

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

## MODELOVÁNÍ A IDENTIFIKACE LINEÁRNÍHO MOTORU

LINEAR MOTOR MODELING AND IDENTIFICATION

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Václav Cimburek

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

BRNO 2021



# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

**Student:** Václav Cimburek

**ID:** 208458

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2020/21

**NÁZEV TÉMATU:**

## Modelování a identifikace lineárního motoru

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Seznamte se s principem fungování lineárního motoru s permanentními magnety a jeho modelováním a zpracujte rešerši
2. V prostředí Matlab-Simulink vytvořte model lineárního motoru a jeho řízení
3. Pomocí prostředků Matlab-Simulink navrhnete vizualizaci zvolené úlohy využívající sestavený model
4. Navrhnete algoritmus identifikace základních parametrů lineárního motoru

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

[1] D. L. Zhang, C. T. Kong, and Y. P. Chen, "MODELING AND PRECISION CONTROL OF PERMANENT MAGNET LINEAR MOTORS," IFAC Proc. Vol., vol. 41, no. 2, pp. 2258–2263, 2008.

**Termín zadání:** 8.2.2021

**Termín odevzdání:** 24.5.2021

**Vedoucí práce:** prof. Ing. Pavel Václavěk, Ph.D.

**doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.**  
předseda rady studijního programu

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato bakalářská práce se zabývá tvorbou modelu synchronního lineárního motoru s permanentními magnety, identifikací parametrů motoru a jeho vizualizací. Model zahrnuje proměnlivou silovou konstantu motoru a proměnlivé indukčnosti vinutí d a q. Pro řízení modelu je implementováno kaskádní řízení s využitím P a PI regulátorů a dynamického decouplingu. Celá soustava je simulována v prostředí Simulink. V závěru jsou zhodnoceny faktory, které mohou způsobovat nepřesnosti a popsány oblasti, v nichž je třeba provést rozšíření této práce.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Dynamický decoupling, Parkova transformace, permanentní magnety, Simulink, synchronní motor, krátká primární část

## **ABSTRACT**

This bachelor's thesis deals with the creation of a model of a synchronous linear motor with permanent magnets, parameter identification and model visualization. The model includes variable inductances of d and q windings and variable motor force constant. A cascade control using P and PI controllers and dynamic decoupling is implemented to control the model. The whole system is simulated in the Simulink environment. In conclusion are evaluated the factors that may cause inaccuracies and improvements that could be done.

## **KEYWORDS**

Dynamic decoupling, Park transformation, permanent magnets, Simulink, synchronous motor, short primary type

---

CIMBUREK, Václav. *Modelování lineárního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2021, 66 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Pavel Václavík, Ph.D.

## Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení autora:** Václav Cimburek  
**VUT ID autora:** 208458  
**Typ práce:** Bakalářská práce  
**Akademický rok:** 2020/21  
**Téma závěrečné práce:** Modelování lineárního motoru

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno 19.5.2021

.....

podpis autora\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu prof. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D., za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

# Obsah

Úvod	12
<b>1 Princip konstrukce a modelování lineárních motorů</b>	<b>13</b>
1.1 Lineární motory . . . . .	13
1.1.1 Sestava lineárního motoru . . . . .	13
1.1.2 Druhy lineárních motorů . . . . .	13
1.1.3 Rozdělení podle konstrukce . . . . .	16
1.2 Sestava lineárního dynamometru . . . . .	17
1.3 Sestava lineárního motoru použitého v této práci . . . . .	18
1.4 Matematický stavový model motoru . . . . .	19
1.5 Matematický model sil působících na pohon . . . . .	23
1.6 Řízení . . . . .	26
1.7 Identifikace soustavy lineárního motoru . . . . .	30
<b>2 Implementace modelu</b>	<b>32</b>
2.1 Model motoru . . . . .	32
2.2 Implementace řízení . . . . .	36
2.3 Identifikace parametrů . . . . .	40
2.4 Vizualizace modelovaného motoru . . . . .	42
2.5 Výsledky simulace . . . . .	42
<b>Závěr</b>	<b>46</b>
<b>Literatura</b>	<b>47</b>
<b>Seznam symbolů a zkratek</b>	<b>50</b>
<b>Seznam příloh</b>	<b>54</b>
<b>A Lineární dynamometr</b>	<b>55</b>
<b>B Vizualizace motoru</b>	<b>56</b>
<b>C Skript na identifikaci parametrů</b>	<b>57</b>
<b>D Obsah elektronické přílohy</b>	<b>66</b>



# Seznam obrázků

1.1	Schéma synchronního lineárního motoru s: a) krátkou primární částí (aktivní), b) krátkou sekundární částí (pasivní) . . . . .	14
1.2	Schéma rozdělení synchronních lineárních motorů [4] . . . . .	15
1.3	a) Plochý lineární synchronní motor s PM a b) tubulární lineární synchronní motor s PM [10] . . . . .	17
1.4	Schematické zobrazení lineárního dynamometru . . . . .	18
1.5	Schéma synchronního lineárního motoru výrobního označení L3S100P-3615-FH použitého v této práci [12] . . . . .	18
1.6	Schéma rozložení permanentních magnetů v lineárním motoru s vyznačením rozteče pólů [2] . . . . .	19
1.7	Clarkové-Parkova transformace . . . . .	21
1.8	Coulombovsko-viskózní (vnitřní) tření se zahrnutím Stribeckova efektu	24
1.9	Schéma end efektu . . . . .	25
1.10	Schéma regulační smyčky pro regulaci $i_d$ . . . . .	27
1.11	Amplitudová frekvenční charakteristika regulační smyčky proudu . . .	28
1.12	Schéma regulační smyčky proudu $i_q$ . . . . .	29
1.13	Schéma regulační smyčky rychlosti . . . . .	29
1.14	Schematické zobrazení principu identifikace parametrů soustavy [22] .	30
2.1	Schéma modelu motoru . . . . .	32
2.2	Graf závislosti silové konstanty motoru na proudu $i_q$ . . . . .	33
2.3	Graf závislosti indukčnosti $L_q$ na proudu $i_q$ a $i_d$ . . . . .	34
2.4	Graf závislosti indukčnosti $L_d$ na proudu $i_q$ a $i_d$ . . . . .	34
2.5	Schéma modelu tahové síly motoru . . . . .	35
2.6	Schéma modelu tření v soustavě . . . . .	35
2.7	Schéma modelu pulzní složky tažné síly „cogging force“ . . . . .	36
2.8	Schéma regulace proudu s blokem zajišťujícím dynamický decoupling	38
2.9	Schéma bloku zajišťujícího dynamický decoupling . . . . .	38
2.10	Identifikovaná závislost silové konstanty $K_f$ na proudu $i_q$ . . . . .	40
2.11	Závislost identifikované a skutečné indukčnosti $L_q$ na proudu $i_q$ . . .	41
2.12	Závislost identifikované a skutečné indukčnosti $L_d$ na proudu $i_q$ . . .	41
2.13	Vizualizace modelovaného motoru (izometrický pohled) . . . . .	42
2.14	Odezva systému na změnu žádané polohy (vstupní signál s amplitudou 1 m a s délkou pulzu 0,6 s) . . . . .	43
2.15	Odezva systému na změnu žádané rychlosti (vstupní signál s amplitudou 5 m · s <sup>-1</sup> a s délkou pulzu 0,6 s) . . . . .	43
2.16	Průběh tahové síly produkované motorem při harmonicky kmitavém pohybu primární části. . . . .	44

2.17	Průběh tření působícího mezi primární a sekundární částí při harmonicky kmitavém pohybu primární části. . . . .	44
2.18	Průběh pulzní složky tažné síly (cogging force) působící v rámci soustavy při harmonicky kmitavém pohybu primární části. . . . .	45
A.1	Lineární dynamometr pohled 1 . . . . .	55
A.2	Lineární dynamometr pohled 2 . . . . .	55
B.1	Vizualizace motoru pohled 2 . . . . .	56
B.2	Vizualizace motoru pohled 3 . . . . .	56

# Seznam tabulek

2.1	Parametry modelu motoru L3S100P-3615-FH . . . . .	33
2.2	Parametry modelu tření . . . . .	36
2.3	Parametry PI regulátoru proudu $i_d$ . . . . .	37
2.4	Parametry PI regulátoru proudu $i_q$ . . . . .	37
2.5	Parametry PI regulátoru rychlosti . . . . .	39
2.6	Parametry P regulátoru pozice . . . . .	39

# Seznam výpisů

C.1 Skript na identifikaci parametrů. . . . .	57
---	----

# Úvod

Tato práce se zabývá tvorbou modelu lineárního synchronního motoru s permanentními magnety a jeho jednoduchého řízení. Snahou je vytvořit model s parametry, které odpovídají reálným parametrům motoru. Klíčovými tématy první části jsou princip fungování lineárních motorů, jejich rozdělení či specifikace základních vlastností v závislosti na typu a dále modelování synchronních lineárních motorů s permanentními motory. Je zde představen návrh regulace a algoritmus sloužící k identifikaci parametrů motoru. Druhá část soustředí pozornost na konkrétní implementaci zmíněného modelu a metod představených v části první. Druhá část rovněž zachycuje výsledky simulace modelu.

Za vynálezce lineárních elektrických motorů lze považovat Angličana sira Charlese Wheatstona, jenž ve čtyřicátých letech 19. století sestrojil první lineární indukční motor. V různých průmyslových aplikacích a v některých oblastech železniční dopravy jsou dnes klasické rotační motory (s převodem) nahrazovány právě motory lineárními. V železniční dopravě se jich využívá především jako pohonů vlakových souprav. V průmyslové sféře nalézají uplatnění v oblastech, kde jsou kladeny zvýšené nároky na polohovou přesnost lineárního pohybu, případně na jeho vysokou dynamiku nebo také tam, kde je třeba lineárního pohonu s dlouhou životností a s minimální údržbou. Lze je proto nalézt v přesných obráběcích strojích, měřicích stanicích (například: stanice pro rozměrovou a geometrickou kontrolu hřídelových součástí v železničním průmyslu) a dalších aplikacích. Modelování lineárních motorů je velmi podobné modelování rotačních motorů.

# 1 Princip konstrukce a modelování lineárních motorů

## 1.1 Lineární motory

Termínem lineární motor se označuje stroj transformující vkládanou energii nikoliv na rotační (jako v případě klasických motorů), ale na přímočarý pohyb. V rámci této práce je však referenční pole omezeno pouze na elektrické lineární motory pracující na principu elektromagnetismu (ostatní principy elektrostatický, piezoelektrický či využívající magnetostriktu zde rozebírány nejsou).

Lineární motory jsou v praxi využívány zejména z toho důvodu, že disponují množstvím výhod, oproti klasickým rotačním motorům. Jde zejména o vyšší dynamiku soustavy a jednodušší mechanickou konstrukci díky absenci převodů rotačního pohybu na lineární [1].

### 1.1.1 Sestava lineárního motoru

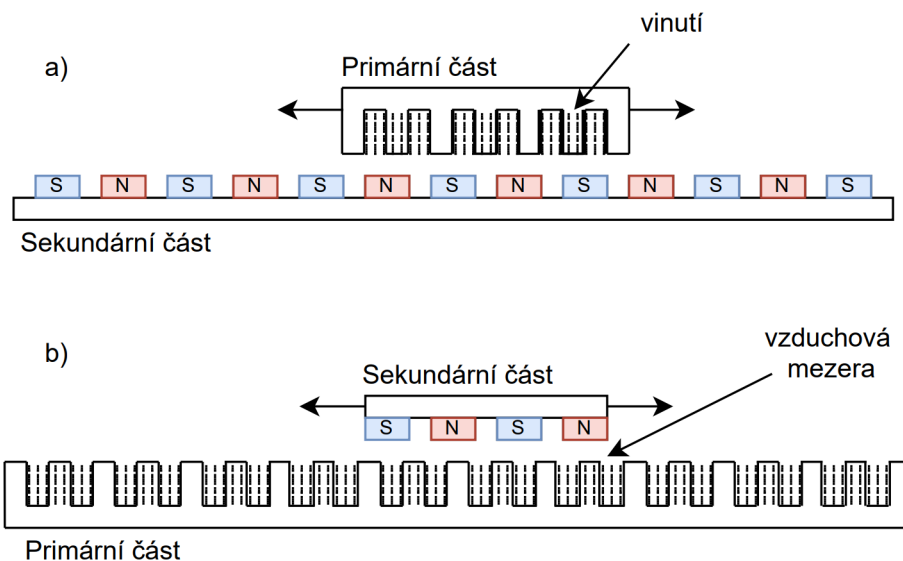
Mechanická konstrukce lineárního motoru je významně závislá na jeho typu a jeho konkrétním využití. Lze však jmenovat obecné základní části, shodující se téměř u všech variant. Vedle pomocných prvků jako: mechanické vedení, tlumiče nárazu nebo koncové spínače, je možné odlišit primární část od části sekundární (toto označení je u synchronních motorů mírně zavádějící, protože faktický význam má pouze u indukčních motorů nebo transformátorů [2], nicméně pro potřeby této práce je budeme využívat) viz obrázek 1.1.

Primární část lze definovat jako aktivní část s vinutím, do níž je přiváděna elektrická energie. Sekundární část je pasivní. V případě synchronních motorů může být sekundární část tvořena permanentními magnety (PM), v případě asynchronních motorů pak například hliníkovým pásem připevněným k ocelové podložce [3]. Primární a sekundární část jsou od sebe navzájem odděleny vzduchovou mezerou.

### 1.1.2 Druhy lineárních motorů

Lineární motory lze rozdělit na asynchronní (indukční), bezkartáčové (BLDC) a synchronní.

Asynchronní lineární motory jsou obdobou klasických asynchronních motorů rotačních. Magnetické pole v sekundární části je vyvoláno proudem, který je indukován změnou magnetického toku v části primární [4]. Zásadní rozdíl oproti synchronním lineárním motorům spočívá v konstrukci sekundární části. Ta je u motorů asynchronních klecová s kotvou nakrátko. Sekundární díl je tvořen například hliníkovým



Obr. 1.1: Schéma synchronního lineárního motoru s: a) krátkou primární částí (aktivní), b) krátkou sekundární částí (pasivní)

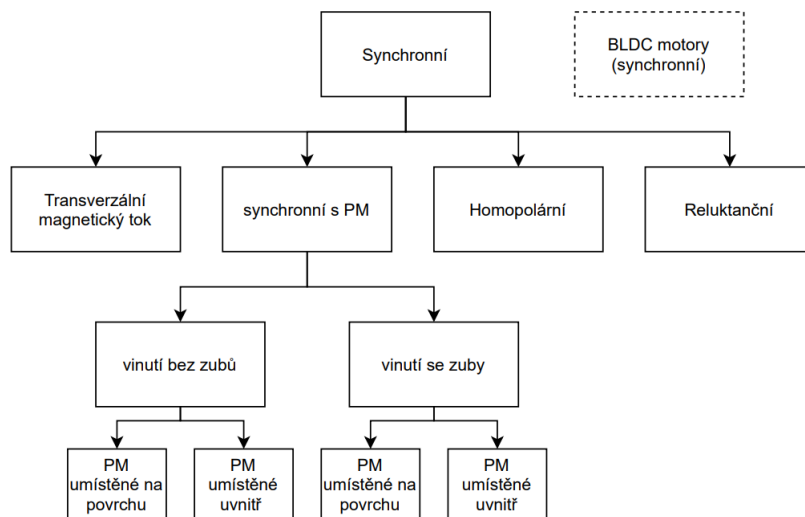
pásem, případně měděným pásem či vinutím uloženým do drážek [3] a jeho výroba je tedy spojena s nižšími náklady (jednoduchost, absence kovů vzácných zemin). Jeho nevýhody spočívají v nižší účinnosti, těžší rekuperaci energie a vyšší citlivosti na šířku vzduchové mezery (v případě jednostranného motoru) [4].

Bezkartáčové lineární motory jsou synchronní stroje, jejichž sekundární část je tvořená permanentními magnety, a tudíž jsou konstrukčně velmi podobné synchronním motorům s permanentními magnety. Hlavní rozdíl mezi oběma typy motorů tkví v typu vinutí primární části. U BLDC motorů je koncentrované vinutí, zatímco synchronní motory mají vinutí distribuované. Další podstatný rozdíl spočívá ve způsobu řízení a v silové charakteristice vyplývající ze způsobu řízení [5]. Řízení BLDC motorů (na rozdíl od klasických stejnosměrných motorů) je prováděno elektrickou komutací. Změna polarity signálu závisí na poloze rotoru (ta je často určována absolutním odměřováním). Časový průběh napětí, kterým jsou BLDC motory řízeny, má lichoběžníkový tvar, zatímco u synchronních je tvar sinusový. Tento druh řízení je jednodušší, lze při něm dosáhnout velké výkonové hustoty, avšak produkuje ovšem vyšší zvlnění síly [2, 5].

Synchronní lineární motory pracují na obdobném principu jako klasické rotační synchronní motory. Rychlost pohyblivé části motoru je identická s rychlostí magnetického pole a závisí na vstupní frekvenci a rozteči pólů [2]. Synchronní lineární motory mohou v průmyslové automatizaci dosahovat rychlostí kolem  $10 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$  a zrychlení až  $360 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$  [2].

Výhody synchronních motorů oproti motorům indukčním spočívá například ve vyšší výkonové hustotě, vyšší hodnotě stálého tahu a vyšší účinnosti. Nevýhodami jsou složitější řízení a vyšší cena (u synchronních motorů s permanentními magnety dosahují náklady na výrobu ještě vyšších hodnot, a to kvůli potřebě kovů vzácných zemin) [6].

