

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Optimální vektorové řízení pohonu se synchronním
motorem s proměnou vzduchovou mezerou**

Originál (kopie) zadání BP/DP

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na řešení vektorového řízení synchronního stroje s proměnou vzduchovou mezerou. Práce obsahuje teoretický úvod do problematiky, návrh a popis simulačního modelu. Simulační model je vymodelovaný programem Matlab/Simulink a toolbox Plecs. Dále je simulační model přepsán do jazyku C++ a pomocí programu Code Composer Studio implementován do reálného laboratorního prototypu.

Klíčová slova

Synchronní motor, vektorové řízení, reluktanční moment, simulace, vinutý rotor, Matlab

Abstract

This diploma thesis is focused on the solution of the vector control of a synchronous machine with Variable Air Gap. The thesis contains a theoretical introduction to the problem, design and description of a simulation model. The simulation model is modeled by Matlab / Simulink and Plecs toolbox. Next, the simulation model is rewritten into C ++ and implemented with Code Composer Studio into a real laboratory prototype.

Key words

Synchronous machine, vector control, reluctance moment, simulation, wound rotor, Matlab

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 24.5.2018

Viet Hung Do

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Štěpánovi Janoušovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
ÚVOD	9
1 SYNCHRONNÍ STROJE	10
1.1 ZÁKLADNÍ PRINCIP	10
1.2 KONSTRUKCE SYNCHRONNÍCH STROJŮ	11
1.3 STROJE S VYNIKLÝMI PÓLY	12
1.4 SOUŘADNÉ SYSTÉMY	13
1.5 MATEMATICKÝ MODEL.....	13
1.5.1 Fázorový diagram stroje.....	16
1.5.2 Podbuzený, přebuzený stroj	17
2 POPIS KONSTRUKCE POHONU	19
2.1 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	19
2.2 SIMULAČNÍ MODEL POHONU	20
2.3 POUŽITÉ TRANSFORMACE	21
2.3.1 Clarkova transformace	21
2.3.2 Parkova transformace.....	22
2.4 REGULÁTORY PROUDU I_{SQ} , I_{SD}	23
2.5 REGULÁTOR OTÁČEK.....	24
2.6 PULZNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE	24
2.7 SILOVÝ OBVOD	25
3 VÝSLEDKY SIMULACÍ	27
3.1 ROZBĚH NA JMENOVITÉ OTÁČKY	27
3.2 ZMĚNA ZÁTĚŽE STROJE.....	29
3.3 REVERZACE OTÁČEK	31
3.4 OPTIMÁLNÍ ŘÍZENÍ	32
3.4.1 Výsledky optimálního řízení.....	33
4 IMPLEMENTACE DO LABORATORNÍHO PROTOTYPU	36
4.1 LABORATORNÍ PRACOVÍŠTĚ.....	37
4.1.1 Napěťový střídač.....	37
4.1.2 ARC čidlo.....	37
4.2 PRINCIP TVORBY ŘÍDICÍHO ALGORITMU	38
4.3 EXPERIMENTY LABORATORNÍHO PROTOTYPU	39
4.3.1 Výsledky optimálního řízení.....	39
ZÁVĚR	47
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	48
PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratek

$U_{i,f,d,q}, u_{d,q,f}$	Napětí
$I_{d,q,f}, i_{d,q,f}$	Elektrický proud
f	Frekvence
p_p	Počet pól páru
n	Otáčky
β	Zátěžný úhel
M, M_{rel}, M_z	Moment
F_{m1}, F_{m2}	Síla magnetu
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
α, β	souřadnicový systém α, β
d, q	souřadnicový systém d, q
$R_{s,f}$	Elektrický odpor
$\frac{d}{dt}$	derivace funkce podle času
ω, ω_m	elektrické, mechanické otáčky
$\Psi_{q,d,f}, \psi_{q,d,f}$	Magnetický tok
$L_{d,q}$	Indukčnost
J	Moment setrvačnosti
$X_{q,d}$	Reaktance
K_p	Prosociální zesílení
<i>PWM</i>	Pulzně šířková modulace
T_{case}	Teplota
Δt	Časová odchylka

Úvod

V dnešní době již není možné se obejít bez elektrických strojů. Tyto stroje jsou součástí mnoha aplikací v těžkém průmyslu, například ve válcovnách, důlních strojích, u pohonů ventilátorů, kompresorů a mnoho dalších. Kromě průmyslu jsou použity také v železniční trakci, v trolejbusích, v tramvajích a lodní dopravě. Jejich princip je založen na přeměně elektrické energie na mechanickou a obráceně. Elektrické stroje lze rozdělit na stejnosměrné a střídavé. Střed pozornosti bude zaměřen na regulaci synchronního stroje, který patří mezi střídavé elektrické stroje.

Dříve se používaly výkonové synchronní stroje především jako generátory v elektrárnách pro výrobu elektrické energie. Synchronní motory se uplatňovaly zejména v aplikacích s neměnnými otáčkami, kde se nevyžadovalo časté spouštění, z důvodu složitého rozběhu, kde je zapotřebí rozbíhat přes hřídel jiného motoru, nebo použít takzvaný asynchronní rozběh (tlumící rozběhové klecové vinutí). V dnešní době díky výkonovým polovodičovým prvkům, které jsou osazeny v měničích, je nevýhoda s rozběhem odstraněna. Stejnosměrnými motory jsou dnes často nahrazeny synchronní motory, protože mají vysoký poměr výkonu k zástavbovému prostoru.

Nedílnou součástí synchronního motoru je jeho řízení. Všeobecně se používá vektorové řízení, které je v této práci popsáno. Dalším řízením je DTC (přímé řízení momentu), kde je tato metoda popsána v literatuře (viz. v [11]).

Hlavním cílem této práce je navrhnout algoritmus optimálního vektorového řízení pro synchronní stroj s vyniklými póly. Simulační model je konstruovaný programem Matlab/Simulink a jeho výkonová část je vytvořena v toolbox Plecs. V první části práce je matematický popis synchronního stroje a popsání samotný návrh algoritmu vektorového řízení pro konkrétní stroj. Dále je celý algoritmus vektorového řízení realizovaný do laboratorního prototypu v programovacím jazyce C++, který je implementován do mikroprocesoru TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. V závěru práce jsou zhodnocené výsledky získané ze simulací a výsledky z laboratorního prototypu.

1 Synchronní stroje

1.1 Základní princip

U synchronních strojů působí dvě magnetické pole. První je vybuzeáno fázovými proudy ve statoru, druhé je vybuzeáno stejnosměrným proudem budicího vinutí rotoru. Jestliže budeme uvažovat, že stroj pracuje v motorickém režimu, magnetické pole rotoru se otáčí konstantní rychlostí a indukuje se ve vinutí statoru napětí:

$$U_i = B \cdot l \cdot v, \quad (1.1)$$

kde: B magnetická indukce

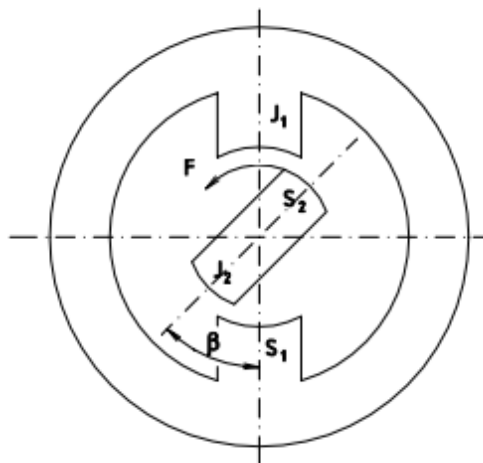
l délka vodiče v magnetickém poli

v rychlost pohybu vodiče

keré je úměrné okamžité změně magnetického toku o kmitočtu:

$$f = \frac{p_p \cdot n}{60}. \quad (1.2)$$

Při změnách zatížení motoru se rychlost stroje nemění, pouze magnetická pole jsou proti sobě jinak posunuta o úhel β , jak je znázorněno na (Obr. 1.1).



