci je možno popsat na statické charakteristice ustálených stavů, jelikož přechodové jevy tento způsob ovládaní neuvažuje.

V kapitole 2.4 na straně č. 25 byly uvedeny parametry, díky kterým lze primárně ovládat, či regulovat otáčky asynchronního stroje. Bylo dospěno k závěru, že pro konfigurace rotoru s kotvou nakrátko je výhodné ovládat pouze frekvenci napájecího napětí, to však s sebou přináší jistá omezení, která budou uvedena v popisu skalárního ovládaní níže.

### 3.2.1 Popis skalárního řízení

Principem je ovládat rotaci rotoru kruhovou frekvencí rotace statorového pole, a to se zachováním totožného momentu zvratu  $M_b$  z kapitoly 3.1.4 *Momentová charakteristika str. 37*. Uvedeného lze docílit zachováním vektoru spřaženého magnetického toku  $\Psi$ . Pro vysvětlení principu by bylo vhodné opět uvést Obrázek 14 popisující statorové pole pouze se dvěma cívkami napájenými harmonickými proudy





Obrázek 14 – Otočný systém se dvěma vinutími [4]

Cívky byly oproti sobě vzájemně posunuty o  $90^\circ$ , tedy  $\frac{\pi}{2}$  rad. Z kapitoly 2.2 *Funkce asynchronního stroje str. 18* vyplývá utvoření rotujícího magnetického pole při buzení cívek harmonickým napětím o vzájemném fázovém posuvu odpovídající fyzickému pootočení cívek [4][8]. Napájecí napětí cívek  $u_1$  a  $u_2$  je možno pak definovat

$$u_1(t) = U_m \cos(\omega t), \quad u_2(t) = U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (51)$$

kde  $U_m$  ... maximální amplituda napájecího napětí [V],  $\omega$  ... kruhová frekvence napájecího napětí [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Dílní magnetické toky  $\Psi_1(t)$  a  $\Psi_2(t)$  lze pospat jako

$$\Psi_1(t) = \frac{U_m}{\omega} \cos(\omega t), \quad \Psi_2(t) = \frac{U_m}{\omega} \sin(\omega t). \quad (52)$$

Směr výsledného vektoru je dán úhlem otočení rotoru vůči statorovému poli, jelikož jsou aplikovány zjednodušující předpoklady (viz kapitola 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí str. 26*). Stěžejní pro  $U/f = \text{konst.}$  je již pouze absolutní velikost vektoru  $\Psi(t)$ , která je formulována dle Pythagorovy věty

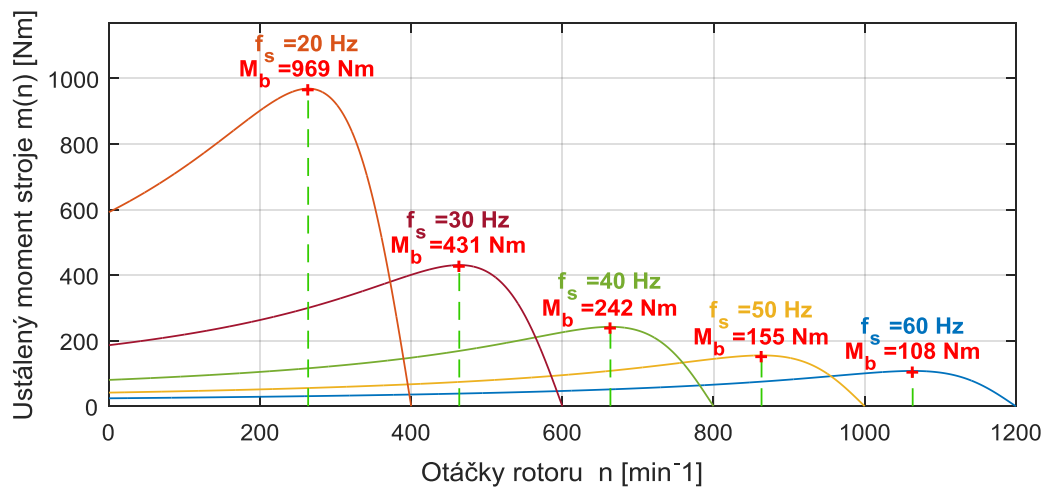
$$|\Psi|(t) = \sqrt{\Psi_1^2(t) + \Psi_2^2(t)} = \frac{U_m}{\omega} (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t)). \quad (53)$$

Dle goniometrického vzorce závorka bude rovna jedné a po úpravách zcela vypadne závislost na úhlu pootočení, nadále je předpokládán harmonický a symetrický průběh napájecího napětí. Pro ovládání tedy plyne

$$|\Psi|(t) = \frac{U_m}{\omega} \Rightarrow \frac{U_m}{f} = \text{konstanta} \Rightarrow \frac{\sqrt{2}U_{ef}}{f} = \text{konst.}, \quad (54)$$

kde  $U_m$  ... maximální amplituda napájecího napětí [V],  $U_{ef}$  ... efektivní hodnota napájecího napětí [V],  $f$  ... frekvence napájecího napětí [Hz],  $\omega$  ... kruhová frekvence napájecího napětí [Hz].

Že je chování platné i s uspořádáním stroje pro 3 fázovou soustavu lze dokázat na průbězích momentových charakteristik při pouhé změně frekvence napájecího napětí.



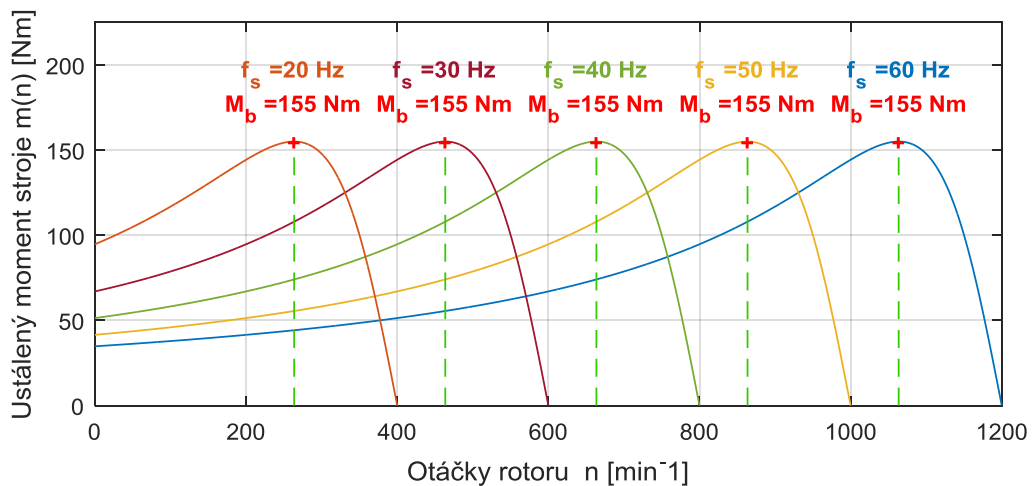
Graf 5 – Průběh momentových charakteristik bez uvažování  $U/f = \text{konst.}$

Na Grafu 5 lze pozorovat změny momentů zvratu  $M_b$  v závislosti na frekvenci rotace statorového pole, avšak při totožné amplitudě napájecího napětí. Tímto přístupem elektrický stroj není vhodné regulovat. Díky snižující se frekvenci napájecího napětí se začne projevat původně zanedbaný satorový odpor  $R_s$ , na kterém bude vznikat stále vyšší úbytek napětí  $R_s i(t)$ , stroj je pak přemagnetizován, a může dojít až k poškození izolace na vinutích. Opačný problém nastává pro oblast vyšších frekvencí, než je nominální hodnota stanovená na výrobním štítku stroje. Zde bude odmagnetizován a elektromechanická vazba bude slábnout. Řešením problému je použít vztah (54) a jelikož jsou vyráběny stroje s rozdílným počtem pólových párů statoru, je potřeba zapsat frekvenci rotace statorového pole jako podíl frekvence napájecího napětí  $f$  a počtu pólových párů statoru  $p_p$ .

$$\frac{p_p \sqrt{2}U_{ef}}{f} = \text{konst.} \Rightarrow \frac{\sqrt{2}U_{ef}}{f_s} = \text{konst.} \quad (55)$$

Běžné asynchronní elektromechanické převodníky jsou konstruovány pro jmenovitou frekvenci a napětí příslušné elektrické rozvodné sítě. Tyto parametry stanovují hodnotu konstantního poměru. Díky němu lze určit hodnotu napájecího napětí statorového vinutí

$$U_{ef} = f_s \cdot \text{konst. [V]}. \quad (56)$$



Graf 6 – Průběh momentových charakteristik s uvažováním  $U/f = \text{konst.}$

Z momentové charakteristiky stroje Graf 6, lze pozorovat shodný generovaný moment stroje pro různé frekvence. Idealizovaný výstupní model zanedbává tření a především odpor statoru  $R_s$ . Z tohoto důvodu má ustálený moment zcela shodnou amplitudu.

Při ovládání skutečného stroje bude nutno řešit především pracovní rozsah frekvencí, který je omezen. Při vysokých frekvencích se začnou projevovat vlastnosti vířivých proudů, které degradují moment v důsledku rychlých změn napájení cívek [8]. Vířivých proudů se využívá u indukčního ohřevu, tedy stroj se může stát topným elementem, což je pro generátor momentu nepřijatelné.

### 3.2.2 Úvaha tření uložení rotoru a použitelnost pro zjednodušení návrhu pohonu

Jelikož povětšinou při návrhu pohonu bývá známá reálná momentová charakteristika stroje, ze které jsou identifikovány parametry pro asynchronní stroj v rovině transformace, idealizovaný model je vhodné uvést v reálnějším uspořádání, kdy  $M_b \neq \text{konst.}$

Situaci je možno zrealnit přidáním souboru tření valivých ložisek stroje [10]. Tření od ložisek zde bude mít pouze informativní charakter pro názornost dopadu na mechanický moment generovaný strojem. Souhrnný součinitel torzního tření  $\mu_0$  se pro reálná ložiska pohybuje v intervalu  $\mu_0 = \langle 1; 5 \rangle \cdot 10^{-6}$  [10] při jednotkách SI.

Tření se projeví jako zátěžný moment, který je nutno odečíst od momentu vzniklého induktivní vazbou statoru na rotor. Celkový třecí moment  $m_f(n)$  je definován dle [9] jako

$$m_f(n) = \mu_0 n \text{ [Nm]}, \quad (57)$$

kde  $\mu_0$  ... součinitel torzního tření [-],  $n$  ... otáčky hřídele rotoru [ $\text{min}^{-1}$ ].

Výsledný dopad na reálný dostupný mechanický moment stroje  $m_r(n)$  pak

$$m_r(n) = m - m_f(n) \text{ [Nm]}, \quad (58)$$

kde  $m_f$  ... třecí moment [Nm] a  $m$  ... vnitřní generovaný moment stroje [Nm].

Pro reálný moment zvratu  $M_{br}$  pak bude platit vztah

$$M_{br} = M_b - m_f(n_b) \text{ [Nm]}, \quad (59)$$

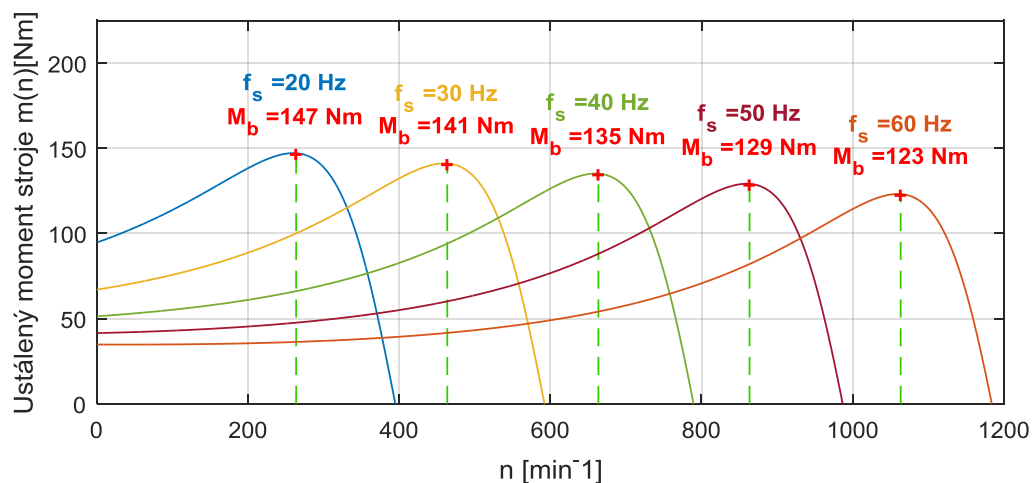
kde  $M_b$  ... vnitřní moment zvratu stroje [Nm],  $m_f(n_b)$  ... třecí moment pro otáčky zvratu  $n_b$  [Nm].

Aby bylo možné analyticky určit reálný moment zvratu  $M_{br}$ , musí být na základě rovnice (49) určen skluz zvratu  $s_b$ , díky kterému je následně možno určit otáčky zvratu  $n_b$  ze vztahu (6), pro určení otáček zvratu  $n_b$  lze použít vztah

$$n_b = \frac{60}{2\pi} (\omega_s - s_b \omega_s) \text{ [min}^{-1}\text{]}, \quad (60)$$

kde  $\omega_s$  ... kruhová frekvence rotace statorového pole [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ] a  $s_b$  ... skluz zvratu [-].

Graficky se třecí moment  $m_f(n)$  projeví na reálném průběhu momentu stroje  $m_r(n)$  nepatrně, z toho důvodu byl součinitel torzního tření zastoupen hodnotou  $\mu_0 = 3 \cdot 10^{-2}$  pro viditelný dopad na průběh reálného momentu  $m_r(n)$ .



Graf 7 – Průběh momentových charakteristik při  $U/f = \text{konst.}$  a enormním třením

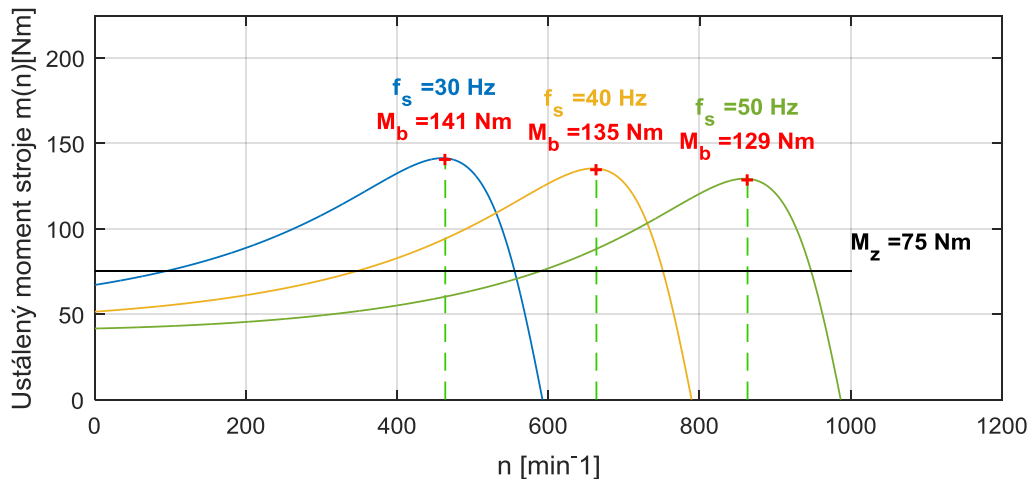
Parametrem lze přibližně zahrnout soubor všech tření odvislých od úhlové rychlosti rotace stroje, konkrétně například odpor vzduchu ve vzduchové mezeře, soubor tření ložisek [10] a tak podobně. To však není zcela důvodem uvažování tření, jelikož svou hodnotou, ovšem dle aplikace, je zanedbatelné, ale důvodem byla možnost zjednodušení návrhu pohonu.

Komplexněji s tímto přístupem je totiž možno zahrnout souhrnný ztrátový moment mechanicky připojených zařízení. Ty však již nelze zahrnout do souboru tření asynchronního stroje, ale poznatkem může být snadno vytvořena výsledná specifikace, případně zjednodušen návrh pohonu celého zařízení. Nevýhodou je nutnost znalosti alespoň dvou zátěžových charakteristik, které by vedly k určení souhrnného tření stroje a připojených zařízení. Případně je velikost tření, avšak pouze asynchronního stroje, identifikovatelná dle nominálních otáček stroje, viz kapitola 3.2.4 na straně č. 48.

### 3.2.3 Chování a omezení skalárního řízení

Úskalím přístupu skalárního ovládání je nemožnost přesného řízení rychlosti výstupního hřídele. Skutečnost je dána neexistencí zpětné vazby v podobě úhlu natočení rotoru  $\varphi$  (viz vysvětlení principu skalárního řízení v počátku kapitoly 3.2 *Skalární řízení* na str. 40), z čehož lze následně určit vzájemné pootočení rotoru ke statorovému magnetickému poli, tedy určení skluzu  $s$ . Z kapitoly 2.4 Parametry pro ovládání na straně č. 25 byl skluz označen jako parametr, umožňující ovládání otáček rotoru. Z doposud uvedeného vyplývá, že při zatížení stroje dochází k poklesu požadovaných otáček v důsledku změny skluzu  $s$ .

Momentová charakteristika pro různé frekvence napájecího napětí statoru včetně uvažování tření, tedy zátěže (viz kapitola 3.2.2 *Chování a omezení skalárního řízení* str. 45) může být protnuta zátěžným momentem v podobě konstanty  $M_z$ . Graficky pak



Graf 8 - Průběh momentových charakteristik při  $U/f = \text{konst.}$  a enormním třením a  $M_z$

Při návrhu pohonu se udává, že bod zvratu  $M_b$  by měl být dle aplikace roven 2x až 3x zátěžného momentu  $M_z$ . Protnutím výše uvedené charakteristiky zátěžným momentem  $M_z$  dojde k vytyčení pracovní oblasti asynchronního stroje. Důležitými body, vyplývající z protnutí zátěžného momentu  $M_z$  s momentovými charakteristiky, jsou definovány zátěžné otáčky stroje  $n_b$ .

Po zatížení momentem  $M_z$  je možné skutečné zátěžné otáčky stroje  $n_z$  určit z rovnice (47) s nahrazením ustáleného momentu  $m_\infty$  konstantním zátěžným momentem  $M_z$  a následně rovnice (8), přičemž předmětem zájmu bude veličina  $n$ , v tomto případě zátěžné otáčky  $n_z$ .

$$M_z = 3 \frac{p_p}{\omega_s} R_r \frac{s_z U_{ef}^2}{R_r^2 + s_z^2 \omega_s^2 (L_D - L_d)^2} \quad [\text{Nm}], \quad (61)$$

kde  $p_p$  ... počet pólových párů stroje [-],  $s_z$  ... poměrný zátěžný skluz asynchronního motoru [-],  $R_r$  ... náhradní elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $U_{ef}$  ... efektivní hodnota budícího napětí [V],  $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$  [H],  $L_D$  ... náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $\omega_s$  ... úhlová rychlost rotace statorového pole [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Z matematického hlediska se jedná o protnutí paraboly v podobě průběhu ustáleného momentu  $m_\infty$  přímkou s nulovou směrnici, potažmo konstantou  $M_z$ . Průsečík/y budou existovat, pokud je stroj schopen překonat zátěžný mechanický moment zařízení. Budou tedy hledány kořeny významu skluzu  $s$ , a to úpravou rovnice popisující ustálený moment  $m_\infty$ .

Po úpravě bude kvadratická rovnice pro určení zátěžného skluzu  $s_z$  v podobě

$$s_z^2 - \frac{3p_p R_r U_s^2}{\omega_s^3 (L_D - L_d)^2 M_z} s_z + \frac{R_r^2}{\omega_s^2 (L_D - L_d)^2} = 0, \quad (62)$$

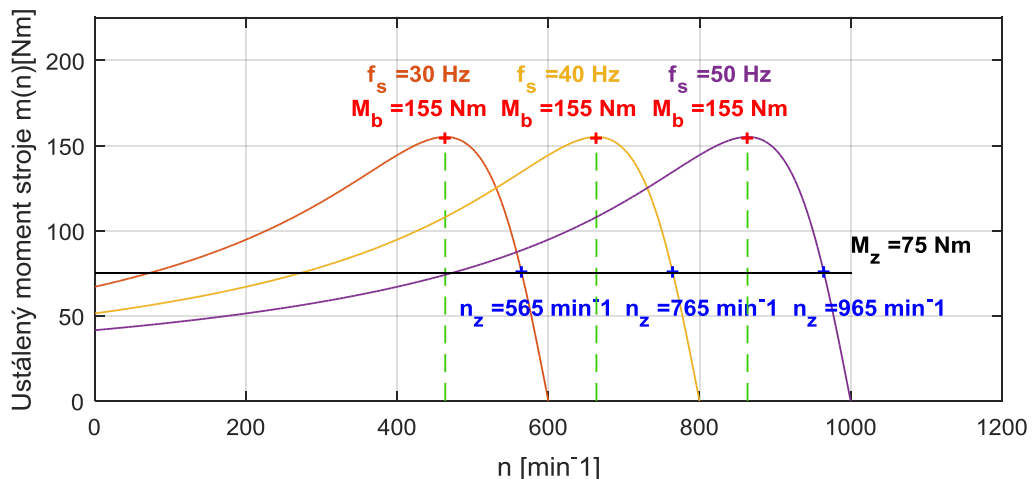
kde jednotlivé veličiny mají shodný význam a jednotky dle rovnice (61).

