

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Strategie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) v  
elektrických pohonech s asynchronními motory**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické pohony

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Lipčák

2022

Bc. Monika Kotyk



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kotyk** Jméno: **Monika** Osobní číslo: **474449**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Elektrické pohony**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Strategie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) v elektrických pohonech s asynchronními motory**

Název diplomové práce anglicky:

**MTPA (Maximum Torque Per Ampere) Strategies in Electric Drives with Induction Motors**

Pokyny pro vypracování:

1. Uveďte základní vektorové rovnice asynchronního motoru odvozené za zjednodušujících předpokladů.
2. Popište princip nejpoužívanějšího vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku včetně používaných matematických modelů.
3. Proveďte rešerši strategií MTPA pro vektorové řízení pohonů s asynchronními motory.
4. Implementujte model vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku v prostředí Matlab/Simulink.
5. Do vytvořeného modelu řízení implementujte alespoň dvě vybrané strategie MTPA a celkově zhodnoťte jejich chování v rámci regulace.

Seznam doporučené literatury:

- [1] QUANG, Nguyen P. and Jörg-Andreas DITTRICH. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. 1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008.
- [2] KHOURY, Gabriel. Energy efficiency improvement of a squirrel-cage induction motor through the control strategy [online]. Toulouse, 2018. Doctoral thesis. Institut National Polytechnique de Toulouse. Available from: [https://oatao.univ-toulouse.fr/19777/1/Gabriel\\_Khoury.pdf](https://oatao.univ-toulouse.fr/19777/1/Gabriel_Khoury.pdf)
- [3] PENG, Zhihua. Analysis and Implementation of Constrained MTPA Criterion for Induction Machine Drives. IEEE Access. 2020, vol. 8, s. 176445-176453. ISSN 2169-3536.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**Ing. Ondřej Lipčák katedra elektrických pohonů a trakce FEL**

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

Datum zadání diplomové práce: **02.02.2022** Termín odevzdání diplomové práce: **20.05.2022**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2023**

Ing. Ondřej Lipčák  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomantka bere na vědomí, že je povinna vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studentky





## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracovala samostatně a že jsem uvedla veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne .....

.....



## Poděkování

Ráda bych poděkovala vedoucímu diplomové práce, Ing. Ondřeji Lipčákovi, za velmi zajímavé téma práce a za cenné rady při jejím zpracování.

Ráda bych také poděkovala rodině a přátelům za podporu při psaní této práce a během celého studia.



# Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá strategiemi MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) v elektrických pohonech s asynchronními motory. Tyto strategie se používají za účelem dosažení minimálního proudu nebo alternativně minimálních ztrát pro požadovaný hnací moment motoru. V první části této práce je popsána konstrukce, princip činnosti a matematický model asynchronního motoru. Dále se práce zabývá dvouúrovňovým napěťovým střídačem s modulací prostorového vektoru a vektorovým řízením s orientací na rotorový tok. Dále jsou zde uvedeny strategie MTPA – metoda Search Control, metoda Maximum Torque Per Ampere a metoda Loss Minimization Control. Poté jsou zde popsány algoritmy pro optimalizaci chování metod MTPA při přechodných dějích. V druhé části práce je uvedena implementace modelu asynchronního motoru, napěťového střídače, vektorového řízení a dvou vybraných strategií MTPA a algoritmů pro optimalizaci jejich chování při přechodných dějích v prostředí MATLAB Simulink. V závěru práce jsou uvedeny výsledky simulací implementovaných modelů, na kterých je demonstrován princip vektorového řízení, princip strategií MTPA a problematika použití těchto strategií při přechodných dějích, především při skokovém zatížení motoru zátěžným momentem blízkým jmenovitému momentu motoru. Výsledky simulací jsou v práci okomentovány a mezi sebou porovnány.

## Klíčová slova

Asynchronní motor, napěťový střídač, vektorové řízení, Maximum Torque Per Ampere, Search Control, Loss Minimization Control

## Abstract

This thesis deals with MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) strategies in electric drives with induction motors. These strategies are used in order to achieve minimum current or alternatively minimum losses for the required motor torque. In the first part of this paper, the design, working principle and mathematical model of an induction motor are described. Next, the thesis deals with a two-level voltage-source inverter with space vector modulation and field-oriented control. MTPA strategies – Search Control method, Maximum Torque Per Ampere method and Loss Minimization Control method are then presented. Then, algorithms for optimizing the behavior of MTPA methods during transient processes are described. The second part of the paper presents the implementation of the induction motor model, voltage-source inverter, field-oriented control and two selected MTPA strategies and algorithms for optimizing their behavior during transients in MATLAB Simulink. The paper concludes with the simulation results of the implemented models, which demonstrate the principle of field-oriented control, the principle of MTPA strategies and the problem of using these strategies during transient events, especially when the motor is loaded with a load torque close to the nominal motor torque. The results of the simulations are commented and compared with each other in the paper.

## Key words

Induction motor, Voltage-Source Inverter, Field-oriented Control, Maximum Torque Per Ampere, Search Control, Loss Minimization Control



# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Asynchronní motor</b>	<b>2</b>
2.1	Základní konstrukce . . . . .	2
2.2	Princip činnosti . . . . .	3
2.3	Matematický model . . . . .	3
2.3.1	Clarkové transformace . . . . .	3
2.3.2	Parkova transformace . . . . .	4
2.3.3	Základní rovnice asynchronního motoru . . . . .	4
2.3.4	Simulační rovnice . . . . .	6
<b>3</b>	<b>Napěťový střídač</b>	<b>8</b>
3.1	Základní prostorové vektory střídače . . . . .	8
3.2	Modulace prostorového vektoru . . . . .	9
3.3	Rekonstrukce napětí . . . . .	11
<b>4</b>	<b>Vektorové řízení</b>	<b>12</b>
4.1	Princip vektorového řízení . . . . .	12
4.2	Odvazbení . . . . .	14
4.3	Výpočet mezí saturace a jmenovitých hodnot . . . . .	15
<b>5</b>	<b>Strategie MTPA</b>	<b>18</b>
5.1	Metoda Search Control . . . . .	18
5.2	Metoda Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ ) . . . . .	20
5.3	Metoda Loss Minimization Control . . . . .	22
<b>6</b>	<b>Optimalizace chování metod MTPA při přechodných dějích</b>	<b>25</b>

6.1	První optimalizační metoda . . . . .	25
6.2	Druhá optimalizační metoda . . . . .	26
6.3	Třetí optimalizační metoda . . . . .	26
<b>7</b>	<b>Simulační model</b>	<b>28</b>
7.1	Model asynchronního motoru . . . . .	28
7.2	Model napěťového střídače . . . . .	30
7.3	Algoritmus vektorového řízení . . . . .	31
7.3.1	Blok regulátorů proudu . . . . .	32
7.4	Algoritmus vektorového řízení s metodou Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ ) .	33
7.5	Algoritmus vektorového řízení s metodou Loss Minimization Control . . . . .	34
7.6	Algoritmy optimalizace chování metod MTPA při přechodných dějích . . . . .	35
7.6.1	Druhá optimalizační metoda . . . . .	37
7.6.2	Třetí optimalizační metoda . . . . .	38
<b>8</b>	<b>Výsledky simulace</b>	<b>40</b>
8.1	Vektorové řízení . . . . .	41
8.2	Metoda Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ ) . . . . .	45
8.3	Metoda Loss Minimization Control . . . . .	52
8.4	Porovnání vektorového řízení a metod MTPA . . . . .	57
<b>9</b>	<b>Zhodnocení výsledků simulace</b>	<b>60</b>
<b>10</b>	<b>Závěr</b>	<b>64</b>
<b>11</b>	<b>Použitá literatura</b>	<b>65</b>



# 1 Úvod

Tato práce se zabývá strategiemi MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) pro vektorové řízení asynchronního motoru. Vektorové řízení je velmi rozšířená metoda řízení asynchronního motoru, podstatou vektorového řízení je snaha řídit asynchronní motor stejně jako stejnosměrný cize buzený motor, kde je magnetický tok motoru úměrný budicímu proudu a moment motoru je úměrný součinu magnetického toku a kotevního proudu.

Vektorové řízení nám přesně toto umožňuje, kdy za pomoci Clarkové transformace nejprve transformujeme veličiny z trojosého systému do dvouosého systému, a poté za pomoci Parkovy transformace transformujeme veličiny z dvouosého stojícího souřadného systému do dvouosého rotujícího souřadného systému, který rotuje synchronní rychlostí. Veličiny v tomto systému jsou stejnosměrné a je zde možné dojít k analogické regulační struktuře ke stejnosměrnému cize buzenému motoru, kdy moment motoru je úměrný součinu rotorového toku motoru a momentotvorné složky proudu a rotorový tok je úměrný tokotvorné složce proudu.

K jakémukoliv řízení otáček asynchronního motoru v širokém rozsahu se používá napěťový střídač. Napěťový střídač mění vstupní stejnosměrné napětí na výstupní střídavé napětí. Tato přeměna se provádí za pomoci pulzně šířkové modulace (PWM). V práci byla použita modulace prostorového vektoru.

Strategie MTPA spočívají v tom, že se snažíme pro daný hnací moment najít minimální hodnotu velikosti statorového proudu, kterou jsme schopni tento moment dosáhnout. V kontextu vektorového řízení tedy hledáme ideální rozložení složek statorového proudu, které zajistí požadovaný moment za podmínky minimální celkové velikosti statorového proudu nebo alternativně hledáme pro každý požadovaný moment ideální hodnotu rotorového toku, na kterou chceme motor nabudit za podmínky minimální celkové velikosti statorového proudu. V práci jsou uvedeny tři metody MTPA, a to Search Control (SC), Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ ) a Loss Minimization Control (LMC). Metody  $i_{1d} = i_{1q}$  a LMC byly implementovány do prostředí MATLAB Simulink.

Další částí práce je problematika chování metod MTPA při přechodných dějích, především chování po skokovém zatížení zátěžným momentem blízkým momentu jmenovitému. Motor, který pracuje s vektorovým řízením s vybranými strategiemi MTPA, není schopen při tomto skokovém zatížení ihned vyvinout odpovídající hnací moment, což vede k propadu otáček. V práci jsou uvedeny optimalizační strategie tohoto chování, které jsou posléze opět implementovány do prostředí MATLAB Simulink.

V závěru práce jsou uvedeny výsledky všech provedených simulací, které jsou vzájemně porovnány a diskutovány.

## 2 Asynchronní motor

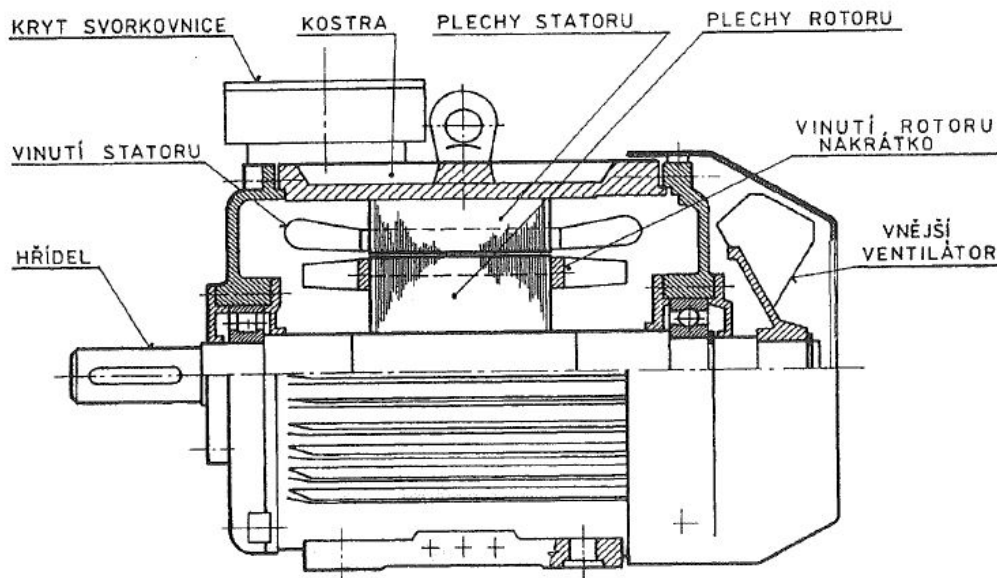
Asynchronní motor je v oblasti elektrických pohonů nejrozšířenější typ motoru, a to z důvodu jeho jednoduché konstrukce, která je výrobně levná, spolehlivá a vyžaduje malou údržbu.

Dříve byla oblast využití asynchronního motoru limitována na aplikace nevyžadující řízení otáček v širokém rozsahu. S rozvojem výkonové elektroniky již toto omezení neplatí. Asynchronní motor v kombinaci s napěťovým střídačem lze řídit v širokém rozsahu otáček.

### 2.1 Základní konstrukce

Stator asynchronního motoru je složen z plechů pro elektrotechniku. Ve vnitřním obvodu statorového prstence je uloženo trojfázové vinutí. Konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici. Statorové vinutí může být zapojeno do hvězdy nebo do trojúhelníka [1].

Rotor asynchronního motoru je rovněž složen z plechů pro elektrotechniku. Rotorové vinutí může být klecové nebo vyvedené na kroužky. Klecové vinutí je tvořeno zpravidla hliníkovými tyčemi, které jsou v čelech spojeny a zasazeny do rotoru. Dříve používané vinutí vyvedené na kroužky má obdobnou konstrukci jako vinutí statoru [1].



Obrázek 2.1: Podélný řez asynchronního motoru s klecí na rotoru, převzato z [1].

## 2.2 Princip činnosti

Princip činnosti asynchronního motoru je založen na vzájemném působení točivého magnetického pole statoru a proudů v rotoru, které jsou indukovány tímto polem. Při připojení statorového vinutí k třífázovému napětí začnou jednotlivými fázemi procházet proudy. Procházející proudy jsou vzájemně posunuty o  $120^\circ$  elektrických. Procházející proudy díky prostorovému uspořádání statorového vinutí vyvolají vznik točivého magnetického pole. Při konstantní napájecí frekvenci a symetrických napájecích napětí se točivé magnetické pole otáčí s konstantní amplitudou a rychlostí. Rychlost točivého magnetického pole je závislá na napájecí frekvenci a počtu pólů motoru [1].

Pokud rotor stojí, tak v něm dochází k časové změně magnetického pole, protože se magnetické pole otáčí. V rotoru se tedy indukují napětí, která dle Lenzova pravidla vyvolají proudy, které působí proti příčině svého vzniku. Vzniklé proudy společně s polem statoru vyvolají moment. Pokud by se rotor otáčel stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole, moment by nevznikl, proto asynchronní motor pracuje se skluzem [1].

## 2.3 Matematický model

Matematických modelů asynchronního motoru je více, v této práci bude použit matematický model využívající prostorové vektory. Více o teorii prostorových vektorů je například v [2]. Při práci s matematickým modelem motoru je nutné využít transformace mezi různými souřadnicovými systémy. Použité transformace a rovnice použitého matematického modelu jsou popsány v textu níže.

### 2.3.1 Clarkové transformace

Pro transformaci ze souřadnicového systému  $abc$  do  $\alpha\beta$  lze použít Clarkové transformaci. Clarkové transformace je definovaná jako [3]:

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}, \quad (2.1)$$

kde  $K$  je transformační konstanta, která byla zvolena  $K = 2/3$ . Při volbě  $K = 2/3$  je velikost prostorového vektoru shodná s velikostí amplitudy v ustáleném stavu při symetrickém napájení.

Pro transformaci ze systému  $\alpha\beta$  do  $abc$  lze využít inverzní Clarkové transformaci. Inverzní Clarkové transformace je definovaná jako:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

### 2.3.2 Parkova transformace

Prostorový vektor transformované třífázové veličiny do komplexní roviny rotuje v této komplexní rovině. Pro transformaci do rotujícího souřadného systému je nutné použít Parkovu transformaci. Při použití této transformace je nutné v každém okamžiku znát úhel  $\vartheta$ , který svírá souřadnicový systém  $\alpha\beta$  s rotujícím souřadným systémem  $dq$ . Parkova transformace je definovaná jako [3]:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Pro transformaci z rotujícího souřadného systému  $dq$  do souřadného systému  $\alpha\beta$  lze využít inverzní Parkovu transformaci. Inverzní Parkova transformace je definována jako:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

### 2.3.3 Základní rovnice asynchronního motoru

Základní rovnice asynchronního motoru byly odvozeny za následujících předpokladů[3]:

- Máme k dispozici třífázovou napěťovou soustavu, kde všechna napětí jsou harmonická.
- Tloušťka vzduchové mezery mezi státorem a rotorem je konstantní - zanedbává se drážkování.
- Statorová vinutí jsou rozložena po obvodu vzduchové mezery sinusově, vinutí jednotlivých fází jsou vůči sobě natočena o  $120^\circ$ .
- Ztráty v železe jsou zanedbány.
- Není uvažován vliv sycení magnetického obvodu.
- Statorová a rotorová vinutí jsou souměrná, tj. činné odpory, indukčnosti a vzájemné indukčnosti jednotlivých fází jsou identické.

Podrobné odvození základních rovnic asynchronního motoru lze najít například v [3]. Vektorové rovnice asynchronního motoru v obecném souřadném systému, který rotuje rychlostí  $\omega_k$  vůči statoru, jsou následující:

$$\underline{u}_1^k = R_1 \dot{\underline{i}}_1^k + \frac{d\underline{\Psi}_1^k}{dt} + j\omega_k \underline{\Psi}_1^k, \quad (2.5)$$

$$\underline{u}_2^k = R_2 \dot{\underline{i}}_2^k + \frac{d\underline{\Psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_2^k, \quad (2.6)$$

$$\underline{\Psi}_1^k = L_1 \dot{\underline{i}}_1^k + L_m \dot{\underline{i}}_2^k, \quad (2.7)$$

$$\underline{\Psi}_2^k = L_2 \dot{\underline{i}}_2^k + L_m \dot{\underline{i}}_1^k, \quad (2.8)$$

kde

- horní index  $k$  je označení všech vektorů, které jsou vyjádřeny v obecném souřadném systému  $k$ , který rotuje elektrickou úhlovou rychlostí  $\omega_k$  vůči statoru,
- $\underline{u}_1$  je prostorový vektor statorového napětí,
- $\underline{u}_2$  je prostorový vektor rotorového napětí, pro motor s kotvou nakrátko platí  $\underline{u}_2 = 0$ ,
- $\underline{i}_1$  je prostorový vektor statorového proudu,
- $\underline{i}_2$  je prostorový vektor rotorového proudu,
- $\underline{\Psi}_1$  je prostorový vektor statorového spřaženého magnetického toku,
- $\underline{\Psi}_2$  je prostorový vektor rotorového spřaženého magnetického toku,
- $\omega$  je elektrická úhlová rychlost rotoru,
- $L_1$  je výsledná indukčnost jedné fáze statorového vinutí,
- $L_2$  je výsledná indukčnost jedné fáze rotorového vinutí,
- $L_m$  je magnetizační indukčnost,
- $R_1$  je odpor jedné fáze statorového vinutí,
- $R_2$  je odpor jedné fáze rotorového vinutí.

Vztah pro moment lze obecně vyjádřit pomocí různých kombinací vektorů toků a proudů. V této práci budou využity následující dva vztahy pro moment:

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} (\Psi_{2\text{Re}} i_{1\text{Im}} - \Psi_{2\text{Im}} i_{1\text{Re}}), \quad (2.9)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p L_m (i_{2\text{Re}} i_{1\text{Im}} - i_{2\text{Im}} i_{1\text{Re}}), \quad (2.10)$$

kde

- $p_p$  je počet pólpárů motoru.

A pohybovou rovnicí

$$M - M_Z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (2.11)$$

kde

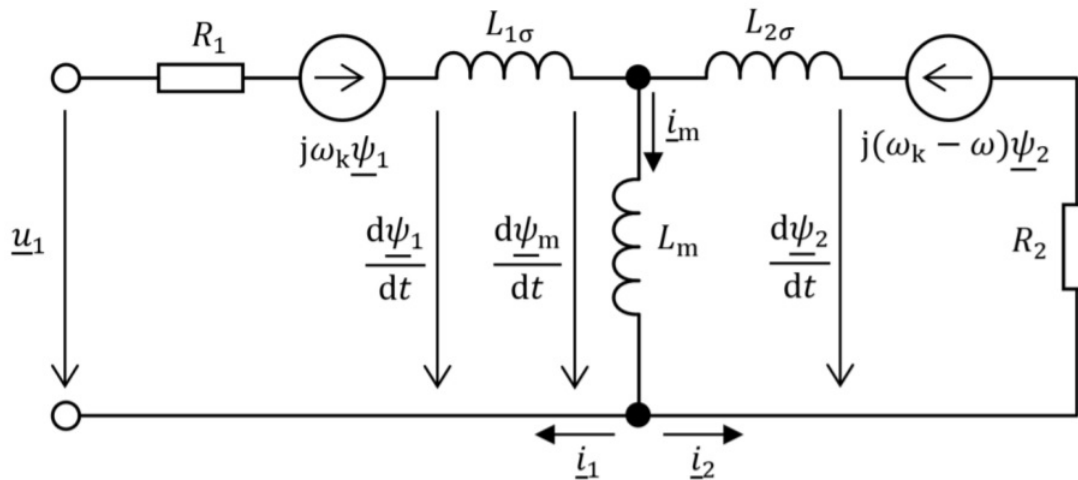
- $M$  je hnací moment motoru,
- $M_Z$  je zátěžný moment,

- $J$  je moment setrvačnosti,
- $\Omega$  je mechanická úhlová rychlost rotoru.

Vztah mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí je následující:

$$\omega = p_p \Omega. \quad (2.12)$$

Uvedené rovnice v této kapitole tvoří matematický model asynchronního motoru.



Obrázek 2.2: Náhradní schéma asynchronního motoru pro obecné děje v obecném souřadnicovém systému, převzato z [4].

### 2.3.4 Simulační rovnice

Praktická část této práce se zabývá strategiemi MTPA v elektrických pohonech s asynchronními motory. Je tedy nutné vytvořit simulační model asynchronního motoru. Simulační model bude vytvořen v prostředí MATLAB Simulink, kde asynchronní motor bude tvořit samostatný subsystém, do kterého budou vstupovat tři fázová napětí a zátěžný moment. Výstupem budou tři fázové proudy a otáčky motoru.

Pro vytvoření tohoto modelu je nutné upravit základní rovnice asynchronního motoru uvedené v podkapitole 2.3.3. Pro vytvoření modelu asynchronního motoru je potřeba vyjádřit dvě stavové proměnné. V této práci byly za stavové proměnné zvoleny statorový a rotorový proud. Základní rovnice tedy upravíme tak, že je vyjádříme v souřadném systému spojeném se státorem, tedy  $\omega_k = 0$ . Dále osamostatníme derivace proudů a rovnice rozepíšeme na reálnou a imaginární část. Po těchto

úpravách získáme následující rovnice:

$$\frac{di_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - L_m \frac{di_{2\alpha}}{dt} \right), \quad (2.13)$$

$$\frac{di_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - L_m \frac{di_{2\beta}}{dt} \right), \quad (2.14)$$

$$\frac{di_{2\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[ -R_2 i_{2\alpha} - L_m \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \omega(L_2 i_{2\beta} + L_m i_{1\beta}) \right], \quad (2.15)$$

$$\frac{di_{2\beta}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[ -R_2 i_{2\beta} - L_m \frac{di_{1\beta}}{dt} + \omega(L_2 i_{2\alpha} + L_m i_{1\alpha}) \right]. \quad (2.16)$$

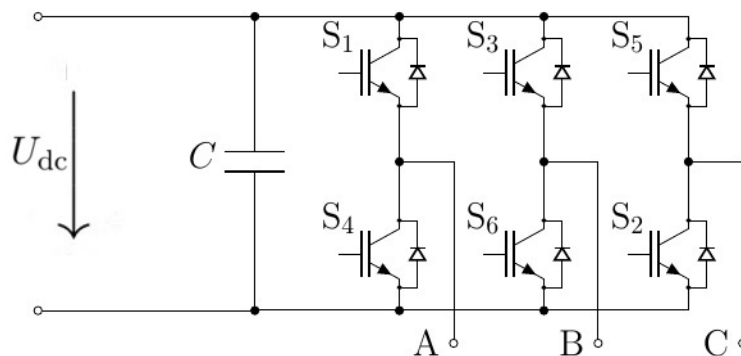
Tyto rovnice doplníme o rovnici momentu 2.10 v souřadném systému  $\alpha\beta$ , kdy konstanta Clarkové transformace byla zvolena  $K = 2/3$ . Tedy

$$M = \frac{3}{2} p_p L_m (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{2\beta} i_{1\alpha}). \quad (2.17)$$

Dále je doplníme o pohybovou rovnici 2.11.

### 3 Napěťový střídač

Pro napájení řízeného asynchronního motoru se využívá frekvenční měnič, jehož součástí je napěťový střídač. Nejjednodušší topologie napěťového střídače je dvouúrovňový napěťový střídač, jehož schéma je na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Dvouúrovňový napěťový střídač.

Dvouúrovňový napěťový střídač má tři větve, které jsou tvořeny šesti spínači (pro střední a vyšší výkony nejčastěji IGBT tranzistory) se zpětnými diodami. Ve stejnosměrném meziobvodu je jeden či více sériově řazených kondenzátorů. Vhodným sepnutím spínačů lze získat hodnoty fázového napětí střídače  $+U_{dc}/2$  nebo  $-U_{dc}/2$ . Při generování pulzů pro tranzistory je nutné zajistit, aby nedošlo k sepnutí obou spínačů jedné větve. Toto sepnutí by vedlo ke zkratu napájecího zdroje a ke zničení tranzistorů napěťového střídače [5].

#### 3.1 Základní prostorové vektory střídače

Topologie dvouúrovňového střídače umožňuje osm přípustných spínacích kombinací jednotlivých spínačů. Tyto spínací kombinace tvoří v souřadnicovém systému  $\alpha\beta$  základní prostorové vektory střídače. Dvě z těchto kombinací vytvoří nulový vektor ( $\underline{V}_0$ ,  $\underline{V}_7$ ), zbylých šest kombinací vytvoří prostorový vektor o velikosti  $2/3 U_{dc}$ .

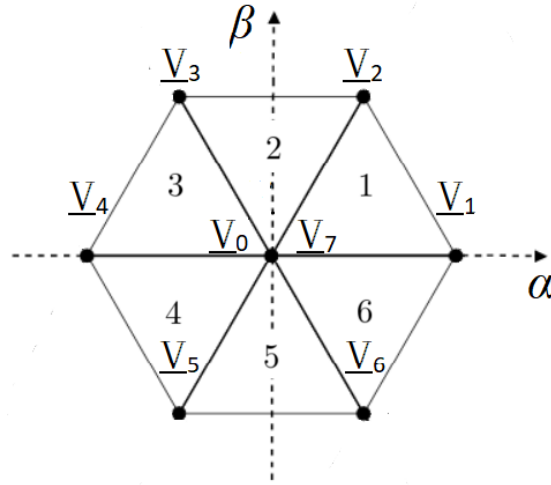
V následující tabulce jsou uvedeny jednotlivé spínací kombinace, kde „0“ znamená sepnutí dolního spínače a „1“ sepnutí horního spínače příslušné fáze [4].

fáze	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_7$
A	0	1	1	0	0	0	1	1
B	0	0	1	1	1	0	0	1
C	0	0	0	0	1	1	1	1

Tabulka 3.1: Tabulka spínacích kombinací.