Obr. 1.1: Vzájemné působení magnetů (převzato z [1])

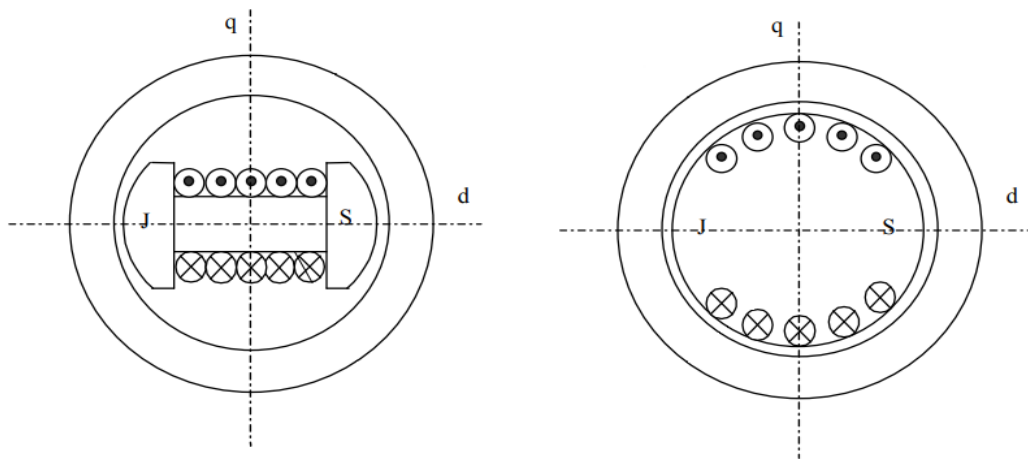
Moment stroje vyvolaný vzájemnými silami dvou polí lze zapsat ve tvaru: [1]

$$M \cong F_{m1} \cdot F_{m2} \cdot \sin \beta. \quad (1.3)$$

1.2 Konstrukce synchronních strojů

Synchronní stroje jsou složeny ze statoru a rotoru. Stator je složen z plechů a v jeho drážkách je uloženo trojfázové vinutí. U rotoru jsou dva základní typy

- s vyniklými póly
- s hladkým rotorem.



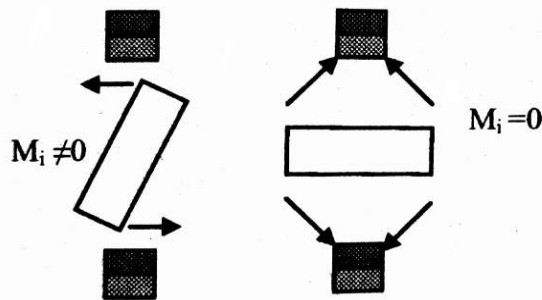
Obr. 1.2: Stroj s vyniklými póly a hladkým rotorem

Na jádro pólu jsou nasunuty cívky budicího vinutí, ty jsou pravidelně rozděleny po obvodu rotoru. Rotor je z oceli nebo listěný (z ocelových plechu). Budicí vinutí je napájeno stejnosměrným proudem přes dva kroužky. Dříve byly zdrojem stejnosměrného proudu dynamy (budiče), v dnešní době jsou nahrazeny IGBT spolu s vhodnou topologií měniče v závislosti na výkonu. Tyto měniče umožňují napájet rotor bez kluzných kontaktů kartáče, který není vždy spolehlivý. U velkých strojů bez regulace bývá umístěno tlumicí vinutí, které se nachází v pólových nástavcích. Toto vinutí svým účinkem tlumí kývaní strojů a též u synchronních motoru umožňuje jejich rozběh.

Stroje s hladkým rotorem mají budicí vinutí uloženo v drážkách vyfrézovaných ve válcovém rotoru. Drážky jsou zpravidla na 2/3 obvodu a 1/3 je bez drážek, ale může být i celý rotor drážkovaný. [2]

1.3 Stroje s vyniklými póly

Pokud je stroj konstruován s proměnnou vzduchovou mezerou, vzniká další část momentu zvaná reluktanční. Tento moment nezávisí na budícím proudu, ale pouze na tvaru rotoru, kde ovlivňuje magnetickou vodivost po obvodu stroje. Vlevo na (obr. 1.3) je patrné, že reluktanční moment se snaží o minimální magnetický odpor, při úhlu $\beta = 0$. Na (obr. 1.3) vpravo je vidět, že působící síly se navzájem ruší a moment nevzniká.

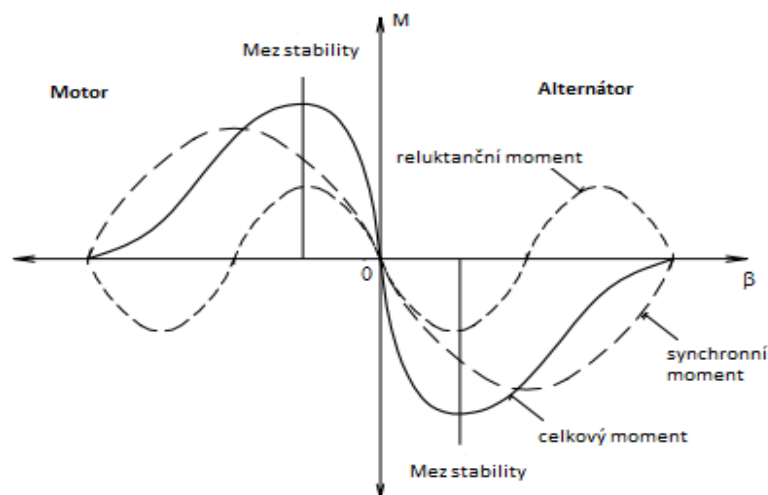


Obr. 1.3: Reluktanční moment při nabuzeném rotoru (převzato z [2])

Reluktanční složka lze zapsat ve tvaru:

$$M_{rel} \approx (\Lambda_{max} - \Lambda_{min}) \sin \cdot 2 \cdot \beta \quad (1.4)$$

Kde Λ_{max} a Λ_{min} jsou hodnoty magnetické vodivosti pro úhly $\beta = 0$ a $\beta = \pi/2$. Celkové grafické znázornění obou složek momentu je znázorněno na (Obr. 1.3). [2]



Obr. 1.4: Moment stroje s vyniklými póly (převzato z [1])

Stroje s proměnnou vzduchovou mezerou se dokážou udržet v synchronismu, i když rotor není nabuzen, neboť pracují pouze s reluktančním momentem. Této vlastnosti se využívá zejména u malých synchronních strojů bez regulace, kde je jejich konstrukce jednoduchá, protože odpadá budicí vinutí. [1]

