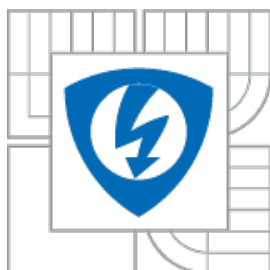




**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**  
**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘÍCÍ TECHNIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION**  
**DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION**

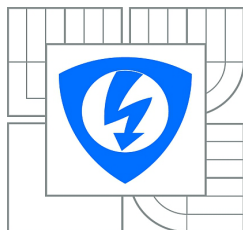
# **ALGORITMY ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH POHONŮ S MINIMALIZACÍ ZTRÁT**

**LOSSES MINIMIZING CONTROL OF AC DRIVES**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
**BACHELOR'S THESIS**

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR  
**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR  
BRNO 2014

**IGOR DŽAMA**  
**DOC. ING. PAVEL VÁCLAVEK, PH.D**



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Automatizační a měřicí technika

Student: Igor Džama  
Ročník: 3

ID: 145354  
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Algoritmy řízení střídavých pohonů s minimalizací ztrát

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je návrh algoritmů řízení synchronního nebo případně asynchronního motoru s minimalizací ztrát. Zadání lze shrnout do následujících bodů:

1. Zpracujte rešerši týkající se algoritmů minimalizace ztrát při řízení střídavých pohonů.
2. Simulačně ověřte existující algoritmy založené na určení energeticky optimální velikosti buzení pomocí analytického výpočtu a tabulek.
3. Navrhněte a popište vlastní řešení volby buzení pro minimalizaci ztrát se zohledněním možných nepřesností ve znalosti parametrů pohonu.
4. Realizujte navržené algoritmy v prostředí Matlab-Simulink.
5. Simulačně ověřte a vyhodnoťte vlastnosti navrženého řešení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Caha, Z.; Černý, M. : Elektrické pohony, Praha, SNTL 1990.

další dle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 26.5.2014

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.  
Předseda oborové rady

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 zabývá problematikou řízení střídavých pohonů typu s důrazem na energeticky efektivní řízení. Práce obsahuje popis synchronního motoru s permanentními magnety a reluktančním momentem a vektorového řízení. Obsahuje popis algoritmů pro minimalizaci ztrát motoru a jejich vyzkoušení na modelu motoru. Algoritmy jsou pak mezi sebou porovnány a je vyhodnocena jejich výpočetní náročnost.

## Abstract

This bachelor's thesis deals with issues of control of alternating current drives with emphasis on energy efficient control. This thesis contains description of salient permanent magnet synchronous machine and vector control. It contains description of algorithms for motor losses minimization and their trial on model of motor. Algorithms are then compared between each other and their computational difficulty is evaluated.

## Klíčová slova

synchronní, motor, energie, účinnost

## Key words

synchronous, motor, energy, efficiency

## Bibliografická citace

DŽAMA, I. Algoritmy řízení střídavých pohonů s minimalizací ztrát.

Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014.

69s. Vedoucí bakalářské práce Doc. Ing. Pavel Václavek Ph.D.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Algoritmy řízení střídavých pohonů s minimalizací ztrát jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 14. května 2014

.....

podpis autora

## Poděkování

Děkuji panu Doc. Ing. Pavlovi Václavkovi Ph.D za odbornou pomoc a vedení mojí bakalářské práce.

V Brně dne 14.5.2014

Igor Džama

# 1. Obsah

|                                                                                             |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Zadání .....                                                                                | 2  |
| Abstrakt.....                                                                               | 3  |
| Bibliografická citace.....                                                                  | 4  |
| Prohlášení.....                                                                             | 5  |
| Poděkování.....                                                                             | 6  |
| 1 Úvod.....                                                                                 | 9  |
| 2 Synchronní motor.....                                                                     | 10 |
| 2.1 Fyzický popis synchronního motoru s permanentními magnety.....                          | 10 |
| 2.2 Idealizovaný popis synchronního motoru s permanentními magnety.....                     | 11 |
| 2.3 Komplexorové pojetí veličin.....                                                        | 11 |
| 2.4 Transformace.....                                                                       | 12 |
| 2.5 Matematický model motoru v dq.....                                                      | 13 |
| 2.6 Ztráty motoru:.....                                                                     | 14 |
| 2.6.1 Derivace vztahu pro minimální ztráty v mědi ze známého momentu.....                   | 15 |
| 3 Řídící algoritmus.....                                                                    | 18 |
| 3.1 Parametry simulovaného motoru.....                                                      | 18 |
| 3.2 Návrh regulátoru.....                                                                   | 18 |
| 3.2.1 Zpětnovazební linearizace.....                                                        | 18 |
| 3.2.2 Odvození přenosu soustavy.....                                                        | 19 |
| 3.2.3 Regulátor proudu.....                                                                 | 19 |
| 3.2.4 Regulátor otáček.....                                                                 | 24 |
| 4 Odbuzovací algoritmy.....                                                                 | 29 |
| 4.1 Analytické strategie.....                                                               | 31 |
| 4.1.1 Analyticky na základě $i_q$ .....                                                     | 31 |
| 4.1.2 Analyticky na základě momentu.....                                                    | 32 |
| 4.1.3 Look-up na základě $i_q$ .....                                                        | 33 |
| 4.1.4 Look-up na základě momentu.....                                                       | 35 |
| 4.2 Iterativní strategie.....                                                               | 36 |
| 4.2.1 Iterativní metoda s pevným intervalem.....                                            | 37 |
| 4.2.2 Iterativní metoda s podmínkou ustálenosti otáček a minimálním časovým intervalem..... | 37 |

|                                                                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.3 Kombinované strategie.....                                                                                          | 37 |
| 4.3.1 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem s omezením spočítaným analyticky.....                              | 38 |
| 4.3.2 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem s omezením spočítaným z look-up tabulky.....                       | 38 |
| 4.3.3 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem a ustálenými otáčkami s omezením spočítaným analyticky.....        | 38 |
| 4.3.4 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem a ustálenými otáčkami s omezením spočítaným z look-up tabulky..... | 39 |
| 5 Simulace.....                                                                                                         | 39 |
| 5.1 Simulovaný scénář.....                                                                                              | 39 |
| 5.2 Výsledky simulace.....                                                                                              | 39 |
| 5.2.1 Úhlová rychlost.....                                                                                              | 39 |
| 5.2.2 Proud $i_d$ .....                                                                                                 | 44 |
| 5.2.3 Proud $i_q$ .....                                                                                                 | 47 |
| 5.2.4 Účinnost.....                                                                                                     | 51 |
| 5.2.5 Ztráty.....                                                                                                       | 54 |
| 5.3 Hodnocení výpočetní náročnosti algoritmů.....                                                                       | 58 |
| 5.3.1 Metodika.....                                                                                                     | 58 |
| 5.3.2 Průměrná doba běhu.....                                                                                           | 58 |
| 5.3.3 Průměrná doba z nejdelších variant běhů odbuzovací metody.....                                                    | 60 |
| 6 Závěr.....                                                                                                            | 63 |
| Literatura.....                                                                                                         | 64 |
| Seznam zkratk.....                                                                                                      | 66 |
| Přílohy.....                                                                                                            | 68 |

# 1 Úvod

Střídavé pohony jsou nejrozšířenějším typem elektrických pohonů. Jelikož jsou hlavním typem elektrických pohonů a elektrické pohony jsou v mnoha oblastech lidské činnosti hojně užívány, nabízí zefektivnění jejich činnosti značný potenciál k zefektivnění mnoha strojů, zařízení a procesů.

Střídavé motory vykonávají značné množství práce, ale tato práce není zadarmo. Odhaduje se, že zařízení poháněná elektrickými pohony spotřebovávají 43 % - 46 % světové produkce elektřiny a mají na svědomí 6,04 miliard tun emisí oxidu uhličitého[1]. Spotřebovaná elektřina tvoří 90 % nákladů na provoz velkého motoru v USA[2]. Jelikož je cena elektrické energie v zemích Evropské unie vyšší než ve Spojených státech, dá se předpokládat, že je v zemích EU tento podíl nákladů ještě vyšší.

Pro snížení ztrát elektrických pohonů je možno použít mnoho postupů. Mezi ty nejúspěšnější patří vhodné dimenzování motoru vzhledem k zátěži. Dále je možné zefektivnit konstrukci motoru. Toho je dosahováno volbou vhodných materiálů a jejich následného prostorového uspořádání. Častým nedostatkem konstrukční optimalizace bývá zvýšení ceny, které je zapříčiněno požadavky na dokonalejší materiály např. měděný místo hliníkového rotoru, komplikacemi výroby např. snižováním tloušťky vzduchové mezery apod.

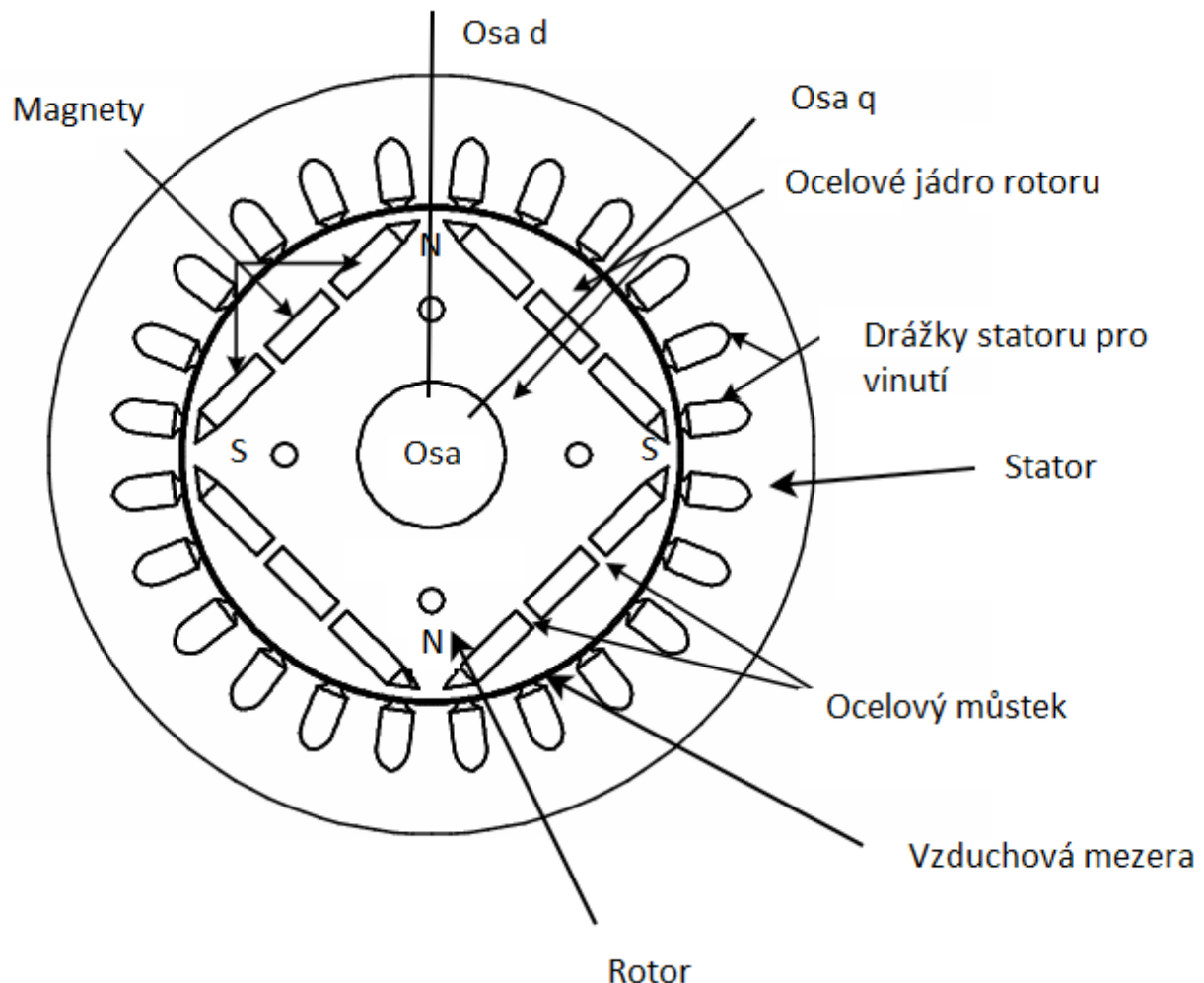
Další možnou metodou je optimalizace provozu. Někdy se k řízení střídavých pohonů používají předřadné odpory[3]. Tato metoda není úplně nejefektivnější, neboť dochází k pálení výkonu na předřadném rezistoru. V současnosti se pro řízení motorů používá ve stále větším měřítku vektorové řízení. To umožňuje implementovat různé pokročilé algoritmy pro řízení motoru. Některé tyto algoritmy jsou implementovány v této práci.

Tato práce obsahuje popis synchronního motoru s permanentními magnety a s reluktančním příspěvkem k tvorbě momentu, následně je popsáno vektorové řízení a je navržen řídicí algoritmus pro řízení motoru. U řídicího algoritmu je předpokládáno, že jsou na motoru čidla měřící nezbytné veličiny. Algoritmy jsou nicméně aplikovatelné i pomocí bezsenzorového řízení.

V této práci jsou popsány různé řídicí algoritmy pro snížení ztrát motoru. Algoritmy jsou navrženy na model synchronního motoru s permanentními magnety a reluktančním příspěvkem k tvorbě momentu. Cílem návrhu algoritmu pro tuto práci byla minimalizace ohmických ztrát v motoru. Navržené algoritmy pro řízení motoru jsou následně odsimulovány v prostředí Matlab/Simulink na modelu z [4].

## 2 Synchronní motor

### 2.1 Fyzický popis synchronního motoru s permanentními magnety



Obr. 1 Popis částí synchronního motoru s permanentními magnety.[5]

Synchronní motor s permanentními magnety se skládá z rotoru a statoru. Rotor je tvořen permanentními magnety zasunutými do drážek v železe. V ideálním případě vytváří rotor ve vzduchové mezeře magnetický tok sinusovité intenzity. Stator je tvořen železem, které směřuje magnetický tok kolem drážek s vinutími. Zakřivení magnetického pole kolem vinutí pak vytváří točivý moment motoru.

## 2.2 Idealizovaný popis synchronního motoru s permanentními magnety

Fyzický model motoru je pro účely této práce silně idealizován. Je uvažováno, že vinutí je rovnoměrně rozloženo podél celého rotoru. Pro účely této práce je uvažován třífázový motor. Je uvažováno, že jednotlivé fáze jsou sinusovitě rozprostřeny a současně mezi sebou posunuty o úhel:

$$\psi = \frac{120^\circ}{P_p} \quad (2.1)$$

kde  $P_p$  je počet úhlových dvojic.

Magnetický tok motoru je uvažován jako rovnoměrně rozprostřený. Vliv konečného počtu drážek, způsobující nerovnoměrnost parametrů motoru v závislosti na natočení rotoru, není uvažován. Takový motor si můžeme představit jako motor s nekonečným počtem drážek.

Motor je uvažován jako symetrický podle osy  $q$  i  $d$ . Tento motor poté bude mít točivý moment nezávislý na natočení rotoru. To je: pokud bude motor v ustáleném stavu, kdy se bude motor točit synchronní rychlostí, na fázích bude přiloženo sinusovité napětí, bude jednotlivými fázemi motoru protékat sinusový proud. V tomto stavu bude produkce momentu během celé otáčky konstantní, nezávislá na natočení. Takový motor je možné popsat pomocí komplexorového pojetí veličin.

Z hlediska ztrát jsou pro motor uvažovány pouze ohmické ztráty ve vinutí (ztráty v mědi). Ztráty v železe nejsou uvažovány. Toto zjednodušení bude přesné pro motor zatížený vysokým momentem při nízkých otáčkách. Při tomto ději jsou u reálného motoru ztráty v mědi dominantní, protože magnetické ztráty jsou silně závislé na frekvenci změn magnetického pole. V tomto případě bude magnetické pole procházející železem z hlediska ztrát stálé. Naopak při běhu naprázdno při vysoké rychlosti bude toto zjednodušení značně nepřesné, neboť v tomto případě by byly ztráty v železe dominantní a model motoru nám přitom bude ukazovat nulové ztráty. Jiné typy ztrát (ložiskové, ventilátorové) jsou rovněž zanedbány.

## 2.3 Komplexorové pojetí veličin

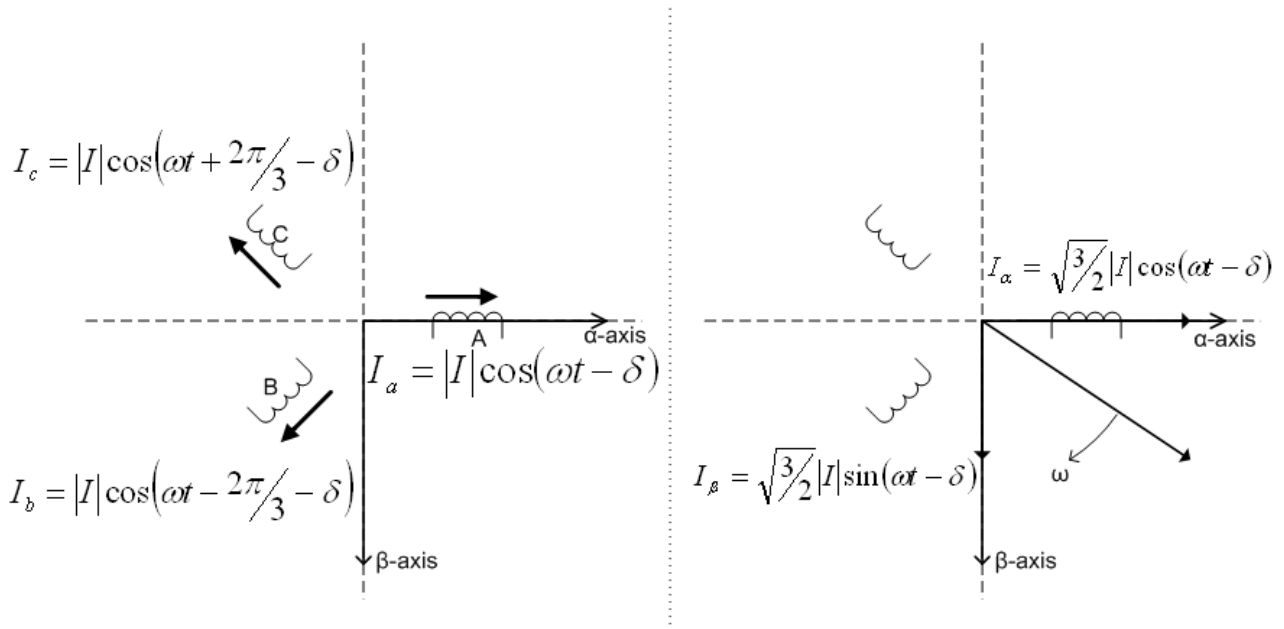
Napětí na jednotlivých fázích motoru v ustáleném stavu je možné popsat následujícími rovnicemi[6]:

$$\begin{aligned}
u_a &= U_{am} \cos(\omega_1 t) \\
u_b &= U_{bm} \cos\left(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi\right) \\
u_c &= U_{cm} \cos\left(\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi\right)
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Tato napětí je možné vyjádřit v komplexním tvaru jako:

$$\begin{aligned}
u_a &= U_{am} e^{j\omega_1 t} \\
u_b &= U_{bm} e^{j\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi} \\
u_c &= U_{cm} e^{j\omega_1 t + \frac{2}{3}\pi}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

## 2.4 Transformace



Obr 2: Ilustrace  $\alpha\beta$  transformace pro zjednodušení matematického popisu [7]

Matematický popis motoru napájeného z třífázové soustavy je možné převést na dvojfázový. Převedením systému na dvojfázový dojde ke zjednodušení matematického popisu systému.

Pro převedení systému na dvojfázový je možné použít transformaci  $\alpha\beta$ [7] :

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha m} \\ U_{\beta m} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{am} \\ U_{bm} \\ U_{cm} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Inverzní transformace má pak takovýto vzhled:

$$\begin{bmatrix} U_{am} \\ U_{bm} \\ U_{cm} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{0} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\alpha m} \\ U_{\beta m} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Grafické znázornění je uvedeno na obrázku (2).

Rovněž lze použít pro popis motoru ještě výhodnější transformaci, kdy 3 vedení statoru převedu na dvě vinutí statoru, která jsou rovnoběžná s příčnou a podélnou osou. Tato transformace se nazývá „Dq0“ transformace a umožňuje nám transformovat přímo trojfázovou soustavu na soustavu dvojfázovou[4]. Jiný název této transformace je podle svého objevitele „Párkova transformace.“[8]

Tato transformace vypadá následovně[9]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\vartheta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\vartheta) & \sin(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\vartheta + \frac{2}{3}\pi) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Její inverzní podoba vypadá následovně:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) & 1/2 \\ \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) & 1/2 \\ \cos(\vartheta + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\vartheta + \frac{2}{3}\pi) & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$\vartheta$  je úhel mezi společným souřadnicovým systémem a statorovým souřadnicovým systémem (úhel který rotor urazil od nulové polohy).

$$\vartheta = \int_0^t \omega dt \quad (2.8)$$

Pro účely řídicího algoritmu se jedná o elektrický úhel ( je závislý na počtu pólů “Pp“ podle vzorce):

$$\vartheta_e = \int_0^t \omega dt Pp \quad (2.9)$$

Napětí  $u_0$  netvoří moment, proto ho dále nemusím uvažovat.

Model se tak podařilo zjednodušit na dvě fáze. V tomto dvoufázovém modelu lze nyní matematicky popsat děje v motoru v dq transformaci.

## 2.5 Matematický model motoru v dq

Pro napětí  $u_d$ ,  $u_q$  platí[6]:

$$u_d = R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.10)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.11)$$

$\omega$  je pro účely tohoto vzorce elektrická úhlová rychlost.

$\psi_d$  je magnetický tok v ose d.

$\psi_q$  je magnetický tok v ose q.