Synchronní motory lze dále rozdělit do čtyř základních kategorií viz obrázek 1.2.



Obr. 1.2: Schéma rozdělení synchronních lineárních motorů [4]

Motory s transversálním magnetickým tokem dosahují v porovnání s klasickými synchronními motory s tokem longitudinálním (magnetický tok teče v rovině pohybu rotoru) vyšší výkonové hustoty, projevuje se však u nich silněji pulzní složka tažné síly a vliv magnetické hystereze [4].

Homopolární synchronní motory nacházejí využití převážně v železniční dopravě. Sekundární část je vyrobena z magneticky „měkké“ oceli a v primární části je vinutí se stejnosměrným proudem (případně PM) společně s třífázovým vinutím se střídavým proudem. Vinutí se stejnosměrným proudem indukuje v sekundární části tok proudu. Magnetické pole sekundární části generuje v reakci s magnetickým polem třífázového vinutí se střídavým proudem tažnou sílu [2].

Reluktanční lineární motory nachází uplatnění převážně ve vysoko rychlostní železniční dopravě, případně v průmyslové výrobě, kde je třeba vyvinout nízkou rychlost při pohybu po krátké dráze. Primární část obsahuje třífázové vinutí se střídavým proudem (případně spínané jako u BLDC motorů), sekundární část se skládá z desky s vyniklými póly (členitost sekundární části a její topologie je velmi důležitá v případě reluktančních motorů). Členitost sekundární části zajišťuje nerovnoměrnou reluktanci v magnetickém obvodu a primární část se v důsledku snaží dostat do



pozice s minimální magnetickou reluktancí. V principu se jedná o synchronní stroje [2, 7].

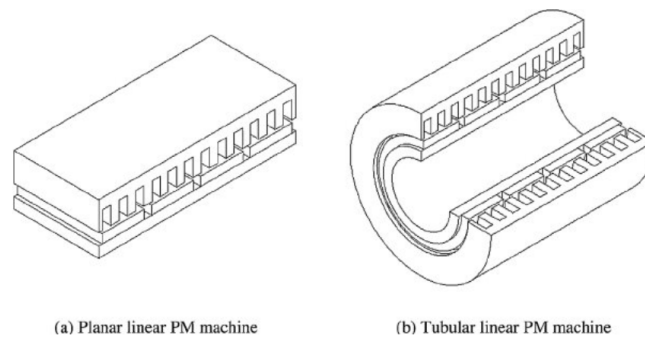
U synchronních lineárních motorů s permanentními magnety umístěnými v sekundární části a s třífázovým vinutím se střídavým proudem v části primární magnetické pole vytvořené vinutím v primární části reaguje s magnetickým polem generovaným PM. Synchronní lineární motory s PM mají vysokou účinnost a výkonovou hustotu. Díky tomu je motor schopný vyvinout velkou sílu v tahu při menších rozměrech. Těchto vlastností se využívá v pohonech náročných na vysokou dynamiku, nebo při potřebě vyvinout velkou tahovou sílu. Mezi nevýhody se řadí zahřívání PM (týká se to převážně PM tvořených z kovů vzácných zemin) způsobené vířivými proudy, obtížné odbuzení sekundární části [8, 9] a vyšší cena motoru (způsobená použitím kovů vzácných zemin).

### 1.1.3 Rozdělení podle konstrukce

Tento typ klasifikace se týká především synchronních lineárních motorů. Motory lze rozdělit podle kratší pohyblivé části na krátký primární díl, nebo krátký sekundární díl viz obrázek 1.1. V případě krátkého primárního dílu je pohyblivý primární díl. Výhodou konstrukce s pohyblivým krátkým primárním dílem je nižší výrobní cena. Nevýhody spočívají ve snížené pohyblivosti, omezené kabeláži potřebnou pro napájení vinutí, a v potřebě řešit chlazení vinutí. Kratší sekundární díl umožňuje vyšší pohyblivost a jednodušší řešení chlazení [1].

Dalším kritériem je materiál jádra vinutí v primární části. V závislosti na něm lze hovořit o motorech s železným a neželezným jádrem. Motory s železným jádrem jsou schopny vyvinout větší sílu v tahu, mají však těžší primární část (horší dynamické vlastnosti) a projev pulzní složky tažné síly je u nich mnohem výraznější. Motory s jádrem neželezným nejsou schopny vyvinout tak velkou sílu v tahu, primární část je však lehčí a pulzní složka tažné síly a přitažné síly mezi primární částí a částí sekundární se zde téměř nevyskytují. Z těchto důvodů je tento typ motoru vhodný k aplikacím s nízkými nároky na sílu, avšak s vysokými nároky na dynamiku a přesnost pohonu, případně na nízkou hmotnost primární části [3].

Dané motory lze rozdělit také na ploché a tubulární viz obrázek 1.3. U tubulárních motorů se díky kruhové symetrii neprojevuje přitažná síla mezi primární a sekundární částí [3]. Dále lze motory rozdělit na jednostranné a dvoustranné. Dvoustranné motory jsou schopny kompenzovat přitažné síly mezi primární a sekundární částí [4].



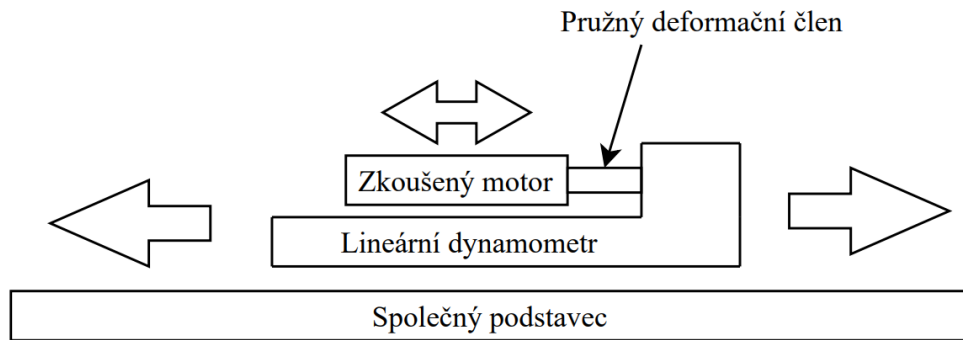
Obr. 1.3: a) Plochý lineární synchronní motor s PM a b) tubulární lineární synchronní motor s PM [10]

## 1.2 Sestava lineárního dynamometru

Termínem dynamometr klasicky označujeme zařízení používané pro měření točivého momentu, momentu setrvačnosti, případně výkonu produkovaného klasickým rotačním elektromotorem. V případě klasického rotačního dynamometru můžeme celý systém zjednodušeně rozdělit na část, která působí na motor zatěžovacím točivým momentem, dále na část, jež snímá rychlost otáček, a konečně na část, která zaznamenává točivý moment vytvářený zkoušeným motorem. Zátěž i zkoušený motor jsou upevněny na společném podstavci [11].

Lineární motor, jenž je rozebírán v této práci, je umístěn jako zkoušený motor v lineárním dynamometru, popisovaném níže v této sekci. Principy lineárního a rotačního dynamometru se v zásadě shodují, v daném případě jsou však zkoušenými veličinami síla, setrvačnost a produkovaný výkon. Dynamometr vytváří zátěž s pomocí čtyř lineárních motorů upevněných po stranách pohyblivého vozíku. Vozík se v rámci dráhy pohybuje po lineárním vedení. Zkoušený motor je připevněn na hliníkové platformě, která se pohybuje po vozíku a je přes pružný deformační člen spojena s vozíkem. Deformační člen funguje jako tenzometrický snímač, zachycující vzájemné silové působení mezi platformou a vozíkem. Dráha zkoušeného motoru je upevněna uprostřed zkušební dráhy. Snímání polohy a rychlosti (pro zkoušený motor i dynamometr) zajišťuje optický lineární enkodér s absolutním odměřováním. Dynamometr je schopen pracovat ve třech základních režimech: režim definovaného profilu produkované síly, rychlosti a polohy.

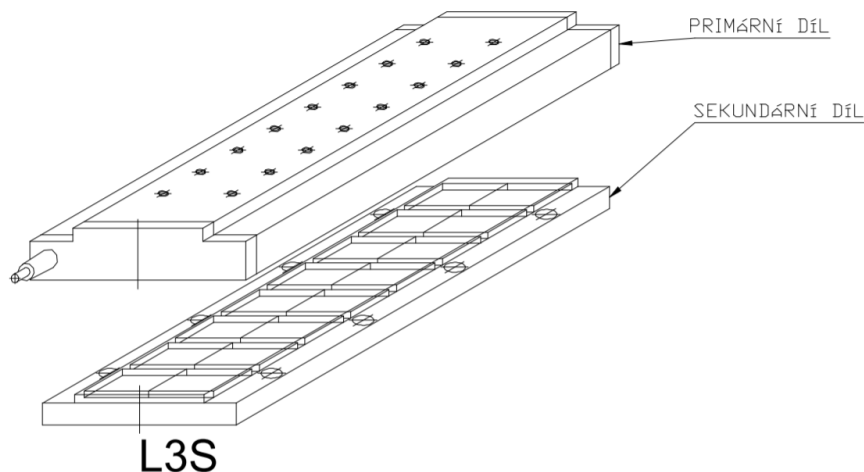
Technické řešení dynamometru minimalizuje pohyb mezi hliníkovou platformou, na které je zkoušený motor upevněn, a vozíkem dynamometru. To umožňuje provoz zkoušeného motoru s minimálním vlivem třecí síly. Tření se projevuje pouze v místě spojení vozíku a podstavce (lineární vedení), je však kompenzováno samotným dynamometrem.



Obr. 1.4: Schématické zobrazení lineárního dynamometru

### 1.3 Sestava lineárního motoru použitého v této práci

Lineární motor použitý v této práci je synchronní s permanentními magnety (neodymové magnety  $Nb_2Fe_{14}B$ ) viz obrázek 1.5 [3]. Typové označení primární části tohoto motoru je L3S100P-3615-FH, sekundární část má typové označení L3S100S-3216. Výrobce je společnost Moog Brno s.r.o. Konstrukčně je řešený jako plochý, jednostranný, s krátkou pohyblivou primární částí. Vinutí v primární části je navinuto na železném jádru. Jeho povrch je ochlazován pasivně, bez přídavného vodního chlazení. Délka dráhy složené z 10 sekundárních dílů je 5 m. Základní rozměry primární části jsou: délka dílu 544 mm, šířka dílu 134 mm. Délka části primárního dílu s vinutím je 535,8 mm. Celková hmotnost primární části  $m = 18,9$  kg [12].

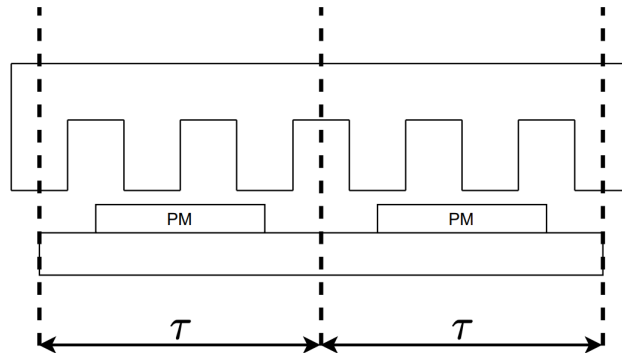


Obr. 1.5: Schéma synchronního lineárního motoru výrobního označení L3S100P-3615-FH použitého v této práci [12]

Elektrické parametry budou pro model motoru uváděny v  $d - q$  souřadnicích (viz následující kapitoly). Vinutí motoru je zapojeno do trojúhelníku s fázovým odporem  $R = 0,32 \Omega$  (při teplotě  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ ), z důvodu modelování je však třeba tento odpor přepočítat na fázový odpor se zapojením do hvězdy. Tento přepočet se provede takzvanou transfigurací, přičemž ve výpočtu operujeme s identickým odporem všech vinutí

$$R_Y = \frac{R^2}{3R} = 0,1067 \Omega. \quad (1.1)$$

Permanентní magnety jsou připevněny v sekundární části povrchovou montáží na železné desce viz obrázek 1.6. Tudíž magnetický tok  $\psi_{PM}$  permanentních magnetů je kolmý k železné desce. Rozteč pólů sekundární části  $\tau = 0,016 \text{ m}$ . Z rozteče pólů a délky primární části s vinutím byl stanoven počet pólových dvojic na  $2p = 16,75$ . Hodnota magnetického toku permanentních magnetů  $\psi_{PM} = 0,01115 \text{ Wb}$ , tato hodnota platí pouze při nulovém zatížení primární části a s rostoucím zatížením klesá (viz kapitoly 1.4 a 2.1). Hodnota indukčností vinutí je závislá na okamžitých hodnotách proudů procházejících fiktivní cívku  $d$  a fiktivní cívku  $q$ , konkrétní hodnota byla stanovována z experimentálně změřených dat poskytnutých výrobcem motoru.



Obr. 1.6: Schéma rozložení permanentních magnetů v lineárním motoru s vyznačením rozteče pólů [2]

## 1.4 Matematický stavový model motoru

Vzhledem k podobnosti, obou zařízení jsou synchronní lineární motory popisovány obdobnými fyzikálními vztahy jako synchronní rotační motory [13]. Záměnou fyzikálních veličin popisujících točivý děj za fyzikální veličiny popisující přímočarý pohyb vzniknou žádané stavové rovnice popisující synchronní lineární motor.

Popis takového systému v třífázové soustavě (a, b, c prostor) by byl velmi komplikovaný. Veškeré komplexory (napětí, proudu či magnetického pole) rotující ve dvou-rozměrném prostoru, produkované třemi vinutími lze ekvivalentně vytvořit i dvěma vinutími. Tato ekvivalence nám umožňuje pracovat s menším počtem rovnic a významně zjednodušit výpočty. Dalším významným zjednodušením je transformace komplexorů vyjádřených ve stacionárním ortogonálním vektorovém prostoru na ekvivalentní komplexory v ortogonální soustavě, která rotuje ve shodném směru a se stejnou úhlovou rychlostí jako původní komplexor. Transformace, které nám tuto operaci umožňují, jsou označovány příjmeními jejich tvůrců (Clarková a Park), spojením obou pak vznikne takzvaná direct-quadrature-zero transformace (DQ0 transformace). Z toho důvodu budou veškeré následující stavové rovnice uváděny v  $d - q$  souřadné soustavě. Výhodou tohoto zápisu je skutečnost, že ustálené stavy proměnných veličin vyjádřených v této souřadné soustavě jsou reprezentovány konstantní hodnotou a jejich přechodné děje proměnnou stejnosměrnou hodnotou [13].

Clarkové transformace neboli  $\alpha - \beta$  transformace je použita pro zjednodušení třífázového systému na ekvivalentní dvoufázový viz obrázek 1.7. Tato transformace je provedena maticovým vynásobením příslušných komplexorů třífázové soustavy takzvanou transformační maticí (1.2). Transformaci lze provést jako amplitudově invariantní či výkonově invariantní, v této práci je popisována amplitudově invariantní transformace. Platí:

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{pmatrix}, \quad (1.2)$$

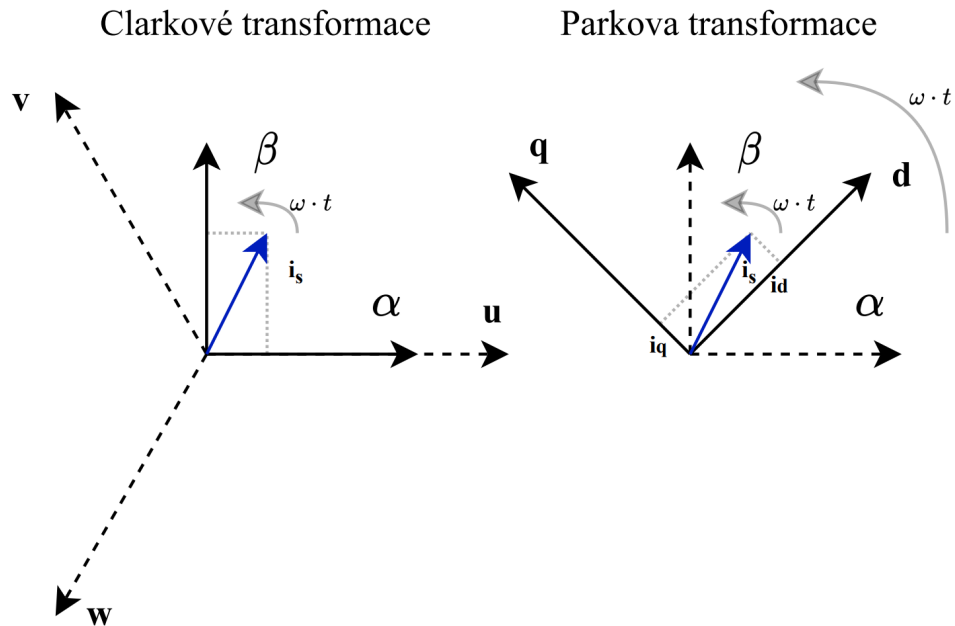
kde  $u_u, u_v, u_w$  jsou okamžité hodnoty v třífázové soustavě transformované do soustavy dvoufázové,  $u_\alpha, u_\beta$ , jsou výsledné složky komplexoru ve dvoufázové soustavě vzniklé transformací.