1.4 Souřadné systémy

Model stroje lze popsat pomocí různých souřadných systémů. Základním systémem je systém se souřadnicemi a,b,c, kde osy odpovídají uspořádání statorových vinutí ve směru os. Popisování rovnicemi v souřadném systému a,b,c je výpočtově náročné a proto se využívá převod z trojosého systému do dvouosého systému (Clarkova transformace). Tím se sníží počet rovnic popisující stroj a též se zkrátí čas výpočtů. Pro převody mezi různými dvojosými systémy, které jsou navzájem pootočené o úhel \mathcal{G} se používá Parkova transformace. Prostorové vektory lze obecně zobrazit v různých komplexních rovinách, které rotují rychlostí ω vůči statoru. Různé druhy souřadných systémů: [6]

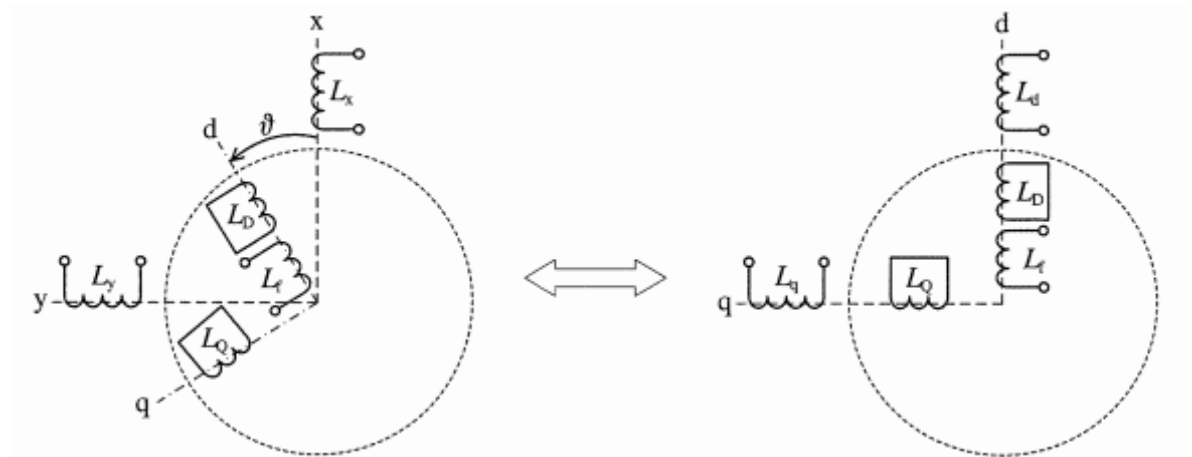
- Stojící souřadný systém α, β
- Rotující souřadný systém d, q

1.5 Matematický model

Matematický model synchronního stroje je odvozen z těchto předpokladů:

- Třífázová napájecí soustava je souměrná a všechna napětí jsou harmonická
- vinutí jednotlivých fází jsou sinusově rozložena podél vzduchové mezery v drážkách statoru
- indukčnosti a odpory jsou ve fázích shodné
- stroj pracuje v lineární části magnetizační charakteristiky
- ztráty v železe jsou zanedbatelné
- nulový vodič není vyveden

Při odvozování matematického modelu se vychází z dvojpólového stroje. Na (Obr. 1.5) je vidět rozložení budicího vinutí a náhradních cívek rozběhového vinutí a dále je také znázorněna transformace ze statorového systému os α, β do soustavy os d, q. Stroje s vniklými póly mají proměnný magnetický odpor mezi státorem a rotorem, a proto se vkládají fiktivní cívky statoru do podélné osy „d“ a příčné osy „q“ rotoru. [3]



Obr. 1.5: Transformace ze systému os (α, β) do soustavy (d, q) (převzato z [3])

Při odvozování matematických rovnic modelu stroje je výhodné použít souřadný systém d, q, protože v rovnicích tohoto souřadnicového systému se již neobjevují trigonometrické funkce a je snadnější rovnice vyjádřit. Rovnice jsou definovány přímo v d, q systému.

Napěťové rovnice lze zapsat ve tvaru:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_1 \cdot \psi_q \quad (1.5)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_1 \cdot \psi_d \quad (1.6)$$

Vztah pro budící napětí na budicím vinutí v rotoru:

$$u_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (1.7)$$

Napěťové rovnice s náhradním tlumicím vinutím L_D a L_Q :

$$u_D = 0 = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (1.8)$$

$$u_Q = 0 = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (1.9)$$

Sprážené magnetické toky v osách d, q:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + L_{df} \cdot i_f + L_{dD} \cdot i_D \quad (1.10)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q + L_{qQ} \cdot i_Q \quad (1.11)$$

$$\psi_D = L_{dD} \cdot i_d + L_{fD} \cdot i_f + L_D \cdot i_D \quad (1.12)$$

$$\psi_Q = L_{qQ} \cdot i_q + L_Q \cdot i_Q \quad (1.13)$$

$$\psi_f = L_{df} \cdot i_d + L_f \cdot i_f + L_{fD} \cdot i_D \quad (1.14)$$

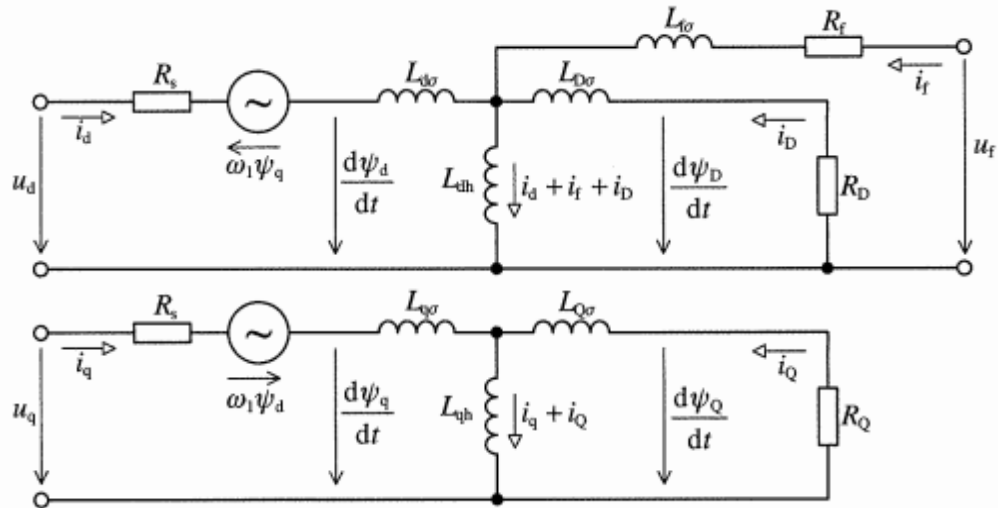
Vztah elektromagnetického momentu v osách d, q lze psát:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (1.15)$$

Pohybová rovnice lze psát:

$$M - M_z = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (1.16)$$

Rovnice uvedené výše (1.5) až (1.14) lze odvodit z náhradního schématu, které je zobrazeno na (Obr. 1.6). Náhradní schéma je rozděleno do dvou obvodů, pro osu d a pro osu q. Obvody mezi sebou interagují indukovaným rotačním napětím, které budí magnetické toky z druhé osy. Tyto vazby komplikují matematické řešení modelu. [3]



Obr. 1.6: Náhradní schéma synchronního stroje v (d, q) osách (převzato z [3])

1.5.1 Fázorový diagram stroje

Při odvození fázorového diagramu se vychází z rovnic (1.5) (1.6) (1.7) a předpokládá se ustálený stav stroje a lineární magnetizační charakteristika. Tlumičův indukčnosti a satorový odpor je zanedbán.