Základní prostorové vektory střídače rozdělí komplexní rovinu na šest sektorů.

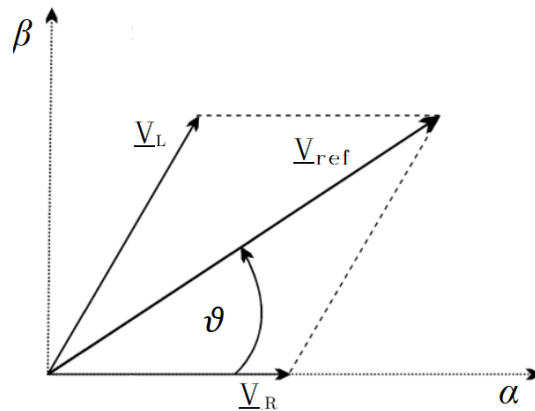


Obrázek 3.2: Znázornění základních prostorových vektorů v komplexní rovině.

### 3.2 Modulace prostorového vektoru

Modulačních technik pro řízení dvouúrovňového střídače je více – například obdélníkové řízení, sinusová modulace nebo modulace prostorového vektoru. V této práci bude pro řízení střídače použita modulace prostorového vektoru [5].

Modulace prostorového vektoru spočívá v geometrickém složení požadovaného prostorového vektoru pomocí základních prostorových vektorů střídače v rámci jedné modulační periody [5].



Obrázek 3.3: Znázornění vytvoření požadovaného vektoru.

Vzhledem k tomu, že střídač dokáže vytvořit prostorové vektory, které svírají úhel  $\pi/3$ , je vhodné žádaný vektor složit z vektorů  $\underline{V}_R$  a  $\underline{V}_L$ , které také svírají  $\pi/3$ . Amplituda vektorů  $\underline{V}_R$  a  $\underline{V}_L$  se zajistí poměrným sepnutím v rámci modulační periody. Platí tedy:

$$T_R = T_{\text{PWM}} = \frac{|V_R|}{|V_{R\text{max}}|}, \quad (3.1)$$

$$T_L = T_{\text{PWM}} = \frac{|V_L|}{|V_{L\text{max}}|}, \quad (3.2)$$

kde  $T_R$  je doba sepnutí pravého vektoru, který ohraničuje sektor,  $T_L$  je doba sepnutí levého vektoru, který ohraničuje sektor,  $T_{\text{PWM}}$  je modulační perioda.  $|V_{R\text{max}}|$  a  $|V_{L\text{max}}|$  jsou maximální hodnoty vektorů dosažitelných střídačem, pro dvouúrovňový střídač již zmíněné  $2/3 U_{\text{dc}}$ . Na zbytek času modulační periody se sepne nulový vektor.

Konkrétní vyjádření spínacích časů vektorů pro první sektor je následující [5]:

$$T_R = \sqrt{3} \frac{V_{\text{ref}}}{U_{\text{dc}}} T_{\text{PWM}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right), \quad (3.3)$$

$$T_L = \sqrt{3} \frac{V_{\text{ref}}}{U_{\text{dc}}} T_{\text{PWM}} \sin(\vartheta), \quad (3.4)$$

$$T_0 = T_{\text{PWM}} - T_R - T_L, \quad (3.5)$$

kde  $T_0$  je doba sepnutí nulového vektoru.  $V_{\text{ref}}$  je velikost žádaného vektoru napětí,  $U_{\text{dc}}$  je velikost napětí v meziobvodu a  $\vartheta$  je úhel, který svírá žádaný vektor napětí s reálnou osou.

Jelikož sektory tvoří šest shodných rovnostranných trojúhelníků, je vyjádření spínacích časů vektorů pro další sektory analogické, pouze musíme brát v úvahu to, že úhel, který svírá žádaný vektor s reálnou osou, se již nepohybuje v rozmezí  $0 - \pi/3$ . Čas sepnutí nulového vektoru je vždy z poloviny vytvořen vektorem  $\underline{V}_0$  a z poloviny vektorem  $\underline{V}_7$ . K řízení střídače je třeba znát časy sepnutí horního a dolního spínače jednotlivých fází. V rámci toho, v jakém sektoru se nacházíme, používáme jiné vektory s jinými spínacími kombinacemi.

V následující tabulce jsou uvedeny časy sepnutí horního spínače, časy sepnutí dolního spínače jsou doplňkem do modulační periody.

Sektor	Doba sepnutí	Sektor	Doba sepnutí
1	$T_A = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$	4	$T_A = \frac{T_0}{2}$
	$T_B = T_L + \frac{T_0}{2}$		$T_B = T_R + \frac{T_0}{2}$
	$T_C = \frac{T_0}{2}$		$T_C = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$
2	$T_A = T_R + \frac{T_0}{2}$	5	$T_A = T_L + \frac{T_0}{2}$
	$T_B = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$		$T_B = \frac{T_0}{2}$
	$T_C = \frac{T_0}{2}$		$T_C = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$
3	$T_A = \frac{T_0}{2}$	6	$T_A = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$
	$T_B = T_L + T_R + \frac{T_0}{2}$		$T_B = \frac{T_0}{2}$
	$T_C = T_L + \frac{T_0}{2}$		$T_C = T_R + \frac{T_0}{2}$

Tabulka 3.2: Přehled dob sepnutí horních spínačů pro všechny sektory.

### 3.3 Rekonstrukce napětí

Vypočtené časy sepnutí horního a dolního spínače se následně přepočítají na komparační hodnotu, která se porovná s trojúhelníkovým signálem. Hodnoty se přepočítají tak, aby pro čas rovný modulační periodě vyšla komparační hodnota „1“, a pro nulový čas „-1“.

Pomocí komparačních hodnot se vytvoří spínací impulzy jednotlivých fází střídače a to tak, že „0“ znamená sepnutí dolního spínače a „1“ sepnutí horního spínače příslušné fáze.

Rekonstrukce napětí je ze spínacích impulzů realizována následovně:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}, \quad (3.6)$$

kde  $S_a, S_b, S_c$  jsou řídicí signály jednotlivých fází střídače.

## 4 Vektorové řízení

Princip vektorového řízení je řídit asynchronní motor stejně jako stejnosměrný cize buzený motor. U stejnosměrného cize buzeného motoru je magnetický tok úměrný budicímu proudu a moment je úměrný součinu toku a kotevního proudu [6].

### 4.1 Princip vektorového řízení

Vektorové řízení je založeno na vektorových rovnicích asynchronního motoru v systému rotujícím synchronní rychlostí. V tomto systému jsou veličiny motoru stejnosměrné a lze využít regulační strukturu analogickou stejnosměrnému cize buzenému motoru.

Řízení je nutné orientovat na některý prostorový vektor. Orientací se rozumí polohu reálné osy rotujícího souřadného systému do směru příslušného vektoru. Při použití orientace na rotorový tok docílíme toho, že rotorový tok je úměrný reálné „d“ složce statorového proudu a moment je úměrný rotorovému toku a imaginární „q“ složce statorového proudu.

Pro realizaci vektorového řízení je nutné znát velikost rotorového toku a transformační úhel pro Parkovu transformaci. Dva základní typy vektorového řízení jsou dopředné vektorové řízení a zpětnovazebné vektorové řízení [4].

Principem dopředného vektorového řízení je výpočet transformačního úhlu integrací synchronní úhlové rychlosti. Synchronní úhlová rychlost je součet mechanické a skluzové úhlové rychlosti. Velikost rotorového toku a skluzová úhlová rychlost se počítají z rovnic asynchronního motoru vyjádřených v systému  $dq$ .

Principem zpětnovazebního vektorového řízení je výpočet složek vektoru rotorového toku z rovnic asynchronního motoru vyjádřených v souřadném systému  $\alpha\beta$ . Ze získaných složek rotorového toku lze vypočítat velikost rotorového toku a transformační úhel.

V této práci bude použito zpětnovazebné vektorové řízení. Pro výpočet složek rotorového toku existují dva základní modely – napěťový U-I model a proudový I-n model. V této práci byl využit proudový I-n model. V obecném souřadnicovém systému je proudový I-n model popsán jako:

$$\frac{d\underline{\Psi}_2}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} \underline{i}_1 - \frac{R_2}{L_2} \underline{\Psi}_2 - j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_2. \quad (4.1)$$

Vyjádření rovnice 4.1 v souřadnicovém systému  $\alpha\beta$  a rozložením na reálnou a imaginární část získáme:

$$\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1\alpha} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\alpha} - \omega \Psi_{2\beta}, \quad (4.2)$$

$$\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1\beta} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\beta} + \omega \Psi_{2\alpha}. \quad (4.3)$$

Transformační úhel se získá ze vztahu:

$$\vartheta = \arctan \frac{\Psi_{2\beta}}{\Psi_{2\alpha}}. \quad (4.4)$$

Vyjádřením rovnice 4.1 v souřadnicovém systému  $dq$  jako:

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_2 - j\omega_{sl} \Psi_2, \quad (4.5)$$

kde  $\omega_{sl}$  je elektrická skluzová rychlost definovaná jako rozdíl synchronní elektrické úhlové rychlosti a elektrické úhlové rychlosti rotoru.

Rozepsáním rovnice 4.5 do složek za předpokladu  $\Psi_{2q} = 0$ , získáme:

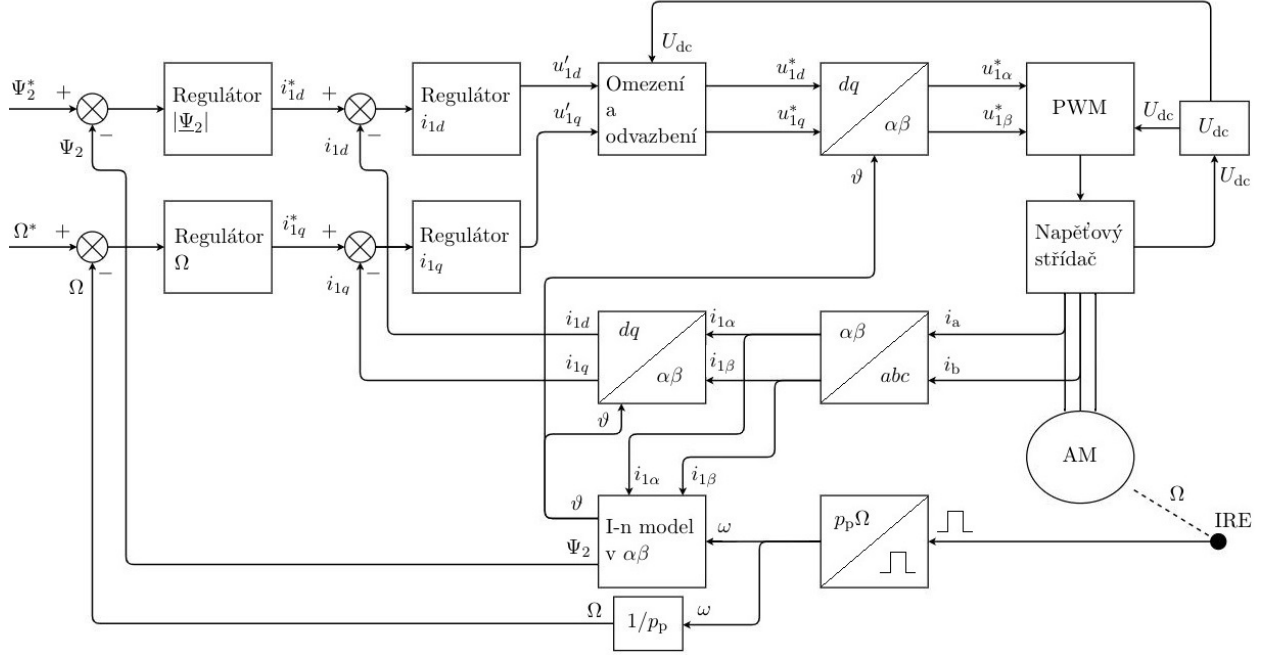
$$\frac{d\Psi_{2d}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2d}, \quad (4.6)$$

$$\Psi_{2d} \omega_{sl} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1q}. \quad (4.7)$$

Z rovnice 4.6 plyne, že  $\Psi_{2d}$  závisí pouze na  $i_{1d}$ . Při uvažování  $\Psi_{2q} = 0$  je rovnice pro moment 2.9 ve tvaru:

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1q}. \quad (4.8)$$

Schéma vektorové regulace je na obrázku 4.1. Měřené fázové proudy se transformují do roviny  $\alpha\beta$ . V bloku proudového I-n modelu se vypočte velikost rotorového toku a transformační úhel. Proudů se transformují ze souřadnic  $\alpha\beta$  do souřadnic  $dq$ . Regulovanými veličinami jsou velikost rotorového toku a otáčky. Výstupem regulátoru rotorového toku je žádaná hodnota proudu  $i_{1d}$ . Výstupem regulátoru otáček je žádaná hodnota proudu  $i_{1q}$ . Výstupem regulátorů proudů jsou odpovídající složky statorového napětí.



Obrázek 4.1: Schéma vektorového řízení.

## 4.2 Odvazbení

Ze základních rovnic vyjádřených v synchronně rotujícím systému  $dq$  lze vyjádřit složky statorového napětí následovně [4]:

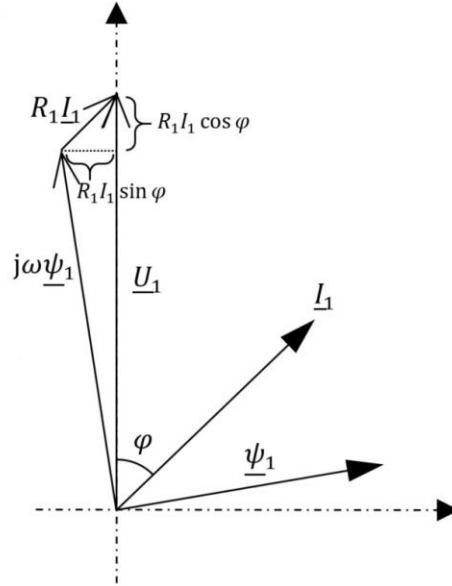
$$u_{1d} = \left( R_1 + \frac{L_m^2 R_2}{L_2^2} \right) i_{1d} + \left( L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_s \left( L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1q} - \frac{L_m R_2}{L_2^2} \Psi_{2d}, \quad (4.9)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + \left( L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_s \left( L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1d} + \omega_s \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d}. \quad (4.10)$$

Vidíme tedy, že statorové napětí nezáleží pouze na statorovém proudu, ale také na dalších členech, které jsou červeně zvýrazněny. Tyto členy lze přičíst k výstupu proudových regulátorů a regulaci tak odvazbit.

### 4.3 Výpočet mezí saturace a jmenovitých hodnot

Pro správné fungování vektorové regulace je nutné nastavit meze saturace regulátorů tak, aby proudy a napětí byly omezeny na přípustné hodnoty. Pokud chceme motor nabudit na jmenovitou hodnotu rotorového toku, pak je třeba tuto hodnotu vypočítat. Následující odvození bylo převzato z [4]. Při jmenovitém zatížení motoru napájeného jmenovitým napětím platí fázorový diagram na obrázku 4.2.



Obrázek 4.2: Znázornění situace pro výpočet statorového toku, převzato z [4].

Pro veličiny zde v ideálním případě platí:

$$|\underline{I}_1| = I_{n(\max)}, \quad (4.11)$$

$$|\underline{U}_1| = U_{fn(\max)}, \quad (4.12)$$

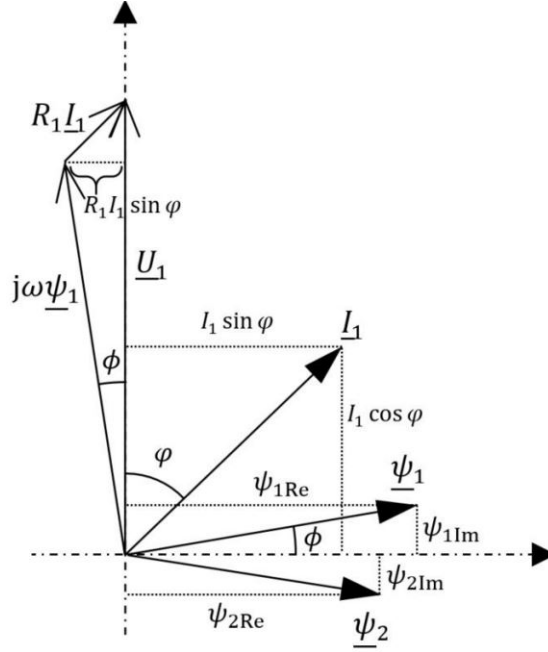
$$\varphi = \varphi_n, \quad (4.13)$$

$$|\underline{\Psi}_1| = \Psi_{1n}. \quad (4.14)$$

Dle Pythagorovy věty pak platí:

$$\Psi_{1n} = \frac{\sqrt{(U_{fn(\max)} - R_1 I_{n(\max)} \cos \varphi_n)^2 + (R_1 I_{n(\max)} \sin \varphi_n)^2}}{\omega_n}. \quad (4.15)$$

Pro výpočet rotorového toku pak platí fázorový diagram na obrázku 4.3.



Obrázek 4.3: Znázornění situace pro výpočet rotorového toku, převzato z [4].

Pro veličiny zde platí:

$$\phi = \sin^{-1} \frac{R_1 I_1 \sin \varphi}{\omega \Psi_1}, \quad (4.16)$$

$$\Psi_{1nRe} = \Psi_{1n} \cos \phi, \quad (4.17)$$

$$\Psi_{1nIm} = \Psi_{1n} \sin \phi, \quad (4.18)$$

$$I_{1nRe} = I_{1n} \sin \varphi_n, \quad (4.19)$$

$$I_{1nIm} = I_{1n} \cos \varphi_n. \quad (4.20)$$

Zde můžeme za využití vztahu:

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{L_2}{L_m} (\underline{\Psi}_1 - \sigma L_1 \dot{i}_1), \quad (4.21)$$

kde  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_1 L_2$  je takzvaný rozptyl, psát:

$$\Psi_{2nRe} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1nRe} - \sigma L_1 I_{1nRe}), \quad (4.22)$$

$$\Psi_{2nIm} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1nIm} - \sigma L_1 I_{1nIm}). \quad (4.23)$$

Výsledná velikost jmenovitého rotorového toku je pak:

$$\Psi_{2n} = \sqrt{\Psi_{2nRe}^2 + \Psi_{2nIm}^2}. \quad (4.24)$$



Pro výpočet jmenovitých hodnot tokotvorné a momentotvorné složky proudu pak můžeme psát:

$$I_{1dn} = \frac{\Psi_{2n}}{L_m}, \quad (4.25)$$

$$I_{1qn} = \sqrt{I_{n(\max)}^2 - I_{1dn}^2}. \quad (4.26)$$

Pro meze saturace proudových regulátorů musí platit, že výsledná velikost žádaného vektoru napětí není vyšší než maximální možná dosažitelná hodnota při použití dané modulace. Saturaci zde lze nastavit jako dynamickou s prioritou na tokotvornou složku, tedy saturace regulátoru tokotvorné složky proudu je nastavena na nějakou fixní hodnotu a saturace regulátoru momentotvorné složky proudu je nastavena pomocí Pythagorovy věty dle aktuální žádané hodnoty  $u_{1d}$ , tak aby výsledná maximální velikost žádaného napětí byla maximální možná dosažitelná hodnota. Tedy:

$$u_{1q\max} = \sqrt{U_{1\max}^2 - u_{1d}^2}. \quad (4.27)$$

Při použití PI regulátoru se saturací dochází k wind-up efektu. Wind-up efekt vzniká, když je výstup regulátoru před omezením vyšší než dané omezení. Regulátor má tedy nesprávnou informaci o tom, jaká je skutečná hodnota výstupní veličiny. Tento nesoulad způsobuje to, že po dosažení nulové regulační odchylky je v integrátoru naintegrovaná příliš vysoká hodnota, která způsobí překmit. V simulaci bylo použito antiwind-up zapojení, které funguje tak, že omezuje integrační složku regulátoru, pokud je výstup regulátoru před omezením vyšší než po omezení.

## 5 Strategie MTPA

Jak bylo nastíněno v předchozí kapitole, tak v rámci vektorového řízení regulujeme odděleně tok a moment stroje. Z pohledu aplikace motoru, kdy motor pohání nějaké zařízení, ovšem není hodnota magnetického toku důležitá. To nám dává prostor pro různé optimalizační metody, které jsou všechny založeny na stejném principu. Pomocí nějakého algoritmu měníme žádanou hodnotu magnetického toku (nebo tokotvorné složky statorového proudu), abychom dosáhli cíle minimálního proudu nebo minimálních ztrát. Samozřejmě je nutné algoritmus nějak omezit, aby žádané hodnoty toku či proudu byly v přípustných mezích.

Tyto optimalizační strategie se obvykle dělí do třech základních kategorií [7], [8]:

- Search Control,
- Maximum Torque per Ampere,
- Loss Minimization Control.

V následujícím textu jsou tyto metody blíže popsány.

### 5.1 Metoda Search Control

Metoda Search Control, jak již název napovídá, je založena na hledání minima statorového proudu či příkonu. Je popsána například v [7]–[9]. Příkon je obvykle měřen ve stejnosměrném meziobvodu frekvenčního měniče, tedy jako:

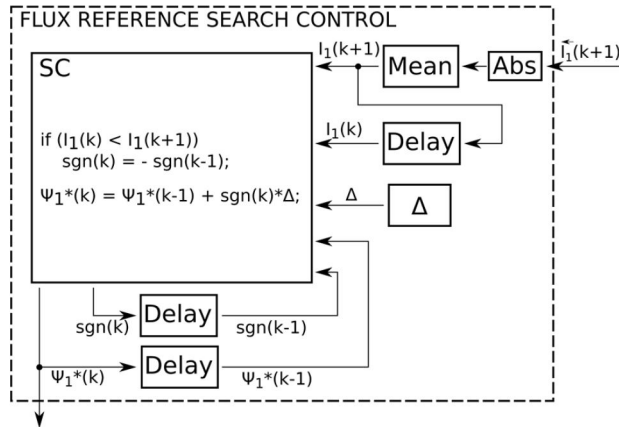
$$P_{\text{in}} = U_{\text{d}} I_{\text{d}}. \quad (5.1)$$

Tímto jednak do kalkulace zahrneme ztráty ve střídači, a také se vyhneme měření příkonu na výstupu střídače, které je vzhledem k tomu, že je napětí tvořeno pulzy, problematické.

Statorový proud či příkon je měřen a v určitých krocích je porovnáván s hodnotou z předchozího kroku. Na základě tohoto porovnání je žádaný tok buď zvětšen či zmenšen o určitou hodnotu. V každém kroku tedy platí:

$$\Psi_2^* = \Psi_{2\text{minula}}^* + \text{sgn}\Delta, \quad (5.2)$$

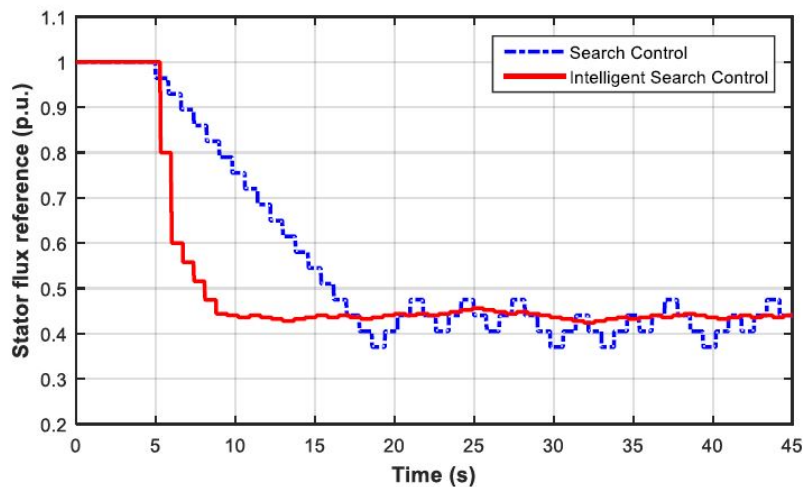
kde  $\text{sgn}$  je znaménko, které značí zda se krok toku přičítá či odečítá. Pokud je současná hodnota proudu či příkonu menší než minulá hodnota, tak se znaménko nezmění. Pokud je současná hodnota proudu či příkonu větší než minulá, tak se znaménko změní. Schematicky je tento algoritmus znázorněn na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1: Schéma algoritmu Search Control, převzato z [9].

Tato metoda by měla konvergovat k minimu příkonu či proudu. Její výhodou je, že není potřeba znát žádné parametry motoru, protože jediným vstupem do výpočtu je měřená hodnota proudu či příkonu. Ovšem tato metoda má i své nevýhody. Konvergence je poměrně pomalá – v literatuře [8] se uvádí například 15 – 20 sekund. Dalším problémem je, že žádaná hodnota toku se neustálí na konstantní hodnotě, ale kolem ideální hodnoty osciluje. Tato oscilace může způsobit nestabilitu systému. K eliminaci těchto nedostatků je možné základní verzi SC modifikovat. Modifikací je celá řada.

Například „Golden section SC“, jehož principem je měnění kroku, o který je měněna žádaná hodnota toku – nejprve je krok velký a postupně se snižuje. Další možností je použití umělé inteligence s využitím fuzzy logic regulátoru [8]. Na následujícím obrázku 5.2 je vyznačen rozdíl mezi základní metodou SC a pokročilejší metodou SC, takzvanou „Intelligent Search Control“.



Obrázek 5.2: Porovnání mezi základní a pokročilejší metodou SC, převzato z [8].