Pro toky  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  platí následující vztahy pokud se jedná o motor s elektricky buzeným tokem v rotoru [6]:

$$\psi_d = L_d i_d + L_{dD} i_d + L_{dB} i_B \quad (2.12)$$

$$\psi_q = L_q i_q + L_{qQ} i_Q \quad (2.13)$$

Pro případ synchronního motoru s permanentními magnety mohou rovnice s buzeným

rotorem výrazně zjednodušit. Jelikož rotor nemá vinutí, nenachází se na něm ani závity a tudíž je

$L_{dD}=0$ ,  $L_{qQ}=0$ ,  $L_{dB}=0$ . Namísto členu  $L_{dB} i_B$  mi do rovnice přibude  $\psi_f$  -magnetický tok permanentního magnetu. Výsledné rovnice pak vypadají následovně:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (2.14)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.15)$$

Pro moment platí následující rovnice[5]:

$$M = \frac{3}{2} P p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.16)$$

Tato rovnice se upraví po dosazení za  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  na následující tvar:

$$M = \frac{3}{2} P p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.17)$$

Pro ideální synchronní motor je složka  $(L_d - L_q) i_d i_q$  nulová, protože  $L_d$ ,  $L_q$  jsou si sobě rovny, takže motor má nulový reluktanční moment. Nicméně pro motor s jak reluktančním tak klasickým momentem je potřeba tuto složku uvažovat.

Pro pohybovou rovnici motoru nyní mohou napsat[6]:

$$M - M_p = \frac{J}{Pp} \frac{d}{dt} \omega \quad (2.18)$$

$M_p$  Je zátěžný moment.

## 2.6 Ztráty motoru:

Ohmické ztráty motoru (ztráty v mědi) jsou dány následující rovnicí:

$$P_{ztraty} = \frac{3}{2} (R i_d^2 + R i_q^2) \quad (2.19)$$

Z rovnice pro moment motoru (2.16) vyplývá, že pro synchronní motor bez reluktančního momentu ( $L_d = L_q$  nám složka  $(L_d - L_q) i_d i_q$  vypadává a dostáváme rovnici pro moment:

$$M = \frac{3}{2} Pp(\psi_f i_q) \quad (2.20)$$

Složka  $i_d$  se v tomto případě nepodílí na tvorbě momentu, ale podílí se na ztrátách, pro energeticky efektivní řízení tedy složka  $i_d$  bude nulová.

Nicméně pokud motor reluktanční složku má, je možné snížit ztráty motoru změnou magnetického toku  $\psi_d$ . Pokud je  $L_d < L_q$  bude při záporném proudu  $i_d$  zvyšovat generovaný moment. Nicméně rostoucí  $i_d$  rovněž zvyšuje ztráty:

Pro určitý poměr  $i_d$  a  $i_q$  budou ztráty minimální při daném momentu.

Podle [5] je optimální poměr  $i_d$  k  $i_q$  pro minimalizaci ztrát v mědi definován vztahem:

$$i_d = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)} \quad (2.21)$$

Tento vztah vyžaduje pro implementaci měření proudu tekoucího z motoru a znalost úhlu natočení rotoru.

## 2.6.1 Derivace vztahu pro minimální ztráty v mědi ze známého momentu.

Pokud ale znám moment motoru (například měřím úhel rotoru a tenzometrem zátěžný moment na hřídeli) mohu přímo ze základního vzorce 2.16 a vzorce pro ztráty 2.19 vyderivovat optimální  $i_d$  pro známý moment.

Pro získání optimálního  $i_d$  postupuji následovně:

Nahradím  $(L_d - L_q)$  jejich rozdílem  $L_{roz}$

$$L_{roz} = (L_d - L_q) \quad (2.22)$$

Vyjádřím si z (2.16)  $i_q$ :

$$i_q = \frac{2M}{(3i_d L_{roz} + 3\psi_f) Pp} \quad (2.23)$$

Dosadím  $i_q$  do rovnice ztrát:

$$P_{ztraty} = \frac{3}{2} \left( \frac{4M^2}{(3i_d L_{roz} + 3\psi_f)^2 Pp^2} + i_d^2 \right) R \quad (2.24)$$

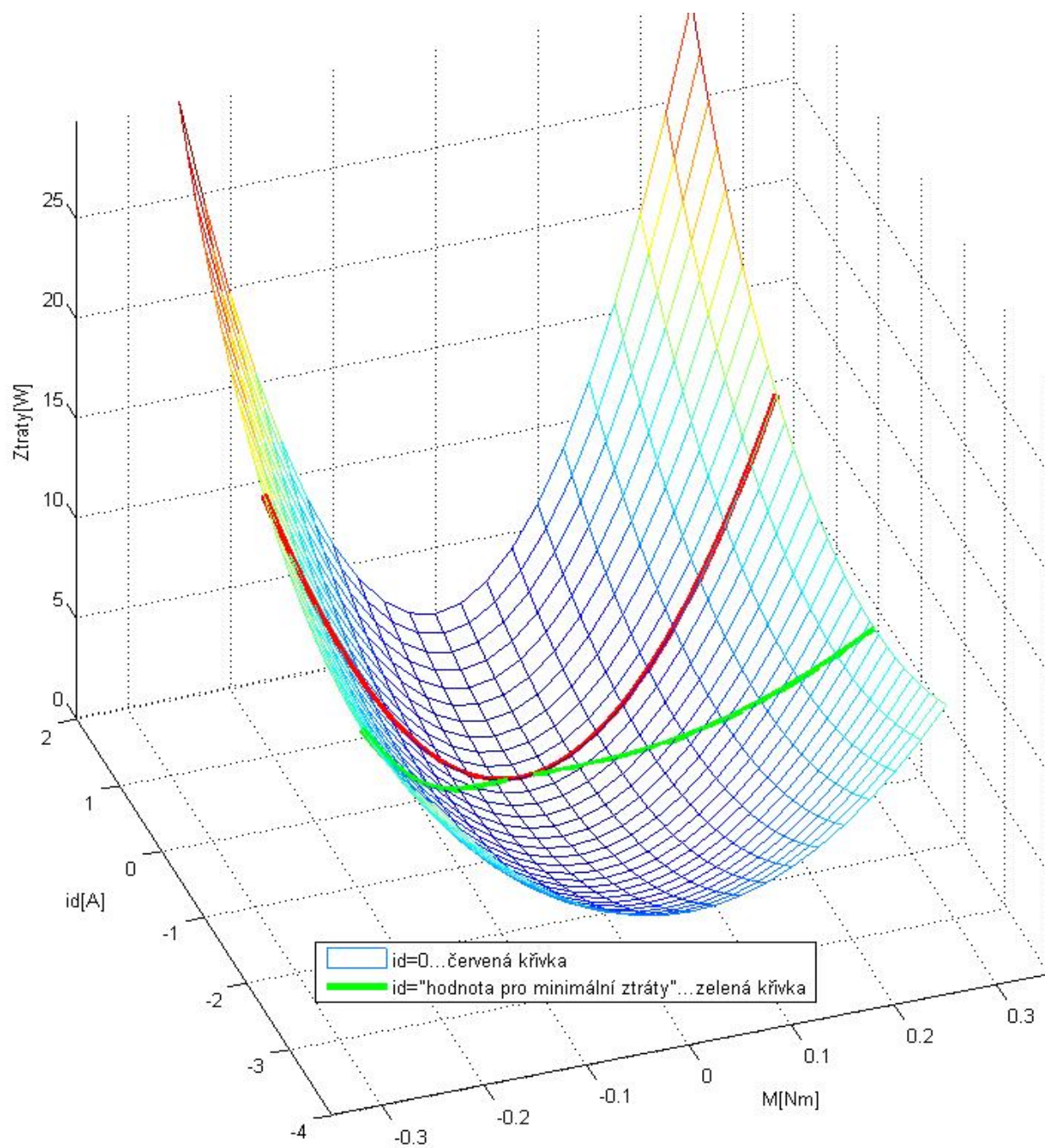
Pro rovnici (2.24) závisí ztráty jen na  $i_d$ . Tudíž jejich derivace se pro minimum musí rovnat nule.

$$\frac{dP_{ztraty}}{di_d} = \frac{3}{2} \left( 2i_d - \frac{(24M^2 L_{roz})}{((3i_d L_{roz} + 3\psi_f)^3 Pp^2)} \right) R = 0 \quad (2.25)$$

Rovnice (2.25) jde analyticky vyřešit. Byla řešena programem pro počítačovou algebru (CAS) s názvem Maxima. Má čtyři řešení, přičemž řešení, které je minimum, má tvar:

$$\begin{aligned}
 i_d = & -(\text{sqrt}((3^{(3/2)} P p \psi_f^3)/(2 L_{roz}^2 \\
 & \text{sqrt}((108 L_{roz}^2 P p^2 \\
 & \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(2/3)} + \\
 & + 27 P p^2 \psi_f^2 \\
 & \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} \\
 & - 64 M^2) / \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} \\
 & )) - \\
 & + \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} \\
 & + (16 M^2) / (27 L_{roz}^2 P p^2 \\
 & \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} \\
 & ) + \psi_f^2 / (2 L_{roz}^2))) / 2 + (\text{sqrt}((108 L_{roz}^2 P p^2 \\
 & \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(2/3)} + \\
 & + 27 P p^2 \psi_f^2 \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} + \\
 & - 64 M^2) / \left( \frac{(2 M^2 \sqrt{(1024 L_{roz}^2 M^2 + 243 P p^2 \psi_f^4)})}{(3^{(9/2)} L_{roz}^4 P p^3)} - \frac{(2 \psi_f^2 M^2)}{(9 L_{roz}^4 P p^2)} \right)^{(1/3)} \\
 & )) / (4 3^{(3/2)} L_{roz} P p) - (3 \psi_f) / (4 L_{roz})
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

Tento tvar je poměrně dlouhý a vzhledem ke své složitosti i problematičtější na implementaci ve své analytické formě do mikrokontrolleru. Nicméně je jej možné implementovat jako vyhledávání v look-up tabulce předem spočítaných hodnot. Pro názornost je na obrázku 3 uvedeno grafické znázornění průběhu  $i_d$  v závislosti na momentu pro konkrétní motor s parametry:



Obr. 3 Průběh ztrát v závislosti na momentu a proudu  $i_d$ . Zelená křivka představuje řešení rovnice 2.26 - průběh  $i_d$  pro minimální ztráty při daném momentu. Červená křivka je buzení  $i_d$  na hodnotu nula. Vertikální osa jsou ztráty v mědi.

$$L_d = 0,006 \text{ H} ; L_q = 0,007 \text{ H} ; \psi_f = 0,0087 \text{ Wb} ; P_p = 3$$

## 3 Řídicí algoritmus

### 3.1 Parametry simulovaného motoru

Pro simulaci motoru jsem využil parametry synchronního motoru s permanentními magnety, který je uveden v [9]. Na modelu z přílohy [9] jsem pouze změnil indukčnosti  $L_d$ ,  $L_q$ , aby se výrazněji projevovala změna účinnosti motoru v závislosti na odbuzování.

Parametry motoru jsou uvedeny v tabulce tab.1

|          |                            |
|----------|----------------------------|
| R fáze   | 0,2730 $\Omega$            |
| $L_d$    | 0,006 H                    |
| $L_q$    | 0,007 H                    |
| $\psi_f$ | 0,0087 Wb                  |
| Pp       | 3                          |
| J        | 0,000003 kg.m <sup>2</sup> |

Tab1. Parametry motoru

### 3.2 Návrh regulátoru

Pro řízení proudu procházejícího motorem je v možné vyjádřit napětí motoru po dq transformaci jako[6]:

$$u_d = R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (3.1)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (3.2)$$

Po dosazení rovnic (2.13),(2.14) dostávám rovnice:

$$u_d = R i_d + \frac{d(L_d i_d + \psi_f)}{dt} - \omega L_q i_q \quad (3.3)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d(L_q i_q)}{dt} + \omega(\psi_f + L_d i_d) \quad (3.4)$$

Po vyjádření derivací proměnných na jednu stranu dostávám:

$$\frac{d i_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - R \frac{i_d}{L_d} + \omega \frac{L_q}{L_d} i_q \quad (3.5)$$

$$\frac{d i_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - R \frac{i_q}{L_q} + \omega \frac{\psi_f}{L_q} + \omega \frac{L_d}{L_q} i_d \quad (3.6)$$

#### 3.2.1 Zpětnovazební linearizace

Budu-li regulovat  $u_d$  na hodnotu uvedenou v (3.7), mohu zcela z rovnice (3.5) odstranit

člen  $\omega \frac{L_q}{L_d} i_q$  který obsahuje proměnou  $i_q$  a úhlovou rychlost.

$$u_d = u_{dx} - \omega L_q i_q \quad (3.7)$$

Podobně budu-li  $u_q$  regulovat na hodnotu uvedenou v (3.8), podaří se mi z rovnice (3.5) zcela odstranit člen který obsahuje proměnou  $i_d$  a úhlovou rychlost.

$$u_q = u_{qx} - \omega \psi_f - \omega L_d i_d \quad (3.8)$$

Po provedení této zpětnovazební linearizace, mohu rovnice (3.5), (3.6) přepsat jako:

$$\frac{d i_d}{dt} = \frac{u_{dx}}{L_d} - R \frac{i_d}{L_d} \quad (3.9)$$

$$\frac{d i_q}{dt} = \frac{u_{qx}}{L_q} - R \frac{i_q}{L_q} \quad (3.10)$$

Tyto rovnice jsou nyní vždy rovnicí jedné proměnné – jsou to dvě na sobě nezávislé rovnice.

### 3.2.2 Odvození přenosu soustavy

Provedu-li na rovnicích (3.9), (3.10) Laplaceovu transformaci při nulových počátečních podmínkách dostanu:

$$p I_d(p) = \frac{U_{dx}(p)}{L_d} - R \frac{I_d(p)}{L_d} \quad (3.11)$$

$$p I_q(p) = \frac{U_{qx}(p)}{L_q} - R \frac{I_q(p)}{L_q} \quad (3.12)$$

Tyto rovnice mohu přepsat tak, abych z nich dostal operátorový přenos:

$$F_{sd}(p) = \frac{I_d(p)}{U_{dx}(p)} = \frac{1}{L_d \left( p + \frac{R}{L_d} \right)} \quad (3.13)$$

$$F_{sq}(p) = \frac{I_q(p)}{U_{qx}(p)} = \frac{1}{L_q \left( p + \frac{R}{L_q} \right)} \quad (3.14)$$

Po provedení těchto operací se úloha řízení napětí zredukovala na řízení setrvačného članku prvního řádu s časovými konstantami  $L/R$ .

Přenosy soustav tedy po dosazení hodnot z jsou:

$$F_{sd} = \frac{166,7}{(p + 45,5)} \quad (3.15)$$

$$F_{sq} = \frac{142,9}{(p + 39)} \quad (3.16)$$

### 3.2.3 Regulátor proudu

Regulátor proudu jsem zvolil typu PI, protože má nulovou ustálenou odchylku řízení a

dobrou odolnost proti působení poruchy. Porucha pro tuto soustavu může být například změna odporu  $R$  s teplotou nebo nepřesnost měření výstupních veličin motoru.

Regulátor proudu jsem volil tak, aby neměl překmit a při tom byl co možná nejrychlejší. Překmit proudu je nežádoucí, protože překmit proudu  $i_d$  může způsobit permanentní demagnetizaci magnetů.

PI regulátor má tvar:

$$K \cdot \frac{p + \frac{1}{T_{nuly}}}{p} \quad (3.17)$$

Vzhledem k pólu regulátoru v nule je potřeba pro urychlení systému posunout pól PI regulátoru při pohledu na kořenový hodograf doleva.

Jako nula byla zvolena hodnota  $\frac{R}{Ld}$ . Tato hodnota byla zvolena, aby vykompenzovala pól soustavy. Po dosazení těchto hodnot jsem dostal tento tvar regulátoru:

$$F_{Reg i_d}(p) = K \frac{p + 45,5}{p} \quad (3.18)$$

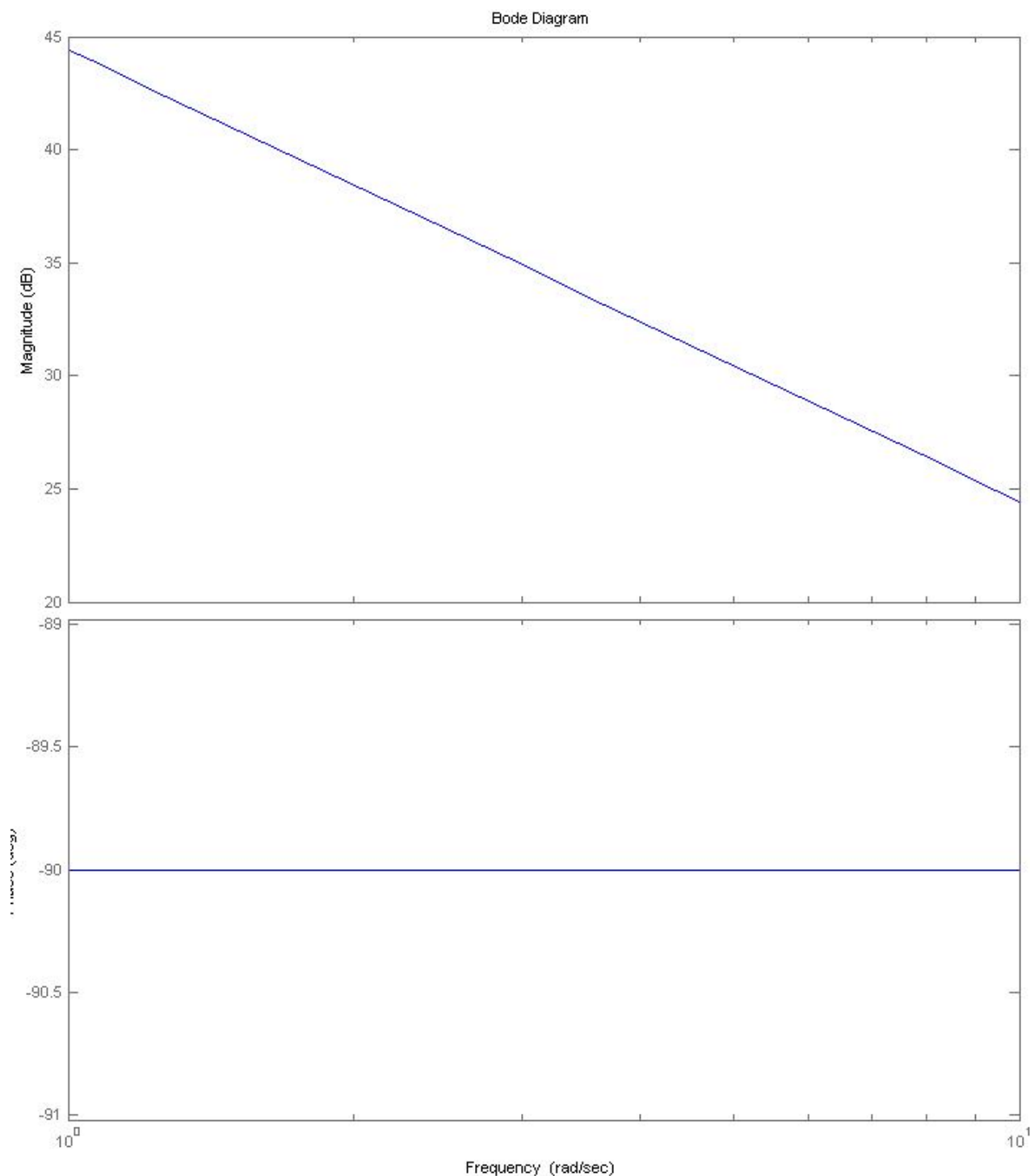
Přenos otevřené smyčky by v tomto případě byl :

$$F_{0ai_d}(p) = K \frac{166,7}{p} \quad (3.19)$$

Přenos uzavřené smyčky této soustavy by pak vypadal:

$$F_{wai_d}(p) = \frac{\frac{K 166,7}{p}}{1 + \frac{K 166,7}{p}} = \frac{K 166,7}{p + K 166,7} \quad (3.20)$$

Amplitudová a fázová charakteristika soustavy a regulátoru by poté vypadala následovně:



Obr 4: Amplitudová a fázová charakteristika  $i_d$

Na základě rovnice (3.20) a amplitudové charakteristiky by se mohlo zdát, že optimální regulátor by měl nekonečné zesílení  $K$ . Nicméně nekonečné zesílení by nemělo požadovaný efekt, protože měnič není schopen dávat nekonečně vysoké napětí, tedy akční zásah regulátoru bude vždy omezen. Pro účely této práce je uvažován měnič s maximálním dodávaným napětím 50 V. Dalším problémem je, že měnič motoru není schopen nekonečně rychle měnit dodávané napětí motoru.