Jelikož pro sečnu  $M_z$  z Grafu 8 budou přirozeně získány 2 hodnoty skluzu, při úvaze efektivitity asynchronního stroje musí být vybrán skluz o nižší číselné hodnotě, než je skluz zvratu ( $s_z < s_b$ ). Pak je možno použít rovnici definující zátěžné otáčky  $n_z$  ve tvaru

$$n_z = 60 \frac{f}{p_p} \cdot (1 - s_z) \quad [\text{min}^{-1}], \quad (63)$$

kde  $f$  ... frekvence napájecího napětí [Hz],  $p_p$  ... počet pólových párů stroje [-].

Výše uvedený postup je možno aplikovat na situaci, kdy nebude uvažováno tření. Výsledek nalezení bodů jednotlivých zátěžných otáček je uveden níže v Grafu 9.



Graf 9 – Vyobrazení zátěžných otáček  $n_z$  při ovládání  $U/f = \text{konst.}$

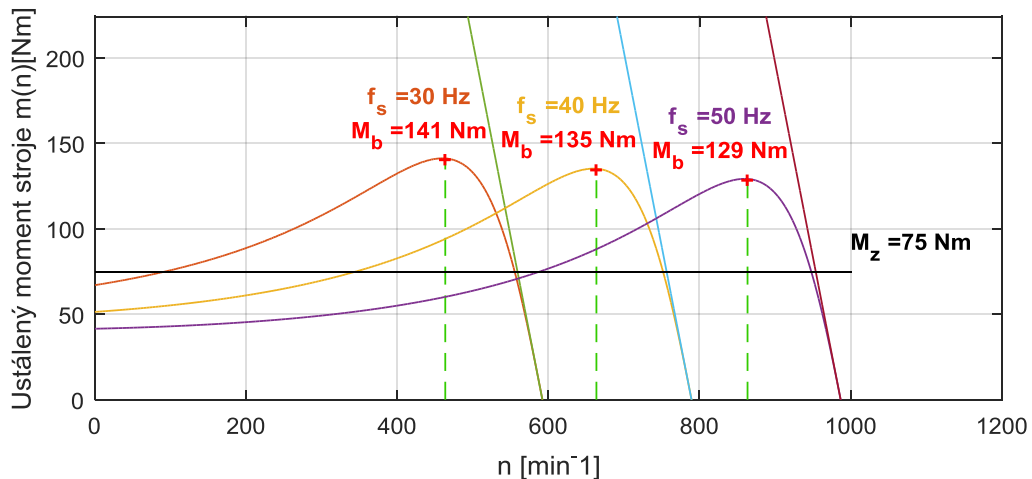
Pokud by bylo uvažováno tření, situace se velmi zkomplikuje, jelikož dle definice (57) tření upravuje velikost momentu, tudíž nelze pro výpočet skluzu použít pouze zátěžný moment  $M_z$ , ale rovnice (62) musí být rozšířena o zápis tření, které je však závislé na otáčkách stroje. Pro řešení lze použít soustavu rovnic

$$s_z^2 - \frac{3p_p R_r U_s^2}{\omega_s^3 (L_D - L_d)^2 (M_z - \frac{60}{2\pi} \mu_0 \omega)} s_z + \frac{R_r^2}{\omega_s^2 (L_D - L_d)^2} = 0 \quad (64)$$

$$s_z = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$$

Pokud by bylo potřeba soubor tření zahrnout, je možno použít metody tečen k momentové charakteristice a určit hodnotu skluzu aproximativně. Soustava je zde informativní.

Aproximativní metody lze využít v pracovní oblasti stroje, a to do zátěžného momentu  $M_z$  stanoveného dle uváděné rezervy, viz graf níže



Graf 10 – Grafické znázornění určení zátěžných otáček stroje metodou tečen

Z průběhu tečen a momentových charakteristik je patrná chyba, kterou se lze dopustit použitím vyššího zátěžného momentu  $M_z$ , než je doporučováno. Zátěžné otáčky, případně pouze skluz je možno určit průsečíkem tečny se zátěžovým momentem  $M_z$ .

Získání otáček po zatížení stroje  $n_z$ , konkrétněji skluzu  $s_z$  stroje je možné použít pro vektorové řízení. To však není předmětem této práce.

### 3.2.4 Podstatné parametry pro modelování asynchronního stroje při $U/f = \text{konst.}$

Protnutím výše uvedené charakteristiky zátěžným momentem  $M_z$  dojde k vytyčení pracovní oblasti asynchronního stroje. Konkrétněji je volena rezerva 2x až 3x nominálního momentu stroje, aby bylo zajištěno vykrytí případné zvýšené mechanické zátěže. Pracovní oblast stroje se pak bude nacházet v oblasti pro moment  $M \in \langle -M_z, M_z \rangle$ . Záporný moment byl uveden z důvodu možnosti měnit směr rotace stroje.

Dalším parametrem, díky kterému bude možno asynchronní stroj modelovat pro účely návrhu frekvenčně řízeného pohonu, je maximální hodnota elektrické rozvodné sítě, na které bude motor pracovat. Hodnota je daná efektivní hodnotou rozvodné sítě  $U_{ef}$ , díky které lze získat maximální hodnotu elektrického napětí  $U_m$ . Přepoččet byl definován v rovnici (46), ale pro ČR je hodnota stanovena  $U_m \cong 325 \text{ V}$ .



Z výrobního štítku stroje je možné odečíst nominální hodnotu otáček stroje, díky kterým je možno určit parametr  $p_p$ , tedy počet pólových párů statoru dle Tabulky 1 na straně č. 23. Hodnota přímo neodpovídá rychlosti synchronních otáček stroje, jelikož zde figuruje skluz, vykrývající souhrnné ztráty motoru, ty však neznemožňují přesné určení parametru  $p_p$ , jelikož bývá vzata nejbližší hodnota k synchronním otáčkám  $n_s$ . Díky tomu je možno určit nejen  $p_p$ , ale i součinitel souhrnného tření  $\mu_o$ , popisující ztráty stroje při otáčkách naprázdno.

Jako poslední je možno získat identifikaci ze statické charakteristiky, například funkcí *fminsearch* programu MATLAB, další parametry stroje. Jelikož byl v kapitole 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí* str. 26 uveden model v rovině Parkovy transformace, s výhodou lze identifikovat již transformované parametry stroje. Výčtově se jedná o parametry

- $R_r$  ... náhradní elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ]
- $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$  [H]
- $L_D$  ... náhradní indukčnost v ose  $D$  [H]

a pokud bude uvažován úplný model dle rovnice (42), pak také

- $R_s$  ... náhradní elektrický odpor fáze statoru [ $\Omega$ ]
- $L_m$  ... náhradní vzájemná magnetizační indukčnost statoru a rotoru [H]

### 3.3 Vektorové řízení

Vektorové řízení není předmětem zkoumání práce, avšak je jej nutno zmínit z důvodu uvedení do problematiky pokročilejšího řízení generovaného momentu stroje, tím úhlu natočení, případně přesného řízení rychlosti rotace stroje.

Vektorové řízení je možno rozdělit do dvou přístupů, a to přímého a nepřímého. [6][11]

#### 3.3.1 Přímé vektorové řízení

Metoda je postavena na principu zpětné vazby v podobě měření elektrických proudů protékající statorovým vinutím, anebo zavedením zpětné vazby v podobě snímání otáček hřídele rotoru. Na základě modelu z kapitoly 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí* str. 26 je pak možné určit polohu výsledného vektoru spřaženého magnetického toku  $\psi$ .

Metoda poskytuje regulátoru reálnou představu o skutečné poloze rotoru a statoru.

### 3.3.2 Nepřímé vektorové řízení

Metoda byla postavena na matematickém modelu, díky kterému je vypočítána zpětná vazba v podobě skluzu, tedy není potřebné implementovat pro řízení fyzický měřicí člen.

Ze znalosti statické charakteristiky stroje je možno na základě modelu z kapitoly 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí* str. 26 určit vzájemnou polohu rotoru a statoru.

Úskalím této metody je ne zcela reálná představa o poloze, která může být ovlivněna neočekávaným působením poruchové veličiny, čímž regulační pochod selže.

### 3.4 Přímé řízení momentu

Jedná se o zcela odlišný typ od vektorového řízení. Pro řízení je použita zpětná vazba v podobě měření elektrických proudů protékající statorovým vinutím, někdy v kombinaci s enkodérem na rotoru, z důvodu další zpětné vazby v podobě snímání otáček rotoru. Nesmírnou výhodou tohoto přístupu je identifikace připojeného stroje, a tím momentové charakteristiky, kompletního mechanického řetězce zařízení, při prvotním zapnutí, tedy odpadají složitá měření a výpočty.

Tímto přístupem je možno dle charakteru použité aplikace uspořít náklady na energii, jelikož metoda nebudí statorové cívky stálým proudem, ale proudem pouze v době, kdy je nutno vykrýt chybějící moment, případně otáčky. Další úspora vzniká vnitřním zapojením frekvenčních měničů, jelikož ty pak nevyužívají konstantní spínací frekvenci, ale pohyblivou, tedy se omezí ztráty. Více vysvětleno v kapitole 4 *Frekvenční měnič* str. 51.

Úskalím této metody je řízení momentu při nízkých otáčkách, kdy bývá velmi citlivá na identifikované parametry stroje. Pro nízké otáčky je vyžadováno použití snímače otáček na hřídeli rotoru.

### 3.5 Posouzení vhodnosti skalárního řízení

Přímé řízení momentu, případně vektorové řízení, je výhodné použít pro situace, kdy je vyžadováno velmi přesné řízení s častou proměnnou velikostí zátěže. Pro případ řízení kalandru přístup nemá takové opodstatnění, jelikož první změna momentu nastane při zatížení v podobě vhození směsi, která má být kalandrována, a následně při jejím odstranění. To vyplývá z rovnice (4).

Závěrem kapitoly je možno uvést, že uvažované skalární řízení je relativně jednoduchou a vhodnou volbou pro ovládání otáček gumárenského kalandru.

## 4 FREKVENČNÍ MĚNIČ

S příchodem „křemíkové doby“ se otevřeli možnosti pro frekvenční řízení, případně ovládní generovaného momentu, synchronních a asynchronních strojů.

Jak bylo podrobně vysvětleno v kapitole 3 Možnosti ovládní a řízení asynchronního stroje str. 26, frekvence harmonického napájecího napětí je v současnosti nejvíce využívanou veličinou, která umožňuje ovládat rychlost rotace statorového pole, a tím také díky indukční vazbě rotoru vůči statoru, respektive naopak.

### 4.1 Funkce frekvenčního měniče

Dle zdroje [12] jsou celkově vyráběny tři typy frekvenčního měniče, dále jen „FM“, jejichž principy se odlišují. Výčtově

- FM generující idealizovaný symetrický a harmonický průběh 3 fázové soustavy
- FM založené na principu přímého řízení momentu (Direct Torque Control - DTC)
- FM využívající pulzní šířkové modulace (PWM)

První uvedený typ je speciálním druhem FM, jelikož využívá patentovaného přístupu generování vyhlazeného proudu do zátěže. Nevýhodou těchto měničů je nižší účinnost, vysoká cena a omezení v podobě výstupního výkonu.

Druhým uvedeným typem FM, který není vyráběn tolika výrobci, je využívající spínání tranzistorového můstku s přístupem hysterezního řízení magnetického toku, nikoliv pouze podle pevně stanoveného vzoru referenčního harmonického signálu. Velkou výhodou FM tohoto typu je vyšší účinnost, konkrétněji měnič je schopen dosáhnout stejné kvality regulace při spínacím kmitočtu 3 kHz, jako FM posledního typu při 30 kHz, navíc se ztrátami odpovídající pouze 3 kHz. Dále nevyžadují použití většího množství filtrů z důvodu zachování elektromagnetické kompatibility (EMC). Řízení magnetického toku je komplikované a zahrnuje metody adaptivního řízení. Bohužel účinnost není zcela zdarma, a tak ceny těchto FM jsou vysoké. [12]

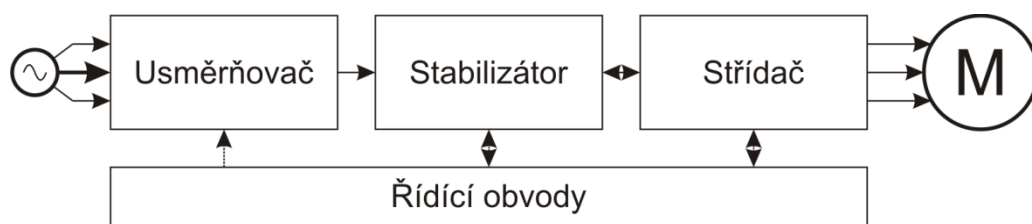
Poslední typ FM je vhodný pro jednoduché aplikace, kde není potřeba častých změn momentu, případně otáček stroje. Regulace je realizována pomocí spínacích prvků díky PWM na základě referenčního signálu. Tím dochází ke stálému napájení statorového vinutí, tedy spotřeby elektrické energie, avšak moderní FM mají implementovány obvody, které zefektivňují jeho účinnost. Způsob generování 3F soustavy je zdrojem rušení, tedy FM tohoto

typu musí mít implementovány v rámci EMC více filtrů. Pro ovládání přístupem  $U/f = konst.$  se jedná o investičně nejvýhodnější řešení, avšak bez možnosti implementace efektivnější uvažované automatizace procesu kalandrování v budoucnu.

V rámci této práce bude věnována pozornost měničům primárně posledního typu s PWM, místně i druhého typu DTC.

## 4.2 Konstrukce frekvenčního měniče

Celkově FM může být konstrukčně rozdělen do čtyř hlavních bloků [12]

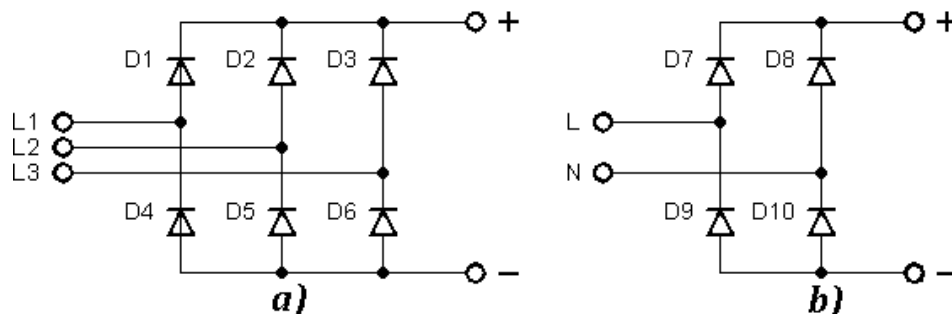


Obrázek 18 – Blokové schéma FM s čistě PWM přístupem

Dalšími obvody, které nejsou zaneseny ve schématu, jsou především filtry kompenzující účinník FM a připojeného stroje, a také tlumící dopad EMC.

### 4.2.1 Usměrňovač

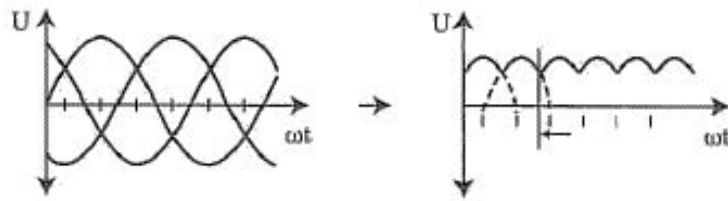
Účelem usměrňovače je usměrnit dosavadní střídavé napájecí napětí na stejnosměrné. Napětí za usměrňovačem ale stále nebude konstantní a bude mít proměnný průběh, viz Obrázek 20. Usměrňovač může být napájen 3F soustavou pro velmi výkonné stroje, případně pouze 1F pro stroje, které nebudou svou činností odebírat takové množství proudu, a tak příliš nesymetricky zatěžovat rozvodnou síť.



Obrázek 19 – Diodové usměrňovače a) 3F, b) 1f

Z hlediska maximální hodnoty napájecího napětí bude stále rovno maximálnímu napájecímu napětí sítě, poníženému o úbytek na diodě.

Výsledný průběh usměrněného napětí je možno pozorovat na níže uvedených grafech

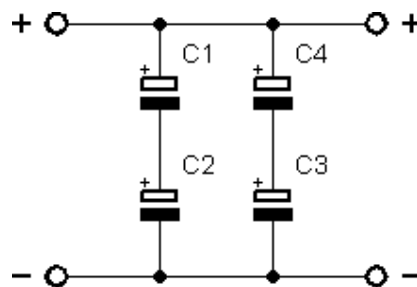


Obrázek 20 – Výsledek usměrnění 3F rozvodné sítě [12]

Pro usměrnění jsou použity diody, případně tyristory. Pokud budou použity diody, tak se bude jednat o neřízený usměrňovač, pokud tyristory, tak lze hovořit o plně řízeném usměrňovači. [12]

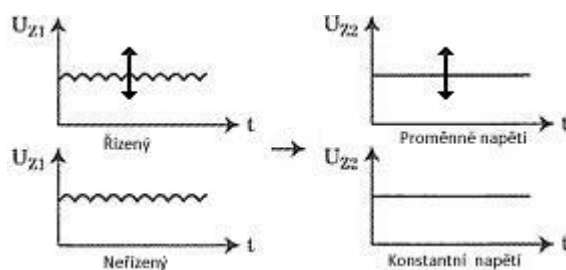
#### 4.2.2 Stabilizátor

Úkolem stabilizátoru je vyhladit průběh napájecího napětí na konstantní hodnotu. Jedná se o napěťový/proudový filtr. Stabilizátor je složen ze sérioparalelního, případně jen sériového, řazení elektrolytických kondenzátorů. Pouze jeden kondenzátor není možno použít, z důvodu velké amplitudy napájecího napětí, jelikož vysokokapacitní kondenzátory nejsou sériově vyráběny, ke všemu se jedná o rozměrnou část FM, a ta by byla hůře umístitelná.



Obrázek 21 – Schéma stabilizátoru

Po stabilizaci bude průběh napětí následující



Obrázek 22 – Výsledek stabilizace [12]

Pro FM jsou vyráběny řízené a neřízené stabilizátory, záleží na výrobci. Z průběhu stabilizace na Obrázku 22 je patrný konstantní průběh napětí. V závislosti na výši celkové kapa-

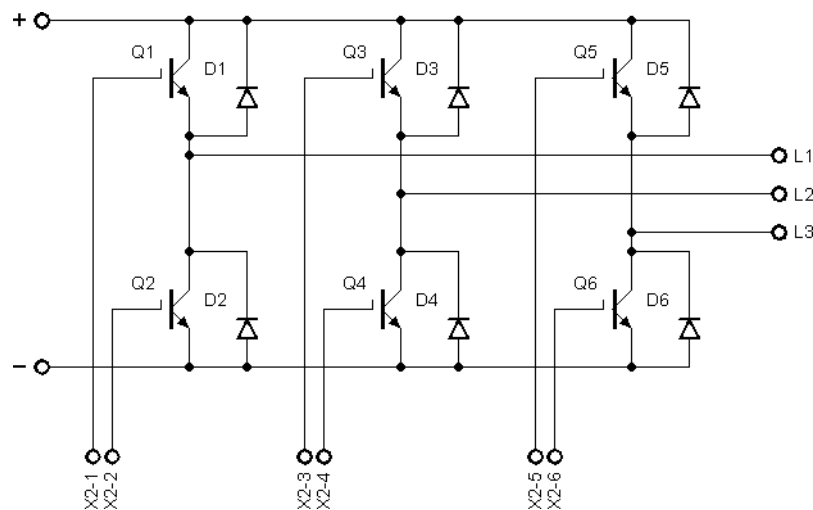
city kondenzátorů vzrůstá tzv. tvrdost zdroje, tedy schopnost udržovat shodnou konstantní hodnotu elektrického napětí v závislosti na odebíraném proudu. Stabilizací v závislosti na tvrdosti zdroje je získáno stejnosměrné elektrické rovno maximálnímu napětí rozvodné sítě. Tvrdost zdroje lze zvýšit použitím 3F napájení.

Stabilizátory jsou vyráběny také jako řízené zdroje proudu.

#### 4.2.3 Střídač

Jedná se o silovou část FM, ve kterém dochází k opětovnému rozmítání průběhů napájecích napětí pro asynchronní/synchronní stroj (dále jen „ASS“) [6][11]. Napájení zprostředkovává stabilizátor.

Střídač je nejčastěji tvořen šesti rychlými IGBT tranzistory zapojenými do můstku tak, aby umožňovali sepnout obě polarity napětí do zátěže. Především dříve byly používány tyristory, ty jsou však limitovány dobou, kdy lze jimi průchod proudu rozpojit, tedy můstkové zapojení disponuje nižší spínací frekvencí oproti IGBT můstku [12]. Díky vyšší flexibilitě budou popsány přístupy s IGBT.



Obrázek 23 – Můstkové zapojení střídače s IGBT

Zapojení výše bylo zjednodušeno o filtrační části, jelikož podstatný je princip rozmítání nové 3F soustavy.

Principů spínání existuje několik typů, mohou být použity napěťově řízené oscilátory, které svou amplitudou saturují a desaturují tranzistory na základě nastavené frekvence signálu, což vede ke spínání a rozepínání. Jiným přístupem je použití PWM modulace, kdy základní frekvence spínání/přepínání je stanovena frekvencí trojúhelníkového signálu, který je komparován s referenčním signálem, jenž je požadován na výstupu fáze můstku.

Přístup PWM spínání je nejvíce rozšířen, jelikož pouze na základě referenčního signálu je možné generovat různé typy signálů včetně všech možných modifikací. Omezení se nalézá v podobě maximální dosažitelné amplitudy dané rozvodnou sítí a frekvenci požadovaného výstupu, z důvodu limitace v podobě spínací frekvence. Více bylo popsáno v kapitole 4.3 Principy PWM str. 56.