## 5.2 Metoda Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ )

Další metodou, kterou je možné najít v literatuře [7]–[10] je metoda většinou nazývána přímo MTPA. Tato metoda je v principu velmi jednoduchá. Metoda říká, že minimální hodnota statorového proudu pro dosažení žádaného momentu je dosažena při rovnosti složek proudu  $d$  a  $q$ . Odvození je nastíněno v [9] nicméně tam není explicitně uvedeno. Proto ho uvedeme zde. Pro ustálený stav je derivace rotorového toku nulová a tedy rovnice 4.6 přejde do tvaru:

$$\Psi_{2d} = L_m i_{1d}. \quad (5.3)$$

Dosadíme-li tento výraz do vztahu pro moment 4.8 dostáváme:

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} L_m i_{1d} i_{1q}, \quad (5.4)$$

Můžeme tedy psát:

$$M = C i_{1d} i_{1q}, \quad (5.5)$$

kde  $C$  je konstanta. Naším cílem je pro každou hodnotu momentu najít optimální rozložení statorového proudu do jeho složek tak, aby velikost vektoru statorového proudu byla minimální. Pro velikost vektoru statorového proudu platí:

$$|i_1| = f(i_{1d}, i_{1q}) = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}. \quad (5.6)$$

Řešíme tedy úlohu hledání vázaného extrému, kdy funkce kterou chceme minimalizovat je velikost statorového proudu a vazební podmínka je rovnice pro moment 5.5, kterou si pro konstantní hodnotu momentu upravíme jako:

$$i_{1d} i_{1q} = \frac{M}{C} = k, \quad (5.7)$$

kde  $k$  je pro náš výpočet konstanta. Pomocí klasického postupu hledání vázaného extrému si definujeme funkci  $g$  jako:

$$g(i_{1d}, i_{1q}) = i_{1d} i_{1q} - k. \quad (5.8)$$

Sestavíme Lagrangeovu funkci jako:

$$\Phi(i_{1d}, i_{1q}, \lambda) = f(i_{1d}, i_{1q}) + \lambda g(i_{1d}, i_{1q}) = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} + \lambda(i_{1d} i_{1q} - k). \quad (5.9)$$

Pro hledání extrému řešíme soustavu rovnic:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial i_{1d}} = 0, \quad (5.10)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial i_{1q}} = 0, \quad (5.11)$$

tedy:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial i_{1d}} = \frac{i_{1d}}{\sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}} + i_{1q} \lambda, \quad (5.12)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial i_{1q}} = \frac{i_{1q}}{\sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}} + i_{1d} \lambda. \quad (5.13)$$

Z rovnice 5.12 vyjádříme  $\lambda$  jako:

$$\lambda = -\frac{i_{1d}}{i_{1q}\sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}}. \quad (5.14)$$

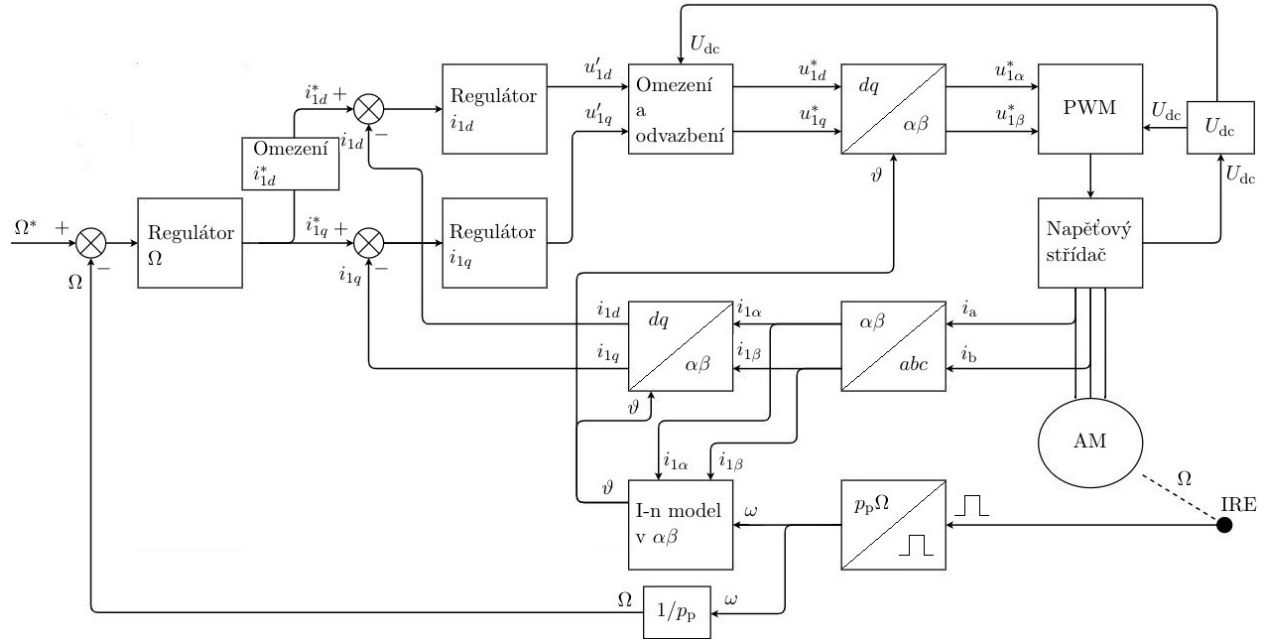
Tento výraz dosadíme do rovnice 5.13 a po úpravě dostáváme:

$$\frac{i_{1q}^2 - i_{1d}^2}{i_{1q}\sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}} = 0. \quad (5.15)$$

Pro splnění rovnice 5.15 musí platit, že čítenel je roven nule a tedy platí:

$$i_{1q}^2 = i_{1d}^2 \rightarrow |i_{1q}| = |i_{1d}|. \quad (5.16)$$

Výsledek této metody je v rámci implementace vektorového řízení zobrazeného na schématu 4.1 velice snadný, protože se zde přímo pracuje s hodnotami  $i_{1d}$  a  $i_{1q}$ . Modifikované schéma je na obrázku 5.3. Regulátor rotorového toku zde bude vynechán a žádaná hodnota  $i_{1d}$  bude stejná jako žádaná hodnota  $i_{1q}$ . Ve schématu je ještě naznačeno omezení hodnoty  $i_{1d}^*$  tak, aby se pohybovala v přípustných mezích. Takto jednoduše se tato metoda dá implementovat, protože se v řízení přímo pracuje s hodnotami  $i_{1d}$  a  $i_{1q}$ . Pokud se v řízení s těmito hodnotami přímo nepracuje, může být implementace této metody složitější, například v [10].



Obrázek 5.3: Schéma vektorového řízení s metodou Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ )

### 5.3 Metoda Loss Minimization Control

Další metodou je takzvaná Loss Minimization Control [8], v jiné literatuře [11] nazývána Model based efficiency optimization. Tato metoda je založena na myšlence, že při znalosti matematického modelu motoru včetně popisu ztrát je možné vyjádřit účinnost motoru v každém pracovním bodě.

Pracovní bod je definován úhlovou rychlostí motoru, elektrickým momentem motoru a rotorovým tokem, na který je motor nabuzen. Účinnost je tedy vyjádřena jako funkce momentu, toku a otáček. Jelikož rychlost motoru a moment motoru jsou veličiny, které potřebujeme regulovat – vstupem regulace je žádaná hodnota otáček a hnací moment motoru je definován zátěžným momentem, tak jedinou veličinou kterou můžeme měnit, je opět rotorový tok.

Pokud tedy hledáme maximum účinnosti, můžeme účinnost považovat pouze jako funkci rotorového toku a najít její maximum pomocí klasické metody – zderivování a položení derivace rovné nule. Následující odvození je převzato z [11], kde je ovšem uvažován model motoru včetně ztrát v železe. V našem modelu ztráty v železe nejsou uvažovány, proto je nutné odvození provést bez ztrát v železe. Vyjdeme z definice účinnosti, která je:

$$\eta = \frac{M\Omega}{P_{\text{in}}}, \quad (5.17)$$

kde  $M$  je elektrický moment motoru,  $\Omega$  je mechanická úhlová rychlost rotoru a  $P_{\text{in}}$  je příkon. Pro příkon platí:

$$P_{\text{in}} = \frac{3}{2}(u_{1d}i_{1d} + u_{1q}i_{1q}). \quad (5.18)$$

My ovšem potřebujeme vyjádřit příkon jako funkci rotorového toku, momentu a mechanické úhlové rychlosti. Vyjdeme ze statorové napěťové rovnice 2.5 zapsané v souřadnicovém systému  $dq$ , který rotuje synchronní elektrickou úhlovou rychlostí  $\omega_s$

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{i}_1 + \frac{d\underline{\Psi}_1}{dt} + j\omega_s \underline{\Psi}_1. \quad (5.19)$$

Pro přepočítání ze statorového na rotorový tok platí:

$$\underline{\Psi}_1 = \frac{L_m}{L_2} \underline{\Psi}_2 + L_1 \sigma \dot{i}_1, \quad (5.20)$$

kde  $\sigma = 1 - L_m^2/L_1L_2$  je takzvaný rozptyl. Dosazením do statorové napěťové rovnice 5.19 dostáváme:

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{i}_1 + \frac{d}{dt} \left( \frac{L_m}{L_2} \underline{\Psi}_2 \right) + \frac{d}{dt} (L_1 \sigma \dot{i}_1) + j\omega_s \left( \frac{L_m}{L_2} \underline{\Psi}_2 + L_1 \sigma \dot{i}_1 \right). \quad (5.21)$$

Po separaci na reálnou a imaginární část a uvažování ustáleného stavu – (časová derivace je nulová) dostáváme:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} - \omega_s L_1 \sigma i_{1q}, \quad (5.22)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + \omega_s L_1 \sigma i_{1d} + \omega_s \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d}. \quad (5.23)$$

Ze vztahu pro moment 4.8 si vyjádříme  $i_{1q}$  jako:

$$i_{1q} = \frac{2}{3p_p} \frac{L_2}{L_m \Psi_{2d}} M. \quad (5.24)$$

Ze vztahu pro rotorový tok při ustáleném stavu 5.3 si vyjádříme  $i_{1d}$  jako:

$$i_{1d} = \frac{\Psi_{2d}}{L_m}. \quad (5.25)$$

Tyto proudy dosadíme do rovnic 5.22 5.23 a dostaneme:

$$u_{1d} = \frac{R_1}{L_m} \Psi_{2d} - \frac{2\sigma L_1 L_2 \omega_s}{3p_p L_m \Psi_{2d}} M, \quad (5.26)$$

$$u_{1q} = \frac{2R_1 L_2}{3p_p L_m \Psi_{2d}} M + \left( \frac{L_1 L_2 \sigma + L_m^2}{L_m L_2} \right) \omega_s \Psi_{2d}. \quad (5.27)$$

Pro synchronní úhlovou rychlost  $\omega_s$  platí:

$$\omega_s = \omega + \omega_{sl} = p_p \Omega + \omega_{sl}, \quad (5.28)$$

kde  $\omega_{sl}$  je skluzová rychlost, kterou lze vyjádřit z rovnice 4.7 jako:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_2}{L_2 \Psi_{2d}} i_{1q}. \quad (5.29)$$

Dosažením napětí a proudů do rovnice 5.17 dostaneme:

$$\eta = \frac{M\Omega(6L_m^2 p_p^2 \Psi_{2d}^2)}{4(L_2^2 R_1 + L_m^2 R_2)M^2 + 9p_p^2 R_1 \Psi_{2d}^4 + M\Omega(6L_m^2 p_p^2 \Psi_{2d}^2)}. \quad (5.30)$$

Podmínku maximalizace účinnosti vzhledem k rotorovému toku lze napsat jako:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \Psi_{2d}} = 0. \quad (5.31)$$

Řešení rovnice 5.31 je:

$$\Psi_{2d(opt)} = \sqrt{\frac{2}{3p_p}} \sqrt[4]{\frac{L_2^2 R_1 + L_m^2 R_2}{R_1}} \sqrt{M}. \quad (5.32)$$





## 6 Optimalizace chování metod MTPA při přechodných dějích

Jak bylo ukázáno v předchozí kapitole, tak všechny uvedené metody MTPA fungují obdobně. Minimálního proudu nebo příkonu je dosaženo pomocí změny žádané hodnoty rotorového toku. Žádaný rotorový tok je navíc zdola i shora omezen. Zdola na určitou hodnotu, aby motor nepracoval zcela odbuzen a shora obvykle na jmenovitou hodnotu, protože v reálném motoru se pro vyšší hodnoty toku projevuje vliv saturace magnetického obvodu.

Jak bude ukázáno později ve výsledcích, tak uvedené metody vzhledem k omezení žádané hodnoty rotorového toku (nebo tokotvorné složky statorového proudu) fungují pro malá zatížení – pro zátěžný moment menší než cca čtvrtina jmenovitého momentu. Při těchto malých zatíženích motor pracuje ne zcela nabuzen, a tedy odebírá menší proud, protože je menší tokotvorná složka statorového proudu. Momentotvorná musí být samozřejmě vyšší, ale ve výsledku motor odebírá nižší proud než kdyby byl plně nabuzen.

Problém nastane, když je motor za tohoto stavu skokově zatížen vyšším momentem – například blízkým jmenovitému momentu. Jak již bylo řečeno mnohokrát v této práci, tak moment je úměrný součinu rotorového toku a imaginární složky statorového proudu. Zatímco statorový proud se může měnit velmi rychle, tak chování rotorového toku je popsáno rovnicí 4.6. Rovnici lze přepsat do tvaru

$$\frac{d\Psi_{2d}}{dt} = \frac{L_m i_{1d} - \Psi_{2d}}{\tau_r}. \quad (6.1)$$

Jedná se o diferenciální rovnici prvního řádu s rotorovou časovou konstantou  $\tau_r = L_2/R_2$ . Pro motor uvažovaný v pozdějších simulacích je tato konstanta v řádu stovek milisekund. Rotorový tok se tedy mění poměrně pomalu a pokud odbuzený motor skokově zatížíme vyšším momentem, tak motor nemůže hned vyvodit odpovídající hnací moment a dojde tedy ke zpomalení motoru.

Pokud pracujeme za předpokladu, že během přechodného děje musí být velikost statorového proudu omezena na určitou hodnotu – v této práci je uvažována jmenovitá hodnota, tak máme různé možnosti, jak v rámci přechodného děje rozložit statorový proud do složek  $d$  a  $q$  tak, aby vliv skokového zatížení byl co nejmenší. Tomuto tématu se podrobně věnuje [12].

Jsou zde uvedeny tři metody rozložení statorového proudu během přechodného děje.

### 6.1 První optimalizační metoda

První metodou je nastavení tokotvorné i momentotvorné složky proudu na jmenovitou hodnotu. To je analogické tomu, kdybychom žádnou optimalizaci nedělali, protože přesně tak se zachová regulace při skokovém zvýšení zátěžného momentu.

## 6.2 Druhá optimalizační metoda

Druhou metodou je nejprve nastavení tokotvorné složky proudu na maximální hodnotu statového proudu a momentotvorné složky na nulu. A poté naopak nastavení momentotvorné složky na maximální hodnotu a tokotvorné složky na nulu. Myšlenka této metody je ta, že se motor nejprve co nejrychleji nabudí, a protože se rotorový tok nemůže měnit skokem, tak můžeme poté všechny proud přiřadit do momentotvorné složky a motor rychle dorovná propad rychlosti, a poté si regulaci opět převezme standardní vektorové řízení. Pro parametry motoru uvažovaného v simulacích a omezení proudu na jmenovitou hodnotu tato metoda nicméně nefunguje, protože než motor stihne dorovnat rychlost, tak se příliš odbudí. Proto byla tato metoda modifikována tak, že se nejprve přiřadí všechny proud do tokotvorné složky a po nabuzení je tokotvorná složka udržována na jmenovité hodnotě.

## 6.3 Třetí optimalizační metoda

Třetí metoda je nová metoda navrhovaná přímo v [12]. Vzhledem k tomu, že v článku je také uvažován vliv saturace, tak bylo provedeno následující analogické odvození bez vlivu saturace, ve kterém je dle mého názoru provedeno důležité zlepšení metody. Pro metodu uvedenou v [12] je nutné znát zátěžný moment. Pro následující metodu tato znalost není nutná.

Jak je uvedeno v [12], tak pro maximální pokles otáček platí:

$$\Delta\Omega_{\max} = \frac{1}{J} \int_0^{t_x} (M_Z - M) dt, \quad (6.2)$$

kde  $M_Z$  je moment zátěžný,  $M$  je moment hnací a čas  $t_x$  je čas, kdy se vyrovnají hnací a zátěžný moment. V práci [12] je postupováno tak, že se tento integrál minimalizuje, nicméně vhodnější by bylo minimalizovat následující integrál, označený jako  $i$ :

$$i = \frac{1}{J} \int_0^{t_y} (M_{\max} - M) dt, \quad (6.3)$$

kde  $M_{\max}$  je maximální moment, kterého chceme dosáhnout a  $t_y$  je čas, kdy rotorový tok dosáhne své jmenovité hodnoty – tedy motor je nabuzen. Toto vychází z následující úvahy: V rámci přechodného děje chceme co nejrychleji dosáhnout maximálního momentu a ne zátěžného momentu, protože jelikož se motor zpomalil, tak po dorovnání zátěžného a hnacího momentu musíme hnací moment ještě navýšit, aby se dorovnal propad rychlosti. Po dosažení jmenovité hodnoty toku již přejdeme do klasického vektorového řízení, kdy tok udržujeme na jmenovité hodnotě pomocí jmenovité hodnoty tokotvorného proudu a zbytek proudu použijeme na momentotvornou složku proudu. Dalším odůvodněním, proč je vhodné minimalizovat tento integrál je to, že v rámci přechodného děje by se regulace měla chovat nezávisle na velikosti zátěžného momentu, který způsobil propad otáček, protože ve výsledku vždy chceme, aby se moment motoru vždy navýšil co nejrychleji na maximální hodnotu.

Minimalizaci integrálu provedeme analogicky jako v [12]. Vyjádříme si  $dt$  z 6.1 jako:

$$dt = \frac{d\Psi_{2d}\tau_r}{L_m i_{1d} - \Psi_{2d}}. \quad (6.4)$$

Dosadíme za  $dt$  a za hnací moment z rovnice 4.8 do integrálu a dostaneme:

$$i = \frac{1}{J} \int_{\Psi_{2d0}}^{\Psi_{2dn}} \frac{(M_{\max} - \frac{3}{2}p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1q}) \tau_r}{L_m i_{1d} - \Psi_{2d}} d\Psi_{2d}. \quad (6.5)$$

Pokud máme maximální hodnotu proudu  $i_{1\max}$ , pak pro složky proudu platí:

$$i_{1d} = i_{1\max} \cos \theta, \quad (6.6)$$

$$i_{1q} = i_{1\max} \sin \theta, \quad (6.7)$$

kde úhel  $\theta$  je úhel, který svírá vektor statorového proudu a osa  $d$  rotujícího souřadného systému. Po dosazení máme tedy:

$$i = \frac{1}{J} \int_{\Psi_{2d0}}^{\Psi_{2dn}} \frac{(M_{\max} - \frac{3}{2}p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1\max} \sin \theta) \tau_r}{L_m i_{1\max} \cos \theta - \Psi_{2d}} d\Psi_{2d}. \quad (6.8)$$

Pokud hledáme minimum tohoto integrálu můžeme také hledat minimum výrazu uvnitř integrálu. Derivaci výrazu uvnitř integrálu podle  $\theta$  položíme rovnou nule:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \frac{(M_{\max} - \frac{3}{2}p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1\max} \sin \theta) \tau_r}{L_m i_{1\max} \cos \theta - \Psi_{2d}} = \frac{i_{1\max} L_m \tau_r (2 \sin \theta L_2 M_{\max} + 3p_p \Psi_{2d} (-i_{1\max} L_m + \cos \theta \Psi_{2d}))}{2L_2 (-\cos \theta i_{1\max} L_m + \Psi_{2d})^2} = 0. \quad (6.9)$$

Dále platí:

$$\cos^2 \theta + \sin^2 \theta = 1. \quad (6.10)$$

Pro řešení rovnice 6.9 je nutné zavést pomocí rovnice 6.10 substituci:

$$\cos \theta = x, \quad (6.11)$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - x^2}. \quad (6.12)$$

Dosazením rovnic 6.11 a 6.12 do rovnice 6.9 získáme:

$$\frac{i_{1\max} L_m \tau_r (2\sqrt{1-x^2} L_2 M_{\max} + 3p_p \Psi_{2d} (-i_{1\max} L_m + x \Psi_{2d}))}{2L_2 (-x i_{1\max} L_m + \Psi_{2d})^2} = 0. \quad (6.13)$$

Výraz 6.13 položíme rovný nule a vyřešíme pro neznámou  $x$ . Získáme dvě řešení, přičemž jediné smysluplné řešení je:

$$x = \cos \theta = \frac{9p_p^2 i_{1\max} L_m \Psi_2^3 + 2\sqrt{4L_2^4 M_{\max}^4 - 9p_p^2 i_{1\max}^2 L_2^2 L_m^2 M_{\max}^2 \Psi_2^2 + 9p_p^2 L_2^2 M_{\max}^2 \Psi_2^4}}{4L_2^2 M_{\max}^2 + 9p_p^2 \Psi_2^4}. \quad (6.14)$$

Pro  $\sin \theta$  dle rovnice 6.12 platí:

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta}. \quad (6.15)$$

## 7 Simulační model

Simulační model asynchronního motoru, napěťového střídače, algoritmu vektorového řízení a dvou vybraných metod MTPA byl vytvořen v programu MATLAB Simulink ve verzi R2020b.

Nejprve byl naimplementován model asynchronního motoru, který je popsán v kapitole 2. Model napěťového střídače, který je popsán v kapitole 3 a algoritmu vektorového řízení, který je popsán v kapitole 4. Poté byl tento model rozšířen o dvě vybrané metody MTPA – metodu Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ ), která je popsána v podkapitole 5.2 a metodu Loss Minimization Control, která je popsána v podkapitole 5.3. Vybrané metody byly dále rozšířeny o algoritmy optimalizace chování metod MTPA při přechodných dějích, které jsou popsány v kapitole 6.

### 7.1 Model asynchronního motoru

Pro vytvoření modelu asynchronního motoru byly vedoucím práce poskytnuty následující parametry motoru:

$P_n$	12 kW
$I_n$	22 A
$U_n$	380 V
$f_n$	50 Hz
$\cos \varphi_n$	0.8
$n_n$	1460 min <sup>-1</sup>
$p_p$	2

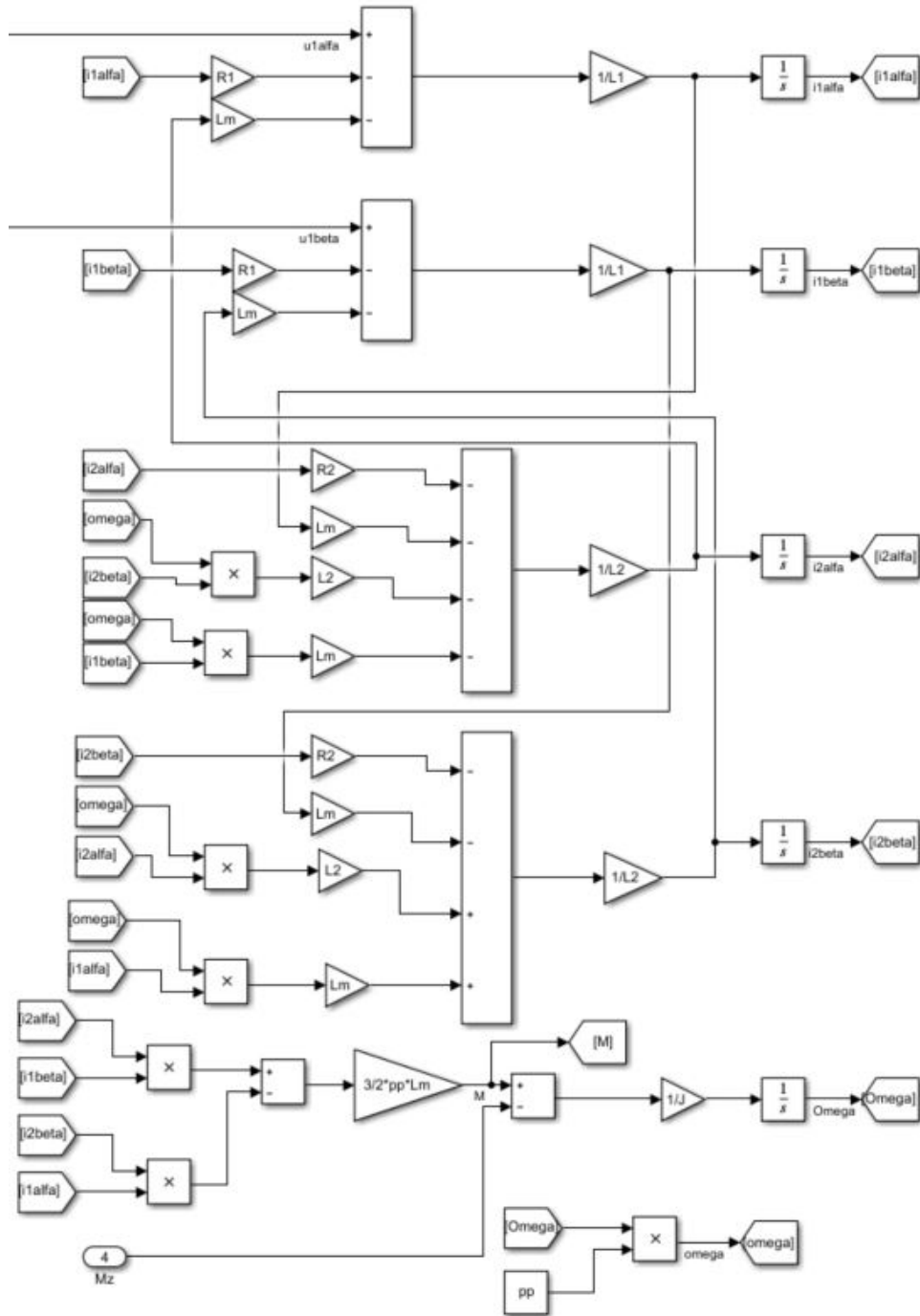
kde  $P_n$  je jmenovitý výkon stroje,  $I_n$  je jmenovitý fázový proud stroje (efektivní hodnota),  $U_n$  je jmenovité sdružené napětí stroje,  $f_n$  je jmenovitá napájecí frekvence stroje,  $\cos \varphi_n$  je jmenovitý účinník stroje,  $n_n$  jsou jmenovité otáčky stroje a  $p_p$  je počet pólů.

Parametry stroje, které se používají v rámci jeho matematického modelu, byly získány z klasických zkoušek naprázdno a nakrátko. Moment setrvačnosti byl změřen dobřovou metodou [4].

$R_1$	370 mΩ	$L_m$	82.5 mH
$R_2$	225 mΩ	$L_1$	84.77 mH
$L_{1\sigma}$	2.27 mH	$L_2$	84.77 mH
$L_{2\sigma}$	2.27 mH	$J$	0.4 kg · m <sup>-2</sup>

kde  $R_1$ , resp.  $R_2$  je satorový, resp. rotorový odpor,  $L_{1\sigma}$ , resp.  $L_{2\sigma}$  je satorová, resp. rotorová rozptylová indukčnost,  $L_m$  je magnetizační indukčnost,  $L_1$ , resp.  $L_2$  je satorová, resp. rotorová indukčnost a  $J$  je moment setrvačnosti hřídele.

Model asynchronního motoru je znázorněn na obrázku 7.1.



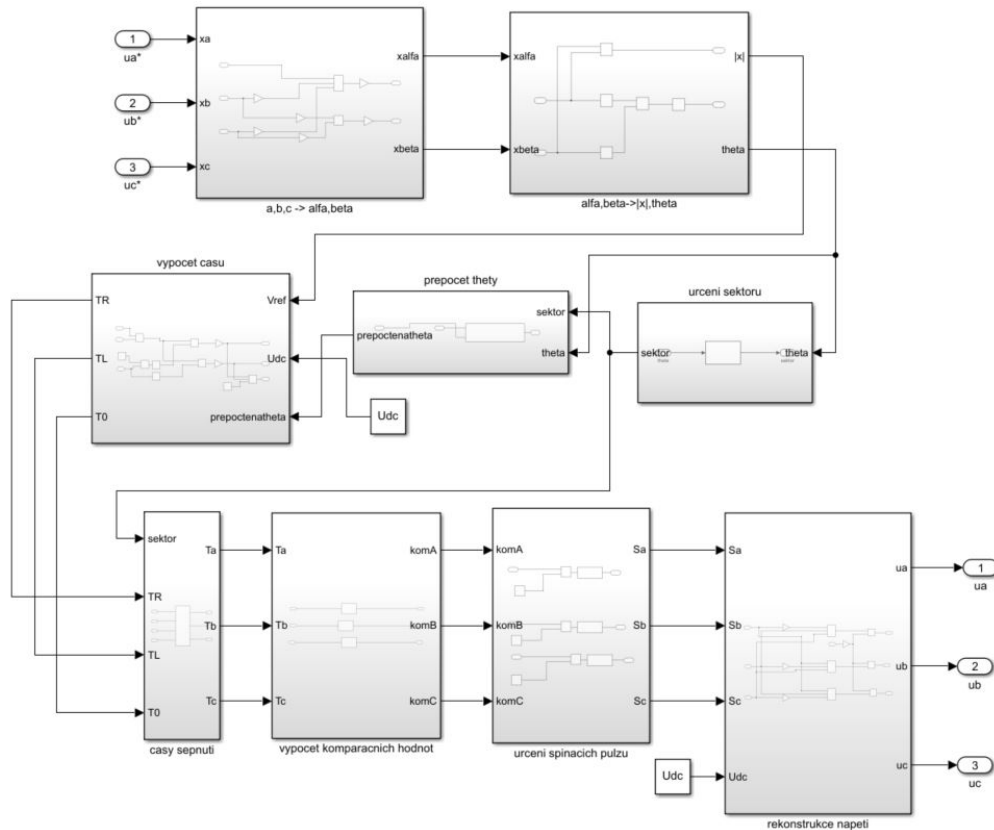
Obrázek 7.1: Model asynchronního motoru.