Rychlost změn napětí na měniči je dána frekvencí pulzní šířkové modulační měniče. Pro účely návrhu regulátoru je možno tuto vlastnost měniče aproximovat jako setrvačný člen prvního řádu. Časová konstanta měniče je aproximována jako polovina periody na které spíná měnič.

$$F_{s2i_d}(p) = \frac{f_{pwm}^2}{p + f_{pwm}^2} \quad (3.21)$$

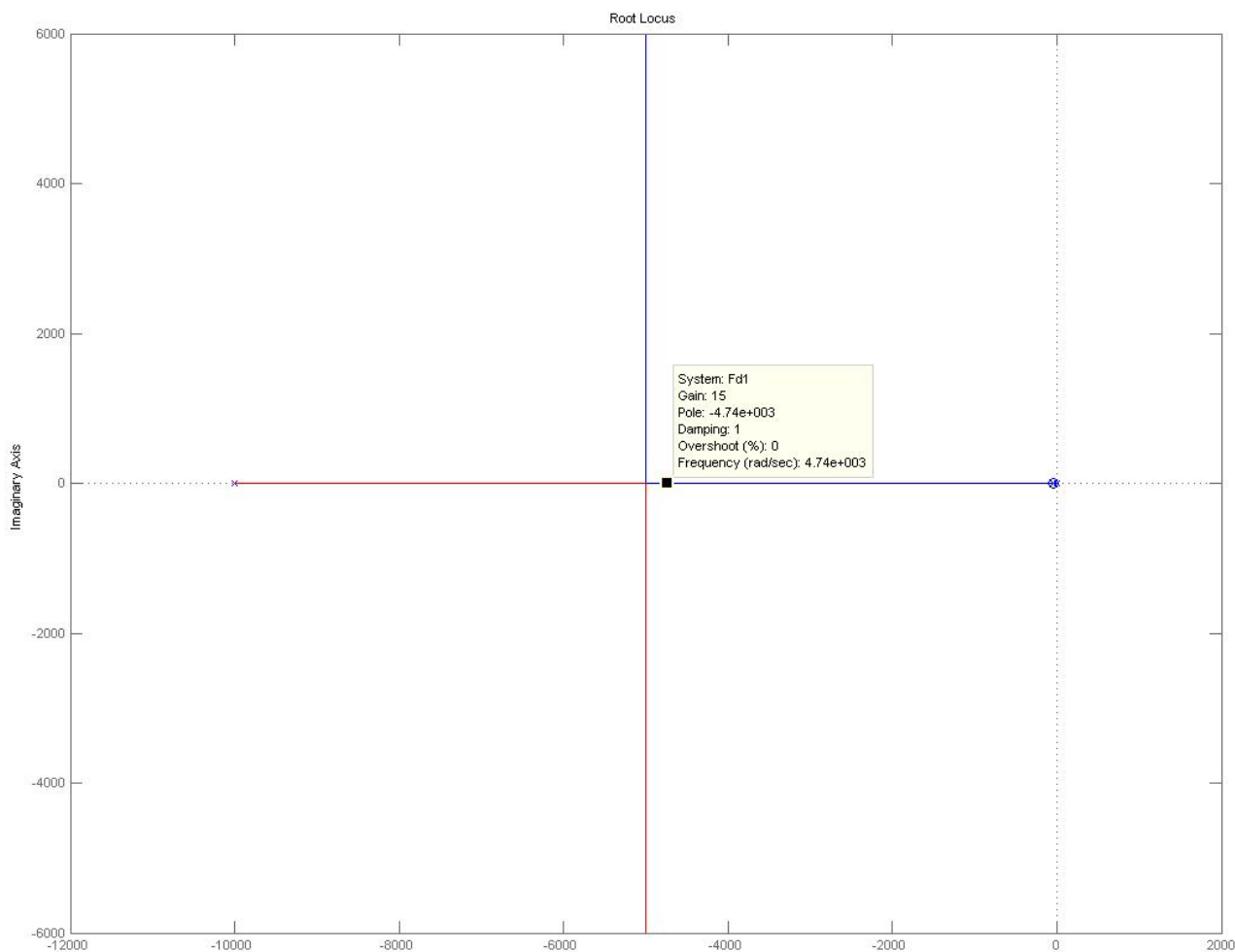
Pro návrh regulátoru byla uvažována frekvence měniče na hodnotu 5kHz. Uvažovaný přenos měniče tedy je :

$$F_{pwm}(p) = \frac{10000}{p + 10000} \quad (3.22)$$

Tvar přenosu otevřené smyčky pro složku přenosu  $i_d$  tedy bude:

$$F_{ori_d}(p) = K \frac{10000 \cdot 166.7 (p + 45.5)}{(p + 10000)(p + 45.5)p} \quad (3.23)$$

Kořenový hodograp této soustavy vypadá následovně:



Obr 5: Kořenový hodograj regulátoru proudu s vyznačeným zvoleným zesílením pro složku  $i_d$

Na základě kořenového hodografu z obrázku 5 byla zvolena hodnota zesílení  $K=15$ . Tato hodnota by měla zajistit rychlý regulátor a zároveň nekmitavý průběh.

Výsledný tvar regulátoru proudu  $i_d$  tedy je:

$$F_{Reg i_q}(p) = 15 \frac{p + \frac{R}{L_d}}{p} = 15 \frac{p + 45,5}{p} \quad (3.24)$$

Žádaná hodnota  $i_d$  je v algoritmu omezena pro prevenci permanentní demagnetizace magnetů. Podle [10] je hodnota demagnetizačního proudu rovna:

$$I_{d max} = -\frac{\psi_f}{L_d} \quad (3.25)$$

Její hodnota je pro simulovaný motor rovna:

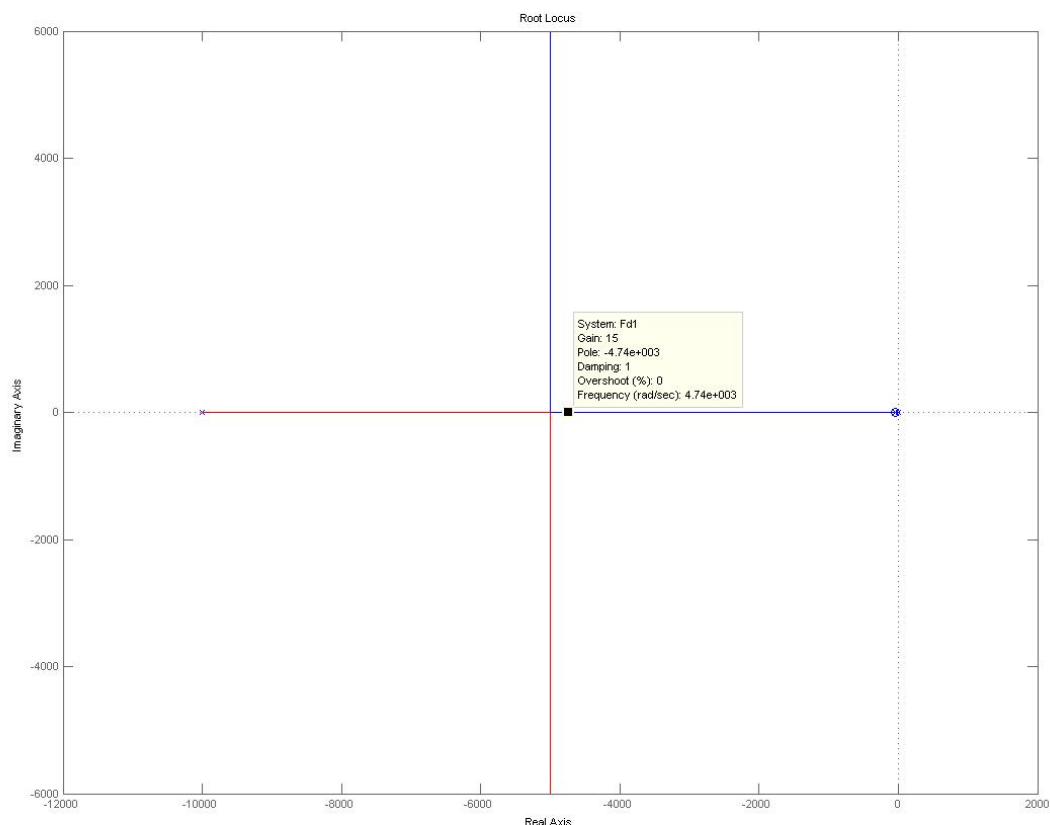
$$I_{d max} = -\frac{0,0087}{0,006} = 1,45 A \quad (3.26)$$

Pro regulátor  $i_q$  jsem volil nulu na hodnotu  $\frac{R}{L_q}$ . Tato hodnota opět eliminuje nulu v pólu.

Dostal jsem následující tvar regulátoru:

$$F_{Reg i_d}(p) = K \frac{p+39}{p} \quad (3.27)$$

Konstanta K byla určena na základě následujícího kořenového hodografu na hodnotu 17. Soustava a regulátor jsou v hodografu znázorněny s přihlédnutím k přenosu měniče (3.22).



Obr 6: Kořenový hodograf regulátoru proudu s vyznačeným zvoleným zesílením pro složku  $i_q$

Výsledný tvar PI regulátoru tedy je  $i_q$  :

$$F_{Reg i_q}(p) = 17 \frac{p+39}{p} \quad (3.28)$$

### 3.2.4 Regulátor otáček

Otáčky jsou regulovány PI regulátorem. Jeho parametry byly zvoleny následovně: Pro návrh byl zanedbán vliv přenosové funkce napěťového měniče. Dále byl stanoven přenos otevřené smyčky regulátoru složky  $i_q$ . Přenos této smyčky je:

$$F_{0iq}(p) = 17 \frac{p+39}{p} F_{sq}(p) = 17 \frac{p+39}{p} \cdot \frac{142,9}{p+39} = \frac{2429 p + 9,471 \cdot 10^4}{p^2 + 39 p} \quad (3.29)$$

Přenos uzavřené smyčky potom bude:

$$F_{0iq}(p) = \frac{F_{0iq}(p)}{1 + F_{0iq}(p)} = \frac{2429 p^3 + 1,894 \cdot 10^5 p^2 + 3,694 \cdot 10^6 p}{p^4 + 2507 p^3 + 1,909 \cdot 10^5 p^2 + 3,694 \cdot 10^6 p} \quad (3.30)$$

Proud protékající motorem a moment motorem generovaný jsou navzájem propojeny podle rovnice (2.17). Pro návrh regulátoru zanedbám příspěvek reluktanční složky. Přenos momentu je je poté z rovnice (2.20) roven:

$$\begin{aligned} F_M(p) &= F_{0iq} \cdot K_x = F_{0iq}(p) \cdot \frac{3}{2} P p \psi_f = \\ &= F_{0iq}(p) \cdot 0,0391 = \frac{95,08 p^3 + 7416 p^2 + 1,446 \cdot 10^5 p}{p^4 + 2507 p^3 + 1,909 \cdot 10^5 p^2 + 3,694 \cdot 10^6 p} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Vztah mezi úhlovým zrychlením a momentem motoru vyplývá z rovnice (3.32) a (3.33),

$$M_{zrychl} + M_{zatezny} = 0 \quad (3.32)$$

Budu-li pro účely řízení považovat zátěžný moment za poruchu, mohu napsat vztah mezi úhlovým zrychlením a momentem:

$$\varepsilon \cdot J = M_{zrychl} \quad (3.33)$$

Z toho plyne:

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{zrychl}}{J} \quad (3.34)$$

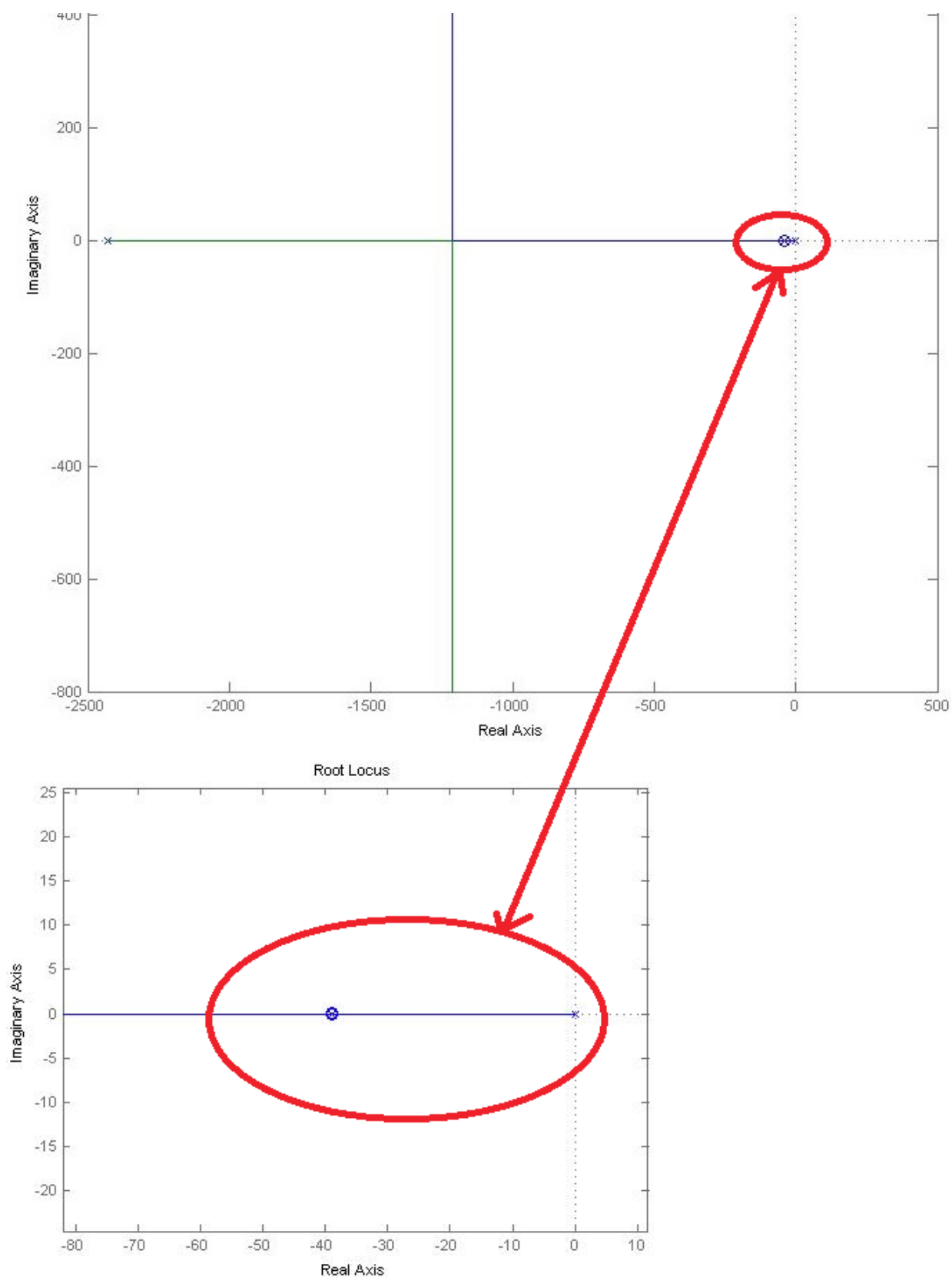
Po provedení Laplaceovy transformace dostávám:

$$\frac{\omega}{M} = \frac{1}{Jp} \quad (3.35)$$

Přenos otevřené smyčky potom bude:

$$\begin{aligned} F_0 \omega(p) &= F_M(p) \frac{1}{Jp} = \\ &= \frac{3,169 \cdot 10^7 p^3 + 2,472 \cdot 10^9 p^2 + 4,82 \cdot 10^{10} p}{p^5 + 2507 p^4 + 1,909 \cdot 10^5 p^3 + 3,694 \cdot 10^6 p^2} \end{aligned} \quad (3.36)$$

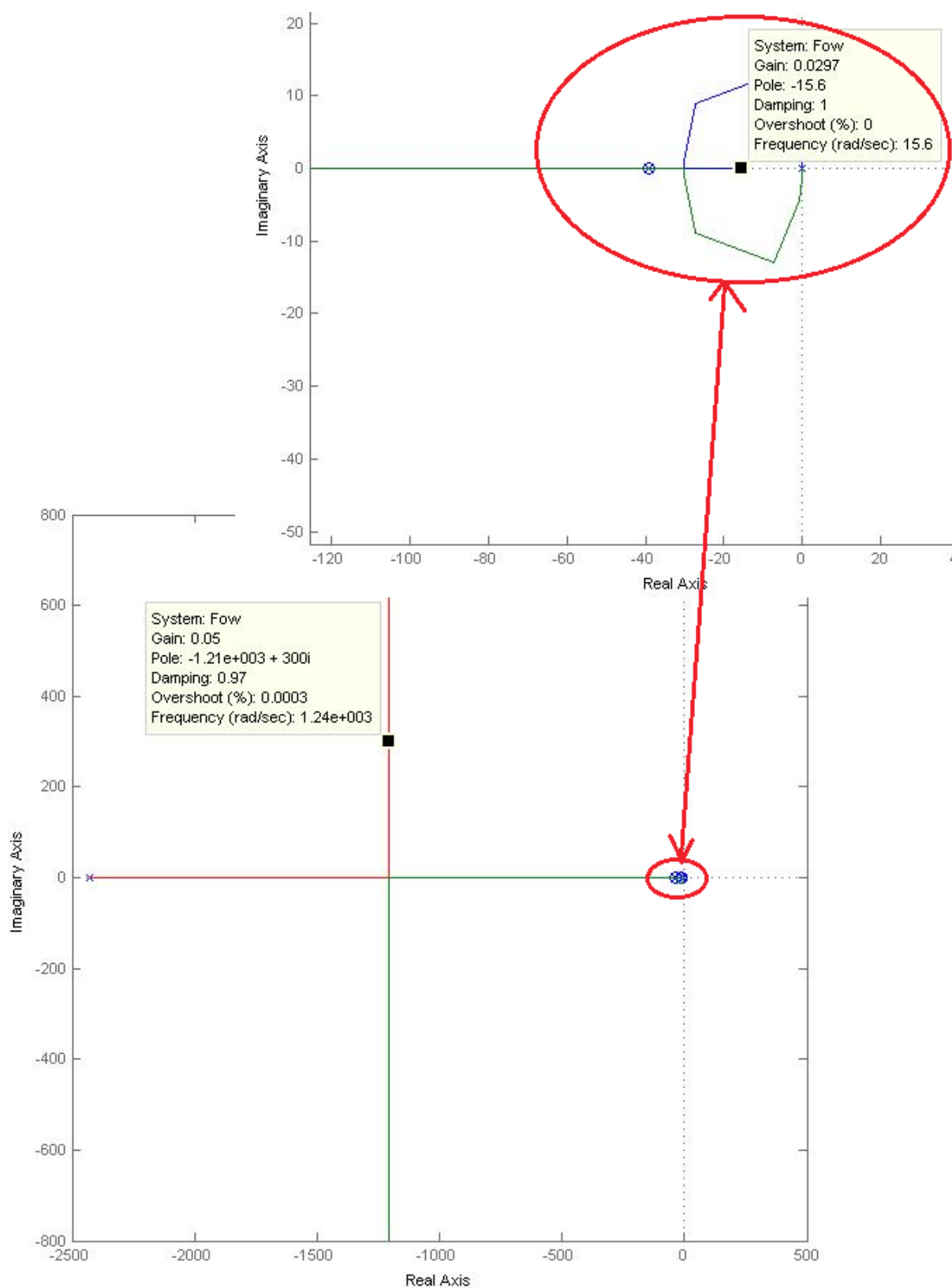
V kořenovém hodografu vypadá situace následovně:



Obr 7: Kořenový hodograf otevřené smyčky přenosu úhlové rychlosti  $\omega$  (neobsahuje regulátor)

Rozhodl jsem se pro regulaci využít PI regulátor, neboť požaduji nulovou ustálenou

odchylku pro přenos žádané veličiny a poruchy. Polohu nuly PI regulátoru jsem zvolil na pozici „- 15“ na ose x, jelikož se nedá očekávat, že by otáčková smyčka mohla být rychlejší než proudová smyčka. Výsledný kořenový hodograf se zahrnutým regulátorem otáček bude vypadat následovně:



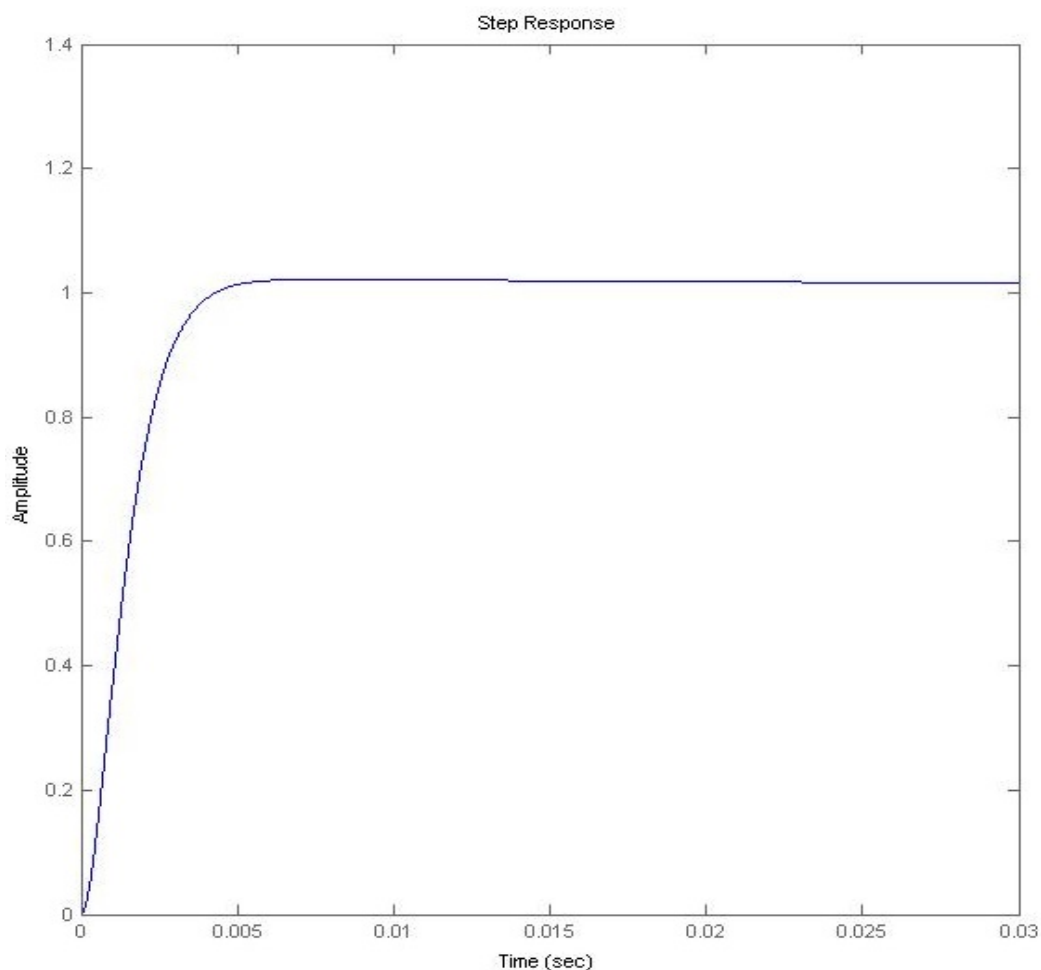
Obr 8: Kořenový hodograf otevřené smyčky přenosu úhlové rychlosti  $\omega$  obsahující regulátor. S vyznačenou přibližnou polohou zvoleného zesílení (0,05).

Zesílení bylo zvoleno na hodnotu 0,05. Jeho hodnota byla určena ze simulace. Při zesílení 0,05 bylo dosahováno téměř nejnižšího překmitu a současně jeho velikost dobře kompenzovala poruchu (zátěžný moment).

Finální tvar regulátoru úhlové rychlosti byl:

$$F_{\omega}(p) = 0,05 \frac{p+15}{p} \quad (3.37)$$

Přechodová charakteristika regulátoru otáček na zidealizované soustavě, měnič není uvažován, nepůsobí zátěžný moment, vypadá následovně:



Obr 9: Přechodová charakteristika navržené regulace úhlové rychlosti na zidealizovanou soustavu

Tato přechodová charakteristika má velmi malý překmit a rychle dosahuje žádané hodnoty. Výsledné regulační schéma je možné si prohlédnout v příloze A.

