

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Optimální vektorové řízení reluktančního synchronního motoru

Originál (kopie) zadání BP/DP

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na řešení simulačního modelu a následného experimentální ověření optimálního vektorového řízení reluktančního synchronního stroje. V práci využívám program Matlab, kde simuluji navržený simulační model. Dále je využíván program Code Composer Studio, ve kterém je napsán řídicí algoritmus v jazyce c++ a poté implementován do reálného zařízení pro ověření simulačního modelu.

Klíčová slova

Reluktanční synchronní motor, vektorové řízení, implementace, simulace, optimum řízení, RSM

Abstract

This diploma thesis is focused on simulation model solution and subsequent experimental verification of optimal vector control of reluctance synchronous motor. At work it uses Matlab to simulate the proposed simulation model. Further, Code Composer Studio is used, in which the c ++ control algorithm is written and then implemented into a real simulation model for verification.

Key words

Reluctance synchronous motor, vector control, implementation, simulation, optimum control,RSM

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 23.5.2018

Přemysl Pospíšil

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Štěpánovi Janoušovi, Ph.D. za cenné rady, doporučení a čas, které mi obětavě poskytl.

Obsah

Obsah	13
Seznam symbolů	10
Úvod.....	11
1 Synchronní reluktanční motory	12
1.1 Teorie synchronních reluktančních strojů	12
1.2 Konstrukce rotoru RSM	12
1.3 Matematický model RSM	13
1.4 Ustálený stav reluktančního synchronního stroje	15
2 Teoretický popis použitého řízení	17
2.1 Použité transformace	18
2.2 Regulátory I_{sd} a I_{sq}	19
2.3 Regulace rychlosti	20
2.4 PWM modulace	20
2.5 Odbuzování	20
2.6 Optimální kritéria řízení	21
2.6.1 Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu	21
2.6.2 Kritérium maximálního momentu při daném statorovém toku	21
3 Simulace.....	22
3.1 Popis simulačního modelu	22
3.2 Výkonový obvod	23
3.3 Určení proudu I_d	24
3.4 Správné nastavení výstupu čidla polohy	25
3.5 Klasické vektorové řízení	25
3.5.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezatížení	25
3.5.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti	27
3.6 Vektorové řízení- Kritérium maximálního momentu při daném statorovém toku	32
3.6.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezatížení	33
3.6.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti	35
3.7 Vektorové řízení- Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu	36
3.7.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezatížení	37
3.7.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti	39
4 Implementace řídicího algoritmu do reálného zařízení	41
4.1 Základní parametry použitého stroje	42
4.2 Napěťový střídač	43
4.3 Princip implementace řídicího algoritmu	44
4.4 Použité ochrany	44

5	Experimenty.....	45
5.1	Měření - klasické vektorové řízení.....	45
5.1.1	Reakce na skokovou změnu otáček	45
5.1.2	Chování systému pro zadaný profil rychlosti	47
5.2	Měření-Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu.....	49
5.2.1	Reakce na skokovou změnu otáček	49
5.2.2	Chování systému pro zadaný profil rychlosti	50
6	Závěr	51
7	Seznam literatury a informačních zdrojů.....	52

Seznam symbolů

f (Hz)	Frekvence
I (A).....	Elektrický proud
Φ (Wb).....	Magnetický indukční tok
Ψ (C)	Elektrický indukční tok
L_d (H)	Reaktance v podélném směru
L_q (H)	Reaktance v příčném směru
M (Nm)	Elektromagnetický moment
ω (rad/s)	Úhlová rychlost
p (-)	Počet pólových dvojic
φ (°).....	Fázový posun
R_s (Ω)	Odpor statoru
M_{zt} (Nm).....	Zátěžový moment

Úvod

V současné době rozvíjející se oblast pohonné techniky nahrává elektromotorům, zejména PMSM-synchronním motorům s permanentními magnety. Pro vysokou cenu magnetů a hlavně jejich dostupnosti a ceně se výrobci začínají zajímat i o elektromotory, které nepotřebují napájení rotoru jako je toho u PMSM, což způsobuje další technické problémy, jako je opotřebení kartáčů a jejich následná údržba. Nabízejí se asynchronní motory s klecí na krátko, které taktéž nemají napájený rotor, ale vznikají v něm ztráty díky protékajícímu proudu rotorovým vinutím.

Na řadu přicházejí reluktanční synchronní motory, které mají rotor tvořený jen magneticky vodivým materiálem, který je různě prokládaný barierami pro zvětšení či zmenšení magnetické vodivosti. Tato konstrukce motoru je známa již od začátku 20. let, ale pro absenci technicky přijatelných polovodičových prvků a frekvenčních střídačů potřebných pro efektivní řízení motoru se k této technologii vracíme až v současné době, kdy jsou polovodičové součástky na vzestupu své technologie.

V této diplomové práci navrhuji optimální vektorové řízení reluktančního synchronního motoru. Jako optimální kritéria řízení jsem zvolil kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu a kritérium maximálního momentu při daném statorovém toku.

Práce je rozdělena do šesti hlavních částí, ve kterých dále dělím práci na příslušné podkapitoly. První část se zabývá konstrukcí řízeného stroje, jeho matematickým popisem a vlastnostmi v ustáleném stavu. Další část je věnována popisu použitého řízení- vektorové řízení a jeho optimální kritéria řízení, simulačnímu modelu realizovaném v simulačním programu Simulink, který je součástí programu Matlab. Dále jsou zde rozebrány použité transformace a další bloky obsahující. V třetí části, jsou samotné simulace navrženého řízení a to pro klasické vektorové řízení a pro dvě optimální kritéria, která jsou zmíněná výše. Poté je ve 4. hlavní části práce popsána implementace řídicího algoritmu a prostředky, které jsou zapotřebí pro oživení stroje jako je MLC interface či napěťový střídač. Tato kapitola navazuje na předposlední část samotné diplomové práce a to jsou výsledky ze změřených experimentů, které mají ověřit správnost navrženého simulačního modelu. V závěru práce jsou zhodnoceny jednotlivé typy řízení.

1 Synchronní reluktanční motory

Myšlenka synchronního reluktančního motoru (RSM) není nijak nová, v literatuře můžeme najít zmínky o tomto druhu motoru už od roku 1923 (Kostko). Jmenovaná technologie ovšem nebyla v této době přijata širší veřejností, a to především z důvodu nedokonalosti frekvenčních měničů, které nebyly schopny tento stroj efektivně ovládat. Až s nástupem nových polovodičových prvků a širokým nasazením frekvenčních měničů se opět postupně svět vrací ke střídavým strojům.[1]

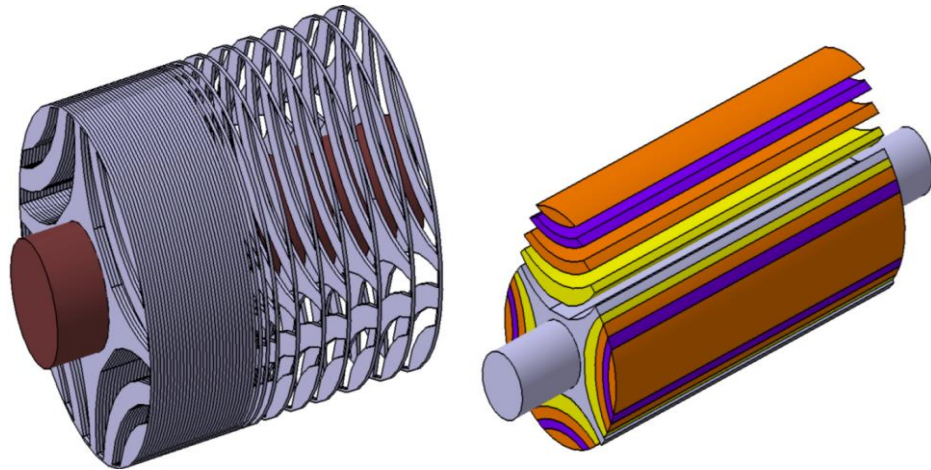
1.1 Teorie synchronních reluktančních strojů

Jedná se o třífázový elektrický motor, kde stator je koncepčně stejný jako u klasického synchronního stroje. Vyznačující se anizotropní strukturou, což znamená, že rotor má v jednotlivých osách (d a q) rozdílnou magnetickou vodivost. Dobrá magnetická vodivost znamená vysokou indukčnost, typicky se jedná o vlastnosti v ose d. Naopak v ose q, je magnetická vodivost znatelně horší. Tohoto efektu se dosahuje vhodným mechanickým uspořádáním rotoru například pomocí barier pro magnetický tok. Všechny důležité parametry určující vlastnosti reluktančního synchronního stroje závisí na poměru synchronních indukčností, reaktancí v podélném směru, v ose d, L_d a v příčném směru v ose q, L_q , tedy poměr $\xi = L_d / L_q$. Ve všech konstrukcích rotoru motoru se snažíme dosáhnout vysoké hodnoty L_d tím, že se vytvoří dobré vodivé cesty pro magnetický tok v ose d. A zároveň se snažíme dosáhnout nízké hodnoty L_q tím, že se vytvoří bariéry pro magnetický tok v ose q.[2]

1.2 Konstrukce rotoru RSM

Podle způsobu skládání rotorových plechů můžeme reluktanční synchronní motory rozdělit na radiálně vrstvené a axiálně vrstvené.

- **Radiálně vrstvené:** Plechy jsou skládány za sebou ve směru osy, jako u klasického rotoru asynchronního stroje.
- **Axiálně vrstvené:** Plechy jsou skládány ve směru rádiusu



Obr. 1.1 Příklad konstrukce rotoru RSM – radiálně vrstvený (vlevo) a axiálně vrstvený (vpravo)[2]

1.3 Matematický model RSM

Rovnice pro trojfázový synchronní reluktanční motor ve fázových souřadnicích, s hodnotami napětí, proudu, spřažených magnetických toků a indukčností pro fáze a, b, c, jsou následující (dle vztahů v [4]):

$$\frac{d\psi_a}{dt} = u_a - R_S \cdot i_a$$

$$\frac{d\psi_b}{dt} = u_b - R_S \cdot i_b \quad \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = [L_{abc}(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\frac{d\psi_c}{dt} = u_c - R_S \cdot i_c$$

$$M_e = \frac{p}{2} \cdot [i_a, i_b, i_c] \cdot \left[\frac{\delta \cdot L_{abc}(\theta_r)}{\delta \theta_r} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_e - M_{zt} \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (1.3)$$

kde ω_r je elektrická úhlová rychlost rotoru

θ_r je elektrický úhel mezi osou d a osou fází a

p počet pólových dvojic

Protože se vlastní a vzájemné indukčnosti mění v závislosti na poloze rotoru s funkcí cosinus, můžeme napsat:

- Pro vlastní indukčnosti platí:

$$L_{aa} = L_{a0} + L_2 \cos(2\theta_r) \quad (1.4)$$

$$L_{bb} = L_{a0} + L_2 \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (1.5)$$

$$L_{cc} = L_{a0} + L_2 \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (1.6)$$

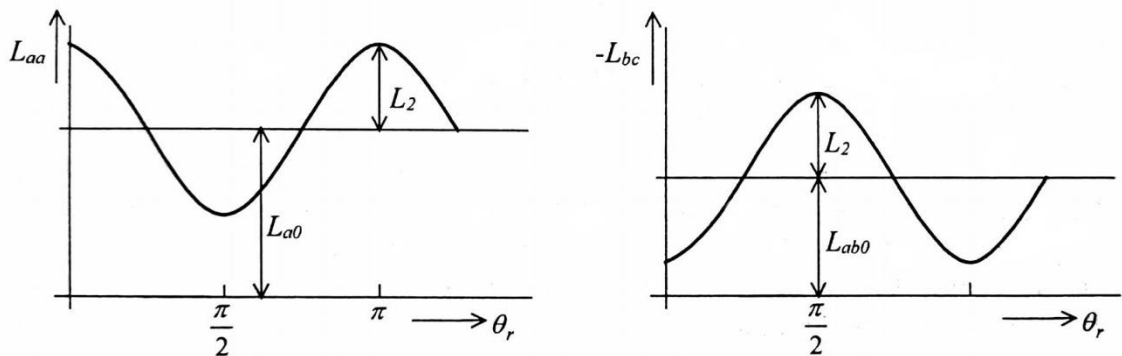
- Pro vzájemné indukčnosti platí:

$$L_{ab} = -L_{ab0} + L_2 \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (1.7)$$

$$L_{bc} = -L_{ab0} + L_2 \cos(2\theta_r) \quad (1.8)$$

$$L_{ac} = -L_{ab0} + L_2 \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (1.9)$$

Průběhy vlastní indukčnosti L_{aa} a vzájemné indukčnosti L_{bc} jsou uvedeny na obr. 1.2.



Obr. 1.2. Vysvětlení vztahu pro vlastní indukčnost L_{aa} a vzájemnou indukčnost L_{bc} [3]

Když dosadíme rovnice (1.4)-(1.9) do (1.1) a provedeme transformaci dle R. H. Parka, pak:

$$P(\theta_r) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos(-\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \cos(-\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(-\theta_r) & \sin(-\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \sin(-\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

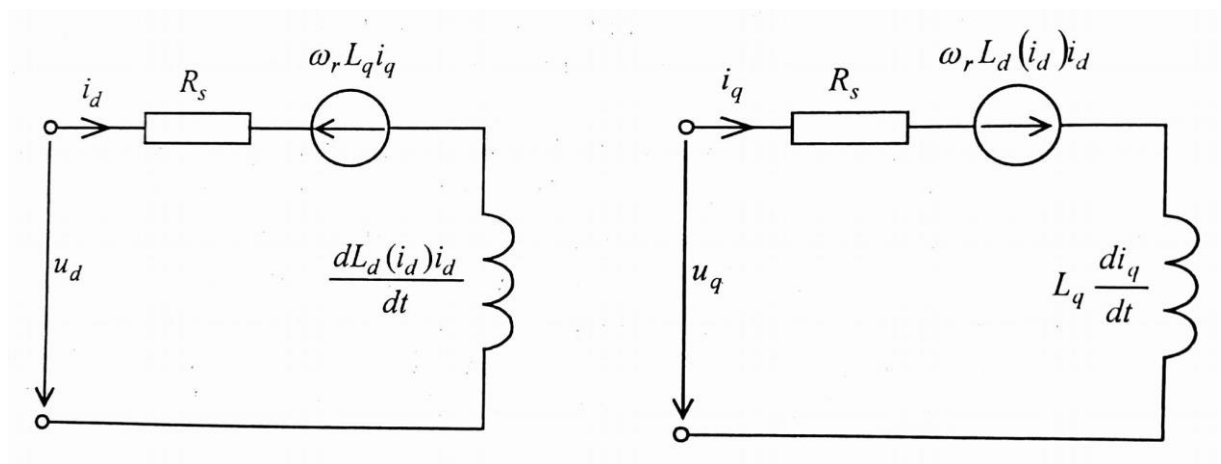
Při zanedbání nulových složek je možné napsat rovnice dq modelu reluktančního synchronního stroje:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_r \Psi_q \quad \text{kde:} \quad \Psi_d = L_d i_d \quad (1.11)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q + \omega_r \Psi_d \quad \text{kde:} \quad \Psi_q = L_q i_q \quad (1.12)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.13)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = M_e - M_{zt} \quad (1.14)$$



Obr. 1.3. Náhradní schéma RSM při zanedbání ztrát v železe. [3]

1.4 Ustálený stav reluktančního synchronního stroje

Tato kapitola popisuje ustálený stav pomocí prostorových vektorů veličin a jejich složek v d, g systému. To znamená, že například q-složka prostorového vektoru statorového proudu (maximální hodnota) je o $\sqrt{2}$ – krát větší než q-složka statorového fázového proudu (efektivní hodnota). V ustáleném stavu jsou napětí statoru symetrické, mají sinusový průběh a rychlost ω_r je konstantní, pak platí následující rovnice.

$$u_a = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \quad (1.15)$$

$$u_b = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \quad (1.16)$$

$$u_c = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \quad (1.17)$$

Dále můžeme napsat, že pro ustálený stav složky prostorového vektoru statorového napětí U_d a U_q platí vztah dle rovnice (1.18), kde σ je úhel mezi d-osou rotoru a prostorovým vektorem statorového napětí.[3]

$$U_d = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \sigma \quad ; \quad U_q = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \sigma \quad (1.18)$$

Protože v ustáleném stavu jsou U_d a U_q stejnosměrné veličiny a derivace v rovnicích (1.11)-(1.12) jsou nulové, budou taky I_d , I_q , Ψ_d , Ψ_q stejnosměrné veličiny. Skutečné statorové proudy I_a , I_b , I_c jsou také symetrické veličiny s frekvencí ω_s , ale jsou zpožděné za fazovým napětím o úhel φ . Pak pro d a q složku prostorového vektora statorového proudu můžeme napsat:

$$I_d = I_s \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\sigma - \varphi) \quad ; \quad I_q = I_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\sigma - \varphi) \quad (1.19)$$

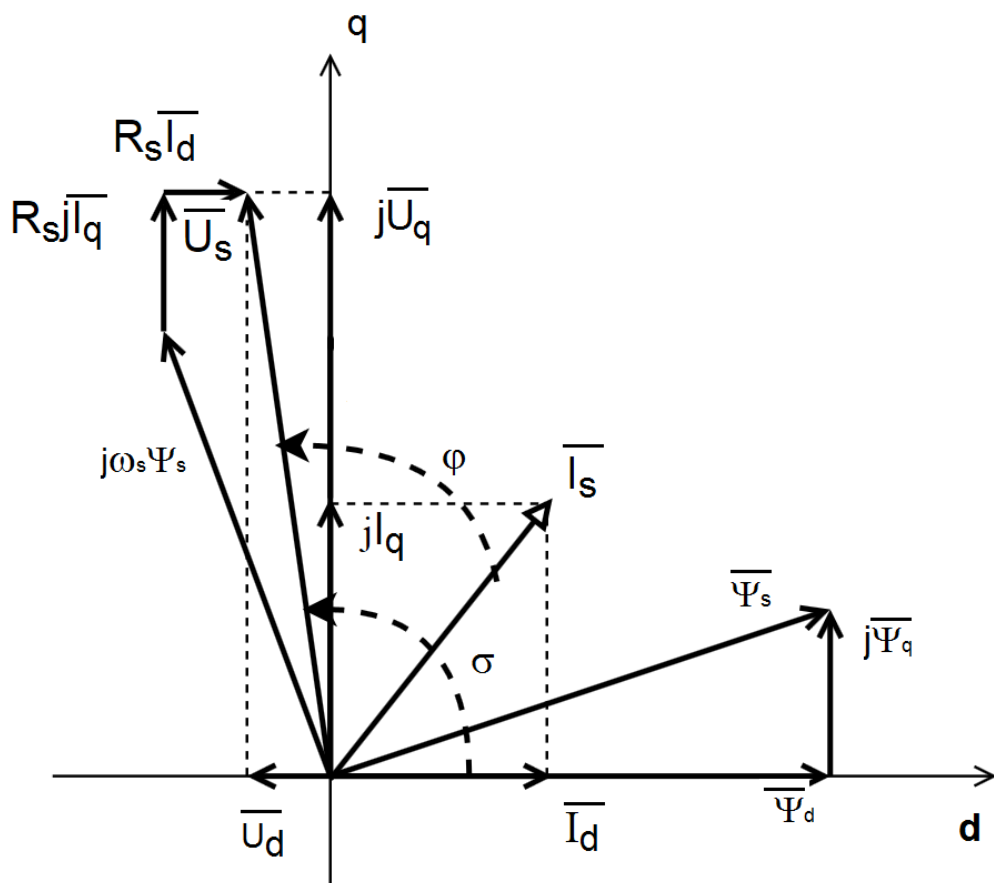
Pak pro ustalený stav můžeme napsat za podmínky $\frac{d}{dt} = 0$ tyto zjednodušené rovnice:

$$U_d = R_s I_d - \omega_r \Psi_q \quad \text{kde:} \quad \Psi_d = L_d I_d \quad (1.20)$$

$$U_q = R_s I_q + \omega_r \Psi_d \quad \text{kde:} \quad \Psi_q = L_q I_q \quad (1.21)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.22)$$

Z těchto rovnic vychází před výpočet pro zlepšení dynamiky regulace a optimální řízení vychází také z ustáleného stavu.