## 7.2 Model napěťového střídače

Simulační model třífázového dvouúrovňového střídače, který je znázorněn na obrázku 7.2, se skládá z následujících bloků:

- Clarkové transformace žádaných třífázových napětí,
- rozhodovací logiky určující v jakém sektoru se nachází žádaný vektor napětí,
- výpočtu spínacích časů pro hraniční vektory a vektor nulový,
- výpočtu komparační hodnoty,
- porovnání komparační hodnoty s trojúhelníkovým nosným signálem, tj., vytvoření spínacích pulzů („1“ – sepnut horní spínač v dané větvi střídače, „0“ – sepnut dolní spínač),
- rekonstrukce fázového napětí ze spínacích pulzů.

Hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu je rovna  $U_{dc} = 540$  V. Spínací frekvence byla zvolena  $f_{spinaci} = 10$  kHz.



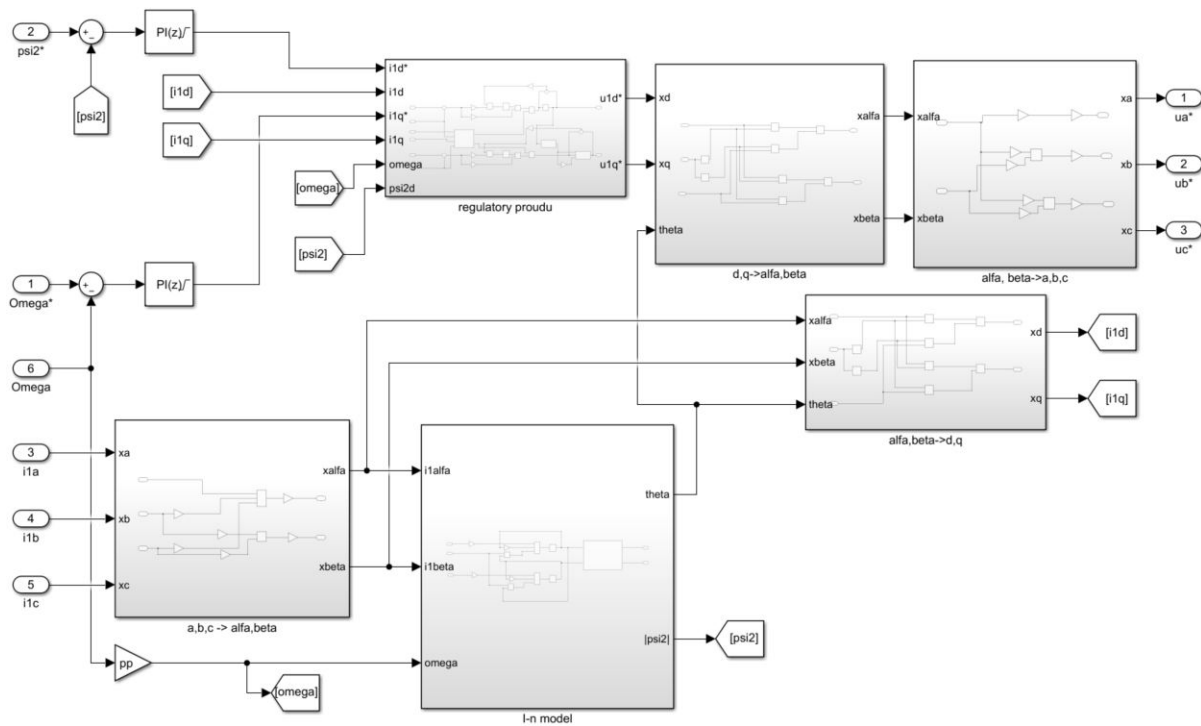
Obrázek 7.2: Simulační model dvouúrovňového střídače.

### 7.3 Algoritmus vektorového řízení

Celý model algoritmu vektorového řízení, který je znázorněn na obrázku 7.3, byl realizován jako tzv. „Triggered Subsystem“, jehož výpočetní perioda je shodná s modulační periodou střídače. Model algoritmu vektorového řízení se skládá z následujících bloků:

- Regulační smyčky rotorového toku a otáček s PI regulátory,
- regulátorů proudu,
- inverzní Parkovy transformace žádaných napětí,
- inverzní Clarkové transformace žádaných napětí,
- Clarkové transformace fázových proudů,
- proudového I-n modelu.

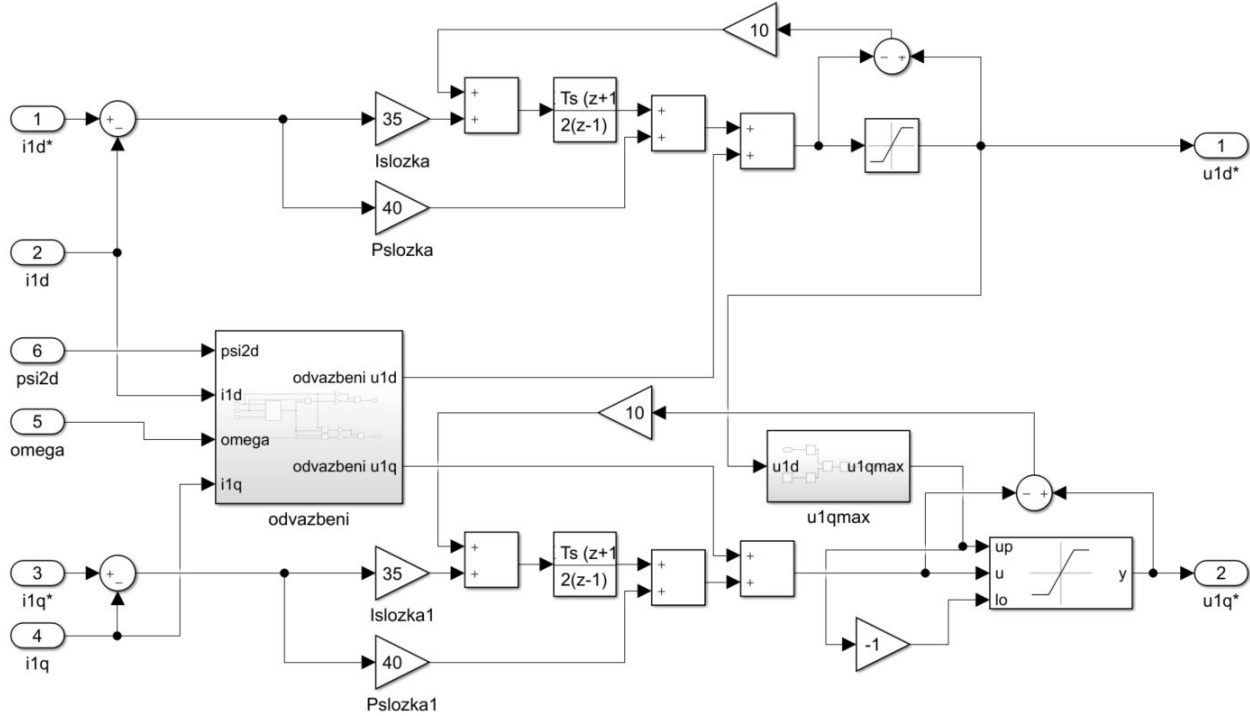
Pro regulační smyčky byly použity bloky PI regulátorů z knihovny Simulinku s antiwind-up metodou „clamping“, které byly laděny experimentálně.



Obrázek 7.3: Simulační schéma algoritmu vektorového řízení.

### 7.3.1 Blok regulátorů proudu

Blok regulátorů proudu, který je znázorněn na obrázku 7.4, obsahuje regulátory s dynamickou saturací a antiwind-up zapojením a blok odvazbení popsany v podkapitolách 4.2 a 4.3.



Obrázek 7.4: Simulační schéma bloku regulátorů proudu.





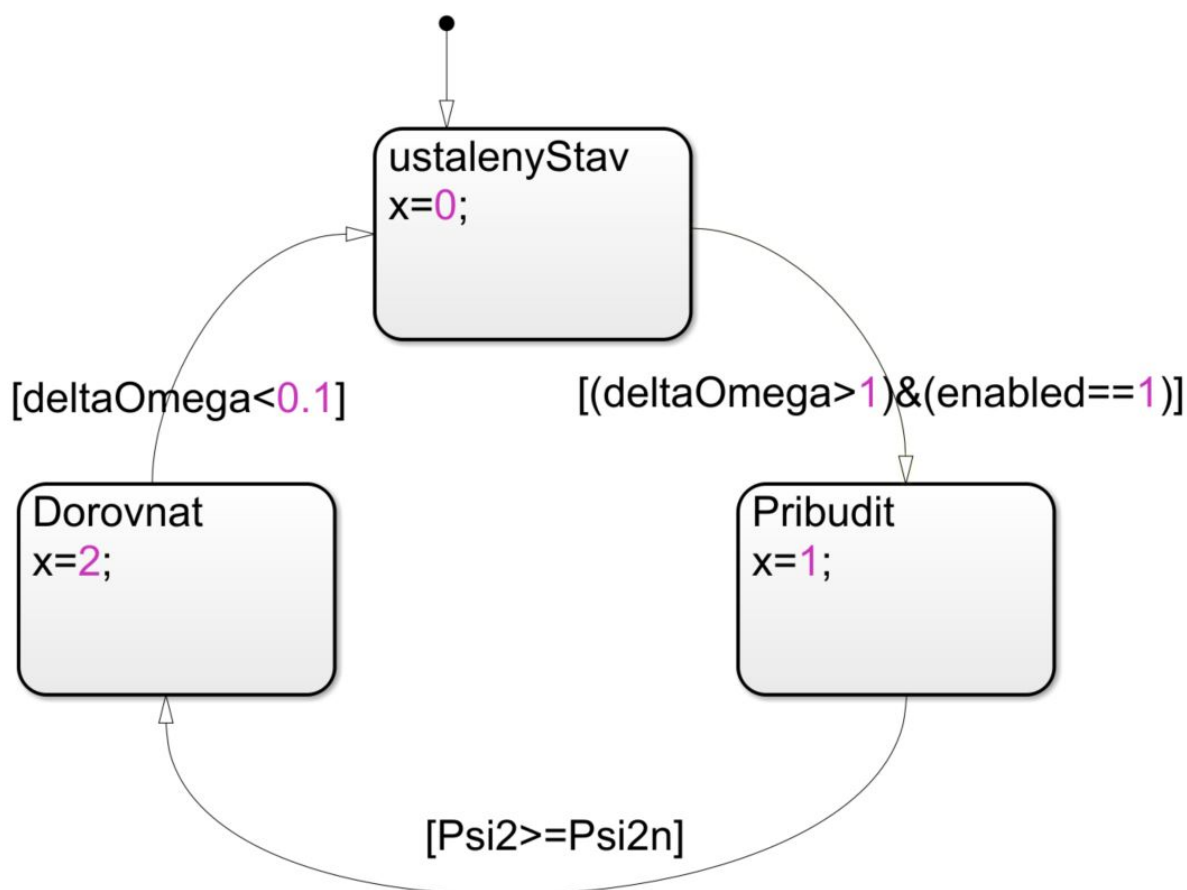


## 7.6 Algoritmy optimalizace chování metod MTPA při přechodných dějích

Pro optimalizaci chování metod MTPA při přechodných dějích byly naimplementované metody doplněny o druhou a třetí optimalizační metodu, které jsou uvedeny v kapitole 6.

Obě optimalizační metody byly realizovány pomocí stavového automatu, který je znázorněn na obrázku 7.7 a bloku „If“. Optimalizační metoda má být realizována pouze při přechodných dějích, tedy při rozjezdu motoru a při propadu otáček motoru při skokovém zatížení. Obě optimalizační metody sestávají ze dvou fází. Nejprve je motor nabuzen na jmenovitou hodnotu, a poté je dorovnán rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou otáček. Celkem tedy můžeme rozlišit tři stavy stavového automatu:

- Ustálený stav,
- Nabuzení motoru,
- Dorovnání otáček.



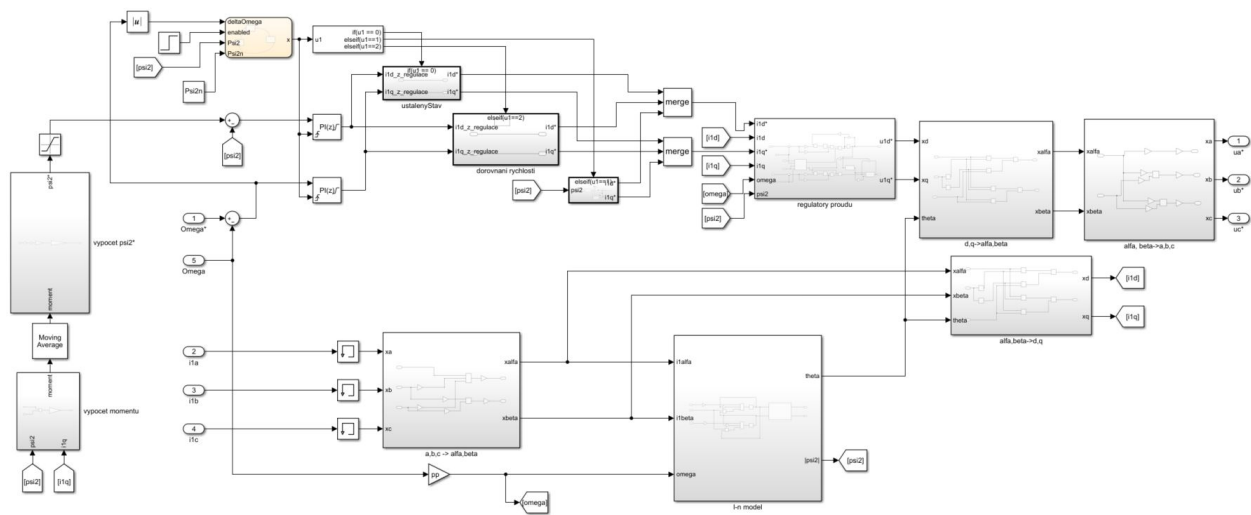
Obrázek 7.7: Simulační schéma stavového automatu.

- Ze stavu „Ustálený stav“ do stavu „Nabuzení motoru“ se dostaneme, pokud rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotu otáček je vyšší než určitá tolerance.
- Ze stavu „Nabuzení motoru“ do stavu „Dorovnění otáček“ se dostaneme, pokud je hodnota rotorového toku vyšší nebo rovna jmenovité hodnotě rotorového toku.
- Ze stavu „Dorovnění otáček“ do stavu „Ustálený stav“ se dostaneme, pokud je rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou otáček nižší než určitá tolerance.

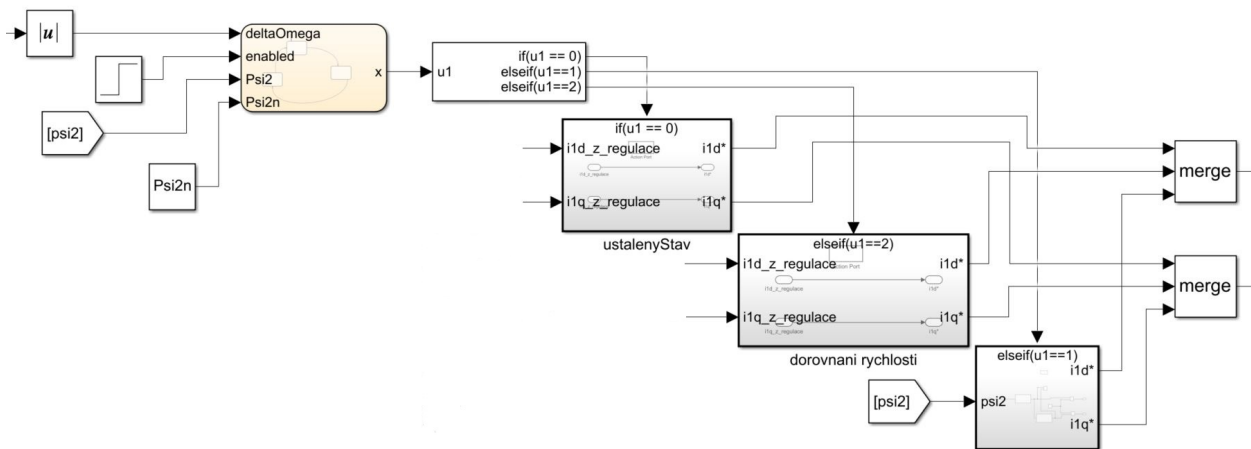
Pokud se nacházíme v ustáleném stavu, tak regulace probíhá standardně, jak bylo popsáno výše. Pokud se nacházíme mimo ustálený stav, tak jsou regulátory otáček a rotorového toku vyřazeny a žádané hodnoty složek proudů jsou zadávány dle příslušné optimalizační metody. Po přechodu zpět do ustáleného stavu jsou regulátory opět zařazeny zpět do regulace a jejich výstup je resetován na jmenovité hodnoty složek proudů, protože obě optimalizační metody fungují tak, že ve výsledku se složky proudů ustálí na jmenovitých hodnotách. Tímto resetováním je zajištěn plynulý přechod do ustáleného stavu.







Obrázek 7.12: Simulační schéma algoritmu vektorového řízení s metodou Loss Minimization Control, třetí optimalizační metoda.

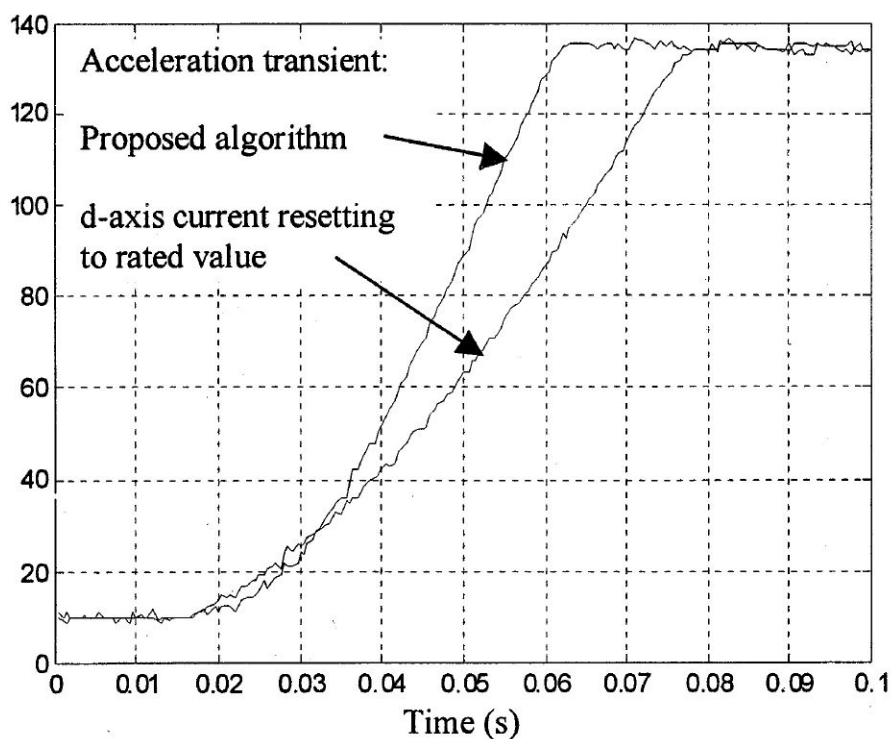


Obrázek 7.13: Simulační schéma třetí optimalizační metody, detail.

## 8 Výsledky simulace

V této kapitole jsou uvedeny výsledky provedených simulací modelů uvedených v kapitole 7. Byl zvolen řešič s pevným krokem s krokem simulace  $1 \mu\text{s}$ . V čase  $t = 0 \text{ s}$  byl zadán požadavek na jmenovité otáčky a pro model bez strategií MTPA byl zadán požadavek na jmenovité nabuzení. V čase  $t = 3 \text{ s}$  je motor zatížen momentem  $M_Z$ . Simulace byla provedena pro dvě velikosti zátěžného momentu, a to  $M_Z = 10 \text{ Nm}$  a  $M_Z = 60 \text{ Nm}$ .

Motor je tedy zároveň nabuzován a rozjížděn. V praxi je motor před rozjezdem vždy alespoň částečně nabuzen, a tedy není úplně od nulové hodnoty rotorového toku rozjížděn, nicméně v simulaci toto udělat můžeme, za účelem demonstrace principu optimalizačních metod a dostáváme kvalitativně stejné průběhy, jako kdybychom rozjížděli z velmi nízkých otáček velmi odbuzený motor jako je na obrázku 8.1.

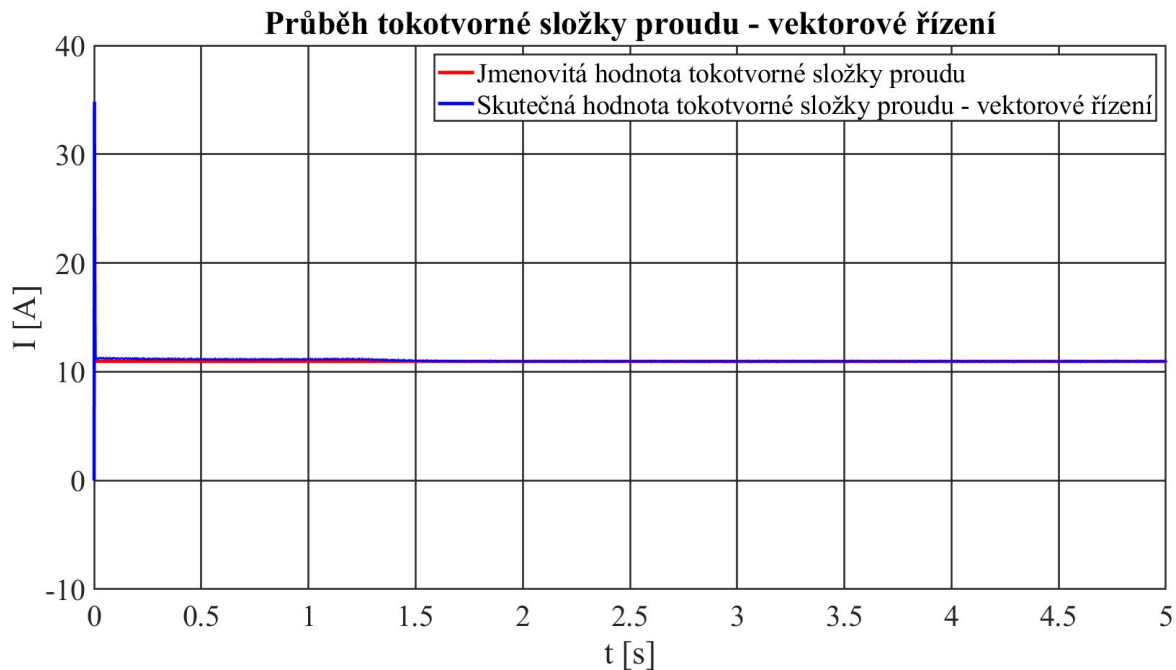


Obrázek 8.1: Rozjezd odbuzeného motoru z velmi nízkých otáček, převzato z [12]

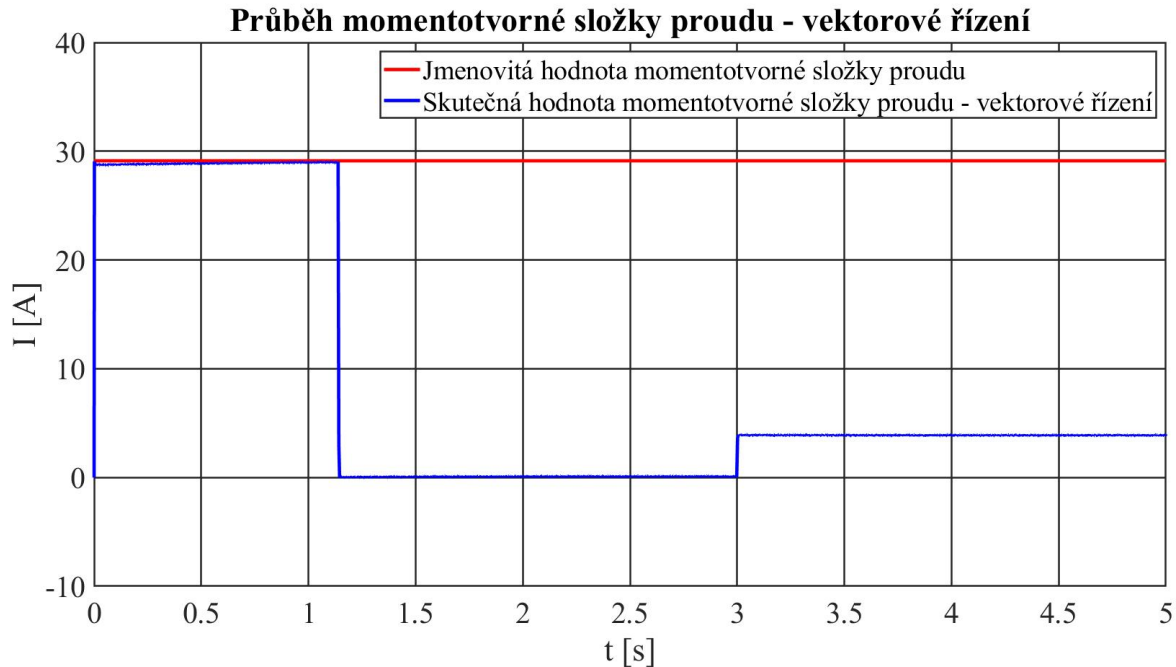
Jsou zde uvedeny průběhy tokotvorné a momentotvorné složky proudu, průběh velikosti statového proudu, průběh rotorového toku a průběh otáček.