Parkova transformace převádí vyjádření komplexoru ze stacionárního souřadného systému do souřadné soustavy, která rotuje kolem počátku úhlovou rychlostí shodnou s úhlovou rychlostí komplexoru viz obrázek 1.7. Tato transformace je provedena maticovým vynásobením příslušných komplexorů dvoufázové soustavy takzvanou transformační maticí (1.3). Standardně se tato transformace provádí pro třífázové soustavy v našem případě již byla Clarkové transformace provedena, a tudíž (1.3) je vyjádřena pouze pro dvoufázový systém. Platí:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega \cdot t & \sin \omega \cdot t \\ -\sin \omega \cdot t & \cos \omega \cdot t \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}, \quad (1.3)$$

kde  $u_\alpha, u_\beta$  jsou složky komplexoru dvoufázové soustavy transformované do rotující

soustavy,  $u_d$ ,  $u_q$ , jsou výsledné složky komplexoru v  $d - q$  soustavě vzniklé transformací.



Obr. 1.7: Clarkové-Parkova transformace

Zpětné transformace se provádějí obdobně s jednotlivými transponovanými maticemi. Lineární rychlost se u synchronního lineárního motoru přepočte podle rovnice (1.4)

$$\omega = \frac{\pi \cdot v}{\tau} \quad (1.4)$$

Mějme operátor natočení (1.5). Platí:

$$a = e^{-j\frac{2}{3}\pi}, \quad (1.5)$$

kde  $a$  je operátor natočení používaný pro zjednodušení zápisu posunutí fází v třífázové soustavě.

Dále mějme výsledný fázor napětí v třífázovém vinutí statoru  $u_s$  (1.6) složený z fázorů jednotlivých vinutí posunutých o  $2/3\pi$ . Platí:

$$u_s = \frac{2}{3} \cdot (u_u + u_v \cdot a + u_w \cdot a^2), \quad (1.6)$$

kde  $u_s$  je výsledný fázor napětí třífázového vinutí statoru.

Fázor  $u_s$  vyjádříme v soustavě rotoru  $u_R$  (1.7) tím, že fázor  $u_s$  vynásobíme aktuálním úhlem natočení rotoru. Platí:

$$u_R = \frac{2}{3} \cdot (u_u + u_v \cdot a + u_w \cdot a^2) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}, \quad (1.7)$$

kde  $u_R$  je výsledný komplexor napětí rotoru. Na takto vyjádřený komplexor napětí lze postupně aplikovat výše uvedené transformace a rozdělit tedy  $u_R$  na reálnou  $d$  složku a komplexní  $q$  složku (1.8).

$$u_R = u_d + j \cdot u_q \quad (1.8)$$

Pro reálnou a komplexní složku napětí lze tedy psát

$$u_d + j \cdot u_q = R \cdot (i_d + j \cdot i_q) + \frac{d(\psi_d + j \cdot \psi_q)}{dt} + j \cdot \omega(\psi_d + j \cdot \psi_q). \quad (1.9)$$

Rozdělením rovnice (1.9) na její reálnou část  $u_d$ , která se projevuje jako takzvaná tokotvorná složka, a imaginární část  $u_q$ , která se projevuje jako takzvaná momentotvorná (u lineárních motorů můžeme označovat jako tahotvorná) složka, dostáváme dvě rovnice (1.10) a (1.11). Dále můžeme vyjádřit v  $d - q$  souřadné soustavě i rovnice (1.12) a (1.13) popisující spřažený magnetický tok fiktivními vinutími  $d$  a  $q$ . V rovnici (1.12), popisující spřažený magnetický tok vinutím  $d$ , vystupuje hodnota magnetického toku permanentních magnetů umístěných v sekundární části.

$$u_d = R \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (1.10)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot \psi_d \quad (1.11)$$

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_{PM} \quad (1.12)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q \quad (1.13)$$

Model je popsán pomocí vnitřního stavového popisu. V případě, že by indukčnosti cívek byly v rámci všech pracovních bodů konstantní, by bylo možné pro účely modelování zvolit jako stavové proměnné spřažený magnetický tok  $\psi_d$  a  $\psi_q$ . V našem případě je však výhodnější určit jako stavové proměnné proudy vinutím. Tudíž rovnice (1.10) a (1.11) přepíšeme do tvaru, který demonstruje maticový zápis (1.14). Z takového popisu patrné, že jde o nelineární systém se dvěma vstupy ( $u_d$  a  $u_q$ ) a dvěma výstupy ( $i_d$  a  $i_q$ ) (multiple-input multiple-output system, zkratka MIMO). V našem případě se rychlost  $\omega$  mění dostatečně pomalu (v porovnání s dynamikou soustavy), a proto lze hovořit o lineárním systému s měnícími se parametry (linear parameter-varying system zkratka LPV).

$$\begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \psi_{PM}\omega \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

V rovnicích (1.10) až (1.14) se vyskytují hodnoty indukčností  $L_d$  a  $L_q$ , které jsou funkčně závislé na proudech  $i_d$  a  $i_q$ , viz rovnice (1.15) a (1.16). Konkrétní funkční závislost je stanovena v části 2.1, kde je rozebírána implementace řešení. Výhodou, kterou obnáší použití proudů  $i_d$  a  $i_q$  jako stavových proměnných, je zabránění vzniku algebraických smyček u indukčností cívek.

$$L_d = f(i_d, i_q) \quad (1.15)$$

$$L_q = f(i_d, i_q) \quad (1.16)$$

Pro účely modelování je hodnota magnetického toku permanentních magnetů funkčně závislá na okamžité hodnotě silové konstanty motoru a počtu pólů

$$\psi_{PM} = \frac{2 \cdot \tau \cdot K}{3 \cdot \pi \cdot 2p}. \quad (1.17)$$

U skutečného motoru je silová konstanta  $K$  funkcí  $\psi_{PM}$  a geometrických vlastností motoru. Hodnota silové konstanty je nepřímo závislá na velikosti proudu  $i_q$

$$K = f(i_q). \quad (1.18)$$

Konkrétní funkční závislost je stanovena v části 2.1, kde je rozebírána implementace řešení.

Takto modelovaný motor je schopný vyvinout stálou část tahové síly  $F_{thrust}$ , určenou

$$F_{thrust} = \frac{3 \cdot \pi \cdot 2p}{2 \cdot \tau} \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (1.19)$$

Ve snaze sestavit odpovídající model motoru s přiměřenou složitostí byl zanedbán vliv konečné délky primární části, spojený se změnou toku magnetického pole. Tento vliv je později zahrnut do takzvané pulzní složky tažné síly. Dále předpokládáme, že všechna tři vinutí mají obdobné parametry a jsou navinuta symetricky. Nebereme v potaz jiné rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře než harmonické. Dalším parametrem, který nebereme v potaz jsou ztráty v železe [13].

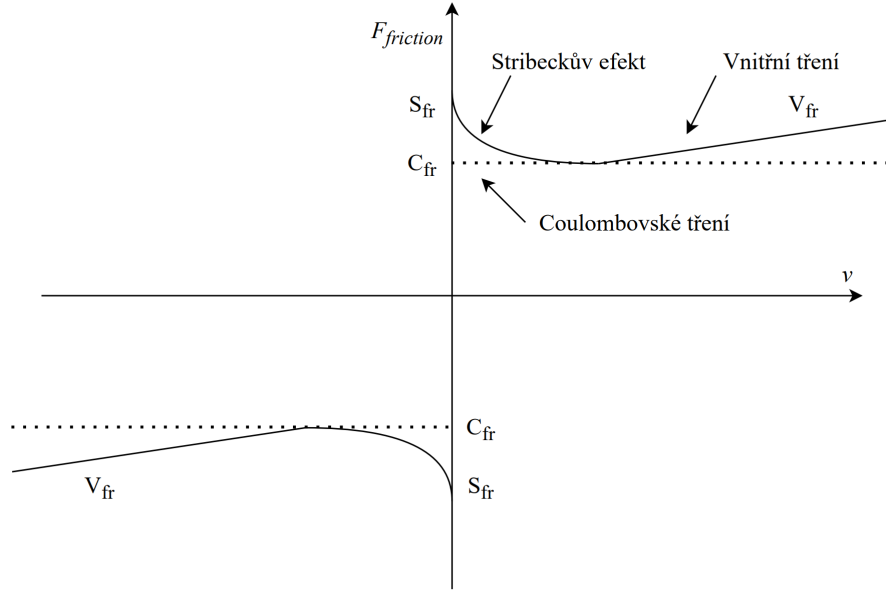
## 1.5 Matematický model sil působících na pohon

Model mechanické části synchronního lineárního motoru lze definovat jako souhrn působení několika sil: setrvační síly (síly fiktivní), stálé části tahové síly motoru, zatěžovací síly, třecí síly, pulzní složky tahové síly a síly působící vlivem konečné délky primární části



$$0 = m \cdot \frac{dv}{dt} + F_{load} + F_{friction} + F_{cogging} + F_{end} - F_{thrust}. \quad (1.20)$$

Mechanický spoj (lineární vedení s kuličkovými ložisky) bude mazán mazacím olejem, případně plastickým mazivem. Z tohoto důvodu byl zvolen Stribeckův model tření viz obrázek 1.8. Jeho funkční předpis byl převzat z [14].



Obr. 1.8: Coulombovsko-viskózní (vnitřní) tření se zahrnutím Stribeckova efektu

Třecí síla označená jako  $F_{friction}$ , vznikající v místě mechanického spojení primární části s částí sekundární, je složena ze smykového tření (takzvané Coulombovské), vnitřního tření (způsobeného vzájemnou interakcí částic uvnitř maziva) a Stribeckova efektu. Tyto síly působí pouze v jednom rozměru. Smykové tření působí vždy proti směru pohybu a je v jeho průběhu nezávislé na rychlosti primární části. V našem případě je reprezentováno koeficientem  $C_{fr}$ . Stribeckův efekt vyjadřuje nelinearitu třecí síly ve spoji, který je namazaný. V použitém modelu je tento efekt vyjádřen jako exponenciální funkce s dvěma charakteristickými parametry, koeficientem  $S_{fr}$  a rychlostním koeficientem  $k$ . Vnitřní tření je lineárně rostoucí funkce závislá na rychlosti a je charakterizováno koeficientem  $V_{fr}$ . Rovnice popisující třecí sílu  $F_{friction}$ :

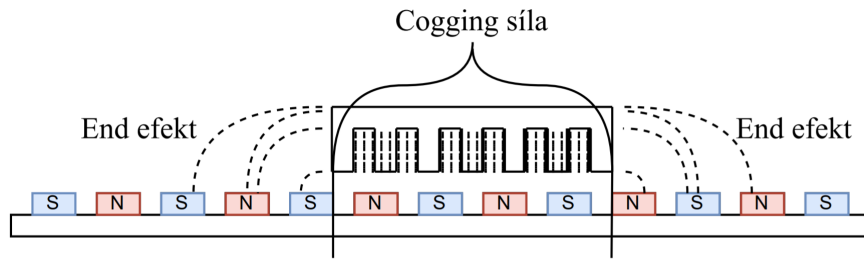
$$F_{friction} = \text{sign}(v) \cdot C_{fr} + v \cdot V_{fr} + \text{sign}(v) \cdot e^{-k \cdot |v|} \cdot S_{fr}. \quad (1.21)$$

Zatěžovací síla je síla reprezentující sumu všech externích silových vlivů na motor. Velikost a směr zatěžovací síly je obecně funkce závislá na čase

$$F_{load} = f(t). \quad (1.22)$$

Pro sílu působící vlivem konečné délky primární části (end-effect) s označením  $F_{end}$ , viz obrázek 1.9. Z důvodu velké náročnosti, která se pojí se snahou popsat tuto sílu přesným matematickým modelem, je v praxi za účelem analýzy konkrétního magnetického pole a následného popisu síly často používána metoda konečných prvků [15]. V [15] je tato síla definovaná jako funkce času vynásobená tahovou silou motoru. Konkrétní závislost  $\zeta(t)$  je pak stanovena experimentálně [15]

$$F_{end} = \zeta(t) \cdot F_{thrust}, \zeta(t) < 1. \quad (1.23)$$



Obr. 1.9: Schéma end efektu [16]

Pulzní složka tažné síly (takzvaná cogging force) je výrazně patrnější v případě synchronních lineárních motorů s PM a železným jádrem. Je způsobena magnetickou interakcí mezi zuby železného jádra a jádrem samotným v primární části a PM v části sekundární viz obrázek 1.9. Tato síla se projevuje jako periodicky se opakující výkyvy tažné síly produkované motorem (perioda je určena roztečí pólů), jež mohou způsobovat vibrace, zvyšovat hluk produkovaný motorem a snižovat ovladatelnost [14, 17]. Vliv této síly přetrvává i v případě, že vinutím neteče proud, a klesá s rostoucí rychlostí. Tuto sílu lze modelovat jako funkci složenou ze dvou harmonických funkcí [17]. Platí

$$F_{cogging} = K_s \cdot \sin \phi_1 x 2\pi \cdot [A_{r1} + A_{r2} \cdot \sin \phi_2 x 2\pi], \quad (1.24)$$

kde  $A_{r1}$  a  $A_{r2}$  představují amplitudy dvou harmonických funkcí,  $K_s$  je koeficient škálování, a  $\phi_1$  a  $\phi_2$  jsou vlnová čísla harmonických funkcí [17]. V případě této práce byla pulzní složka tažné síly modelována jako obecná funkce závislé na poloze primární části a na velikosti tažné síly. Její konkrétní určení je popsáno v části implementace modelu

$$F_{cogging} = f(s, F_{thrust}). \quad (1.25)$$

## 1.6 Řízení

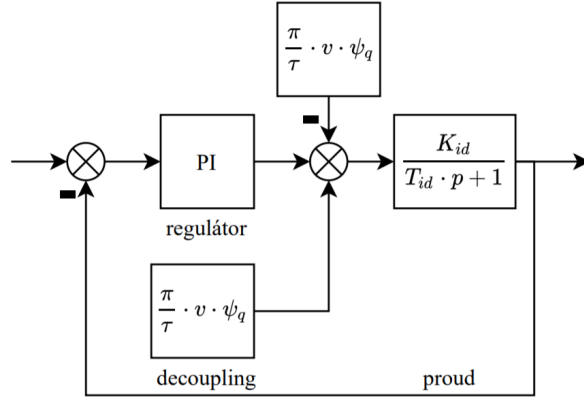
Reálná soustava, pro niž je navrhována regulace, představuje nelineární dynamický systém. Díky tomu, že rychlost  $\omega$  se v daném případě mění dostatečně pomalu, ji však pro potřeby návrhu můžeme označit jako lineární, a využít tedy metod návrhu řízení pro spojitě lineární soustavy viz kapitola 2.1.

Cílem návrhu řízení je dosáhnout co nejlepších vlastností pohonu ve všech pracovních bodech. Jako nejvyšší regulační smyčku zvolíme smyčku polohovou. Polohové smyčce je podřazena smyčka rychlostní, která má v sobě vnořenou smyčku proudovou. Tato třístupňová struktura řízení se nazývá kaskádní regulace. Pro řízení motoru využijeme vektorové řízení.

Vektorové řízení lineárních synchronních motorů je prováděno v  $d - q$  souřadné soustavě, v uzavřené smyčce. Tento způsob řízení v dané soustavě nám dovoluje rozdělit výslednici proudu tekoucího primární části na dva vektory, a řídit tak tokotvornou složku ( $i_d$ ) a složku tahotvornou ( $i_q$ ) nezávisle na sobě. V důsledku uvedené operace můžeme dosáhnout lepších dynamických vlastností motoru. Další výhodou je možnost regulovat tokotvornou složku na nulu (případně realizovat odbuzování), jež přibližuje chování synchronního motoru k chování motoru stejnosměrného [2, 18].

Stavové rovnice modelu motoru jsou vzájemně provázané viz rovnice (1.10), kde se vyskytuje člen  $-\omega \cdot L_q \cdot i_q$ , a (1.11), kde se vyskytuje člen  $\omega \cdot L_d \cdot i_d$ . Vliv tohoto provázání je možné označit za neměřenou poruchu a v návrhu regulátoru jej nereflektovat. Zanedbáním vazby by však došlo ke zpomalení odezvy regulovaného systému na změnu žádané hodnoty. Z tohoto důvodu můžeme vzájemné provázání kompenzovat metodou takzvaného dynamického decouplingu.

Dynamický decoupling umožňuje rozdělit regulaci na dvě samostatné větve. Vazbu mezi oběma rovnicemi označíme za jednu ze složek poruchy působící na vstupu soustavy a vytvoříme identický člen s opačným znaménkem, který přičteme k signálu vystupujícímu z regulátoru. Díky tomu můžeme nezávisle řídit proud  $i_d$  (viz obrázek 1.10) a regulaci ostatních veličin uskutečňovat pouze přes regulaci proudu  $i_q$ . Pro úspěšnou kompenzaci poruchy je nutné znát hodnoty konstant a proměnných vystupujících ve vazbě velmi přesně. V opačném případě může dojít k zvětšení rozsahu poruchy působící na vstupu systému.