Po upravení získáme soustavu rovnic:

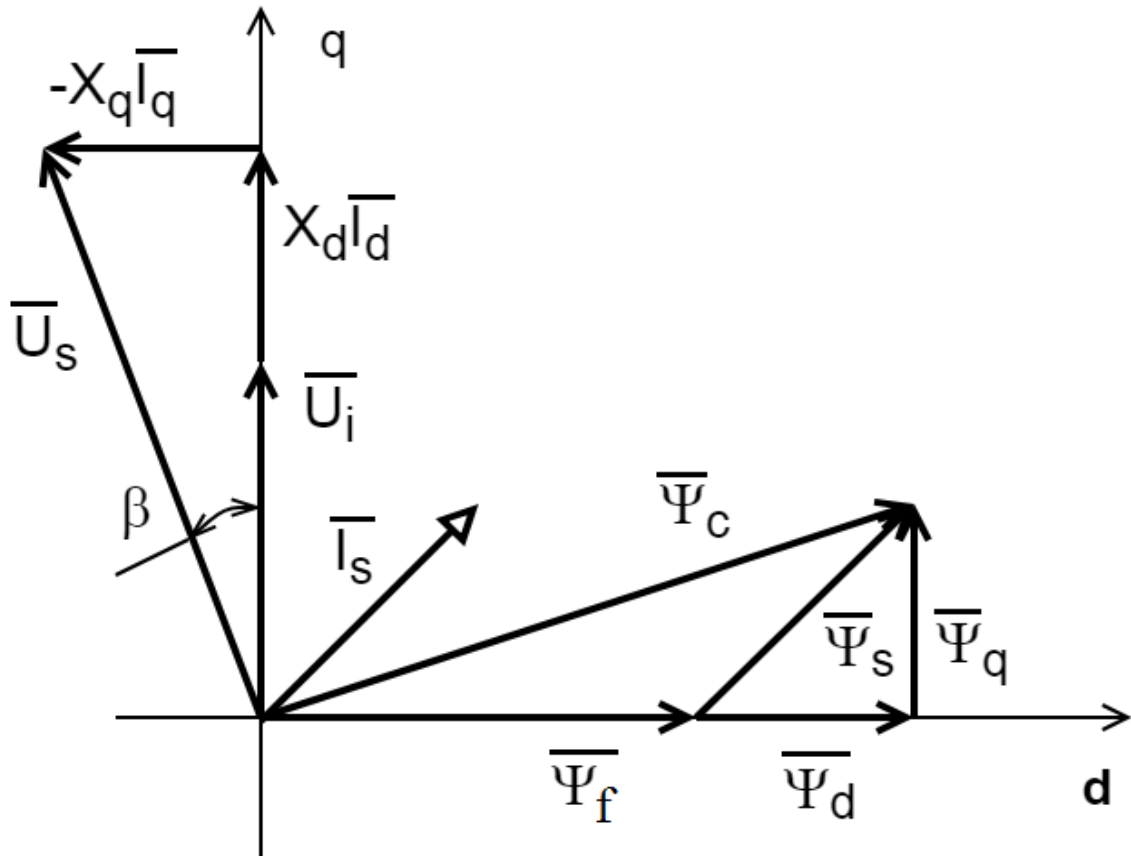
$$U_d = -\omega_1 \cdot \Psi_q = -\omega \cdot L_q \cdot I_q = -X_q \cdot I_q \quad (1.17)$$

$$U_q = \omega_1 \cdot \Psi_d = \omega \cdot (L_d \cdot I_d + L_{df} \cdot I_f) = X_d \cdot I_d + U_i \quad (1.18)$$

kde U_i je indukované napětí:

$$U_i = \omega \cdot L_{db} \cdot I_f \quad (1.19)$$

$$U_f = R_f \cdot I_f \quad (1.20)$$



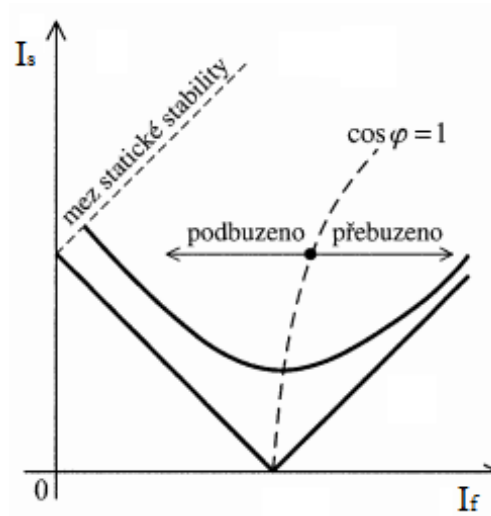
Obr. 1.7: Zjednodušený fázorový diagram (převzato z [9])

Zátěžný úhel β znázorněný z (Obr. 1.7) leží mezi vektory statorového napětí a indukovaného napětí. Při změnách zatížení se moment stroje nemění. Mění se pouze zátěžný úhel. Moment stroje tedy závisí na zátěžném úhlu. Pro bezpečný chod stroje se doporučuje řízení se zátěžným úhlem od 20° do 30° , v těchto mezích je moment stroje lineárně závislý na úhlu β . [9]

1.5.2 Podbuzený, přebuzený stroj

Ze vztahu (1.14) při zanedbání tlumící indukčnosti a zachování konstantního proudu I_d , lze budícím proudem I_b měnit budící spřažený magnetický tok. Tím se mění účinek stroje. Toho se využívá ke kompenzaci jalové složky výkonu. Na (Obr. 1.8) je zobrazena takzvaná „V-křivka“, kde lze sledovat závislost statorového proudu na budícím proudu při konstantním výkonu. Pro zachování konstantního účinku při změnách zatížení, je třeba vhodně regulovat budící proud. Proto se stroje často opatřují regulací budícího proudu, aby se dosáhlo chodu

stroje s konstantním jalovým výkonem nebo konstantním účínkem. [9]



Obr. 1.8: V-křivka synchronního stroje (převzato z [3])

2 Popis konstrukce pohonu

V této kapitole je rozbor celého vektorového řízení, které je následně implementované do programu Matlab/Simulink a také do reálného laboratorního prototypu.

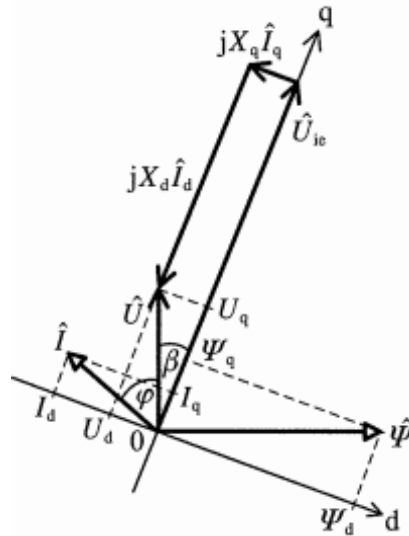
Pro daný pohon je použit synchronní stroj s vinutým rotorem SVY 132M-4 od firmy MEZ. Parametry synchronního motoru jsou popsány v (Tab. 1).