## 4 Odbuzovací algoritmy

V rámci této práce by byly navrženy různé metody pro snížení ztrát synchronního motoru s permanentními magnety. Algoritmy se snaží dosáhnout velikosti proudu  $i_d$  kdy bude mít motor minimální ztráty.

Snížení ztrát pomocí snižování záporné hodnoty proudu  $i_d$  bude probíhat na základě dvou mechanismů:

Na základě amplitudy a fáze napětí na motoru bude vyvoláván proud tekoucí motorem, který zajistí kromě konvenční generace momentu i generaci reluktančního momentu. Konvenční generaci momentu je možné si pro jednoduchost představit jako působení magnetického pole na proudovodič („Flemingovský moment“). Díky generaci reluktančního momentu bude zajištěna větší generace momentu na jeden ampér protékajícího proudu, než by bylo možné jen při generaci momentu pouze pomocí působení magnetu na proudovodič podle Flemingova pravidla levé ruky. Nicméně přílišná generace proudu  $i_d$  by způsobila generování více reluktančního momentu než je optimální, tím by došlo ke snížení produkce „Flemingovského“ momentu a ztráty na jeden ampér by byly opět vyšší.

Druhým mechanismem pro snížení ztrát je snížení ztrát v železe. Ztráty v železe vznikají díky několika mechanismům. Prvním jsou ztráty vířivými proudy, ty v motoru vznikají tak, že vlivem pohybujícího se magnetického pole dochází ke změnám magnetického pole protékajícího železem. Tyto změny budou záviset na úhlové rychlosti motoru – stojící motor je bude mít nulové a rychle běžící motor zase větší. Změny magnetického pole budou záviset ještě na amplitudě magnetického pole. Větší amplituda magnetického pole povede k tomu, že strmost změny magnetického pole při konstantní rychlosti bude větší a tím budou i větší ztráty motoru. Nižší amplituda magnetického pole, která je dána působením magnetického pole vyvolaného proudem  $i_d$  sníží velikost amplitudy magnetického pole procházejícího statorem a tím i ztráty v motoru.

Dalšími ztrátami v železe jsou ztráty dané magnetickou tvrdostí železa. Ideální železo pro motor by bylo dokonale magneticky měkké. Pro reálné motory to ale neplatí a ztráty tohoto typu budou nenulové. Tyto ztráty závisí opět na velikosti amplitudy změny magnetického pole. Snížením velikosti magnetického pole jako takového pomocí generace magnetického toku vinutím v ose d se dosáhne snížení amplitudy změn, tedy snížení těchto ztrát.

Snížení magnetických ztrát vlivem snížení frekvence změn magnetického pole není u synchronního motoru možné, protože otáčky jsou u většiny aplikací jsou dané.

Ztráty pro účely této práce jsou určeny na základě napětí a proudů na jednotlivých fázích motoru. Pro výpočet ztrát touto metodou by bylo potřeba na každé fázi třífázového motoru měřit napětí a proud. Toto měření musí být schopno měřit i nesinusové průběhy, jelikož při provádění akčních zásahů se mění průběh napětí i proudu. Pokud by ale byly regulátory navrženy jako velmi pomalé a zátěžný moment by se měnil velmi pomalu, bylo by možná možné si vystačit s měřením pouze sinusovitých průběhů. Takováto idealizovaná soustava by mohla být například tepelné čerpadlo, případně větrák. Nicméně v této práci jsou uvažovány průběhy měnící se rychleji, tudíž je uvažováno měření nesinusových průběhů.

Všechny odbuzovací strategie byly implementovány jako Matlabovské s-funkce druhé úrovně. Odbuzovací strategie které potřebovaly look-up tabulky využívaly toho, že look-up tabulky byly implementovány jako samostatné funkce.

## 4.1 Analytické strategie

Analytické metody odbuzování jsou metody, které určují optimální velikost proudu  $i_d$  na základě vzorce. Analytické strategie byly v této práci implementovány pomocí dvou vzorců: (2.21) a (2.26). Vzorec (2.21) určuje velikost proudu  $i_d$  na základě proudu  $i_q$ . Vzorec (2.26) určuje velikost proudu  $i_d$  na základě momentu, který motor generuje. Oba tyto vzorce minimalizují pouze ohmické ztráty. Tyto algoritmy potřebují ke své optimální činnosti aby se parametry motoru nelišily od parametrů které byly použity při jejich návrhu. Případné odlišnosti parametrů by totiž způsobily výpočet  $i_d$  na základě nepravdivých údajů a tím i špatnou velikost  $i_d$ . Špatná velikost  $i_d$  pak způsobí zvětšení ohmických ztrát, pokud je  $i_d$  ale vyšší, může to na druhou stranu způsobit snížení ztrát díky snížení ztrát v železe. Analytické strategie byly v této práci implementovány pomocí dvou vzorců: (2.21) a (2.26). Vzorec (2.21) určuje velikost proudu  $i_d$  na základě proudu  $i_q$ . Vzorec (2.26) určuje velikost proudu  $i_d$  na základě proudu momentu, který motor generuje. Oba tyto vzorce minimalizují pouze ohmické ztráty.

Byly implementovány následující 4 analytické strategie pro snížení ztrát:

### 4.1.1 Analytický na základě $i_q$

Tato strategie počítá  $i_q$  na základě vzorce (2.21). V příloze je demonstrována pod označením „opti\_mot\_analiticky\_iq.mdl“. Samotná odbuzovací metoda má název „opti\_analiticky\_iq.m“. Metoda je implementována tak, že v části Matlabovské s-funkce Update se spočítá nová hodnota na základě dodaných parametrů a vstupu `block.InputPort(2).Data`, který představuje složku proudu  $i_q$ . Hodnota se po výpočtu uloží do proměnné `Dwork(1)`. Odkud je přenesena na výstup. Postup ilustruje následující výňatek kódu:

```
function Output(block)
block.OutputPort(1).Data = block.Dwork(1).Data;
%endfunction

function Update(block)
Ld_t= block.DialogPrm(1).Data;
Lq_t= block.DialogPrm(2).Data;
TOKf_t= block.DialogPrm(3).Data;
id_theory=(TOKf_t-sqrt(TOKf_t*TOKf_t+4*(Lq_t-
Ld_t)^2*block.InputPort(2).Data^2))/(2*(Lq_t-Ld_t));
block.Dwork(1).Data= id_theory ;
```

### 4.1.2 Analytický na základě momentu

Tato strategie počítá  $i_q$  na základě vzorce (2.26). V příloze je demonstrována pod označením „opti\_mot\_analiticky\_m.mdl“. Samotná odbuzovací metoda má název „opti\_analiticky\_m.m“. Samotná funkce se liší od analytického odbuzování v několika detailech, vstupem do funkce je moment místo  $i_q$ . Další odlišností je, že funkce začne odbuzovat až ve třetím kroku simulace, tím je zajištěno, že má všechny potřebné veličiny. Bez tohoto ošetření nebylo metodu možno odsimulovat. Z důvodu zajištění robustnosti simulace a vzhledem k tomu, že příslušný vzorec je poprvé nastíněn v této práci a není tudíž dlouhodobě osvědčen, byly implementovány i bezpečnostní limity pro zajištění stability simulace. Klíčová část kódu vypadá následovně:

```
Ld_t= block.DialogPrm(1).Data;
Lq_t= block.DialogPrm(2).Data;
TOKf_t= block.DialogPrm(3).Data;
fip=TOKf_t;
L_roz=Ld_t-Lq_t;
Pp=3;
M_pom=block.InputPort(2).Data;
id_spec=- (sqrt((3^(3/2)*fip^3*Pp)/
(2*L_roz^2*sqrt((108*L_roz^2*Pp^2*((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+
1024*M_pom^2*L_roz^2)))/(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3)-(2*M_pom^2*fip^2)/
(9*L_roz^4*Pp^2))^(2/3)+27*fip^2*Pp^2*((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*P
p^2+1024*M_pom^2*L_roz^2)))/(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3)-
(2*M_pom^2*fip^2)/(9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3)-64*M_pom^2)/
(((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+1024*M_pom^2*L_roz^2)))/
(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3)-(2*M_pom^2*fip^2)/
(9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3))))-
((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+1024*M_pom^2*L_roz^2)))/
(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3)-(2*M_pom^2*fip^2)/
(9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3)+(16*M_pom^2)/
(27*L_roz^2*Pp^2*((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+1024*M_pom^2*L_ro
z^2)))/(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3)-(2*M_pom^2*fip^2)/
(9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3))+fip^2/(2*L_roz^2)))/(2)+
(sqrt((108*L_roz^2*Pp^2*((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+1024*M_pom
```

```

^2*L_roz^2)) / (3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3) - (2*M_pom^2*fip^2) /
(9*L_roz^4*Pp^2))^(2/3) + 27*fip^2*Pp^2 * ((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*P
p^2+1024*M_pom^2*L_roz^2)) / (3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3) -
(2*M_pom^2*fip^2) / (9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3) - 64*M_pom^2) /
(((2*M_pom^2*sqrt(243*fip^4*Pp^2+1024*M_pom^2*L_roz^2)) /
(3^(9/2)*L_roz^4*Pp^3) - (2*M_pom^2*fip^2) /
(9*L_roz^4*Pp^2))^(1/3))) / (4*3^(3/2)*L_roz*Pp) - (3*fip) / (4*L_roz);
id_theory=id_spec;
if(id_theory>100)
    id_theory=100;
end
if(id_theory<-100)
    id_theory=-100;
end
block.Dwork(1).Data= id_theory ;

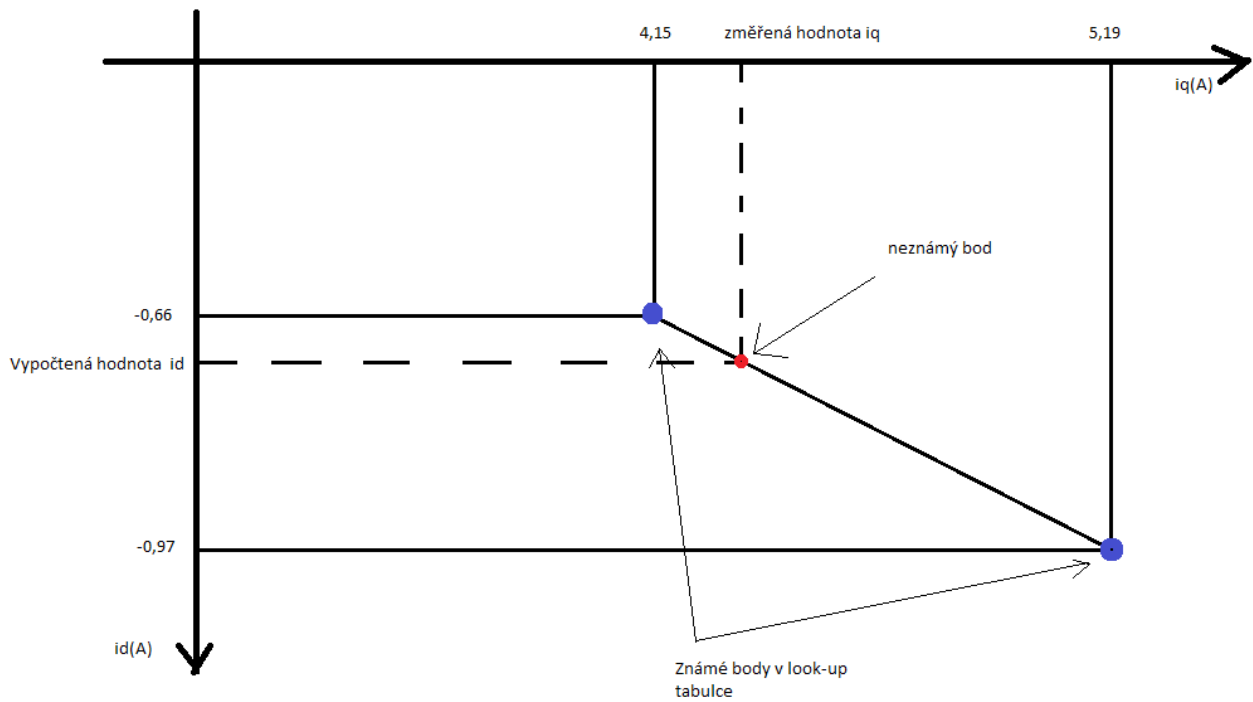
```

### 4.1.3 Look-up na základě $i_q$

Analytické metody byly implementovány i v podobě look-up tabulky. Cílem bylo snížit výpočetní náročnost odbuzovacích metod.

V příloze je demonstrována tato metoda pod označením „opti\_mot\_look\_up\_iq.mdl“. Samotná odbuzovací metoda má název „opti\_look\_up\_iq.m“. Funkce pro vyhledávání v look-up tabulce na základě  $i_q$  je implementována pod názvem „id\_look\_up\_iq.m“. Postup odbuzování probíhal takto:

Na základě došlého  $i_q$  byla v tabulce předpočítaných hodnot vyhledána známá hodnota o velikosti nižší než by odpovídalo při analytickém výpočtu. K této hodnotě pak byla připočtena poměrná část daná na základě aproximace průběhu odbuzovací funkce přímkou. Pokud hodnota ležela mimo look-up tabulku, je jí přiřazena nejbližší hodnota v look-up tabulce. Na následujícím obrázku je tento postup ilustrován:



Obr. 10: Ilustrace výpočtu odbuzovací hodnoty mezi body look-up tabulky

Část kódu pro výpočet odbuzované hodnoty pak vypadala následovně:

```

if(merene_iq>0 && merene_iq<datatable_iq(80+1) )
    zadane=merene_iq/(iqmax/80);
    indexiq1= int16(zadane-0.5) ;%matlab meni na int jinak nez C
    indexiq2= indexiq1+1;
    datatable_id(indexiq1+1);
    datatable_id(indexiq2+1);
    datatable_iq(indexiq1+1);
    id_vysl=datatable_id(indexiq1+1)+(datatable_id(indexiq2+1)-
        datatable_id(indexiq1+1))/(1/80*iqmax)*(merene_iq);
end
if(merene_iq<=0)
    id_vysl=0;
end
if(merene_iq>=datatable_iq(80+1))
    id_vysl=-31.5056;
end
id=id_vysl;

```

Look-up tabulka na základě  $i_q$  obsahovala následující hodnoty :

|           |      |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-----------|------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $i_q$ [A] | 0,00 | 1,04   | 2,08   | 3,11   | 4,15   | 5,19   | 6,23   | 7,26   | 8,30   | 9,34   | 10,38  |
| $i_d$ [A] | 0,00 | -0,05  | -0,19  | -0,40  | -0,66  | -0,97  | -1,30  | -1,65  | -2,01  | -2,38  | -2,76  |
| $i_q$ [A] |      | 11,41  | 12,45  | 13,49  | 14,53  | 15,56  | 16,60  | 17,64  | 18,68  | 19,71  | 20,75  |
| $i_d$ [A] |      | -3,15  | -3,54  | -3,93  | -4,33  | -4,72  | -5,12  | -5,53  | -5,93  | -6,33  | -6,74  |
| $i_q$ [A] |      | 21,79  | 22,83  | 23,86  | 24,90  | 25,94  | 26,98  | 28,01  | 29,05  | 30,09  | 31,13  |
| $i_d$ [A] |      | -7,15  | -7,55  | -7,96  | -8,37  | -8,78  | -9,19  | -9,60  | -10,01 | -10,42 | -10,83 |
| $i_q$ [A] |      | 32,16  | 33,20  | 34,24  | 35,28  | 36,31  | 37,35  | 38,39  | 39,43  | 40,46  | 41,50  |
| $i_d$ [A] |      | -11,24 | -11,65 | -12,07 | -12,48 | -12,89 | -13,30 | -13,71 | -14,13 | -14,54 | -14,95 |
| $i_q$ [A] |      | 42,54  | 43,58  | 44,61  | 45,65  | 46,69  | 47,73  | 48,76  | 49,80  | 50,84  | 51,88  |
| $i_d$ [A] |      | -15,36 | -15,78 | -16,19 | -16,60 | -17,02 | -17,43 | -17,84 | -18,26 | -18,67 | -19,08 |
| $i_q$ [A] |      | 52,91  | 53,95  | 54,99  | 56,03  | 57,06  | 58,10  | 59,14  | 60,18  | 61,21  | 62,25  |
| $i_d$ [A] |      | -19,50 | -19,91 | -20,32 | -20,74 | -21,15 | -21,57 | -21,98 | -22,39 | -22,81 | -23,22 |
| $i_q$ [A] |      | 63,29  | 64,33  | 65,36  | 66,40  | 67,44  | 68,48  | 69,51  | 70,55  | 71,59  | 72,63  |
| $i_d$ [A] |      | -23,63 | -24,05 | -24,46 | -24,88 | -25,29 | -25,71 | -26,12 | -26,53 | -26,95 | -27,36 |
| $i_q$ [A] |      | 73,66  | 74,70  | 75,74  | 76,78  | 77,81  | 78,85  | 79,89  | 80,93  | 81,96  | 83,00  |
| $i_d$ [A] |      | -27,78 | -28,19 | -28,60 | -29,02 | -29,43 | -29,85 | -30,26 | -30,68 | -31,09 | -31,51 |

Tab 2: Hodnoty look-up tabulky pro odbuzování podle proudu  $i_q$

#### 4.1.4 Look-up na základě momentu

Vyhledávání hodnot  $i_d$  pomocí look-up tabulky na základě momentu byla provedena podle stejných principů jako vyhledávání v look-up tabulce na základě  $i_q$ . V příloze je tato metoda označena jako `opti_mot_look_up_m.mdl`. Samotná odbuzovací metoda má název `opti_look_up_m.m`. Funkce pro vyhledávání v look-up tabulce na základě momentu je implementována pod názvem `id_look_up_m.m`.

Funkce se v zásadě nelišila od vyhledávání na základě  $i_q$  v look-up tabulce kromě toho, že vyhledávala na základě momentu místo  $i_q$ . Tabulka pro tuto variantu měla následující tvar:

|           |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| M [Nm]    | -0,50 | -0,45 | -0,40 | -0,35 | -0,30 | -0,25 | -0,20 | -0,15 | -0,10 | -0,05 |
| $i_d$ [A] | -4,90 | -4,42 | -3,93 | -3,41 | -2,87 | -2,31 | -1,74 | -1,16 | -0,61 | -0,18 |
| 0,00      | 0,05  | 0,10  | 0,15  | 0,20  | 0,25  | 0,30  | 0,35  | 0,40  | 0,45  | 0,50  |
| 0,00      | -0,18 | -0,61 | -1,16 | -1,74 | -2,31 | -2,87 | -3,41 | -3,93 | -4,42 | -4,90 |

Tab3: Look-up tabulka pro variantu odbuzování pomocí momentu

## 4.2 Iterativní strategie

Iterativní metody hledání minima funkcí byly v této práci aplikovány pro minimalizaci ztrát. Iterativní metody minimalizace ztrát jsou metody, které nehledají minimum funkce pomocí analytického vzorce, ale na základě jistého algoritmu se k minimu postupně přibližují. Jsou podmnožinou z mnoha metod matematické optimalizace pro hledání minima. Numerické metody optimalizace postupně zkouší různé hodnoty dosazovat do funkce a na základě výsledku dosazení a výsledku dosazení předešlých hodnot zkouší nové hodnoty.

Pro aplikaci minimalizace ztrát je potřeba s uvědomit, že soustava je v čase proměnná, tudíž některé metody hledání minima, jako například metoda bisekce nebo hledání minima metodou zlatého řezu jsou pro tuto aplikaci problematické. Důvodem je, že při nenalezení minima by se musel zvolit větší interval, přičemž při použití těchto metod by docházelo ke zkoušení značně rozdílných žádaných hodnot  $i_d$  v krátkém čase, což by mělo za následek i patřičné vychýlení otáček do doby, než by jej regulátor zkorigoval. Dá se říci, že pro jakékoliv změny žádané veličiny  $i_d$  bude docházet k dočasnému vychýlení otáček. Míra vychýlení otáček bude záviset na míře změny žádané veličiny  $i_d$ . Tudíž při požadavku na rychlé dosažení optimálního proudu  $i_d$ , nemůže být dosaženo úplně přesného udržování žádaných otáček. Pokud budu požadovat přesné otáčky, nemůže být hodnota  $i_d$  měněna příliš razantně.

Pro minimalizaci ztrát se jeví na základě výše zmíněného skutečnosti jako použitelné iterativní metody hledání minima a to konkrétně skupina metod které se nazývají metody gradientní. Pro hledání minima byla použita metoda nejstrmějšího klesání. Tato metoda volí následující hodnotu podle vzorce:

$$x_{k+1} = x_k + \text{Krok} \cdot \text{Směr} \quad (4.1)$$

„Krok“ byl pro moji aplikaci konstantní a „Směr“ závisel na předešlých hodnotách následovně:

$$\begin{aligned} (f(x_{k-1}) - f(x_k)) > 0 \text{ a současně } (x_{k-1} - x_k) > 0 &\Rightarrow \text{Směr} = 1 \\ (f(x_{k-1}) - f(x_k)) > 0 \text{ a současně } (x_{k-1} - x_k) \leq 0 &\Rightarrow \text{Směr} = -1 \\ (f(x_{k-1}) - f(x_k)) \leq 0 \text{ a současně } (x_{k-1} - x_k) > 0 &\Rightarrow \text{Směr} = -1 \\ (f(x_{k-1}) - f(x_k)) \leq 0 \text{ a současně } (x_{k-1} - x_k) \leq 0 &\Rightarrow \text{Směr} = 1 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Hodnota  $x$  jako měněná veličina je v případě minimalizace ztrát proud  $i_d$  a  $f(x)$  jsou naměřené ztráty. Krok byl zvolen konstantní, neboť při variabilním kroku by mohlo na začátku optimalizace docházet k velkému vychýlení otáček a pro malý variabilní krok by mohla metoda konvergovat jen velmi pomalu. Metoda s pevným krokem je nejrobustnější řešení, které vzhledem k tomu, že ztrátová funkce má jen jedno minimum (viz. Obr. 3) bude vždy konvergovat. Rychlost konvergence jde ovlivnit volbou vhodné velikosti kroku. Výhodou iterativních metod je, že na motoru nemusí být měřen moment a to, že minimalizují celkové ztráty, tedy nejen ztráty v mědi, ale i ztráty i železe. Nevýhodou je, že požadují znalost ztrát, což s sebou přináší nezbytnost jejich měření. Nicméně obecně platí, že měření ztrát bývá levnější než měření momentu, protože se jedná o elektrické veličiny.