Nežli kompletace můstku z dílčích IGBT tranzistorů je v praxi používáno tzv. IMP modulů. Jedná se o výkonové hybridní moduly kombinující vysokou rychlost spínání, nízké ztráty, vstupní usměrňovače, ochranné obvody, předzesilovače pro buzení výkonových tranzistorů optimalizované vždy ke konkrétnímu typu modulu, a také brzdový spínač [12]. Další výhodou je přítomnost tranzistorů z jednoho ingotu<sup>2</sup>, respektive waferu<sup>3</sup>. Díky tomu je zajištěna nejbližší možná podobnost IGBT, jelikož při spínání vyššími frekvencemi mohou být nepatrné odlišnosti kritické.

Doposud byly zmíněny silové části FM, které jsou implementovány v měničích typu klasického PWM, ale také při technologii řízení DTC. Ta se pak od klasického PWM přístupu odlišuje především algoritmicky [12].

Schematicky je možné střídač doplnit o měření proudů a napětí, na jejichž základě lze využít metod pokročilejšího řízení momentu. V případě řízení  $U/f = \text{konst.}$  nemusí být nutně osazena.

#### 4.2.4 Řídící obvody

Jedná se o nevýkonovou část FM, která musí být připojena minimálně ke střídači a napájecímu napětí, avšak dle typu a výrobce může být připojena i ke stabilizátoru, případně usměrňovači. Usměrňovač lze pouze ovládat, kdežto stabilizátor může být již regulovaným prvkem, a to napětí nebo proudu, v závislosti na programovém vybavení.

Vlivem spínání tranzistoru dochází ke generování silného elektromagnetického rušení, které je potřeba kompenzovat z důvodu poznatků EMC nařizující tuto povinnost, ale také pro funkčnost mikroprocesoru, jelikož uvedený zdroj rušení při nevhodném návrhu je schopen stochasticky měnit uložená data v paměti RAM, a tím například způsobit zkrat napájecího napětí nevhodným sepnutím tranzistoru, sériová dvojice tranzistoru však bývá

---

<sup>2</sup> Ingot – průmyslově vyráběný monokrystal

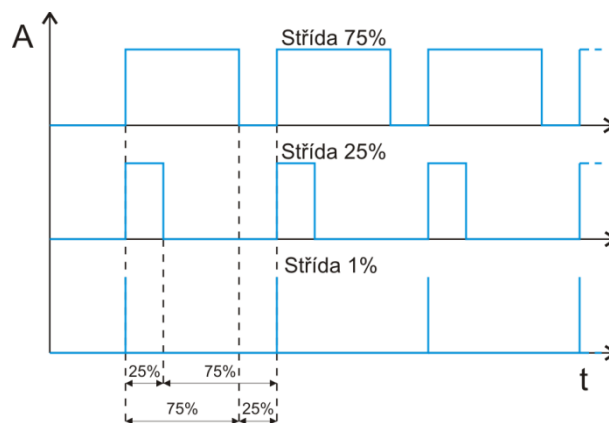
<sup>3</sup> Wafer – deska kruhového průřezu, vzniklá řezáním ingotu, která je základem PN přechodů např. IGBT

doplněna o dodatečné vzájemné blokování, díky kterému lze zkratu předejít. V usměrňovači bývá implementována kompenzace účinníku vyjadřující vliv jalové složky proudu na elektrickou síť, jeho zkoumání však není předmětem práce, jelikož se jedná o konstrukční záležitost řešenou na straně výrobce měniče.

Tato část FM se nejvíce odlišuje, jelikož každým výrobcem jsou hájena jejich řešení.

### 4.3 Principy PWM modulace

Jedná se o digitální modulaci, kde základním principem je změna střídy modulační frekvence. Střídou je označována poměrná šířka časů, kdy se signál nachází ve vysoké úrovni, k časové délce nízké úrovně. Princip PWM je vyobrazen na obrázku 24.



Obrázek 24 – Princip PWM modulace

#### 4.3.1 Realizace PWM spínání 3F soustavy

Pro účely získání požadované amplitudy a kmitočtu fází 3F soustavy jsou použity

- Referenční sinusové signály, které jsou požadovány na výstupu
  - o 3x fázově posunuty o  $2\pi/3$ , neboli  $120^\circ$ , dále značeny  $z_0$ ,  $z_{120}$ ,  $z_{240}$
- Periodický trojúhelníkový signál, případně pila se střídou 50 %, dále značena  $p$

U obou druhů signálů je definována shodná amplituda rovna požadavku, například 100 V.

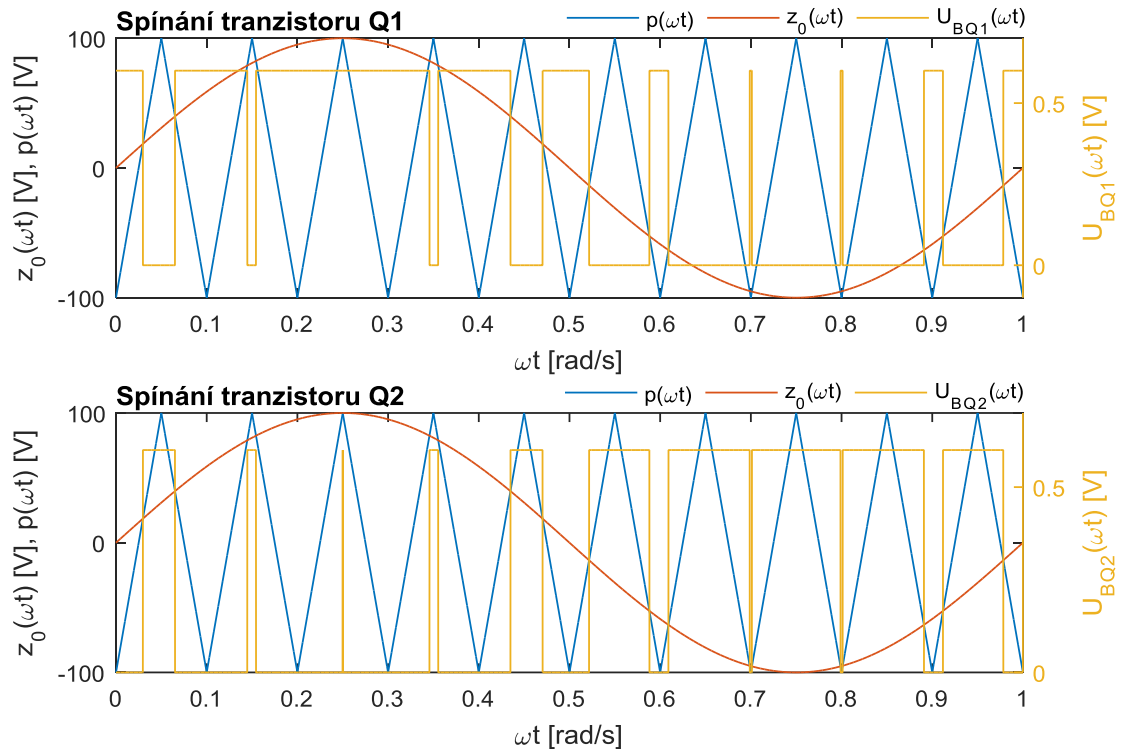
Algoritmus je postaven na komparaci žádaných signálů  $z_0$ ,  $z_{120}$  a  $z_{240}$ , tedy referenčních signálů v podobě průběhu napětí na fázích, a trojúhelníkového signálu  $p$ .

PWM spínání jedné fáze je realizováno na polovičním můstku, přičemž jedny konce statorových vinutí jsou galvanicky spojeny, pro 3F soustavu je pak plný můstek redundantní, jelikož obvod bude uzavřen přes můstek náležící jiné fázi. Pro 1F stroje musí být implementován plný můstek, z důvodu nutnosti měnit polaritu napájecího napětí vůči vodiči  $N$ .



Konkrétněji způsob spínání IGBT je možno vysvětlit na průběhu jedné fáze 3F soustavy, například pro žádanou fázi  $z_0$ , která je generována na můstku tvořící tranzistory Q1 a Q2 dle Obrázek 23 – Můstkové zapojení střídače s IGBT str. 54 nahoře.

Výsledek komparace je použit pro sepnutí příslušného tranzistoru.



Graf 11 – Výsledky komparace referenčního a pilovitého signálu, spínání tranzistorů

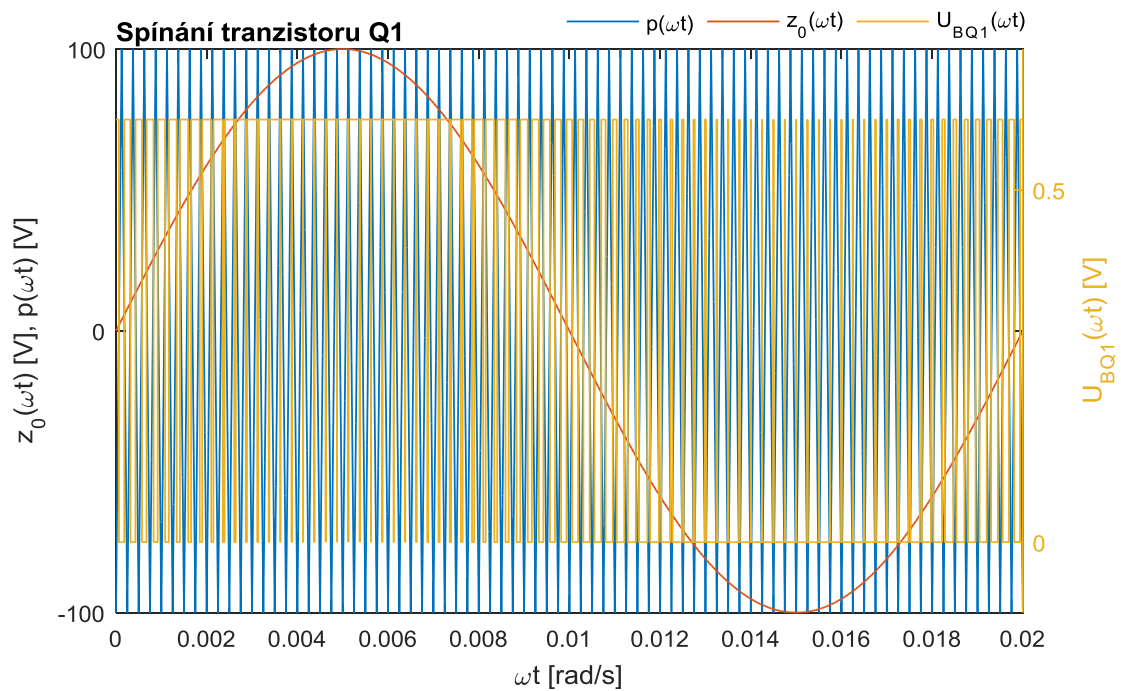
Na grafu výše byl zobrazen průběh připojování napětí do řídicí elektrody tranzistoru. Saturování a desaturování tranzistoru není okamžitým jevem, z toho důvodu je nutné kalkulovat se zpožděním, a tak jeho sepnutí opozdit [4].

Graf spínání všech tranzistorů byl z důvodu jeho rozměrnosti vložen do přílohy P I.

Spínání IGBT tranzistorů v grafu 11 výše by absolutně nedosahovalo plynulé rotace magnetického pole statoru ASS, graf tak má pouze informativní charakter. Obvykle se spínací frekvence můstku pohybuje v jednotkách kHz [12].

Velkou výhodou tohoto přístupu je možnost ovládní amplitudy, tedy  $p \in \langle 0, U_m \rangle$ .

Pokud by byla uvažována reálná situace spínání, pro referenční sinusoidu o frekvenci rozvodné sítě  $f = 50$  Hz a spínací frekvenci  $f_{sw} = 4$  kHz, pak by výsledné průběhy spínání pro IGBT tranzistor Q1 vypadaly



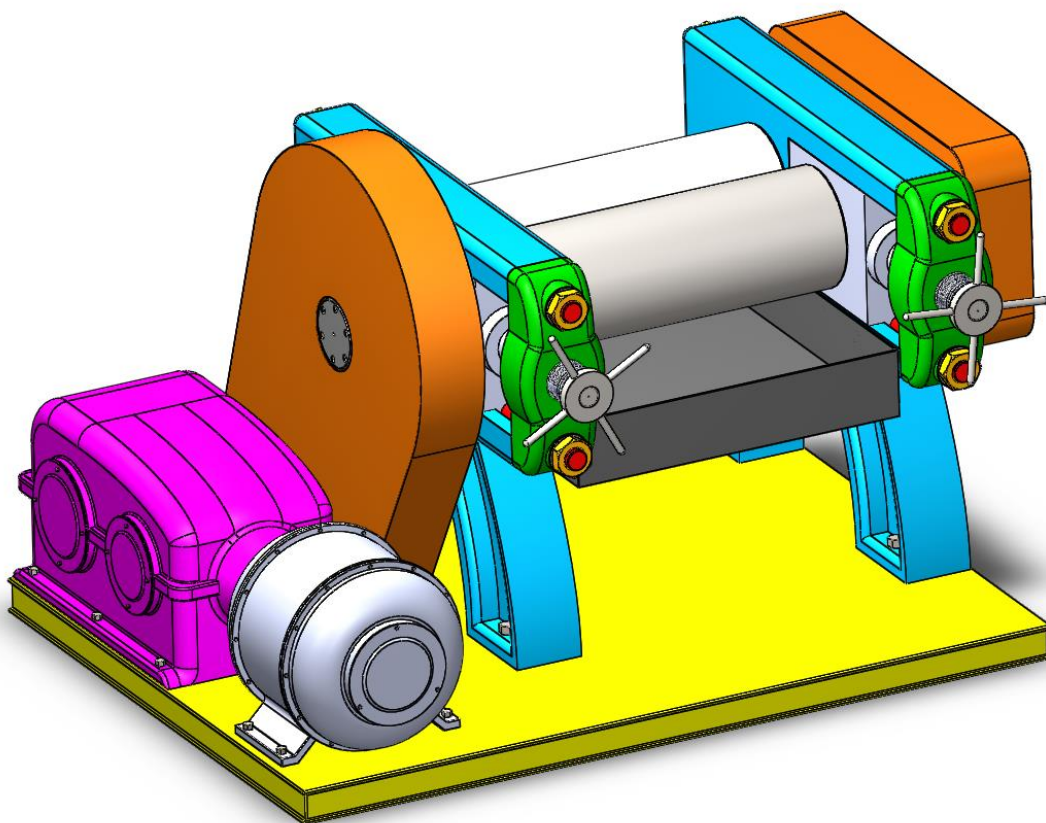
Graf 12 – Průběh spínání IGBT Q1 při reálné situaci -  $f = 50$  Hz,  $f_{sw} = 4$  kHz

Podrobnější studie výsledných napětí na jednotlivých fázích vzniklých spínáním bude uvedena v praktické části této práce, jelikož v průbězích nejsou zobrazeny výsledné průběhy spínaných napětí, ale pouze řídicí napětí tranzistorů. Více tedy kapitola 7.2 *Připojení frekvenčního měniče k motoru* na straně č. 78.

## **II. PRAKTICKÁ ČÁST**

## 5 REÁLNÝ KALANDR

Dle zadání práce byl vytvořen 3D model odpovídající skutečnému uspořádání kalandru.



Obrázek 25 – 3D model existujícího uspořádání kalandru

### 5.1 Použití a zájmy majitele

Zařízení je umístěno v závodě, který vyrábí tzv. silentbloky pro přední automobilový průmysl světa. Kalandr je využíván pro několik druhů syntetických kaučukových směsí, které jsou homogenizovány, válcovány a následně pomocí řezacího zařízení formátovány na šíře cca 5cm, využívající jako hlavní prvek tlumící vibrace.

Kalandr je manuálně ovládán a doposud zde nejsou implementovány prvky automatizace. Dle diskuse s pracovníky firmy včetně ředitele byl získán soubor poznatků, které zásadně budou ovlivňovat návrh ovládání. Hlavním získaným poznatkem bylo, že zainteresované osoby plánují zefektivnit práci na tomto stroji v podobě aplikace pokročilejších metod řízení momentu AS, vizualizace výroby, případně přehřevu válců.

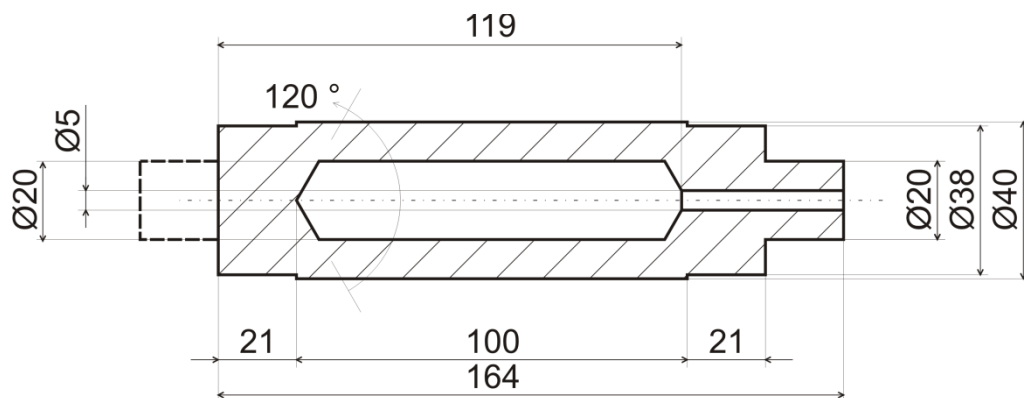
## 5.2 Parametry

Uspořádáním se jedná o dvouválec primárně určený pro homogenizaci nevulkanizované kaučukové směsi, tedy stroj mimo válcování směs také hněte.

Zařízení je využíváno několikrát týdně, tedy provádět složitější měření nebylo časově, ale především prostředkově možno, jelikož měření ustáleného momentu vyžaduje využití říze-  
ného zdroje, který nebyl doposud firmou pořízen.

### 5.2.1 Určení momentů setrvačnosti hnaných součástí

Důležitými parametry, které byly zjištěny, jsou především rozměry hnaných součástí, které bylo nutno určit z důvodu výpočtů zátěžných momentů působících na AS neustále.



Obrázek 26 – Rozměry hnaného válce kalandru v jednotkách cm

Válce kalandru jsou přibližně shodné, druhý válec se liší navíc pouze o vývodový hřídel na levé straně válce, situaci si je možno představit z obrázku 26. Dále se uvažuje, že těleso je homogenní, tedy zanedbáváme tenkou vrstvu chromu na pracovním povrchu válce.

Z praktického hlediska je válec naplněn chladicí vodou, kterou nelze považovat za tuhé těleso, její moment setrvačnosti se podílí na celkovém momentu daleko nižším příspěvkem, proto bude její objem pro výpočet zanedbán.

Pro rotační součásti s osou rotace umístěnou v těžišti tělesa lze pro výpočet momentu setrvačnosti  $J$  užít objemového integrálu

$$J = \rho \int_V r^2 dV \quad [\text{kg} \cdot \text{m}^2], \quad (65)$$

kde  $\rho$  ... hustota tělesa [ $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ ]  $r$  ... poloměr válce [m],  $V$  ... objem válce [ $\text{m}^3$ ].

Materiálem je předpokládána ocel, jejíž hustota dle tabulek je  $\rho = 7\,800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ .

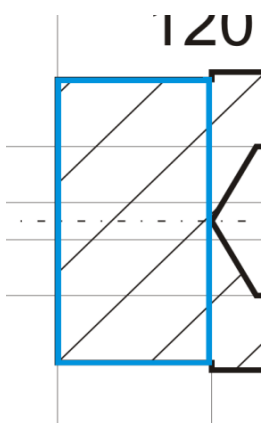
Jelikož se nejedná o symetrickou součást, musí být výpočet dělen na symetrické součásti, přičemž cílem není přesný popis válce. Úvaha je řešena z důvodu získání povědomí o závažném momentu AS.

S výhodou je možné použít válcové souřadnice, jelikož se jedná o rotační součásti kruhového průřezu. Pro diferenciál  $dV$ , tedy objemový element lze pak psát

$$dV = r d\varphi dr dz, \tag{66}$$

kde  $r$  ... poloměr válce [m],  $d\varphi$  ... přírůstek úhlu válcových souřadnic [rad],  $dr$  ... přírůstek poloměrů válce [m],  $dz$  ... přírůstek výšky válce [m]. Diferenciál  $dV$  pak tvoří nekonečně malou kruhovou výseč o tloušťce  $dr$  a výšce  $dz$  a vzdálenosti  $r$ .

První uvažovanou částí bude část válce uložená v loži stroje vlevo.



Obrázek 27 – 1. část výpočtu  $J$  válce

Parametry části jsou

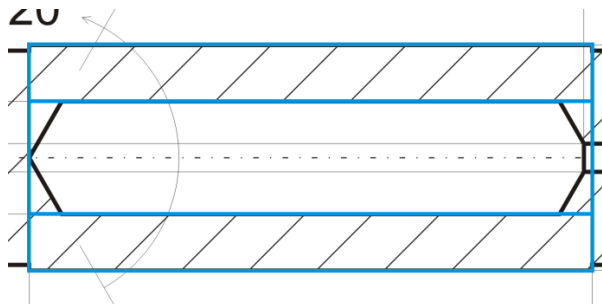
- Poloměr válcové části  $r = 0,19$  m
- Výška válcové části  $z = 0,21$  m

Pro výpočet momentu setrvačnosti pak s použitím vtažů (65) a (66), lze moment setrvačnosti této části určit jako

$$J_1 = \rho \int_0^z \int_0^r \int_0^{2\pi} r_1^3 d\varphi dr dz = \frac{1}{2} \pi \rho z r^4 = 3,3531 \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \tag{67}$$

Význam ostatních veličin je shodný s rovnicí (66).

Další součástí je pracovní část válce kalandru, matematicky v podobě dutého válce.



Obrázek 28 – 2. část výpočtu  $J$  válce

Obdobně jakou u předchozí části bude výpočet řešen dle rovnic (65) a (66), avšak s nepatným rozdílem mezi integrace poloměru, viz rovnice (68) níže.