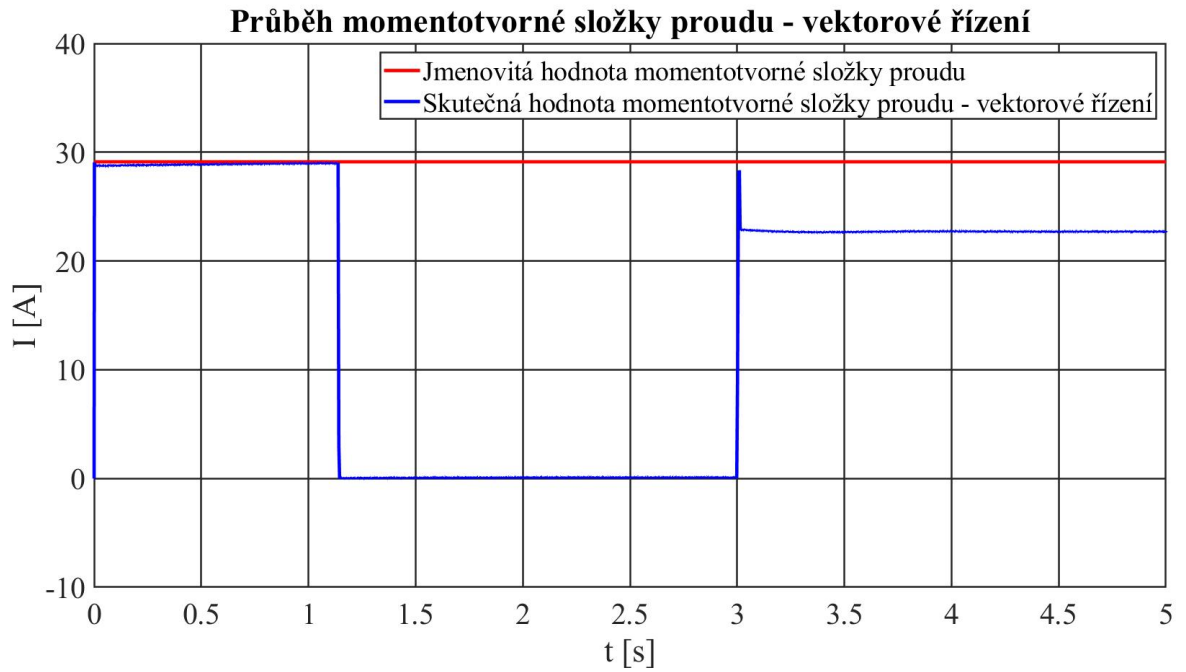
## 8.1 Vektorové řízení



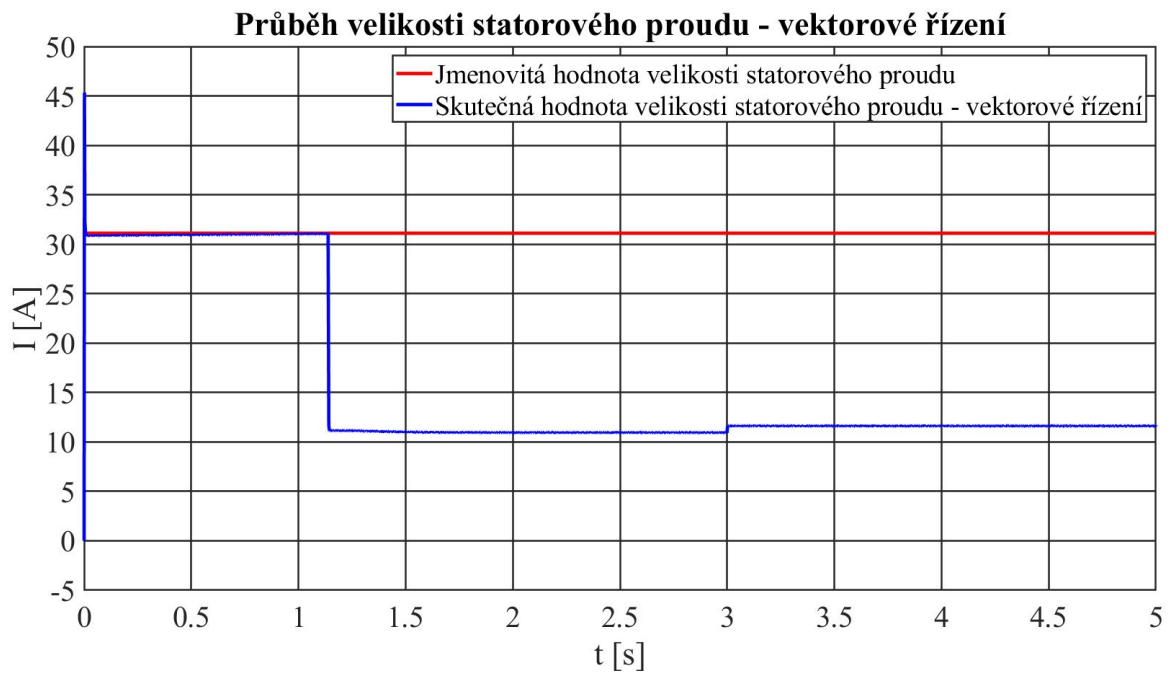
Obrázek 8.2: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



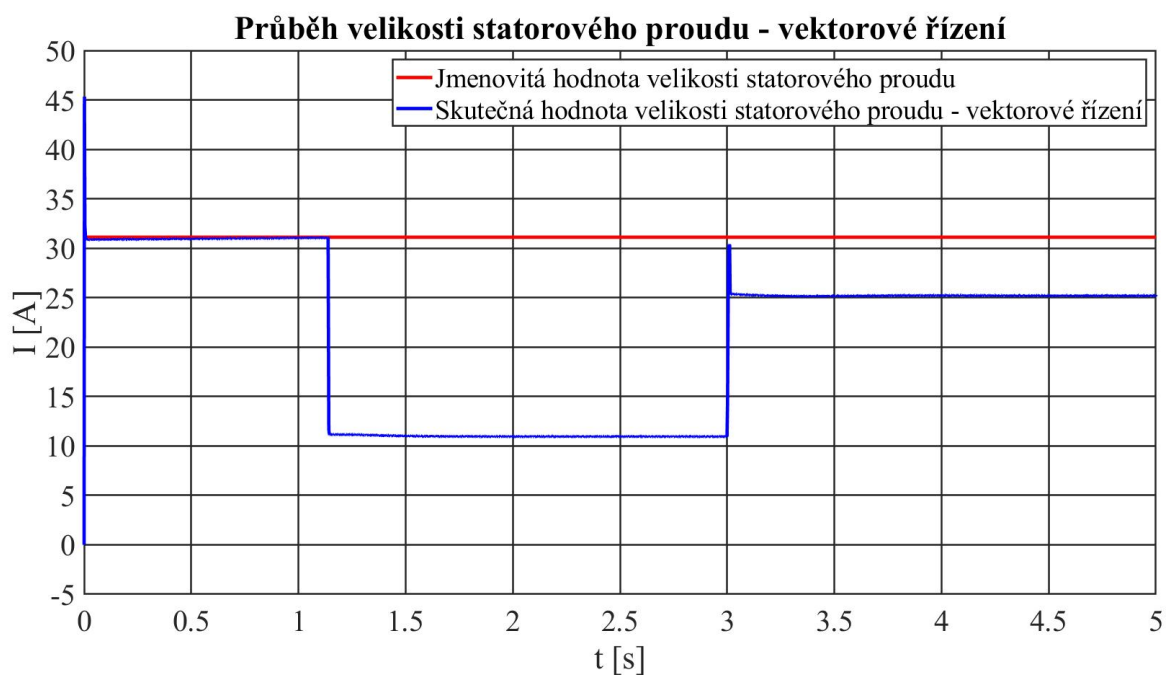
Obrázek 8.3: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



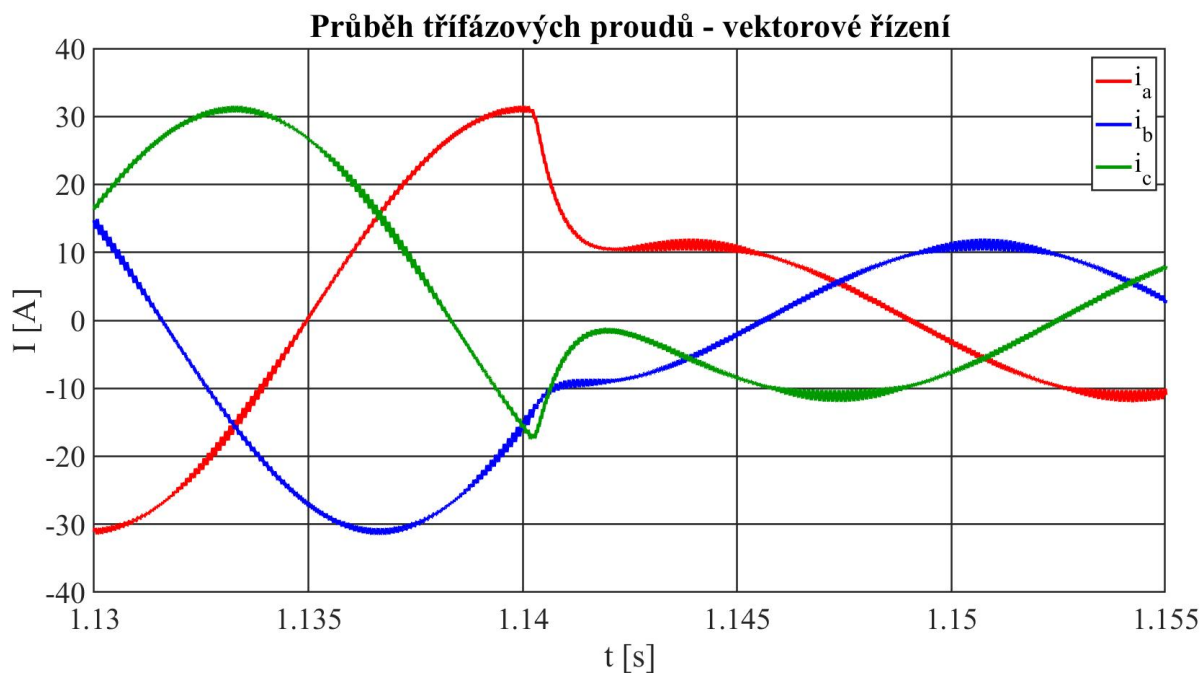
Obrázek 8.4: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



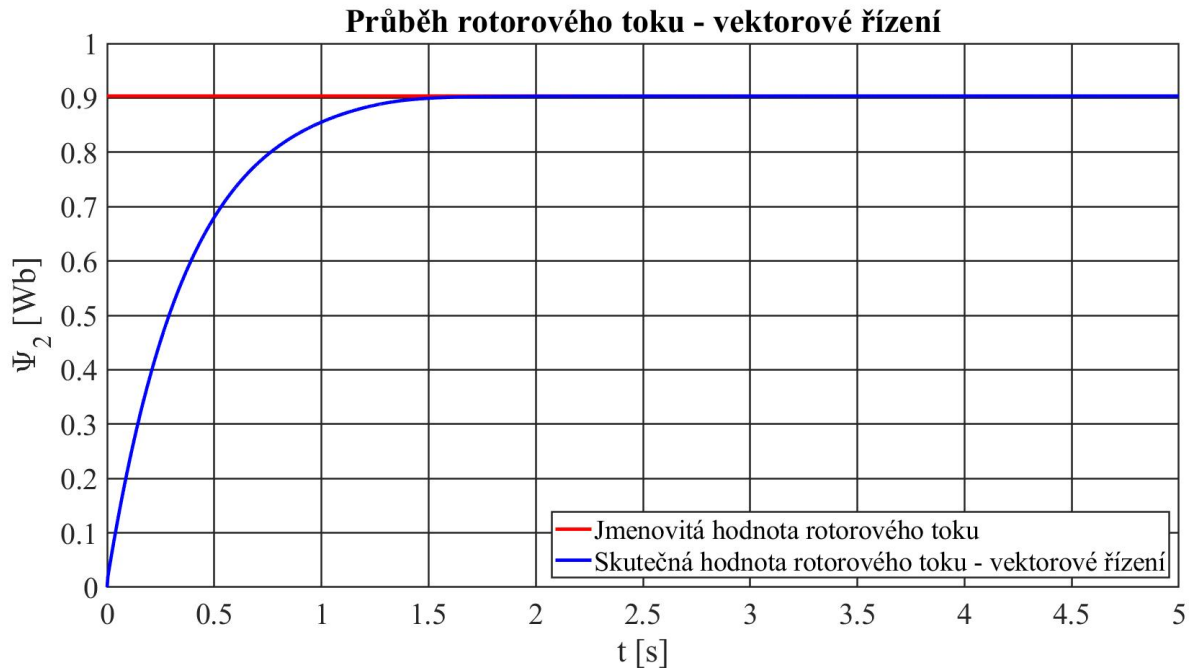
Obrázek 8.5: Průběh velikosti statorového proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



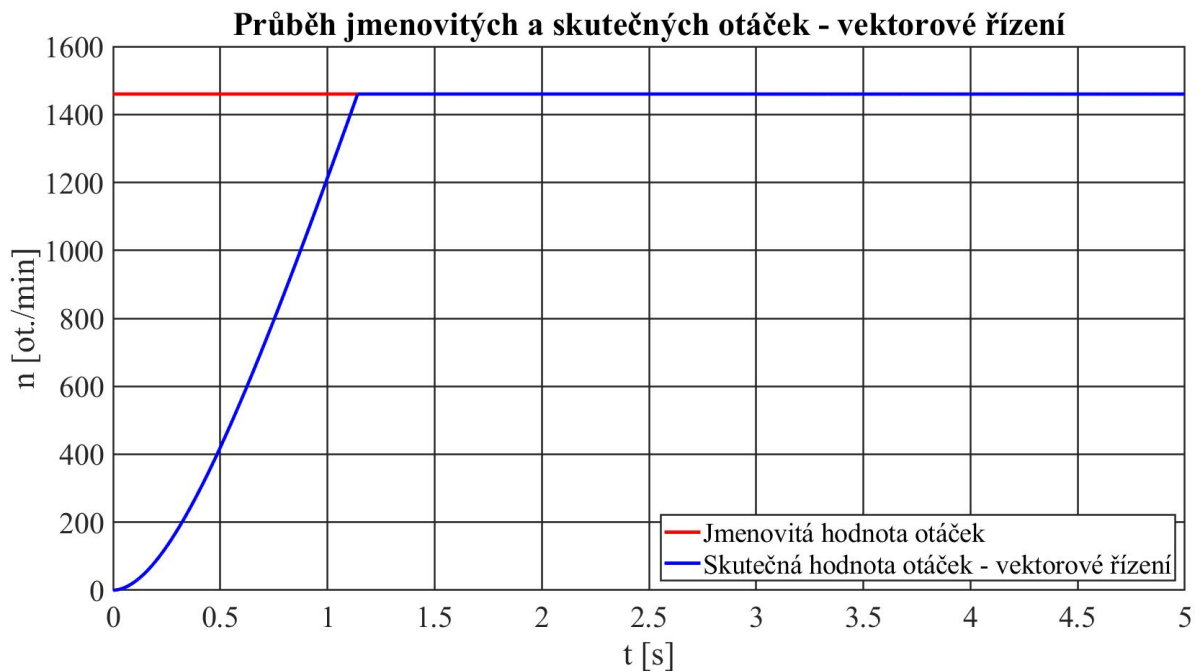
Obrázek 8.6: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



Obrázek 8.7: Průběh třífázového proudu motoru, detail po rozjezdu motoru.

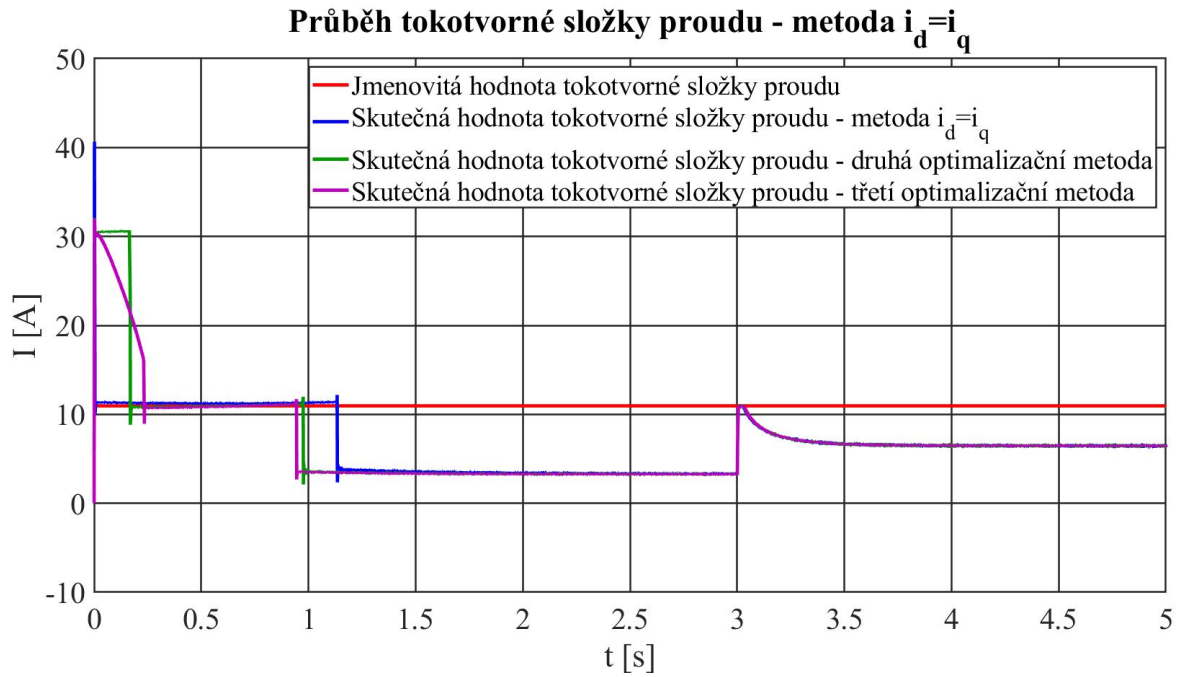


Obrázek 8.8: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 10$  Nm.

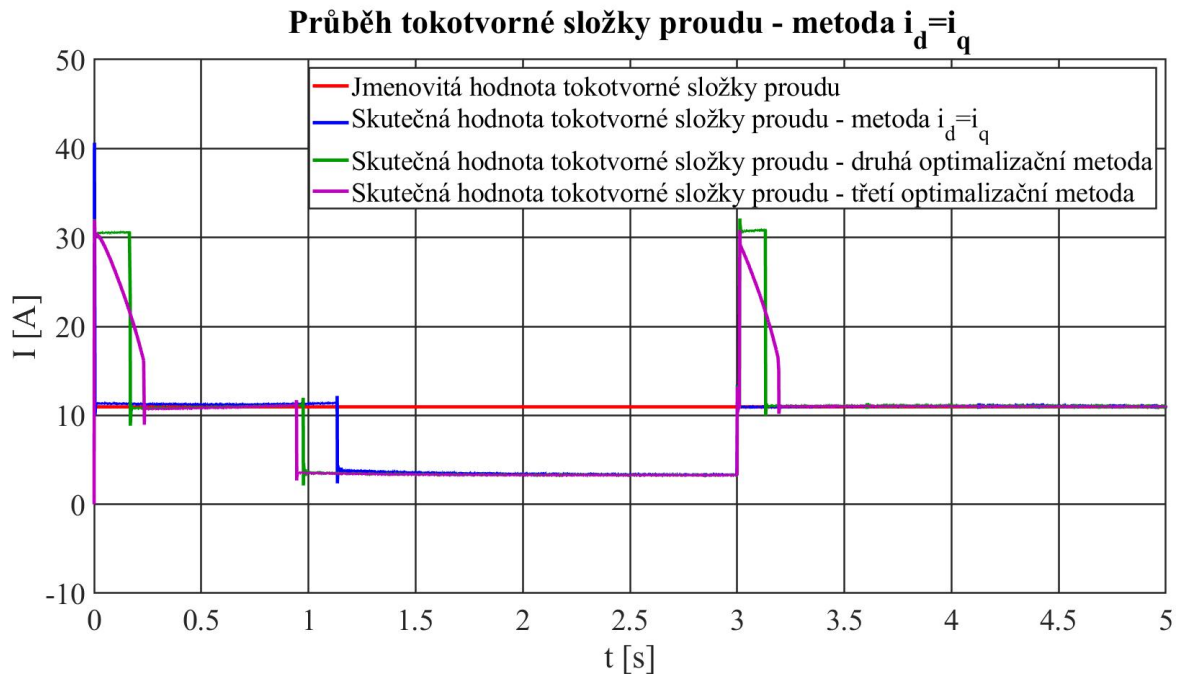


Obrázek 8.9: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 10$  Nm.

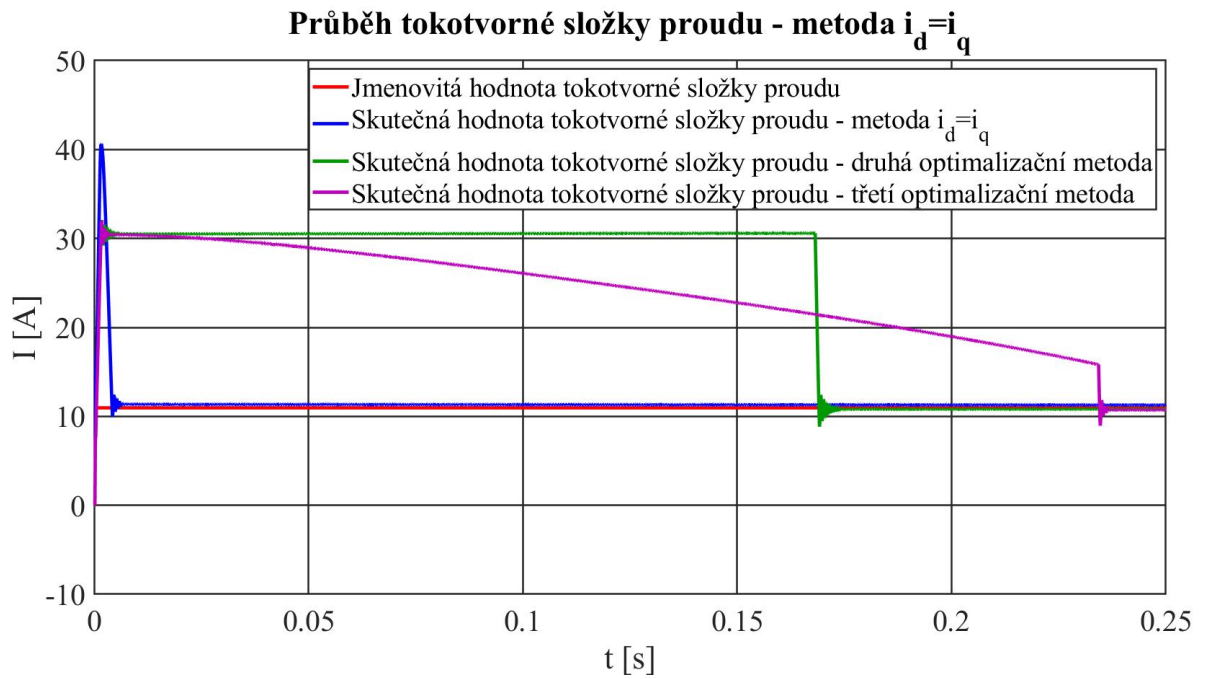
## 8.2 Metoda Maximum Torque Per Ampere ( $i_{1d} = i_{1q}$ )



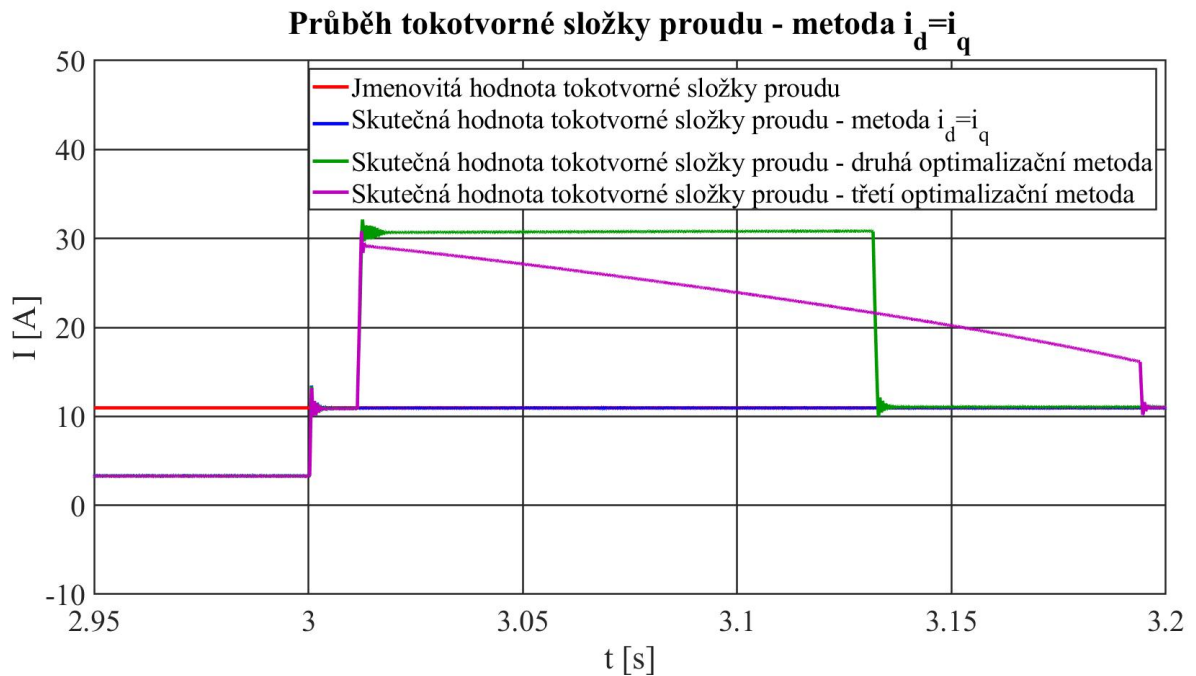
Obrázek 8.10: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



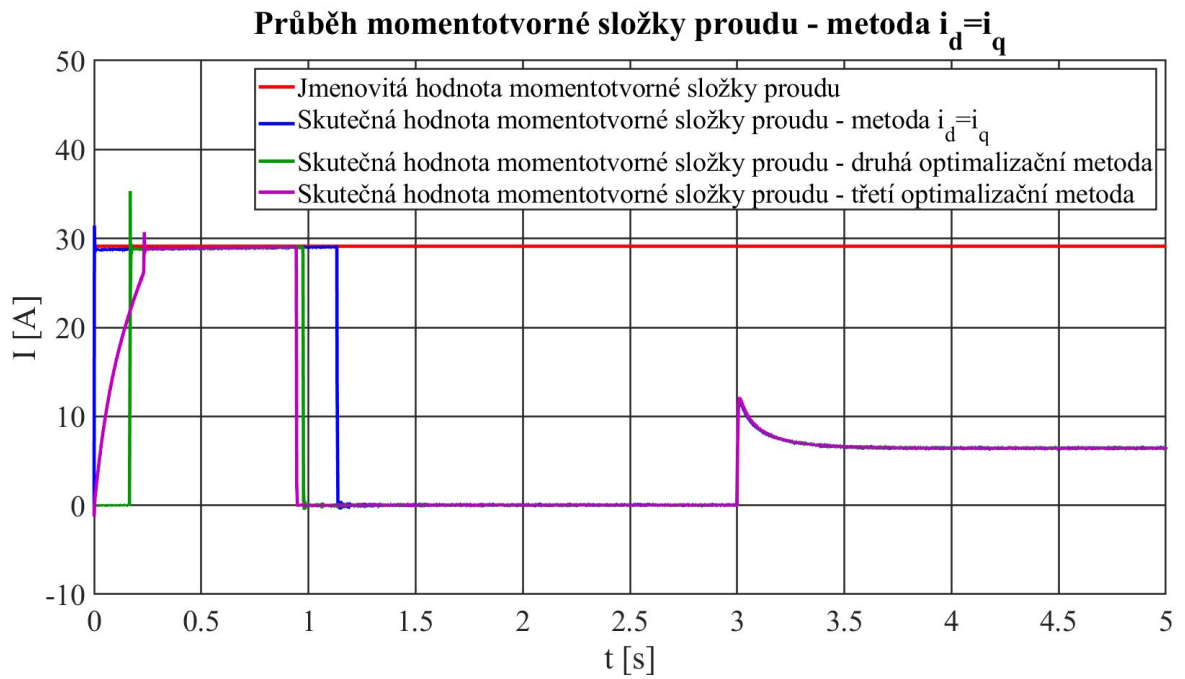
Obrázek 8.11: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



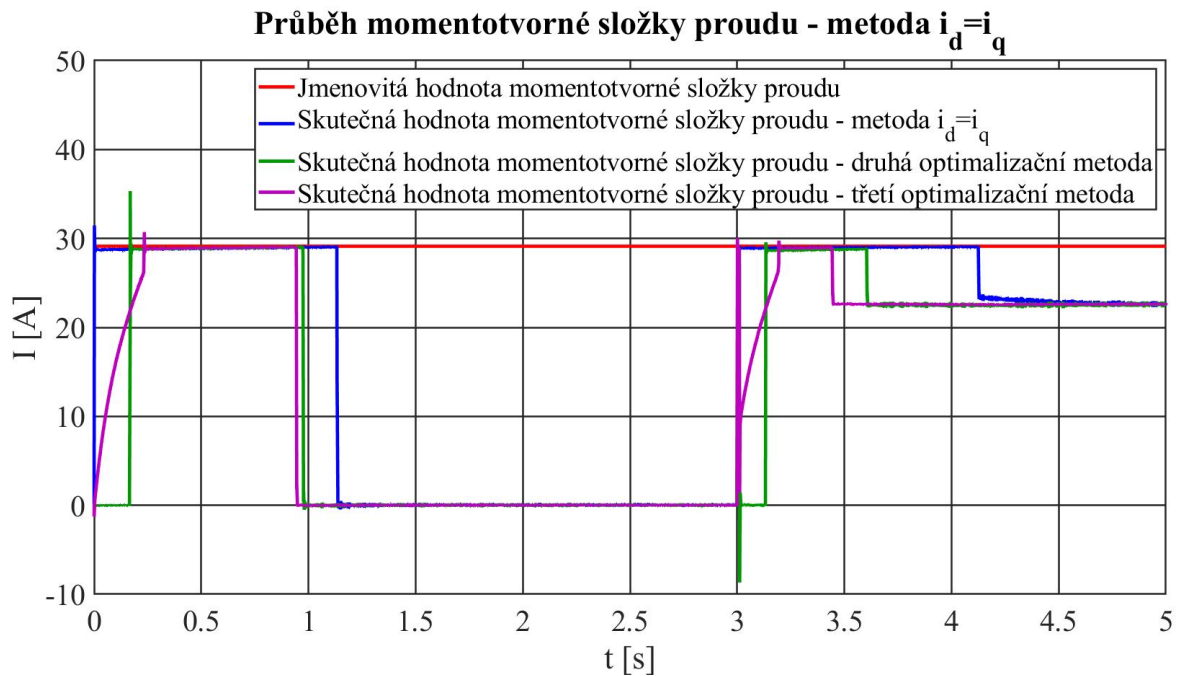
Obrázek 8.12: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm, detail při rozjezdu motoru.