Obr. 1.10: Schéma regulační smyčky pro regulaci  $i_d$

Pro všechny regulační smyčky (mimo regulaci polohy) byl zvolen PI regulátor. Parametry regulátoru byly stanoveny pro PI regulátor ve tvaru

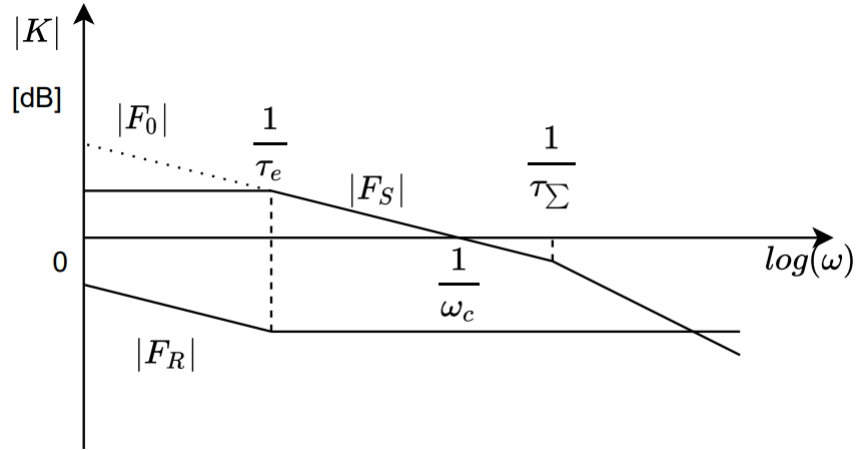
$$F_{PI}(p) = K_R \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right). \quad (1.26)$$

Parametry proudových regulátorů byly odvozeny z frekvenční charakteristiky kombinací Haalmanovi metody pole-zero cancellation a metod BO a SO. Nastavení regulátoru pro proud  $i_q$  i  $i_d$  má stejný postup. Soustava, pro kterou je regulátor navrhován, je soustavou prvního řádu (viz obrázek (1.12)) se zlomem daným časovou konstantou  $\tau_e$ . Skutečná soustava je však řádu vyššího, má jednu velkou časovou konstantu  $\tau_e$  a větší počet malých časových konstant daných různými reálnými vlivy a nepřesnostmi. Počet malých časových konstant můžeme nahradit jednou součtovou časovou konstantou  $\tau_\Sigma$  [13]. Tím získáme systém druhého řádu a jeho frekvenční charakteristiku viz obrázek 1.11 (soustava má charakteristiku  $F_S$ ). První časová konstanta  $\tau_e$  je známá a je dána poměrem indukčnosti a odporu vinutí. Součtová časová konstanta  $\tau_\Sigma$  známá není. Cílem je najít takovou  $\omega_c$  řezu, aby odezva systému byla co nejrychlejší a zároveň  $\omega_c$  řezu nebyla příliš blízko bodu druhého zlomu (byla splněna podmínka fázové a amplitudové bezpečnosti). Hodnotu  $\omega_c$  si určujeme.

Časovou konstantu regulátoru  $T_i$  nastavíme jako kompenzaci časové konstanty  $\tau_e$  a zesílení  $K_i$  zvolíme na základě velikosti požadované  $\omega_c$  podle

$$K_i = \omega_c \frac{\tau_e}{K_{soustavy}} = \omega_c L. \quad (1.27)$$

Při návrhu regulátoru pro rychlostní smyčku uvažujeme o vnitřní proudové smyčce jako o systému prvního řádu s velmi malou časovou konstantou v porovnání s časovými konstantami rychlostní smyčky. S tímto předpokladem dynamiku proudové



Obr. 1.11: Amplitudová frekvenční charakteristika regulační smyčky proudu

smyčky zanedbáme a vnímáme ji jako konstantu  $K$  (odpovídá silové konstantě motoru). Blokové schéma takto zjednodušené soustavy viz obrázky 1.13. Hodnotu  $\omega_v$  řezu pro rychlostní smyčku zvolíme řádově nižší než  $\omega_c$  řezu proudové smyčky.

Časovou konstantu regulátoru opět nastavíme jako kompenzaci časové konstanty soustavy  $\tau_m$

$$\tau_m = \frac{m}{V_{fr}}. \quad (1.28)$$

Zesílení regulátoru určíme podle

$$K_v = \omega_v \frac{m}{K}. \quad (1.29)$$

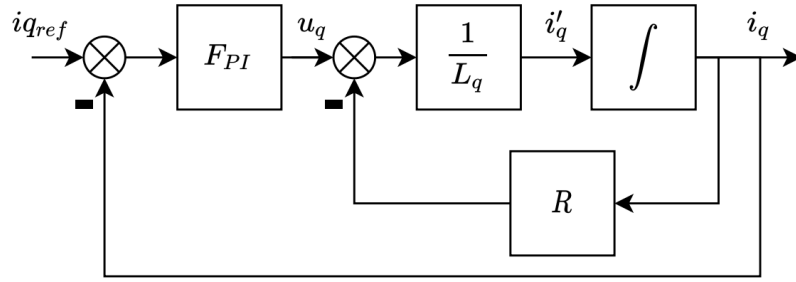
Přenos polohové smyčky odpovídá přenosu regulované rychlostní smyčky (soustava prvního řádu) a integrátoru. Soustava tedy obsahuje astatismus. Tato skutečnost nám umožňuje použít regulátor obsahující pouze P složku. Opět volbou  $\omega_p$  řezu polohové smyčky vypočítáme velikost  $K_p$  regulátoru podle

$$K_p = \frac{\omega_p}{2}. \quad (1.30)$$

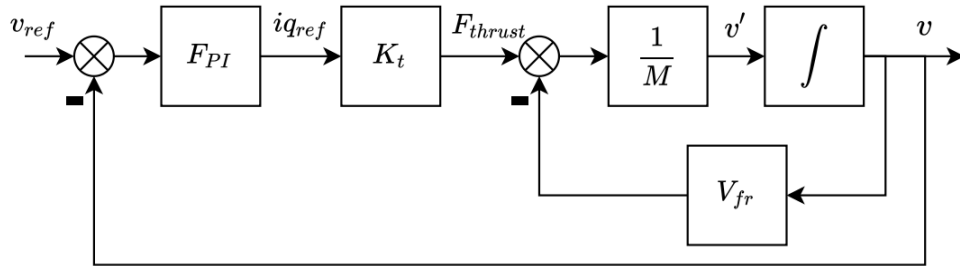
Následně nastavené PI regulátory byly převedeny do diskrétní oblasti na PS regulátory. Přepočet se provede podle

$$F_{PS}(z^{-1}) = K_{PS} \left( 1 + \frac{T_{vz}}{T_i (1 - z^{-1})} \right), \quad (1.31)$$

v závislosti na velikosti vzorkovací periody  $T_{vz}$ . Vzhledem k tomu, že vzorkovací perioda je v porovnání s časovými konstantami systémů velmi malá, lze ji zanedbat (součástí  $\tau_\Sigma$ ) a při návrhu regulátorů s ní neoperovat.



Obr. 1.12: Schéma regulační smyčky proudu  $i_q$



Obr. 1.13: Schéma regulační smyčky rychlosti

Jedním z faktorů, které ovlivňují návrh regulátoru, je skutečnost, že může dojít k nasycení akční veličiny (windup efekt). Pak dochází fakticky k rozpojení regulační smyčky a regulátor nadále pracuje v režimu otevřené smyčky a zvyšuje hodnotu akčního zásahu. Takové chování vede k pomalé regulaci a případně i k nestabilitě soustavy. Uvedenému stavu se snažíme předcházet implementováním metody anti-windup [19]. V případě této práce byla použita metoda back-calculation implementovaná v bloku PID regulátoru (v našem případě PI) v prostředí Simulink. Určujícím parametrem je takzvaný back-calculation coefficient  $K_b$ , který se spočítá jako převrácená hodnota  $T_t$ .  $T_t$  určuje, jak rychle se integrátor v regulátoru resetuje na nulovou hodnotu [20]. Výpočet  $K_b$  je proveden podle rovnice (1.32), jak navrhuje [20], přičemž hodnota  $T_t$  by měla být co nejnižší (pouze v případě, kdy není použita derivační složka).

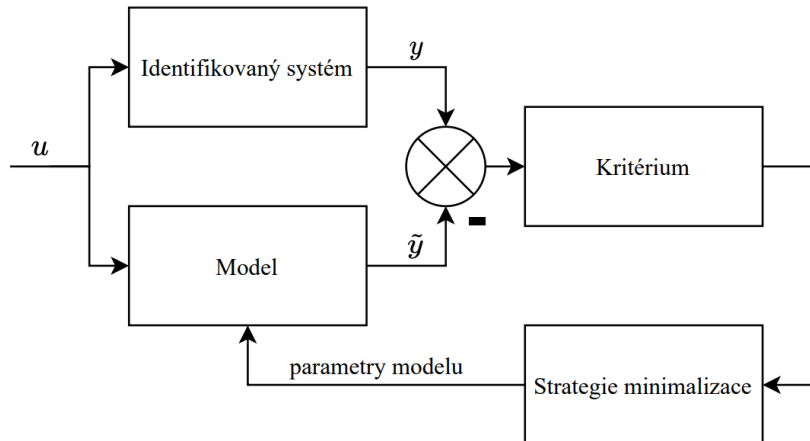
$$K_b = \frac{1}{T_t} \quad (1.32)$$

## 1.7 Identifikace soustavy lineárního motoru

Termín identifikace označuje dvoufázový proces (strukturální identifikace následovaná identifikací parametrickou), při němž je matematicky popisován skutečný objekt. Cílem identifikace je poskytnout takový model reálné soustavy, který bude schopný za definovaných podmínek vykazovat přiměřeně stejné chování jako skutečný popisovaný objekt [21].

Výsledkem strukturální identifikace je tvar diferenciální (diferenční) soustavy rovnic či řádu příslušných rovnic. Tato identifikace proběhla v předchozích kapitolách 1.4 a 1.5. V těchto kapitolách jsou definovány diferenciální rovnice s koeficienty, které rozhodují o výsledné přesnosti modelu.

Parametrická identifikace vychází z poznatků identifikace strukturální a má za cíl stanovit konkrétní číselnou hodnotu koeficientů vystupujících v diferenciálních rovnicích. Schematicky je parametrická identifikace popsána na obrázku 1.14. V daném pracovním bodě je na vstup reálného systému přiveden deterministický signál, identický signál je přiveden na vstup modelu. Průběh výstupního signálu na reálném systému je změřen. Obdobný signál získaný z modelu je odečten od výstupního signálu z reálné soustavy. Takto získaný rozdíl signálů je podroben vybranému kritériu. Ve snaze minimalizovat hodnotu kritéria jsou podle zvolené strategie provedeny úpravy parametrů modelu.



Obr. 1.14: Schematické zobrazení principu identifikace parametrů soustavy [22]

Kvadratické kritérium určuje míru shody obou signálů viz rovnice (1.33). Váha je přitom přikládána odchylkám, které jsou větší než jedna. Kritérium z podstaty nečiní rozdíl mezi kladnou odchylkou a odchylkou zápornou.

$$K_{kvadrat} = \sum_{k=1}^{k=n} e^2(k) \quad (1.33)$$

Za účelem nalézt minimum funkce byla použita numerická metoda Nelder-Mead, pojmenovaná po statistických Johnu Nelderovi a Rogerovi Meadovi. Nelder-Mead je simplexová metoda schopná nalézt minimum i u nehladkých, nespojitých nebo nekonvexních funkcí [23]. Metoda má dosti jednoduchý algoritmus. Nelze však zaručit, že neuváže v lokálním minimu. Aby se tomu zabránilo, je třeba správně zvolit počáteční hodnoty jednotlivých proměnných. Taktéž nejsme schopni odhadnout čas trvání procesu hledání minima funkce.

V Matlabu je metoda Nelder-Mead implementována jako funkce `fminsearch()`. Funkce má některé volitelné parametry `TolFun` a `TolX`. `TolFun` je parametr určující požadovaný krok změny kritéria mezi aktuální a minulou hodnotou kritéria pro ukončení hledání. `TolX` určuje požadovaný krok změny vrcholů simplexu. Funkce `fminsearch()` ukončuje hledání pokud jsou splněny oba požadavky, nebo pokud je dosaženo maximálního počtu iterací [24].

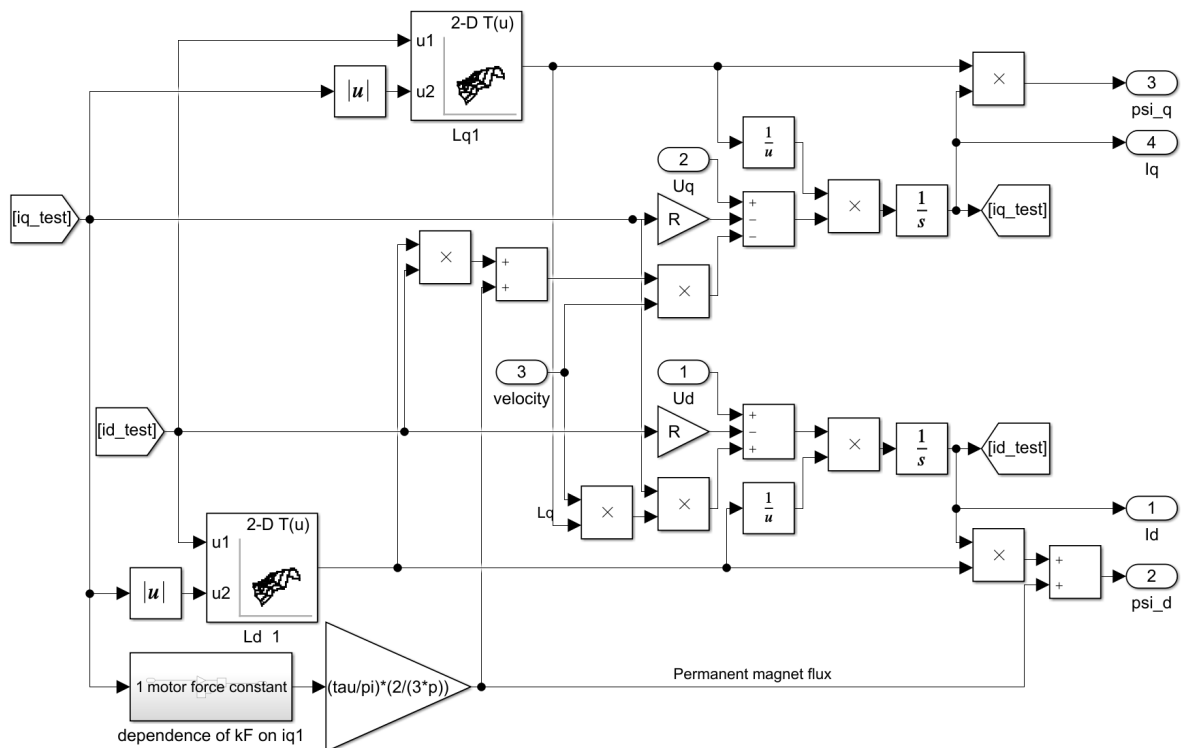
Metody popsané v této kapitole byly použity pro identifikaci všech parametrů modelu motoru (viz kapitola 2.3), s výjimkou identifikace parametrů modelu tření a modelu pulzní složky tažné síly (cogging force). Skutečné hodnoty tření nebyly zjišťovány. Uvedené parametry jsou závislé na lineárním vedení motoru, avšak ten je v našem případě zkoušeným motorem umístěným v lineárním dynamometru, jehož konstrukce umožňuje provoz bez vlivu tření. Model pulzní složky tažné síly není implementován jako parametrický model. Pulzní složka tažné síly je implementována jako neparаметrický model a funkční závislost je stanovena z experimentálně naměřených dat viz kapitola 2.3.



## 2 Implementace modelu

### 2.1 Model motoru

V teoretické části byl představen matematický model motoru. Rovnice vystupující v tomto modelu byly implementovány v prostředí Simulink, které jako grafické programovací prostředí slouží k modelování, simulaci a analýze dynamických systémů. Maticový zápis rovnic (1.10) byl upraven a implementován, viz obrázek 2.1. Na základě těchto rovnic byla vyjádřena závislost proudů  $i_q$  a  $i_d$  na vstupní hodnotě napětí  $u_d$  a  $u_q$ . V modelu byly použity proměnné uvedené v tabulce 2.1. Pomocí rovnic (1.12) a (1.13) jsou počítány sprážené magnetické toky  $\psi_d$  a  $\psi_q$ .



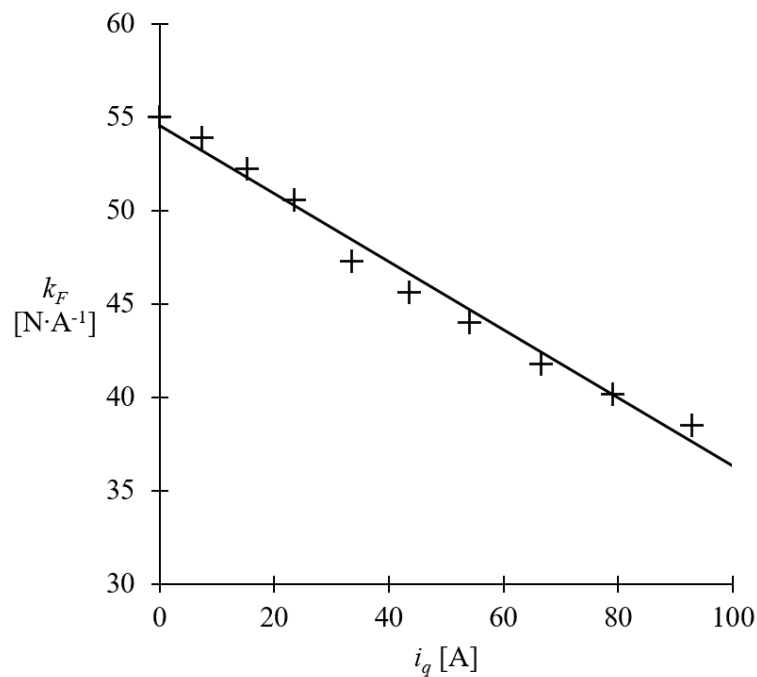
Obr. 2.1: Schéma modelu motoru

V rámci rovnice (1.12) je  $\psi_{PM}$  použit k výpočtu proudu  $i_d$ . Hodnota magnetického toku permanentních magnetů je podle rovnice (1.17) přímo úměrná velikosti silové konstanty motoru  $K$  (se vzrůstajícím proudem  $i_q$  klesá).