Pro součást platí

- poloměr prázdného prostoru  $r_1 = 0,1$  m
- poloměr pláště válce  $r_2 = 0,2$  m
- výška válce  $z = 1$  m

S úvahou řešení mezikruží, bude výpočet vypadat následovně

$$J_2 = \rho \int_0^{h_1} \int_{r_1}^{r_2} \int_0^{2\pi} r^3 d\varphi dr dz = \frac{1}{2} \pi \rho z (r_2^4 - r_1^4) = 18,3783 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \quad (68)$$

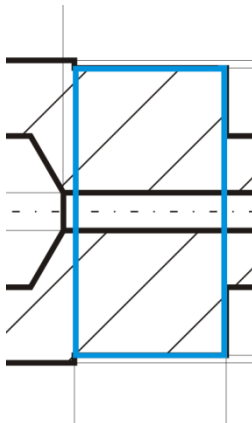
kde význam veličin je shodný s rovnicí s rovnicí (66).

Na Obrázku 28 lze pozorovat neuvažované části válce. Řešení by bylo možné úvahou sjednocením útvarů, čímž by přibližně vznikl rotační disk o poloměru  $r = 0,1$  m a tloušťce  $z = 0,06$  m. Na základě vztahu (67) dosazením příslušných rozměrů je možné získat moment setrvačnosti pro tuto část, i když její příspěvek je oproti celkové robustnosti válce zanedbatelný. Spíše pro informativní charakter byla tato část uvažována jako

$$J_3 = \frac{1}{2} \pi \rho z r^4 = 0,0735 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \quad (69)$$

kde význam veličin je shodný s rovnicí s rovnicí (66).

Předposlední uvažovaná část hnaného a další část hnacího válce kalandru je umístěna do druhého nosníku.



Obrázek 29 - 4. část výpočtu  $J$  válce

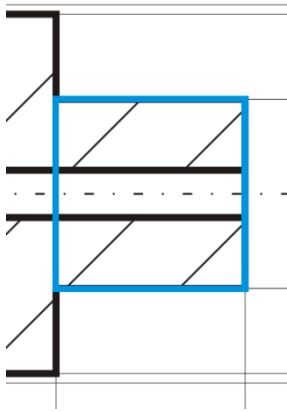
Konkrétně jejími parametry jsou

- poloměr prázdného prostoru válce  $r_1 = 0,025$  m
- poloměr pláště válce  $r_2 = 0,19$  m
- výška válce  $z = 0,21$  m

Pro výpočet může být použit vztah (67), výsledek bude pak

$$J_4 = \frac{1}{2} \pi \rho z (r_2^4 - r_1^4) = 3,3521 \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \quad (70)$$

Poslední místem výpočtu momentu setrvačností hnaného (a předposledním hnacího) válce je vývodový hřídel na pravé straně, který je opatřen vrtáním z důvodu chlazení tekutým médiem.



Pro určení momentu této části platí parametry

- poloměr prázdného prostoru válce  $r_1 = 0,025$  m
- poloměr pláště válce  $r_2 = 0,1$  m
- výška válce  $z = 0,22$  m

Pro výpočet lze opět použít vztah (68), konkrétně

$$J_5 = \frac{1}{2} \pi \rho z (r_2^4 - r_1^4) = 0,2685 \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \quad (71)$$

Obrázek 30 - 5. část

výpočtu  $J$  válce

Jelikož hnací válec je doplněn o shodně velkou část i na druhém konci, avšak s rozdílem neexistence vrtání, může být pro výpočet momentu setrvačnosti obdobné části použit vztah (67). Tedy veličiny  $r_2$  a  $z$ , zůstávají shodné

$$J_{26} = \frac{1}{2} \pi \rho z r^4 = 0,2695 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (72)$$

Výsledky součástí bez vrtání a s vrtáním se příliš neliší. Tento jev je způsoben rozložením hmoty válců, což lze pozorovat ze čtvrtých mocnin poloměrů.

Celkově moment setrvačností obou válců lze určit součtem příspěvků od dílčích součástí, pro hnaný  $J_{hn}$  a hnací  $J_{hc}$  tedy bude platit

$$\begin{aligned} J_{hn} &= J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_5 = 25,4255 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \\ J_{hc} &= J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_5 + J_{26} = 25,6950 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \end{aligned} \quad (73)$$

### 5.2.2 Převodovky

Na kalandru jsou implementovány v součtu 3 převodovky, z nichž 2 jsou určeny k transformaci výstupního momentu AS, a poslední zajišťuje hnětení kaučukové směsi. Veškeré převodovky na kalandru pracují jako násobiče točivého momentu.

Převodový poměr  $i$  je dán strojírenským přístupem [13], a to podle vztahu

$$i_{12} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{z_2}{z_1}, \quad (74)$$

kde  $n_1$  ... otáčky hnacího kola [ $\text{min}^{-1}$ ],  $n_2$  ... otáčky hnaného kola [ $\text{min}^{-1}$ ],  $z_1$  ... počet zubů hnacího kola [–],  $z_2$  ... počet zubů hnaného kola [–].



První převodovka je konstruována pomocí ozubených soukolí a je stacionární. Její převodový poměr byl zjištěn  $i_{12I} = 4/1$ . Směr rotace je pak shodný s AS.

Druhá převodovka je realizována pomocí ozubených kol a řetězu. Převodovka je umístěna mezi první převodovkou a vstupním hřídelem hnacího válce. U této převodovky byl zjištěn převodový poměr  $i_{12II} = 10/1$ . Jelikož se jedná o spojení řetězem, směr rotace zůstává nezměněn.

Třetí převodovka je umístěna na výstupním hřídeli hnacího válce a spojuje jej s válcem hnaným prostřednictvím převodového poměru  $i_{12III} = 21/19$ . Její konstrukce je shodná s první převodovkou.

Výše uvedené mechanické převodovky běžně dosahují 97% účinnosti dle zdrojů [13][14]. Při simulačním ověřování budou použity idealizované převodovky, ale pro reálnost bude modelována zátěž v podobě útlumu momentu za převodovkou. Alespoň přibližně ztrátový moment  $M_{pz}$  v převodovce lze vyjádřit vztahem

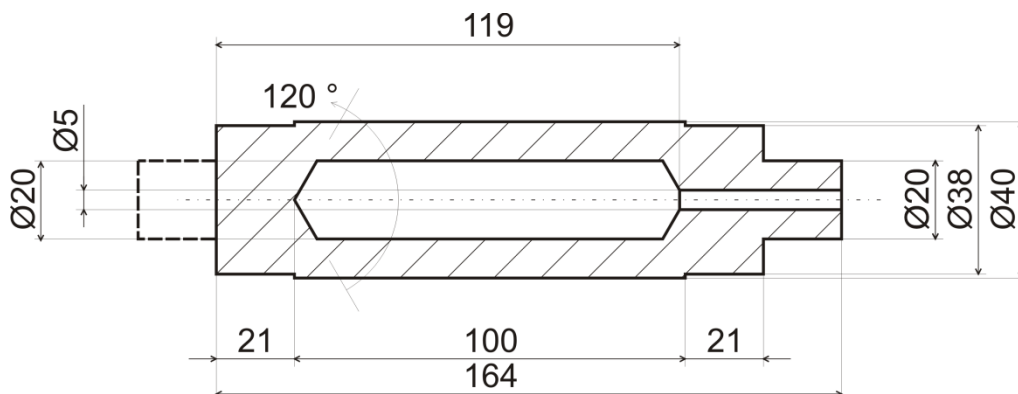
$$M_{pz} = M_1(1 - 0,97), \quad (75)$$

kde  $M_1$  ... vstupní točivý moment převodovky [Nm].

Celkový převodový poměr AS → hnací válec na základě výše uvedeného bude  $i_{12hn} = 40$ .

### 5.3 Určení maximálního pracovního zátěžného momentu

V kapitole 1 Kalandr a jeho použití str. 13 byl uveden vztah pro výpočet momentového zatížení při kalandrování, jedná se o empiricky zjištěný vzorec, který zahrnuje taktéž empiricky zjišťované veličiny [1].



Obrázek 26 – Rozměry hnaného válce kalandru v jednotkách cm

Pro výpočet je nutné znát konkrétní parametry válců kalandru. Celková viditelná šířka válce je dle obrázku výše 1 m, ve skutečnosti je však kalandr doplněn o distanční tělesa, která zajišťují polohu opásání mimo kluzná ložiska válců, jelikož by se kaučuková směs mohla dostat do prostoru ložisek.



Obrázek 31 – Distanční elementy na reálném uspořádání kalandru

Celková pracovní šířka válců kalandru  $W$  bude díky z obrázku patrným elementům ponížena, a to konkrétně na hodnotu  $W = 0,8$  m.

Ve výrobním podniku bývá kalandrováno několik druhů nevulkanizované pryže. Každé pryži přísluší jiná hodnota dynamické viskozity  $\eta$ , avšak dle zdroje [1] tento parametr není kritický. Obecně se uvádí, že veličina  $\eta \in \langle 0,6; 1 \rangle$  kPa · s. Při porovnání vzorce (4) pro výpočet momentu  $C$  je patrné, že hodnota dynamické viskozity  $\eta$  je úměrná momentu, tudíž bude zvolena hodnota odpovídající horní mezi intervalu.

Dále pro poloměr válce platí  $R = 0,2$  m.

Vzorec (4) obsahuje rychlost rotace válců. Zde nastává však komplikace, jelikož metoda skalárního ovládní rychlosti otáček AS negarantuje pevně žádanou hodnotu. Bude zde uvedena pouze teoreticky možná velikost maximálního zátěžného momentu, ta však bude ve skutečnosti ponížena o úbytek rychlosti rotace v důsledku skluzu a navíc v důsledku ztrát (viz kapitola 3.2 *Skalární řízení* str. 40).

Z výše uvedeného lze vycházet z nominálních otáček AS  $n_n = 970 \text{ min}^{-1}$  (více kapitola 6 *Reálný asynchronní stroj* str. 70), jelikož současná rychlost dle dohody s majiteli závodu zůstává maximální. Dále je nutno vycházet z převodových poměrů z kapitoly 5.2.2 *Převodovky* str. 64. Výslednou rychlost rotace válců, přičemž bude uvažován hnací válec, u kte-

rého je vyšší, je možno určit ze vztahu (76) níže. Konkrétní převodový poměr AS → hnací válec  $i_{12_{hn}} = 40$ . Tedy pro maximální teoreticky přípustné otáčky  $n_{hn_{max}}$  platí

$$n_{hn_{max}} = \frac{n_n}{i_{12_{hn}}} = \frac{970}{40} = 24,25 \text{ min}^{-1}, \quad (76)$$

kde  $n_n$  ... nominální otáčky AS [ $\text{min}^{-1}$ ],  $i_{12_{hn}}$  ... převodový poměr AS → hnací válec [-].

Jelikož je rychlost požadována v jednotkách [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ], je nutné určit obvod válce, aby mohla být rychlost  $n_{hn_{max}}$  vztažena k jednotce [m], dále bude podělena 60, což vztáhne původní rychlost k jednotce [s]. Přepoččet pak

$$U = n_{hn_{max}} \frac{2R\pi}{60} = 24,25 \frac{0,4\pi}{60} = 0,5079 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}, \quad (77)$$

kde  $n_{hn_{max}}$  ... maximální teoreticky přípustné otáčky hnacího válce [ $\text{min}^{-1}$ ],  $R$  ... poloměr válce [m].

Dále pak je nutné znát šířku štěrbin  $2h_0$ , tedy výslednou tloušťku kalandrované směsi. Tento parametr byl také předmětem diskuse s technologickým pracovníkem firmy, přičemž bylo dospěno k závěru  $2h_0 = 10 \text{ mm}$ , a to bez rozdílu pro různé druhy pryže.

Z výše uvedeného lze určit zátěžný moment  $C$  vytvářený v oblasti štěrbin při kalandrování, tedy konkrétně použitím rovnice (4) lze psát

$$\begin{aligned} C &= 1,62\eta RUW \frac{\sqrt{2R}}{h_0} = 1,62 \cdot 1000 \cdot 0,2 \cdot 0,5079 \cdot 0,8 \cdot \frac{\sqrt{0,4}}{5} = \\ &= 16,652 \text{ kNm}, \end{aligned} \quad (78)$$

kde  $\eta$ ... dynamická viskozita [ $\text{Pa} \cdot \text{s}$ ],  $U$ ... rychlost rotace válce [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ],  $R$  ... poloměr válce [m],  $h_0$ ... polovina šířky štěrbin [mm] a  $W$  ... pracovní šířka válce [m].

Díky tomuto vztahu byl definován maximální pracovní zátěžný moment válců kalandru.

## 5.4 Určení maximálního celkového zátěžného momentu

Celková pohybová rovnice  $M_m$  je dána vztahem

$$M_m = \sum M_{z_i} + \sum J_i \frac{d\omega_i}{dt}, \quad (79)$$

kde  $M_{z_i}$  ... dílčí zátěžný moment [Nm],  $J_i$  ... dílčí moment setrvačnosti [ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ],  $\omega_i$  ... úhlová rychlost rotace tělesa o dílčím momentu setrvačnosti  $J_i$  [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ].

Jelikož frekvenční měniče startují AS lineární změnou úhlové rychlosti rotace  $\omega_i$  a nikoliv skokově, nedochází v důsledku prudkých změn tak dramatickým projevům momentů setrvačnosti  $J_i$ . Ostatně vztah (79) vysvětluje tyto důvody.

Díky této vlastnosti lze využít zjednodušujícího předpokladu, a to derivace úhlových rychlostí rovny nule. Výsledný požadovaný moment rotoru bude tedy dán pouze velikostí redukovaného zátěžného momentu  $M_z$  a převodovými poměry včetně ztrát.

### 5.4.1 Určení dílčích zátěžných momentů a ztrát převodovek

V kapitole 5.3 *Určení maximálního pracovního zátěžného momentu* str. 65 byla určena hodnota celkového zátěžného momentu při průběhu kalandrování  $C$ . Konkrétně  $C = 16,652$  kNm. Dále nebude uvažován převodový poměr způsobující hnětení kaučukové směsi, jelikož tak uvádí zdroj [1]. Do výpočtu lze zahrnout kompenzaci ztrát v převodovce, ze znalosti 97% účinnosti, která je zastoupena konstantou 1,03 (viz 5.2.2 *Převodovky* str. 64). Jelikož skutečná velikost tření není předmětem zkoumání z důvodu zanedbatelného poměru sil ztracených a sil působících ve šterbině, aproximativně lze vyčíslit úbytek momentu v závislosti na rychlosti rotace, takto veličina při rozměru [ $\text{Nm} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ] je následně předkládána fyzikálnímu modelu. Výpočet je uveden pro maximální rychlost rotace, tedy otáčky válce kalandru  $n_{hm} = 25 \cdot \text{min}^{-1} = 2,62 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

a)  $M_{z_{II}} = \text{Šterbina} \rightarrow \text{vstupní hřídel převodovky } i_{12_{II}} = 10 + \text{ztráty}.$

$$M_{z_{II}} = 1,03 \frac{C}{i_{12_{II}}} = 1,03 \cdot \frac{16,652}{10} = 1,7152 \text{ kNm}, \quad (80)$$

$$M_{f_{II}}(25) \approx 50 \text{ Nm} \rightarrow \mu_{II} = \frac{50}{25} = 2 \text{ Nm} \cdot \text{min} = 0,21 \text{ Nm} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

kde  $C$  ... potřebný moment setrvačnosti ve šterbině válců [Nm],  $i_{12II}$  ... převodový poměr vyšetřované převodovky [-],  $M_{fII}(n)$  ... ztráty v převodovce závislé na rychlosti rotace [Nm].  $\mu_{II}$  ... součinitel ztrát třením [Nm · rad · s<sup>-1</sup>].

b)  $M_{zI} = M_m$  vstupní hřídel převodovky  $i_{12II} = 10 \rightarrow$  vstupní hřídel převodovky  $i_{12II} = 4 +$  ztráty.

Zde bude rychlost rotace hřídele 10x vyšší než v případě a).

$$M_{zI} = 1,03 \frac{M_{zII}}{i_{12II}} = 1,03 \cdot \frac{1,7152}{4} = 441,7 \text{ Nm},$$

$$\begin{aligned} M_{fII}(250) \approx 5 \text{ Nm} \rightarrow \mu_{II} &= \frac{5}{250} = 0,02 \text{ Nm} \cdot \text{min} = \\ &= 2 \cdot 10^{-3} \text{ Nm} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}, \end{aligned} \tag{81}$$

kde  $C$  ... potřebný moment setrvačnosti ve šterbině válců [Nm],  $i_{12II}$  ... převodový poměr vyšetřované převodovky [-],  $M_{fI}(n)$  ... ztráty v převodovce závislé na rychlosti rotace [Nm].  $\mu_I$  ... součinitel ztrát třením [Nm · rad · s<sup>-1</sup>].

Z výše uvedeného vyplývá, že teoreticky potřebný točivý moment stroje  $M_m = 441,7 \text{ Nm}$ .

## 6 REÁLNÝ ASYNCHRONNÍ STROJ A JEHO MODEL

V době, kdy bylo vytvořeno zadání práce, se předpokládalo, že podnikatelský subjekt zakoupí autorem navržený frekvenční měnič dle parametrů z výrobního štítku motoru, aby bylo možné provést akcelerační měření momentové charakteristiky, díky kterému by bylo možné provést reálnou analýzu a simulace pro vhodné nastavení. Bohužel firma navržený FM nepořídila, tudíž analýzy a simulace budou vytvořeny na základě matematického modelu a vypočtené momentové charakteristiky dle známých parametrů stroje.

Pro identifikaci bude použita zpřesněná metoda, zahrnující odpor statorové části  $R_s$ .

### 6.1 Identifikace reálného stroje

Dle výrobního štítku motoru byly odečteny tyto informace

- Výrobce: Neznámý
- Jmenovitý výkon  $P_n = 83 \text{ kW}$
- Nominální otáčky  $n_n = 970 \text{ min}^{-1}$
- Jmenovitá hodnota efektivního proudu  $I_{ef_n} = 121 \text{ A}$

Dle nominálních otáček na základě kapitoly 2.3 *Momentová charakteristika asynchronního stroje* str. 22, je možno určit podle tabulky synchronních otáček AS počet pólových páru  $p_p$ . Nominálním otáčkám nejbližší odpovídá hodnota  $n_s = 1000 \text{ min}^{-1}$ , z čehož vyplývá hodnota  $p_p = 3$ .

Ze znalosti jmenovitého výkonu  $P_n$  a nominálních otáček  $n_n$  AS je možné určit také jmenovitý moment stroje  $M_n$  [15], pro který je stroj schopen pracovat. Při rotačním pohybu lze moment určit jako

$$M_n = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{60P_n}{2\pi n_n} = \frac{60 \cdot 83000}{2\pi \cdot 970} = 817 \text{ Nm}, \quad (82)$$

kde  $P_n$  ... jmenovitý výkon stroje [kW],  $n_n$  ... nominální otáčky stroje [–].

Dále jelikož AS tohoto typu byl navržen pro nominální frekvenci rozvodné elektrické sítě, lze předpokládat frekvenci napájecího napětí  $f_s = 50 \text{ Hz}$ .

Nominální hodnoty definují ustálený stav, díky výše uvedenému je možno na základě vztahu (6) určit hodnotu skluzu  $s$  v tomto bodě, konkrétně

$$s_n = \frac{n_s - n_n}{n_s} = \frac{1000 - 970}{1000} = 0,03 \quad (83)$$

kde  $n_s$  ... otáčky statorového magnetického pole [ $\text{min}^{-1}$ ],  $n_n$  ... nominální otáčky stroje [ $\text{min}^{-1}$ ].

Dále z ustáleného stavu AS je možno určit hodnotu statorového odporu  $R_s$ . Derivace vlastní indukčnosti cívek v tento moment bude nulová. Z rovnice (41) vyplývá přírůstek v podobě vzájemné indukčnosti ve vlastní v ose  $d$  a vlastní indukčnosti v ose  $D$ , avšak alespoň přibližně lze s výhodou použít známé efektivní hodnoty proudu 3F soustavy [15] a na základě rovnice níže určit hodnotu tohoto odporu

$$R_s I_{ef_n}^2 c = M_n \omega_n \rightarrow R_s = \frac{2\pi M_n n_n}{60 I_{ef_n}^2 c} = \frac{2\pi \cdot 817 \cdot 970}{60 \cdot 121^2 \cdot 3} = 1,8894 \Omega \quad (84)$$

kde  $I_{ef_n}$  ... nominální efektivní hodnota proudu [A],  $M_n$  ... nominální točivý moment stroje [Nm],  $c$  ... počet fází napájecího napětí [-],  $n_n$  ... nominální otáčky stroje [ $\text{min}^{-1}$ ].

Následovně ze statorového odporu je možné určit odpor rotoru

$$R_r = s R_s = 0,0567 \Omega \quad (85)$$

kde  $R_r$  ... odpor rotoru [ $\Omega$ ],  $R_s$  ... odpor statoru [ $\Omega$ ],  $s$  ... skluz [-],  $s_n$  ... skluz nominální [-].

S použitím výše uvedených veličin lze získat jeden bod momentové charakteristiky.

V kapitole 5.4 *Určení maximálního celkového zátěžného momentu* na straně č. 68 byla určena teoreticky potřebná velikost generovaného točivého momentu, aby bylo kalandrování možné. Jak již bylo uvedeno, v praxi je tato hodnota volena 2x až 3x vyšší, aby se předešlo zastavení AS při působení poruchových veličin a tření. Ze vztahu (82) byla určena nominální hodnota generovaného momentu, která je běžně pro provoz stroje dostupná. Dle rozdílu nominálního a požadovaného momentu je možno vidět, že toto pravidlo je splněno. Rezervu pracovní oblasti pro skluz  $s \in \langle 0; s_n \rangle$ , kde  $s_n$  je nominální hodnota skluzu stroje, tvoří cca 375 Nm.