Odpor vinutí statoru	$R_s = 0,56 \Omega$
Rozptylová indukčnost statorového vinutí	$L_\sigma = 2,2 \text{ mH}$
Odpor budicího vinutí	$R_b = 6,7 \Omega$
Podélná indukčnost statorového vinutí	$L_d = 34,38 \text{ mH}$
Příčná indukčnost statorového vinutí	$L_q = 13,36 \text{ mH}$
Počet pólů	$p = 4$

Tab. 1: Parametry stroje

2.1 Vektorové řízení

Pro pohon je navrženo řízení, kde jádrem regulace je vektorové řízení v kartézských souřadnicích. Podstatou této regulace je založena rozložení vektoru statorového proudu na tokotvornou i_{sd} a momentotvornou i_{sq} složku proudu v systému os d, q. Osa d určuje směr buzení a osa q určuje směr indukovaného napětí, jak je znázorněno na (Obr. 2.1) při zanedbaní $R_s = 0$. Tento příklad vektorového řízení se vyznačuje výbornými atributy především pro nulové a nízké otáčky. [5]

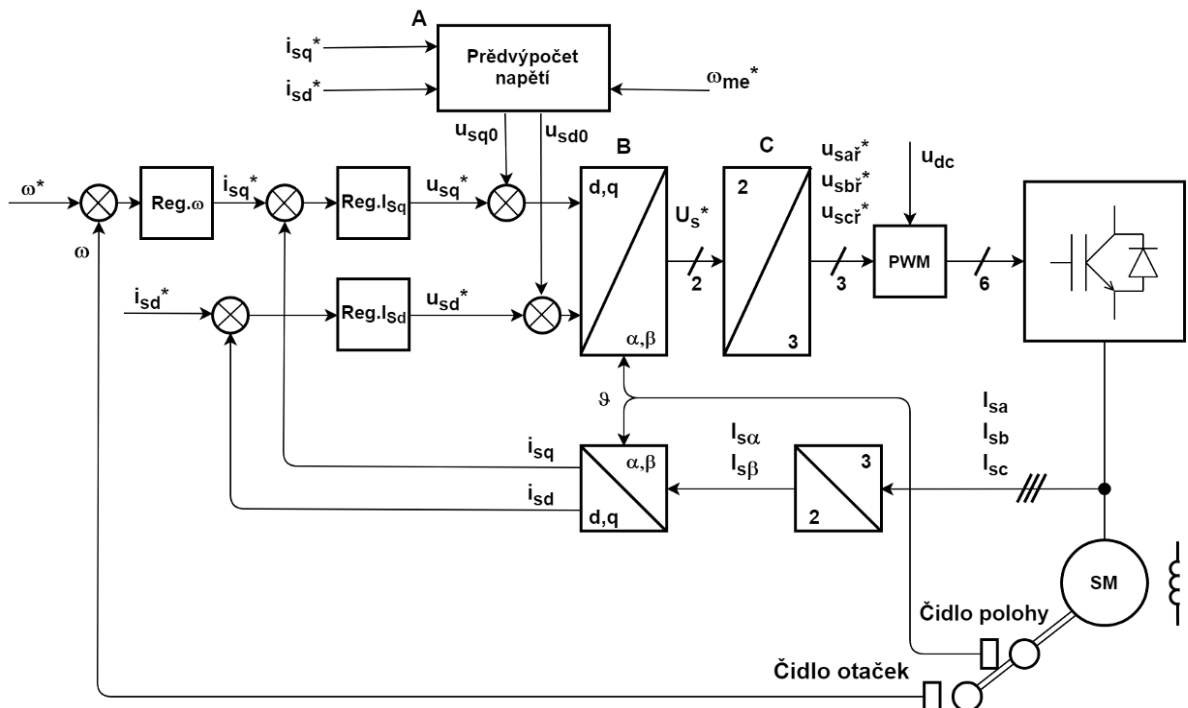


Obr. 2.1: Fázorový diagram synchronního motoru s vyniklými póly (převzato z [3])

2.2 Simulační model pohonu

Simulační model byl vytvořen programem Matlab/Simulink a toolboxu Plecs.

Úplné simulační schéma je zobrazeno na (Obr. 2.2), kde algoritmus řízení lze rozdělit do tří částí. Část regulace, transformace a část modulace.



Obr. 2.2: Blokové schéma simulovaného modelu (převzato z [4])

2.3 Použité transformace

Vektorové řízení pracuje se statorovým proudem stroje, a proto následující transformace budou vysvětleny pro proud. Transformační vztahy nicméně platí i obecně pro jakékoliv vektorové veličiny, kterých se transformace týká.

2.3.1 Clarkova transformace

Clarkova transformace převádí třífázový systém (a, b, c) do stacionárních statorových souřadnic (α , β). Celá transformace je znázorněna na (Obr.2.3).

Clarkova transformace lze vyjádřit pomocí následujících rovnic:

$$I_{\alpha} = \frac{2}{3} \cdot (i_a) - \frac{1}{3} \cdot (i_b - i_c) \quad (2.1)$$

$$I_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (i_b - i_c) \cdot \quad (2.2)$$

Pokud je zachována symetrie $i_a + i_b + i_c = 0$, lze poté vztahy vyjádřit následovně:

$$I_{\alpha} = i_a \quad (2.3)$$

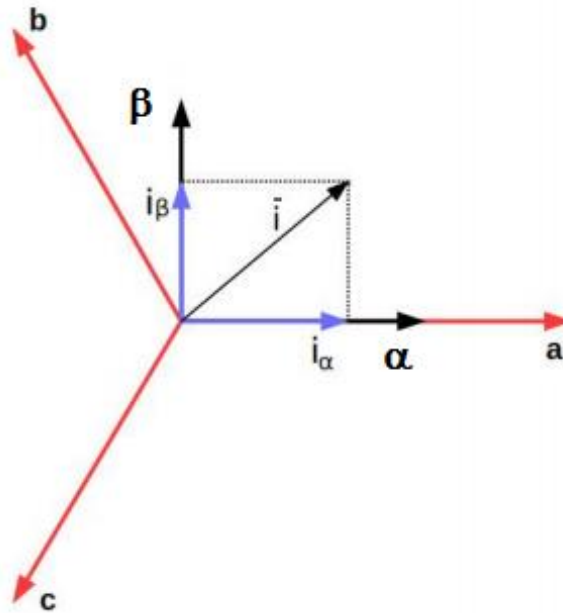
$$I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + 2i_b), \quad (2.4)$$

pro zpětnou Clarkovu transformaci platí tyto vztahy: [5]

$$i_a = I_{\alpha} \quad (2.5)$$

$$i_b = -\frac{1}{2} \cdot I_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{\beta} \quad (2.6)$$

$$i_c = -\frac{1}{2} \cdot I_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{\beta} \cdot \quad (2.7)$$



Obr. 2.3: Clarkova transformace (převzato z [7])