Tab. 2.1: Parametry modelu motoru L3S100P-3615-FH

$R_Y$	0,1067 $\Omega$
$\tau$	0,016 m
$2p$	16,75
$\psi_{PM}$	0,01115 Wb

Velikost silové konstanty  $K$  byla stanovena z dat poskytnutých výrobcem motoru. Pro experimentálně změřenou závislost silové konstanty na velikosti proudu  $i_q$  viz obrázek 2.2.



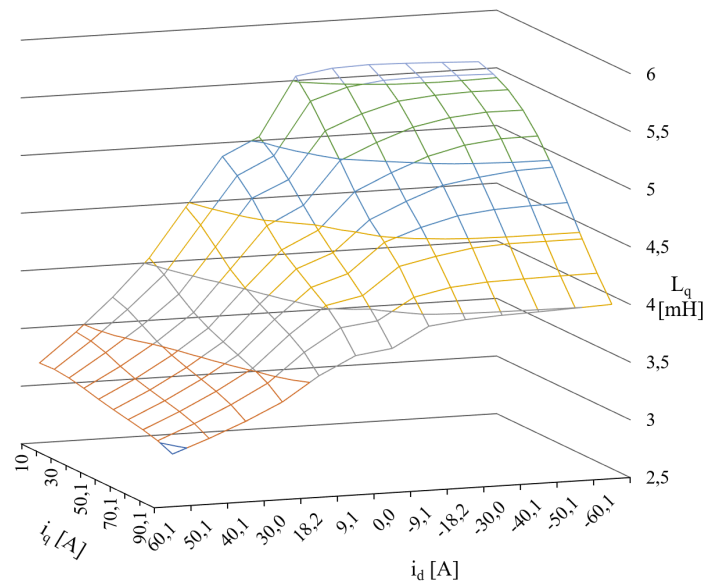
Obr. 2.2: Graf závislosti silové konstanty motoru na proudu  $i_q$

Tato data byla pomocí metody nejmenších čtverců proložena přímkou. Této přímce odpovídá rovnice (2.1).

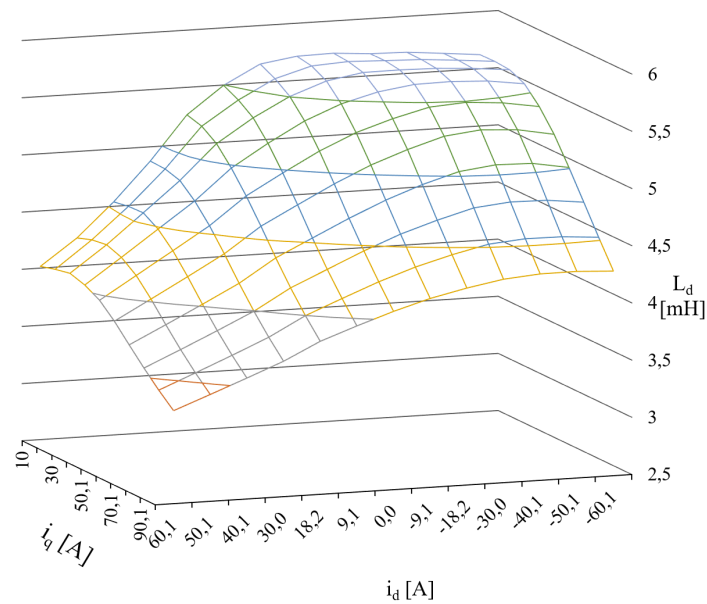
$$K = 54,548 - 0,1823 \cdot i_q \quad (2.1)$$

Dalšími fyzikálními veličinami vyskytujícími se v rovnicích (1.12) a (1.13) jsou hodnoty indukčností obou fiktivních cívek  $L_q$  a  $L_d$ . Hodnoty indukčností závisí na proudech  $i_d$  a  $i_q$  viz rovnice (1.15) a (1.16). Závislosti byly určeny z dat poskytnutých výrobcem motoru pro indukčnost  $L_q$  (viz obrázek 2.3) a pro indukčnost  $L_d$  (viz obrázek 2.4). Z grafů je patrné, že indukčnosti se v závislosti na proudech značně mění.

Příslušné závislosti byly do modelu implementovány pomocí bloků 2-D Lookup tabulky. V těchto blocích byla jako interpolační a zároveň extrapolační metoda zvolen kubický spline.

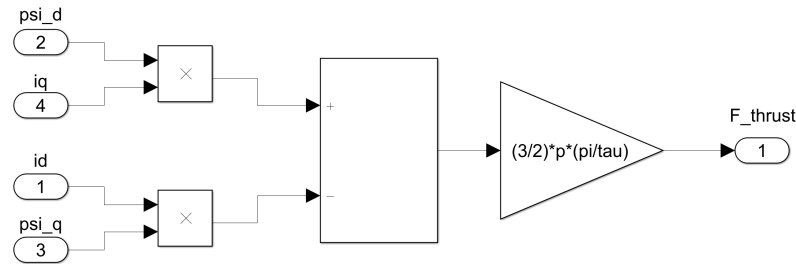


Obr. 2.3: Graf závislosti indukčnosti  $L_q$  na proudu  $i_q$  a  $i_d$



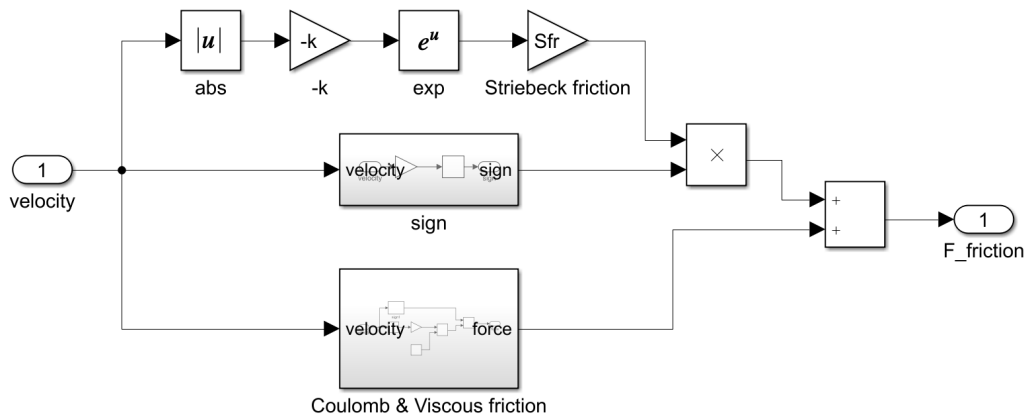
Obr. 2.4: Graf závislosti indukčnosti  $L_d$  na proudu  $i_q$  a  $i_d$

Součástí modelu motoru je i model tahové síly generované motorem. Model odpovídá rovnici (1.19) viz obrázek 2.5.



Obr. 2.5: Schéma modelu tahové síly motoru

Model tření působícího v místě mechanického spojení primární části s částí sekundární byl vytvořen podle rovnice (1.21) součtem bloku Coulomb & Viscous friction force s modelem Stribeckova efektu viz obrázek 2.6. V obou blocích vystupuje znaménková funkce  $sign()$ . Tato nespojitost způsobuje, že výsledná hodnota tření při průchodu nulou má nekonečně velkou nevlastní derivaci. Uvedená skutečnost pak zpomaluje průběh simulace. Z tohoto důvodu byla znaménková funkce nahrazena spojitým systémem, který obsahuje velkou konstantu násobící vstupní signál a blok nasycení s hodnotou  $\pm 1$ .



Obr. 2.6: Schéma modelu tření v soustavě

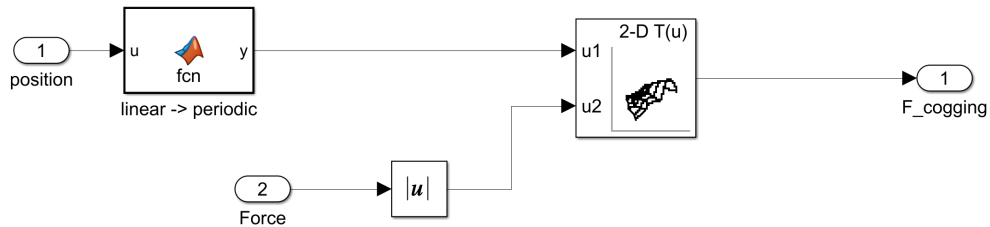
Vzhledem k tomu, že modelovaný lineární motor nebyl v průběhu přípravy této práce k dispozici, byly hodnoty parametrů definující jednotlivé složky tření  $C_{fr}$ ,  $V_{fr}$ ,  $S_{fr}$  a  $k$  převzaty z práce [14] viz tabulka 2.2.

Model vlivu konečné délky primární části byl sloučen s pulzní složkou tahové síly. Konkrétní závislost byla stanovena z dat poskytnutých výrobcem motoru. Tento vliv

Tab. 2.2: Parametry modelu tření

$C_{fr}$	30 N
$V_{fr}$	3 Ns·m <sup>-1</sup>
$S_{fr}$	10 N
$k$	10 s·m <sup>-1</sup>

závisí na pozici primární části a také na velikosti tažné síly produkované motorem. Konkrétní implementace modelu zahrnuje 2-D Lookup tabulku, blok převádějící absolutní hodnotu polohy na periodicky se opakující hodnotu délky v rozmezí 0 až 32 mm viz obrázek 2.7.



Obr. 2.7: Schéma modelu pulzní složky tažné síly „cogging force“

Kompletní pohybová rovnice vzniklá spojením všech sil působících na soustavu má tvar

$$0 = m \cdot \frac{dv}{dt} + F_{load} + F_{friction} + F_{cogging\_end} - F_{thrust}. \quad (2.2)$$

## 2.2 Implementace řízení

Pro řízení lineárního motoru byla zvolena jednoduchá kaskádní regulace. Řízení probíhá v  $d - q$  soustavě. V prvním stupni jsou regulovány proudy viz obrázek 2.8. Takto regulovanou soustavu lze zapsat jako dvě setrvačné soustavy prvního řádu viz přenosová funkce (2.3), (2.5), jež lze za konkrétních podmínek regulovat nezávisle na sobě.

$$F_{id} = \frac{K_{id}}{T_{id}p + 1} \quad (2.3)$$

V přenosové funkci (2.3) zesílení soustavy  $K_{id}$  odpovídá převrácené hodnotě odporu vinutí  $R$  a časová konstanta soustavy  $T_{id}$  odpovídá

$$T_{id} = \frac{L_d}{R}. \quad (2.4)$$

Odpovídající přenosovou funkci lze zapsat i pro proud  $i_q$

$$F_{iq} = \frac{K_{iq}}{T_{iq}p + 1}. \quad (2.5)$$

Zesílení soustavy  $K_{iq}$  odpovídá převrácené hodnotě odporu vinutí  $R$  a časová konstanta soustavy  $T_{iq}$

$$T_{iq} = \frac{L_q}{R}. \quad (2.6)$$

Regulace proudu  $i_d$  takzvané tokotvorné složky je prováděna PI regulátorem s parametry viz tabulka 2.3. Pro regulaci proudu byla zvolena  $\omega_c = 500$  Hz ( $3141$  rad  $\cdot$  s $^{-1}$ ). Hodnoty časové konstanty  $T_{id}$  a zesílení  $K_{id}$  společně s  $\omega_c$  jsou podle kapitoly 1.6 použity pro výpočet parametrů regulátoru. Přepočtem spojitého regulátoru na diskrétní se k regulované soustavě připojí ještě dopravní zpoždění o velikosti poloviny vzorkovací frekvence. Vzorkovací frekvence v tomto případě byla stanovena na  $6000$  Hz ( $T_{vz} = 1,6667 \cdot 10^{-4}$  s). Vzhledem k velikosti vzorkovací periody, lze při návrhu proudových regulátorů dopravní zpoždění zanedbat. Proud  $i_d$  je trvale regulován na nulovou hodnotu.

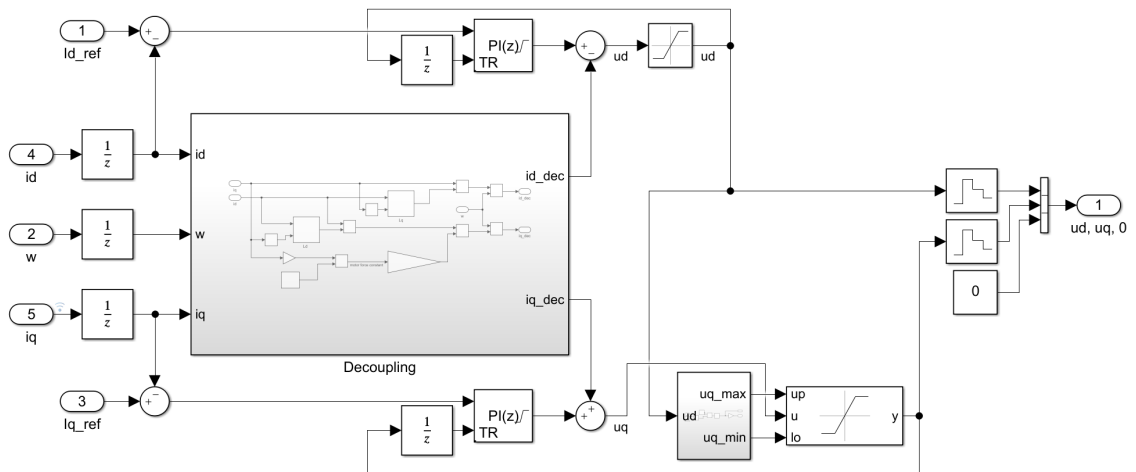
Tab. 2.3: Parametry PI regulátoru proudu  $i_d$

$P$	15,64
$I$	335,11
$K_b$	1000
$K_t$	0,1

K regulaci proudu  $i_q$  takzvané tahotvorné složky byl použit PI regulátor s parametry viz tabulka 2.4. Proud  $i_q$  je dále použit v kaskádní regulaci. Pro regulační smyčku bylo zvoleno  $\omega_c$  shodné s  $\omega_c$  pro regulaci  $F_{id}$ . Výpočet parametrů probíhal podle kapitoly 1.6.

Tab. 2.4: Parametry PI regulátoru proudu  $i_q$

$P$	17,68
$I$	3142,00
$K_b$	1000
$K_t$	0,1

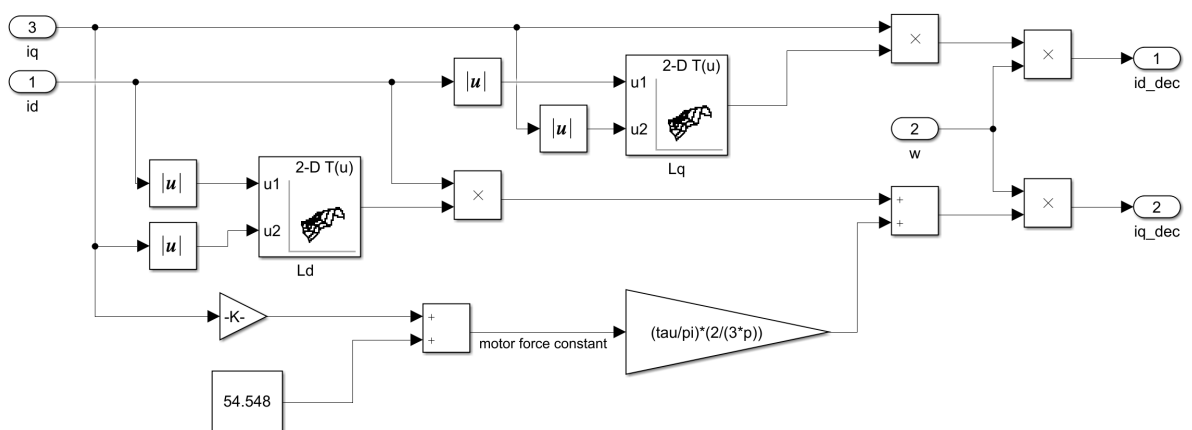


Obr. 2.8: Schéma regulace proudu s blokem zajišťujícím dynamický decoupling

Nezávislost obou regulačních smyček zajišťuje blok decoupling viz obrázek 2.9. Saturace akční veličiny  $u_d$  byla pevně nastavena na  $\pm 320$  V. Saturace akční veličiny  $u_q$  je kontinuálně dopočítávána podle aktuální hodnoty  $u_d$  tak aby výslednice obou akčních zásahů nepřekročila hodnotu  $\pm 320$  V. Výpočet probíhá podle

$$u_{sat} = \pm \sqrt{320^2 - u_q^2}. \quad (2.7)$$

K zabránění windup efektu byla v regulátorech nastavena metoda back-calculation, z důvodu použití dynamického decouplingu, zařazeného do smyčky až za regulátor, nebyla saturace nastavena přímo v bloku PI regulátoru. Pro sledování hodnoty akční veličiny byl povolen tracking mode.