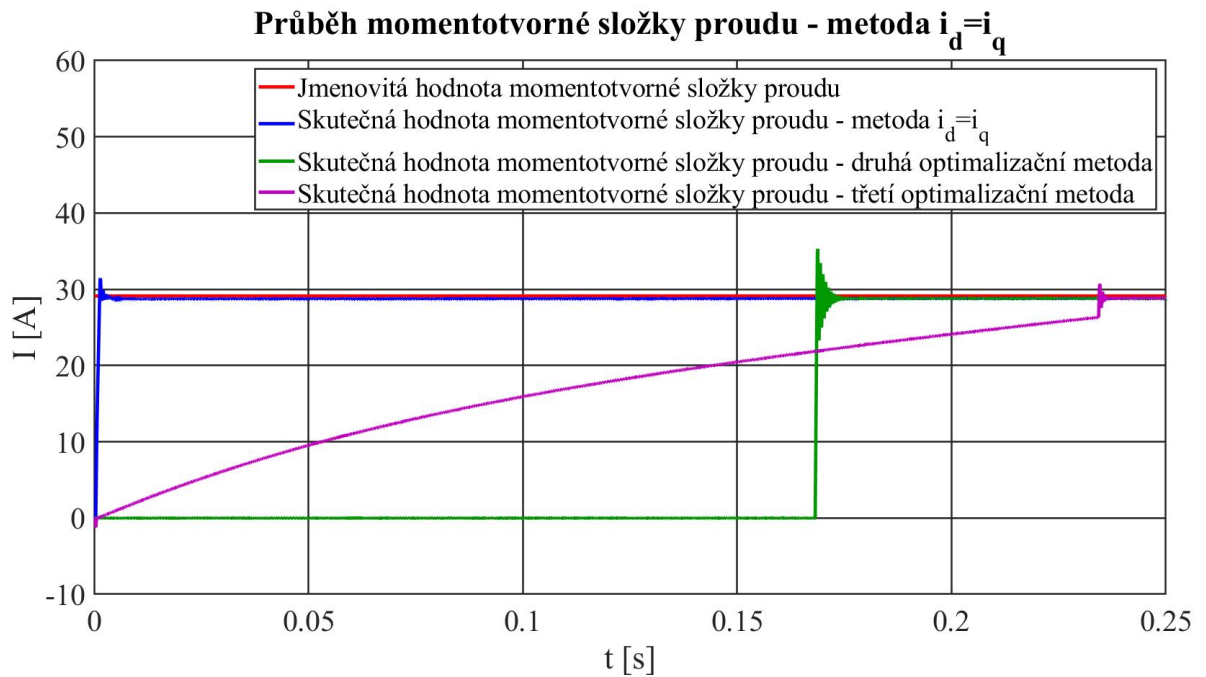
Obrázek 8.13: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm, detail při zatížení motoru.



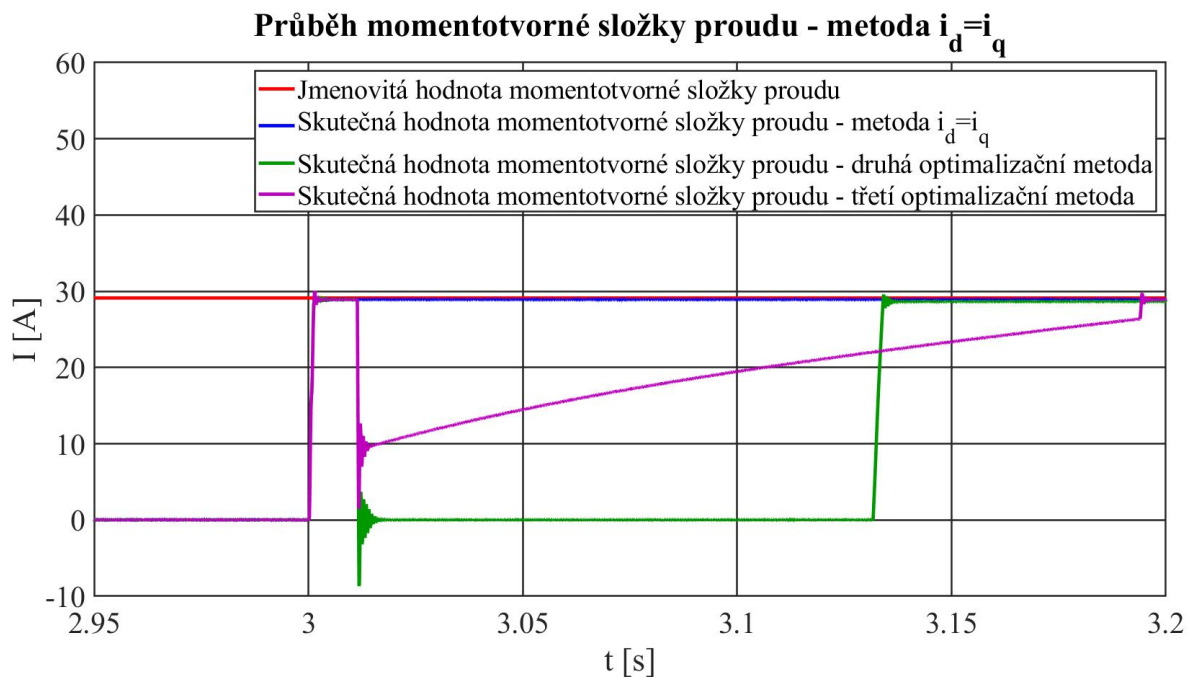
Obrázek 8.14: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



Obrázek 8.15: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



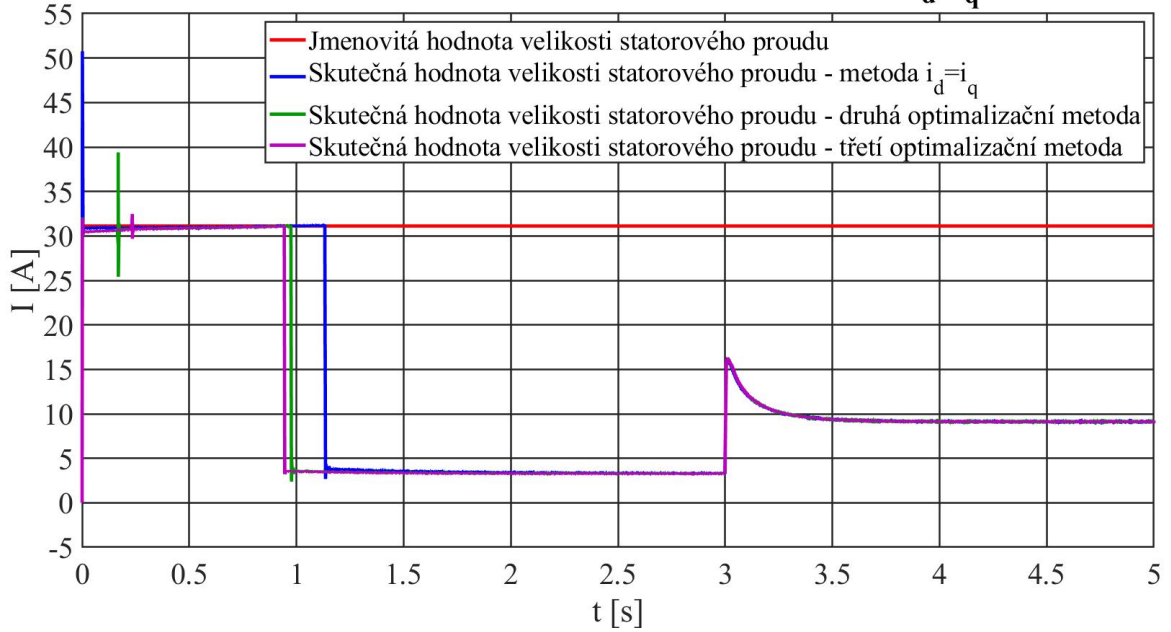
Obrázek 8.16: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm, detail při rozjezdu motoru.



Obrázek 8.17: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm, detail při zatížení motoru.

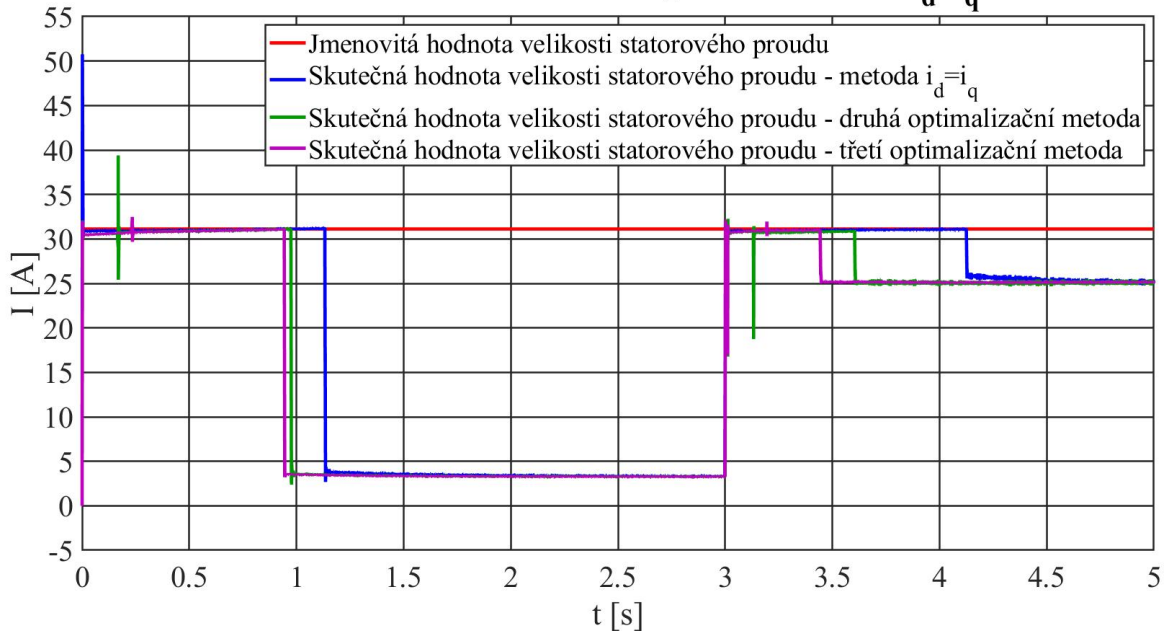


Průběh velikosti satorového proudu - metoda  $i_d = i_q$

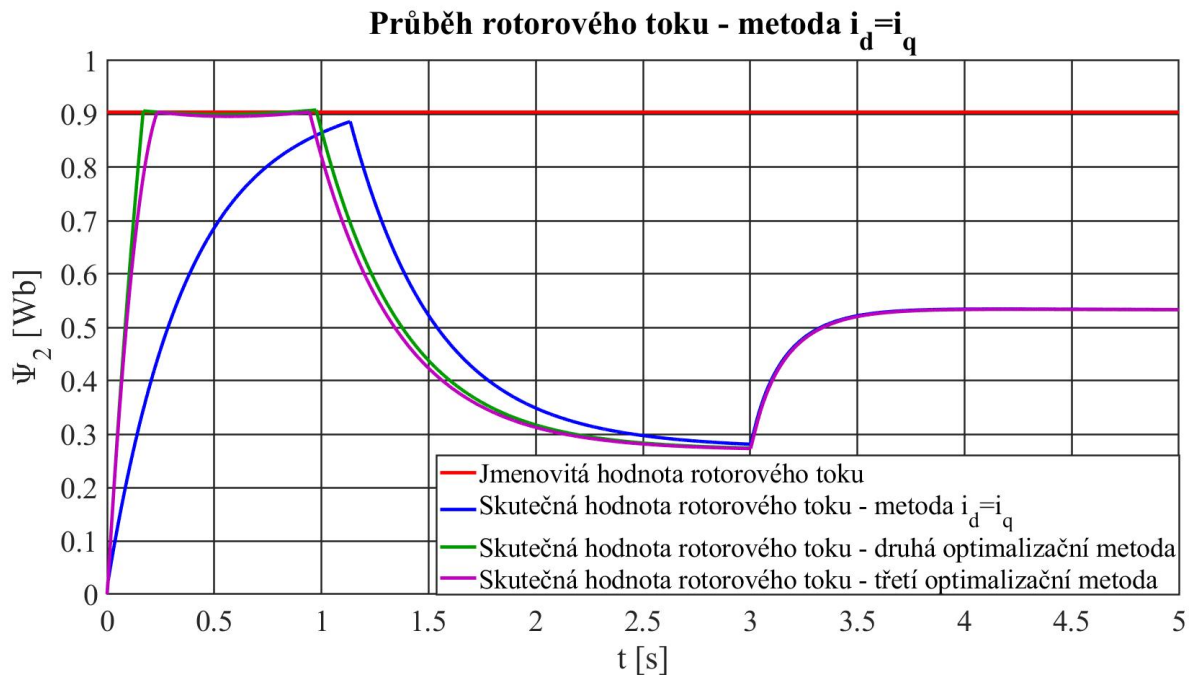


Obrázek 8.18: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 10$  Nm.

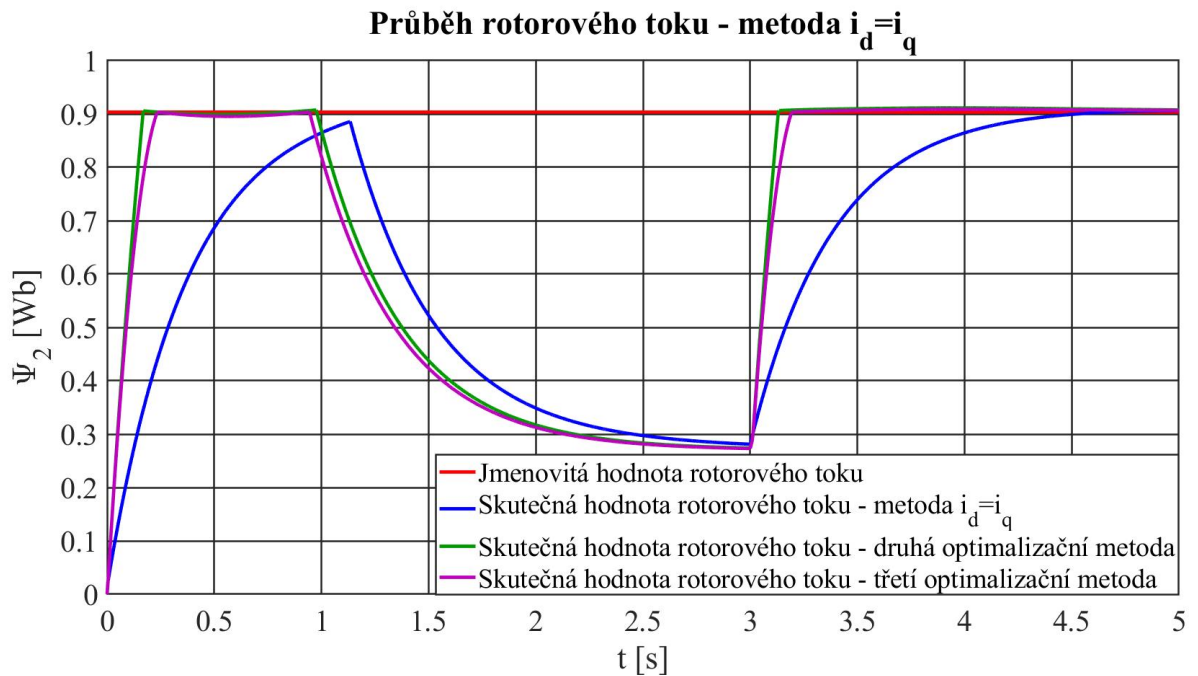
Průběh velikosti satorového proudu - metoda  $i_d = i_q$



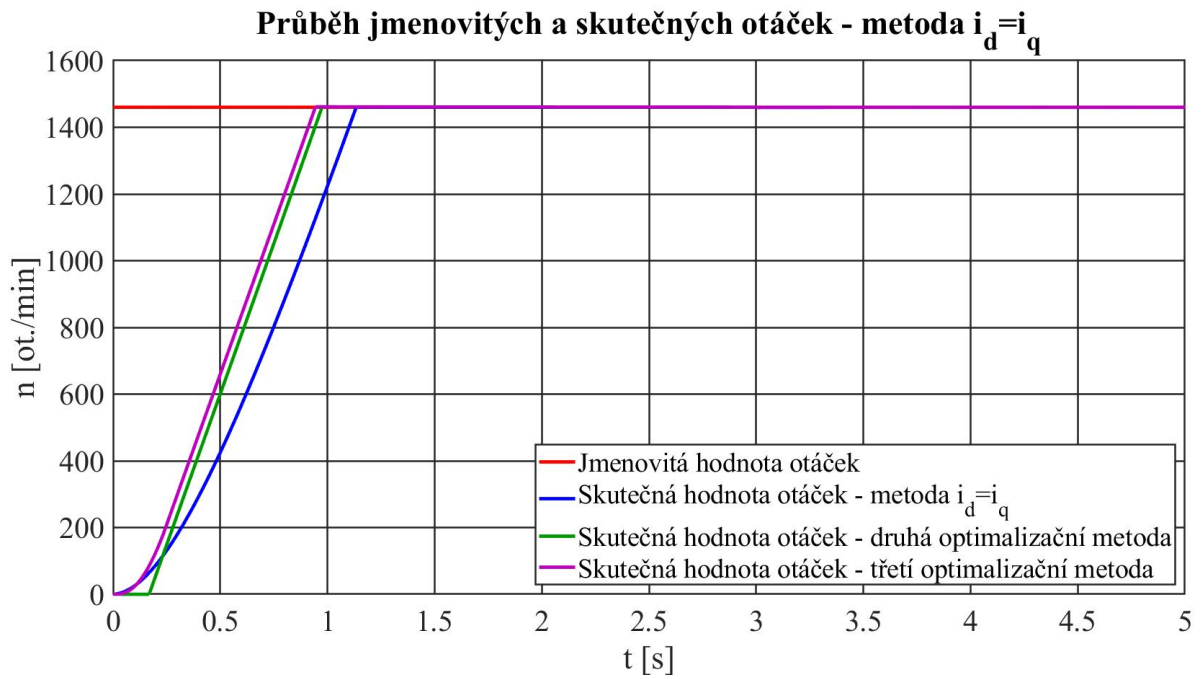
Obrázek 8.19: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



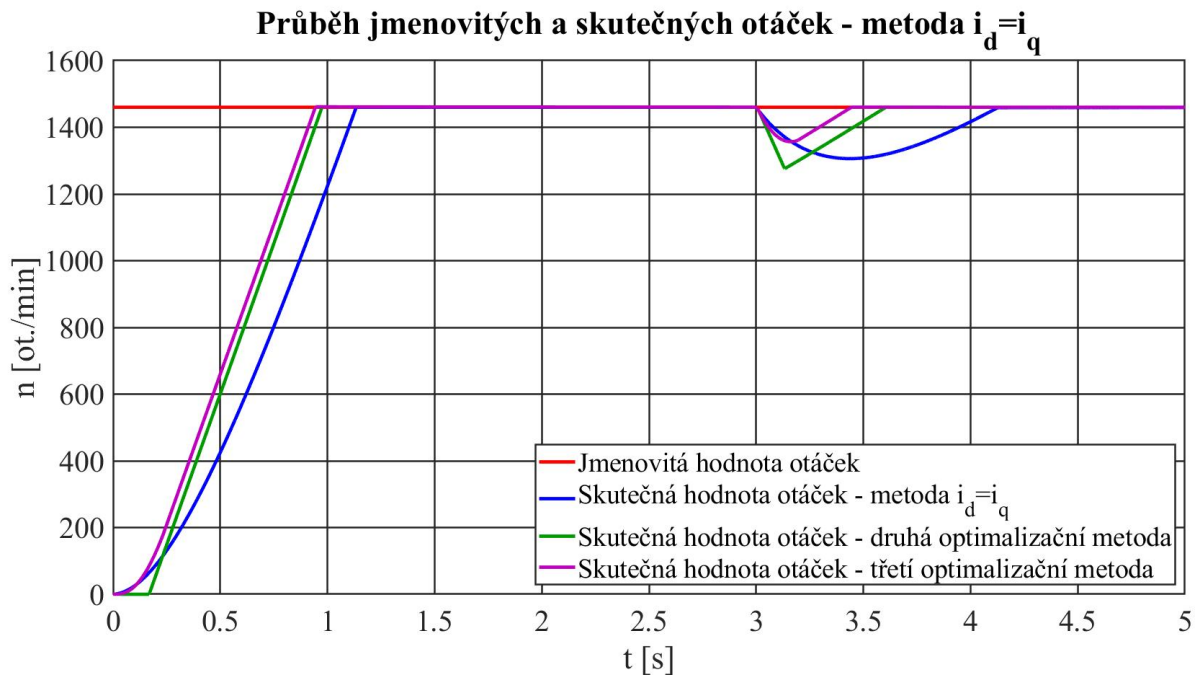
Obrázek 8.20: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 10$  Nm.



Obrázek 8.21: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 60$  Nm.

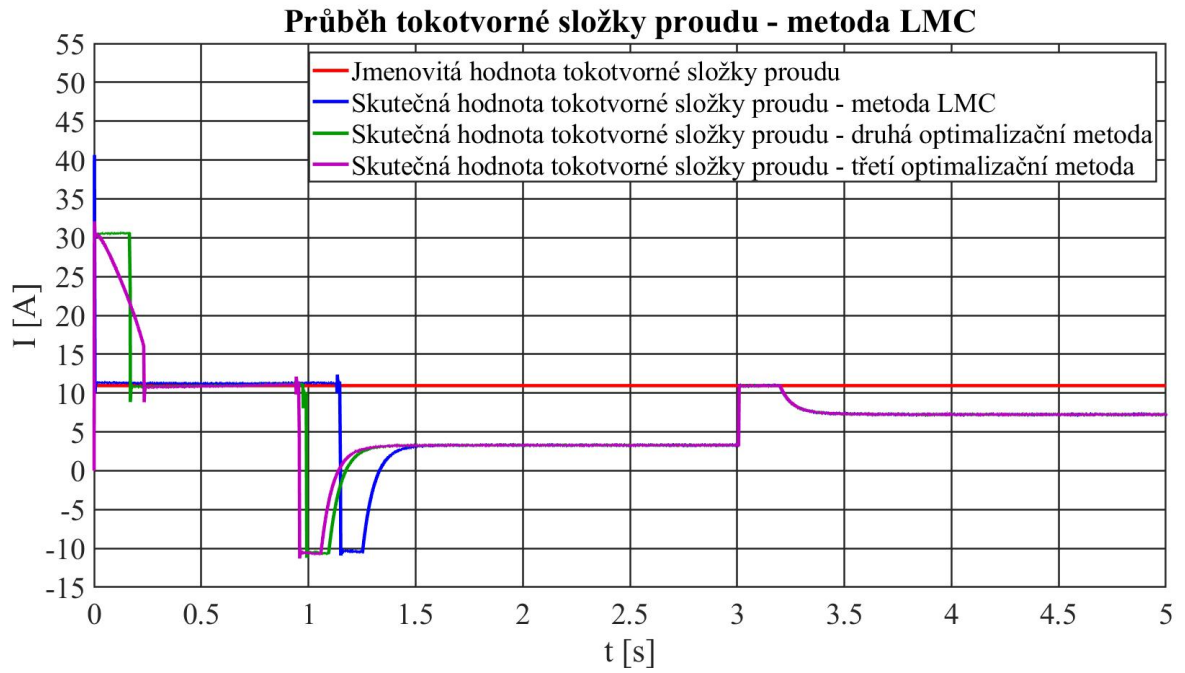


Obrázek 8.22: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 10$  Nm.