2.3.2 Parkova transformace

V regulaci synchronního stroje jsou použity dva souřadné systémy prostorových vektorů, a proto je nutné stanovit vztahy mezi nimi. Pomocí Parkovy transformace se převádí ze stojících souřadnic (α, β) do rotujících souřadnic (d, q) , které jsou dány vztahy:

$$I_d = I_\alpha \cdot \cos(\vartheta) + I_\beta \cdot \sin(\vartheta) \quad (2.8)$$

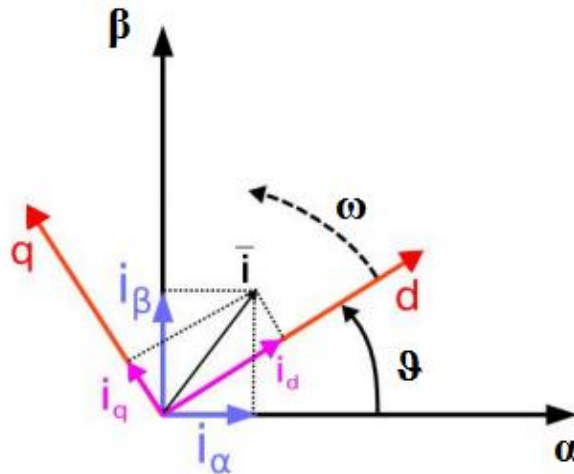
$$I_q = I_\beta \cdot \cos(\vartheta) - I_\alpha \cdot \sin(\vartheta) \quad (2.9)$$

Pro zpětnou transformaci jsou použity vztahy: [5]

$$I_\alpha = I_d \cdot \cos(\vartheta) - I_q \cdot \sin(\vartheta) \quad (2.10)$$

$$I_\beta = I_q \cdot \cos(\vartheta) + I_d \cdot \sin(\vartheta).$$

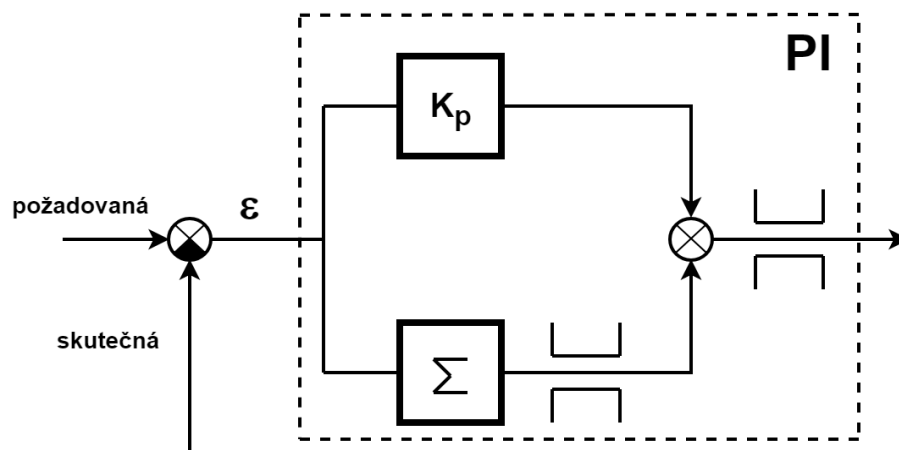
(2.11)



Obr. 2.4: Parkova transformace (převzato z [7])

2.4 Regulátory proudu i_{sq} , i_{sd}

Celé schéma PI regulátoru je znázorněno na (Obr. 2.5). Jedná se o regulátor, který pracuje s diskrétním časem, kde je suma místo integrační složky. Jak je vidět vstupem do regulátoru je regulační odchylka, která vznikne odečtením požadované hodnoty i_{sd}^* , i_{sq}^* od skutečných hodnot ze zpětných transformací. Výstupem regulátoru je akční veličina, pomocí níž je zajištěna změna proudu, o kterou je nutné změnit.



Obr. 2.5: Blokové schéma PI regulátoru v diskrétním čase

PI regulátor je složen ze dvou částí, proporcionální a sumační. Proporcionální složka zajišťuje dynamiku systému, ale v některých případech regulace zanechává určitou trvalou odchylku. Proto je nutné použít sumační složku, která zajistí ustálení na požadované hodnotě.

Výstupem PI regulátoru je požadovaný vektor napětí v rotujících souřadnicích (d , q).

K výstupu z regulátorů se přičte hodnota z bloku A, což vede ke zvýšení dynamiky regulace. V bloku A se před-počítává požadované napětí podle vztahu (2.12) a (2.13) jak je znázorněno na (Obr. 2.2).

$$U_{sq} = R_s \cdot i_{sq}^* + \omega \cdot L_s \cdot i_{sd}^* + \omega \cdot \Psi_{hd} \quad (2.12)$$

$$\Psi_{hd} = L_{hd} \cdot (i_b + i_{sd}^*)$$

$$U_{sd} = R_s \cdot i_{sd}^* - \omega \cdot L_s \cdot i_{sq}^* \quad (2.13)$$

Tím se dosáhne rychlejší regulace, protože hodnota požadovaného napětí je částečně před-počítaná a regulátory proudu pracují pouze s nedokonalostmi systému. Poté je nutno zajistit převedení vektoru napětí ze souřadnic (d, q) do stacionárních souřadnic (α , β) a dále převést na jednotlivé fáze (a, b, c), než vstoupí do bloku PWM.

2.5 Regulátor otáček

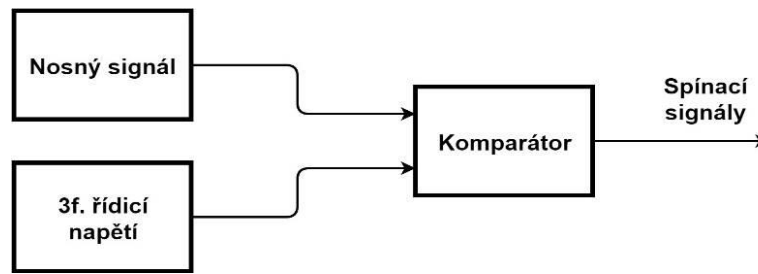
Pro regulaci otáček je též použit PI regulátor pracující v diskrétním čase. Vstupem regulátoru je požadovaná rychlost v otáčkách za minutu, která se odečte se skutečnou mechanickou rychlostí z čidla otáček. Tak vzniká regulační odchylka vstupující do regulátoru otáček. Výstupem regulátoru je požadovaná hodnota momentotvorného proudu i_{sq}^* z celkového statorového proudu I_s . Ten je dále omezen podle vztahu:

$$I_{sq} = \sqrt{(I_{s\max})^2 - I_{sd}^2} \quad (2.14)$$

kde se brání ohled na požadavky chlazení stroje.