V této práci byly implementovány dvě čistě iterativní metody minimalizace ztrát:

#### 4.2.1 Iterativní metoda s pevným intervalem

Tato metoda prováděla odbuzování v pravidelných časových intervalech – to je každých 0,01 sekundy byla zvýšena nebo snížena žádaná hodnota proudu  $i_d$ . Doba čekání je nezbytná, aby došlo k alespoň částečnému projevu odbuzování na výstupu, bez tohoto zdržení by docházelo po změně  $i_d$  k růstu otáček a tím pádem na modelu i účinnosti, díky časové prodlevě mají otáčky čas se více ustálit a systém tak bude oscilovat méně. Pro snížení amplitudy oscilací je možné snížit velikost kroku, to je ale za cenu zpomalení reakční doby odbuzování. Rychlost odbuzování je nastavitelná pomocí velikosti časového intervalu a kroku změny  $i_d$ . V simulaci je zvolen krok 0,02.

V příložené praktické části je demonstrována na modelu označeném „opti\_mot\_uni\_with\_delay.mdl“. Samotný algoritmus je implementován v s-funkci druhé úrovně s názvem „optiuniversal\_with\_delay.m“.

#### 4.2.2 Iterativní metoda s podmínkou ustálenosti otáček a minimálním časovým intervalem

Tato metoda každých 0,01 sekundy kontroluje, jestli jsou otáčky v intervalu kolem žádané veličiny. Pokud jsou, znamená to, že jsou přibližně ustáleny a je možné zvolit nové  $i_d$ . Krok je volen opět na 0,02. Cílem této metody bylo zklidnit metodu s pevným intervalem a dosáhnout tak méně agresivní oscilace otáček

V příložené praktické části je demonstrována na modelu označeném „opti\_mot\_uni\_with\_delay\_rev.mdl“. Samotný algoritmus je implementován v s-funkci druhé úrovně s názvem „optiuniversal\_with\_delay\_rev.m“.

### 4.3 Kombinované strategie

Nevýhodou analytických metod odbuzování je, že s nepřesnými parametry nebudou konvergovat k minimálním ztrátám, na druhou stranu nepotřebují čekat na ustálení otáček a tím pádem pružněji reagují na změny v soustavě (změna zatěžovacího momentu nebo otáček).

Výhodou iterativních metod je, že parametry soustavy nemusím znát a přesto se k minimu dokonvergují. Na druhou stranu ale musím vždy do jisté míry čekat na ustálení soustavy a tím pádem jsou tyto metody pomalejší.

Pro spojení výhod obou metod je možné si povšimnout následující skutečnosti. Parametry

motoru jsou známy z katalogového listu případně měření a mění se v průběhu běhu motoru jen omezeně. Příkladem změn parametrů může být zahřátí motoru. Pokud stoupne teplota mědi z 20°C na 100°C zvýší se její odpor zhruba o 31%.

Pro zrychlení dynamiky je v kombinovaných metodách kontrolováno, jestli se proud nenachází mimo interval  $\pm 40\%$  od hodnoty spočítané analyticky. Toto pásmo nabízí možnost zoptimalizovat ztráty i po stránce ztrát v železe a současně zrychluje razantně rychlost reakce odbuzování na prudké změny soustavy například náhlé zatížení momentem. V pásmu  $\pm 40\%$  od analytické hodnoty je minimum nalezeno iterativní metodou.

#### **4.3.1 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem s omezením spočítaným analyticky**

Tato metoda každých 0,01 sekundy mění iterativně  $i_d$ . Pokud by žádaná hodnota byla mimo interval  $\pm 40\%$  spočítaný ze vzorce (2.21), je nastavena hodnota  $i_d$  na hraniční hodnotu tohoto intervalu.

Model je v příloze označen „opti\_mot\_uni\_with\_delay\_redlim.mdl“ a volaná funkce pro minimalizaci je nazvána „optiuniversal\_with\_delay\_redlim.m“.

#### **4.3.2 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem s omezením spočítaným z look-up tabulky**

Tato metoda je stejná jako předešlá, jen je omezující interval spočítán z look-up tabulky na základě  $i_q$ .

Model je v příloze označen „opti\_mot\_uni\_with\_delay\_redlim\_look\_up.mdl“ a volaná funkce pro minimalizaci je nazvána „optiuniversal\_with\_delay\_redlim\_look\_up.m“.

#### **4.3.3 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem a ustálenými otáčkami s omezením spočítaným analyticky**

Tato metoda každých 0,01s zkontroluje, jestli jsou otáčky ustáleny, pokud jsou, provede iterativní hledání minima s krokem s pevnou délkou 0,04. Ať se už iterační metoda provede nebo ne je vždy zkontrolováno, jestli je žádaná hodnota mimo interval  $\pm 40\%$  spočítaný ze vzorce (2.21). Pokud je hodnota mimo, je nastaven na příslušnou krajní hodnotu.

Model je v příloze označen „mot\_opti\_rev\_3.mdl“ a volaná funkce pro minimalizaci je nazvána „optiuniversal\_rev.m“.

#### **4.3.4 Kombinovaná metoda s pevným časovým intervalem a ustálenými otáčkami s omezením spočítaným z look-up tabulky**

Tato metoda dělá to stejné, co předešlá metoda, jen s tím rozdílem, že omezující interval je

spočítána z look-up tabulky na základě  $i_q$ .

Model je v příloze označen „mot\_opti\_rev\_3\_look\_up\_iq.mdl“ a volaná funkce pro minimalizaci je nazvána „optiuniversal\_rev\_look\_up\_iq.m“.

## 5 Simulace

Navržené regulátory a metody pro minimalizaci ztrát byly odsimulovány na modelu synchronního motoru s permanentními magnety z [4]. Simulované parametry motoru jsou uvedeny v tabulce 1. Pro simulaci byl zvolen spojitý model motoru. Pro ilustraci je možné si prohlédnout schéma na simulaci pro analytické odbuzování. Nachází se v příloze B.

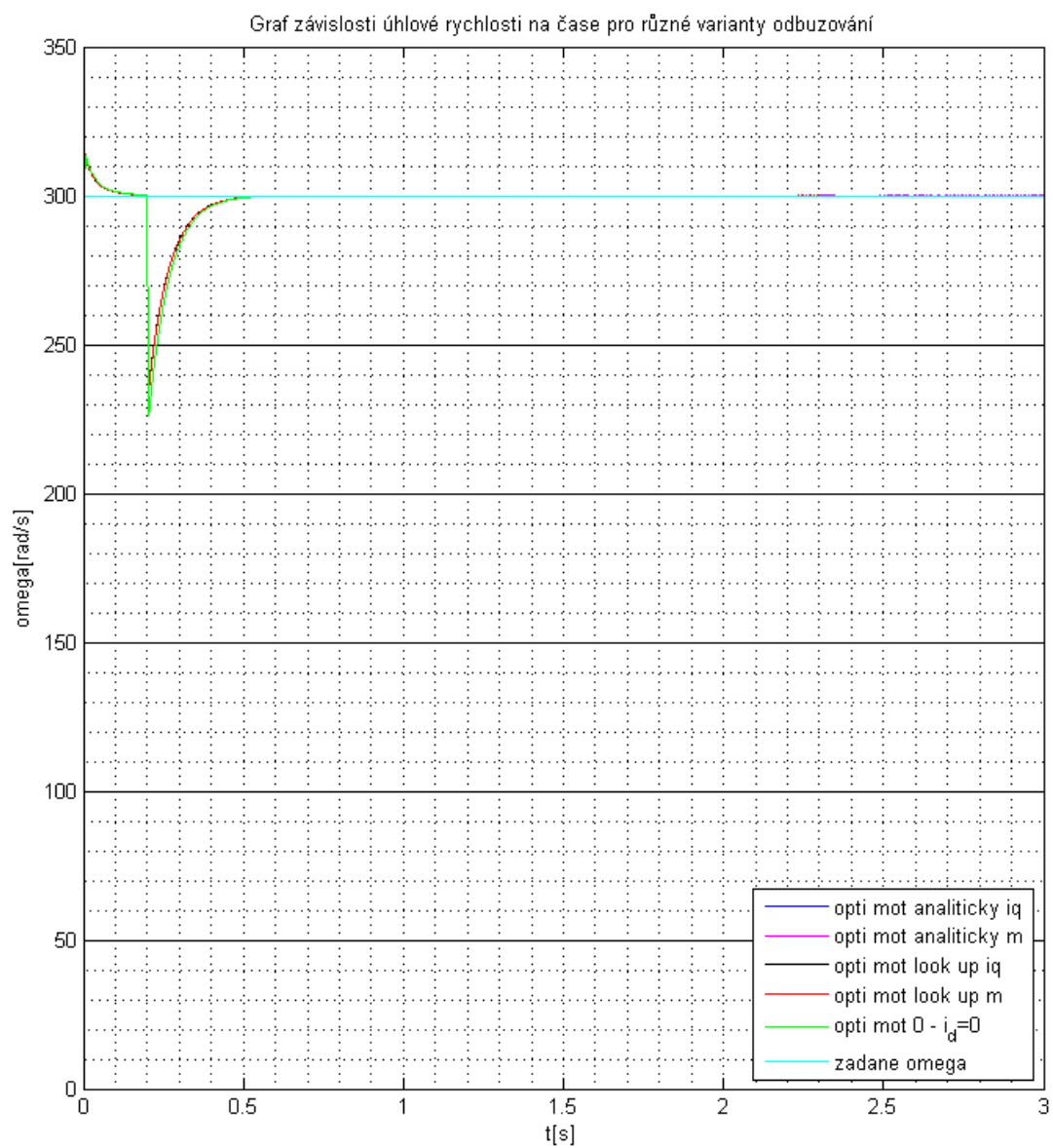
### 5.1 Simulovaný scénář

Simulovaný běh motoru vypadal následovně: Nejprve byla v nulovém čase skokem zvýšena žádaná úhlová rychlost na 360 rad/s. Poté v čase 0,2 s byl motor skokově zatížen zátěžným momentem o velikosti 0,15 Nm. Motor byl simulován po celkovou dobu 3s. Pomocí integrační metody s pevným krokem o délce 0,0001 s a Eulerovou integrační metodou.

### 5.2 Výsledky simulace

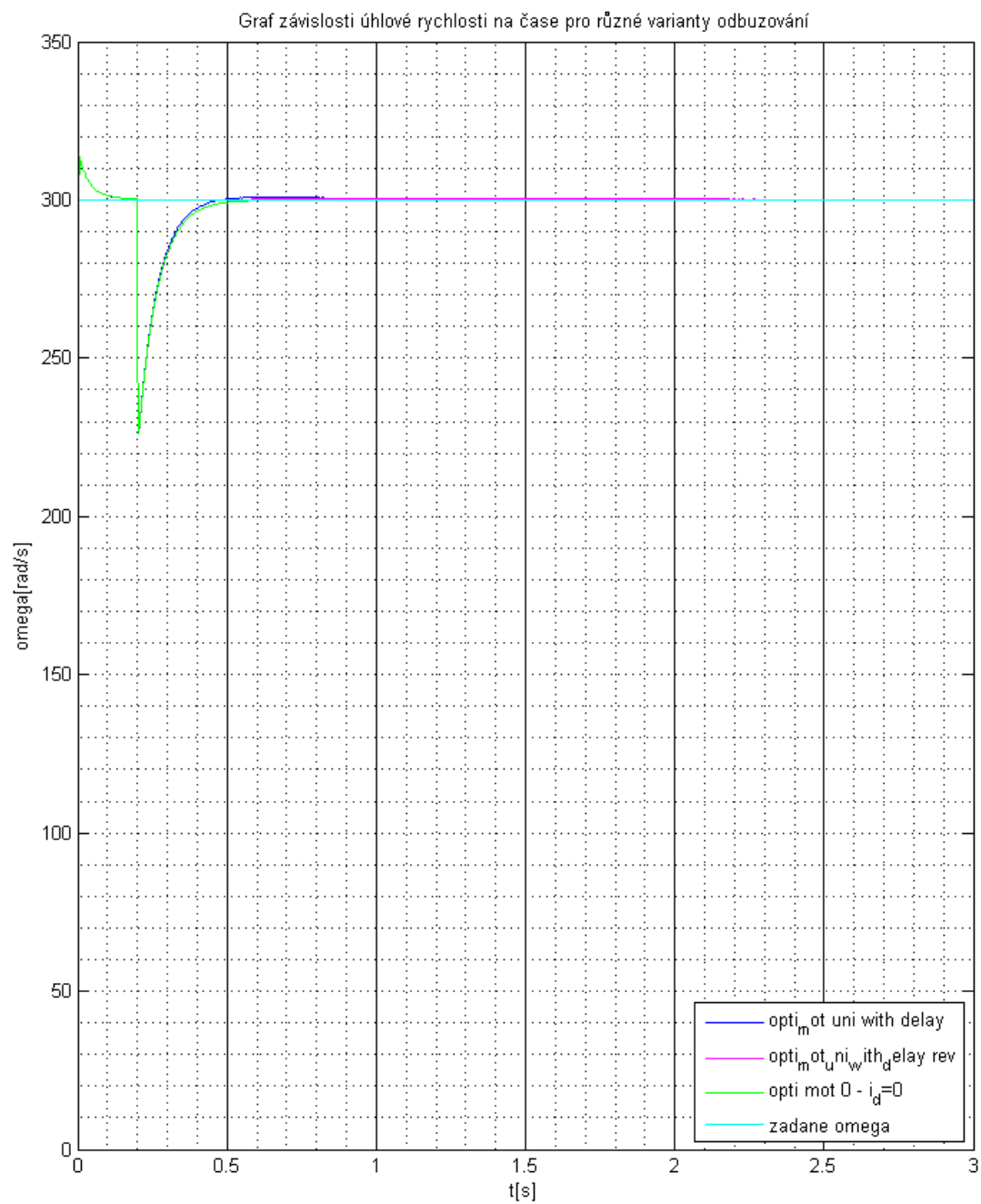
#### 5.2.1 Úhlová rychlost

Otáčky analytických metod vypadaly takto:



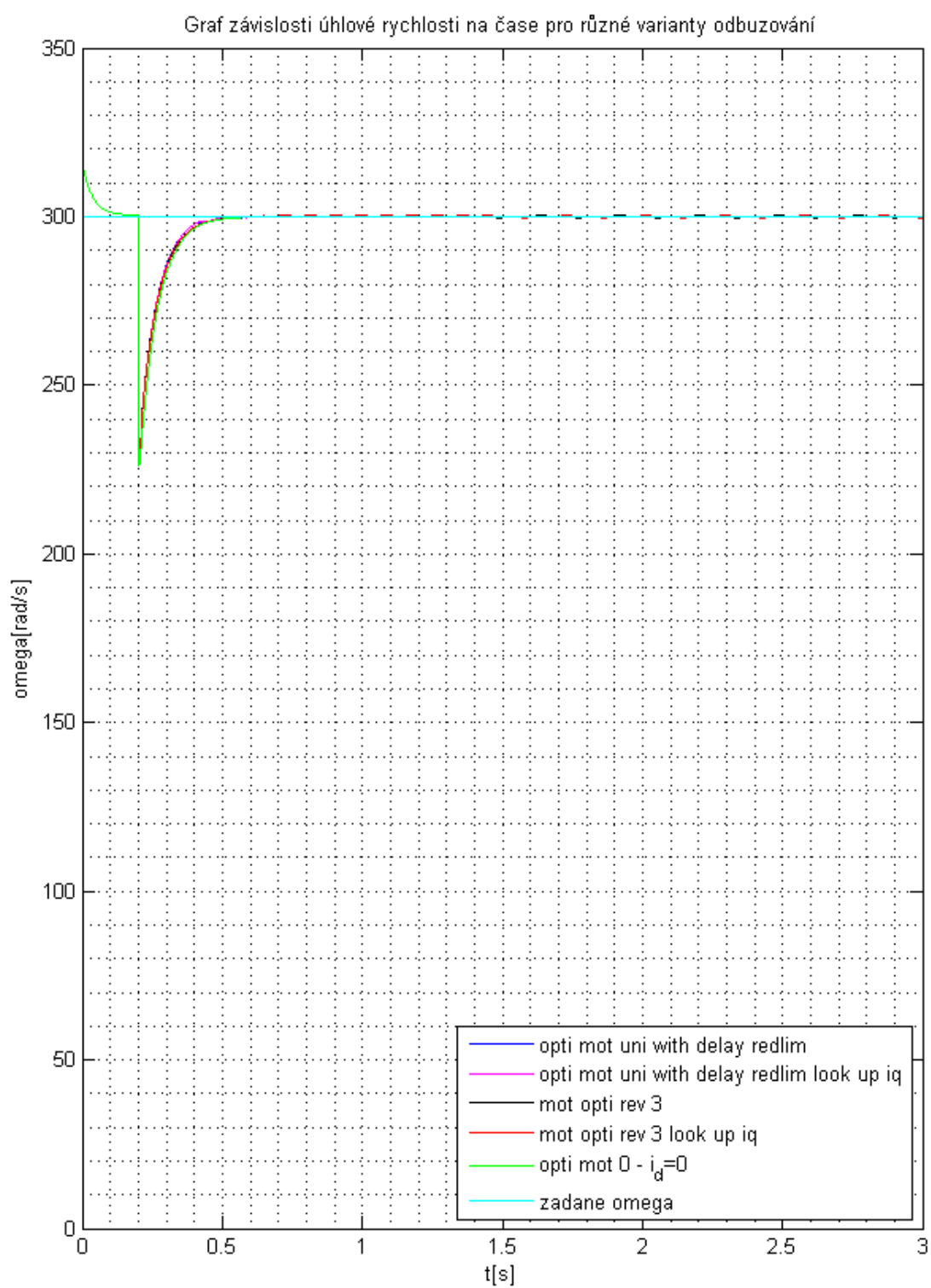
Obr. 11: Úhlová rychlost analytických algoritmů

Úhlová rychlost pro čistě iterační metody vypadala následovně:



Obr. 12: Úhlová rychlost čistě iteračních algoritmů

Průběh úhlové rychlosti kombinovaných algoritmů byl následující:

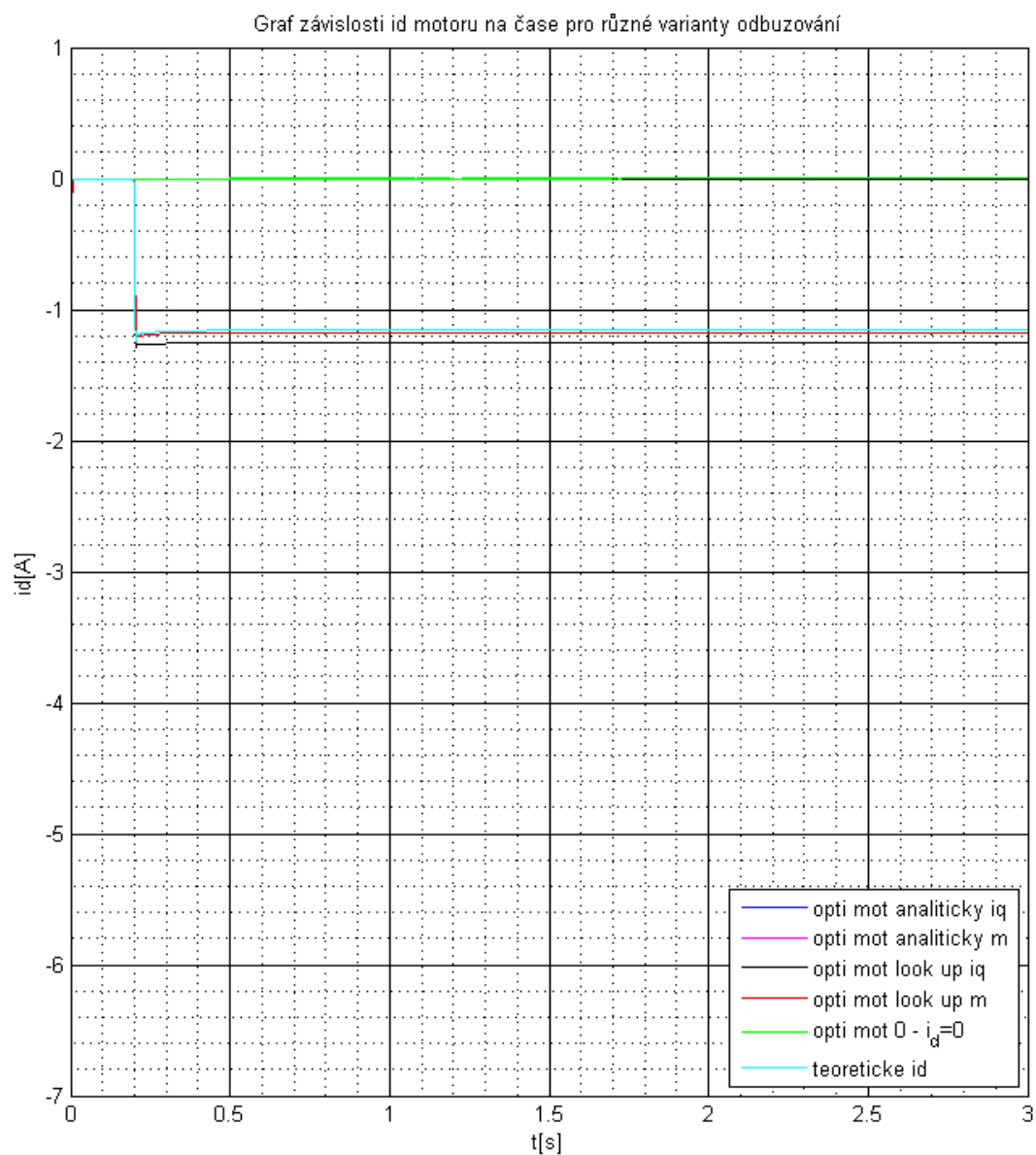


Obr. 13: Úhlová rychlost kombinovaných algoritmů.

Simulace odhalila, že z hlediska dynamiky soustavy odpovídal její překmit odhadu při teoretickém návrhu regulátoru. Analytické metody měnily proud  $i_d$  plynule a nevychylovaly tak moc otáčky, naopak iterativní metody otáčky vychylovaly a v ustáleném stavu oscilovaly s amplitudou v řádu zhruba 1/10000 žádané úhlové rychlosti. Takové kmitání by vadilo jen u aplikací velice náročných na regulaci .