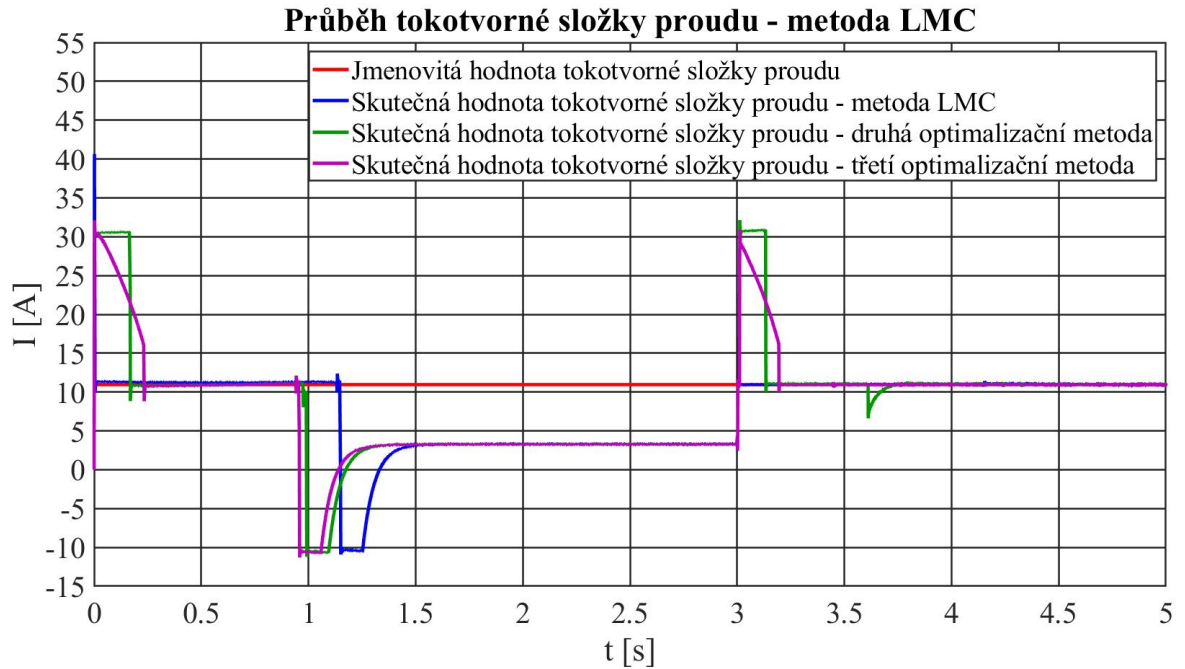


Obrázek 8.23: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 60$  Nm.

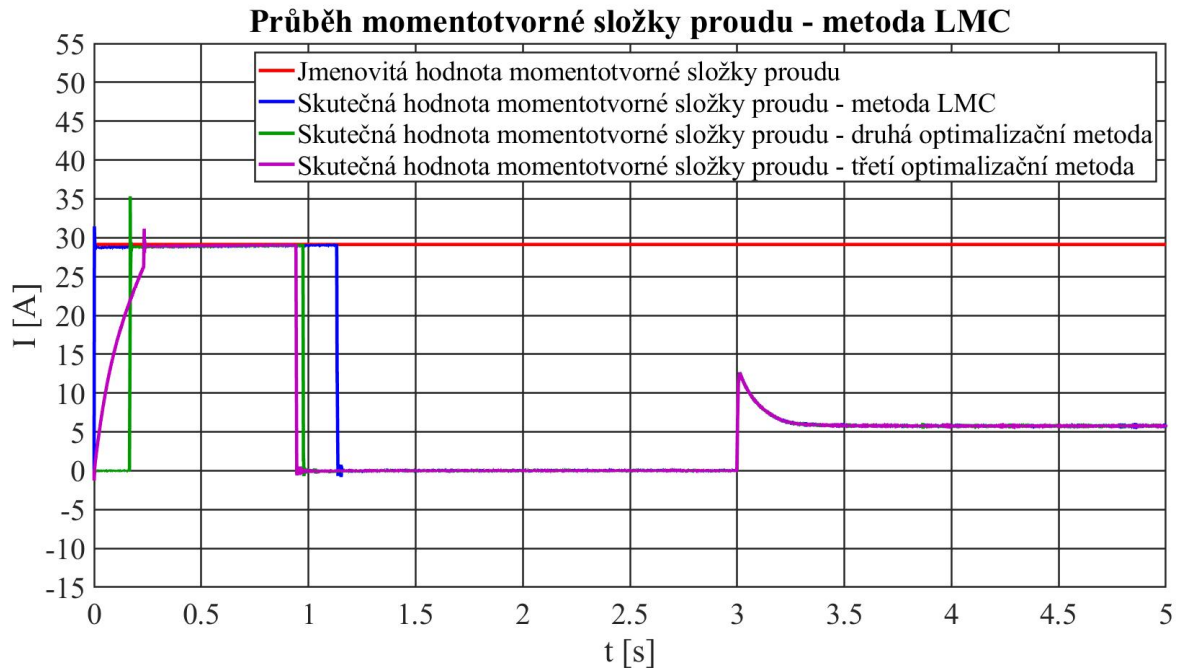
### 8.3 Metoda Loss Minimization Control



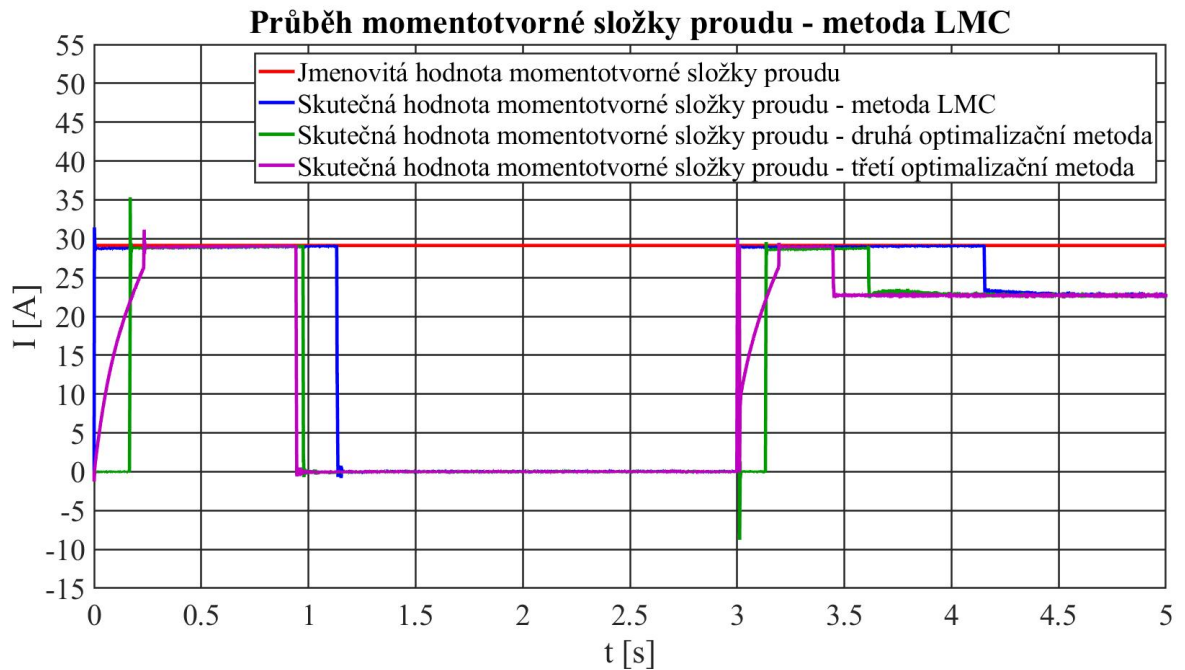
Obrázek 8.24: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



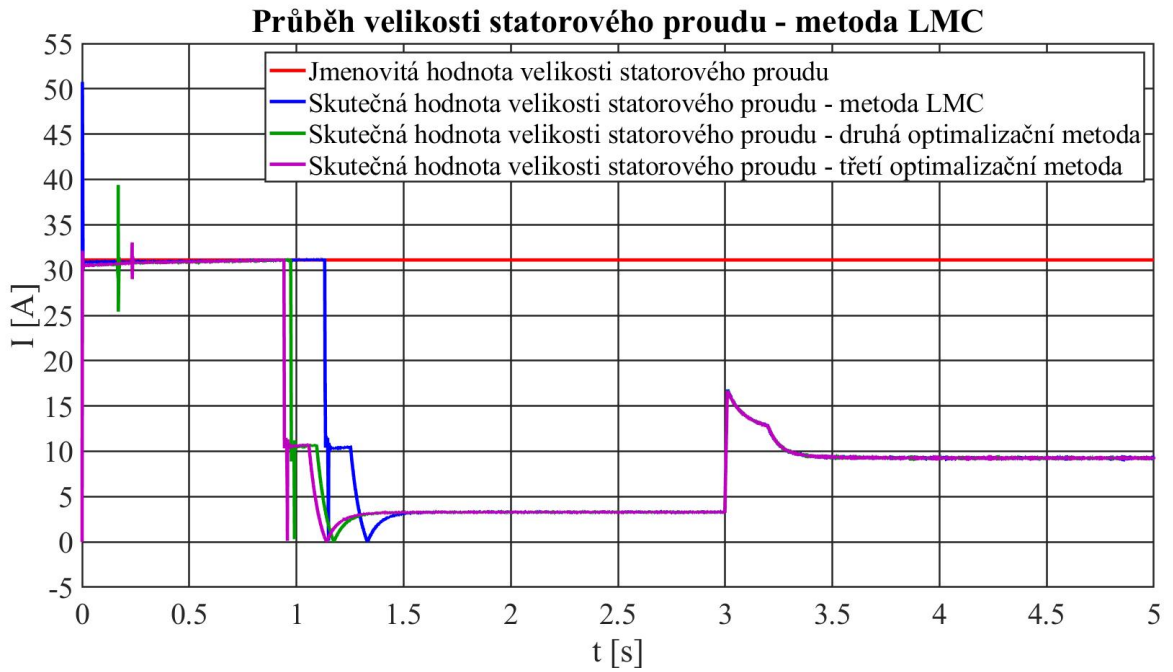
Obrázek 8.25: Průběh tokotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



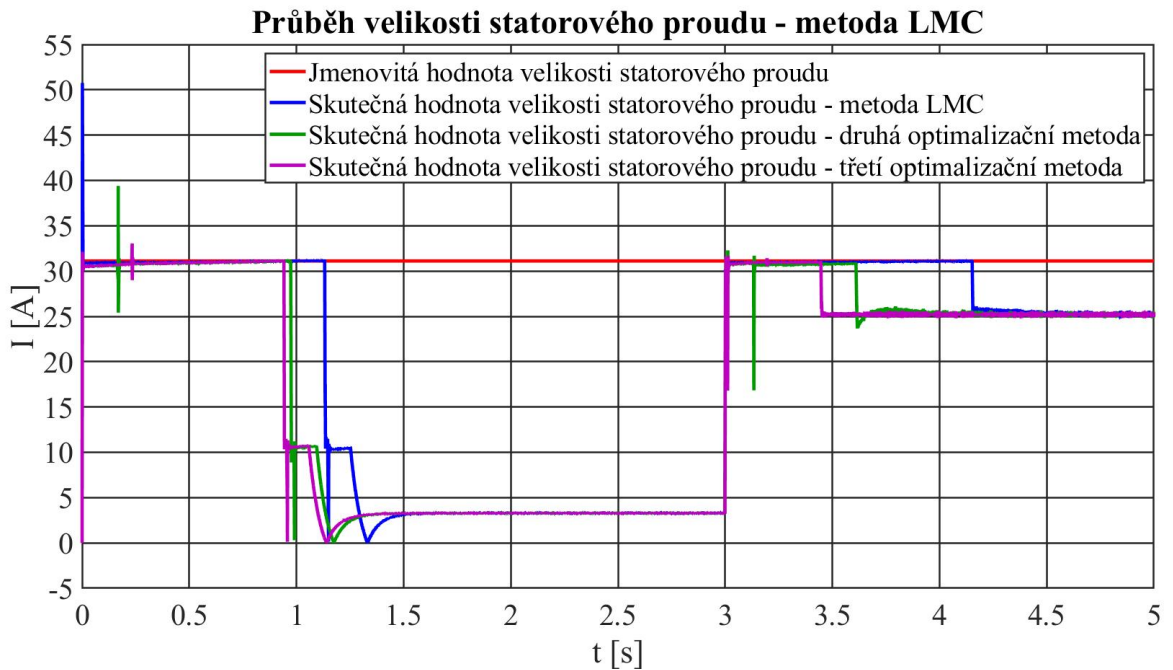
Obrázek 8.26: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



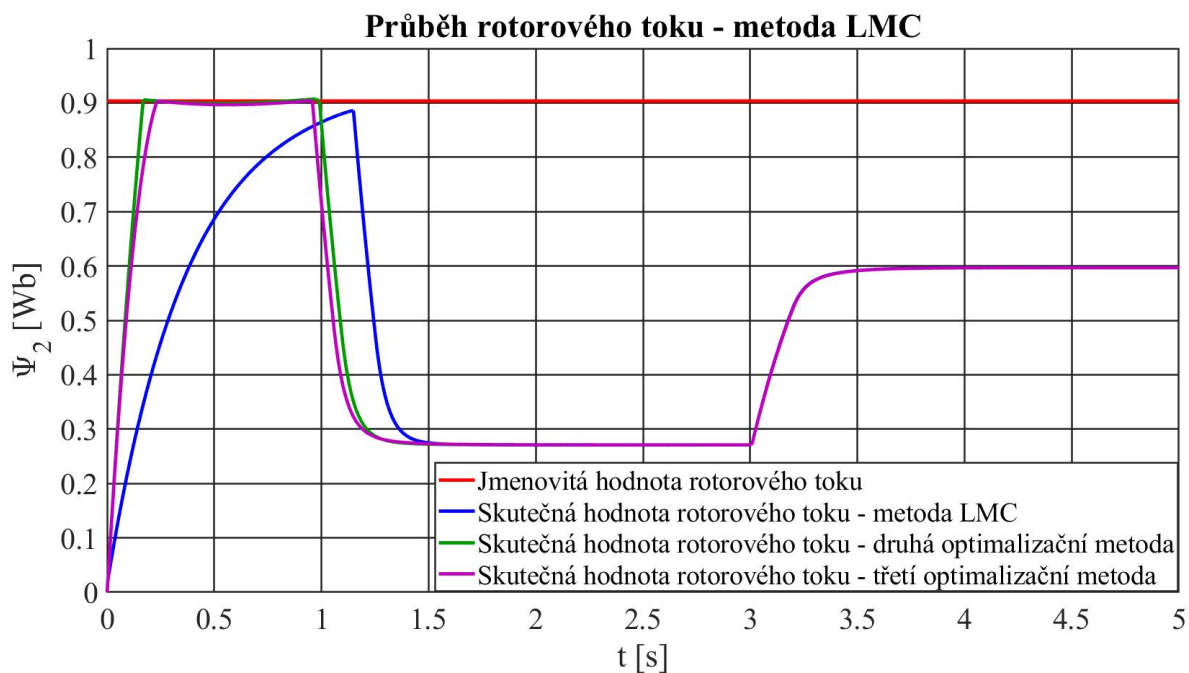
Obrázek 8.27: Průběh momentotvorné složky proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



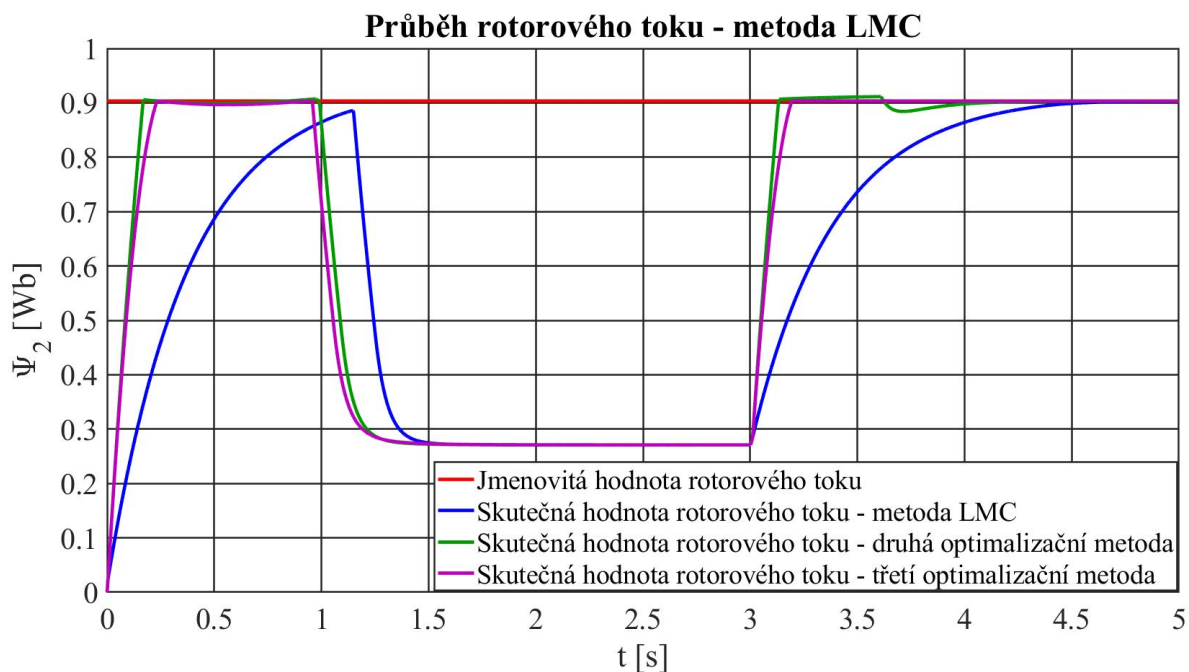
Obrázek 8.28: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



Obrázek 8.29: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 60$  Nm.

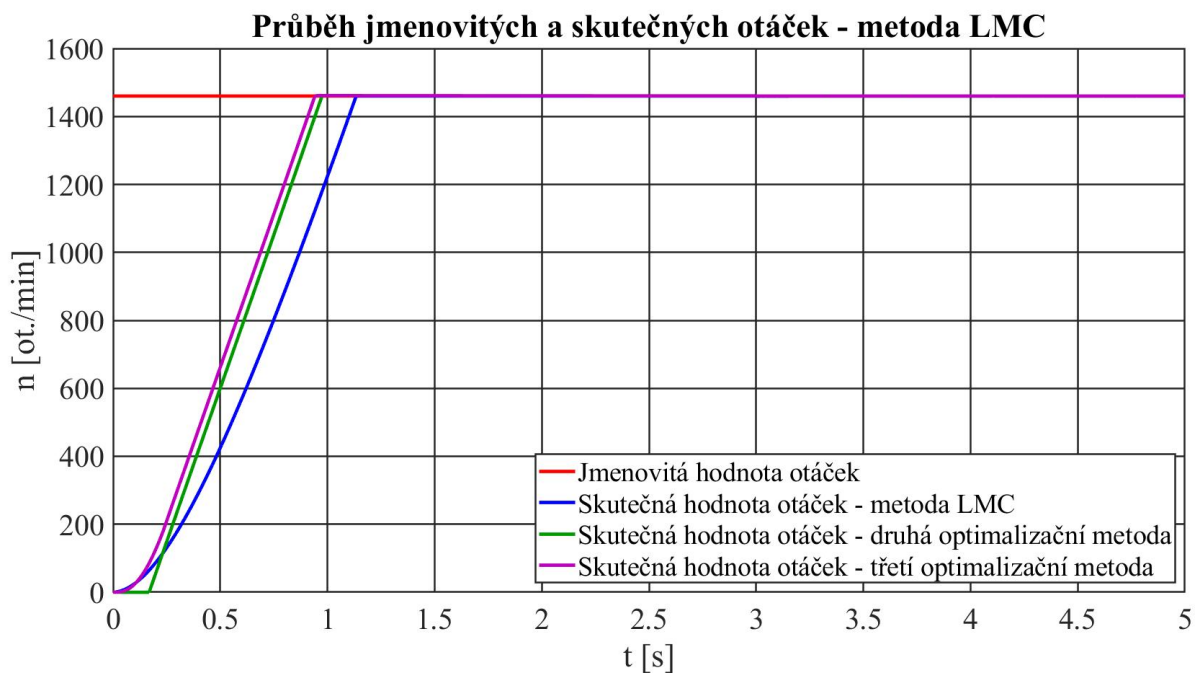


Obrázek 8.30: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 10$  Nm.

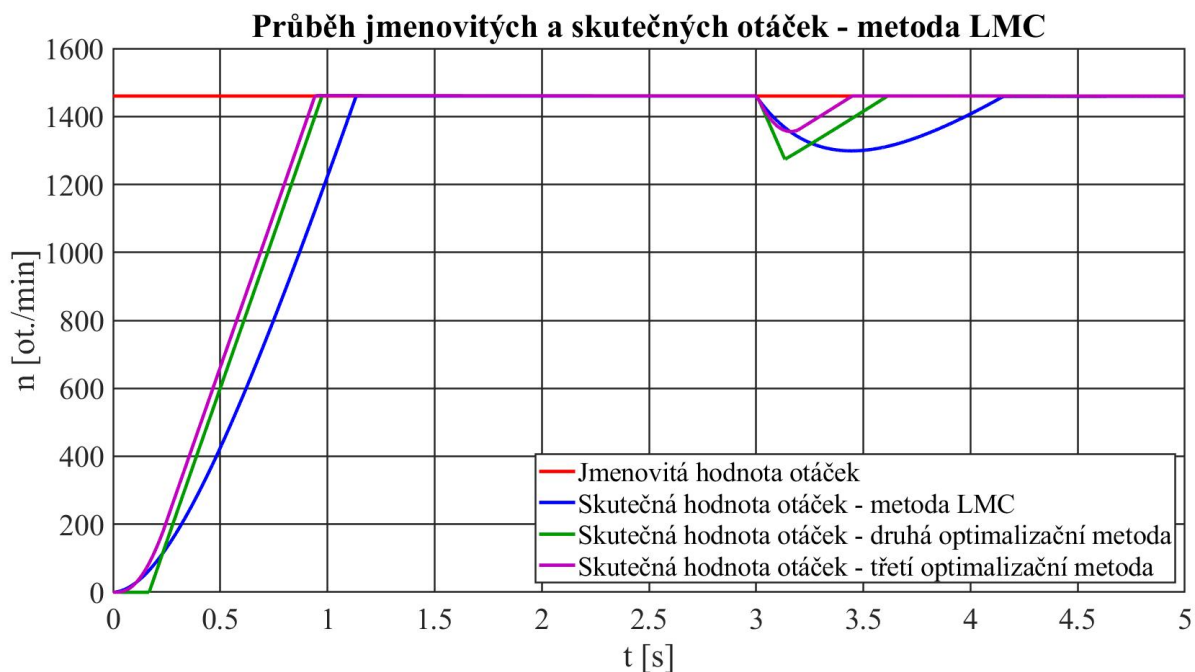


Obrázek 8.31: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 60$  Nm.





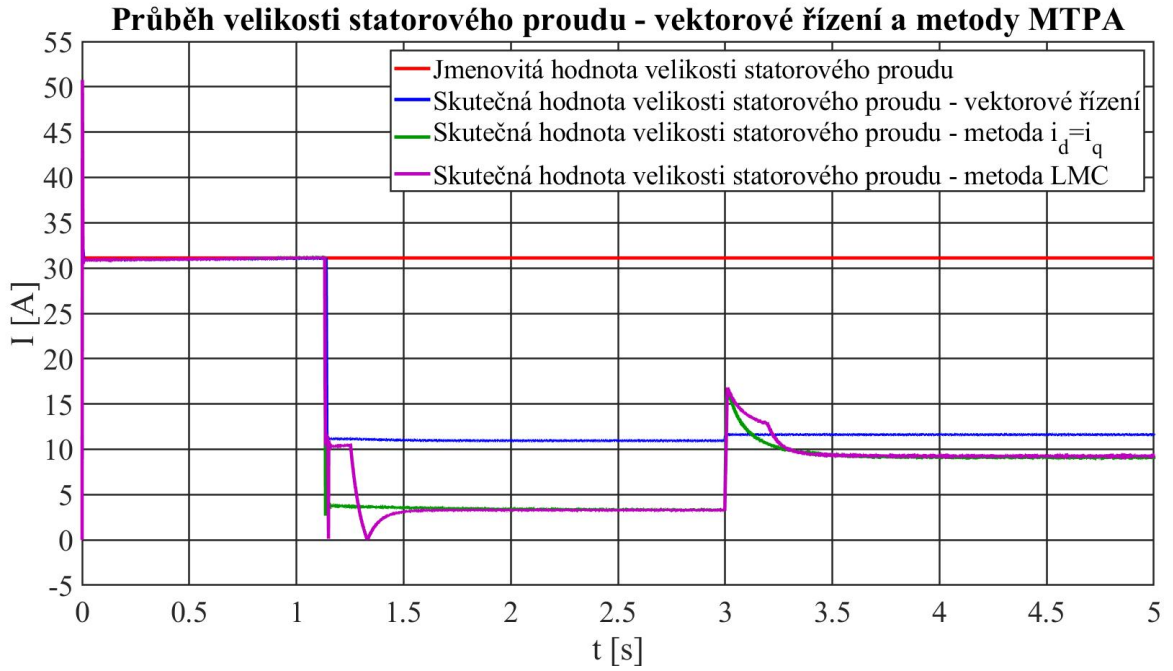
Obrázek 8.32: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 10$  Nm.



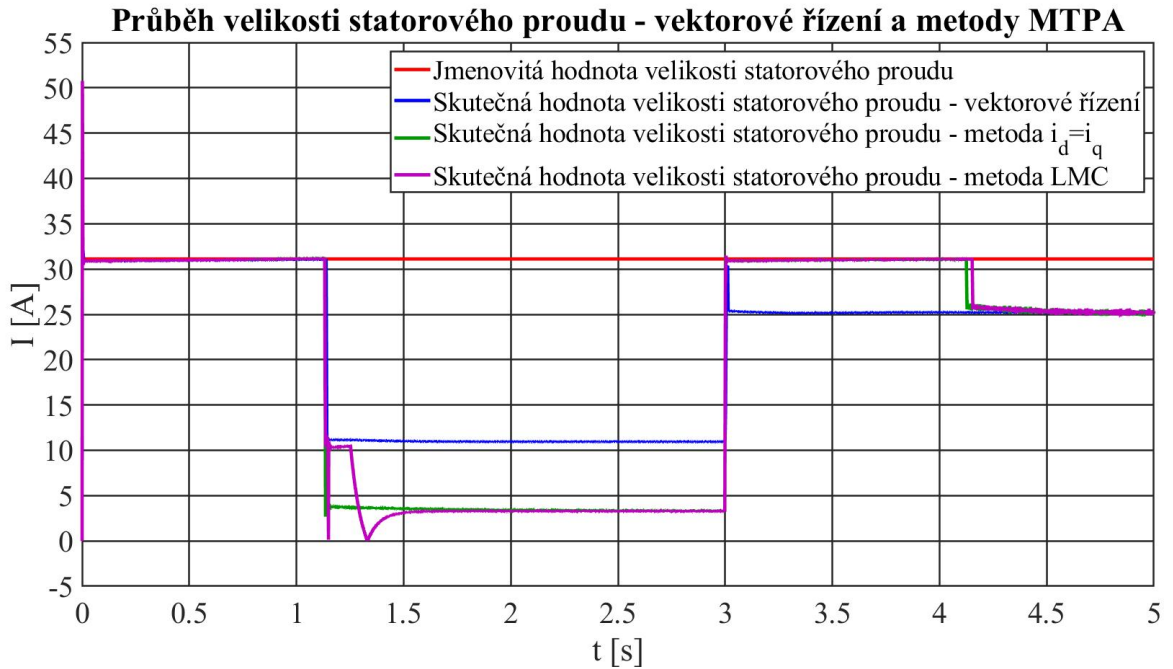
Obrázek 8.33: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 60$  Nm.