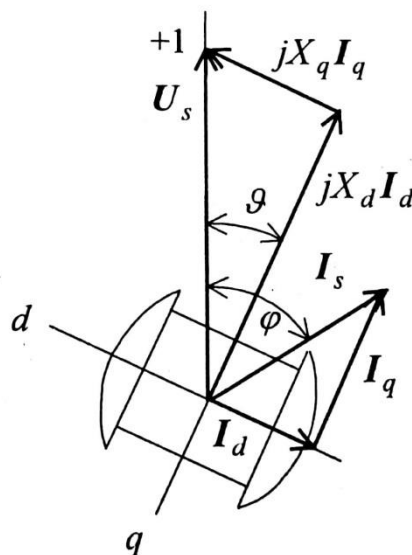
Obr. 1.4. Vektorový diagram RSM

2 Teoretický popis použitého řízení

Pro zmíněný reluktanční synchronní motor je použita regulace pomocí vektorového řízení (detailně popsáno v [8]), které je principiálně podobné jako vektorové řízení u asynchronního stroje. Na rozdíl od asynchronního stroje, kde se musí potřebná poloha magnetického toku vypočítat v matematickém modelu stroje, tak u RSM je poloha jednoduše zjištěna pomocí čidla polohy rotoru (např. ARC425), anebo je odhadnuta pomocí jiných veličin (tzv. „sensor less control“).

Pomocí čidla polohy je určeno natočení systému (d, q), kde osa d („podélná“ neboli „tokotvorná“ složka) je definována ve směru rotorového magnetického toku. Osa q („příčná“ neboli „momentotvorná“ osa), která je kolmá k ose d je definována ve směru indukovaného napětí naprázdno U_{ib} . [5]

Jelikož se jedná o takovou konstrukci motoru, kde rotor nemá žádné buzení (permanentní magnety či budící vinutí) oproti klasickému synchronnímu stroji, je zapotřebí pomocí tokotvorné složky proudu I_d celkového statorového proudu I_s vybudit v rotoru potřebný magnetický tok, jak je znázorněno na obr. 2.1. Dosažení potřebného magnetického toku se provádí nastavením odpovídajícího požadavku na hodnotu tokotvorné složky proudu I_d . Tento vybuděný tok, který odpovídá proudu I_d , je nutný pro vznik požadovaného momentu, jak popisuje rovnice (1.13).



Obr. 2.1. Přibližný fázorový diagram RSM (zanedbané ztráty) [3]

2.1 Použité transformace

Transformace od paní Clark a pana Park se používají velmi často ve vektorových řídicích architekturách související se střídavými stroji. Tato část popisuje zmíněné dvě transformace a jejich inverzní funkce.

- Transformace dle paní Clark

Třífázové veličiny jsou transformovány na jeden rotující vektor, který je složen pouze ze dvou složek. Proto je práce se systémem ulehčena. Za podmínky trojfázové symetrické soustavy platí následující vztahy.[6]

$$I_{\alpha} = I_a \quad (2.1)$$

$$I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (I_a + 2 \cdot I_b) \quad (2.2)$$

Pro zpětnou transformaci dle paní Clark můžeme napsat:

$$V_a = V_{\alpha} \quad (2.3)$$

$$V_b = \frac{-V_{\alpha} + \sqrt{3} \cdot V_{\beta}}{2} \quad (2.4)$$

$$V_c = \frac{-V_{\alpha} - \sqrt{3} \cdot V_{\beta}}{2} \quad (2.5)$$

- Transformace dle pana Park

Tato transformace popisuje vztah mezi stojícím souřadným systémem α , β a rotujícím souřadným systémem d , q . Tyto dva systémy jsou mezi sebou posunuty o uhel θ , který se získává z čidla polohy rotoru.

$$I_d = I_{\alpha} \cdot \cos(\theta) + I_{\beta} \cdot \sin(\theta) \quad (2.6)$$

$$I_q = I_{\beta} \cdot \cos(\theta) - I_{\alpha} \cdot \sin(\theta) \quad (2.7)$$

Pro zpětnou transformaci platí:

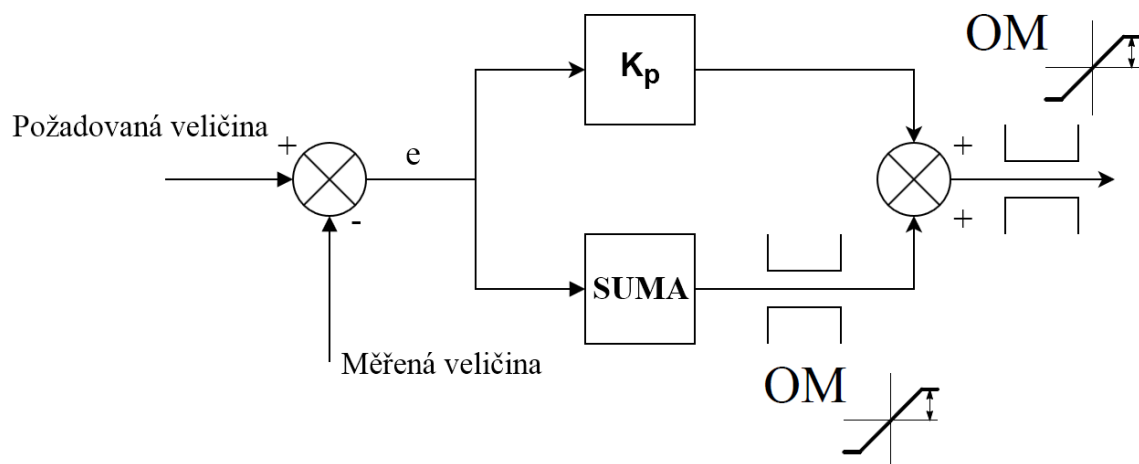
$$V_{\alpha} = V_d \cdot \cos(\theta) - V_q \cdot \sin(\theta) \quad (2.8)$$

$$V_{\beta} = V_q \cdot \cos(\theta) - V_d \cdot \sin(\theta) \quad (2.9)$$

2.2 Regulátory I_{sd} a I_{sq}

Pro regulaci momentotvorné a tokotvorné složky statorového proudu I_s je použit proporcionálně sumační regulátor ve složkovém tvaru, který je znázorněn pomocí blokového schéma na obr. 2.2. Tento složkový tvar algoritmu je výhodný v tom, že můžeme sumaci jednoduše změnit. Vstup do regulátoru je odchylka značená písmenem e , která vznikne rozdílem mezi požadavkem v tomto případě je to požadovaný proud I_d , I_q a skutečné hodnoty proudu změřené čidlem proudu a následně transformovaná pomocí příslušných transformací na požadovanou hodnotu. Vstupem PS regulátoru je regulační odchylka, která představuje hodnotu, o kterou musíme změnit požadavek na vektor statorové napětí v souřadném systému d, q , který následně vytvoří požadovaný proud. Sumaci i výstup regulátoru je nutné omezit.

K výstupu z regulátoru je připočtena předem vypočítaná hodnota napětí dle rovnic (1.20) a (1.21) v ustáleném stavu. Tento před výpočet zvyšuje dynamiku celého řídicího systému, neboť před vypočítanou hodnotou nahrubo definuje žádané napětí a regulátory pak už jen opravují chyby systému. Před vstupem do bloku PWM je nutné nejprve vektor napětí přetransformovat do stojícího souřadného systému x, y a dále převést na jednotlivé napětí v jednotlivých fázích a, b, c , které už vstupují do PWM bloku jako řídicí signály.



Obr. 2.2. Blokové schéma PS regulátoru

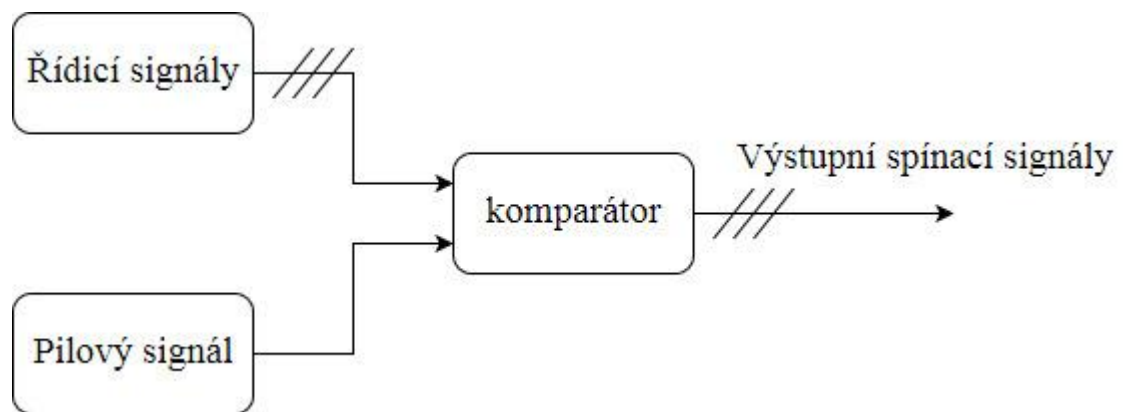
2.3 Regulace rychlosti

Jako v předchozím případě je použit PS regulátor. Otáčky jsou zadávány v otáčkách za minutu. Regulační odchylka vzniklá rozdílem požadovaných otáček a skutečných otáček, vstupuje do regulátoru otáček. Akční veličina jako výstup regulátoru reprezentuje požadovanou hodnotu momentotvorné složky I_q celkového proudu I_s . Tento celkový proud statoru I_s je omezen s ohledem na požadavky chlazení stroje (maximální oteplení stroje) a proto požadavek na proud I_q je dán vztahem pomocí Pythagorovi věty (2.10)

$$I_q = \sqrt{(I_{smax})^2 - I_d^2} \quad (2.10)$$

2.4 PWM modulace

PWM(pulsně šířková modulace) je založena na principu koincidence pilového signálu a řídicího napětí jednotlivých fází a, b, c. V případě, kdy řídicí signál je větší než pilový signál, tak je spínací prvek zapnut a naopak. Frekvence pilového signálu je 8 kHz a jedná se symetrickou pilu. Amplituda pily se pohybuje v rozmezí 1 a -1 a to z důvodu znormování řídicích signálů dle měřeného napětí U_c na kondenzátoru v meziobvodu. Mrtvé časy zde nejsou řešeny z důvodu idealizovaných součástek v simulaci



Obr. 2.3. Blokové schéma PWM

2.5 Odbuzování

Do režimu odbuzování se dostáváme tehdy, kdy požadované fázové napětí zátěže dosáhne hodnot blízkým hodnotám napětí střídače $2/3U_d$ či $-2/3U_d$. Odbuzování je založeno na principu snižování indukovaného napětí pomocí regulace složky proudu I_{sd} , která vytváří potřebný magnetický rotorový tok. V tomto režimu dochází k poklesu maximálního momentu anebo může dojít až k vypadnutí ze synchronismu v důsledku překročení maximálního zátěžného úhlu β . Ve zkoumaném vektorovém řízení reluktančního synchronního stroje je

režim odbuzování řešen pomocí regulace hloubky modulace, kde hloubka modulace U_{rm} (viz vztah (2.11)) je regulována na hodnotu $0.95 U_{max}$. Tato hodnota byla zvolena z důvodu ponechání 5% rezervy a střídač je využíván z 95% pouze v lineární oblasti modulace. U_{rm} je opatřen filtrem z důvodu odstranění nežádoucího zvlnění.

$$U_{rm} = \frac{\sqrt{(U_{\alpha})^2 - (U_{\beta})^2}}{\frac{U_{dc}}{2}} \quad (2.11)$$

2.6 Optimální kritéria řízení

2.6.1 Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu

Pro toto kritérium řídíme d a q složku prostorového vektoru statorového proudu dle vztahu:

$$\frac{i_{qw}}{i_{dw}} = 1 \quad (2.12)$$

Pro elektromagnetický moment pak dostáváme vztah:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p(L_d - L_q) \cdot i_{dw}^2 \quad (2.13)$$

Pro žádaný elektromagnetický moment pak dostaneme žádanou složku proudu I_d , kde platí $i_{dw} = i_{qw}$. Úhel δ_w je znázorněn na obr. 2.4.

$$i_{dw}^* = \sqrt{\frac{2 \cdot |M_e|}{3 \cdot p(L_d - L_q) \cdot \text{tg}(\delta_w)}} \quad (2.14)$$

2.6.2 Kritérium maximálního momentu při daném statorovém toku

Toto kritérium bývá použito v oblasti kde, je žádán větší moment. Pro toto kritérium řídíme složky proudu i_q a i_d podle vztahu (2.15).

$$\frac{i_{qk}}{i_{dk}} = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.15)$$

Pro maximální moment při daném statorovém toku dostáváme:

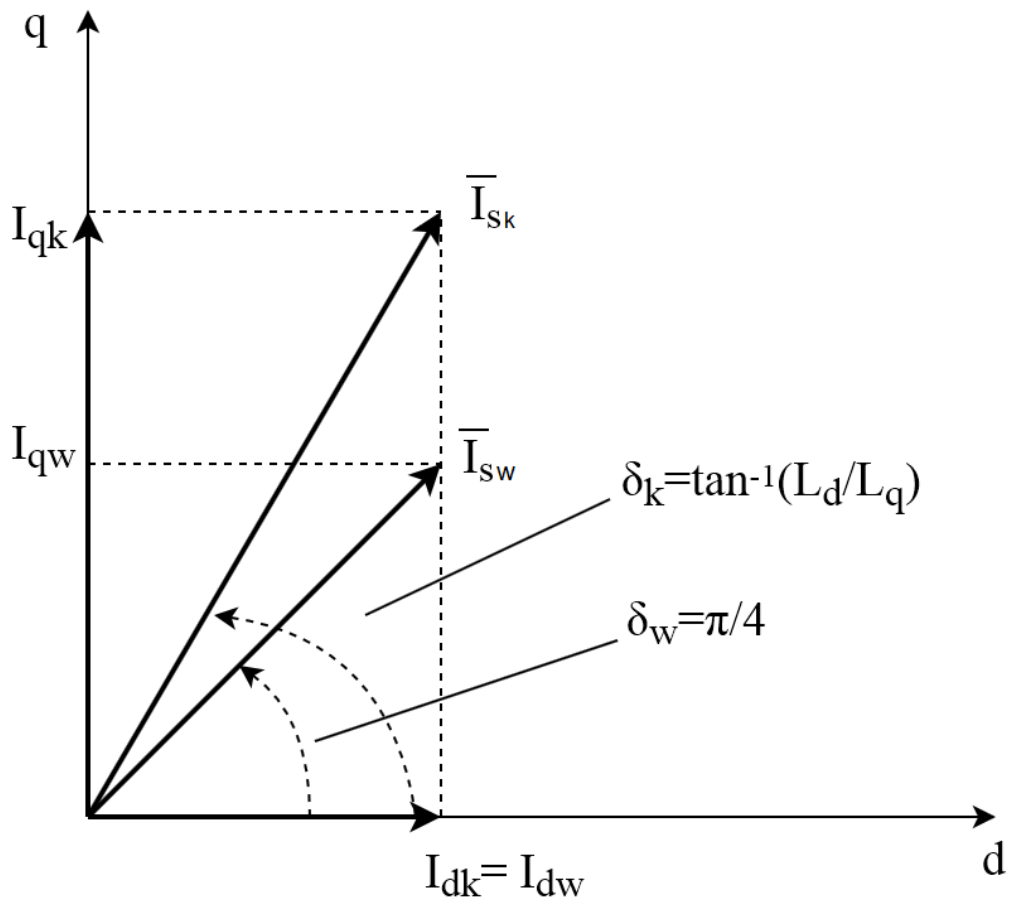
$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p(L_d - L_q) \cdot i_{dk}^2 \cdot \frac{L_d}{L_q} \quad (2.16)$$

Poté ze vztahu (2.16) pro žádaný moment dostaneme žádaný proud i_d a i_q z celkového proudu i_s :

$$i_{dk}^* = \sqrt{\frac{2 \cdot |M_e|}{3 \cdot p(L_d - L_q) \cdot \text{tg}(\delta_k)}} \quad (2.17)$$

$$i_{qk}^* = i_{dk} \cdot \operatorname{tg} \delta \cdot (\operatorname{sign} M_e) \quad (2.18)$$

Úhel δ_k je vidět na obr. 2.4, kde jsou znázorněny prostorové vektory statorového proudu v d, q soustavě.



Obr. 2.4. Prostorové vektory statorového proudu v d, q soustavě

3 Simulace

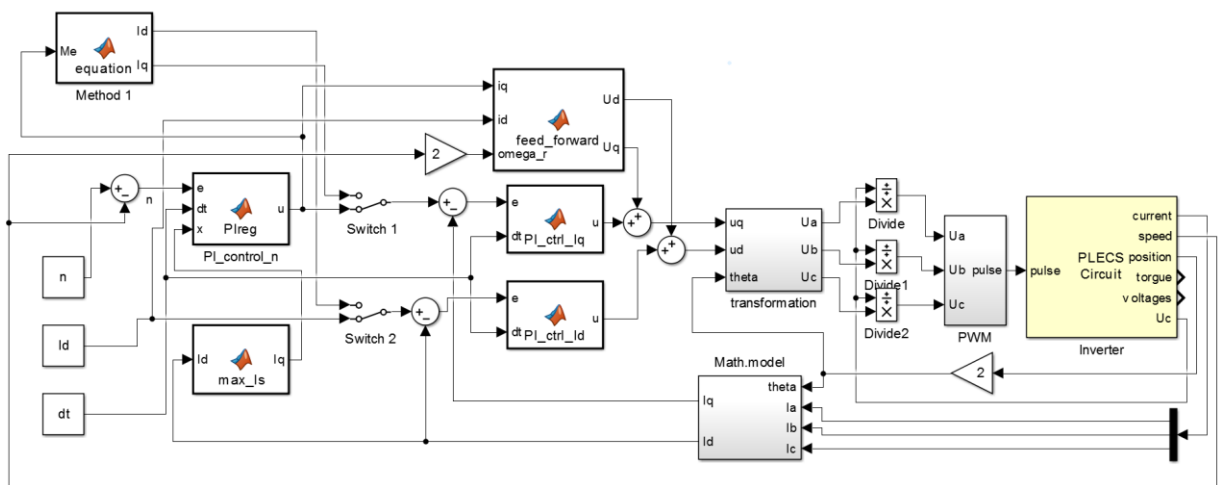
Simulační model je realizován pomocí programu Simulink, který je součástí programu Matlab. Parametry simulačního prostředí jsou voleny tak, aby co nejvíce vystihovaly reálné chování systému, jako je například vzorkovací frekvence.