Z výše uvedeného a typových charakteristik AS podobné konstrukce [16], lze přibližně odhadnout, že pro moment zvratu bude platit

$$M_b = 2,5 \cdot M_m = 2,5 \cdot 441,7 \cong 1105 \text{ Nm} \quad (86)$$

kde  $M_b$  ... moment zvratu AS [Nm],  $M_m$  ... maximální teoretický přípustný točivý moment potřebný pro kalandrování [Nm], viz 5.4.

Dále v typových charakteristikách podobných strojů ze zdroje [16] byla dohledána hodnota skluzu zvratu  $s_b$ , konkrétně v části 2/12 dokumentu. Podobnému stroji odpovídal průběh 4 dokumentu, ze kterého byla odečtena hodnota skluzu zvratu  $s_b = 0,04$ .

Jelikož nebude zanedbán odpor satorového vinutí  $R_s$ , je potřeba řešit rovnici (42) popisující dynamiku AS. Inverzí matice budou získány hodnoty proudů satoru a rotoru v rovině Parkovy transformace, přičemž hodnoty transformovaných napětí byly vzaty ze vztahu (44), zápisem pak

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_d & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_d & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & \frac{R_r}{s} & -\omega_s L_D \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_D & \frac{R_r}{s} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (87)$$

V matici výše se objevuje skluzová veličina  $s$ , která bude postupně nahrazována nominálním skluzem  $s_n$  a skluzem zvratu  $s_b$ .

Dále bude využit vztah pro výpočet vnitřního momentu stroje (37), přičemž za vnitřní moment  $m_{int}$  budou postupně dosazeny hodnoty nominálního momentu  $M_n$  a momentu zvratu  $M_b$ .

$$m_{int}(t) = p_p L_m [i_q(t) i_D(t) - i_d(t) i_Q(t)] \quad [\text{Nm}] \quad (37)$$

Uvedeným postupem vznikne soustava dvou rovnic pro tři neznámé, kterými jsou náhradní indukčnost v ose  $d$   $L_d$ , náhradní indukčnost v ose  $D$   $L_D$  a náhradní vzájemná magnetizační indukčnost satoru a rotoru  $L_m$ . Pro vyřešení může být použita podmínka vyplývající z magnetizační charakteristiky stroje, a to  $L_m = L_d$ , tedy situace se stává řešitelnou.

Výpočet byl proveden prostřednictvím programu MATLAB, a jeho výsledek je

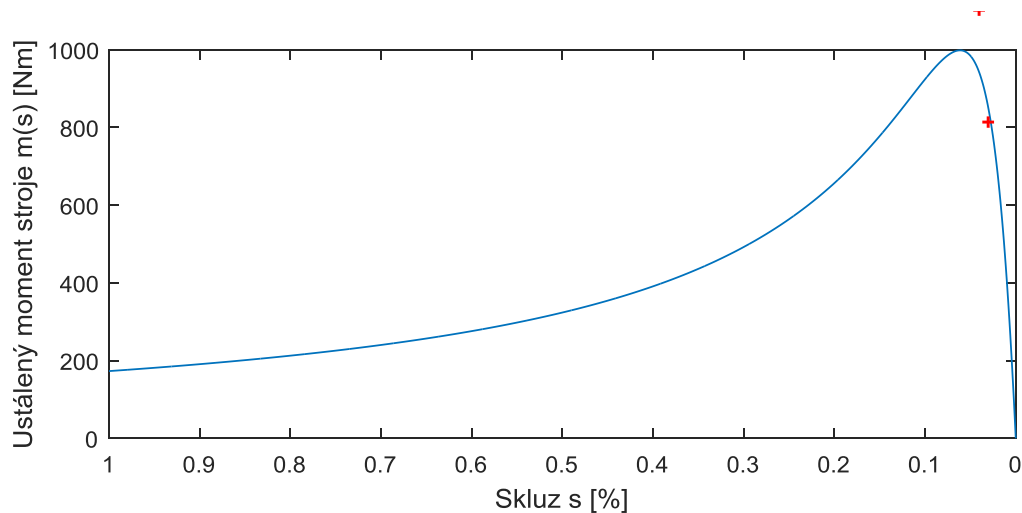
$$\begin{aligned} m_{int} &= \\ &= \frac{3p_p R_r L_d^2 s U_{ef} \omega_s}{R_r^2 R_s^2 + \omega_s^2 (L_d^2 L_D^2 s^2 \omega_s^2 + L_D^2 R_s^2 s^2 - 2L_d^3 L_D s^2 \omega_s^2 + L_d^4 s^2 \omega_s^2 + 2L_d^2 R_r R_s s + L_d^2 R_r^2)} \end{aligned} \quad (88)$$

kde  $\omega_k$  ... rychlost rotace souřadnicového systému  $L$  [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ],  $R_s$  ... elektrický odpor fáze satoru [ $\Omega$ ],  $R_r$  ... elektrický odpor fáze rotoru [ $\Omega$ ],  $L_d$  ... náhradní indukčnost v ose  $d$



[H],  $L_q$  ...náhradní indukčnost v ose  $q$  [H],  $L_D$  ...náhradní indukčnost v ose  $D$  [H],  $L_m$  ...náhradní vzájemná magnetizační indukčnost statoru a rotoru [H].

Do výše uvedené rovnice se dosadí veličiny  $M_n$  a  $s_n$  pro první rovnici a následně  $M_b$  a  $s_b$  pro druhou rovnici. Řešením vzniklé soustavy jsou koeficienty  $L_d$  a  $L_D$ . Které byly zpětně dosazeny do vztahu (88), aby byla provedena kontrola výpočtu.



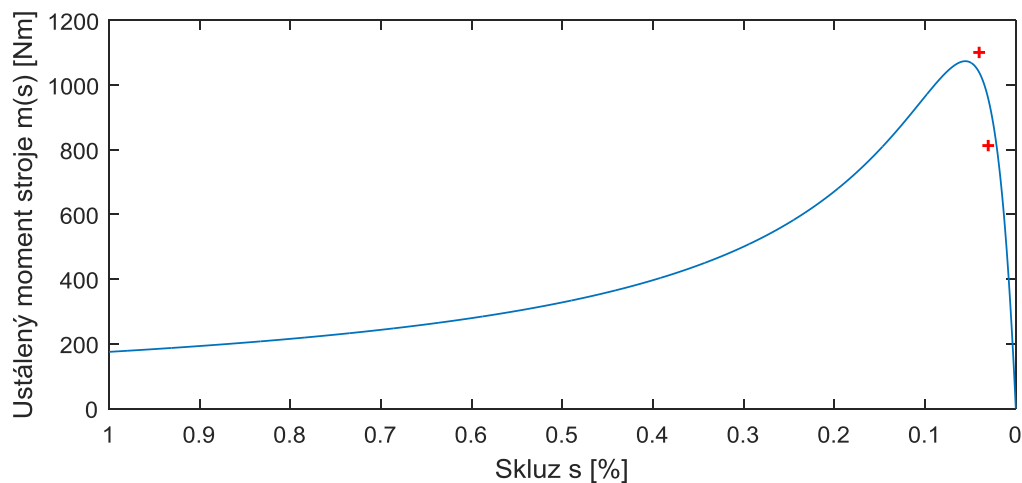
Graf 13 - Průběh identifikované momentové charakteristiky před laděním - kontrola

Jelikož metoda je citlivá na velmi přesný odečet skluzu zvratu  $s_b$ , byl průběh momentové charakteristiky vyladěn nepatrnou změnou skluzu zvratu na hodnotu  $s_b = 0,041$ . Shodným postupem byla získána momentová charakteristika AS, kde pro náhradní indukčnosti platí

$$L_d = 1,0259 \cdot 10^{-2} \text{ H},$$

$$L_D = 1,0129 \cdot 10^{-2} \text{ H}.$$

(37)



Graf 14 - Průběh výsledné identifikované momentové charakteristiky

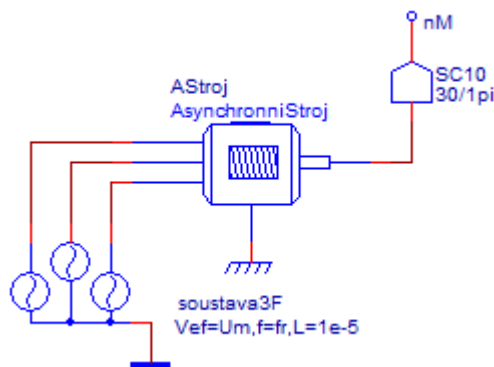
Na identifikované momentové charakteristice stroje byly vykresleny body, kterými by charakteristika měla správně procházet. K oběma bodům se charakteristika pouze přibližuje, což je dáno především chybami, jelikož byly použity hodnoty odporů se čtyřmi desetinnými místy, ale náhradní indukčnosti jsou vyjádřeny dokonce až pěti. Nicméně, i když průběh identifikovaného momentu stroje zcela neodpovídá skutečnosti, lze jej typizovat a považovat za platný, jelikož směrnice pracovní část charakteristiky není kritická.

Jelikož návrh není určen pro nepřímé vektorové řízení a zadavateli nezáleží na přesných otáčkách kalandru, tak rozdíly skluzu definující výsledné otáčky stroje budou zanedbány.

Výsledné chování stroje lze simulovat v programu pro fyzikální modelování DYNAST.

## 6.2 Dynamický model reálného stroje

V teoretické části práce byl podrobně vysvětlen princip AS, dále se podstatná část práce zabývala vytvořením matematického modelu, konkrétně kapitola 3 *Možnosti ovládání a řízení asynchronního stroje* strana č. 26. Pokud budou všechny informace spojeny, včetně výsledků 6.1 *Identifikace reálného stroje*, může být sestrojen model AS pro simulační ověření elektrického a mechanického chování. Spojením těchto poznatků byl vytvořen dynamický model chování reálného stroje v programu DYNAST.

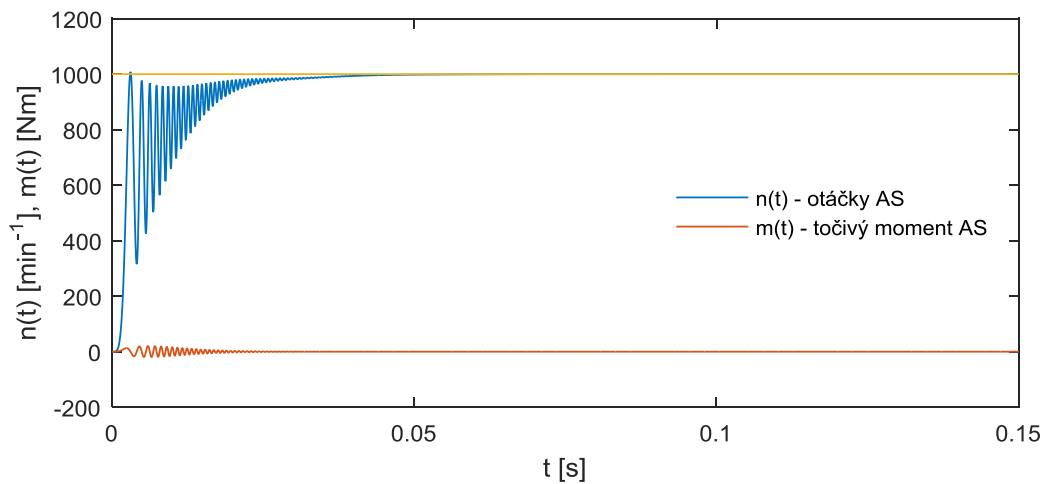


Obrázek 32 – Model AS

Veškeré soustavy rovnic a popis se nachází v kapitole 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí* strana č. 26.

Na obrázku 32 byl zobrazen model AS s proudovým napájením a přepočtem otáček v jednotkách  $[\text{min}^{-1}]$ . Na modelu budou dále zakládány simulace chování celého mechanického i elektrického řetězce.

Pro ověření chování modelu byl simulován rozběh AS, výsledek lze pozorovat v grafu 15.



Graf 15 – Simulace rozběhu nezatíženého reálného asynchronního stroje

Z průběhu výstupních otáček AS  $n(t)$  lze pozorovat počáteční kmity, ty jsou způsobeny přechodovými jevy statoru a rotoru, než dojde k jejich ustálení. Po ustálení stroj téměř dosáhne synchronních otáček, jelikož není zatížen.

Průběh točivého momentu stroje  $m(t)$  je po ustálení taktéž nulový. Skluzová veličina  $s$  se bude blížit nule, avšak z důvodu ztrát zcela nulová nebude.

V programovém prostředí DYNAST se nenachází možnost popsat grafy veškerými náležitostmi, z tohoto důvodu byly data ze simulace nahrána do programu MATLAB, a s jeho pomocí interpretována.

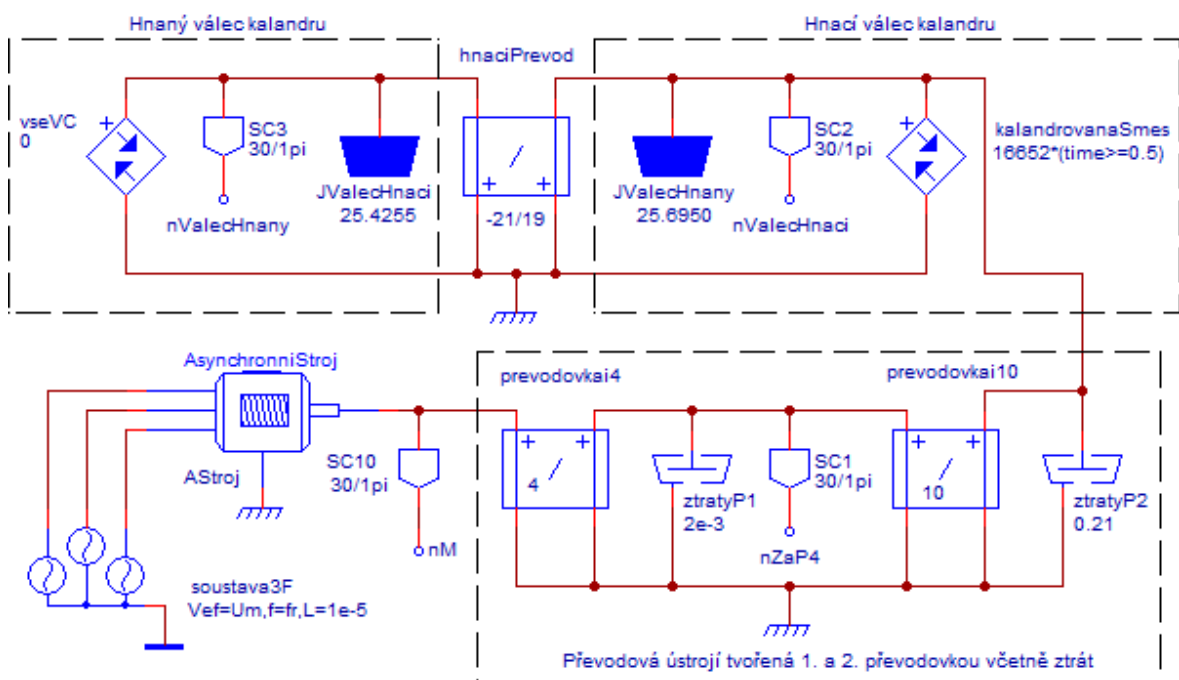
## 7 SIMULACE

Simulaci procesu kalandrování je možné pomyslně rozdělit do 2 dílčích částí, a to mechanickou a elektrickou, které mají podíl na sumě energie soustavy, výčtově pak

- mechanické ústrojí kalandru + momentové zatížení ve štěrbině + mechanická část elektromechanického převodníku v podobě asynchronního stroje
- frekvenční měnič jako omezovač elektrického „momentotvorného“ proudu, který budí celkovou soustavu

### 7.1 Model aktuálního uspořádání

V programovém prostředí pro fyzikální modelování DYNAST, byl vytvořen kompletní model mechanické části kalandru.

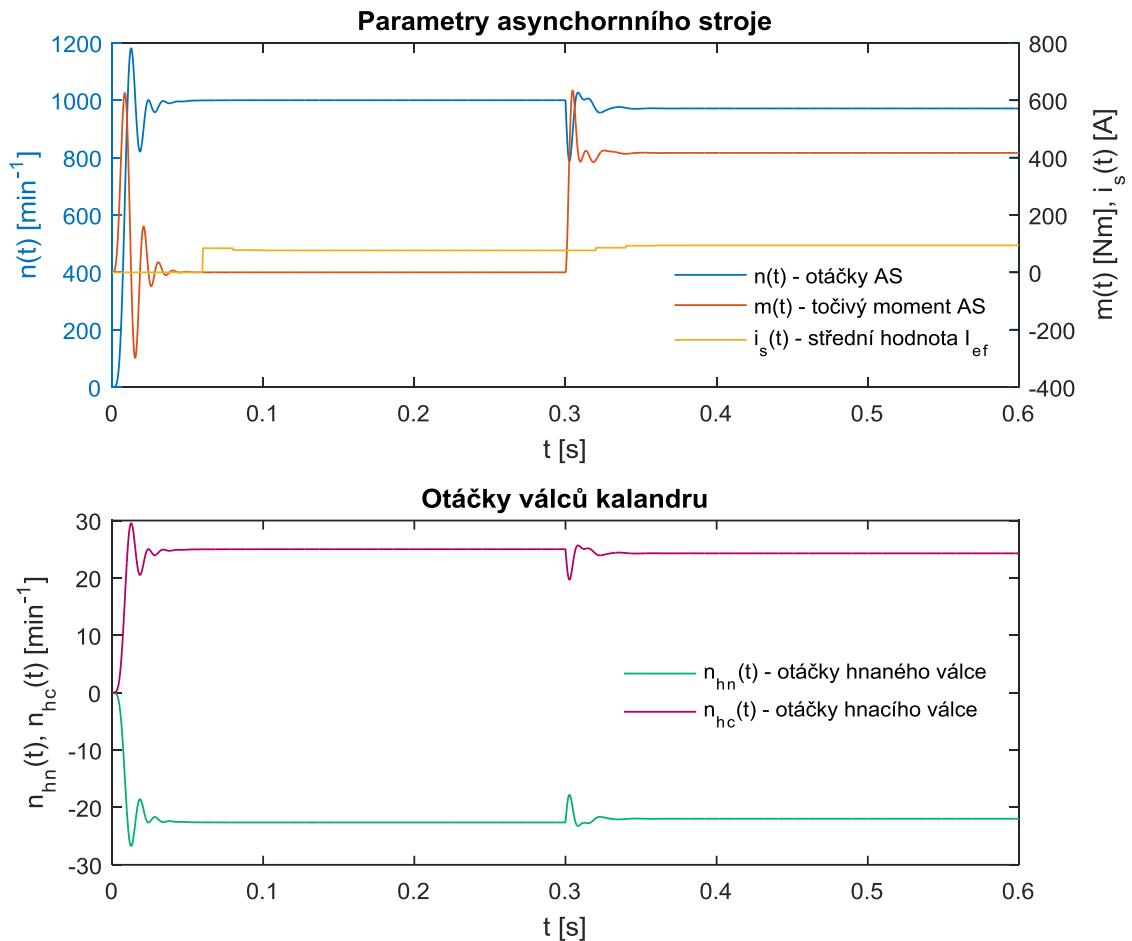


Obrázek 33 – Modelové schéma kalandru bez FM – současný stav

Na Obrázku 33 byl vytvořen kompletní model existujícího gumárenského kalandru. V této podobě se aktuálně ve firmě nachází s jediným rozdílem, a to s napěťově napájeným zdrojem AS.

Model tvoří hnaný a hnací váleček, mezi kterými je převodovka ukotvená k zemi. Pro hnaný váleček platí nulová zátěž, jelikož dle popisu se zátěžný moment nachází pouze na jedné straně převodů (viz kapitola 5 *Reálný kalandr* str. 60). Hnací váleček je připojen k druhé převodovce s převodovým poměrem  $i_{12II} = 10$ . Oba válce mají definován moment setrvač-

nosti  $J_{hn}$  a  $J_{hc}$ . K hnacímu válci je připojována zátěž v čase  $t = 0,3$  s, která simuluje rázové vložení nevulkanizované kaučukové směsi pro kalandrování. V další části se nachází sériově zapojené převodovky s celkovým převodovým poměrem  $i_{12I-II} = 40$ , přičemž jsou uvažovány ztráty točivého momentu. Poslední část celkového stroje tvoří asynchronní motor, jenž je totožný jako v kapitole 6.2 *Dynamický model reálného stroje*.