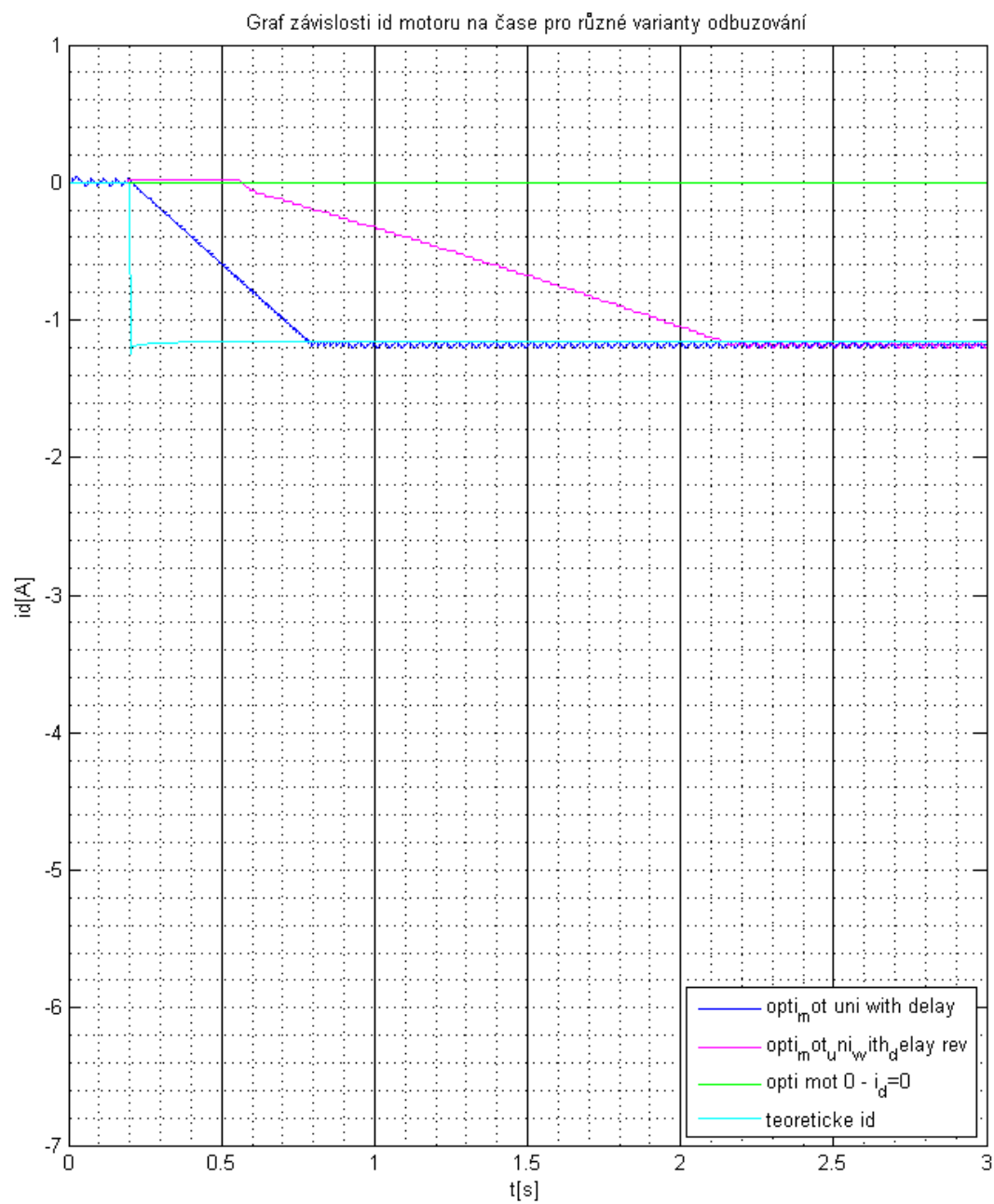
### 5.2.2 Proud $i_d$

Průběh proudu  $i_d$  analytických metod vypadal následovně:



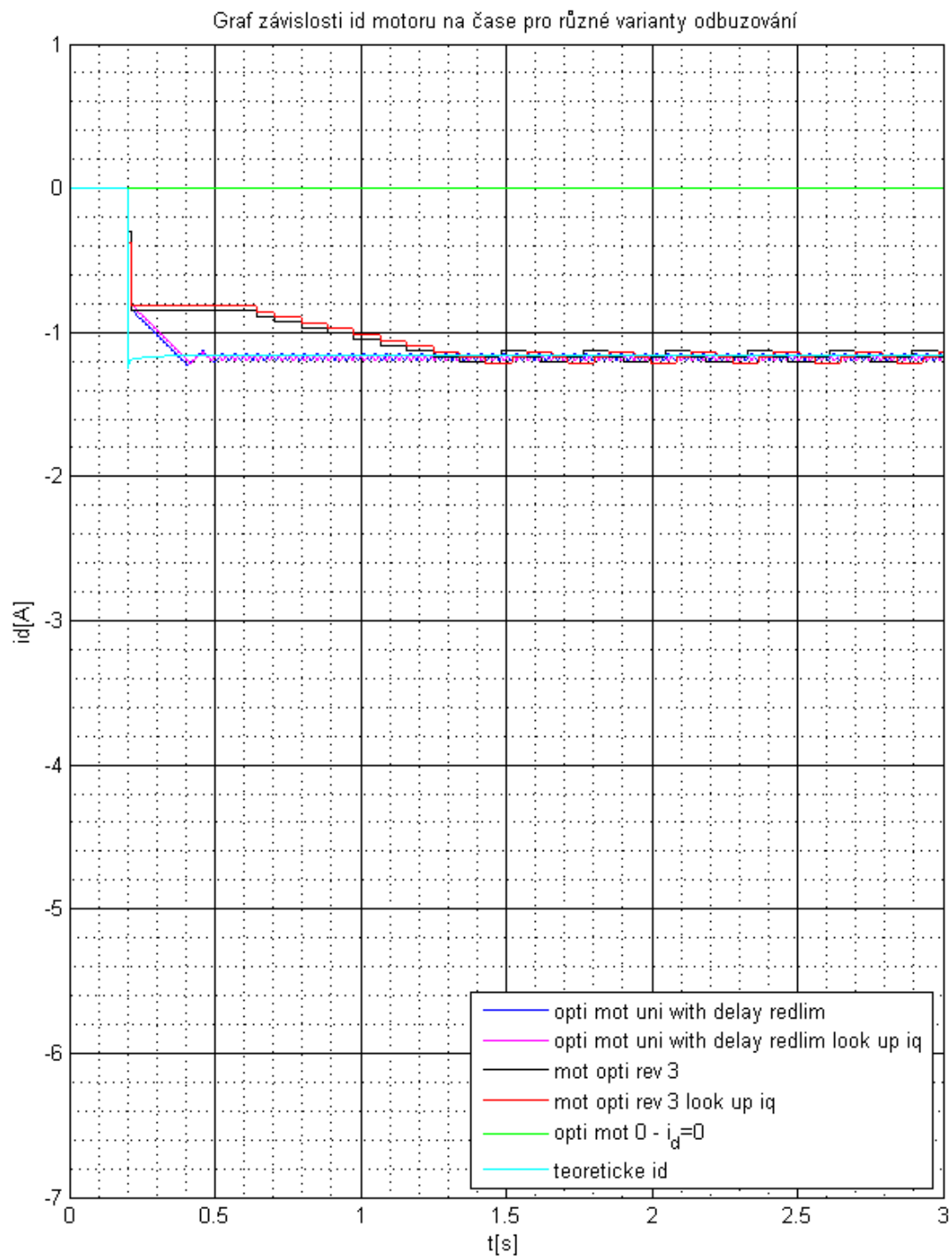
Obr. 14: Proud  $i_d$  analytických algoritmů

Proudy  $i_d$  čistě iteračních algoritmů vypadaly následovně:



Obr. 15: Proud  $i_d$  čistě iteračních algoritmů

Proud  $i_d$  kombinovaných algoritmů vypadal takto:



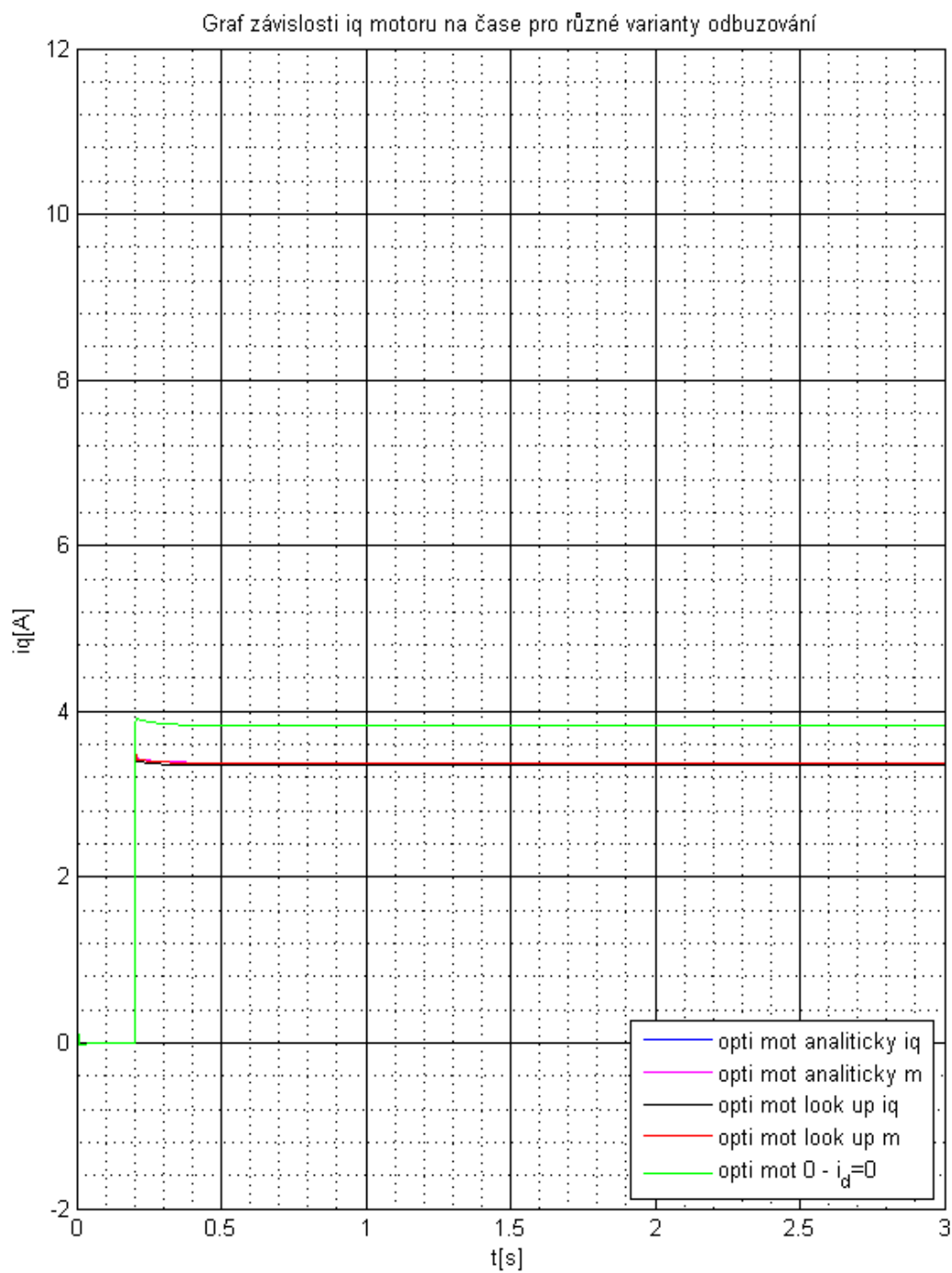
Obr. 16: Proudů  $i_d$  kombinovaných algoritmů

Z hlediska analyticky určených proudů  $i_d$  nebyly mezi jednotlivými analytickými metodami závažné rozdíly. Odbuzování na základě momentu  $i_q$  dávalo totožné hodnoty. Rozdíl mezi look-

up tabulkou a analytickým výpočtem byl způsoben omezenou hustotou look-up tabulky. Na obrázku 15 je dobře vidět rozdíl oproti obrázku 16 z hlediska rychlosti hledání ustálené hodnoty  $i_d$ . Rozdíl je markantní zejména u `opti_mot_uni_with_delay.mdl` u kterého se doba do dosažení ustálené hodnoty pro minimální ztráty snížila zhruba 3 krát. Dále je na těchto grafech vidět, jak se iterativní algoritmy snaží neustále minimalizovat ztráty a tak je  $i_d$  neustále měněno.

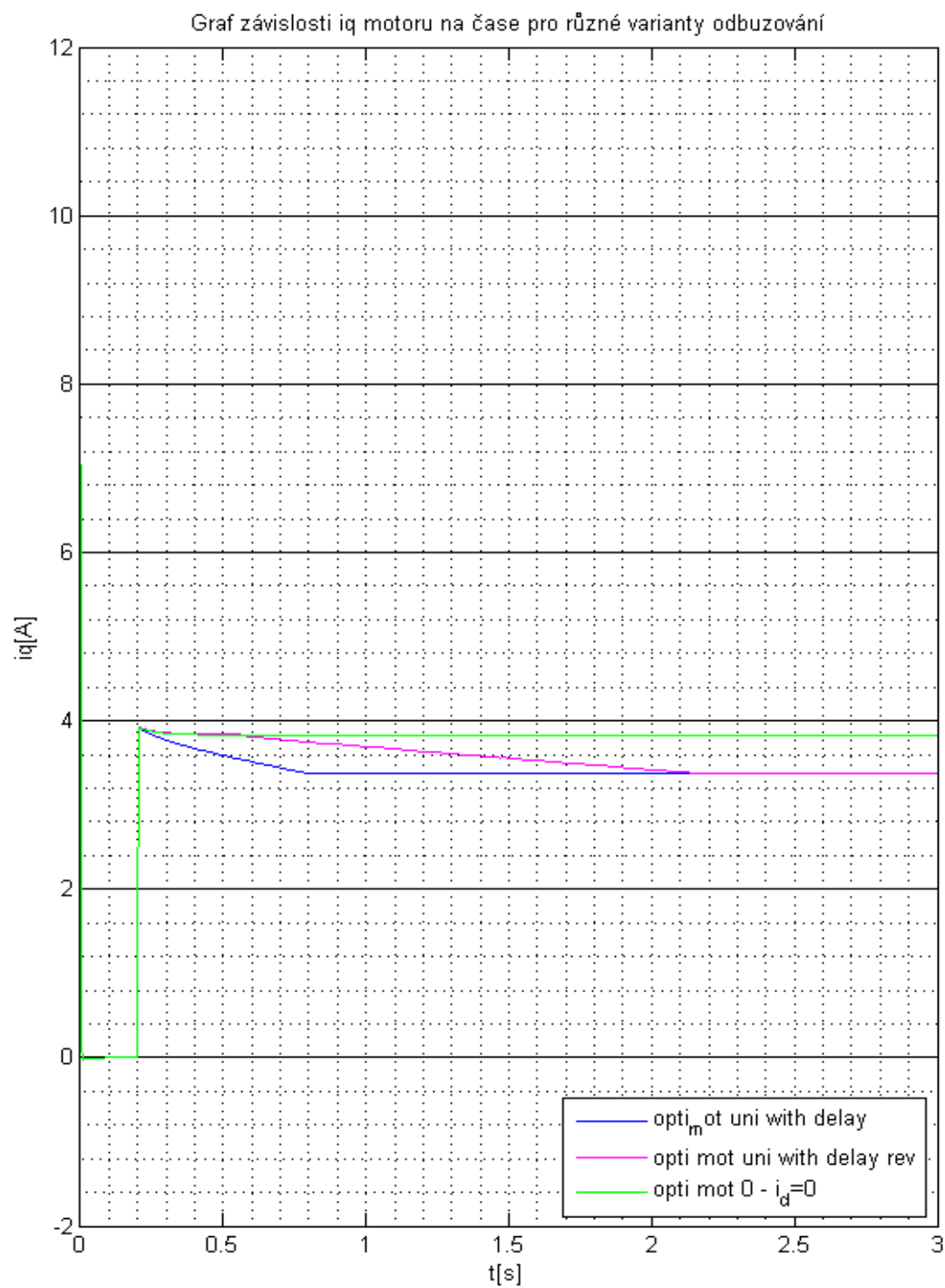
### 5.2.3 Proud $i_q$

Proud  $i_q$  vypadá pro analytické metody následovně:



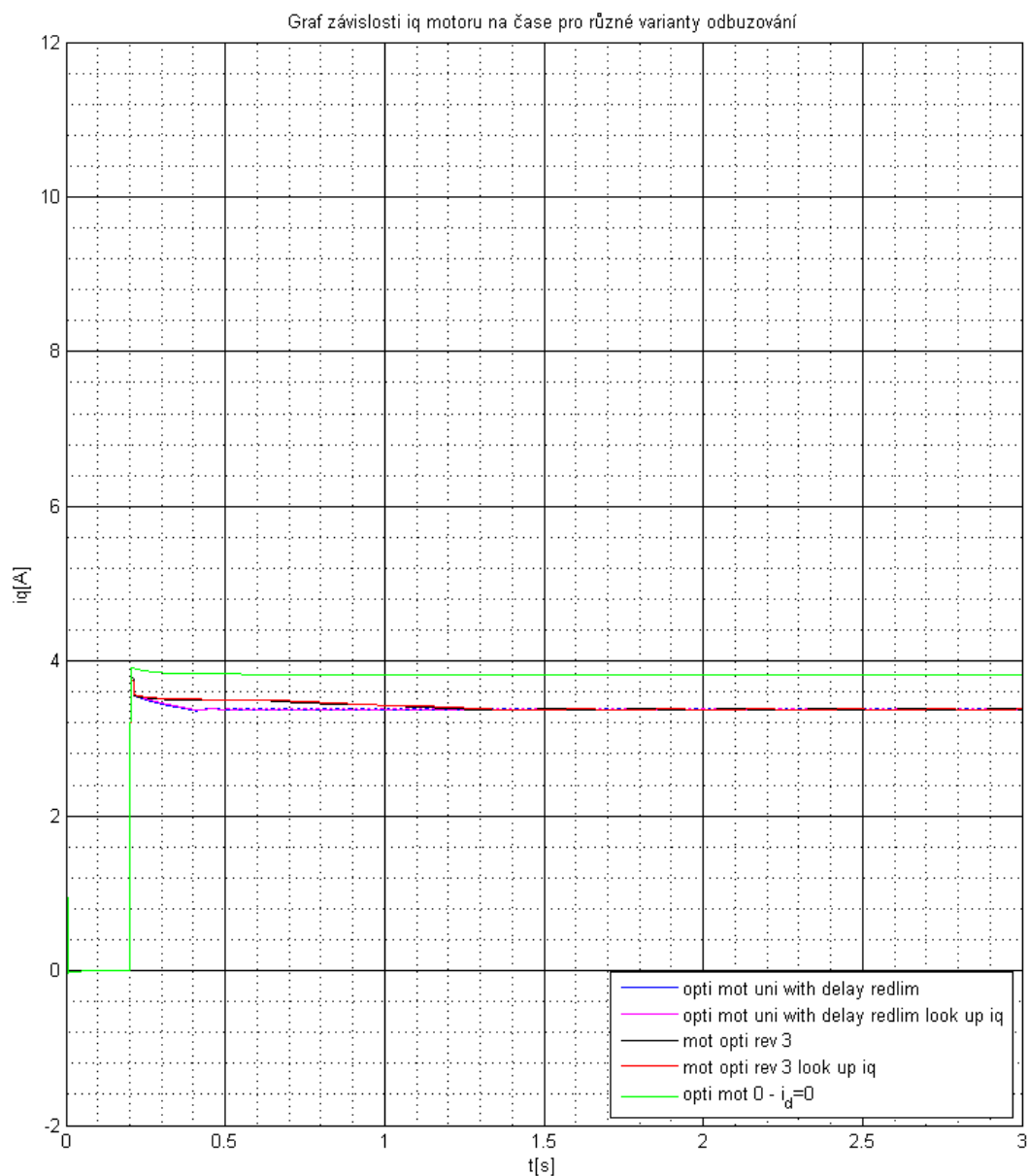
Obr. 17: Proudý  $i_q$  analytických algoritmů

Proudý  $i_q$  iterativních algoritmů mají takovýto vzhled:



Obr. 18: Proudý  $i_q$  čistě iterativních algoritmů

Proudý  $i_q$  kombinovaných algoritmů jsou následující:

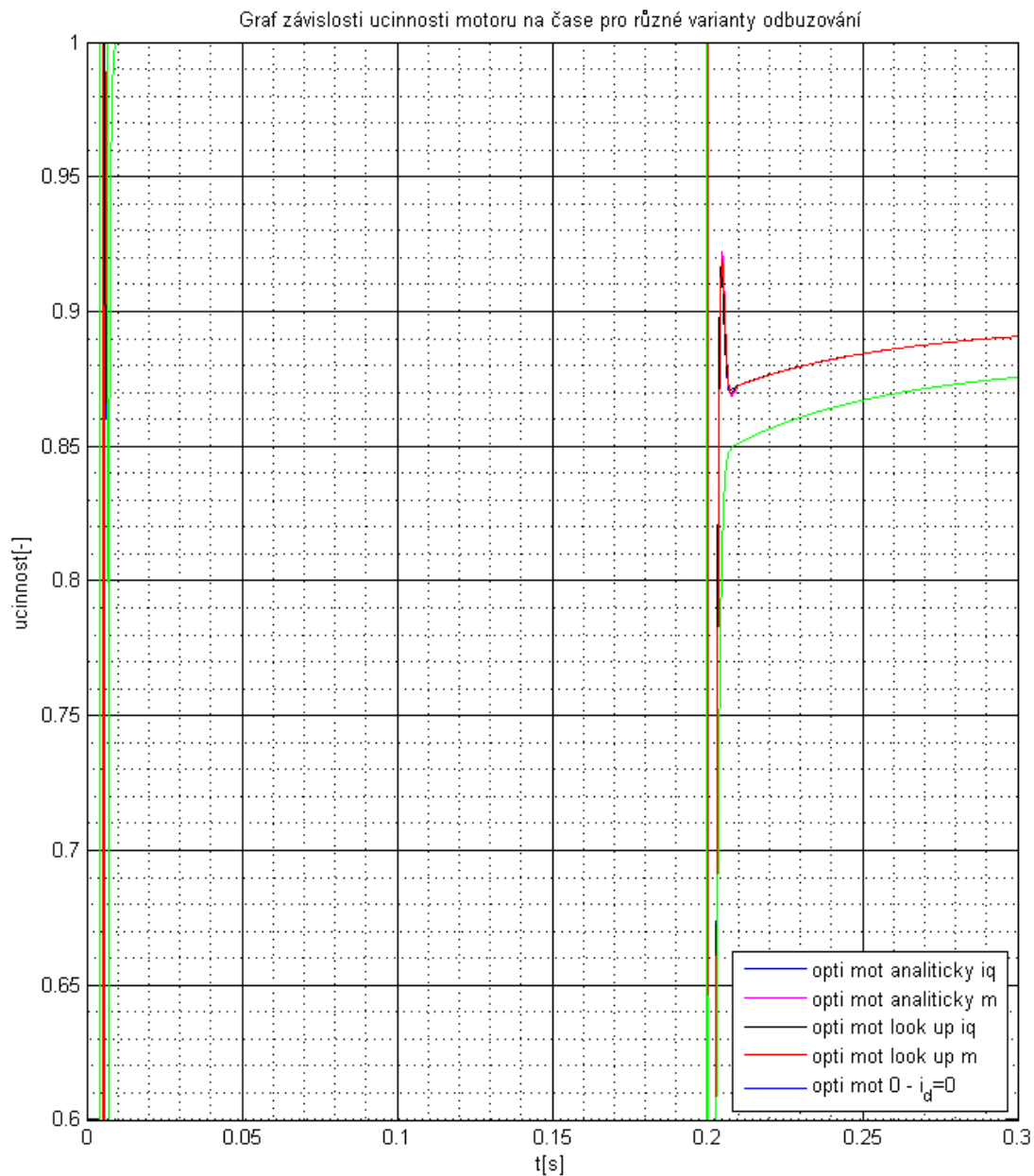


Obr. 19: Proud  $i_q$  kombinovaných algoritmů

Na proudech  $i_q$  je zajímavé si povšimnout zvýšení proudu, když motor zrychloval, dále je na iterativních algoritmech vidět souvislost proudu  $i_q$  a proudu  $i_d$  - když se velikost  $i_d$  zvětšovala, generoval motor více reluktančního momentu a tak se mohla složka  $i_q$  zmenšit.