3.1 Popis simulačního modelu

Tato podkapitola se zabývá podrobnějším popisem použitých prvků ve schématu a popisem jejich realizace v použitém simulačním prostředí. Pro simulaci vektorového řízení je použit Simulink, který je součástí simulačního programu Matlab od společnosti The

MathWokrs, Inc. Na obr. 3.0 je vidět použité simulační schéma vektorového řízení. Ve schématu jsou vidět dva přepínače (switch 1 a switch 2), které slouží k přepínání mezi dvěma varianty řízení a to klasickým vektorovým řízením a vektorového řízení s kritériem maximálního momentu při daném statorovém toku či kritériem minimálních ztrát na jednotku momentu. Toto schéma můžeme pomyslně rozdělit do tří hlavních částí a to část samotného vektorového řízení, matematický model motoru a spínání IGBT střídače.

Část samotného vektorového řízení je tvořeno PI regulátory proudu I_{sd} a I_{sq} a inverzními Clarkovo a Parkovo transformacemi. Blok matematický model motoru (matematické transformace viz kapitola 2.1) je v tomto případě jednoduchý, protože je zde použito čidlo polohy a proto nemusíme dopočítávat polohu rotoru. Jedná se tedy jen o transformace dle Clarka a Parka. Spínání IGBT střídače je řešeno pomocí pulsně šířkové modulace (PWM), odkud získáme potřebné spínací a vypínací pulsy. Řízený pohon, reluktanční synchronní stroj, je realizován pomocí knihovny PLECS, která je určena právě pro simulaci zabývající se výkonovou elektronikou a elektrickými pohony.

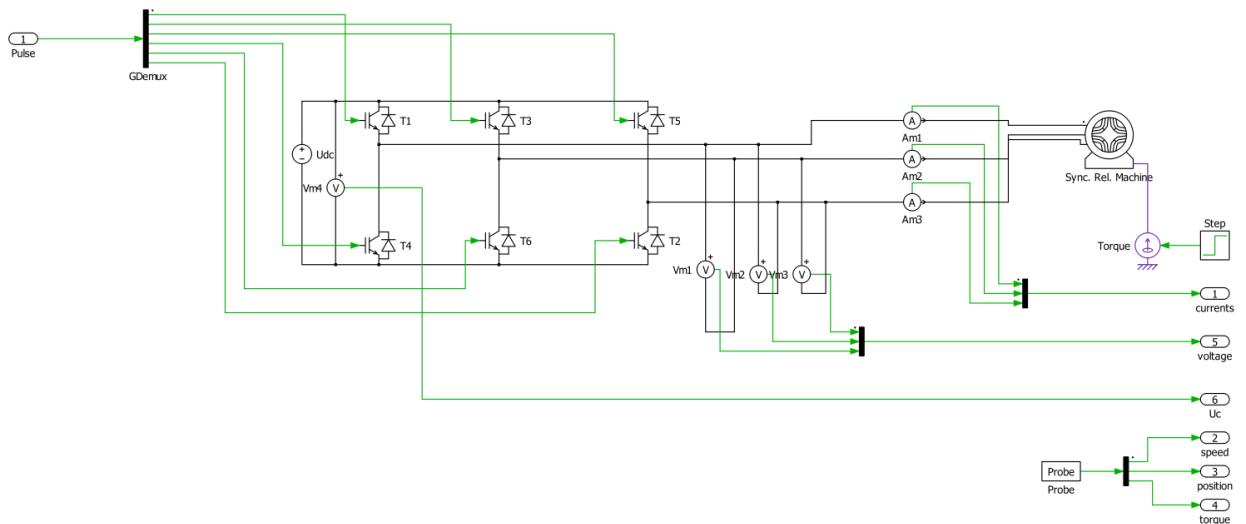


Obr. 3.0. Použité simulační schéma

3.2 Výkonový obvod

Na obr. 3.1a. je vidět výkonový obvod simulačního modelu, který je vytvořen pomocí knihovny Plecs. Spínací signály, výstup z bloku PWM, vstupují do jednotlivých spínacích součástek, v tom to případě se jedná o IGBT tranzistory, které jsou použity i v reálném napěťovém střídači. Meziobvod je napájený stejnosměrným napětím o hodnotě 600 volt. Model synchronního reluktančního motoru je realizován také pomocí knihovny, kde se zadají

potřebné parametry stroje. Ve výkonovém obvodu jsou měřeny proudy všech fází a poloha rotoru. Tyto údaje jsou nezbytné pro samotné řízení celého pohonu. Dále je zde vidět že můžeme měnit zátěžný moment na motoru a měřit veličiny, které jsou potřebné pro pozorování regulované soustavy.



Obr. 3.1a. Blokové schéma PWM

3.3 Určení proudu I_d

Tokotvornou složku celkového proudu I_s jsme museli určit ze jmenovitého bodu, protože přiložená dokumentace ke zmíněnému pohonu tento údaj postrádala. Určování přibližné hodnoty I_d vychází z indukovaného napětí dle rovnice (3.1), kde u_i je okamžitá hodnota indukovaného napětí a U_m je amplituda indukovaného napětí. Po dosazení dostáváme rovnici (3.2) pro budící tok Ψ . Při provedení integrace a dalších následných úprav dostaneme vztah pro odpovídající proud I_{sd} .

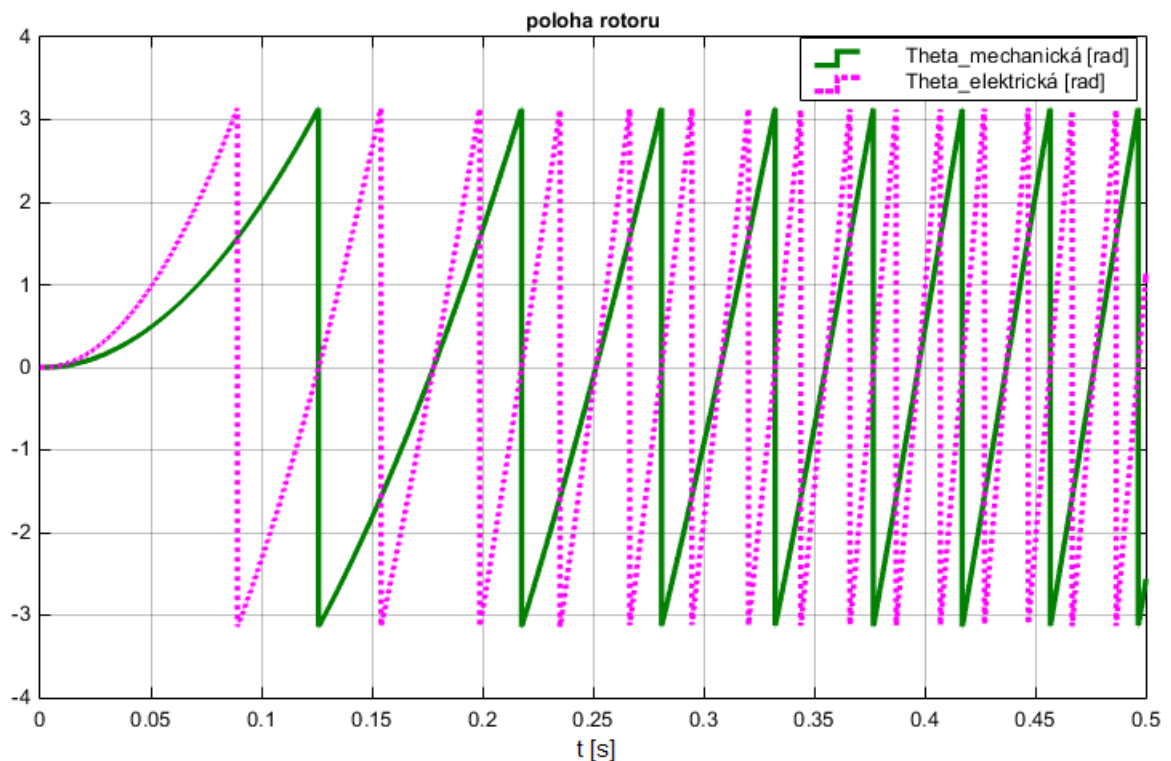
$$|U_i| = \left| \frac{d\Psi}{dt} \right| \Rightarrow \Psi = \int u dt \quad \text{kde: } u_i = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

$$\Psi = \int (U_m \cdot \sin(\omega t)) dt \quad (3.2)$$

$$\Psi = \frac{U_m}{\omega} = L \cdot I_{sd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{U_m}{L \cdot \omega} \quad (3.3)$$

3.4 Správné nastavení výstupu čidla polohy

Pro správnou regulaci reluktančního synchronního stroje pomocí vektorového řízení je nutné znát polohu rotoru. Tento údaj je nezbytný pro správně fungování matematických transformací a následné zjištění mechanické rychlosti hřídele. Poloha pro určení mechanické rychlosti hřídele je přímo vyčítána z ARC čidla, a ní je pak rychlost dopočítána. Naopak u polohy určené pro matematické transformace je nutno znát elektrickou polohu stroje, to znamená, že u čtyř pólového stroje musíme získanou polohu vynásobit číslem 2, obecně pak platí poloha krát počet pól párů. Porovnání těchto průběhů je vidět na Obr. 3.1.

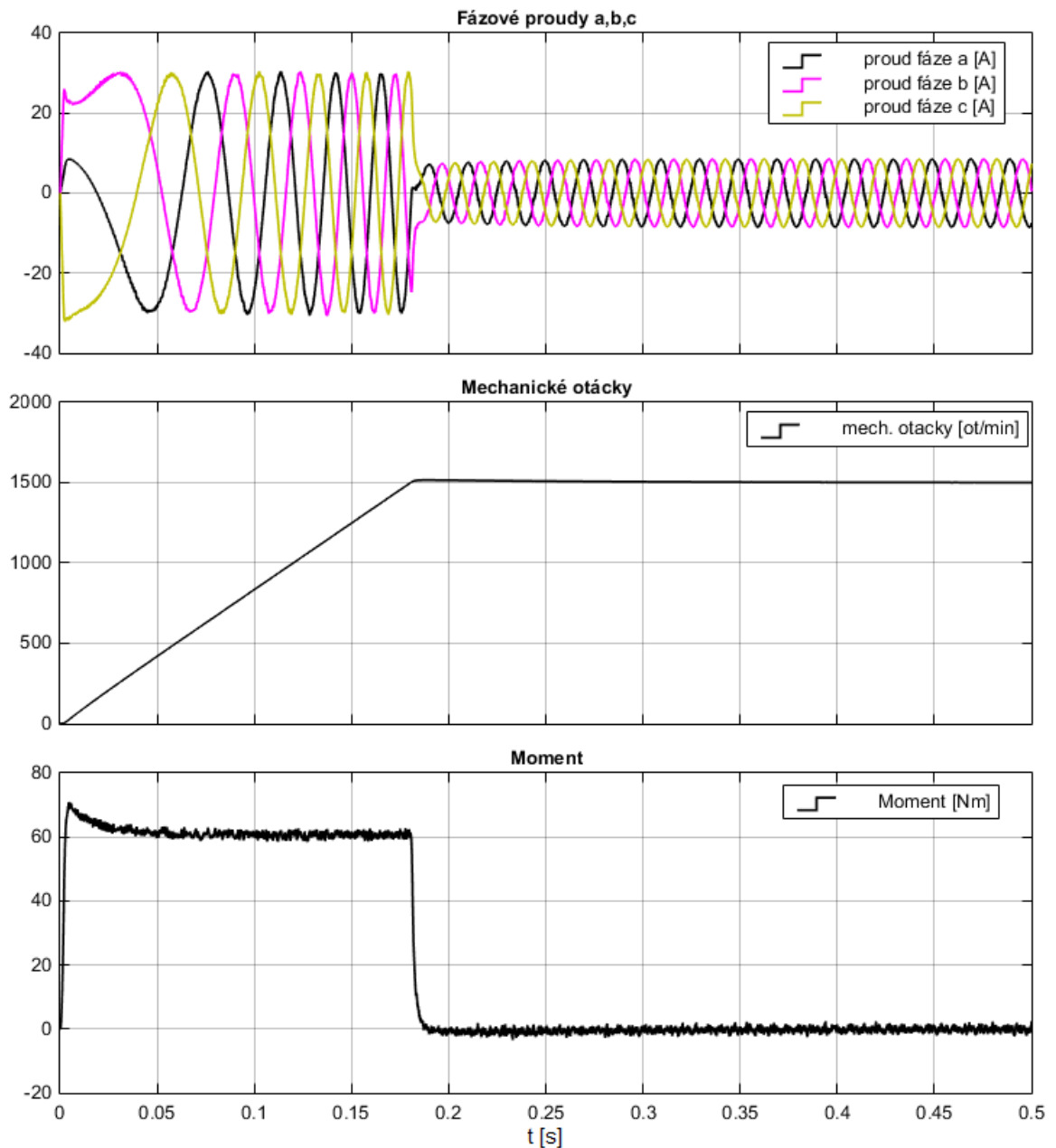


Obr. 3.1. Poloha mechanická a elektrická

3.5 Klasické vektorové řízení

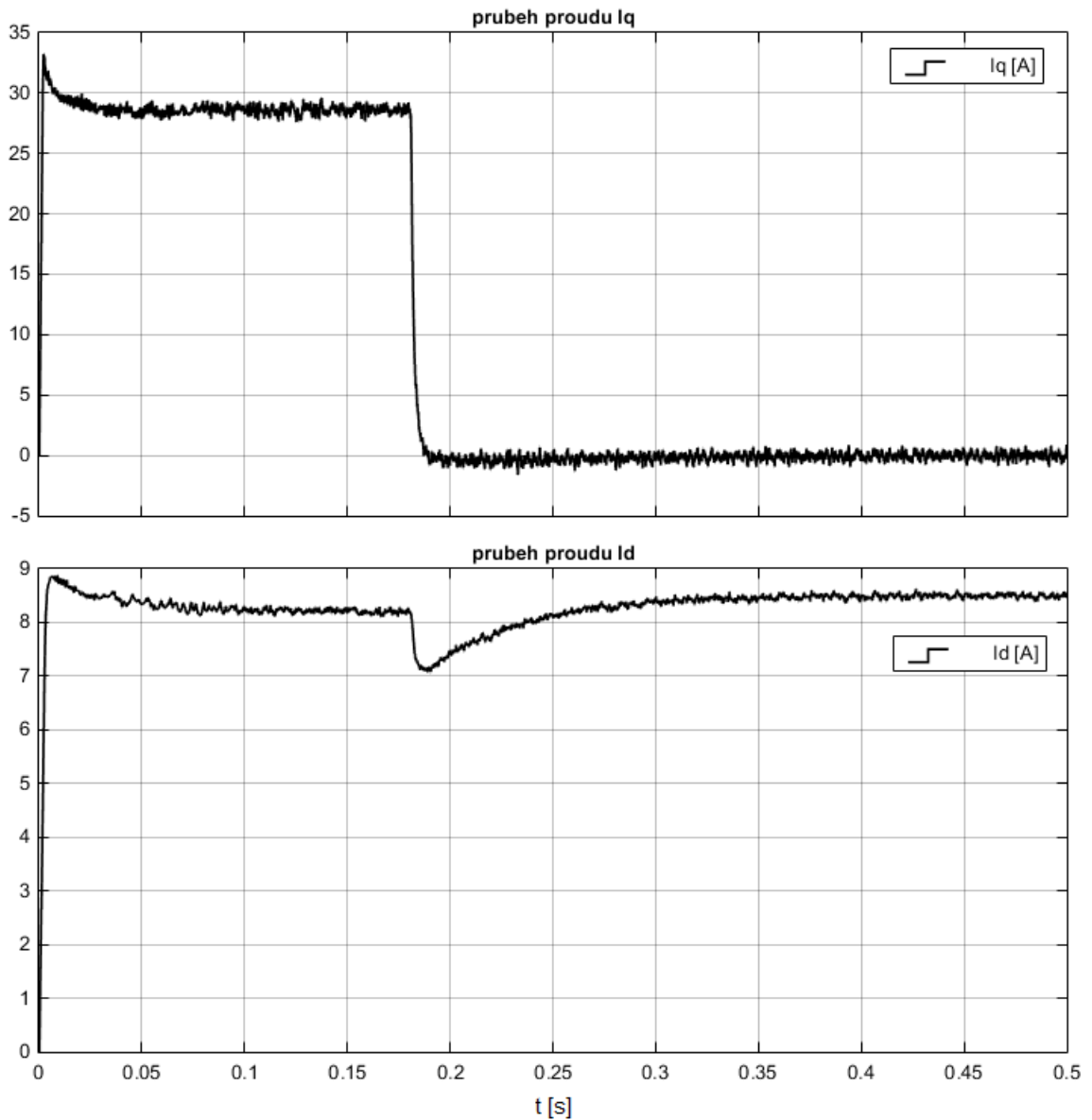
3.5.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezátížení

V této simulaci je vidět rozběh reluktančního synchronního motoru na 1500 ot/min při nezátížené hřídeli. Maximální rozběhový proud je omezen na 30 Ampér. Tokotvorná složka I_d celkového statorového proudu I_s je vypočítána dle rovnic (3.1-3.3) a nabývá hodnoty 8,5 Ampér. Na obr. 3.2 je vidět, že motor se rozbíhá na dané otáčky s maximálním momentem, který je dán maximálním povoleným proudem I_s .



Obr. 3.2. Rozběh na jmenovité otáčky.

V oblasti, kde jsou otáčky konstantní, je energie spotřebovávaná jen na buzení rotoru-proud I_d , protože zde není uvažováno tření či ventilační odpor. Na obr. 3.3 je vidět průběh momentotvorné a tokotvorné složky proudu. V rozběhové oblasti proud I_q dosahuje přibližně hodnoty 29 A a proud I_d 8.5 A. Pokud bychom použili vzorec (1.22) pro elektromagnetický moment, dostali bychom po zaokrouhlení 63 Nm, což odpovídá simulačnímu výsledku v grafu na obr. 3.2.