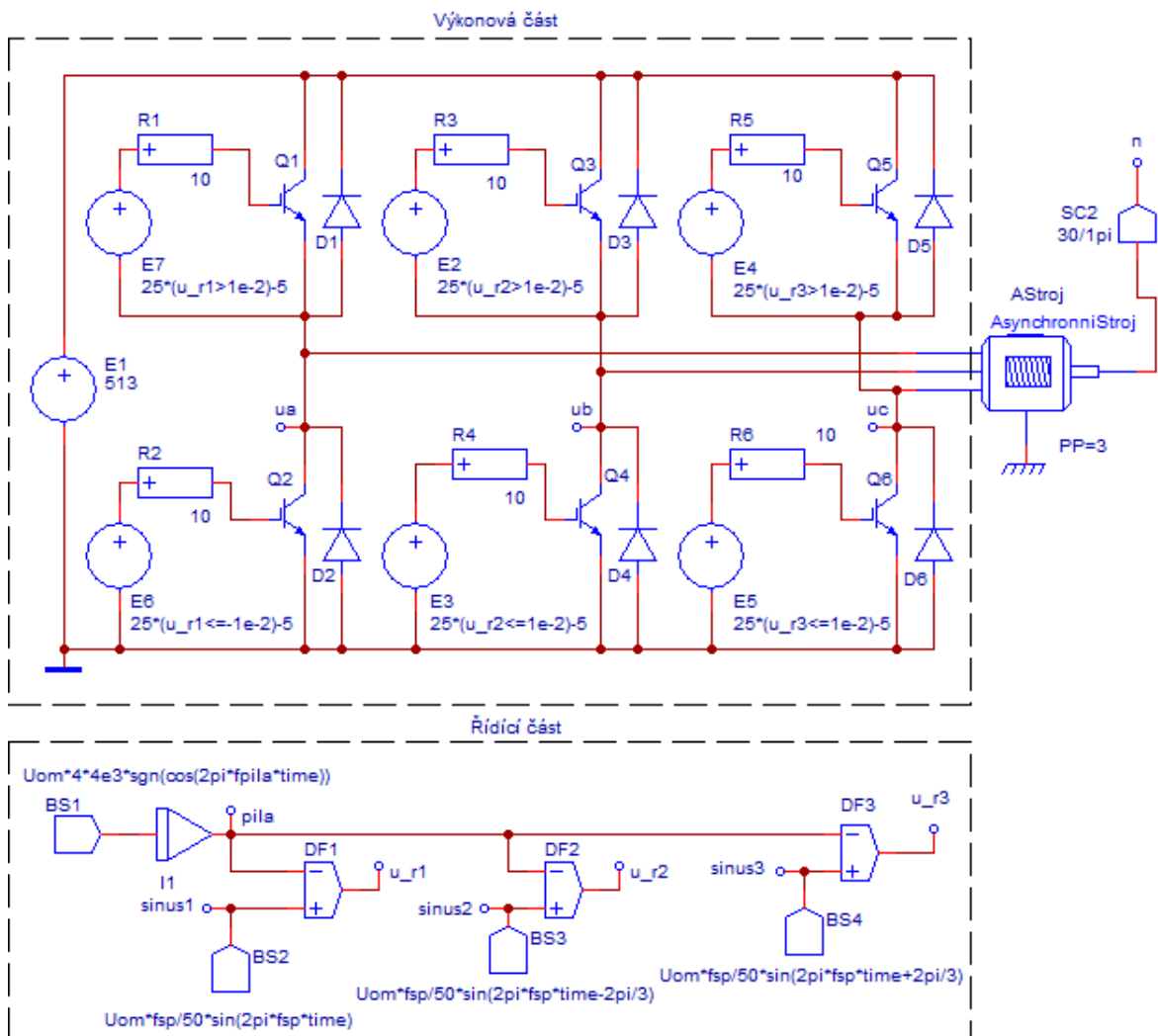
Graf 16 - Souhrnné grafy průběhů parametrů na neregulovaném kalandru

V souhrnném grafu 16 byly znázorněny průběhy otáček kalandrů, a také asynchronního stroje. Dále byly znázorněny průběhy momentu AS a plovoucí efektivní hodnoty statorového proudu.

Budou-li porovnány předpokládané hodnoty jednotlivých veličin z předchozích kapitol, tak výsledky odpovídají reálnému kalandru. V čase vhození kaučukové směsi došlo k zatížení AS, vznikl točivý moment a kalandrování započalo. Otáčky na kalandrech poklesly o 2,8 %.

## 7.2 Připojení frekvenčního měniče k motoru

Hlavním účelem práce bude připojení navrženého frekvenčního měniče k asynchronnímu motoru. Z tohoto důvodu bylo vytvořeno simulační schéma, díky kterému je možno frekvenčně řídit otáčky AS.



Obrázek 34 – Model nezátíženého AS se zapojením frekvenčního měniče

Na obrázku výše byl uveden celkový model frekvenčního měniče, který je připojen k asynchronnímu motoru, jenž jej ovládá.

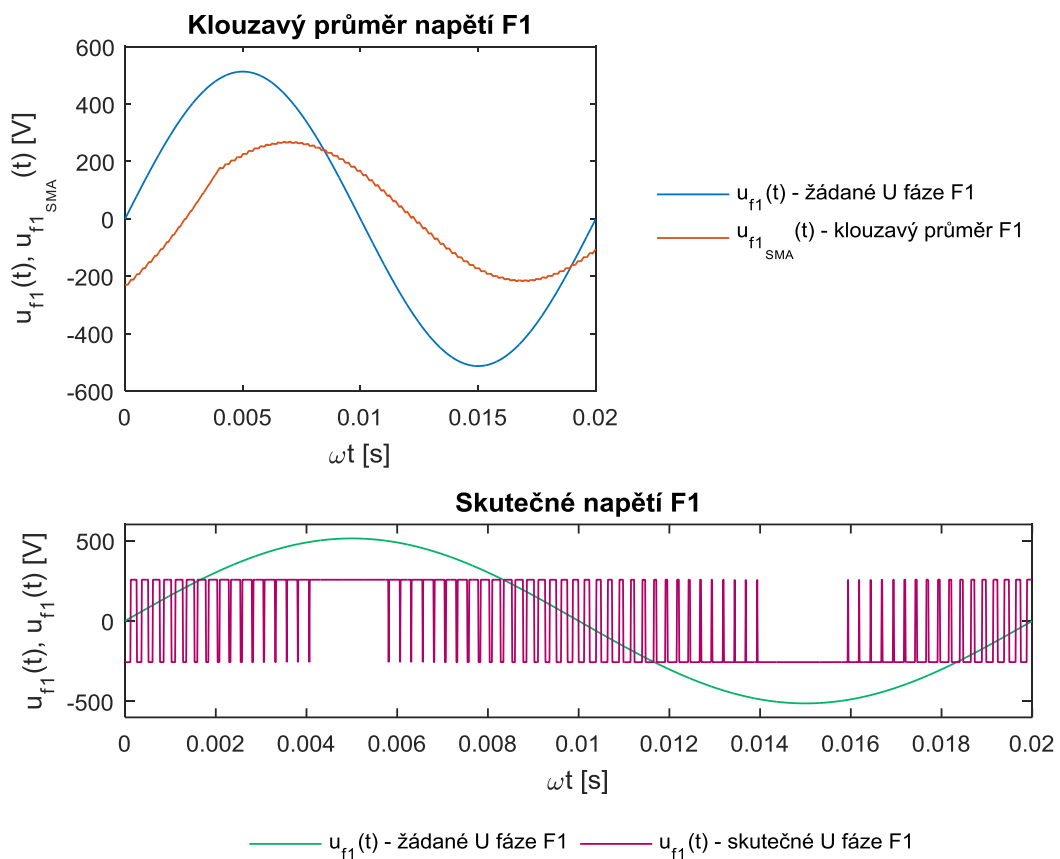
Model se skládá z výkonové části, která je tvořena IGBT tranzistory, ochrannými diody a především řízeními zdroji elektrického napětí, které přes bazické odpory tranzistory spínají.

Další částí je řízení napětí na jednotlivých zdrojích (obvykle je tato činnost realizována rychlými mikroprocesory, které připojují napětí k bazickým odporům). V této části dochází

k ovládání tranzistorů prostřednictvím komparace pilového a referenčního signálu, více bylo popsáno v kapitole 4.3 *Principy PWM modulace* str. 56.

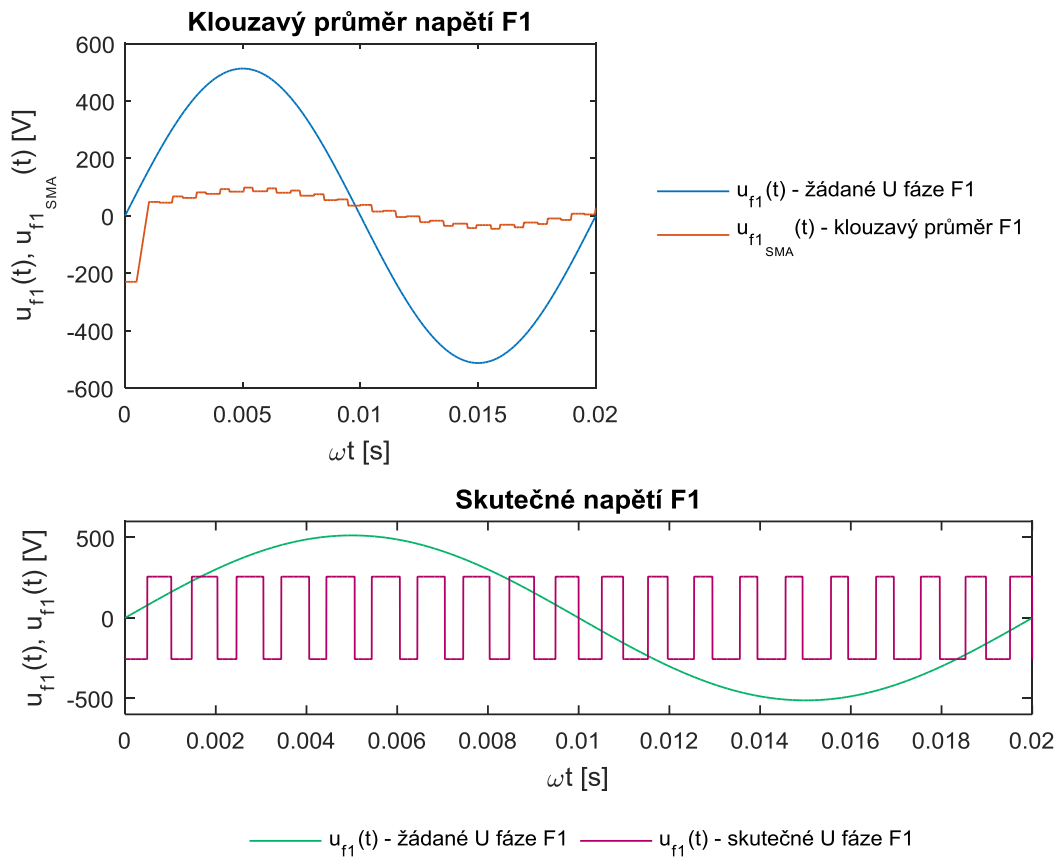
Řídící část uvažuje  $U/f = \text{konst.}$ , kdy je násobena maximální hodnota napětí  $U_{om}$  podílem požadované frekvence napájecího napětí  $f_{sp}$ , k nominální frekvenci elektrické sítě 50 Hz. Bloky B2, B3 a B3 definují žádané průběhy napětí na výstupu, které jsou odečítány s pilovitým signálem generovaným bloky B1 a I1, následně v závislosti na kladné, či záporné hodnotě je sepnut příslušný tranzistor.

Na výsledcích simulace je možno ukázat průběh jednotlivých fází při spínání tranzistorového můstku.



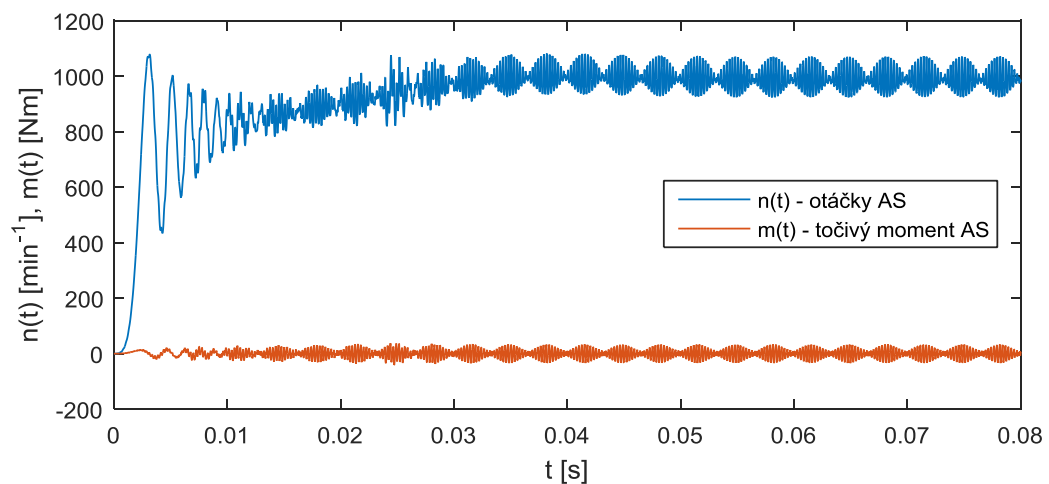
Graf 17 – Souhrnný graf průběhu napětí F1 -  $f_{sw} = 4$  kHz

Na Grafu 17 lze pozorovat průběh spínaného napětí při požadované frekvenci výstupního napětí  $f = 50$  Hz a spínací frekvenci  $f_{sw} = 4$  kHz. V horní polovině grafu se nachází klouzavý průměr průběhu napětí na fázi F1, z něhož lze pozorovat kvalitně spínaný sinusový průběh. Výsledné amplitudy fázového napětí jsou poníženy na efektivní hodnoty a z tohoto důvodu nedosahují žádané amplitudy. Výsledky byly zahrnuty do přílohy P II.


 Graf 18 – Souhrnný graf průběhu napětí F1 -  $f_{sw} = 1$  kHz

Srovnáním grafu 17 a 18 lze pozorovat silnou závislost na spínací frekvenci. Obecně se uvádí, že pro nominální frekvenci sítě je potřeba minimální spínací frekvenci  $f_{sw} = 4$  kHz [12].

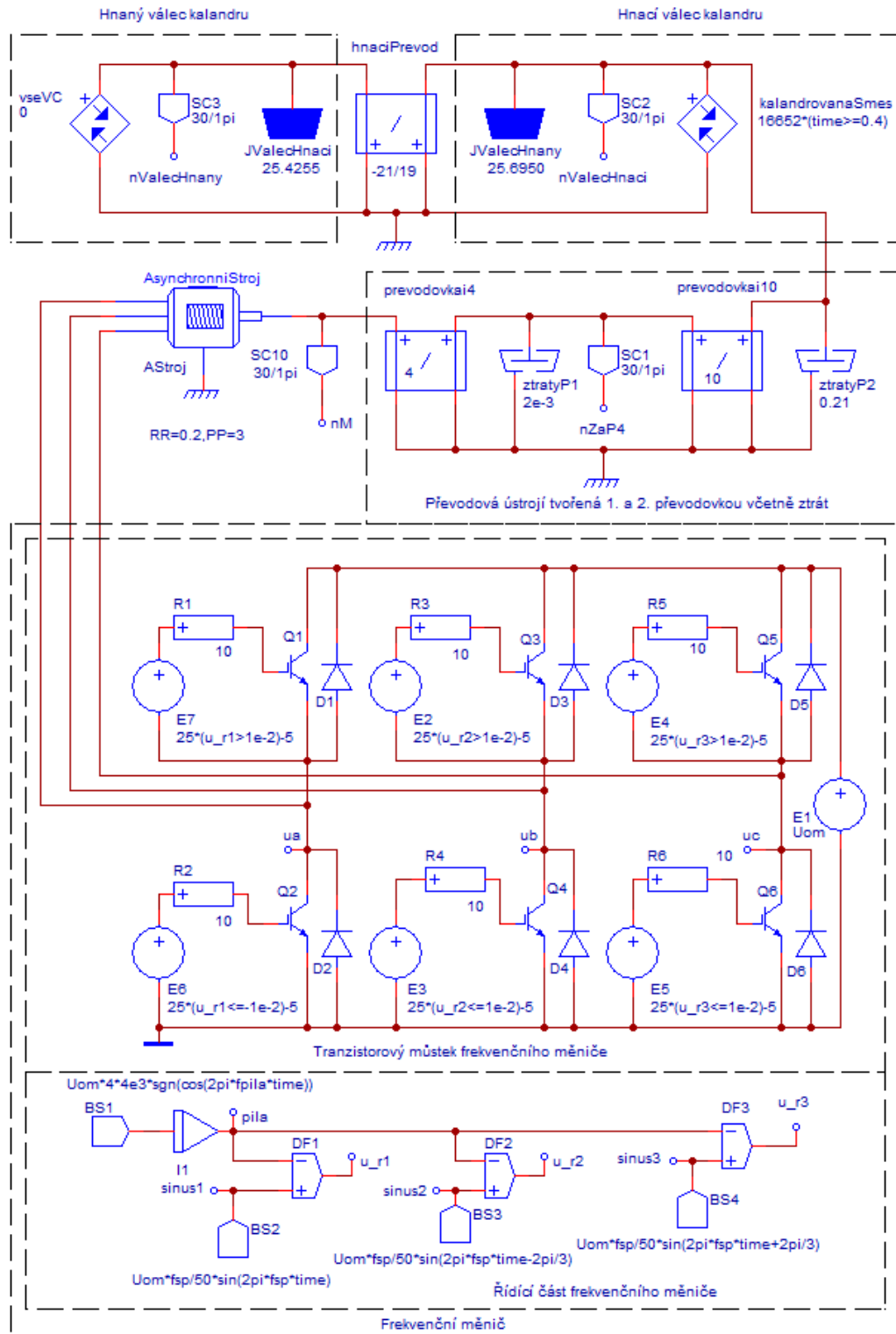
Otáčky a zátěžný moment bude díky PWM přístupu kmitat okolo


 Graf 19 – Průběh otáček a točivého momentu AS při PWM ovládání pro  $f = 50$  Hz



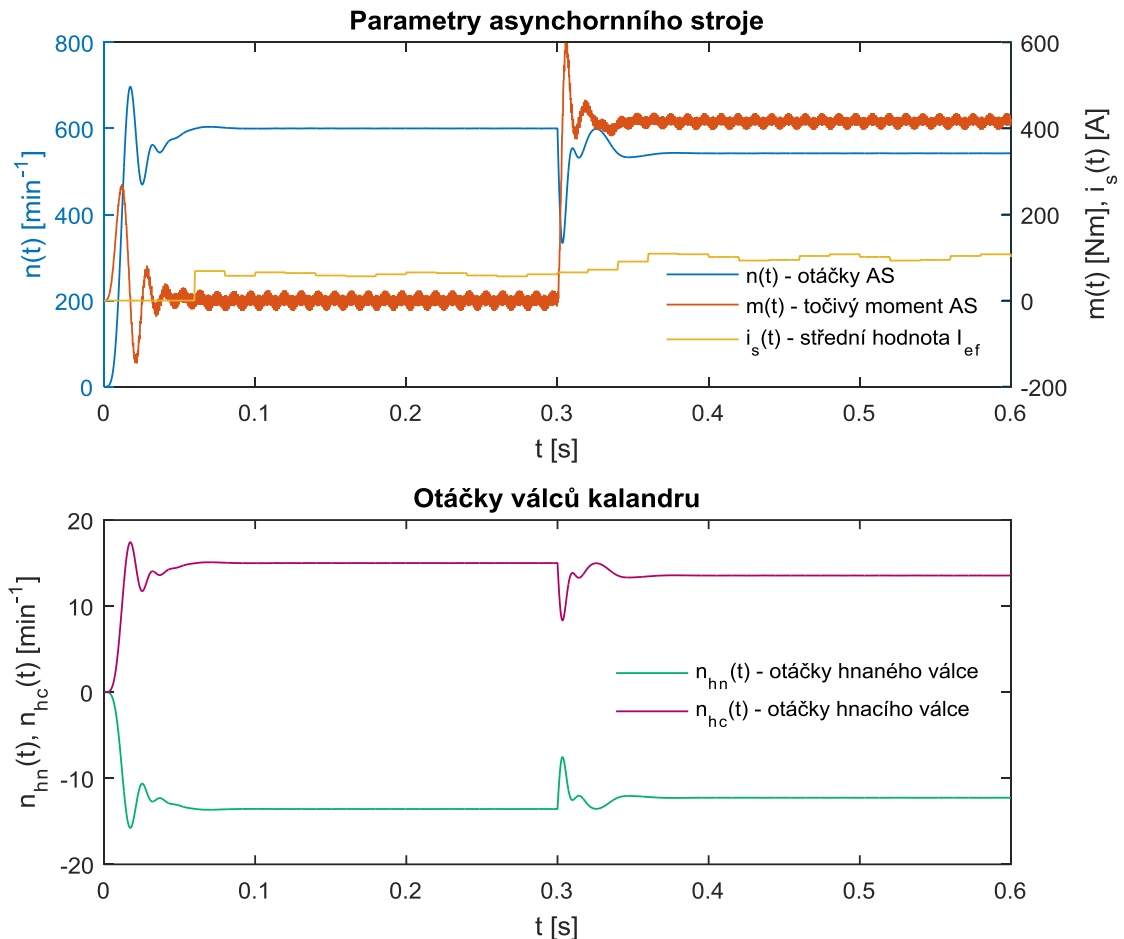
### 7.3 Model celkového budoucího uspořádání

Ke stávajícímu modelu z předchozí kapitoly bylo doplněno frekvenční řízení napětí. To se sestává z tranzistorového můstku a řídicí části.



Obrázek 35 – Kompletní model kalandru včetně frekvenčního řízení

Pro účely ověření funkčnosti ovládání otáček metodou  $U/f = \text{konst.}$  byla zadána požadovaná frekvence napájecího napětí statoru  $f = 30 \text{ Hz}$ , pro tuto hodnotu byl získán níže uvedený graf.



Graf 20 – Chování při snížení napájecí frekvence  $f = 30 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw} = 4 \text{ kHz}$

Situace je obdobná jako v případě Grafu 16, tedy motor se bude rozbíhat do zátěže tvořené pouze momenty setrvačností válců a ztrátami, následně v čase  $t = 0,5 \text{ s}$  je do prostoru štěrbin mezi válci vhozena kaučuková směs.

Z průběhu Grafu 20 je možné pozorovat snížení otáček asynchronního stroje, a tím samozřejmě i válců kalandru. Ještě důležitější je však chování generovaného točivého momentu asynchronním strojem, který zůstává totožný s případem proudově napájeného stroje bez FM, viz Graf 16.