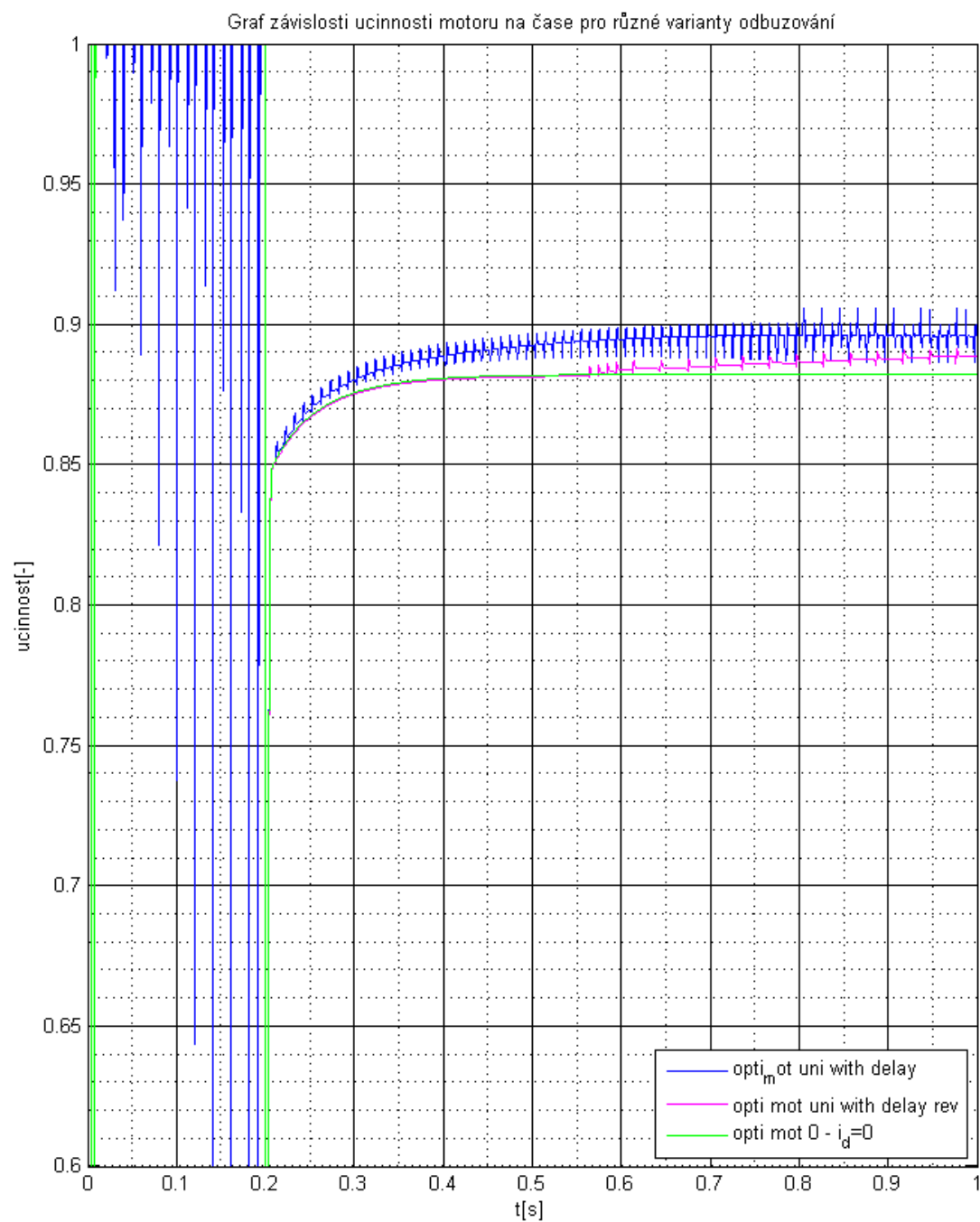
## 5.2.4 Účinnost

Graf účinnosti motoru při odbuzování analytickými metodami je následující:



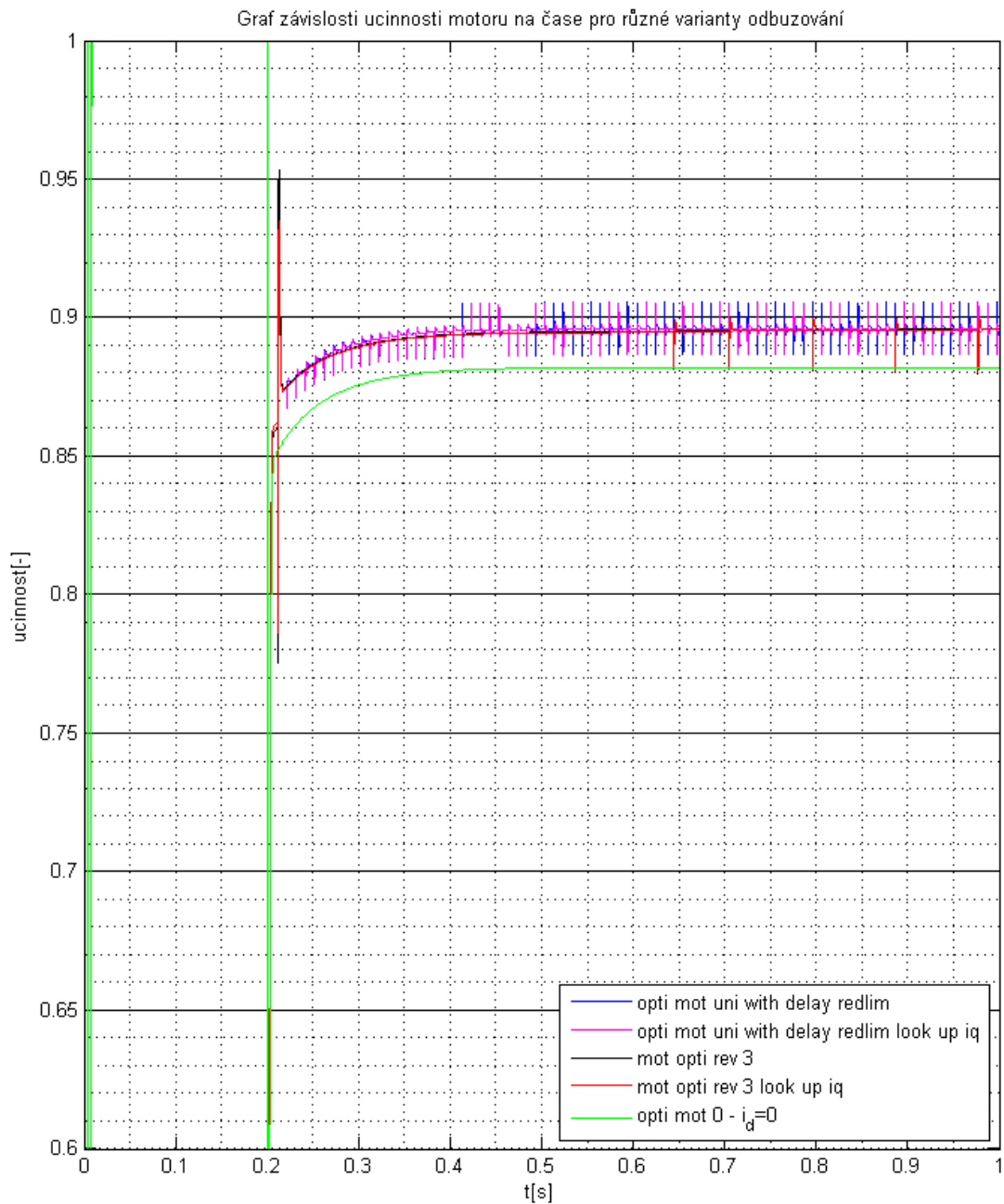
Obr. 20: Účinnost motoru s analytickými metodami

Účinnost s čistě iterativními metodami vypadala následovně:



Obr. 21: Účinnost motoru s čistě iterativními metodami

Účinnost u kombinovaných metod pak vypadala takto:



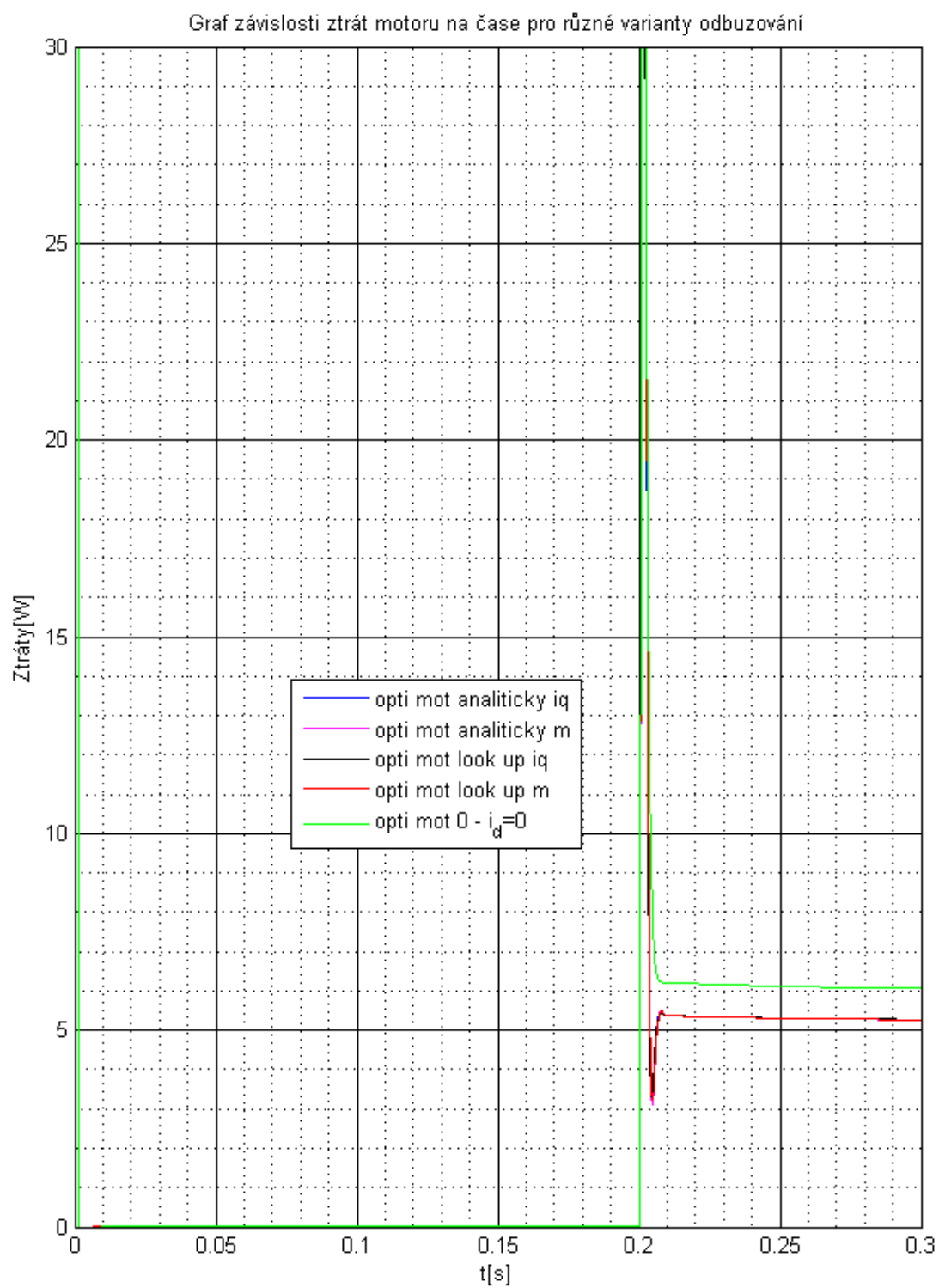
Obr. 22: Účinnost motoru s kombinovanými metodami

Na obr. 21 je vidět mnoho svislých čar. Tyto čáry byly dány přibuzováním a odbuzováním magnetického pole motoru při změnách  $i_d$ . Při zvýšení proudu  $i_d$  se neprodukoval moment hned, ale až po odeznění elektromagnetického přechodového děje. To je příčina „zubu v grafu.“ Všechny odbuzovací metody nakonec dosáhli maximální účinnosti anebo se k ní alespoň velmi

přiblížily. V ustáleném stavu měl motor účinnost přibližně 89,6% při použití algoritmů pro minimalizaci ztrát oproti zhruba 88,2% pro variantu bez minimalizace ztrát.

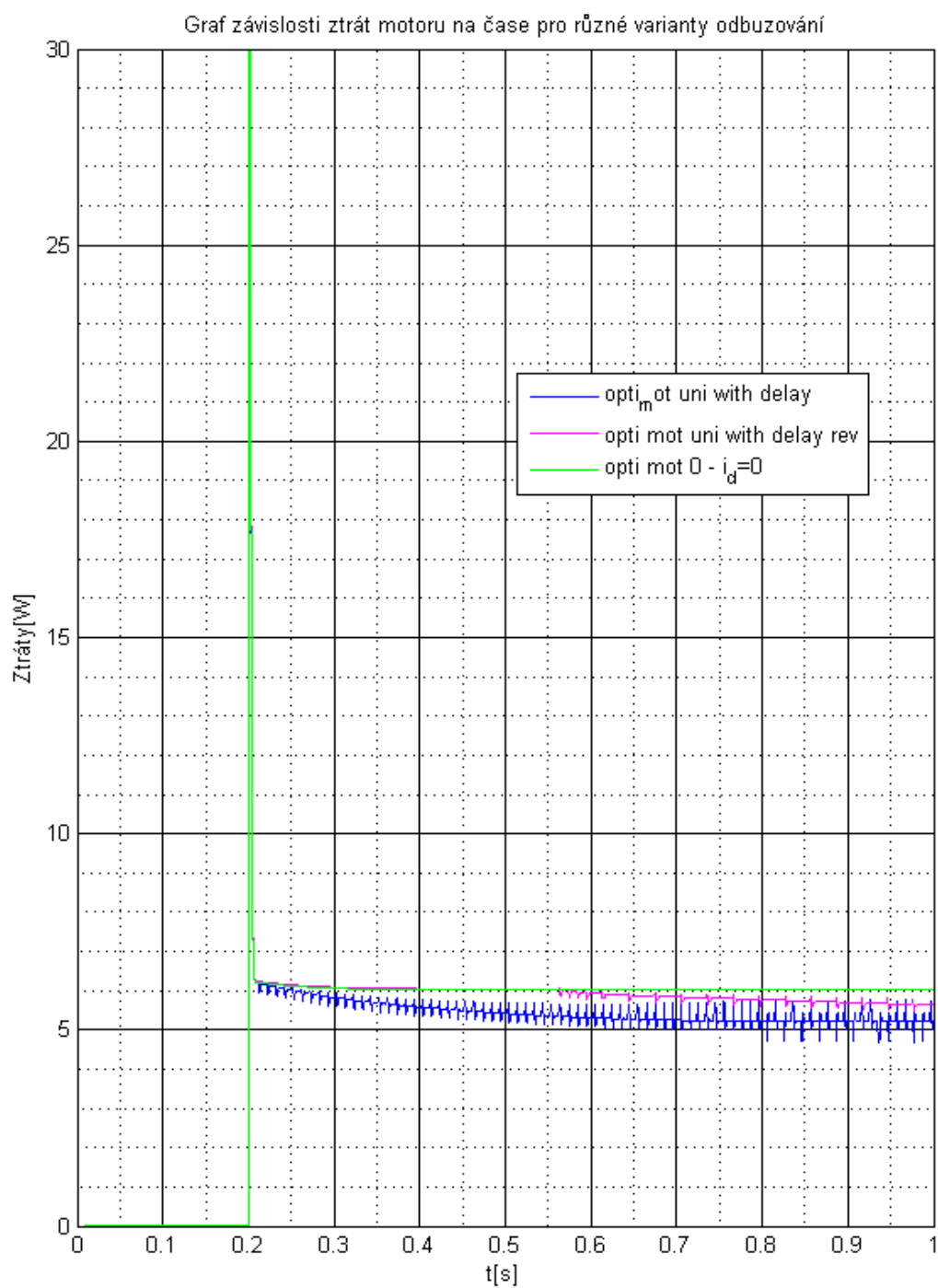
### **5.2.5 Ztráty**

Ztráty motoru při použití analytických metod měly takovýto vzhled:



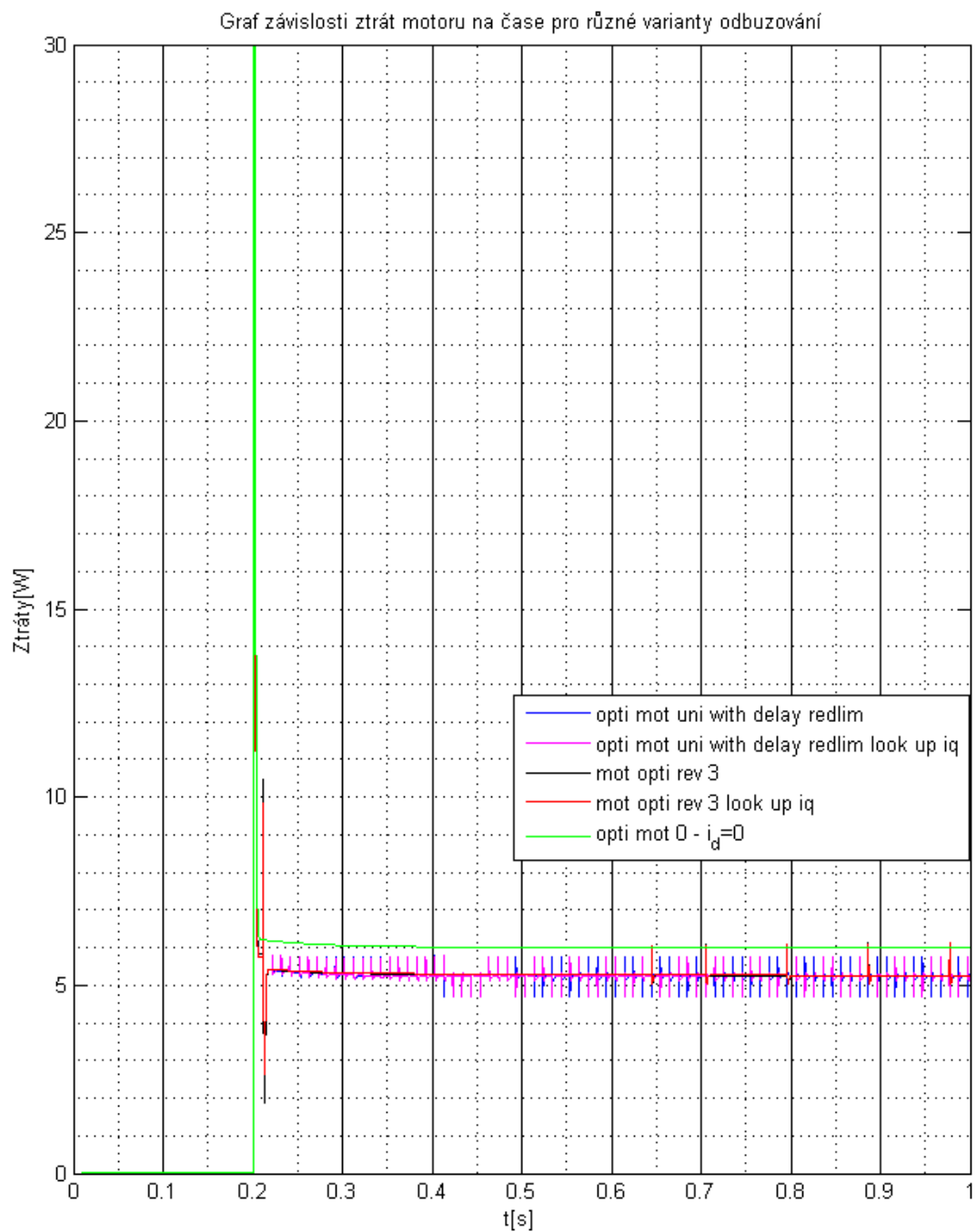
Obr. 23: Ztráty motoru pro analytické metody.