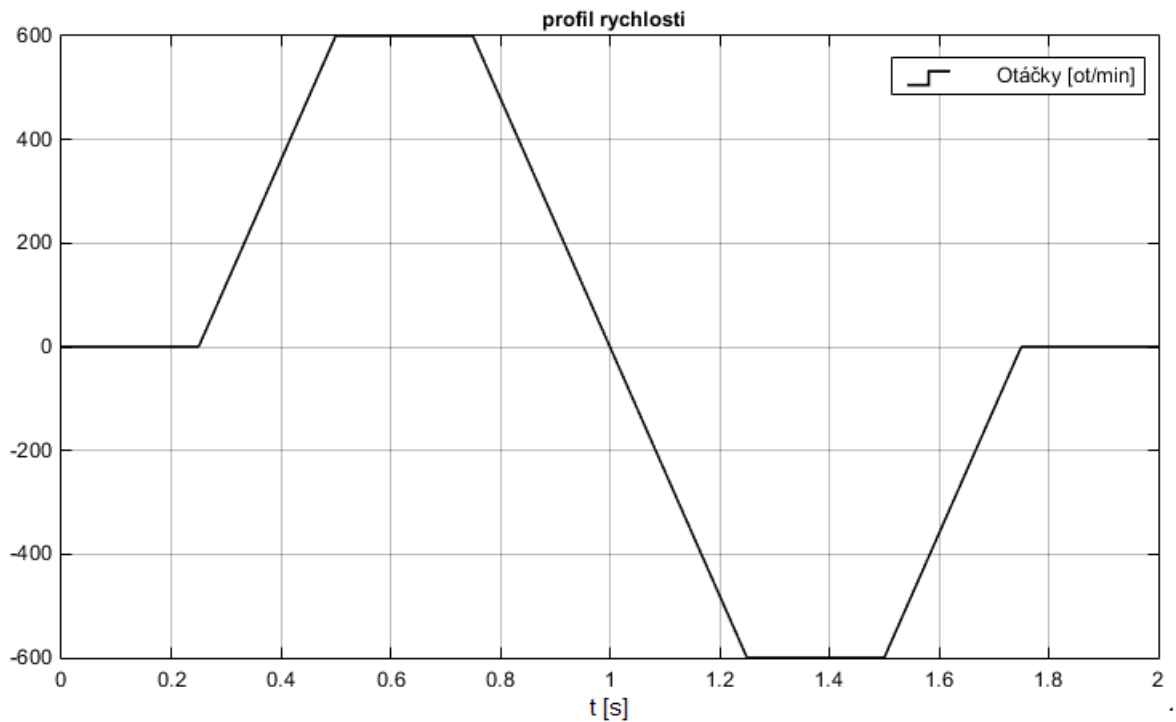


Obr. 3.3. Průběh proudů I_d a I_q

3.5.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti

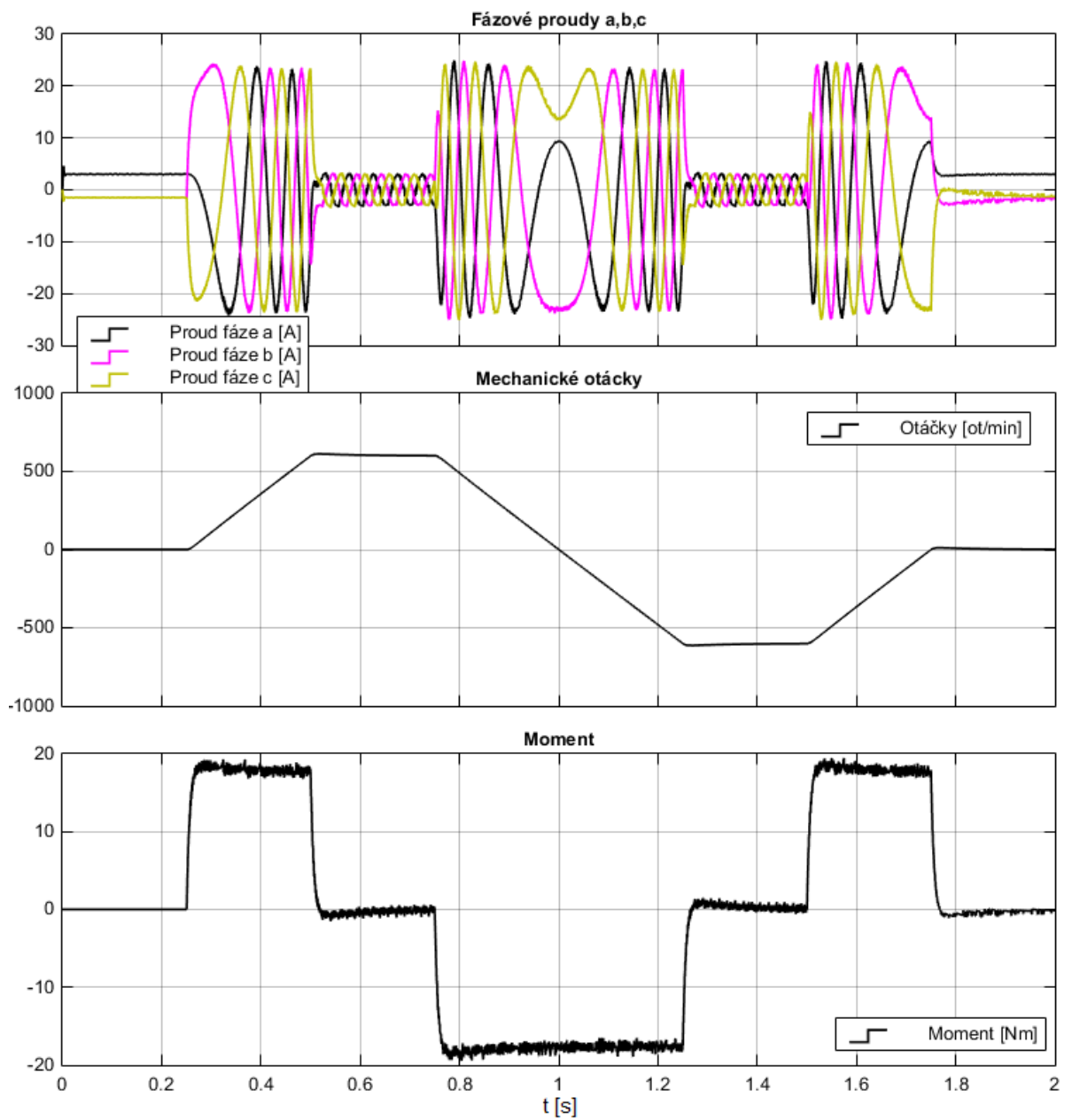
V tomto případě je vytvořen profil rychlosti, který lze vidět na obr. 3.4. Požadované otáčky se pohybují v rozmezí 600 až -600 ot/min. Jsou zde sledovány průběhy fázových proudů, skutečné mechanické otáčky a moment. Vytvořený simulační model vektorového řízení kopíruje požadované otáčky poměrně dobře, což je vidět na Obr. 3.5. V tomto případě byly zvoleny dva různé proudy I_d a to 3A a 5A pro porovnání chování systému. Pro hodnotu

proudu $I_d=3A$ fázové proudy dosahují hodnoty 23 A a moment dosahuje maximálních hodnot ± 18 Nm což je způsobeno strmostí nárůstu či poklesu požadavku na otáčky rotoru. V místech konstantních otáček je zde vidět, že velikost fázových proudů odpovídá velikosti tokotvorné složky proudu I_d viz Obr. 3.6.

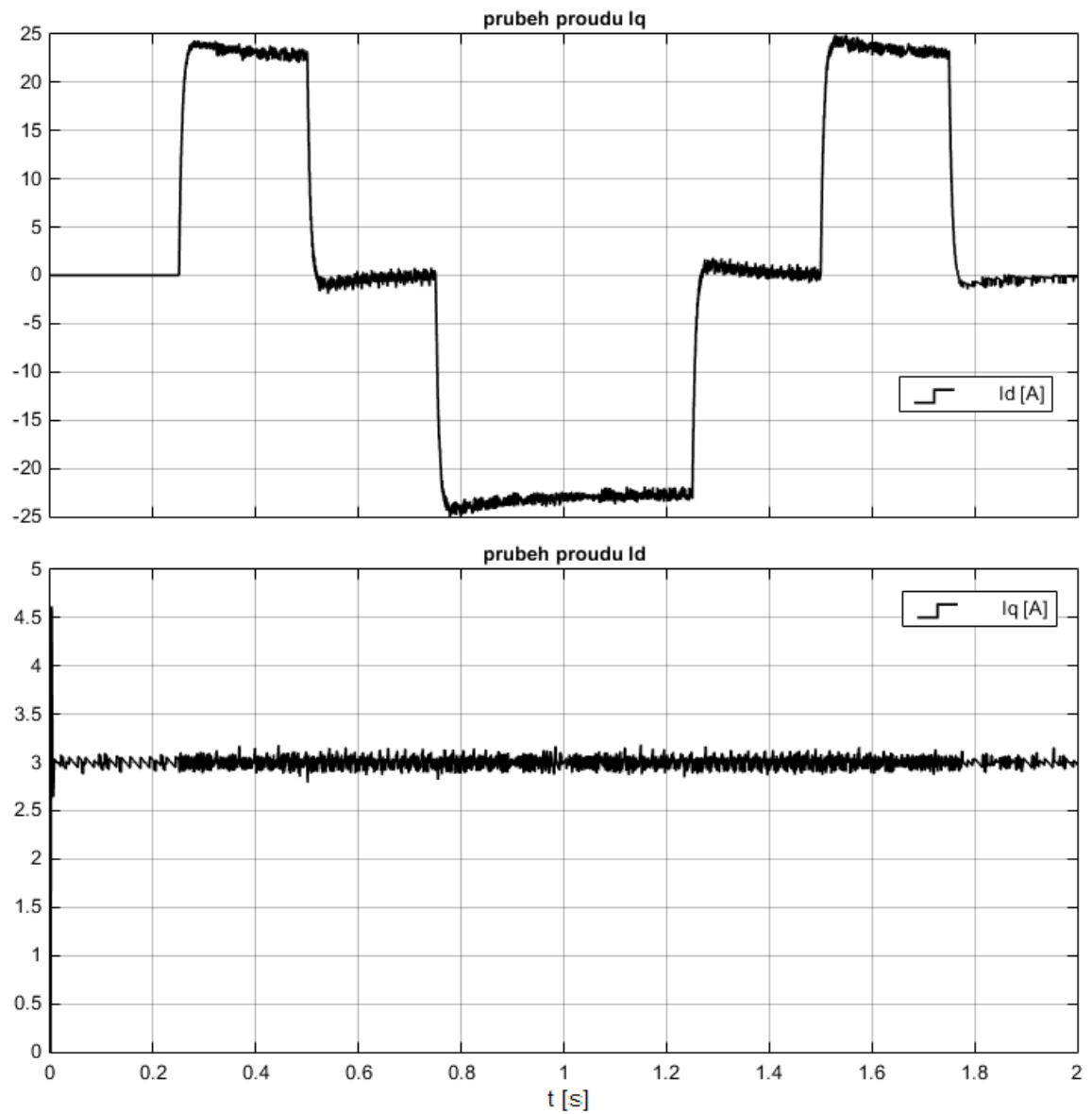


Obr. 3.4. Profil rychlosti

- Následující grafy jsou pro danou hodnotu proudu $I_d=3A$.

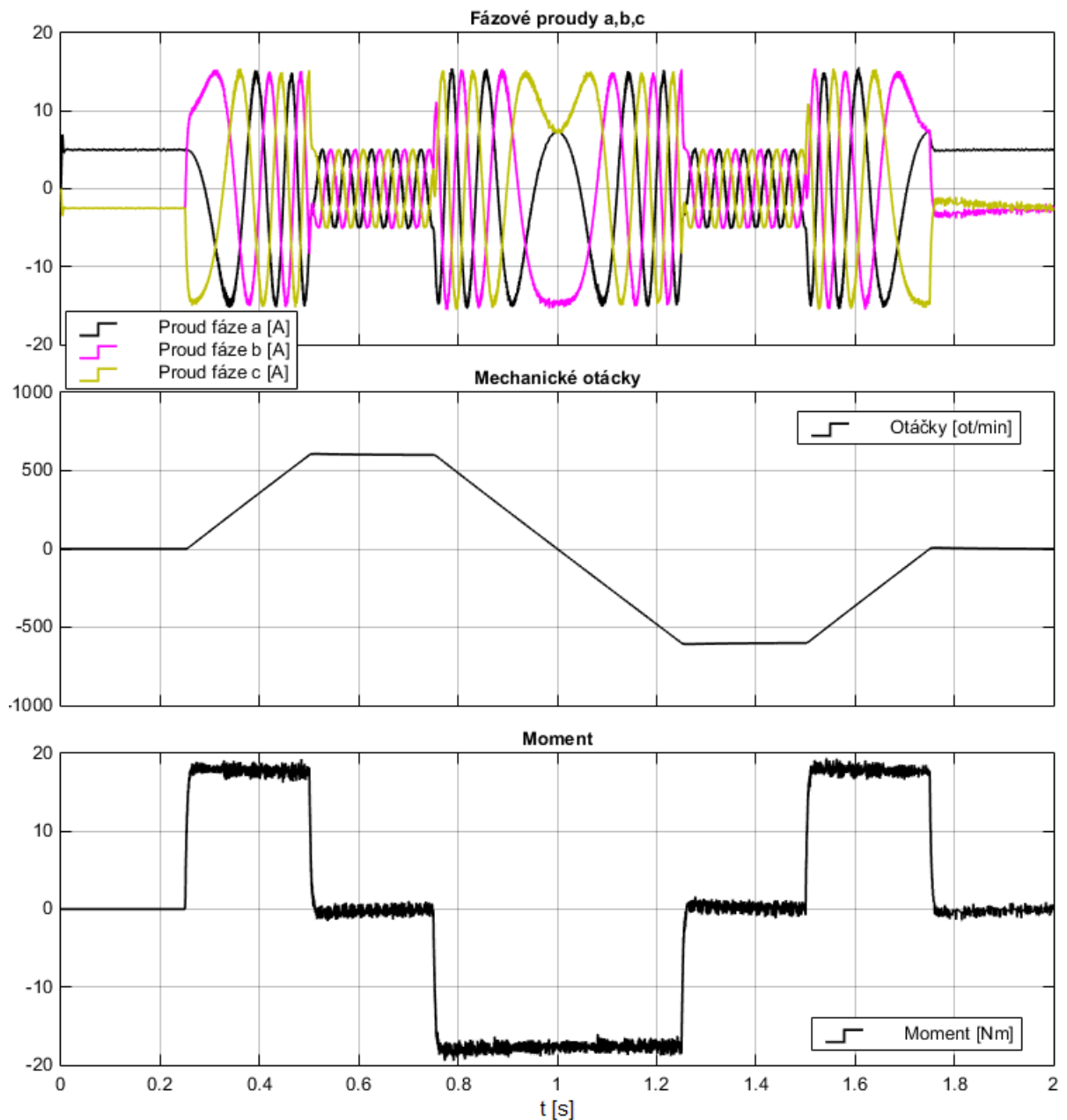


Obr. 3.5. Průběhy daných veličin pro $I_d=3A$

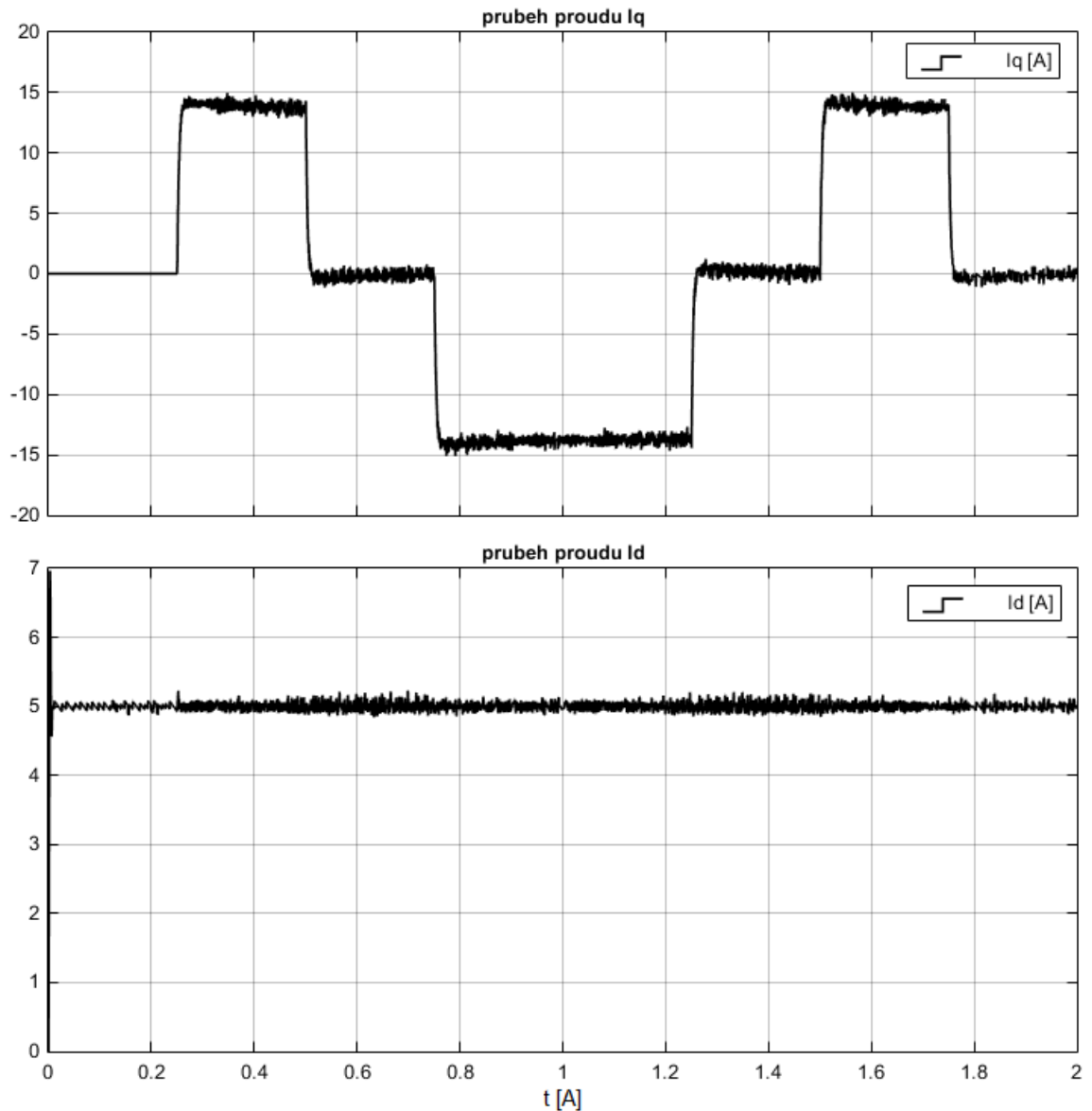


Obr. 3.6. Průběh tokotvorné a momentotvorné složky celkového proudu I_s pro $I_d=3A$.

Pro hodnotu tokotvorné složky proudu $I_d = 5A$ se průběhy liší v maximální velikosti fázových proudů, dosahuje hodnoty 15A. To je způsobeno jinou hodnotou I_d , pak momentotvorný proud I_q je dán podle potřebného momentu, který dosahuje v tomto případě přibližně 18 Nm. Zde si můžeme všimnout, když porovnáme moment v případech, kdy proud $I_d = 3A$ (obr. 3.5) a $I_d = 5A$ (obr. 3.7) jsou momentové charakteristiky téměř totožné, což je dáno strmostí nárůstu otáček.