## 8 TYPOVÝ NÁVRH A ANALÝZA FREKVENČNÍHO MĚNIČE

V závislosti na výrobním štítku AS a po konzultaci s pracovníky firmy byl vybrán konkrétní typ frekvenčního měniče.

Z diskuse vyplynuly tyto požadavky:

- možnost nespojitě ovládat otáčky AS alespoň pro 3 rychlosti
- současná maximální a jediná rychlost je pro obsluhu nevyhovující, avšak pro proces homogenizace nevulkanizované kaučukové směsi vhodná
  - o zvýšení rychlosti není požadováno
- do budoucna je uvažováno kalandr rozšířit o prvky automatizace
  - o zvážení možnosti pořízení univerzálnějšího FM

S ohledem na výše uvedené požadavky bylo vybráno variabilní řešení, které lze doplnit o rozšiřující komunikační kartu, případně karty, aby jej bylo možno ovládat z nadřazeného systému.

Pro řízení kalandru byl vybrán frekvenční měnič Schneider electric Altivar ATV71-HD90N4. Dále v textu budou popsány parametry a důvod výběru.



Obrázek 36 - ATV71HD90N4

Konstrukcí se primárně jedná o provedení měniče založeného na principu přímého řízení momentu Direct Torque Control – DTC. Z hlediska vybavenosti disponuje mnoha funkce-

mi, které mohou být užitečné, jakmile se začnou řešit otázky automatizace. K dispozici je například mód energetického přizpůsobení měniče k zátěži, čímž lze uspořit energii.

Většina této práce je omezena spíše na teoretický návrh, který v budoucnu bude sloužit jako návrh možného řešení. Dále budou analyzovány parametry, nastavení a možnosti komunikace s nadřazenými systémy prostřednictvím CAN-bus.

## 8.1 Schneider Electric Altivar ATV71HD90N4

Prvním a podstatným faktorem pro výběr tohoto měniče byl především nominální výkon motoru, do kterého by měl frekvenční měnič pracovat. Jelikož nominální výkon AS  $P_n = 83 \text{ kW}$ , tak byl vybrán FM určený pro ovládání, nebo řízení AS do jmenovitého výkonu  $P_{\max} = 90 \text{ kW}$ . [17]

Jmenovitá spínací frekvence IPM modulů<sup>4</sup> frekvenčního měniče je stanovena výrobcem  $f_{sw_n} = 2,5 \text{ kHz}$ , přičemž nejvyšší technicky možná pak  $f_{sw} = 8 \text{ kHz}$ . Uvedené spínací frekvence jsou platné pro pokročilejší metody řízení, u skalárního ovládání otáček je maximálně dostupná frekvence spínání  $f_{sw} = 4 \text{ kHz}$ . Díky generování elektromagnetického rušení je zařízení osazeno aktivním EMC filtrem pro kompenzaci. [17]

Dle technického listu zařízení umožňuje plynule řídit otáčky, a to výstupní frekvencí  $f_{out} \in \langle 0,1; 500 \rangle \text{ Hz}$ . Díky DTC konstrukci měniče přívodní kabely mohou při nestíněném vedení dosahovat délky až 100 m. [17]

Součástí kalendrování je také chlazení taženého materiálu. Ve výrobním podniku je k chlazení použita vodní lázeň. Z tohoto důvodu autor doporučuje zvážit umístění FM a případně pořídit zařízení s vyšším krytím IP54 .

Při návrhu bylo osloveno několik dodavatelských firem z důvodu získání podrobnějších informací a cenové nabídky se zvýhodněním ceny. Ze situace vyplynulo, že tento typ měničů je používán v gumárenském průmyslu, konkrétněji v Barumu Continental. Diskutovány byly především komunikační možnosti, ověření vhodnosti návrhu atp.

---

<sup>4</sup> IPM modul - viz kapitola 4.2.3 Střídač str. 53

Použití tohoto měniče se dle dodavatelů osvědčilo nejen pro ovládání pohonů kalandrů. Výrobce frekvenčních měničů má široké zastoupení a jeho výrobky zaujímají vysoký podíl procent trhu, i když cena zařízení není nejnižší.

### **8.1.1 Provozní režimy**

Celkově může být voleno ze 4 provozních režimů, výčtově

#### **8.1.1.1 Energetické přizpůsobení nevyvážených zátěží ENA**

System je schopen dynamickou analýzou průběh momentu detekovat rozložení výkonu v závislosti na úhlu natočení stroje. Díky tomuto přístupu je možno uspořit energii u nesy-metrických zátěží.

#### **8.1.1.2 Vektorové řízení FVC**

Základní principy vektorového řízení byly částečně popsány v teoretické části této práce, konkrétně kapitola 3.3 *Vektorové řízení* str. 49.

Jedná se o přímé vektorové řízení se zpětnou vazbou v podobě signálu ze senzoru.

#### **8.1.1.3 Bez senzorové vektorové řízení SFVC**

Jedná se o nepřímé vektorové řízení, kdy zpětná vazba je vypočtena na základě momentové charakteristiky připojeného synchronního, případně asynchronního stroje.

#### **8.1.1.4 Konstantní poměr napětí k frekvenci $U/f = konst.$**

Tento typ ovládání bude předmětem dalšího zájmu. Důvod, proč je potřeba při ovládání otáček měnit nejen frekvenci, ale také amplitudu napájecího napětí byl popsán v kapitole 3.2 *Skalární řízení* na straně č. 40.

Jak již bylo uvedeno výše, maximální frekvence spínání IPM modulu pro tento režim je  $f_{sw} = 4$  kHz.

### **8.1.2 Komunikační rozhraní**

Z analýzy trhu, přičemž byly porovnávány FM značek a produktových řad SIEMENS Micromaster 440, Schneider electric Altivar ATV71 a ABB ACS 550, vyplynulo, že nejširšími možnostmi komunikace disponuje právě navržený měnič. Oblast výroby, kde bude zařízení umístěno, prozatím není vybaveno žádnou průmyslovou sběrnici, tedy konkrétní typ sběrnice bude záležet pouze na požadavcích zadavatele.

V modelové řadě ATV 71 jsou z pohledu svorkovnice k dispozici tyto konfigurace:

- 2x analogový vstupní port, a to
  - o 1x napěťový 0 ... 10 V
  - o 1x softwarově nastavitelný napěťový 0 ... 10 V, nebo proudový, 0 ... 20 mA
- 1x softwarově nastavitelný analogový výstupní port interpretovaný
  - o logickou hodnotou 10 V / 20 mA, nebo
  - o hodnotou proudu 0 ... 20 mA, případně
  - o hodnotou el. napětí 0 ... 10 V
- 2x konfigurovatelný digitální výstup - reléový kontakt
  - o 1x spínací/rozpínací – NO/NC
  - o 1x spínací
- 7x softwarově konfigurovatelný digitální vstup
  - o 5x programovatelný 24 V shodný digitálními PLC úrovněmi
  - o 1x dvouhodnotový 0/24 V shodný s digitálními PLC úrovněmi
  - o 1x dvouhodnotový pro připojení senzoru s PWM výstupem

Z hlediska rozšiřujících karet:

- programovatelná I/O karta
- rozhraní pro enkodéry

Z hlediska podporovaných komunikačních karet:

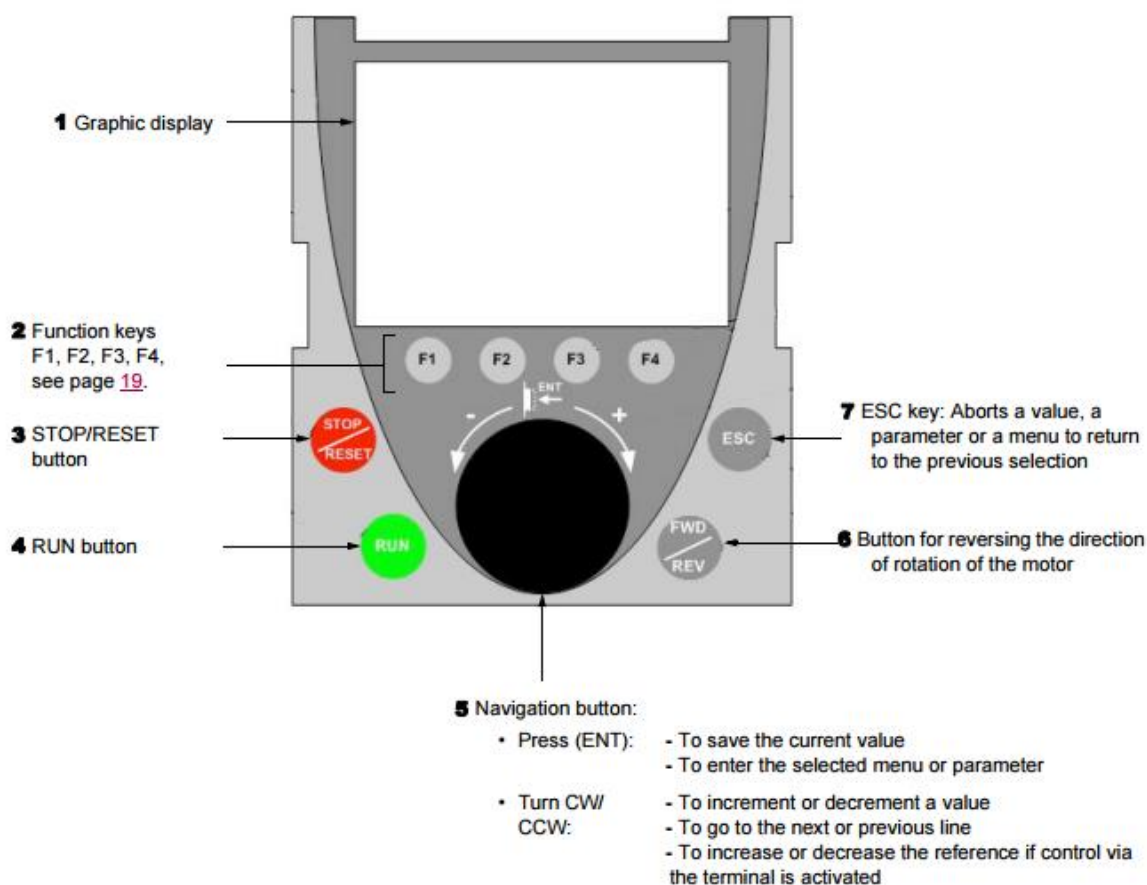
- CC-Link
- DeviceNet
- Ethernet/IP
- Fipio
- Interbus-S
- Modbus Plis
- Modbus TCP
- Modbus/Uni-Teleway
- Profibus DP
- Profibus DV V1

Z fyzického připojení je k dispozici konektor RJ45 pouze pro Modbus. CAN bus je připojována redukcí s RJ45→CANNON9 s protokolem CANopen. Dostupnými protokoly jsou CANopen a Modbus. Ostatní uvedené sběrnice používají taktéž převodníky.

## 8.2 Nastavení skalárního řízení

Frekvenční měnič je vybaven čelním displejem, potenciometrickým voličem a ovládacími tlačítky. Prostřednictvím tohoto HMI (Human Machine Interface) je možné provádět veškerá nastavení, včetně ovládání připojeného kalandru.

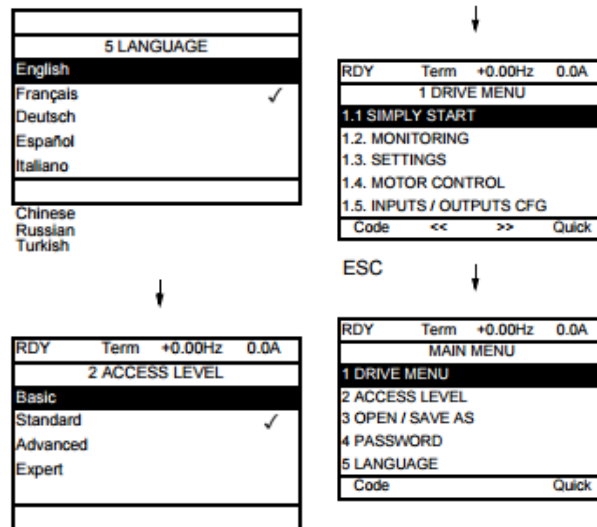
K zařízení je k dispozici velmi podrobný průvodní obrázkový manuál v anglickém jazyce, kde na základě grafických vývojových algoritmů, obrázků displejů FM a popisu mohou být prováděny veškeré konfigurace. Manuál je také doplněn o typové úlohy.



Obrázek 37 – Čelní display frekvenčního měniče s popisem [18]

### 8.2.1 Prvotní nastavení

Po prvotním zapnutí přístroje je nutné definovat jazyk. Zařízení bohužel není vybaveno češtinou, stejně tak není k dispozici česká verze manuálů.

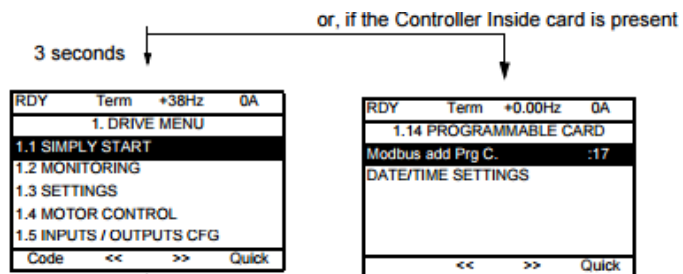


Obrázek 38 – Prvotní nastavení jazyka FM [18]

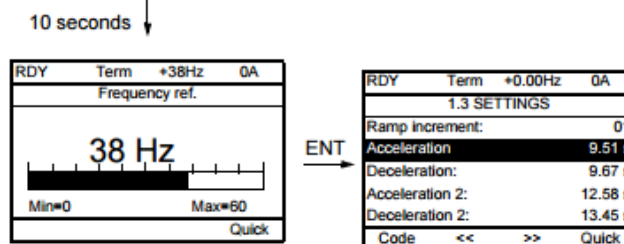
Otáčením voliče z Obrázku 33 se vybere příslušný jazyk (CW, CCW) a následně stisknutím voliče potvrdí (ENT). Pokračuje se stisknutím tlačítka (ESC) pro návrat do hlavního menu FM. Po 3 sekundách se zařízení automaticky přepne do nastavovacího módu.

FM je vybaven kartou rychlého startu, díky je možno zařízení brzy spustit bez dlouhého studování manuálu.

3 seconds later, switches to [1. DRIVE MENU] or to [1.14 PROGRAMMABLE CARD].

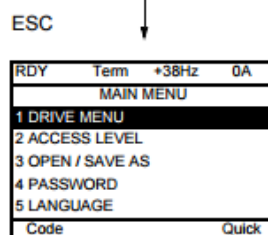


If no operator inputs are made, switches to "Display" automatically 10 seconds later (the display will vary depending on the selected configuration).



Menu selected in [Power up menu] page 265

Users can return to [MAIN MENU] by pressing ENT or ESC.

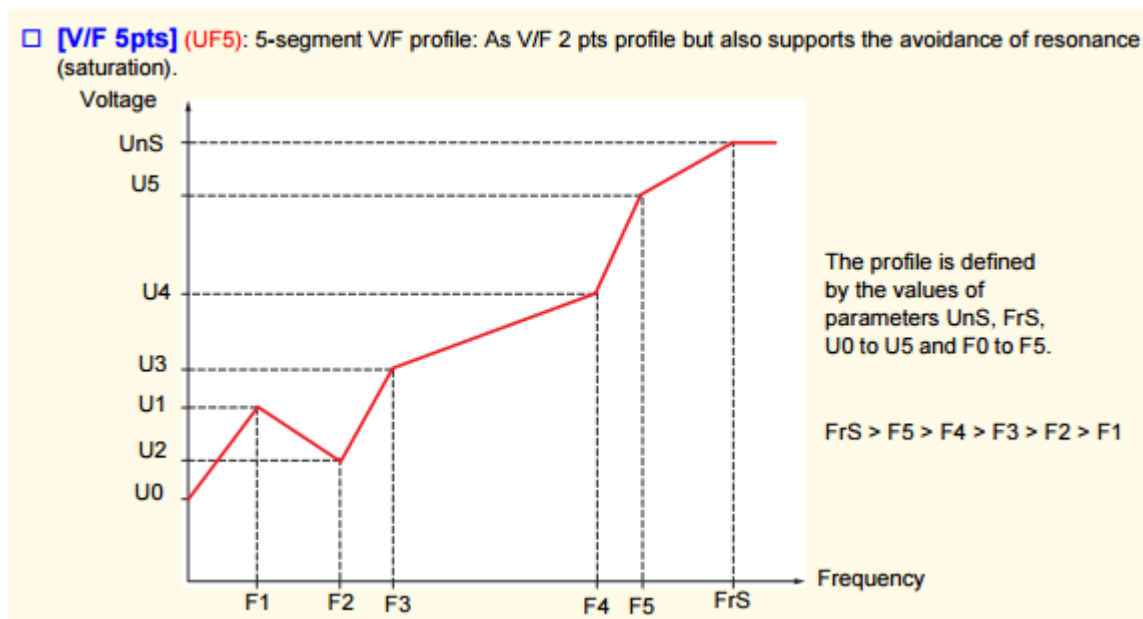


Obrázek 39 – Prvotní nastavení požadavků na chování AS [18]



Zde se přístupy rozcházejí, pokud bude použita CAN bus karta, bude k vidění stejně jako karta Modbus na Obrázku 35 vpravo nahoře. Pokud nebude do 10 s provedena žádná operace, zařízení přepne obrazovku do stavu dle Obrázku 28 vlevo uprostřed. Zpětné vyvolání menu lze provést stiskem ENT. Pokud bude připojena komunikační karta, tak je nutno pokračovat stiskem klávesy ESC, viz Obrázek 33.

Stěžejní pro práci je ovládání přístupem  $U/f = \text{konst.}$ , tedy dle obrázku níže je nutné sestavit průběh nespojitého ovládání AS.



Obrázek 40 – Sestavení požadovaného pohybu po momentové charakteristice [18]

Frekvencí  $F$  lze definovat přibližně požadovanou rychlost rotace AS (viz kapitola 2.3 str. 22). Momentová charakteristika stroje je velmi strmá, což vyplývá z kapitoly 6 na straně č. 70. Díky strmé charakteristice se skluzová veličina natolik neprojeví na poklesu požadovaných otáček, tedy jelikož si výrobní podnik nepřeje nastavovat konkrétní otáčky, lze využít pouze vztahu (8) z kapitoly 2.4 *Parametry pro ovládání* na straně č. 25 při zanedbání skluzové veličiny  $s$ . Pokud bude také uvažován výsledný převodový poměr  $i_{12} = 40$ , viz kapitola 5.2.2 na straně č. 64, bude možné pro otáčky rychlejšího válce  $n_{kalandr}$  zapsat vztah

$$n_{kalandr} = \frac{n_s \cdot (1 - s)}{i_{12}} \cong 60 \frac{F}{i_{12} p_p} = 0,5 \cdot F \text{ [min}^{-1}\text{]} \quad (89)$$

kde  $F$  ... frekvence napájecího napětí [Hz],  $i_{12}$ ... převodový poměr AS  $\rightarrow$  hnací kalandr,  $p_p$  ... je počet pólových párů stroje. V tomto konkrétním případě platí  $p_p = 3$ , viz kapitola 2.2.1 Stator na straně č. 18, a také  $i_{12} = 40$ .

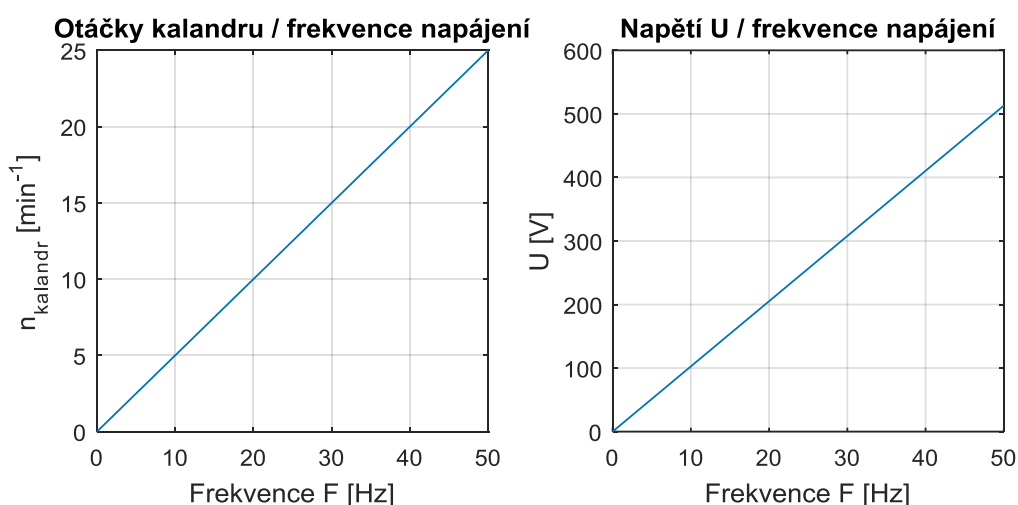
Napětí  $U$  jsou také omezena, konkrétně pro každou frekvenci existuje hodnota napájecího napětí. Na Obrázku 36 uvedeno bez úvahy skalárního ovládání, což není korektní .

Napětí  $U$  by se mělo dle výše uvedeného řídit pravidlem podílu napájecího napětí  $U$  ku frekvenci  $F$ , přičemž pro Českou republiku je konstanta zastoupena hodnotou 10,26. Tedy

$$U = 10,26 \cdot F \tag{90}$$

kde  $F$  ... frekvence napájecího napětí [Hz].

Na základě výše uvedených vztahů lze definovat přibližné otáčky stroje v závislosti na frekvenci napájecí sítě. Výsledek byl zahrnut v grafu níže.