Obr. 2.9: Schéma bloku zajišťujícího dynamický decoupling

Pro přenos rychlostní smyčky platí

$$F_\omega = \frac{K_\omega}{T_\omega p + 1} = \frac{\frac{K}{V_{fr}}}{\frac{M}{V_{fr}} p + 1}. \quad (2.8)$$

Vzorkovací frekvence pro rychlostní i polohovou smyčku byla zvolena jako 1000 Hz. Regulátor rychlosti byl řešen jako PI regulátor s parametry, viz tabulka 2.5. Pro rychlostní smyčku  $\omega_v = 50$  Hz ( $314 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ). Požadované  $\omega_v$  pro rychlostní smyčku je desetkrát nižší než  $\omega_c$ , a proto lze dynamiku proudové smyčky zanedbat. Výpočet parametrů PI regulátoru probíhal podle kapitoly 1.6. V případě regulace rychlosti byla saturace akční veličiny stanovena z katalogového listu motoru na  $\pm 21,3$  A. Pro potlačení windup efektu byla u regulátoru zvolena metoda back-calculation.

Tab. 2.5: Parametry PI regulátoru rychlosti

$P$	115.7048
$I$	20550,9267
$K_b$	1000

Polohová smyčka má přenos

$$F_l = \frac{1}{(T_l p + 1) \cdot p} = \frac{1}{(\frac{1}{\omega_v} p + 1) \cdot p}. \quad (2.9)$$

Jak již bylo řečeno v kapitole 1.6, regulovaná soustava obsahuje astatismus. Tato skutečnost umožňuje splnit požadavek na nulovou ustálenou odchylku i při použití obyčejného P regulátoru. V rámci návrhu regulátoru byla  $\omega_p = 3,18$  Hz ( $20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ). Výpočet parametrů PI regulátoru probíhal podle kapitoly 1.6. U regulace polohy byla saturace akční veličiny zvolena jako  $\pm 14 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ . Pro potlačení windup efektu byla u regulátoru zvolena metoda back-calculation.

Tab. 2.6: Parametry P regulátoru pozice

$P$	10
$K_b$	1000

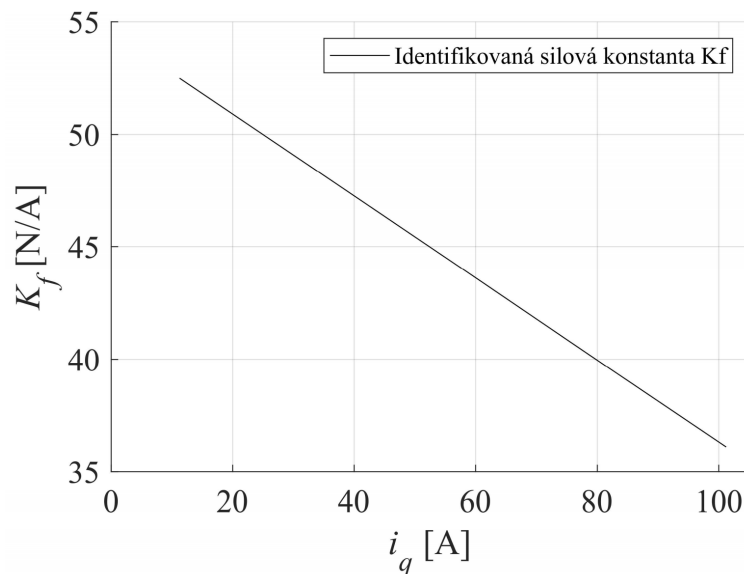


## 2.3 Identifikace parametrů

V rámci práce byl vytvořen a v rámci simulace ověřen algoritmus identifikace parametrů motoru s pomocí vytvořeného skriptu. V době přípravy této práce nebyl skutečný motor jehož parametry jsou identifikovány k dispozici. Z tohoto důvodu byl jako skutečný motor označen model motoru vytvořený z dat poskytnutých výrobcem (model obsahující proměnné indukčnosti a měnící se silovou konstantu). Navržený postup identifikace probíhá ve třech fázích. V první fázi je provedena identifikace odporu vinutí  $R$ , indukčnosti vinutí  $L_q$ , indukčnosti vinutí  $L_d$ , hmotnosti primární části  $M$  a velikosti silové konstanty  $K_f$ . Identifikace probíhá s motorem v klidu, kterému na vstup přiveden impuls napětí  $u_q$  (velikost impulsu  $u_q = 120$  V a délka impulsu je  $300 \mu\text{s}$ ). Během této etapy je měřen proud fiktivním vinutím  $q$ . Získané parametry jsou následně použity jako inicializační parametry v dalších fázích. Geometrické parametry motoru nejsou identifikovány.

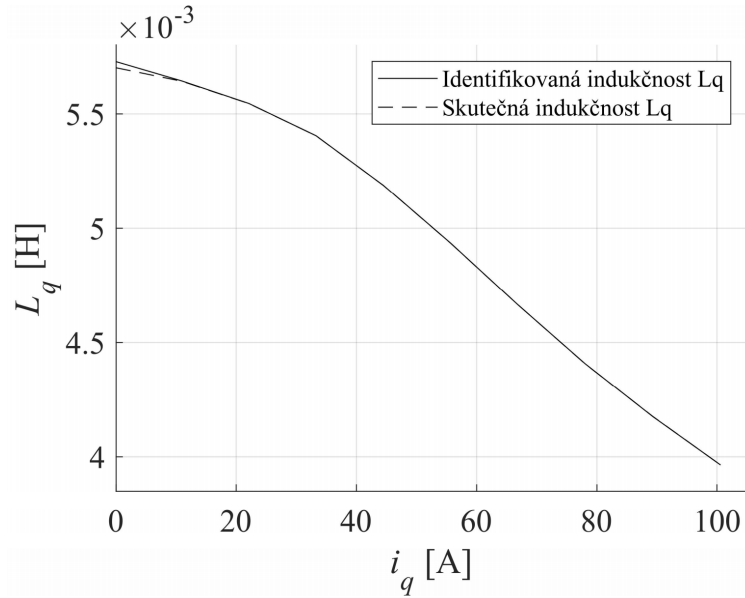
V druhé fázi, během níž je motor zablokovaný na místě, je identifikována velikost silové konstanty v pracovních bodech. Na vstup motoru jsou přiváděny různé hodnoty napětí  $u_q$ . Pro jednotlivé měřené hodnoty proudu  $i_q$  je měřena hodnota tahové síly produkovaná motorem. Silová konstanta je z naměřených dat vypočítána podle rovnice (2.10). Výsledná identifikovaná závislost je zobrazena na obrázku 2.10.

$$K_f = \frac{F_{tb}}{i_{qb}} \quad (2.10)$$

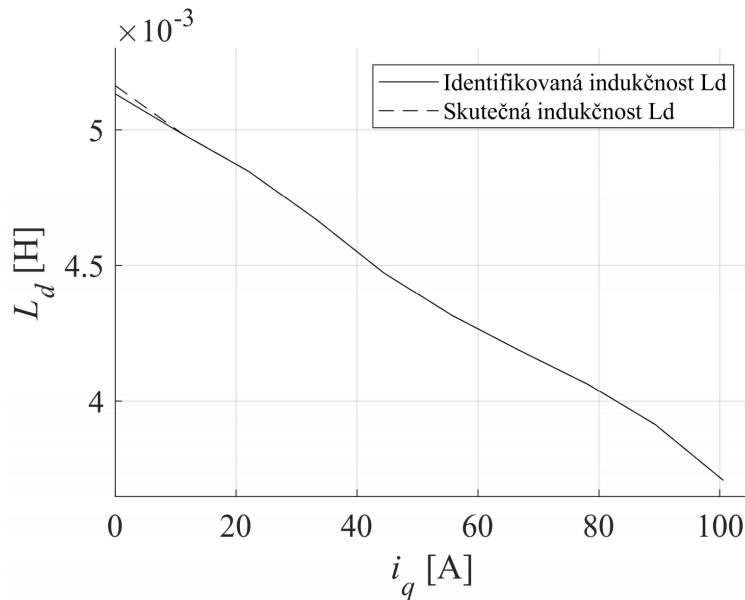


Obr. 2.10: Identifikovaná závislost silové konstanty  $K_f$  na proudu  $i_q$

V poslední fázi jsou identifikovány pouze indukčnosti  $L_q$  a  $L_d$  v pracovních bodech. Při této fázi jsou na vstup motoru přiváděny různé hodnoty napětí  $u_q$  a motor je zatěžován různými hodnotami síly ( $F_{load}$ ). Měření je proud fiktivním vinutím  $q$ . Identifikované hodnoty obou indukčností jsou uvedeny v grafech na obrázku 2.11 a 2.12.



Obr. 2.11: Závislost identifikované a skutečné indukčnosti  $L_q$  na proudu  $i_q$

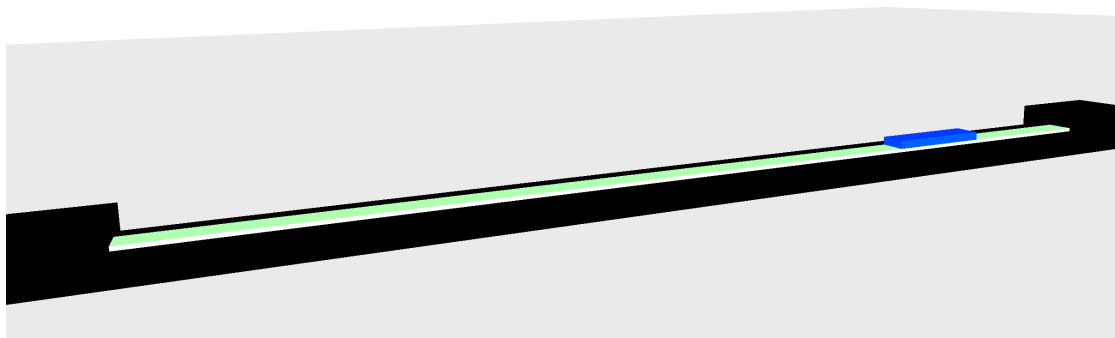


Obr. 2.12: Závislost identifikované a skutečné indukčnosti  $L_d$  na proudu  $i_q$

Lineární dynamometr umožňuje provoz v režimu simulujícím nulovou sílu působící na zkoušený motor, a proto lze provést identifikaci bez vlivu tření a vlivu pulzní složky tažné síly.

## 2.4 Vizualizace modelovaného motoru

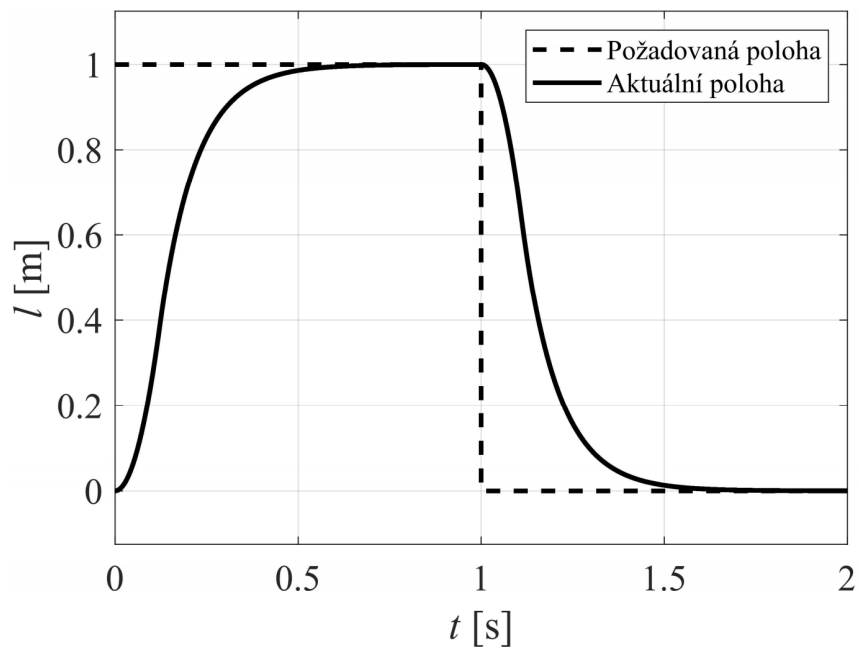
Vizualizace byla vytvořena v rozšíření Simulink 3D Animation. Vizualizace je na obrázku 2.13. Modrý kvádr představuje pohyblivou primární část, zelený kvádr pak část sekundární (s reálnými rozměry). Simulace s vizualizací běží v reálném čase.



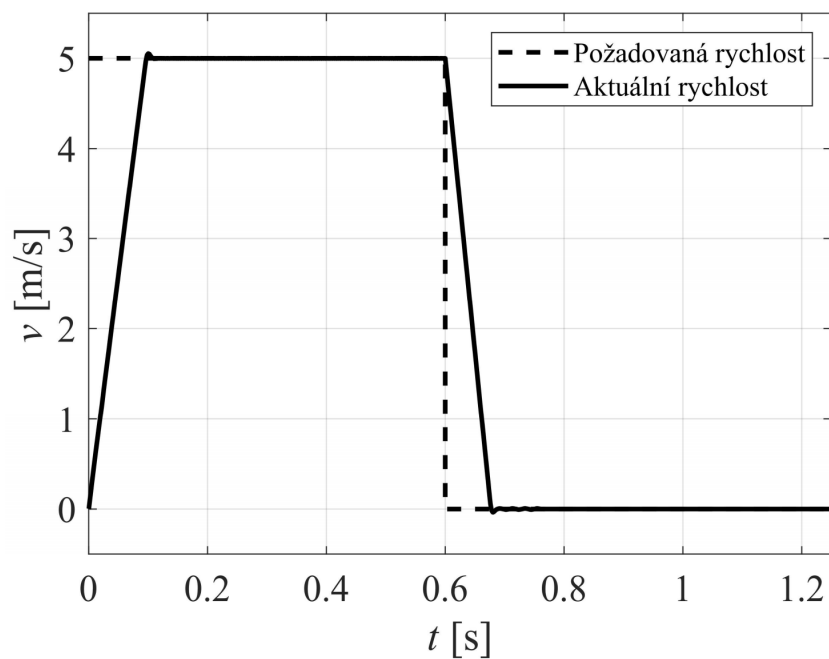
Obr. 2.13: Vizualizace modelovaného motoru (izometrický pohled)

## 2.5 Výsledky simulace

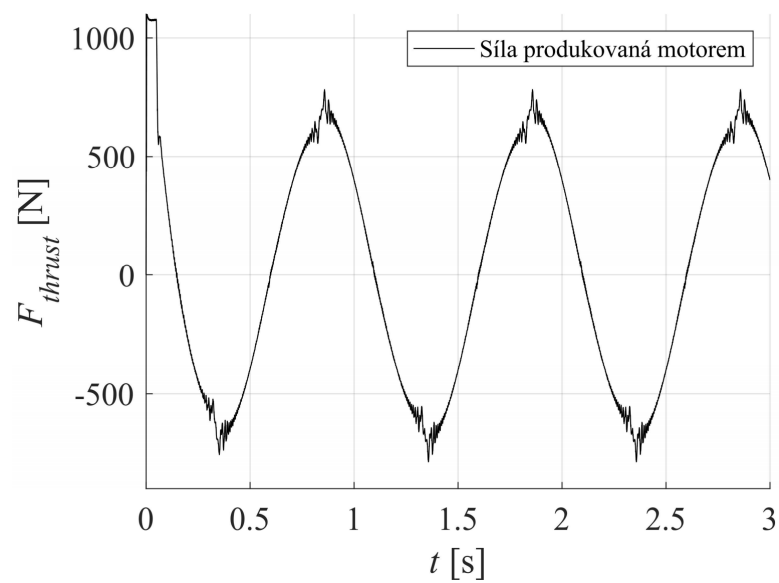
Vytvořený model s řízením byl otestován simulací. Veškeré simulace probíhaly při nulové zátěži. Na obrázku 2.14 je zobrazena odezva polohové regulační smyčky (výchozí poloha byla v 0 m) na vstupní pulz s amplitudou 1 m a délkou pulzu 0,6 s. Na obrázku 2.15 je zobrazena odezva rychlostní regulační smyčky (výchozí poloha je při  $0 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ ) na pulz s amplitudou  $5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$  a délkou pulzu 0,6 s. Na obrázku 2.16 je znázorněn průběh tahové síly motoru. Vstupním signálem byla sinusově se měnící hodnota žádané polohy s amplitudou 0,6 m a s frekvencí 0,8 Hz. Na obrázku 2.17 je znázorněn průběh tření působící na motor. Vstupním signálem byla sinusově se měnící hodnota žádané polohy s amplitudou 0,6 m a s frekvencí 0,8 Hz. Obrázek 2.18 znázorňuje průběh pulzní složky tažné síly (cogging force) působící na motor. Vstupním signálem byla sinusově se měnící hodnota žádané polohy s amplitudou 0,6 m a s frekvencí 0,8 Hz.