Obr. 3.7. Průběhy daných veličin pro $I_d = 5A$



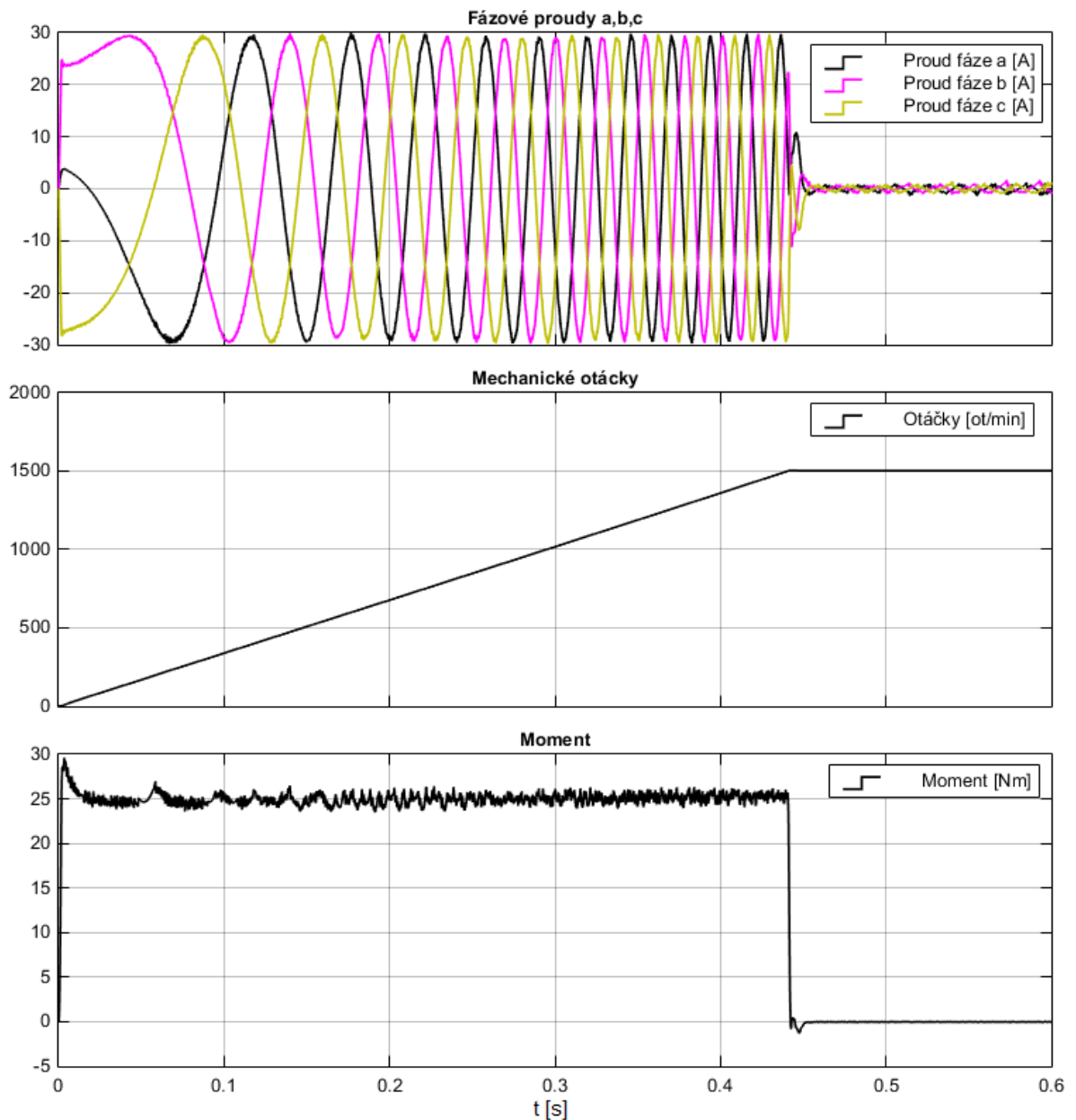
Obr. 3.8. Průběh tokotvorné a momentotvorné složky celkového proudu I_s pro $I_d=5$ A.

3.6 Vektorové řízení- Kritérium maximálního momentu při daném statorovém toku

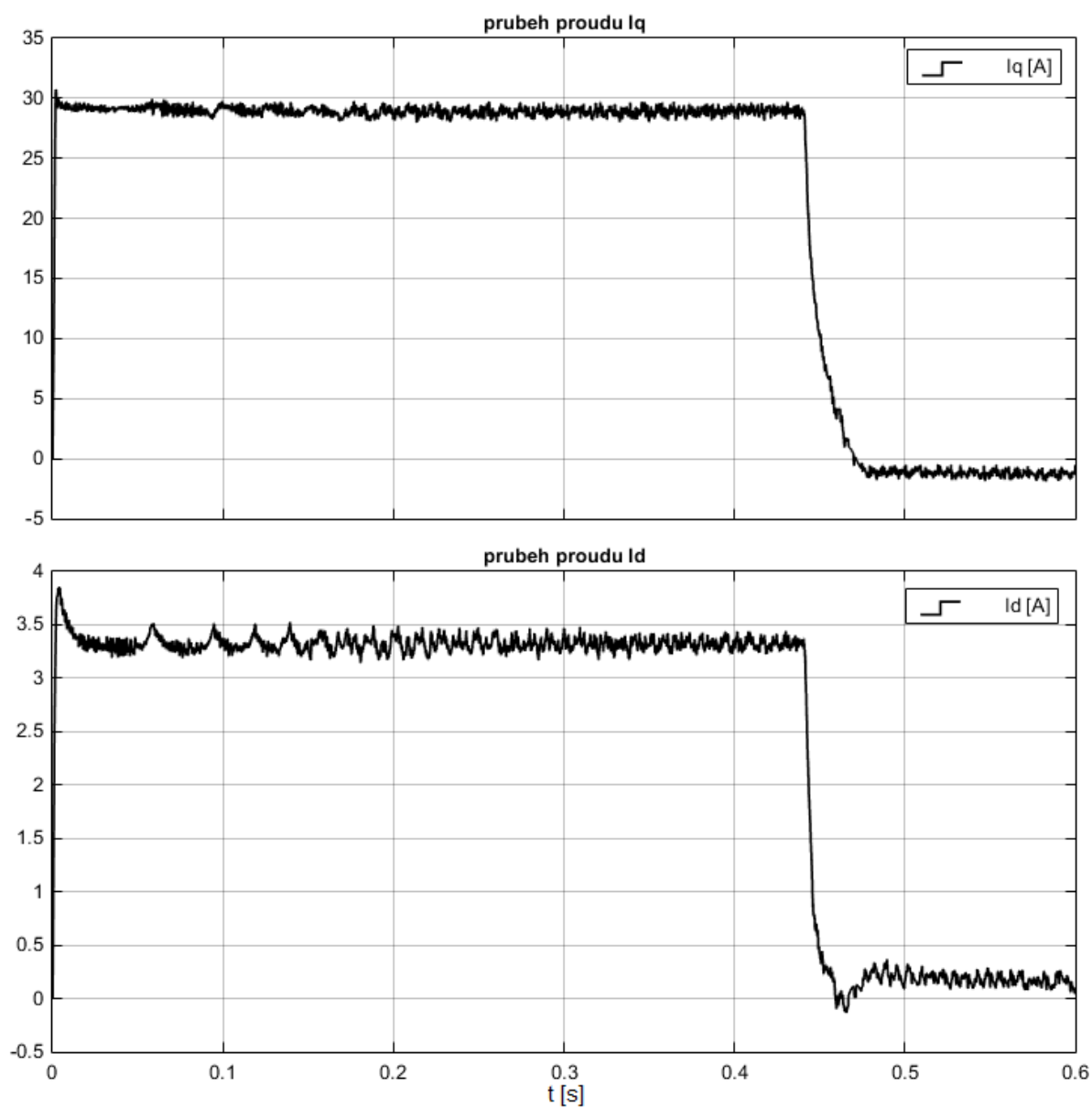
Tato část je zaměřena na sledování chování řízení RSM při zmíněném kritériu viz kapitola 2.7. Toto kritérium si vypočítává požadavky na hodnoty proudů I_d a I_q dle poměru podélné a příčné reaktance stroje viz rovnice (2.17 a 2.18) v závislosti na požadovaném momentu a výstupní proudy jsou omezeny ve stejném poměru, aby se nepřekročila maximální amplituda proudu I_s .

3.6.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezatížení

Na obr. 3.9 je vidět, že rozběhové proudy jsou také omezeny na 30A jako tomu je u klasického vektorového řízení viz kapitola 3.2. Rozběh trvá déle, což je způsobeno jiným poměrem tokotvorné a momentotvorné složky celkového proudu I_s , jak je vidět na obr. 3.10. Tento poměr je pak úměrný výslednému momentu dle vztahu (2.15). V ustáleném stavu při 1500 ot/min dosahují fázové proudy hodnoty přibližně do 1A.



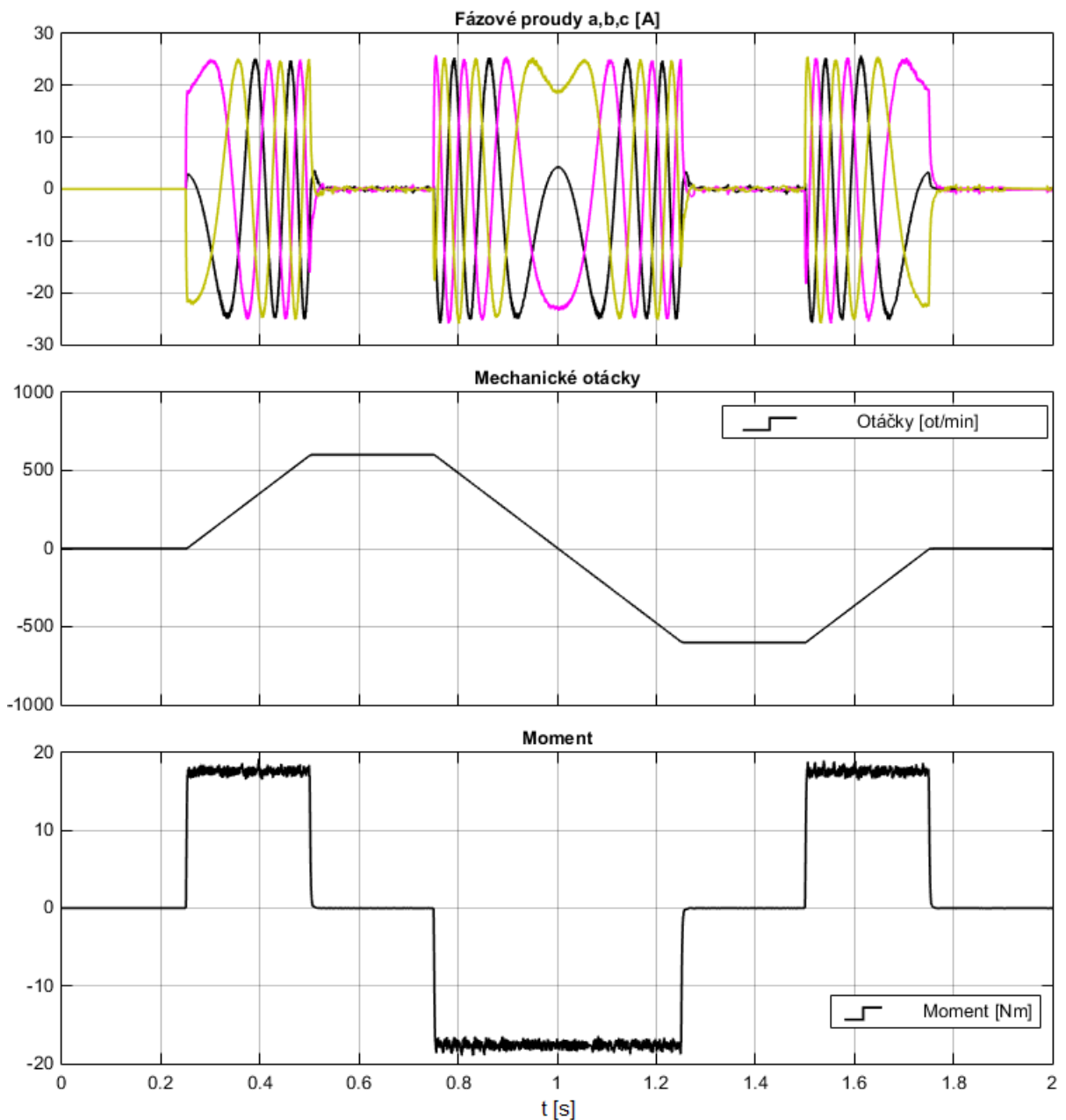
Obr. 3.9. Rozběh na jmenovité otáčky.



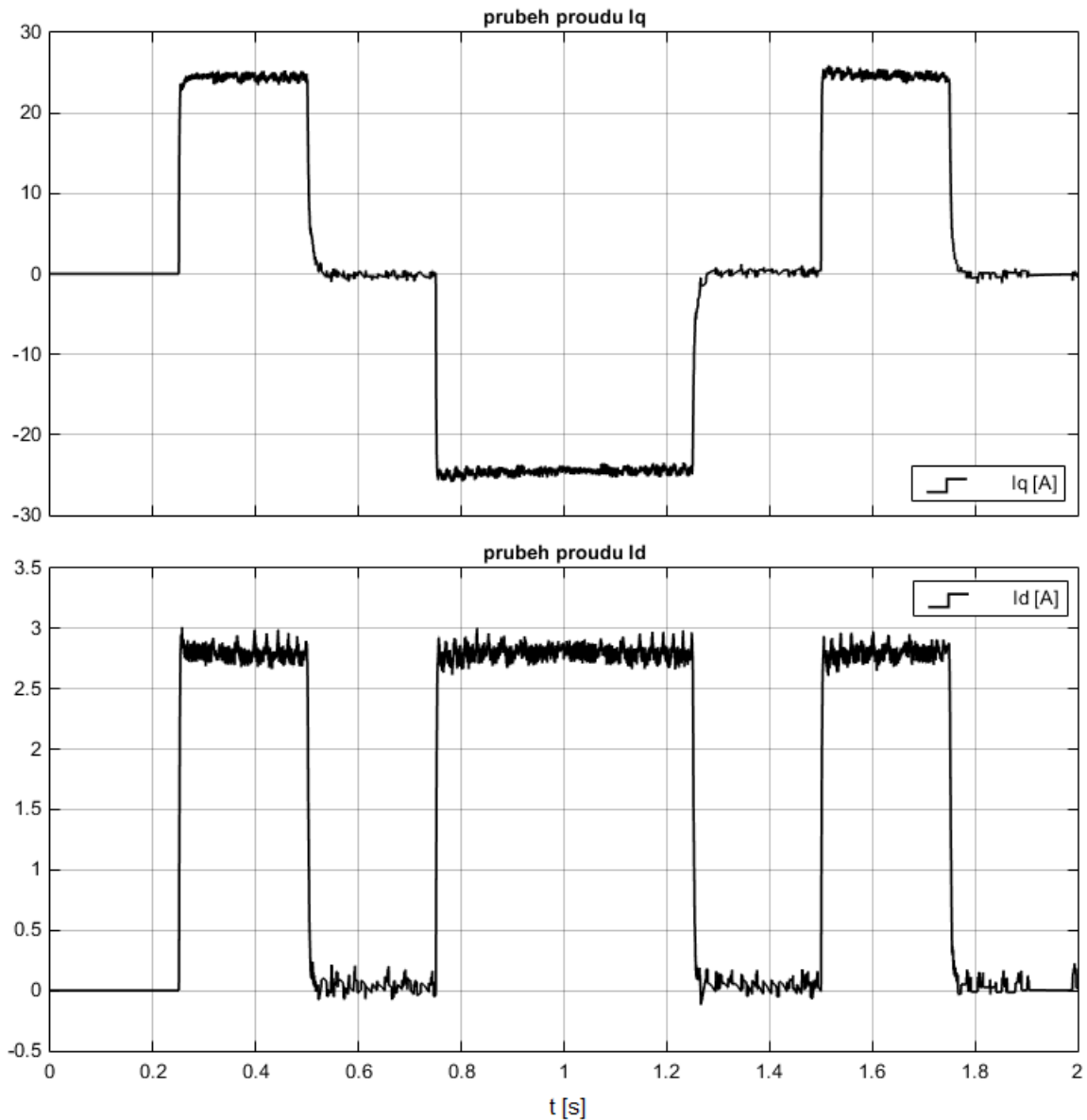
Obr. 3.10. Průběh proudů I_d a I_q

3.6.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti

V této podkapitole je pozorována regulace důležitých veličin, jako je reakce změny rychlosti na zvolený profil rychlosti, moment, fázové proudy a jednotlivé složky celkového proudu statoru. Profil rychlosti je stejný jako v kapitole 3.4.2 obr. 3.4. Jako v předchozím odstavci můžeme zde pozorovat, že v ustálených oblastech, kde se rychlost nemění, moment i celkový proud I_s dosahuje hodnot blízkým k nule, a proto ztráty v tomto režimu jsou minimální. Ztráty u reálného zařízení pokrývají jen ztráty způsobené třením a dalšími odporovými silami. Průběhy zmíněných veličin jsou vidět na obr. 3.11 a 3.12.



Obr. 3.11. Chování systému na daný profil rychlosti.