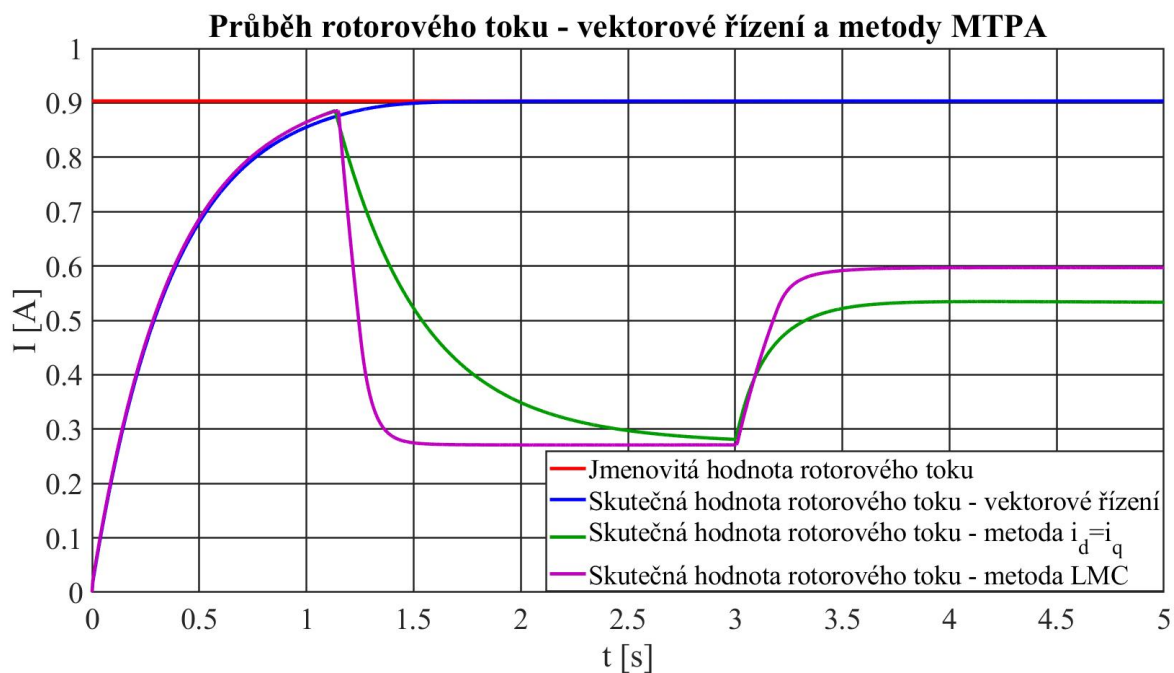
## 8.4 Porovnání vektorového řízení a metod MTPA



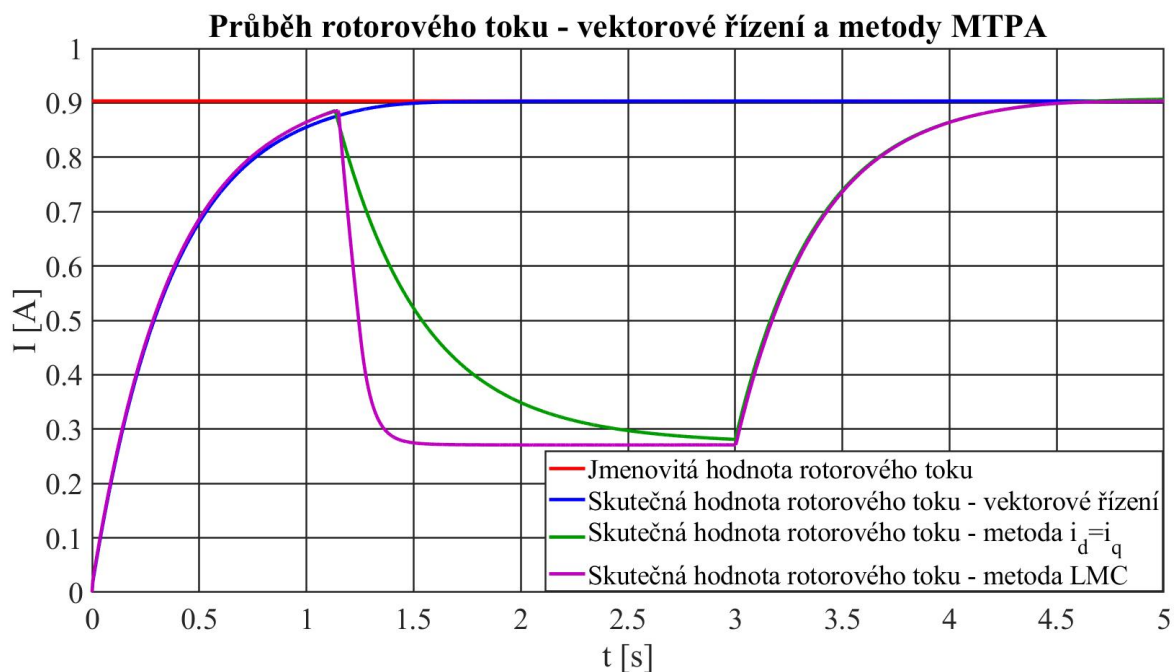
Obrázek 8.34: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 10$  Nm.



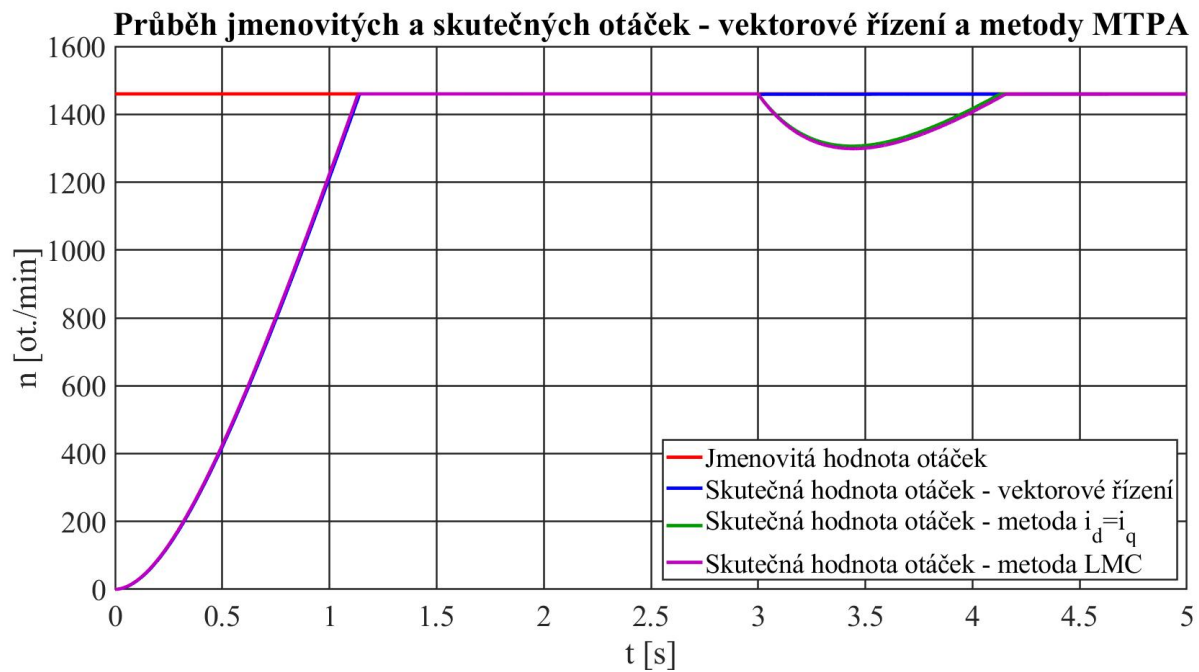
Obrázek 8.35: Průběh velikosti satorového proudu,  $M_Z = 60$  Nm.



Obrázek 8.36: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 10$  Nm.



Obrázek 8.37: Průběh rotorového toku,  $M_Z = 60$  Nm.



Obrázek 8.38: Průběh otáček motoru,  $M_Z = 60$  Nm.

## 9 Zhodnocení výsledků simulace

V kapitole 8 jsou uvedeny výsledky simulací. Z výsledků vidíme rozdílné chování vektorového řízení, metod MTPA a optimalizačních strategií pro přechodné děje.

Nejprve rozebereme průběhy z podkapitoly 8.1 pro vektorové řízení bez metod MTPA. Na obrázku 8.2 vidíme typický průběh tokotvorné složky proudu pro vektorové řízení, kde je po celou dobu chodu motoru žádán jmenovitý tok. Protože je výstup regulátoru rotorového toku omezen na jmenovitou hodnotu tokotvorné složky proudu, tak je po celou dobu chodu motoru žádána jmenovitá hodnota tokotvorné složky statorového proudu. Po prvotním překmitu je skutečná hodnota tokotvorné složky proudu udržována dle žádané hodnoty na jmenovité hodnotě. Průběh tokotvorné složky proudu zde nezávisí na zatížení, proto nebyl průběh pro zátěžný moment 60 Nm uveden.

Průběhu tokotvorné složky statorového proudu odpovídá průběh rotorového toku na obrázku 8.8. Rotorový tok je po nabuzení udržován na konstantní jmenovité hodnotě.

Z průběhů momentotvorné složky statorového proudu na obrázcích 8.3 a 8.4 vidíme, že při rozjezdu je regulátorem otáček požádáno o maximální hodnotu momentotvorné složky proudu, která je omezena na jmenovitou hodnotu. Po rozjezdu je momentotvorná složka proudu udržována na nulové hodnotě, protože motor je nezatížen a nemusí vyvíjet moment. Po zatížení je momentotvorná složka proudu navýšena na hodnotu, která zajistí vyvinutí odpovídajícího momentu.

Průběhům složek proudů odpovídají průběhy velikosti vektoru statorového proudu na obrázcích 8.5 a 8.6. Nejprve je po prvotním překmitu velikost omezena na jmenovitou hodnotu. Po rozjezdu odpovídá velikosti tokotvorné složky proudu. Po zatížení se velikost proudu zvedne, protože se zvedne velikost momentotvorné složky proudu. Z obrázku 8.5 vidíme potenciál metod MTPA pro malé zatížení zmenšit odebíraný proud, protože proud nezatíženého motoru a motoru zatíženého 10 Nm je zde téměř stejný.

Na obrázku 8.7 vidíme průběh třífázových proudů během okamžiku, kdy se motor rozjede na žádané otáčky. Vidíme, že po rozjezdu motoru je amplituda proudů během přechodného děje snížena na hodnotu, která odpovídá tokotvorné složce proudu. Na obrázku také vidíme zvlnění proudů, které je způsobeno použitím napěťového střídače.

Průběh otáček na obrázku 8.9 odpovídá výše zmíněným průběhům. Vidíme, že na začátku rozběhu není nárůst otáček lineární, což odpovídá tomu, že urychlující moment není konstantní. Postupně je nárůst otáček strmější, což odpovídá tomu, že urychlující moment se při rozjezdu zvyšuje. To odpovídá tomu, že hnací moment vyvinutý motorem je úměrný součinu rotorového toku a momentotvorné složky statorového proudu a jak je vidět z průběhů 8.8 a 8.3, tak zatímco momentotvorná složka statorového proudu naroste na žádanou maximální hodnotu v podstatě skokově, tak rotorový tok roste výrazně pomaleji a tedy jejich součin se zvyšuje postupně. Zatížení se na průběhu otáček neprojeví, protože motor je v podstatě okamžitě schopen vyvinout hnací moment, který odpovídá zátěžnému momentu. Proto zde byl uveden pouze průběh pro zátěžný moment 10 Nm, pro zátěžný moment 60 Nm je průběh otáček stejný.

Dále rozebereme výsledky pro metodu MTPA  $i_d = i_q$ . Ve všech grafech jsou zobrazeny průběhy pro samotnou metodu bez optimalizačních metod a pro obě optimalizační metody. Toto zobrazení bylo zvoleno protože je jednak vhodné pro porovnání a také k omezení počtu grafů, nicméně nejprve rozebereme průběhy bez optimalizačních metod.

Z průběhu tokotvorné složky statorového proudu na obrázcích 8.10 a 8.11 vidíme hlavní princip této metody. V ustáleném stavu při nízkém nebo žádném zatížení je tokotvorná složka statorového proudu nižší než jmenovitá a díky tomu motor ve výsledku odebírá nižší proud než při plném nabuzení.

Tokotvorná a momentotvorná složka proudu jsou zde z podstaty metody provázány. Pokud nepoužijeme žádnou optimalizační metodu, tak se řízení chová při rozjezdu stejně jako vektorové řízení. Regulátor otáček požádá o maximální možnou momentotvornou složku proudu, v našem případě omezenou na jmenovitou hodnotu. Jelikož je jmenovitá hodnota momentotvorné složky proudu vyšší než jmenovitá hodnota tokotvorné složky proudu, tak zafunguje blok omezení, jehož horní hranice je jmenovitá hodnota tokotvorné složky proudu. Po rozjezdu je žádaná hodnota momentotvorné složky proudu nulová, což znamená, že zafunguje dolní hranice omezení velikosti tokotvorné složky proudu a tokotvorná složka je žádána minimální možná, což je v našem případě třicet procent jmenovité hodnoty. Jak bylo řečeno, tak rotorový tok se chová dle rovnice 6.1, a tedy se při rozjezdu postupně navyšuje, ale po rozjezdu motoru je tokotvorná složka proudu snížena a tok se tedy začne snižovat.

Po zatížení nižším momentem - v našem případě 10 Nm je regulátorem otáček požádáno o takovou hodnotu momentotvorné složky proudu, která je na obrázku 8.14, která zajistí, že při současném nabuzení motoru je odpovídajícím způsobem navýšen hnací moment. Vzhledem k podstatě metody je tedy také navýšena žádaná hodnota tokotvorné složky proudu, která je na obrázku 8.10. Motor se tedy začne nabuzovat. Vzhledem k tomu, že je moment motoru úměrný součinu rotorového toku a momentotvorné složky proudu, tak je žádaná hodnota momentotvorné složky proudu postupně snižována až se po nabuzení motoru na novou hodnotu toku ustálí. Jak je vidět na obrázku 8.20, tak po rozjezdu se tok snižuje a po zatížení se zvyšuje a ustálí se na nové hodnotě. Otáčky na obrázku 8.22 na zatížení 10 Nm nereagují a jsou stále udržovány na žádané hodnotě, to je dáno tím, že motor je schopen takto malý zátěžný moment vyvinout i v odbuzeném stavu v podstatě okamžitě jenom navýšením hodnoty momentotvorné složky proudu.

Po zatížení vyšším momentem - v našem případě 60 Nm je situace odlišná. Regulátor otáček požádá o maximální možnou hodnotu momentotvorné složky proudu, jak je vidět na obrázku 8.15, ale ta v kombinaci se současnou nízkou hodnotou rotorového toku není schopna vyvinout hnací moment odpovídající zátěžnému. Otáčky motoru, tedy začnou klesat, jak je vidět na obrázku 8.23. Vzhledem k podstatě metody je spolu s momentotvornou složkou proudu navýšena i tokotvorná složka proudu, která je na obrázku 8.11. Tomu odpovídá i průběh rotorového toku na obrázku 8.21, kde vidíme postupný nárůst rotorového toku až na jmenovitou hodnotu.

Průběhy velikosti statorového proudu na obrázcích 8.18 a 8.19 odpovídají výše zmíněným skutečnostem. Při rozjezdu je hodnota omezena na jmenovitou hodnotu proudu, po rozjezdu při chodu naprázdno odpovídá velikosti tokotvorné složky proudu, která je omezena na třicet procent jmenovité hodnoty. Po zatížení zátěžným momentem 10 Nm je v okamžiku zatížení motoru navýšena

na určitou hodnotu, která se jak se motor nabuzuje postupně snižuje až se ustálí na určité konstantní hodnotě. Po zatížení zátěžným momentem 60 Nm je hodnota navýšena na jmenovitou hodnotu a po dorovnání propadu otáček je snížena na hodnotu, která zajistí vyvinutí odpovídajícího momentu.

Jak je vidět především z průběhu otáček při zatížení momentem 60 Nm, tak propad otáček bez použití optimalizačních metod je značný a činí zhruba deset procent. Motoru také déle než vteřinu trvá než tento propad dorovná. Z průběhů otáček pro optimalizační metody vidíme výrazné zlepšení tohoto propadu otáček. Optimalizační metody také zkracují dobu rozjezdu motoru.

Nyní rozebereme chování druhé optimalizační metody popsané v podkapitole 6.2. Tato metoda funguje tak, že nejprve všem proud přiřadí do tokotvorné složky proudu a poté tokotvornou složku udržuje na jmenovité hodnotě a dle omezení maximální celkové hodnoty statorového proudu maximalizuje momentotvornou složku. Těmto skutečnostem odpovídají průběhy tokotvorné a momentotvorné složky při rozjezdu motoru a při zatížení motoru momentem 60 Nm, na obrázcích 8.11 a 8.15, v detailech na obrázcích 8.12, 8.13, 8.16, 8.17. V detailech po zatížení motoru je vidět, že optimalizační metoda není aktivována ihned po zatížení, ale až poté co otáčky klesnou pod určitou hranici. Po zatížení momentem 10 Nm nenastane žádný propad otáček a metoda tedy není aktivována.

Průběhy velikosti statorového proudu na obrázcích 8.18 a 8.19 odpovídají průběhům složek a vidíme, že jelikož se motor rozjede dříve než bez použití optimalizační metody, tak proud začne klesat dříve. Jak bylo řečeno, tak pro zátěžný moment 10 Nm není po zatížení optimalizační metoda aktivována. Pro zátěžný moment 60 Nm vidíme, že jelikož je propad otáček vyrovnán dříve, tak i velikost proudu klesne dříve.

Průběhy rotorového toku na obrázcích 8.20 a 8.21 odpovídají tomu, že při rozjezdu a zatížení momentem 60 Nm je rotorový tok oproti situaci bez optimalizační metody velmi rychle nabuzen.

Z průběhu otáček na obrázku 8.23 vidíme, že se motor rozběhne dříve než bez použití optimalizační metody. Z průběhu otáček po zatížení momentem 60 Nm vidíme, že nejprve otáčky lineárně klesají, což odpovídá tomu, že motor v prvotní fázi nevyvíjí žádný moment, ale pouze se nabuzuje. Po nabuzení otáčky lineárně narůstají, což odpovídá tomu, že urychlovací moment, který motor urychluje je konstantní. Nejvyšší hodnota propadu otáček je zde mírně vyšší než bez použití optimalizační metody, ale motor otáčky dorovná na jmenovitou hodnotu přibližně v polovičním čase.

Třetí optimalizační metoda popsaná v podkapitole 6.3 funguje obdobně jako druhá optimalizační metoda, podstatou je zde opět při rozdílu žádané a skutečné hodnoty otáček rychlé nabuzení motoru. Oproti druhé optimalizační metodě se zde hodnota tokotvorné složky proudu snižuje postupně a ne skokem až po nabuzení motoru, tomu odpovídá průběh momentotvorné složky proudu, která se postupně zvyšuje. Těmto skutečnostem odpovídají průběhy tokotvorné a momentotvorné složky proudu na obrázcích 8.11 a 8.15, v detailech na obrázcích 8.12, 8.13, 8.16, 8.17. Opět zde vidíme, že po zatížení není metoda aktivována ihned, ale až poté co otáčky klesnou pod určitou mez. Jak již bylo řečeno, tak pro zatížení 10 Nm není metoda aktivována, protože nedojde k propadu otáček.

Z průběhu velikosti statorového proudu na obrázku 8.19 vidíme, že je během rozjezdu motoru a dorovnání propadu otáček velikost proudu omezena na jmenovitou hodnotu.

Z průběhů rotorového toku na obrázku 8.21 vidíme, že během rozjezdu motoru a dorovnání otáček je motor nabuzen výrazně rychleji než bez žádné optimalizační metody a pouze mírně pomaleji než u druhé optimalizační metody.

Z průběhu otáček na obrázku 8.23 vidíme výhodu této optimalizační metody. Motor se rozjede nejrychleji a propad otáček je zde limitován. Hodnota propadu je přibližně poloviční oproti stavu, kdy není použita žádná optimalizační metoda a propad je dorovnán za méně než poloviční čas.

Průběhy pro metodu LMC, popsanou v podkapitole 5.3 jsou velmi analogické průběhům pro metodu MTPA  $i_d = i_q$  a nebudou zde tedy již tak podrobně popsány. Metoda funguje také tak, že pro malá či žádná zatížení je motor odbuzen a tedy je tokotvorná složka nižší než při plně nabuzeném stavu a motor ve výsledku odebírá nižší proud. Stejně jako u metody MTPA  $i_d = i_q$  zde nastává problém při zatížení zátěžným momentem 60 Nm, kdy odbuzený motor nedokáže okamžitě vyvinout odpovídající hnací moment a dochází k výraznému propadu otáček. Optimalizační metody jsou zde zcela stejné, tedy průběhy za přechodných dějů, kdy jsou tyto metody aktivovány jsou zcela stejné.

Jelikož zde není vynechán regulátor rotorového toku, tak je zde jiný mechanismus odbuzování. Po rozjezdu výpočet LMC určí, že je nutné motor odbudit na určitou hodnotu toku. Regulátor rotorového toku na to zareaguje tak, že požádá o zápornou hodnotu tokotvorné složky proudu, jak je vidět na obrázku 8.24, a rotorový tok je touto zápornou složkou proudu aktivně odbuzován jak je vidět na obrázku 8.30. Po zatížení zátěžným momentem 10 Nm je opět výpočtem LMC určena ideální hodnota rotorového toku a motor je na tento tok nabuzen.

Porovnáním metod z podkapitoly 8.4 vidíme rozdíl mezi vektorovým řízením bez metod MTPA a s metodami MTPA. Pro malá a nízká zatížení je jasně patrný přínos metod MTPA, kdy motor odebírá nižší proud než při plném nabuzení, jak je vidět na obrázku 8.34. Pro vyšší zatížení naopak vidíme nevýhodu obou metod MTPA, kdy motor není schopen okamžitého vyvinutí hnacího momentu a dochází k propadu otáček, jak je vidět na obrázku 8.38, tento propad je možno zmírnit optimalizačními metodami, jak bylo popsáno v textu výše, nicméně zcela eliminovat ho za podmínky omezení maximálního proudu v principu nelze, protože motor není možné nabudit skokově. Během dorovnávání propadu otáček odebírá motor jmenovitý proud, jak je vidět na obrázku 8.35.

Z průběhů rotorového toku na obrázcích 8.36 a 8.37 vidíme, že po rozjezdu motoru je rotorový tok postupně odbuzen na minimální povolenou hodnotu. Při zatížení zátěžným momentem 10 Nm vidíme, že obě metody MTPA nabudí motor na novou optimální hodnotu toku, pro nejnižší odebíraný proud. Zajímavé je si povšimnout, že tato ideální hodnota není pro obě metody MTPA stejná, ale poměrně výrazně se liší, nicméně velikost odebíraného proudu je prakticky totožná.

## 10 Závěr

V práci byl nejprve v kapitole 2 stručně představen asynchronní motor včetně jeho konstrukce, principu činnosti a jeho matematického modelu popsaného pomocí prostorových vektorů. V kapitole 3 byl stručně představen dvouúrovňový napěťový střídač a algoritmus modulace prostorového vektoru. V kapitole 4 byl popsán algoritmus vektorového řízení, který byl realizován v prostředí MATLAB Simulink. V kapitole 5 jsou uvedeny tři metody MTPA, z nichž dvě vybrané metody byly implementovány v prostředí MATLAB Simulink. V kapitole 6 byly uvedeny tři optimalizační metody chování strategií MTPA při přechodných dějích, z nichž jedna optimalizační metoda chování při přechodných dějích se shoduje se samotným chováním vybraných metod MTPA při přechodných dějích. Zbývající dvě optimalizační metody byly do metod MTPA v prostředí MATLAB Simulink doplněny. V kapitole 7 je popsána praktická implementace vektorového řízení, dvou vybraných metod MTPA a dvou optimalizačních metod pro přechodné děje. V kapitole 8 byly uvedeny průběhy vybraných veličin pro simulace vektorového řízení, metod MTPA a optimalizačních metod pro přechodné děje. V kapitole 9 jsou tyto průběhy okomentovány a jednotlivé algoritmy řízení jsou mezi sebou porovnány.

Z teoretických poznatků uvedených v práci a ze získaných simulačních výsledků je patrný princip vektorového řízení, princip vybraných strategií MTPA a problematiky jejich použití při přechodných dějích motoru. Ze simulačních výsledků je vidět princip vektorového řízení, které nám pomocí tokotvorné a momentotvorné složky statorového proudu dovoluje odděleně řídit tok a moment motoru. Dále vidíme princip strategií MTPA, které v principu fungují tak, že pro malá zatížení motoru sníží žádanou hodnotu rotorového toku nebo žádanou hodnotu tokotvorné složky statorového proudu. Toto snížení vede k celkovému snížení velikosti statorového proudu. Z výsledků je také patrná nevýhoda použití metod MTPA při skokovém zatížení odbuzeného motoru zátěžným momentem, který je blízký jmenovitému momentu motoru. Za podmínky omezení maximální velikosti statorového proudu se toto skokové zatížení projeví tím, že dojde k propadu otáček, jelikož odbuzený motor není schopen vyvinout odpovídající hnací moment okamžitě. Tento propad lze částečně kompenzovat použitím optimalizačních strategií chování metod MTPA při přechodných dějích. Tyto optimalizační strategie fungují tak, že urychlují nabuzení motoru na jmenovitou hodnotu rotorového toku. Optimalizační strategie, tedy také urychlují rozběh nenabuzeného motoru.



## 11 Použitá literatura

- [1] VOŽENÍLEK, Petr et al. *Elektromechanické měniče*. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2005. ISBN 9788001031377;8001031373;.
- [2] ZEMAN, Karel et al. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 9788070433508;8070433507;.
- [3] PAVELKA, Jiří, ZDĚNEK, Jiří a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 2. vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2015. ISBN 8001057852;9788001057858;.
- [4] LIPČÁK, Ondřej, BAUER, Jan. Doprovodný materiál k přednáškám z předmětu B1B14EPT. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2021.
- [5] STEJSKAL, Petr, *Modulační techniky pro víceúrovňové střídače*. Praha, 2015. Diplomová práce. České vysoké učení technické, Elektrotechnická fakulta.
- [6] QUANG, Nguyen P., DITTRICH, Jörg-Andreas. *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*[online].1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. ISBN 9783540790280;3540790284;.
- [7] DIACHENKO, G. G., AZIUKOVSKYI, O. O.. *Review of methods for energz-efficiencz improvement in induction machines*. [online]. Natsional’Nyi Hirnychyi Universytet.Naukovyi Visnyk, 2020, no. 1, s. 80-88. ISSN 20712227.
- [8] KHOURY, Gabriel. *Energy efficiency improvement of a squirrel-cage induction motor through the control strategy*. 2018. Disertační práce. Université de Toulouse.
- [9] KARLOVSKY, Pavel, LETTL, Jiří a BAUER, Jan. *Optimum flux search control on induction motor drive with predictive torque control* [online]. IEEE, 2020. 1-5 s.
- [10] WASYNCZUK, O. et al. *A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 13, no. 2, pp. 163-169, June 1998, doi: 10.1109/60.678980.
- [11] SCHWEIZER, Mario. *System-oriented efficiency optimization of variable speed drives*. 2012. Disertační práce. ETH Zurich.
- [12] VUKOSAVIC, S. N., LEVI E.. *A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion. 2003, vol. 18, no. 4, s. 484-493. ISSN 0885-8969.
- [13] <https://www.mathworks.com/support>