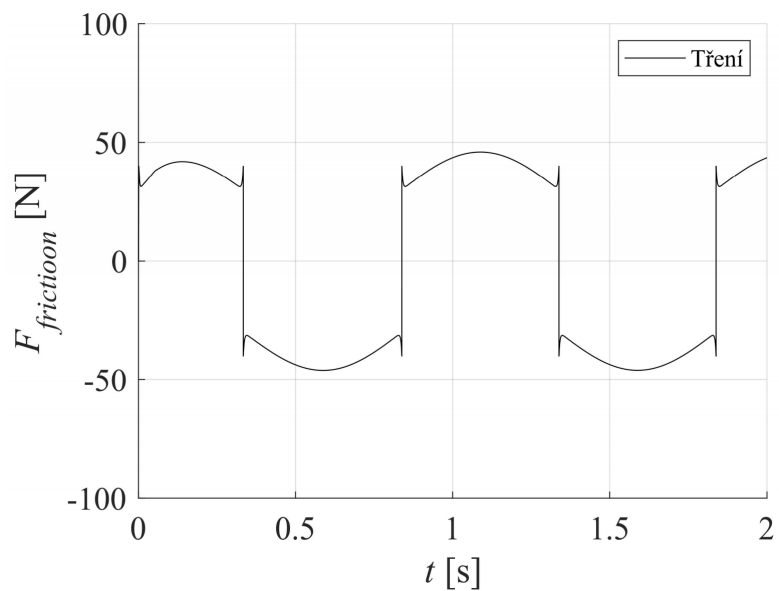
Obr. 2.14: Odezva systému na změnu žádané polohy (vstupní signál s amplitudou 1 m a s délkou pulzu 0,6 s)



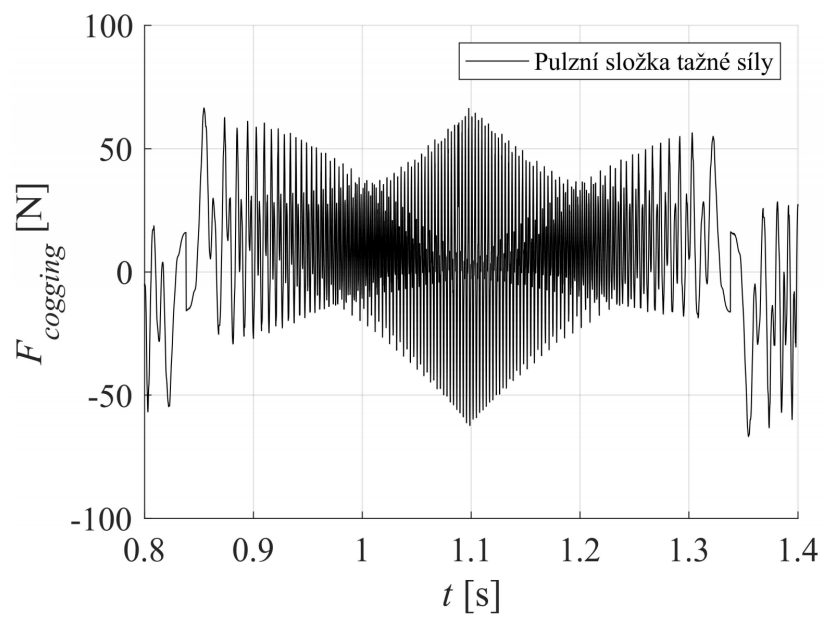
Obr. 2.15: Odezva systému na změnu žádané polohy (vstupní signál s amplitudou 0,6 m a s délkou pulzu 0,6 s)



Obr. 2.16: Průběh tahové síly produkované motorem při harmonicky kmitavém pohybu primární části.



Obr. 2.17: Průběh tření působícího mezi primární a sekundární částí při harmonicky kmitavém pohybu primární části.



Obr. 2.18: Průběh pulzní složky tažné síly (cogging force) působící v rámci soustavy při harmonicky kmitavém pohybu primární části.

## Závěr

Hlavního cíle této práce, tedy vytvořit model synchronního lineárního motoru s PM L3S100P-3615-FH, navrhnout k němu regulátor a ověřit chování modelu v simulaci, se podařilo dosáhnout. Byl vytvořen odpovídající model v  $d - q$  souřadné soustavě s parametry poskytnutými výrobcem. K takto navrženému modelu byla vytvořena kaskádní regulace a chování celého systému bylo otestováno v simulaci. V době přípravy této práce nebyl modelovaný motor, ani lineární dynamometr v provozu, a proto výsledky simulace nemohly být porovnány se skutečným motorem.

Do modelu byly implementovány závislosti velikosti silové konstanty na velikosti proudu  $i_q$  a proměnné indukčnosti fiktivních vinutí  $d$  a  $q$ .

Pro potřeby modelu tření byly využity parametry převzaté z obdobného motoru z [14]. Přesné parametry modelu tření pro výše uvedený motor je třeba stanovit s ohledem na konkrétní mechanickou sestavu, do níž bude motor instalován. Pulzní složka tažné síly byla implementována pomocí 2-D Lookup tabulky na základě poskytnutých dat.

Následně byla implementována jednoduchá kaskádní regulace. V této regulaci nebyl zahrnut vliv silové části frekvenčního měniče. Pokud má vstupní signál pozice obdélníkový tvar produkuje regulátor značný ryv. Maximální síla, kterou je model motoru schopný vyvinout (při proudu  $i_q = 21,3$  A a  $i_d = 0$  A), je 1079 N.

Realizován byl také návrh algoritmu pro identifikaci parametrů motoru, jeho funkčnost však nebylo možné z objektivních důvodů popsaných výše prověřit na skutečném motoru. Ve skriptu byl proto použit jako skutečný motor model motoru vytvořený v této práci. V budoucnu bude třeba model i algoritmus identifikace parametrů ověřit v praxi (v rámci měření na lineárním dynamometru) a změřit také skutečnou charakteristiku pulzní složky tažné síly.

Byl proveden pokus modelovat pulzní složku tažné síly pomocí rovnice (1.24). Prostřednictvím analýzy s využitím Fourierovy transformace však bylo zjištěno, že soubor hodnot poskytnutých výrobcem zahrnuje sedm dominantních harmonických složek, jejichž parametry se v závislosti na síle produkované motorem nemění s jasně viditelnou funkční závislostí (což mohlo být způsobeno malým počtem poskytnutých vzorků průběhu). Proto zůstalo u modelování s využitím 2-D Lookup tabulky.

# Literatura

- [1] SALMAN, Muhammad. *Analysis, design and control aspects of linear machines using co-simulation* [online]. Stockholm, 2012 [cit. 2020-12-20]. Dostupné z URL: <<https://www.diva-portal.org/>>. Diplomová práce. KTH, School of Electrical Engineering (EES), Electrical Energy Conversion.
- [2] GIERAS, Jacek F., Zbigniew J. PIECH a Bronislaw TOMCZUK. *Linear Synchronous Motors Transportation and Automation Systems. 2*. Boca Raton: Taylor & Francis CRC Press, 2012. ISBN 978-1-4398-4221-8.
- [3] MOOG BRNO S.R.O. *LINEÁRNÍ MOTORY* [online]. Brno, 2017 [cit. 2020-12-20]. Dostupné z URL: <[http://www.moogbrno.cz/mt-content/uploads/2017/09/cz\\_lin-obecne\\_020909.pdf](http://www.moogbrno.cz/mt-content/uploads/2017/09/cz_lin-obecne_020909.pdf)>.
- [4] CHEVAILLER, Samuel. *Comparative study and selection criteria of linear motors* [online]. Lausanne, 2006 [cit. 2020-12-19]. Dostupné z URL: <[https://www.researchgate.net/publication/37434757\\_Comparative\\_study\\_and\\_selection\\_criteria\\_of\\_linear\\_motors](https://www.researchgate.net/publication/37434757_Comparative_study_and_selection_criteria_of_linear_motors)>. Disertační práce. ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE. Vedoucí práce Prof. M. Jufer
- [5] BOSTANCI, Emine, Zdeno NEUSCHL a Robert PLIKAT. Influence of Phase Magnetic Couplings on Phase Current Characteristics of Multiphase BLDC Machines With Overlapping Phase Windings. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2015, 51(9), 1-13 [cit. 2020-12-20]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2015.2430833
- [6] ZECHMAIR, Derrick a Kurt STEIDL. Why the Induction Motor Could be the Better Choice for Your Electric Vehicle Program. *World Electric Vehicle Journal* [online]. 2012, 5(2), 546-549 [cit. 2020-12-21]. ISSN 2032-6653. Dostupné z: doi:10.3390/wevj5020546
- [7] MARTINEK, Radek. *Elektromotory malého výkonu* [online]. Brno, 2017 [cit. 2020-12-26]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=147477](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=147477)>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.
- [8] PYRHONEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines* [online]. 2. Chichester: John Wiley & Sons, 2008 [cit. 2020-12-26]. ISBN 9780470695166. Dostupné z URL:



- <[https://www.researchgate.net/publication/258358492\\_Design\\_of\\_Rotating\\_Electrical\\_Machines](https://www.researchgate.net/publication/258358492_Design_of_Rotating_Electrical_Machines)>.
- [9] KOPECKÝ, Jan. *Návrh synchronního spole motoru* [online]. Brno, 2018 [cit. 2020-12-26]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=175514](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=175514)>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. Ladislav Knebl.
- [10] TIEGNA, Huguette, Yacine AMARA a Georges BARAKAT. Overview of analytical models of permanent magnet electrical machines for analysis and design purposes. *Mathematics and Computers in Simulation* [online]. 2013, 90, 162-177 [cit. 2020-12-27]. ISSN 03784754. Dostupné z: doi:10.1016/j.matcom.2012.12.002
- [11] GRICMAN, Roman. *Návrh pracoviště pro zatěžování servopohonů* [online]. Brno, 2019 [cit. 2021-04-24]. Dostupné z URL: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117336>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav výrobních strojů, systémů a robotiky. Vedoucí práce Rostislav Huzlík.
- [12] VUES BRNO S.R.O. *Synchronní lineární motory ŘADY L3S/L3SK*. Brno, 2018. Dostupné také z URL: <[http://www.moogbrno.cz/mt-content/uploads/2018/04/cz\\_13sk\\_180412.pdf](http://www.moogbrno.cz/mt-content/uploads/2018/04/cz_13sk_180412.pdf)>.
- [13] CAHA, Zdeněk a Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-03-00418-7.
- [14] PONOMAREV, Pavel. *CONTROL OF PERMANENT MAGNET LINEAR SYNCHRONOUS MOTOR IN MOTION CONTROL APPLICATIONS* [online]. Lappeenranta, 2009 [cit. 2020-12-10]. Dostupné z URL: <<https://lutpub.lut.fi/handle/10024/45465>>. Diplomová práce. Lappeenranta University of Technology.
- [15] CUI JIEFAN, WANG CHENGYUAN, YANG JUNYOU a LIU LIFENG. Analysis of direct thrust force control for permanent magnet linear synchronous motor. In: *ifth World Congress on Intelligent Control and Automation (IEEE Cat. No.04EX788)* [online]. IEEE, 2004, s. 4418-4421 [cit. 2020-12-25]. ISBN 0-7803-8273-0. Dostupné z: doi:10.1109/WCICA.2004.1342349
- [16] ZHANG, Xu, Xudong WANG, Xiaozhuo XU a Haichao FENG. Slot-pole combinations research of Permanent-Magnet linear synchronous motor with concentrated windings. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines*

- and Systems (ICEMS)* [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 1322-1325 [cit. 2020-12-25]. ISBN 978-1-4799-5162-8. Dostupné z: doi:10.1109/ICEMS.2014.7013677
- [17] HIRVONEN, Markus. *ON THE ANALYSIS AND CONTROL OF A LINEAR SYNCHRONOUS SERVOMOTOR WITH A FLEXIBLE LOAD* [online]. Lappeenranta, 2006 [cit. 2020-12-25]. Dostupné z: <https://lutpub.lut.fi/handle/10024/36487>. Disertační práce. Lappeenranta University of Technology. Vedoucí práce Professor Heikki Handroos.
- [18] LI, Tianwen, Qingdong YANG a Baoying PENG. Research on Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Control System Simulation. *AASRI Procedia* [online]. 2012, 3, 262-269 [cit. 2020-12-25]. ISSN 22126716. Dostupné z: doi:10.1016/j.aasri.2012.11.043
- [19] KOZUBÍK, Michal. *Metody anti-windup při řízení lineárních dynamických systémů* [online]. Brno, 2017 [cit. 2020-12-26]. Dostupné z URL: <[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=148088](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=148088)>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
- [20] ÅSTRÖM, Karl J. a Tore HÄGGLUND. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. 2. Research Triangle Park: International Society of Automation, 1995. ISBN 9781556175167.
- [21] VROŽINA, Milan, Zora JANČÍKOVÁ a Jiří DAVID. *Identifikace systémů: učební text*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2012. ISBN 978-80-248-2594-6.
- [22] ŠOLC, František, Pavel VÁCLAVEK a Petr VAVŘÍN. *Řízení a regulace II: Analýza a řízení nelineárních systémů* [online]. 2011. Brno [cit. 2021-4-29].
- [23] CHLEBÍK, Jakub. *Optimalizační metody pro knihovnu SIMLIB/C++*. Brno, 2017. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta informačních technologií. Vedoucí práce Dr. Ing. Petr Peringer
- [24] *Fminsearch* [online]. MathWorks, 2021 [cit. 2021-4-29]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fminsearch.html>

## Seznam symbolů a zkratek

MIMO	multiple input multiple output system
BLDC	bezkartáčový stejnosměrný motor
PM	permanentní motor
PI	proporční, integrační
PID	proporční, integrační a derivační
DQ0	direct-quadrature-zero
LPV	linear parameter-varying system
$m$	hmotnost [kg]
$U$	napětí [V]
$I$	proud [A]
$R$	fázový odpor vinutí při zapojení do trojúhelníku [ $\Omega$ ]
$R_Y$	fázový odpor vinutí při zapojení do hvězdy [ $\Omega$ ]
$\tau$	rozteč pólů lineárního motoru [m]
$2p$	počet pólových dvojic [-]
$\psi_{PM}$	magnetický tok permanentních magnetů [Wb]
$u_u$	napětí na fázi (třífázová soustava) [V]
$u_v$	napětí na fázi (třífázová soustava) [V]
$u_w$	napětí na fázi (třífázová soustava) [V]
$u_\alpha$	napětí na fázi (dvoufázová soustava) [V]
$u_\beta$	napětí na fázi (dvoufázová soustava) [V]
$i_d$	proud tekoucí fiktivním vinutím d [A]
$i_q$	proud tekoucí fiktivním vinutím q [A]
$\omega$	úhlová rychlost [ $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ ]
$u_d$	napětí na fiktivním vinutí d [V]

$u_q$	napětí na fiktivním vinutí q [V]
$v$	rychlost [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ]
$a$	operátor natočení [-]
$u_s$	výsledný fázor napětí (třífázová soustava) [V]
$u_r$	výsledný komplexor napětí (d-q soustava)
$t$	čas [s]
$\psi_d$	spřažený magnetický tok fiktivního vinutí d [Wb]
$\psi_q$	spřažený magnetický tok fiktivního vinutí q [Wb]
$L_q$	indukčnost q cívky [H]
$L_d$	indukčnost d cívky [H]
$K$	silová konstanta [ $\text{N} \cdot \text{A}^{-1}$ ]
$F_{thrust}$	tahová síla motoru [N]
$F_{load}$	vnější síla zatěžující motor [N]
$F_{friction}$	síla působící na motor v důsledku tření [N]
$F_{cogging}$	pulzní složka tažné síly [N]
$F_{end}$	silové působení end efektu [N]
$C_{fr}$	koeficient smykového tření [N]
$V_{fr}$	koeficient vnitřního tření [N]
$S_{fr}$	koeficient Stribeckova efektu [N]
$k$	rychlostní koeficient Stribeckova efektu [ $\text{s} \cdot \text{m}^{-1}$ ]
$F_{cogging\_end}$	pulzní složka tažné síly s end efektem [N]
$K_{id}$	zesílení v soustavě d cívky [ $1 \cdot \Omega^{-1}$ ]
$T_{id}$	časová konstanta v soustavě d cívky [s]
$p$	komplexní proměnná [-]
$F_{id}$	přenosová funkce soustavy d cívky [-]

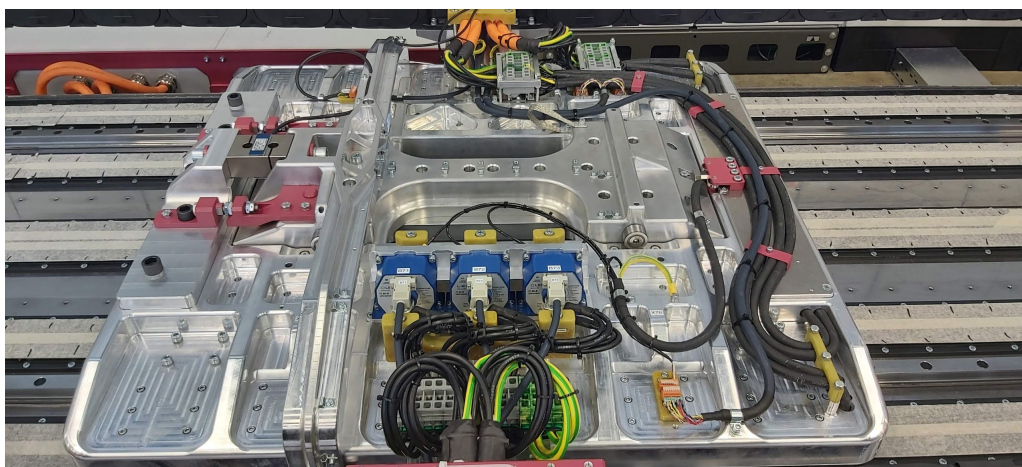
$K_{iq}$	zesílení v soustavě q cívky [ $1 \cdot \Omega^{-1}$ ]
$T_{iq}$	časová konstanta v soustavě q cívky [s]
$F_{iq}$	přenosová funkce soustavy q cívky [-]
$P$	parametr bloku PI regulátoru (Simulink) [-]
$I$	parametr bloku PI regulátoru (Simulink) [-]
$T_t$	rychlost vynulování integrátoru [s]
$K_b$	back-calculation coefficient [ $s^{-1}$ ]
$K_s$	koeficient škálování [-]
$A_{r1}$	amplituda první harmonické funkce modelující cogging [N]
$A_{r2}$	amplituda druhé harmonické funkce modelující cogging [N]
$\phi_1$	vlnové číslo první harmonické funkce [ $m^{-1}$ ]
$\phi_2$	vlnové číslo druhé harmonické funkce [ $m^{-1}$ ]
$K_R$	zesílení PI regulátoru [-]
$T_i$	časová konstanta PI regulátoru [s]
$K_i$	zesílení PI regulátoru proudu [-]
$\tau_e$	časová konstanta proudové soustavy [s]
$\omega_c$	šířka přenosového pásma proudové smyčky [ $\text{rad} \cdot s^{-1}$ ]
$K_{soustavy}$	zesílení soustavy [-]
$L$	indukčnost vinutí [H]
$F_S$	přenos soustavy [-]
$F_R$	přenos regulátoru [-]
$F_0$	přenos otevřené smyčky [-]
$\omega_v$	šířka přenosového pásma rychlostní smyčky [ $\text{rad} \cdot s^{-1}$ ]
$\tau_m$	časová konstanta rychlostní soustavy [s]
$\omega_p$	šířka přenosového pásma polohové smyčky [ $\text{rad} \cdot s^{-1}$ ]