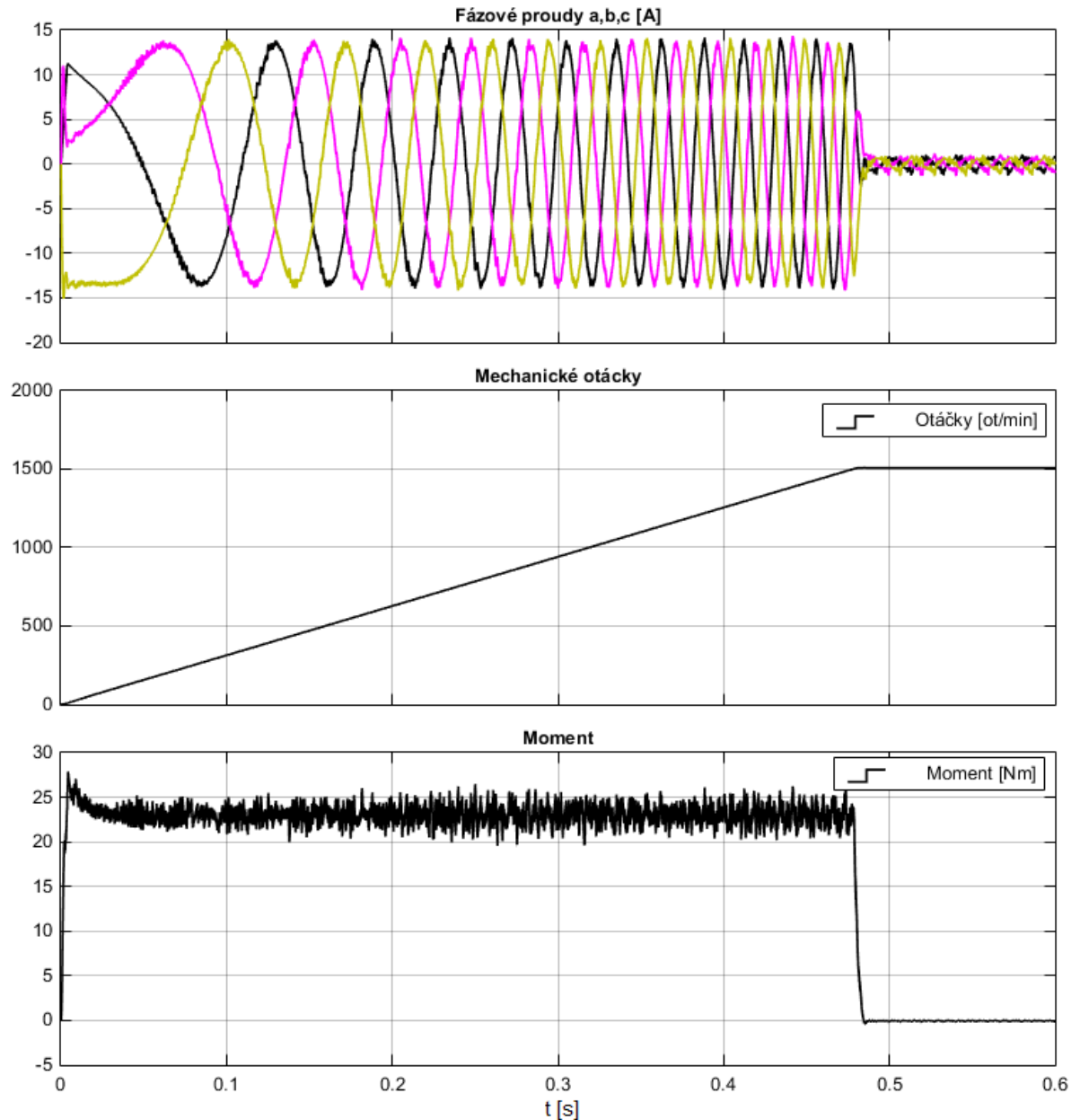
Obr. 3.12. Průběh proudů I_d a I_q

3.7 Vektorové řízení- Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu

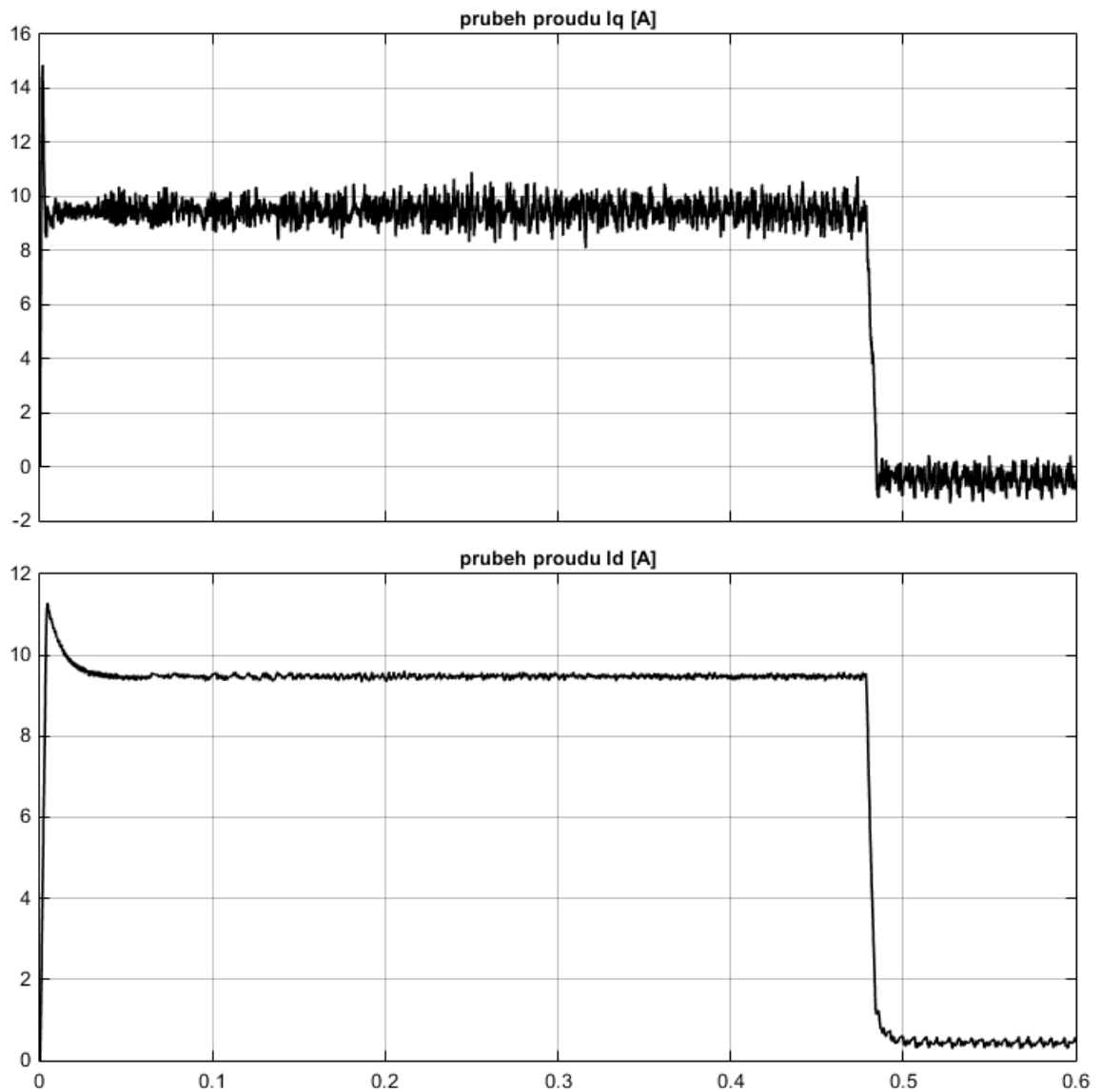
V této části je pozorováno chování průběhů veličin při dalším typu optimálního řízení, které se zaměřuje na minimální ztráty na jednotku momentu. V tomto kritériu je poměr tokotvorné a momentotvorné složky roven 1. V následujících výsledcích je maximální moment omezen na 25 Nm abychom mohli porovnat obě optimální řízení.

3.7.1 Rozběh na jmenovité otáčky při nezatížení

Při řízení zaměřeného na minimální ztráty na jednotku momentu je vidět, že složky d a q celkového statorového proudu I_s jsou ve stejném poměru, jak je popisováno v kapitole 2.7. V porovnání s předchozím průběhem na obr. 3.9 je vidět že jsou zde při stejném momentu nižší fázové proudy.



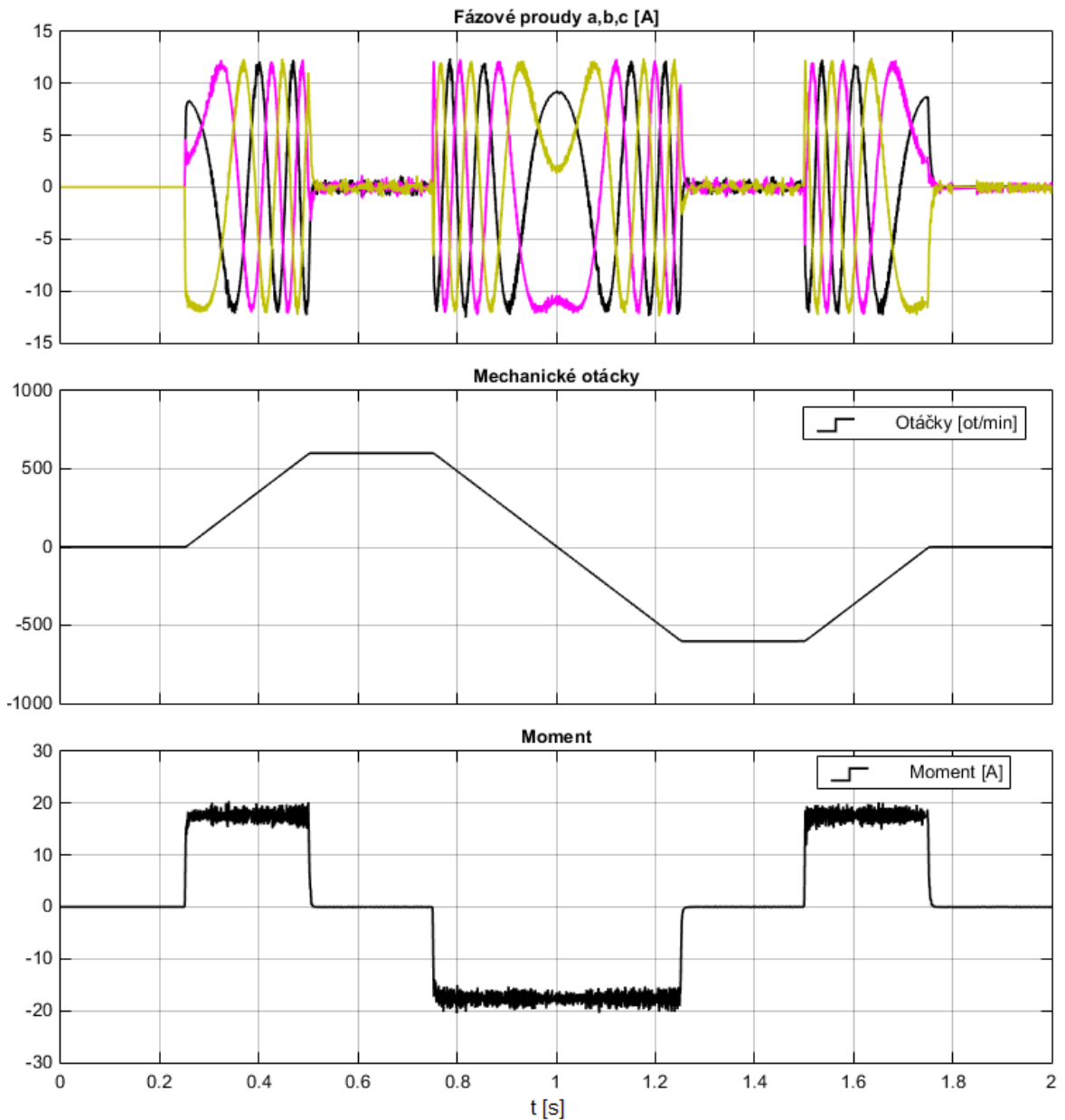
Obr. 3.13. Rozběh na jmenovité otáčky.



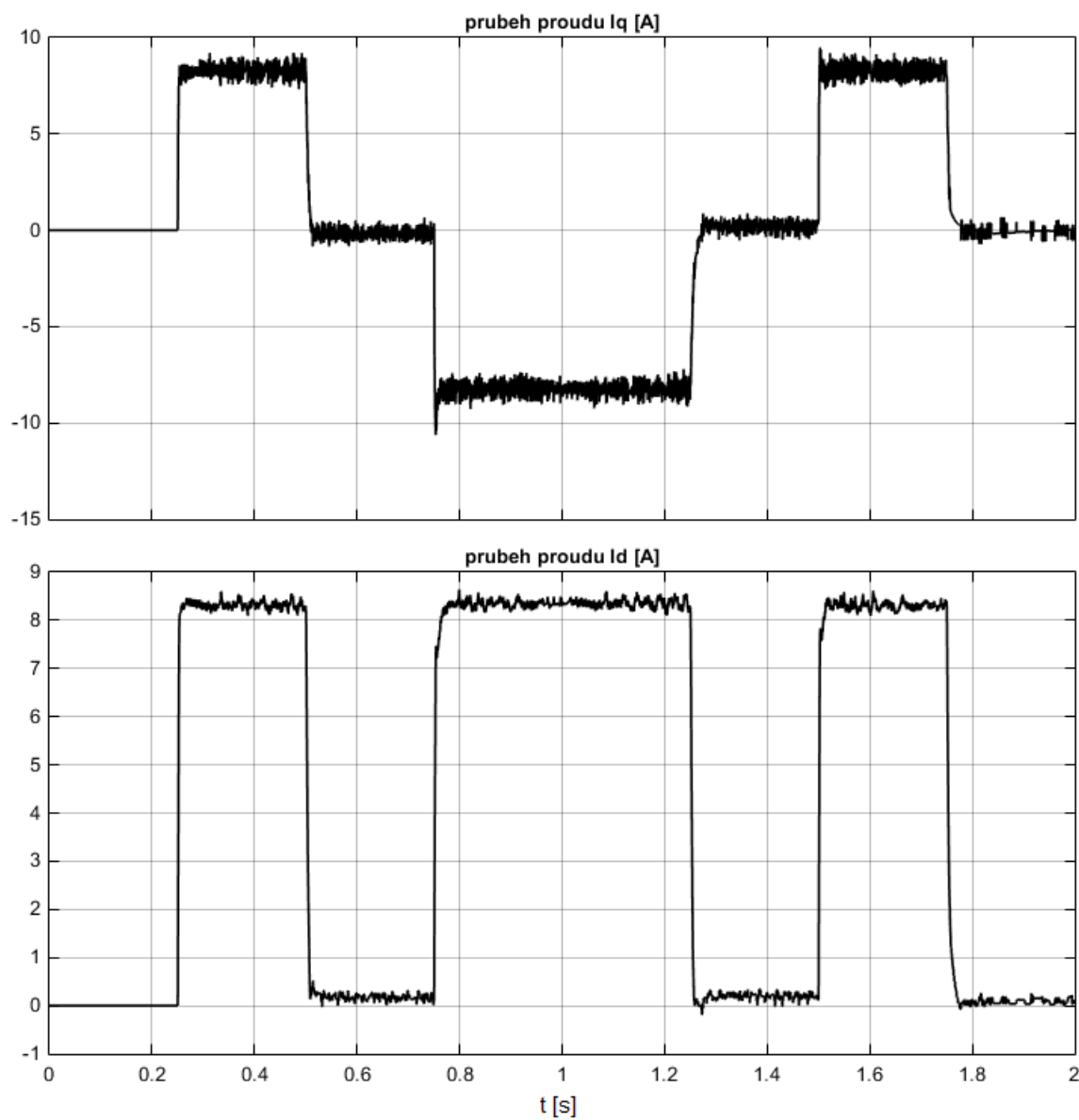
Obr. 3.14. Průběhy jednotlivých složek proudu I_s .

3.7.2 Chování motoru na zadaném profilu rychlosti

Zde můžeme vidět, že v porovnání s předchozími průběhy (obr. 3.5, 3.7, 3.11) na daném profilu rychlosti jsou při tomto optimálním řízení nejmenší odebírané fázové proudy, což bylo očekáváno od tohoto optimálního kritéria zaměřeného na nejmenší ztráty ve vinutí.



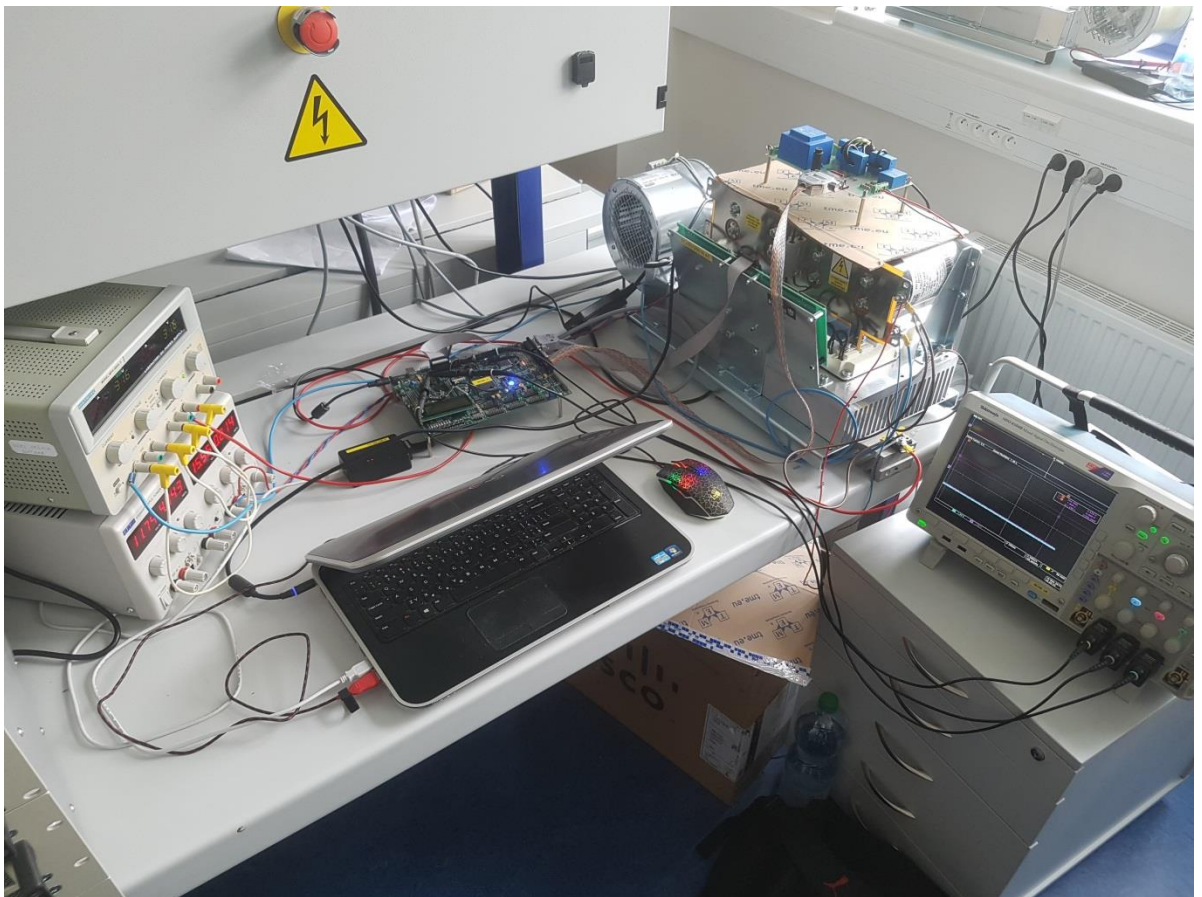
Obr. 3.15. Chování systému na daném profilu rychlosti.