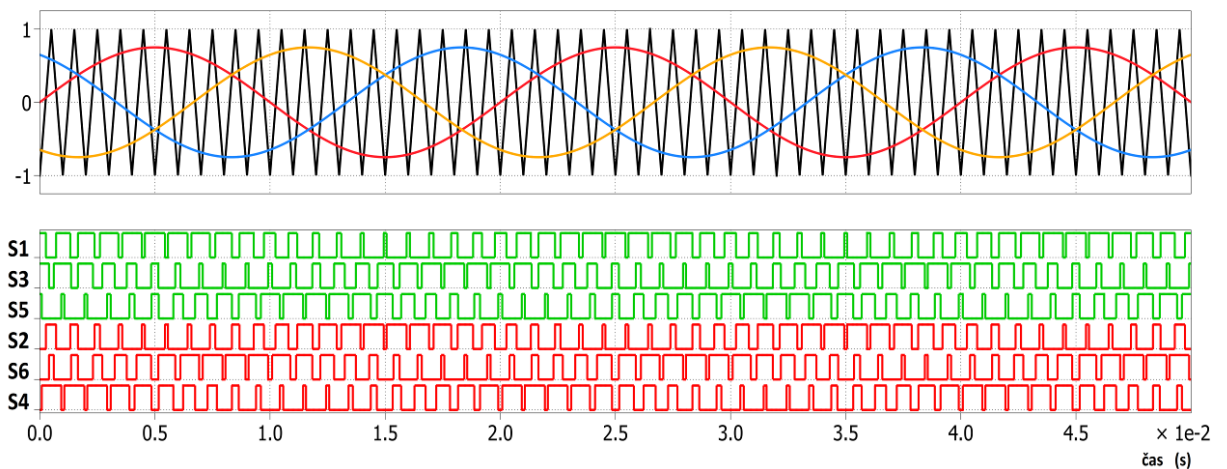
2.6 Pulzně šířková modulace

V simulaci je použita pulzně šířková modulace, ta pracuje na principu porovnání nosného (pilového) a třífázového napětíového řídicího signálu (Obr. 3.5).



Obr. 2.6: Principiální schéma PWM

V okamžiku kdy dojde ke koincidenci nosného signálu a jedné fáze řídicího napětí, dochází k přepnutí zapínacích impulzů mezi spínacími prvky jedné větve střídače, jak je znázorněno (Obr. 2.7). V době, kdy je přiveden zapínací impuls S1 vede horní spínací prvek větve a fázové napětí střídače $u_{10} = U_{dc}/2$. Je-li přiveden impuls S4, vede spodní prvek větve a fázové napětí střídače $u_{10} = -U_{dc}/2$. Ostatní dvě fáze se řídí obdobně pouze s rozdílem, že jsou fáze řídicího napětí pootočený o 120° . Kvalita modulace lze ovlivnit frekvencí nosného signálu. Čím větší frekvence nosného signálu oproti modulovanému signálu, tím je modulace kvalitnější. Celý princip je znázorněn na (Obr. 2.7). [8]

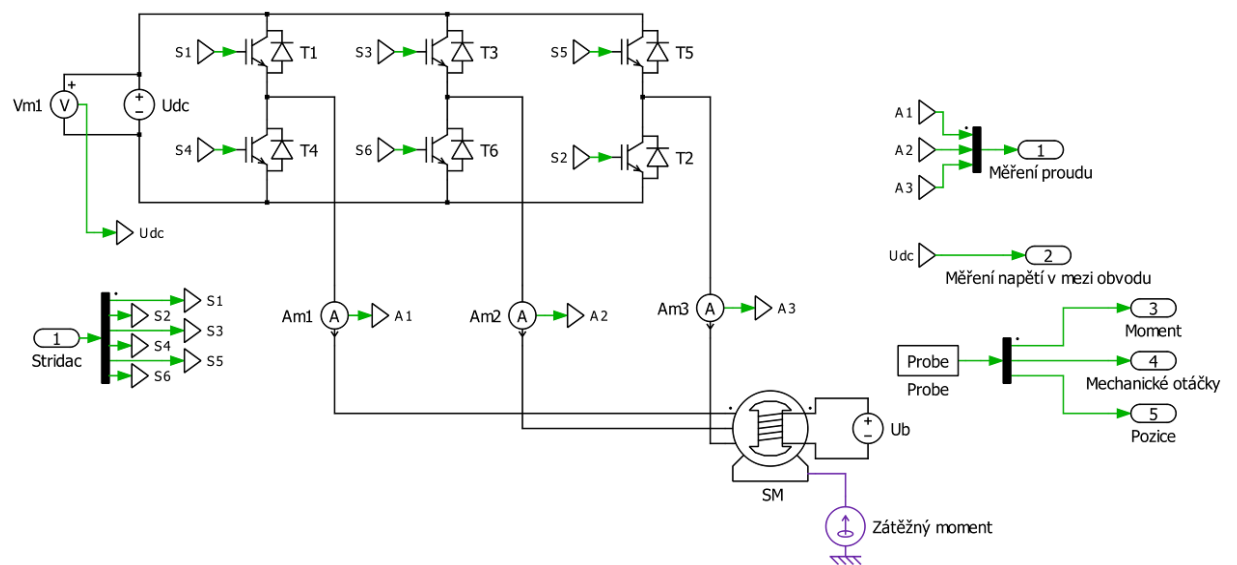


Obr. 2.7: PWM a spínací diagram při $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$, $f_{out} = 50 \text{ Hz}$

2.7 Silový obvod

Silový obvod je modelovaný pomocí toolbox Plecs, kde napěťový střídač je sestaven z IGBT tranzistorů se zpětnými diodami. Do každého tranzistoru je přiveden řídicí signál S1-6. Parametry synchronního motoru jsou nastaveny podle (Tab. 1). K motoru je připojen regulovatelný zátěžný moment. V obvodu jsou použity ampérmetry pro měření tří proudů a

voltmetr pro měření napětí v meziobvodu střídače. V bloku Probe jsou výstupní parametry motoru (moment motoru, mechanické otáčky, pozice rotoru).