$F_{PS}$	přenos diskrétního PS regulátoru [-]
$K_{PS}$	zesílení diskrétního regulátoru [-]
$T_{vz}$	perioda vzorkování [s]
$z$	komplexní proměnná [-]
$\tau_{\Sigma}$	součtová časová konstanta [s]
$K_{kvadrat}$	hodnota kvadratického kritéria [-]
$T_l$	časová konstanta regulované rychlostní smyčky [s]
$K_f$	silová konstanta motoru získaná výpočtem z dat [ $\text{N} \cdot \text{A}^{-1}$ ]
$F_{tb}$	síla produkovaná motorem [N]
$i_{qb}$	proud q složky [A]

# Seznam příloh

A Lineární dynamometr	55
B Vizualizace motoru	56
C Skript na identifikaci parametrů	57
D Obsah elektronické přílohy	66

## A Lineární dynamometr



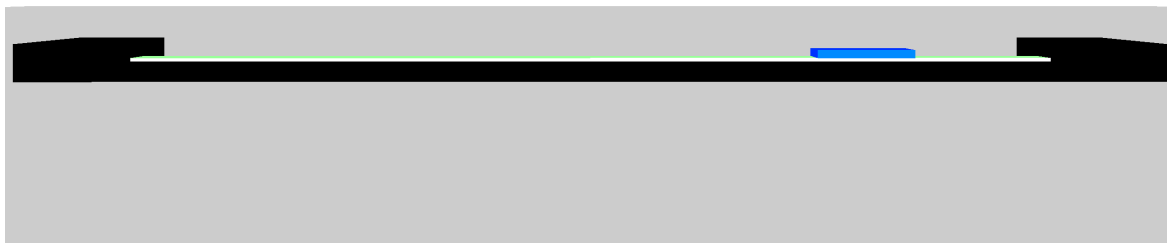
Obr. A.1: Lineární dynamometr (se zkoušeným motorem) pohled 1



Obr. A.2: Lineární dynamometr (se zkoušeným motorem) pohled 2



## B Vizualizace motoru



Obr. B.1: Vizualizace motoru pohled 2



Obr. B.2: Vizualizace motoru pohled 3

## C Skript na identifikaci parametrů

Výpis C.1: Skript na identifikaci parametrů.

```
1
2 %Autor: Václav Cimburek
3 %ID: 208458
4 %Skript na identifikaci parametrů PMSLM
5 %V první části je třeba zvolit příslušné parametry.
6 %Následně proběhne identifikace soustavy.
7 %Data naměřená na reálné soustavě jsou zde
8 %simulována modelem stejné soustavy s parametry
9 %získanými od výrobce
10 %Identifikace systému probíhá ve třech částech:
11 %1. identifikace všech parametrů s motorem v klidu
12 %   a s přivedením impulsu napětí  $u_q$ 
13 %   na vstup a měří se proud  $i_q$ 
14 %2. identifikace silové konstanty
15 %   (motor je zablokován a je měřen proud  $i_q$  a měřena
16 %   tahová síla kterou motor produkuje)
17 %3. identifikace indukčností  $L_q$  a  $L_d$  v pracovních bodech
18 %   (motor je tažen definovanou rychlostí a na vstup je
19 %   přiváděn jednotkový napětí
20 %   a měří se proud  $i_q$  na výstupu)
21
22 warning off;
23 load('Workspace');
24 f_waitbar = waitbar(0,'Identifikace parametrů...');
25
26 %enum = 0; %Rozhodnutí o průběhu identifikace
27 %Identifikace s motorem v klidu,
28 %bez identifikace v pracovních bodech
29 %enum = 1;
30 %Identifikace pouze v pracovních bodech
31 %enum = 2;
32 %Identifikace s motorem v klidu
33 %i s identifikací v pracovních bodech
34 enum = 3;
35
```

```

36 %Hodnoty reálného systému
37 %Použít jako skutečné hodnoty -hodnoty simulace
38 enum_par = 0;
39 %Použít jako skutečné hodnoty -naměřená data
40 %enum_par = 1;
41
42 %Proměnné do kterých uložit skutečné
43 %hodnoty pro identifikaci
44 if enum_par == 1
45     %identifikace v klidu
46     y_orig_1 = zeros(5);
47
48     %identifikace silové konstanty
49     f_orig_kf = zeros(5);
50     iq_orig_kf = zeros(5);
51
52     %identifikace v bodech
53     y_orig_points = zeros(5,5);
54     uq_orig_points = zeros(5);
55     iq_orig_points = zeros(5);
56     id_orig_points = zeros(5);
57     v_orig_points = zeros(5);
58 end
59
60 %Tolerance identifikovaných parametrů
61 %Lq - indukčnost vinutí q
62 Lq_min = 0.001;
63 Lq_max = 0.01;
64 %Ld - indukčnost vinutí d
65 Ld_min = 0.001;
66 Ld_max = 0.01;
67 %R - Odpor vinutí
68 R_min = 0.01;
69 R_max = 10;
70 %kf - silová konstanta motru
71 kf_min = 1;
72 kf_max = 100;
73 %M - Hmotnost primární části
74 M_min = 10;

```

```

75 M_max = 40;
76
77 parameter_limit_min = [Lq_min Ld_min R_min kf_min M_min];
78 parameter_limit_max = [Lq_max Ld_max R_max kf_max M_max];
79
80 %Inicializační hodnoty pro identifikaci pro motor v klidu
81 Lq_init = 0.01;
82 Ld_init = 0.0085;
83 R_init = 0.05;
84 kf_init = 45;
85 M_init = 15;
86
87 a0 = [Lq_init Ld_init R_init kf_init M_init];
88
89 %Rozhoduje které parametry se použijí jako
90 % inicializační pro identifikaci v pracovních bodech
91 %enum_init = 0;   %Použijí se parametry definované níže
92 enum_init = 1;   %Použijí se parametry
93                     %identifikované pro motor v klidu
94
95 %Inicializační hodnoty pro identifikaci v pracovních bodech
96 Lq_init_point = 0.0025;
97 Ld_init_point = 0.002;
98
99 %Parametry pro identifikaci v pracovních bodech
100 Num_of_points = 10;      %Počet pracovních
101                          %bodů v intervalu
102
103 %Vstupní napětí q pro identifikaci v pracovních bodech
104 Uq_points = [0:12/Num_of_points:11];
105
106 v_points = 0.01;      %Rychlost taženého motoru
107
108 %Pomocné proměnné pro identifikaci v pracovních bodech
109 parameter = zeros(Num_of_points,2);
110 ld_origsys_points = zeros(Num_of_points,1);
111 lq_origsys_points = zeros(Num_of_points,1);
112 kf_origsys_points = zeros(Num_of_points,1);
113 f_origsys_points = zeros(Num_of_points,1);

```

```

114 kf_origsys_points_kf = zeros(Num_of_points,1);
115 iq_point_kf = zeros(Num_of_points,1);
116 %%
117 %Společné parametry modelu:
118 p = 16.75;           %Počet pólových párů
119 tau = 0.016;        %Vzdálenost mezi póly
120
121 %Parametry modelu pro identifikaci s motorem v klidu:
122 uq_impulse = 120;   %Velikost pulsu
123 ud_impulse = 0;    %Velikost pulsu
124 T_impulse = 0.0003; %Délka impulsu vstupního signálu
125 TS_0 = 0.5;        %Délka simulace
126
127 %Parametry modelu pro identifikaci v pracovních bodech:
128 uq_impulse_point = 120; %Velikost pulsu
129 ud_impulse_point = 0;   %Velikost pulsu
130 T_impulse_point = 0.1;  %Délka impulsu vstupního signálu
131 TS_0_point = 1;         %Délka simulace
132
133 %Pomocné proměnné pro identifikaci v pracovních bodech
134
135     %Proud iq v pracovním bodě
136     iq_point = zeros(Num_of_points,1);
137     %Proud id v pracovním bodě
138     id_point = zeros(Num_of_points,1);
139     %Rychlost v pracovním bodě
140     v_point = zeros(Num_of_points,1);
141
142 %%
143 %Identifikace: motor v klidu
144 %Vstup systému: impuls napětí uq = 120 V,
145 %                šířka impulsu 100 ms
146 if enum == 1 || enum == 3
147
148     y_orig = 0;
149     if enum_par == 0
150         sim('origsys');
151     elseif enum_par ==1
152         y_orig = y_orig_1;

```

```

153     end
154
155     parameter_0 = fminsearch(@fkrit,...
156                             a0,...
157                             optimset('Display',...
158                                     'iter',...
159                                     'MaxFunEvals',...
160                                     100000,'MaxIter',...
161                                     100000,...
162                                     'TolFun',...
163                                     1e-14,...
164                                     'TolX',...
165                                     1e-3),...
166                             y_orig);
167
168     if sum(parameter_0(:) <= 0) || ...
169         sum(parameter_0(:) <= parameter_limit_min(:)) ||...
170         sum(parameter_0(:) >= parameter_limit_max(:))
171         f = msgbox('Identifikace selhala');
172         a1 = [Lq_init_point Ld_init_point];
173     elseif enum == 1 || enum == 3
174         if enum_init == 1
175             a1 = [parameter_0(1) parameter_0(2)];
176         else
177             a1 = [Lq_init_point Ld_init_point];
178         end
179     end
180     waitbar(1/((2*Num_of_points+1)),...
181            f_waitbar,...
182            'Identifikace v pracovním bode');
183 else
184     a1 = [Lq_init_point Ld_init_point];
185 end
186 %%
187 %Identifikace: motor v jednotlivých pracovních
188 %bodech a silové konstanty v pracovních bodech
189 %
190 if enum > 1
191

```

```

192 TS_0_point = 2; %Délka simulace
193 %Určení inicializačních hodnot
194 %integrátorů pro identifikaci silové konstanty
195 for k = [1:1:Num_of_points]
196 if enum_par == 0
197 Uq_origsys = Uq_points(k); %Vstupní napětí
198 sim('origsys_2'); %Originální systém
199 iq_point_kf(k) = simout.Data(end); %Hodnota proudu iq
200
201 %Výpočet silové konstanty
202 kf_origsys_points_kf(k) = simout6.Data(end)/iq_point_kf(k);
203 elseif enum_par == 1
204
205 %Výpočet silové konstanty
206 kf_origsys_points_kf(k) = f_orig_kf(k)/iq_orig_kf(k);
207 end
208 end
209
210 %Proložení závislosti silové konstanty přímkou
211 a_points_inter = polyfit(iq_point_kf(2:end),...
212                          kf_origsys_points_kf(2:end),...
213                          1);
214
215 c_points_inter = a_points_inter(1);
216 b_points_inter = a_points_inter(2);
217
218 if enum_par == 0
219 %Určení inicializačních hodnot
220 %integrátorů v pracovních bodech
221 for j = [1:1:Num_of_points]
222 Uq_origsys = Uq_points(j); %Vstupní napětí
223
224 %Inicializační hodnota integrátoru proudu iq
225 iq_init_points = 0;
226
227 %Inicializační hodnota integrátoru proudu id
228 id_init_points = 0;
229
230 %Inicializační hodnota integrátoru rychlosti v

```

```

231 v_init_points = v_points;
232 sim('origsys_1'); %Originální systém
233 iq_point(j) = simout.Data(end); %Proud id v pracovním bodu
234 id_point(j) = simout1.Data(end); %Proud iq v pracovním bodu
235 waitbar(j*(1/(2*Num_of_points+1)),...
236     f_waitbar,...
237     sprintf('Určení inicializačních parametrů pro Uq: %f',...
238     Uq_origsys));
239 end
240 end
241
242 TS_0_point = 0.175; %Délka simulace
243
244 %Identifikace parametrů v pracovních bodech
245 for i = [1:1:Num_of_points]
246     if enum_par == 0
247         Uq_origsys = Uq_points(i); %Vstupní napětí
248
249         %Inicializační hodnota integrátoru proudu iq
250         iq_init_points = iq_point(i);
251
252         %Inicializační hodnota integrátoru proudu id
253         id_init_points = id_point(i);
254
255         %Inicializační hodnota integrátoru rychlosti v
256         v_init_points = v_points;
257         sim('origsys_1');
258
259         %Skutečné hodnoty indukčnosti Ld
260         ld_origsys_points(i) = simout3.Data(end);
261
262         %Skutečné hodnoty indukčnosti Lq
263         lq_origsys_points(i) = simout4.Data(end);
264
265     elseif enum_par == 1
266
267         %Vstupní napětí
268         Uq_origsys = uq_orig_points(i);
269

```



```

270 %Inicializační hodnota integrátoru proudu iq
271 iq_init_points = iq_orig_points(i);
272
273 %Inicializační hodnota integrátoru proudu id
274 id_init_points = id_orig_points(i);
275
276 %Inicializační hodnota integrátoru rychlosti v
277 v_init_points = v_orig_points(i);
278
279 y_orig = y_orig_points(:,i);
280 end
281
282 parameter(i,:) = fminsearch(@fkrit_1,...
283                             a1,...
284                             optimset('Display',...
285                                         'iter',...
286                                         'MaxFunEvals',...
287                                         100000,'MaxIter',...
288                                         100000,...
289                                         'TolFun',...
290                                         1e-9,...
291                                         'TolX',...
292                                         1e-3),...
293                             y_orig);
294
295 if sum(parameter(i,:) <= 0) || ...
296     sum(parameter(i,:) <= ...
297         [parameter_limit_min(1) parameter_limit_min(2)]) || ...
298     sum(parameter(i,:) >= ...
299         [parameter_limit_max(1) parameter_limit_max(2)])
300
301     f = msgbox('Identifikace selhala');
302     break;
303 end
304 waitbar((i+j)*(1/(2*Num_of_points+1)),...
305         f_waitbar,...
306         sprintf('Identifikace parametrů pro Uq: %f',...
307                 Uq_origsys));
308 end

```

```

309 end
310
311 waitbar(1,f_waitbar,'Hotovo');
312 pause(1);
313 close(f_waitbar);
314 %%
315 %Vykreslení výsledných parametrů
316 %
317
318 %Vykreslení identifikovaných indukčnosti Lq
319 figure(1)
320 plot(iq_point, parameter(:,1));
321 hold on;
322 plot(iq_point, lq_origsys_points);
323 title('závislost indukčnost Lq na proudu iq');
324 grid on;
325 xlabel('iq [A]');
326 ylabel('Lq [H]');
327 legend('Lq identifikovaná', 'Lq skutečná');
328
329 %Vykreslení identifikovaných indukčnosti Ld
330 figure(2)
331 plot(iq_point, parameter(:,2));
332 hold on;
333 plot(iq_point, ld_origsys_points);
334 title('závislost indukčnost Ld na proudu iq');
335 grid on;
336 xlabel('iq [A]');
337 ylabel('Ld [H]');
338 legend('Ld identifikovaná', 'Ld skutečná');
339
340 %Vykreslení identifikovaných indukčnosti kf
341 figure(3)
342 plot(iq_point_kf, kf_origsys_points_kf);
343 title('závislost silové konstanty Kt na proudu iq');
344 grid on;
345 xlabel('iq [A]');
346 ylabel('Kt [N/A]');
347 legend('silová konstanta');

```

## D Obsah elektronické přílohy

V příloze jsou obsaženy soubory obsahující, parametrický model motoru, vizuální model a ve složce identifikace všechny potřebné soubory pro kompletní identifikaci parametrů. Soubory byly vytvořeny v MATLAB R2020b.

```
/ .....2021_BP_Cimburek_Vaclav_208458_prilohy
├── identifikace ..... obsahuje všechny soubory pro identifikaci
│   ├── fkrit.slx ..... kritérium pro identifikaci
│   ├── fkrit_1.slx ..... kritérium pro identifikaci
│   ├── model.slx ..... identifikovaný model
│   ├── model_1.slx ..... identifikovaný model
│   ├── origsys.slx ..... původní motor
│   ├── origsys_1.slx ..... původní motor
│   ├── origsys_2.slx ..... původní motor
│   ├── Skript_na_identifikaci_parametru.mat ..... skript určen ke spuštění
│   └── Workspace.mat ..... workspace obsahující všechny proměnné
├── linear_motor_model.x3d ..... 3D model motoru
├── PMLSM_model.slx ..... Simulinkový model motoru
└── PMLSM_workspace.mat ..... workspace obsahující všechny proměnné
```