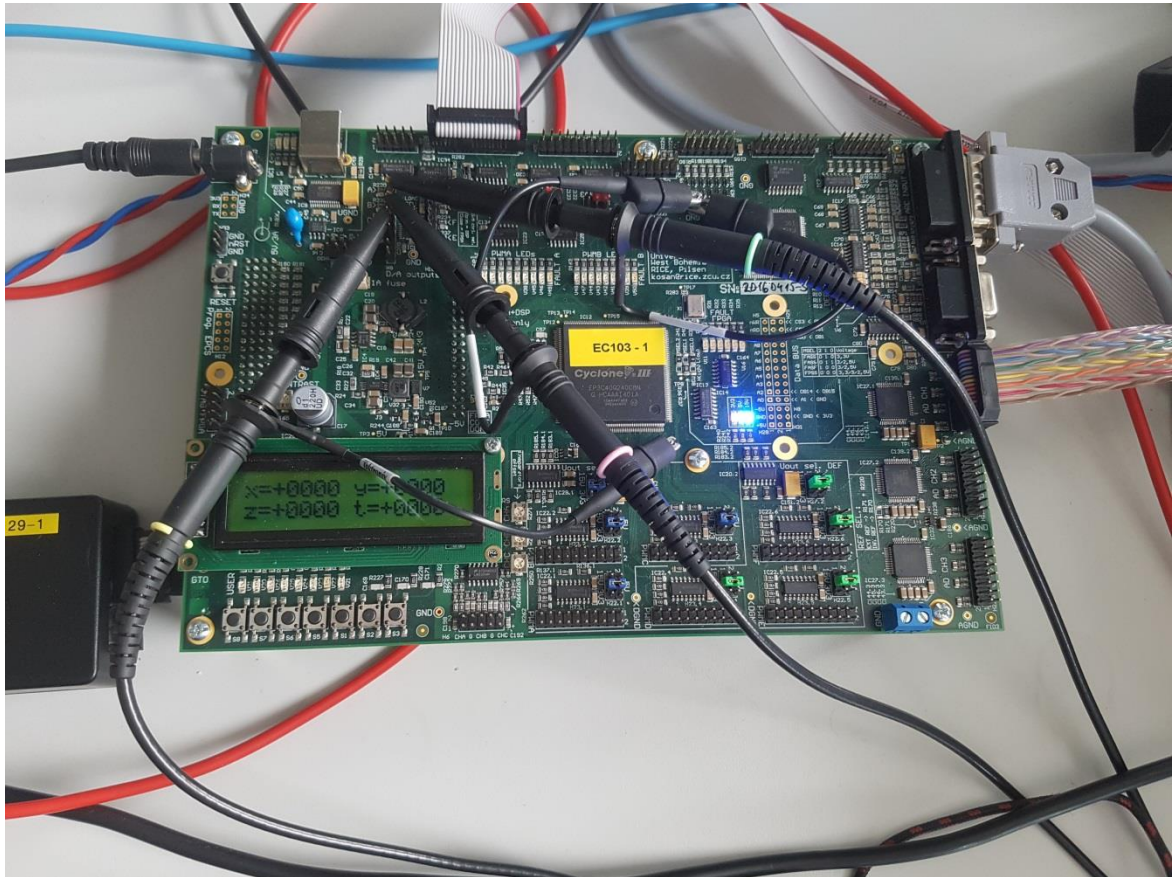
Obr. 3.16. Průběh proudů I_d a I_q

4 Implementace řídicího algoritmu do reálného zařízení

Řídicí algoritmus pro zmíněné vektorové řízení je napsán v jazyce c++ za pomoci programu Code Composer Studio. Jelikož je zmíněný motor umístěn v Regionálním inovačním centru elektrotechniky-RICE probíhala veškerá implementace a užívání na zřízeném pracovišti, které lze vidět na obr. 4.1. Je použit MLC interface (na obr. 4.2), se kterým jsme pracovali na předmětech Mikroprocesorové řízení 1 a 2. Tento MLC interface[7] je osazen procesorem TMS320F28335 od společnosti Texas instruments, který je vybaven potřebnými perifériemi, jako jsou například: PWM (pro generování řídicích impulsů pro polovodičové součástky), QEP/CAPTURE (určené pro snímání rychlosti nebo polohy rotoru), GPIO (digitální vstupy a výstupy), Timery (časovače), A/D převodníky atd. Dále je zde použit napěťový střídač a reálný synchronní reluktanční motor viz kapitola 1.5.



Obr. 4.1 Zřízené pracoviště



Obr. 4. 2. MLC Interface

4.1 Základní parametry použitého stroje

Jedná se o reluktanční synchronní stroj od firmy ABB typu M3BL 160MLA s jmenovitým výkonem 11kW, který je vidět na obr. 4.3. Parametry stroje jsou uvedeny v tabulce 1.

Odpor statorového vinutí	$R_s = 0.21052 \Omega$
Synchronní indukčnost v podélném směru	$L_d = 0.09629 \text{ H}$
Synchronní indukčnost v příčném směru	$L_q = 0.01089 \text{ H}$
Počet pól párů	$p_p = 2$

Tabulka 1

Zmíněný motor je vybaven absolutním rotačním snímačem typu ARC425 s rozlišením 12. bitů. To znamená, že jednu plnou otáčku hřídele můžeme rozdělit na segmenty s velikostí $2\pi/4096$, což je pro mikroprocesorové řízení více než postačující.



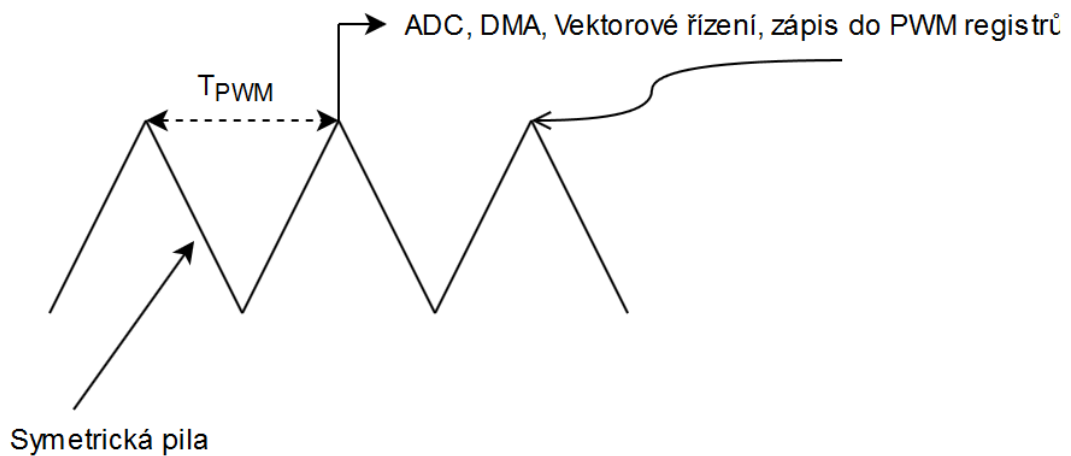
Obr. 4.3 Použitý stroj-RSM

4.2 Napěťový střídač

Použitý napěťový střídač je vybaven čtyřmi fázemi, z čehož jsou použity jen tři. Základními prvky střídače jsou kondenzátory v meziobvodu a IGBT moduly. Kondenzátor od firmy ZEZ SILKO s.r.o. typu PVJP 24-1,1/415 se jmenovitou kapacitou 415 μF možno použít pro naši aplikaci, protože jmenovité napětí $U_N=1100\text{ V}$ a maximální proud $I_{\text{max}}=60\text{ A}$ jsou více než postačující. IGBT moduly od společnosti SEMIKRON typu SKM 400GB125D kde $V_{\text{CES}}=1200\text{ V}$ a $I_C=400\text{ A}$ jsou zde čtyři, jako tomu je u kondenzátorů.

4.3 Princip implementace řídicího algoritmu

Jako první je nutné nastavit PWMku, která je nastavena jako symetrická pila s frekvencí 8000 Hz. Dále zde nastavíme, v jakém okamžiku nastane přerušení, v tomto případě je to vždy v topu pily a od tohoto okamžiku vždy začíná přerušení, kde se provede vlastní programový kód (PI regulátory, měření proudu a napětí či matematické transformace) samotného vektorového řízení jak lze vidět názorně na obrázku.



Obr. 4.4. Naznačení průběhu přerušení.

4.4 Použité ochrany

V rámci bezpečnosti jsou zde použity ochrany, které slouží k omezování či úplnému odstranění nežádoucích dějů. Jako například nadproudy, přepětí na kondenzátoru či otáčky vyšší než maximální povolené. Pro omezení nadproudu v jednotlivých fázích a přepětí na kondenzátoru jsou použity trip zóny, které jsou softwarově vyvolány pomocí hlídání maximální absolutní hodnoty proudu či napětí na kondenzátoru. Otáčky jsou omezeny na stejném principu a to z důvodu nepřekročení odstředivých sil, které by mohli ničit konstrukci pohonu, zejména rotoru. Trip zóny pak nastaví PWMku do režimu vysoké impedance, čili je zastaveno generování spínacích pulsů, střídač je odpojen.

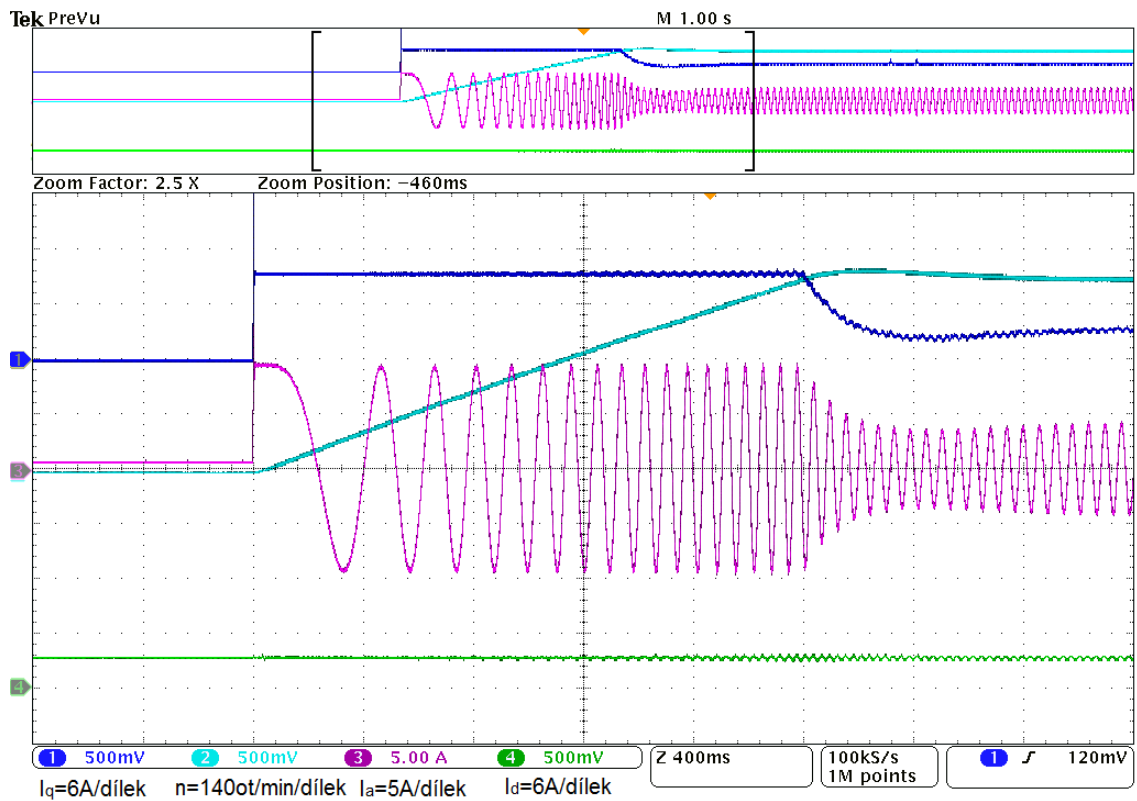
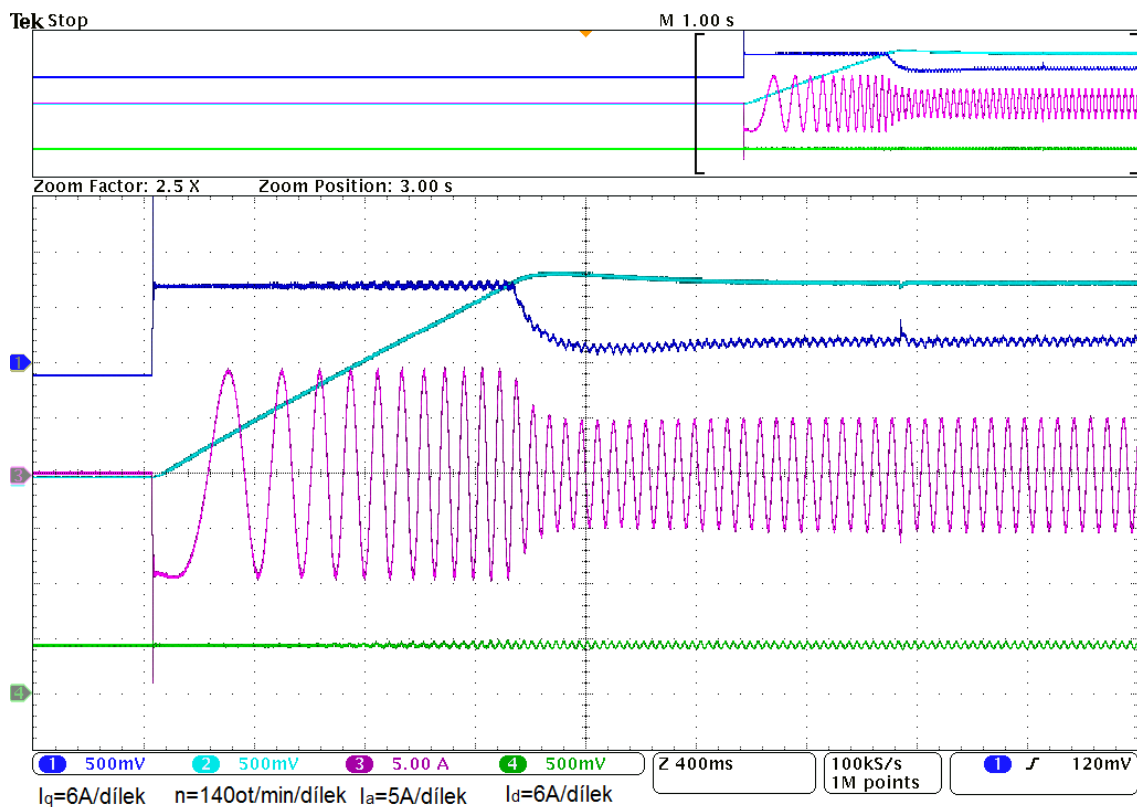
5 Experimenty

Nyní si ověříme správnost navržených typů řízení a to zejména klasického vektorového řízení a optimálního řízení s kritériem minimálních ztrát na jednotku momentu. Experimenty jsou prováděny na sníženém napětí a to 150V z důvodu bezpečnosti. Dále zde jsou nastaveny příslušné ochrany- trip zóny. U fázových proudů je limit nastaven na 25 A, a napětí v meziobvodu je omezeno na 500V poté zasáhnou zmíněné trip zóny. Chování reálného systému je pozorováno při odezvě na skokovou změnu požadavku rychlosti a na daný profil rychlosti.

5.1 Měření - klasické vektorové řízení

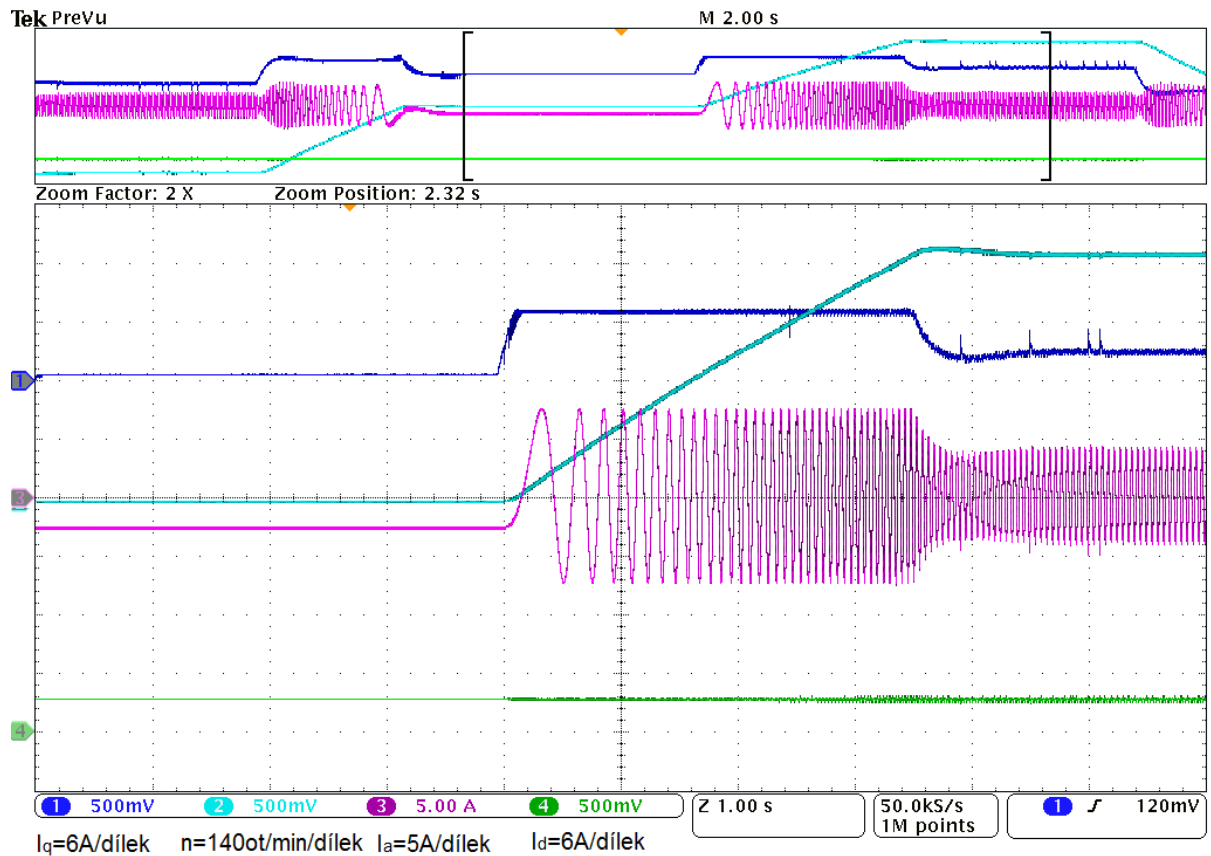
5.1.1 Reakce na skokovou změnu otáček

Na obr. 5.1 ($I_d=3A$) a 5.2 ($I_d=5A$) je vidět rozběh motoru na 500 otáček za minutu při skokové změně. Průběhy proudu fáze a, který je vidět na obrázku je sinusový v celém svém rozsahu, což napovídá správnosti navrženého řízení. Tokotvorný proud I_d je po celou dobu konstantní dle požadavku a výsledný moment udává jen změna momentotvorné složky proudu I_q .