Ztráty motoru pro čistě iterační metody vypadaly pak takto:



Obr. 24: Ztráty motoru za použití čistě iteračních metod

Pro kombinované metody jsem dostal takovéto ztráty.



Obr. 25: Ztráty motoru za použití kombinovaných metod

Na ztrátách u iteračních metod jsou vidět neustálé změny proudu  $i_d$ . Dále je vidět, že ztráty jsou úspěšně minimalizovány. Zuby dané elektromagnetickým přechodovým dějem ztráty až tak zásadně neovlivní, neboť trvají krátkou dobu. Amplituda zubů závisí na velikosti kroku iteračních metod.

## 5.3 Hodnocení výpočetní náročnosti algoritmů

### 5.3.1 Metodika

Zhodnocení časové náročnosti navržených algoritmů bylo provedeno na počítači s následujícími parametry:

|                 |                                                                  |
|-----------------|------------------------------------------------------------------|
| Procesor        | Intel Core 2 Duo CPU E7200 2,53GHz                               |
| Množství RAM    | 1,96 GB                                                          |
| Operační systém | Microsoft Windows XP Professional Version<br>2002 Service Pack 3 |
| Verze Matlabu   | 2010b                                                            |

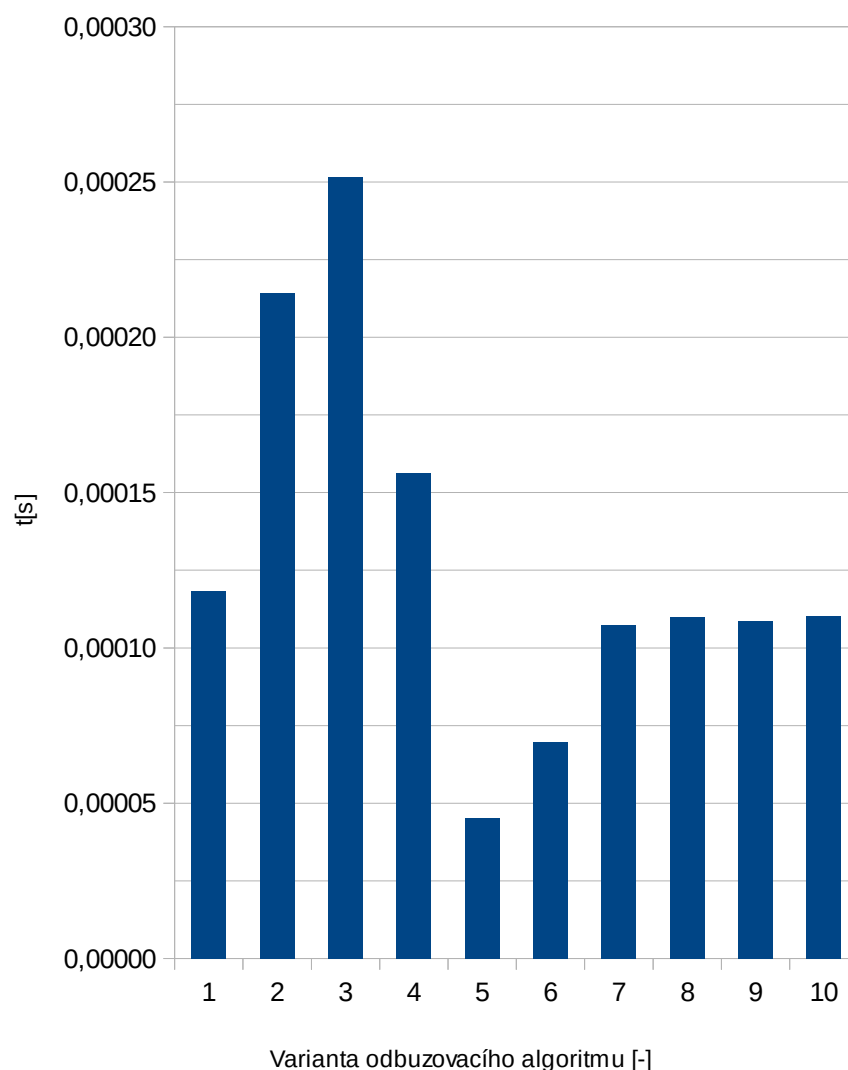
Měření probíhalo tak, že byla simulace spuštěna s pevným krokem o velikosti 1/10000 sekundy. Po dobu 10 sekund. Tím bylo od každé metody získáno 100000 vzorků doby běhu, vzorky byly pak dále tříděny podle toho jaká část metody proběhla – u iteračních metod bylo například rozlišováno jestli se dostali do vnitřní smyčky programu. Byl spočítán průměr všech dob běhu každé odbuzovací metody. Dále byla spočítána průměrná doba běhu každé důležité varianty provedení odbuzovací metody. Například pokud bych uvažoval metodu „optiuniversal\_rev.m“, tak ta měla podvarianty:

- 1) Neproběhne smyčka s podmínkou uplynutí 0,01s;
- 2) Proběhne smyčka s podmínkou uplynutí 0,01s a proběhne smyčka s podmínkou ustálenosti otáček atd.

Z těchto podvariant byla do druhé statistiky vybrána podvarianta u které byl průměrný čas nejdelší.

### 5.3.2 Průměrná doba běhu

## Průměrná délka běhu algoritmů



■ 1 opti\_mot\_analiticky\_iq.mdl 2 opti\_mot\_analiticky\_m.mdl 3  
 opti\_mot\_look\_up\_iq.mdl 4 opti\_mot\_look\_up\_m.mdl 5  
 opti\_mot\_uni\_with\_delay.mdl 6 opti\_mot\_uni\_with\_delay\_rev.mdl 7 op-  
 tiuniversal\_with\_delay\_redlim.mdl 8  
 opti\_mot\_with\_delay\_redlim\_look\_up.mdl 9 mot\_opti\_rev\_3.mdl 10  
 mot\_opti\_rev\_3\_look\_up\_iq.mdl

Obr. 26: Průměrná délka odbuzovacího algoritmu

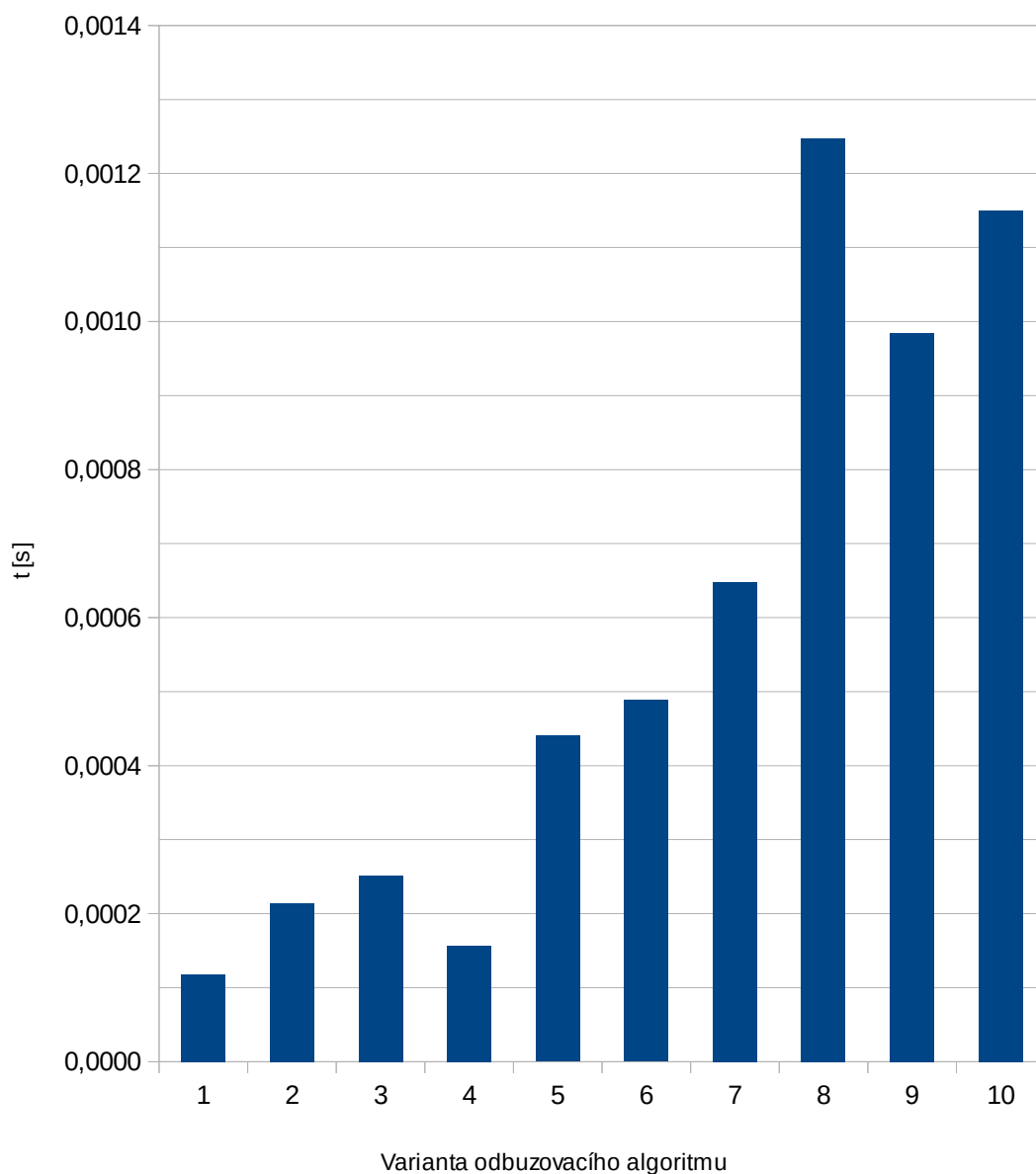
Z grafu na obrázku 26 je vidět, že nejnižšího času dosáhla metoda `opti_mot_uni_with_delay.mdl`. Zdálo by se, že například metoda 3 je tedy neefektivní nicméně není tomu tak, protože například „`opti_mot_uni_with_delay.mdl`“ dosáhla nejnižšího průměrného času jen proto, že v 99010/100000 případech si řekla, že ještě nenastal čas jít do `if` příkazu s podmínkou uplynutí 0,01 sekundy. Pokud bych tedy například počítal ze vzorce analyticky na základě  $i_q$

hodnotu  $i_d$  ve variantě 1 jen každých 0,01 sekundy, což odpovídá 1 z 100 cyklů simulace dosáhl bych pravděpodobně ještě nižšího času než ve variantě 5.

### **5.3.3 Průměrná doba z nejdelších variant běhů odbuzovací metody**

Tato metoda porovnání dob běhů různých ztrát minimalizujících metod uvažuje průměr z dob běhů odbuzovacích metod, kdy metody skutečně něco dělaly a nejenom čekaly na další cyklus kdy budou něco počítat. I kdyby se metoda provedla jen 10 krát za deset sekund a jinak by čekala, byl by pro ni do této metodiky započítán průměr jenom z těch 10 případů, kdy něco dělala. Porovnání časů podle této metodiky bylo následující:

### Nejhorší varianta algoritmu - průměrná doba běhu



■ 1 opti\_mot\_analiticky\_iq.mdl 2 opti\_mot\_analiticky\_m.mdl 3 opti\_mot\_look\_up\_iq.mdl 4 opti\_mot\_look\_up\_m.mdl 5 opti\_mot\_uni\_with\_delay.mdl 6 opti\_mot\_uni\_with\_delay\_rev.mdl 7 optiuniversal\_with\_delay\_redlim.mdl 8 opti\_mot\_with\_delay\_redlim\_look\_up.mdl 9 mot\_opti\_rev\_3.mdl 10 mot\_opti\_rev\_3\_look\_up\_iq.mdl

Obr. 27: Průměr nejdéle trvajících variant průběhu odbuzovacích metod

Výsledek tohoto srovnání vrhá na odbuzovací metody úplně jiné světlo. Ukazuje se, že například pro analytické odbuzování je doba běhu analytického výpočtu kratší, než při použití look-up tabulky. Uplně nejpřekvapivější ale je, že odbuzování na základě analytického výpočtu na základě momentu podle na pohled dlouhého vzorce (2.26) je rychlejší, než vyhledávání v look-up

tabulce na základě  $i_q$ . Čisté iterativní metody vykazují zhruba 2 – 2,5 krát vyšší časovou náročnost, než analytické metody. Metody kombinované jsou pak někdy až 10 krát časově náročnější, než prostý analytický výpočet podle  $i_q$ . Na druhou stranu metoda „optiuniversal\_with\_delay\_redlim“ byla jen o zhruba 45% pomalejší, než nejlepší iterační metoda.

Rozdíl v časech mezi metodami si vysvětlují tím, že metody co obsahovaly příkaz „if“ neumožňovaly naplno využít pipelining procesoru. Dá se předpokládat, že pokud by byly metody implementovány například v jazyce C došlo by ke značnému snížení jejich doby běhu. Pokud by metody byly implementovány na procesoru bez operací s plovoucí desetinnou čárkou, došlo by k zvýhodnění iteračních metod.

## 6 Závěr

V práci byl popsán model synchronního motoru s permanentními magnety a reluktančním příspěvkem k tvorbě momentu. Byly úspěšně navrženy regulátory pro řízení jak proudu, tak i otáček motoru. Navržené regulátory dokázaly motor uregulovat, přičemž zajistily rozumný kompromis mezi dynamikou a překmitem.

Byly popsány ztrátové procesy v synchronním motoru s permanentními magnety. V práci bylo navrženo 10 algoritmů pro minimalizaci ztrát, přičemž všechny v simulaci potvrdily svoji schopnost dosáhnout minimálních ztrát. Metody dokázaly zvýšit účinnost simulovaného motoru na 89,6% proti 88,2%, které by motor měl bez aplikace algoritmů pro minimalizaci ztrát. Dále byl odvozen v literatuře se nevyskytující vzorec pro minimalizaci ztrát na základě momentu motoru - (2.26) .

Skupina metod navržených v této práci umožňuje minimalizovat ztráty i bez přesných znalostí parametrů motoru. V kombinaci s analytickými metodami se pak podařilo výrazně zrychlit iterativní metody.

Pro navržené algoritmy minimalizace ztrát střídavých pohonů byla zhodnocena jejich časová náročnost přičemž se ukázalo, že časově nejefektivnější metoda byla založena na přímém výpočtu ze vzorce (2.21) . Tato metoda byla přibližně 10 krát rychlejší než nejpomalejší metoda, která kombinovala iterační metodu s analytickým výpočtem pomocí hledání v look-up tabulce.

## Literatura:

- [1] WAIDE Paul, Conrad U. BRUNNER. Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems. *International energy agency* [online], 2011 [cit. 5.1.2014].  
Dostupné z:  
[http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/EE\\_for\\_ElectricSystems.pdf](http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/EE_for_ElectricSystems.pdf)
- [2] O'BRIEN John. How Much Do Electric Motors Really Cost?. *PUMPS&SYSTEMS* [online], 2011 [cit. 5.1.2014]. Dostupné z: <http://www.pump-zone.com/topics/motors/how-much-do-electric-motorsreally-cost>
- [3] Rotor Resistance Control of Wound Rotor Induction Motor, *Sakshat Virtual Labs* [online], 2014 [cit.5.5.2014]. Dostupné z: <http://iitd.vlab.co.in/?ub=67&brch=185&sim=1047&cnt=1>
- [4] PETRUŠKA Ľubomír. *Simulace řídicích struktur elektromechanických systémů*, Brno, 2010. diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, Dostupné z: <https://dspace.vutbr.cz/xmlui/bitstream/handle/11012/2498/Model%20synchronneho%20motoru.pdf?sequence=1>,
- [5] DUTTA Rukmi. *A Segmented Interior Permanent Magnet Synchronous Machine with Wide Field-Weakening Range*, 2007. disertační práce, The University of New South Wales, School of Electrical Engineering and Telecommunications, Dostupné z [unsw.unsw.edu.au/fapi/datastream/unsw:1330/SOURCE01](http://unsw.unsw.edu.au/fapi/datastream/unsw:1330/SOURCE01)
- [6] CAHA, Zdeněk a Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury, 1990.ISBN 80-03-00418-7.
- [7] Alpha–beta transformation. In: Wikipedia: the free encyclopedia[online]. St. Petersburg (Florida): Wikipedia Foundation, 5. 12. 2008, last modified on 12. 2. 2014 [cit. 8.5.2014].Dostupné z: [http://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%93beta\\_transformation](http://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%93beta_transformation)
- [8] Dqo transformation. In: Wikipedia: the free encyclopedia[online]. St. Petersburg (Florida): Wikipedia Foundation, 3. 12. 2008, last modified on 24. 1. 2014 [cit. 8.5.2014].Dostupné z: [http://en.wikipedia.org/wiki/Dqo\\_transformation](http://en.wikipedia.org/wiki/Dqo_transformation)
- [9] PETRUŠKA Ľubomír. *Model synchronneho motoru*, Brno, 2008. bakalářská práce, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, Dostupné z <https://dspace.vutbr.cz/xmlui/bitstream/handle/11012/2498/Model%20synchronneho%20motoru.pdf?sequence=1>,

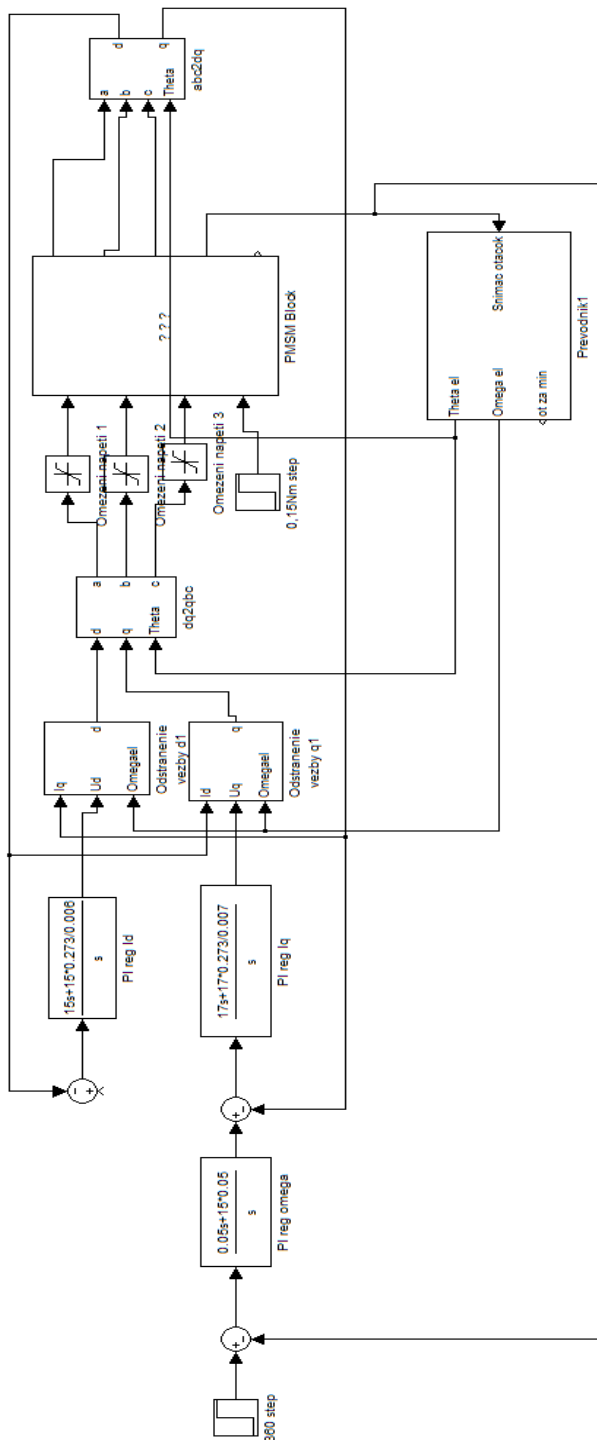
- [10] CHI Song. *Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines over wide speed range*, 2007. disertační práce, The Ohio State University, Dostupné z [https://etd.ohiolink.edu/!etd.send\\_file?accession=osu1186974583&disposition=inline](https://etd.ohiolink.edu/!etd.send_file?accession=osu1186974583&disposition=inline)

## Seznam použitých symbolů a zkratek:

|             |                                                                |
|-------------|----------------------------------------------------------------|
| A           | ampér                                                          |
| CAS         | computer algebra systém                                        |
| H           | henry                                                          |
| i           | proud                                                          |
| $i_d$       | proud po dq transformaci v ose d                               |
| $i_q$       | proud po dq transformaci v ose q                               |
| J           | součinitel setrvačnosti                                        |
| kg          | kilogram                                                       |
| $L_d$       | indukčnost o ose d                                             |
| $L_{dB}$    | vzájemná indukčnost statorového a budícího vinutí v ose d      |
| $L_{Db}$    | vzájemná indukčnost budícího vinutí a tlumícího vinutí v ose d |
| $L_{dD}$    | vzájemná indukčnost statorového a tlumícího vinutí v ose d     |
| $L_q$       | indukčnost o ose q                                             |
| $L_{qQ}$    | vzájemná indukčnost statorového a tlumícího vinutí v ose q     |
| M           | moment                                                         |
| Mt          | milion tun                                                     |
| Nm          | newtonmetr                                                     |
| ot/min      | otáčky za minutu                                               |
| Pp          | počet pólových dvojic                                          |
| s           | sekunda                                                        |
| U           | napětí                                                         |
| $U_a$       | napětí fáze a                                                  |
| $U_b$       | napětí fáze b                                                  |
| $U_c$       | napětí fáze c                                                  |
| $U_\alpha$  | napětí v ose $\alpha$                                          |
| $U_\beta$   | napětí v ose $\beta$                                           |
| V           | volt                                                           |
| $\vartheta$ | úhel natočení                                                  |
| $\omega$    | úhelová rychlost                                               |
| $\psi_d$    | magnetický tok v ose d                                         |

|          |                        |
|----------|------------------------|
| $\psi_f$ | magnetický tok         |
| $\psi_q$ | magnetický tok v ose q |

## Příloha A – schéma regulace



*Obr 28: Schéma regulace proudové a otáčkové smyčky*

## Příloha B – Simulační schéma