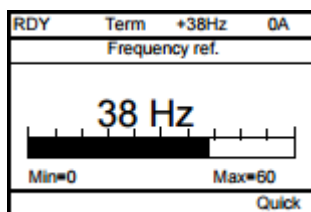


Graf 21 – Souhrnný graf závislostí otáček kalandru  $n_{kalandr}$  a napětí  $U$  na frekvenci  
 Jakmile bude vytvořen profil otáček, lze pokračovat

DRIVE MENU → MOTOR CONTROL → MOTOR CONTROL TYPE → V/F 5pts

Zde podle pokynu na displeji zadat postupně hodnoty  $U_0, U_1, F_1, U_2, F_2, U_3, F_3, U_4, F_4, U_5, F_5$ .  
 Zadávání následně potvrdit stihnutím voliče ENT.

Po 10 sekundách se zobrazí výchozí obrazovka dle obrázku níže



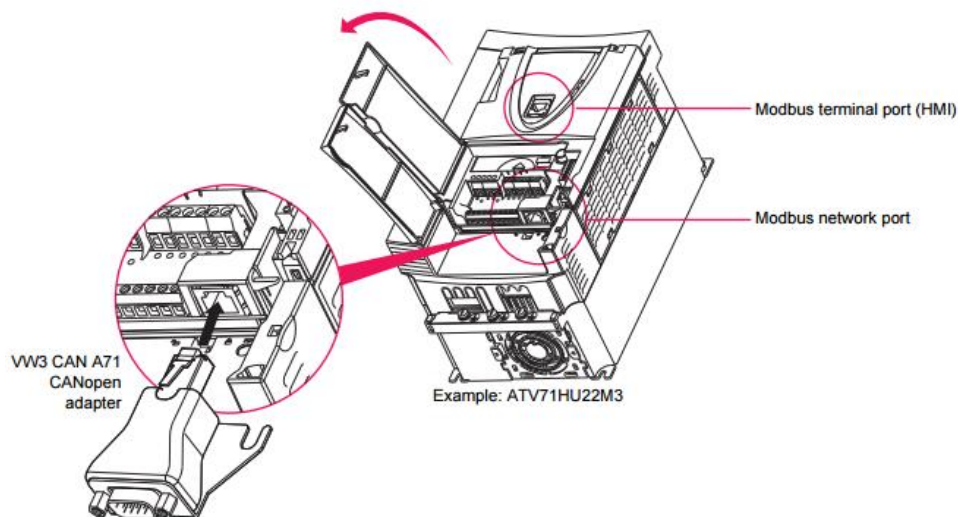
Obrázek 41 – Výchozí obrazovka [18]

Otáčením voliče pak lze zvolit požadovanou frekvenci napájecího napětí asynchronního stroje, a tak docílit ovládní otáček.

### 8.3 Možnost ovládní prostřednictvím CAN-bus

Předpokladem pro ovládní prostřednictvím sběrnice CAN bus je splnění všech bodů kapitoly 8.2.1 *Prvotní nastavení*.

Jelikož není FM standardně vybaven zdírkou pro CAN bus, je využívána redukce s protokolem CANopen. Tento převodník je potřeba zapojit do zdíčky RJ45 umístěné na přední, nebo dolní straně FM. [19]



Obrázek 42 – Způsob připojení CAN bus k frekvenčnímu měniči [18]

#### 8.3.1 Nastavení přenosu

Stisknutím voliče ENT dojde k vyvolání hlavního menu, dále se pak v kartě COMMUNICATION nachází položky

a) CANopen address

Zde je potřeba nastavit identifikátor zařízení, respektive jeho adresu v CAN prostoru. Nastavení se provede výběrem CANopen address a stiskem ENT, poté jeho otáčením se nastaví adresa a opětovným stiskem bude informace uložena

b) CANopen bit rate

V tomto seznamu je potřeba zvolit přenosovou rychlost z nabízených možností. Potvrzení a výběr se provede shodným způsobem jako u bodu a).

### 8.3.2 Nastavení příkazů

Aby bylo možné frekvenční měnič ovládat prostřednictvím sběrnice, je nutné na straně FM definovat příkazy, které bude provádět po obdržení požadavku z nadřazeného místa (řídícího PLC). Ve skutečnosti se jedná o adresaci předem nakonfigurovaného místa v paměti FM, které na základě porovnání přijaté adresy nastaví virtuální vstupy a výstupy, čímž dojde ke změně výstupní frekvence pro napájení napětí AS.

Nastavení lze provést vyvoláním hlavního menu a následovným výběrem karty COMMAND. Zde je potřeba definovat naslouchání dané adresy a přiřazení k paměťovému I/O. To je možno provést výběrem *Ref 1. Channel* kde je možnost nastavit komunikační kanál a k němu přiřadit virtuální svorku.

Tedy opět voličem je nutno vybrat CANopen, a na následující obrazovce paměťové místo. V případě, že byl korektně proveden krok v kapitole 8.2.1 *Prvotní nastavení*, zařízení bude mít automaticky definovány adresy pro skalární ovládání otáček, které se nachází na svorce C. Následná adresace je prováděna pomocí PLC, kdy je prostřednictvím CANopen zaslán rámec nesoucí adresu koncového zařízení a následně konkrétní adresu paměťového místa zastoupenou parametrem U/f. Konfigurace FM je velmi intuitivní a na vše je uživatel upozorněn chybovými hláškami, tudíž téměř se nelze dopustit chyby.

## ZÁVĚR

Cílem práce bylo vytvořit podklady pro pořízení a nastavení frekvenčního řízení pohonu gumárenského kalandru pro firmu ANVIS AVT s.r.o. Původně, v době zadání práce bylo očekáváno, že v průběhu řešení práce závod zakoupí navržený frekvenční měnič, aby bylo možno provést měření na reálném zařízení. Ve skutečnosti však doposud frekvenční měnič zakoupen nebyl, a tudíž bylo potřeba fyzikální principy podrobněji matematicky modelovat, než se očekávalo.

Na základě zadání práce byl v kapitole 5 *Reálný kalandr* na straně č. 60 vytvořen 3D model existujícího zařízení. Díky 3D modelu kalandru včetně jeho pohonu a převodovek je možné získat povědomí o reálném uspořádání kalandru a jeho pohonu.

Dále byly v rámci teoretické části podrobně rozebrány problematiky asynchronních strojů, principů činnosti a fyzikálního modelování, což umožnilo vytvořit dynamický model asynchronního stroje včetně identifikace reálného motoru. Tuto část celkově shrnují kapitoly 3.1 *Matematický model fyzikálních interakcí* na straně č. 26 a 6.2 *Dynamický model reálného stroje* na straně č. 74. Modelu AS předcházelo vytvoření kompletního mechanického řetězce reálného kalandru, na kterém spolu s AS bylo možné provést simulační ověření chování, a zjistit tak shodnost a funkčnost motoru.

Funkčnost celého řešení je možno ověřit díky kapitole 7.3 *Model celkového budoucího uspořádání* na straně č. 81. V této kapitole byla shrnuta veškerá práce, jelikož uváděný graf zahrnuje důkazy o funkčnosti skalárního ovládní, především je situace patrná ze shodného průběhu generovaného momentu při frekvenci  $f = 30$  Hz, jako u proudově napájeného stroje při nominální frekvenci  $f = 50$  Hz.

Jako poslední byla řešena problematika výběru vhodného frekvenčního měniče, který by uspokojil potřeby firmy, ale příliš nezatížil rozpočet. Byl vybrán FM dodavatele Schneider electric ATV71HD90N4, který podporuje ovládní indukčních strojů přístupem  $U/f = konst.$ , a také podporuje požadovanou komunikaci prostřednictvím CAN, která byla zpracována ke konci práce.

**SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY**

- [1] AGASSANT, J.-F. *Polymer processing: principles and modeling*. New York: Distributed in the U.S.A. and Canada by Oxford University Press, c1991. ISBN 0195208641.
- [2] *Procesy zpracování polymerů II. – Gumárenská technologie* [online]. Zlín, 2005 [cit. 2016-03-11]. Dostupné z: <http://www.home.karneval.cz/0323339201/>. Elektronická skripta. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně.
- [3] *Pohonná Technika: Princip – asynchronní motor* [online]. 2010 [cit. 2016-05-12]. Dostupné z: <http://www.pohonnatechnika.cz/práce/motory/asynchronni-motor>
- [4] ÚŘEDNÍČEK, Zdeněk. *Elektromechanické akční členy*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009. ISBN 978-80-7318-835-1.
- [5] KOČMAN, S. 2000. Synchronní stroje. Ostrava: VŠB-TUP, Katedra obecné elektrotechniky, 2000, 10s. [online] [cit. 2016-05-12] Dostupný z: <http://fei.vsb.cz/kat452/Vsb.cz/elektrotechnika/sylaby/synchronni%20stroje.pdf>
- [6] KOVÁŘ, Pavel. *Řízení asynchronních motorů pomocí frekvenčního měniče*. Brno, 2010. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Radek ŠTOHL, Ph.D.
- [7] CRAIG, John J. *Introduction to robotics: mechanics & control*. Reading, Mass.: Addison-Wesley Pub. Co., c1986. ISBN 0201103265.
- [8] ŽALMAN, prof. Milan. *Akčné Členy* [online]. Bratislava, 2002 [cit. 2016-05-18]. Dostupné z: [http://www.fsiforum.cz/upload/soubory/knihy/Rizeni-regulace/Akcne.cleny\\_Zalman\\_2002.pdf](http://www.fsiforum.cz/upload/soubory/knihy/Rizeni-regulace/Akcne.cleny_Zalman_2002.pdf). Slovenská technická univerzita v Bratislavě.
- [9] DVOŘÁK, Martin. *Parametry kluzných ložisek moderních spalovacích strojů*. Brno, 2009. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Pavel Novotný, Ph.D.
- [10] Mezní otáčky a vibrace. *ZKL Group a.s.* [online]. Brno: ZKL Group a.s., 2012 [cit. 2016-05-19]. Dostupné z: <http://www.zkl.cz/cs/pro-konstruktery/6-mezni-otacky-vibrace>

- [11] *Algoritmy odbuzování při řízení střídavých pohonů* [online]. Brno, 2008 [cit. 2016-05-20]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=7187](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7187). Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
- [12] *Pohonná Technika: Princip – princip frekvenčního měniče* [online]. 2010 [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: <http://www.pohonnatechnika.cz/frekvencni-menice/princip-frekvencniho-menice/princip-pwm-menice>
- [13] DOŘÁČEK, Jan. *Oběžný regálový zásobník* [online]. Brno, 2010 [cit. 2016-05-23]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=30173](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=30173). Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jaroslav KAŠPÁREK, Ph.D.
- [14] CHUCHMA, Ondřej. *Současný stav a vývojové tendence v konstrukci převodovek osobních automobilů* [online]. Brno, 2008 [cit. 2016-05-23]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=5299](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=5299). Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Ondřej BLAŽÁK.
- [15] KOČMAN, Karel. *Elektrické stroje a přístroje I: učebnice pro 3. roč. studia oboru Zařízení silnoprůdové elektrotechniky na stř. prům. školách*. Překlad Josef Říha. Praha: SNTL, 1990. ISBN 80-03-00406-3.
- [16] Nízkonapěťové motory SIEMENS. In: *Elektromotory SIEMENS* [online]. Mohelnice: SIEMENS, 2015 [cit. 2016-05-24]. Dostupné z: <http://www.elektromotory-siemens.cz/upload/File/katalog-elektromotoru-11g4-11g6-0605-k15-cz.pdf>
- [17] *ATV71HD90N4 variable speed drive ATV71 - 90kW 125HP - 480V - EMC filter* [online]. Praha: Schneider Electric a. s., 2009 [cit. 2016-05-24]. Dostupné z: <http://datasheet.octopart.com/ATV71HD90N4-Schneider-Electric-datasheet-14410169.pdf>
- [18] *Altivar 71 Variable speed drives for synchronous and asynchronous motors Programming manual Software V3.3* [online]. Neuvedeno: Schneider electric a.s., 2009 [cit. 2016-05-25]. Dostupné z: <http://www.barr-thorp.com/wp-content/uploads/2011/04/Schneider-Electric-Altivar-71-Programming-Manual-1755855-07.pdf>

- [19] Altivar 61 / 71 CANopen®. *Schneider electric* [online]. Nevedeno: Schneider Electric, 2010 [cit. 2016-05-25]. Dostupné z: [http://download.schneider-electric.com/files?p\\_File\\_Id=27608766&p\\_File\\_Name=ATV61\\_71\\_Canopen\\_EN\\_1755865\\_04.pdf](http://download.schneider-electric.com/files?p_File_Id=27608766&p_File_Name=ATV61_71_Canopen_EN_1755865_04.pdf)



**SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

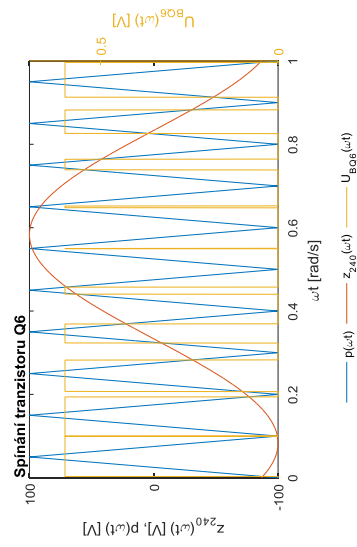
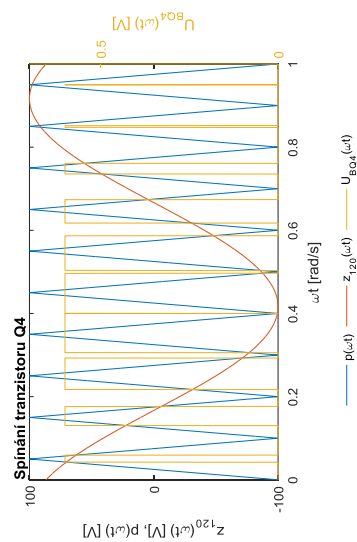
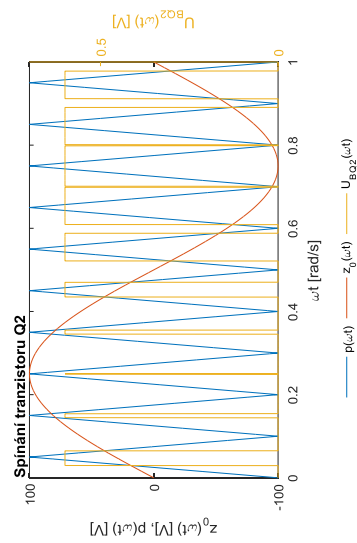
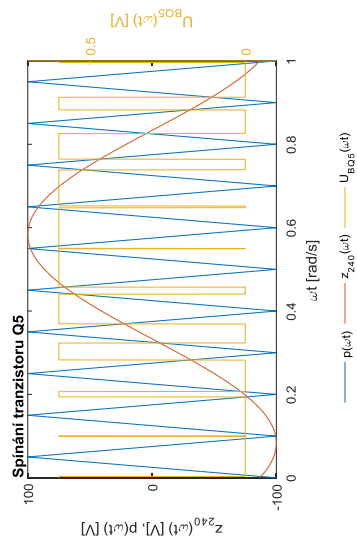
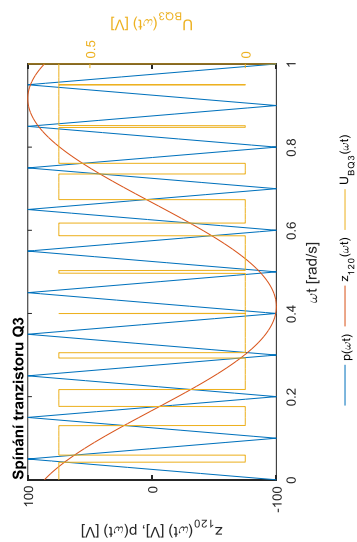
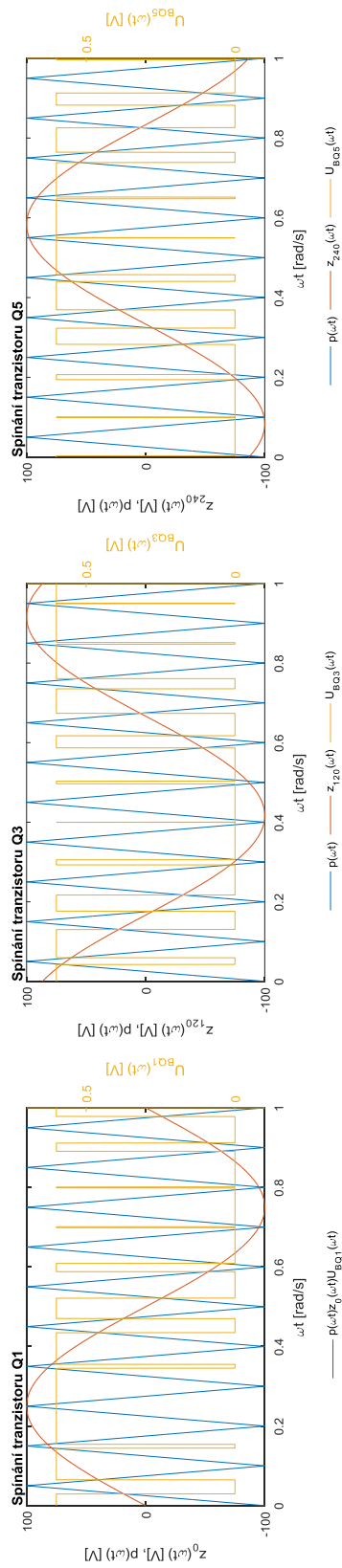
1F	Jednofázová
3F	Třífázová
AS	Asynchronní Stroj
ASS	Synchronní a Asynchronní stroj
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
FM	Frekvenční měnič
I/O	Vstup výstup, z anj. Input/Output
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem, z anj. Insulated Date Bipolar Transistor
IPM	Inteligentní modul výkonové elektroniky FM, z anj. Intelligent Power Module
PWM	Pulzní šířková modulace, z anj. Pulse Width Modulation
RAM	Paměť s náhodným přístupem, z anj. Random Access Memory
<i>J</i>	Moment setrvačnosti válce

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 – Role přebytečného materiálu vznikající při kalandrování [1].....	11
Obrázek 2 - Několik uspořádání válců kalandrů .....	12
Obrázek 3 - Rozložení tlaků ve štěrbině [1] .....	13
Obrázek 4 - Přibližný tok kaučukové směsi mezi válci [1] .....	14
Obrázek 5 - Řez válcem kalandru s centrálním otvorem [2] .....	16
Obrázek 6 - Uspořádání AS s kotvou nakrátko [3].....	17
Obrázek 7 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu jednou cívkou v jednofázové soustavě .....	18
Obrázek 8 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu dvěma cívkami v dvoufázové soustavě $\omega t = 150^\circ$ .....	19
Obrázek 9 Magnetické pole vytvořené tokem proudu dvěma cívkami v třífázové soustavě $\omega t = 60^\circ$ .....	20
Obrázek 10 - Magnetické pole vytvořené tokem proudu třemi cívkami v třífázové soustavě $\omega t = 150^\circ$ .....	21
Obrázek 11 – Rotor s kotvou nakrátko v magnetickém poli statoru [3].....	22
Obrázek 12 – Obecná momentová charakteristika asynchronního stroje [5] .....	23
Obrázek 13 - Zjednodušené schéma uspořádání asynchronního motoru [4].....	26
Obrázek 14 – Otočný systém se dvěma vinutími [4].....	28
Obrázek 15 – Splývající souřadné systémy .....	31
Obrázek 16 - Pootočené souřadné systémy .....	32
Obrázek 17 – Grafické znázornění obecné Clarkovy a neúplné Parkovy transformace [11] .....	33
Obrázek 18 – Blokové schéma FM s čistě PWM přístupem .....	52
Obrázek 19 – Diodové usměrňovače a) 3F, b) 1f.....	52
Obrázek 20 – Výsledek usměrnění 3F rozvodné sítě [12].....	53
Obrázek 21 – Schéma stabilizátoru .....	53
Obrázek 22 – Výsledek stabilizace [12] .....	53
Obrázek 23 – Můstkové zapojení střídače s IGBT .....	54
Obrázek 24 – Princip PWM modulace .....	56
Obrázek 25 – 3D model existujícího uspořádání kalandru.....	60
Obrázek 26 – Rozměry hnaného válce kalandru v jednotkách cm.....	61
Obrázek 27 – 1. část výpočtu $J$ válce.....	62

Obrázek 28 – 2. část výpočtu $J$ válce.....	62
Obrázek 29 - 4. část výpočtu $J$ válce .....	63
Obrázek 30 - 5. část výpočtu $J$ válce .....	64
Obrázek 31 – Distanční elementy na reálném uspořádání kalandru.....	66
Obrázek 32 – Model AS .....	74
Obrázek 33 – Modelové schéma kalandru bez FM – současný stav .....	76
Obrázek 34 – Model nezatíženého AS se zapojením frekvenčního měniče.....	78
Obrázek 35 – Kompletní model kalandru včetně frekvenčního řízení .....	81
Obrázek 36 - ATV71HD90N4.....	83
Obrázek 37 – Čelní display frekvenčního měniče s popisem [18] .....	87
Obrázek 38 – Prvotní nastavení jazyka FM [18] .....	88
Obrázek 39 – Prvotní nastavení požadavků na chování AS [18] .....	88
Obrázek 40 – Sestavení požadovaného pohybu po momentové charakteristice [18].....	89
Obrázek 41 – Výchozí obrazovka [18].....	90
Obrázek 42 – Způsob připojení CAN bus k frekvenčnímu měniči [18].....	91

# PŘÍLOHA P I: PRŮBĚH SPÍNÁNÍ IGBT TRANZISTORŮ



# PŘÍLOHA P II: SPÍNANÉ NAPĚTÍ NA MOTORU PRO $F_{sw} = 4 \text{ kHz}$