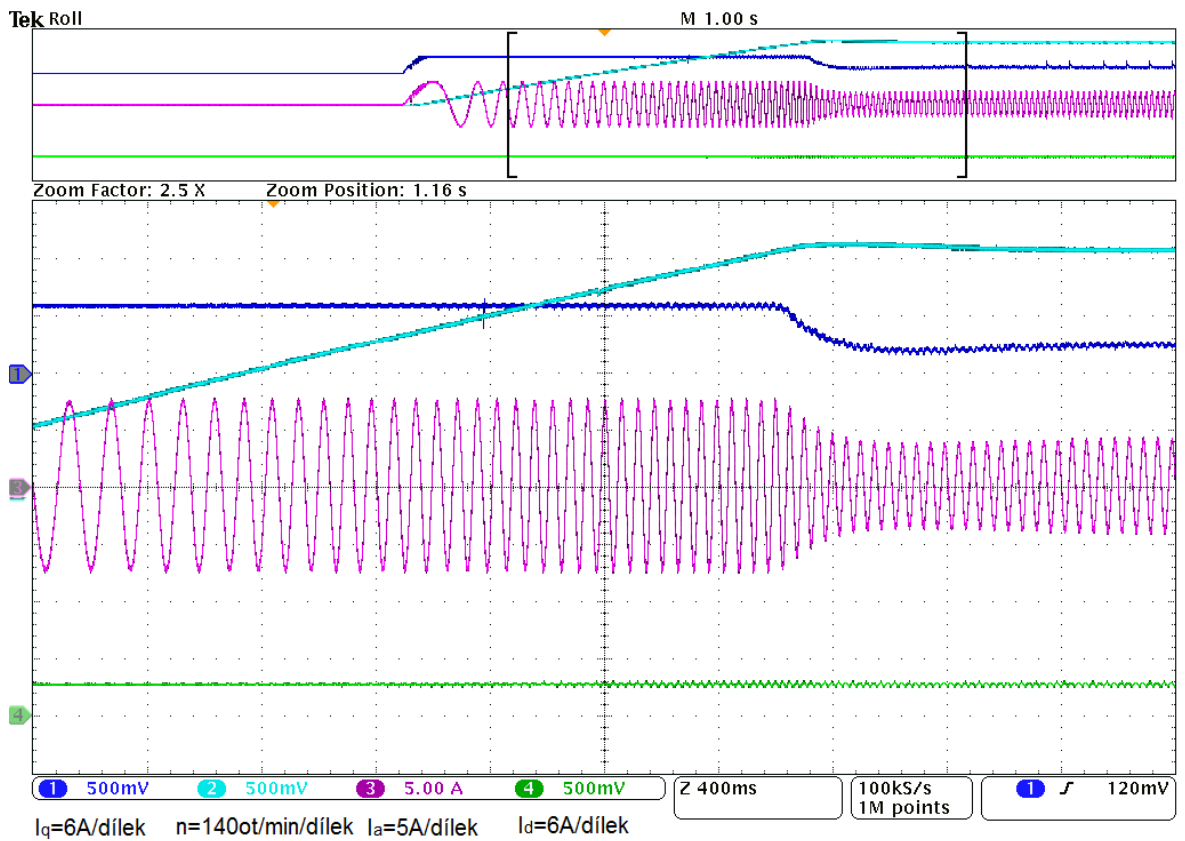
Obr. 5.1 Rozběh na 500 otáček za minutu, kde $I_d=3\text{A}$.Obr. 5.2 Rozběh na 500 otáček za minutu, kde $I_d=5\text{A}$.

5.1.2 Chování systému pro zadaný profil rychlosti

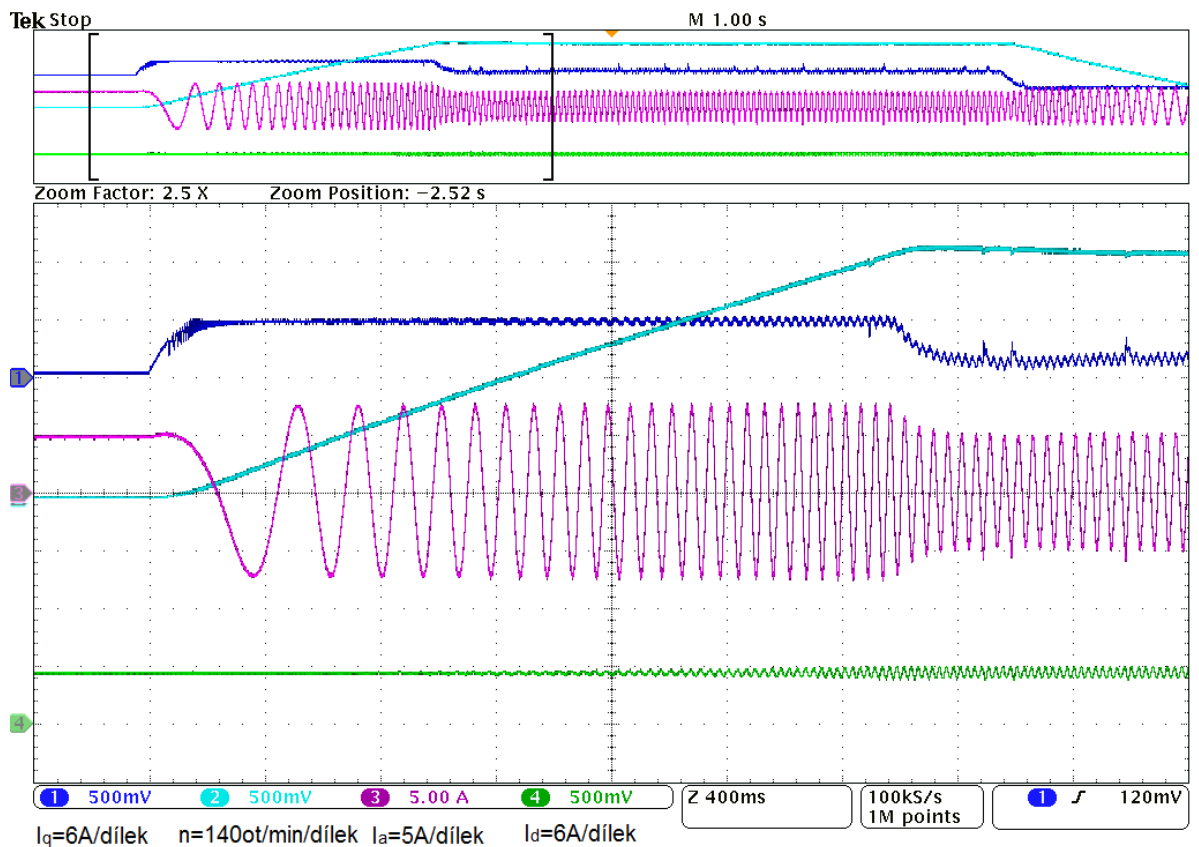
Profil rychlosti, který je na obr. 3.4, je zde také použit a programově napsán jako požadavek rychlosti. Na následujícím obrázku jsou vidět průběhy skutečné mechanické rychlosti, fázových proudů či průběh momentotvorné složky proudu I_q a tokotvorného proudu I_d , který je zde nastaven na dvě hodnoty a to na 3A (obr. 5.3) a 5A (obr.5.5).



Obr. 5. 3. Chování regulace na zadaném profilu rychlosti- rozběh na 600 ot/min, kde $I_d=3A$.



Obr. 5. 4. Chování regulace na zadaném profilu rychlosti- rozběh na 600 ot/min, kde $I_d=3\text{A}$.
(detail doběhu na požadované otáčky)

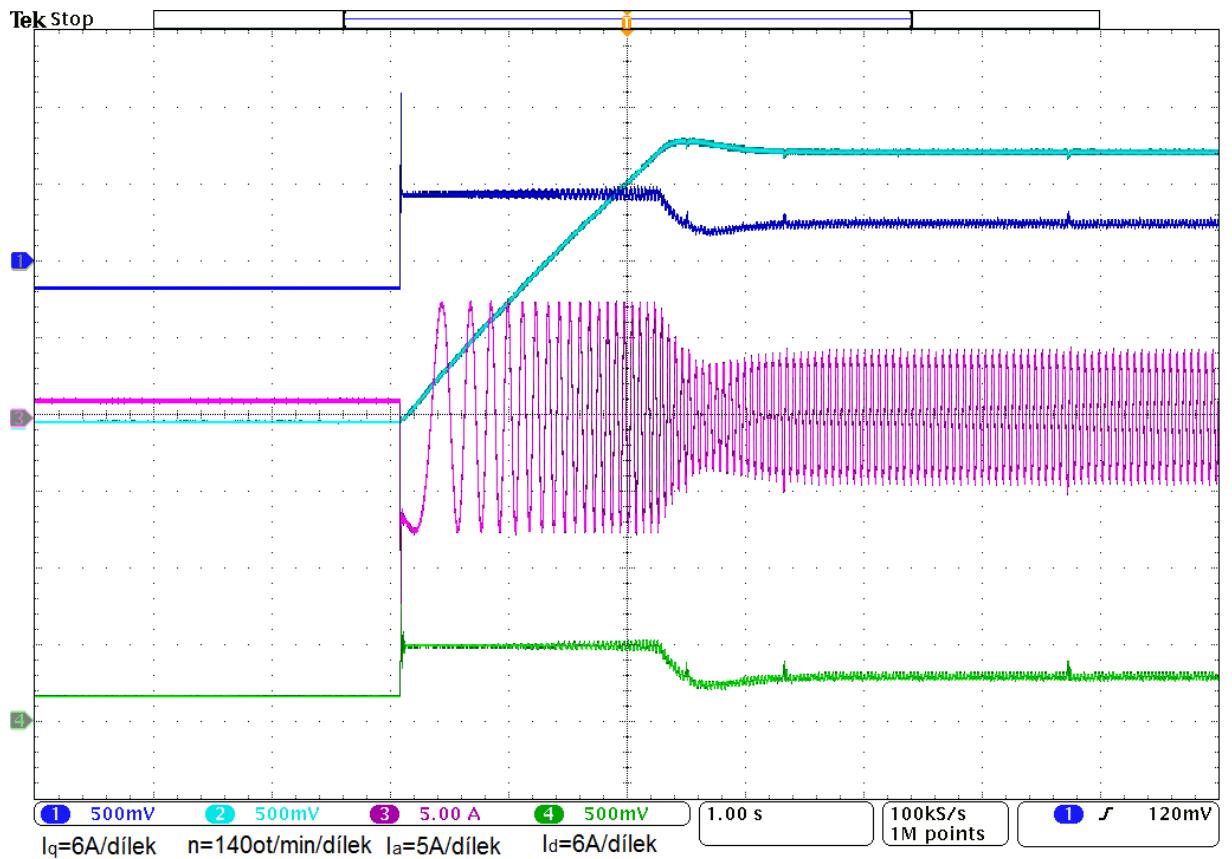


Obr. 5. 5. Chování regulace na zadaném profilu rychlosti- rozběh na 600 ot/min, kde $I_d=5\text{A}$.

5.2 Měření-Kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu

5.2.1 Reakce na skokovou změnu otáček

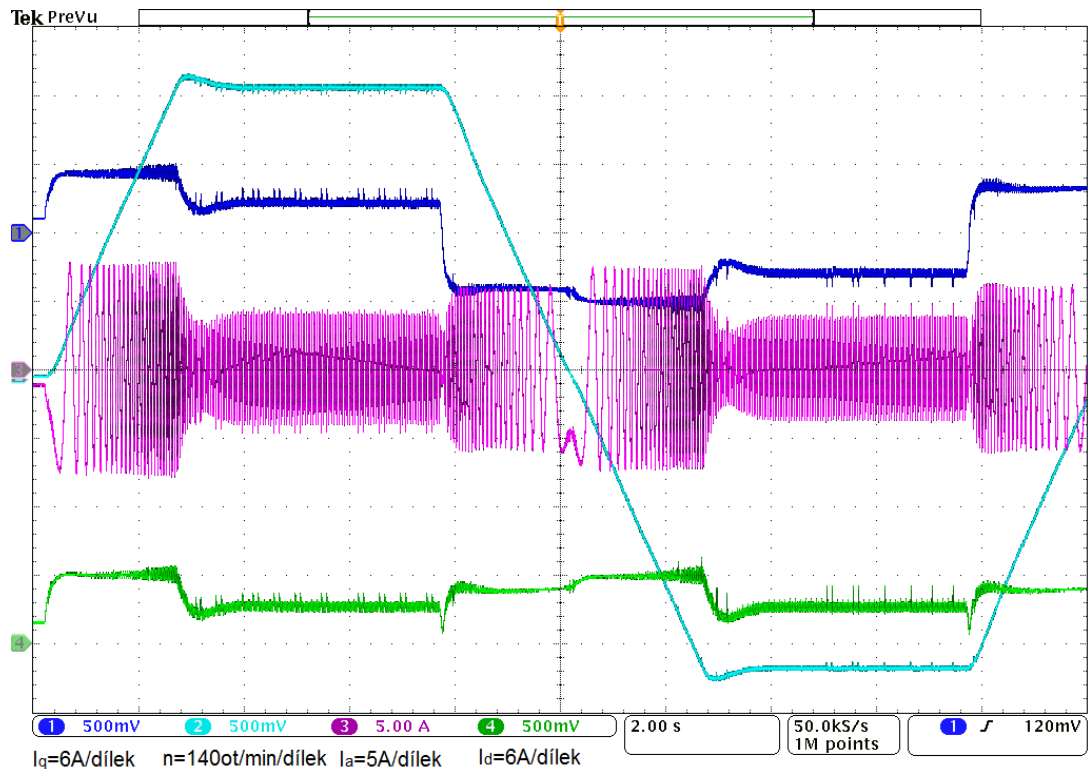
Na obr. 5.6 je vidět regulace systému na skokovou změnu otáček (500ot/min) při použití kritéria minimálních ztrát na jednotku momentu. Zde je vidět že rozvážení jednotlivých složek I_d a I_q celkového proudu I_s dle rovnice (2.12)



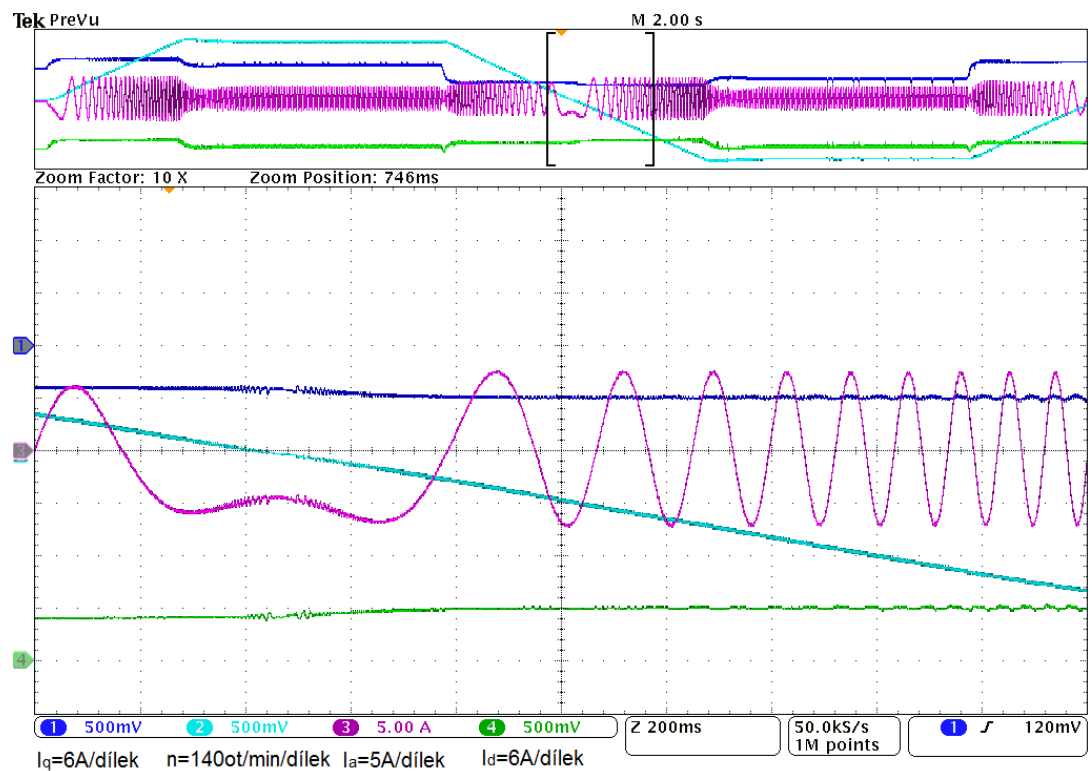
Obr. 5.6. Rozběh na 500 otáček za minutu.

5.2.2 Chování systému pro zadaný profil rychlosti

Na obr. 5.7 je vidět, že skutečné proudy I_d a I_q dosahují stejné velikosti. V režimu kdy je požadavek na moment záporný, jsou i tyto dvě složky inverzní.



Obr. 5. 7. Chování regulace na zadaném profilu rychlosti.



Obr. 5. 8. Chování regulace na zadaném profilu rychlosti-detail reverzace rychlosti.

6 Závěr

Tato diplomová práce se zabývá návrhem optimálního vektorového řízení pro reluktanční synchronní motor. V teoretické části je představen základní popis konstrukce motoru a dále jeho metoda řízení. Pro získání výsledných simulačních výsledků je použit simulační program Simulink, který je součástí programu Matlab. V simulacích je porovnáváno klasické vektorové řízení a dvě optimální kritéria a to kritérium minimálních ztrát na jednotku momentu a kritérium maximálního momentu

V simulační části, kde jsou simulovány tři typy řízení, je porovnáván moment a odebíraný statorový proud I_s a jeho jednotlivé složky I_d a I_q . Simulační výsledky prozrazují, že při klasickém vektorovém řízení při rozběhu na jmenovité otáčky moment stroje dosahuje 60 Nm při odebíraném proudu 30 A v amplitudě. Hodnota momentu je v tomto případě vyšší než u optimálních kritérií. Optimální kritérium zaměřené na maximální moment při daném statorovém toku dosahovalo momentu 25 Nm při stejné amplitudě proudu. Výhodou tohoto optimálního kritéria je zachování statorového toku a v ustálené oblasti není energie zbytečně spotřebovávána jako u klasického vektorového řízení na tokotvornou část celkového proudu, kde je v celém rozsahu otáček stejná hodnota proudu I_d , to lze vidět a porovnat v grafech (obr. 3.3 a 3.10) nebo při regulaci po daném profilu rychlosti (obr. 3.8 a 3.12)

U kritéria zaměřeného na minimální ztráty na jednotku momentu je dobře vidět, že odebírané statorové proudy jsou nejmenší ze všech typů pozorovaných řízení. A dále, jako u předchozího kritéria, jsou odebírané proudy v ustálených oblastech spotřebovávány jen na pokrytí odporových sil (zejména třením) při chodu naprázdno. Na průbězích (3.5, 3.7, 3.11, 3.15), kde je rychlost udávaná rampou rychlosti, je moment v rozběhových částech dán strmostí nárůstu či poklesu požadované rychlosti totožný, jen se mění hodnota statorových proudu a jejich rozložení příslušných složek v závislosti na typu řízení. Toto kritérium způsobuje nejmenší ztráty ve vinutí z důvodu nejmenších proudu ve statoru.

Pro implementaci je vybráno klasické vektorové řízení a vektorové řízení s kritériem minimálních ztrát na jednotku momentu. Výsledky, které jsou v 5. kapitole ukazují, že simulační výsledky se shodují s reálnými experimenty.

7 Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] MATYSKA, Pavel. Synchronní reluktanční motory v regulovaných pohonech. Dostupné z : <https://www.abb-conversations.com/cs/2013/06/nova-era-synchronnich-reluktancnich-motoru/> (25.2.2018)
- [2] Prezentace: Reluktančný synchronny motor č. 3, Dostupné z <http://vzdelavanie.uniza.sk/vzdelavanie/planinfo.php?kod=150419> (28.2.2018)
- [3] HRABOVCOVÁ, Valéria a Miroslav LIČKO. *Reluktačný synchronný motor*. Žilina: EDIS, 2001.
- [4] BOLDEA, I. *Reluctance synchronous machines and drives*. New York: Oxford University Press, 1996.
- [5] PITTERMANN, Martin. *Elektrické pohony: základy*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008.
- [6] Microsemi. Dostupné z: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide
- [7] KOSAN, Tomas, Martin JARA, Dusan JANIK a Zdenek PEROUTKA. Complete development platform for multi-level converters and complex control algorithms. In: *Proceedings of the 16th International Conference on Mechatronics - Mechatronika 2014* [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 152-157 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/MECHATRONIKA.2014.7018251. ISBN 978-80-214-4816-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7018251/>
- [8] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-704-3350-7.