Obr. 2.8: Schéma silového obvodu

3 Výsledky simulací

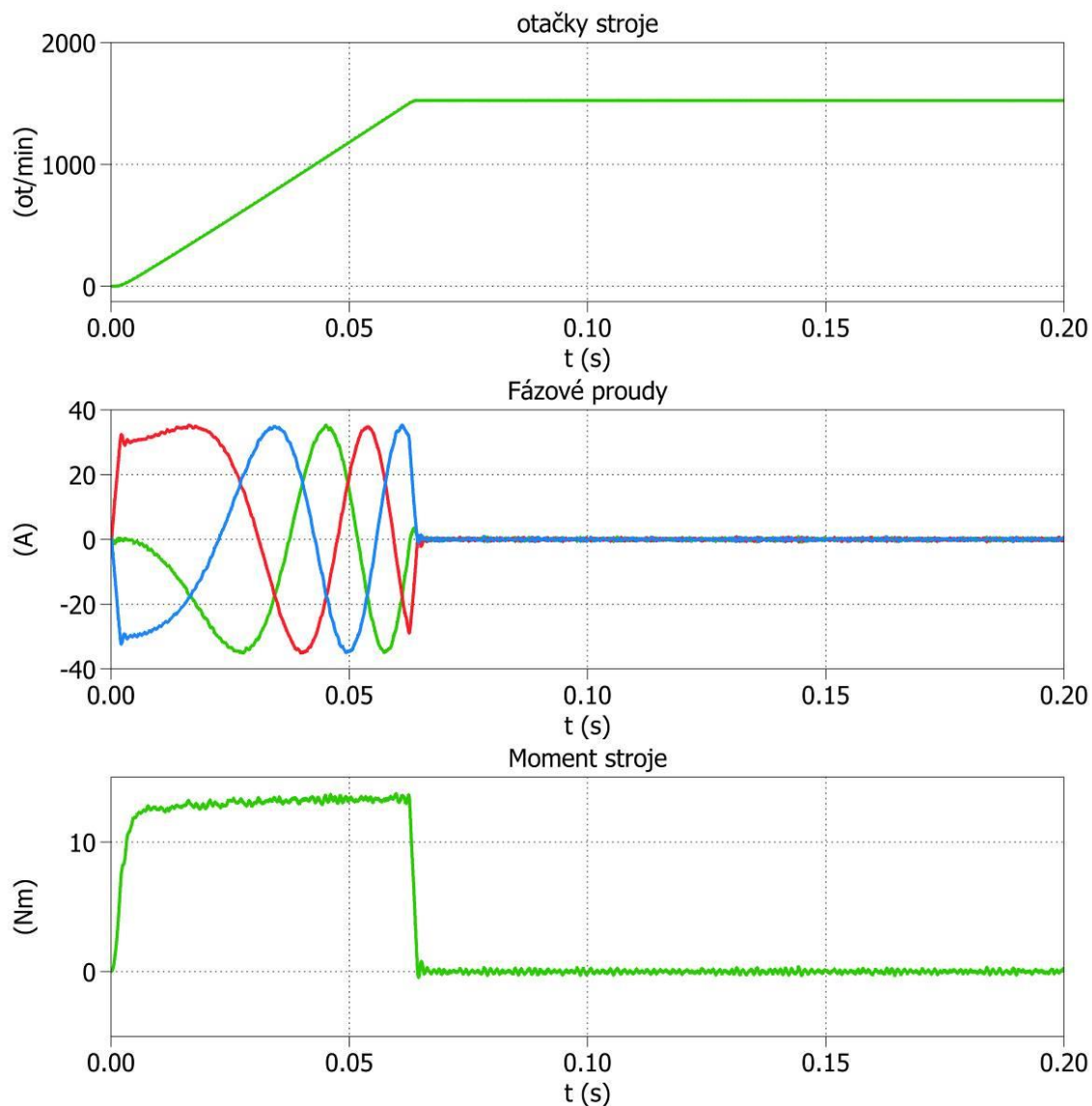
V této části kapitoly je souhrn výsledků získaných ze simulačního modelu (Obr. 2.2) pro různé experimenty.

Simulace je řešena v diskrétním čase tak, aby byl obvod co nejlépe přizpůsoben reálnému prostředí. Regulátory proudu I_q, I_d a otáček jsou nastaveny tak, aby po celou dobu rozběhu byl konstantní moment stroje. Frekvence nosného signálu byla nastavena ve všech experimentech na 8kHz.

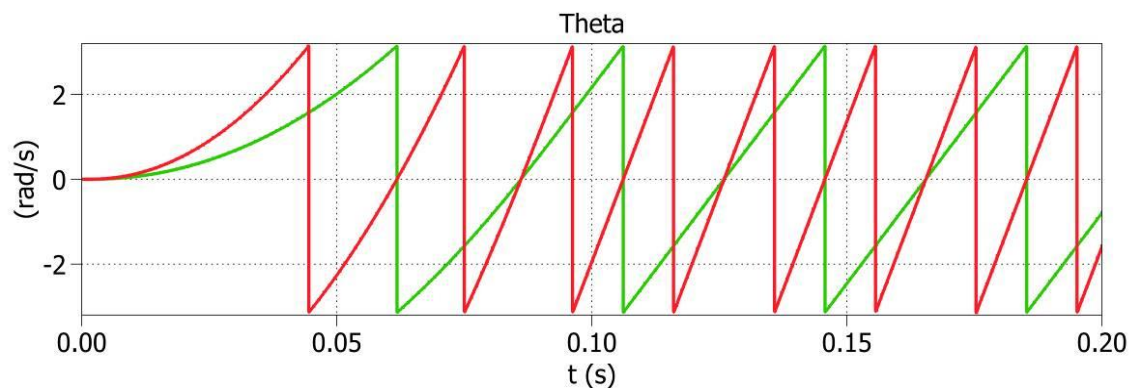
3.1 Rozběh na jmenovité otáčky

V tomto experimentu je požadavek na jmenovité otáčky (1500 ot/min) a požadavek $I_d^* = 0$. Budicí proud stroje $I_b = 6$ A. Napětí v meziobvodu střídače $U_c = 600$ V.

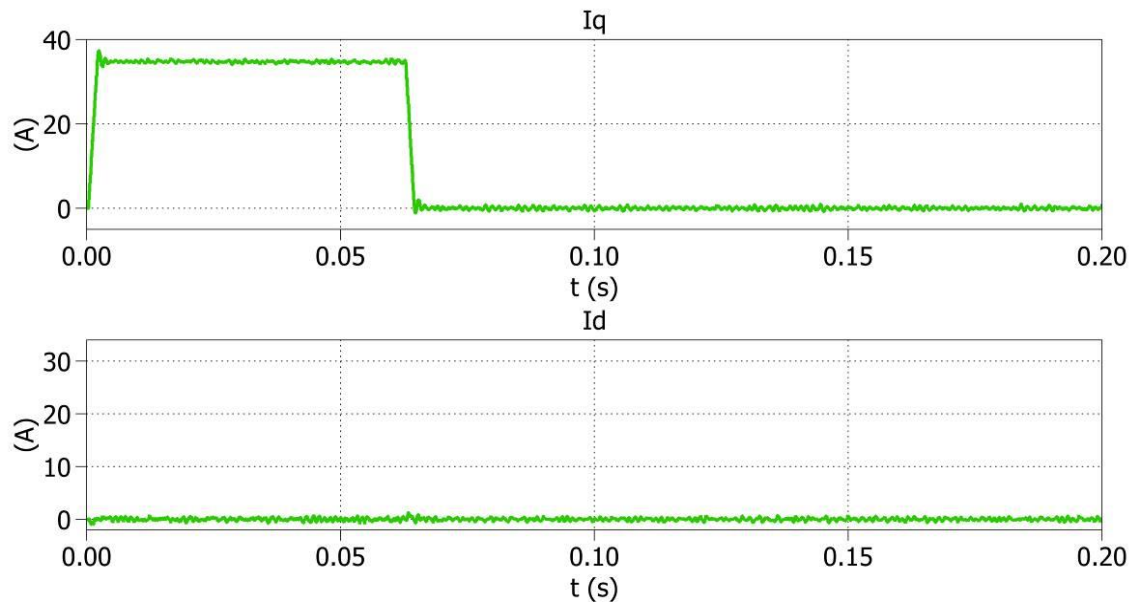
Výsledek experimentu je znázorněn na (Obr. 3.1), kde jsou zobrazeny mechanické otáčky, fázové proudy stroje a moment stroje. Při rozběhu stroje je velikost amplitudy fázového proudu 35,2 A. Tento proud je omezen regulátorem otáček, jak již bylo zmíněno v odstavci (2.5). Dále je vidět že při rozběhu stroje je moment konstantní. Na (Obr. 3.2) je zobrazena mechanická poloha stroje (zelená křivka), která je násobena počtem pól párů za účelem získání elektrické polohy, která je potřeba znát k výpočtu matematických transformací. Z (Obr. 3.3) lze odvodit, že se synchronní stroj rozbíhá pouze momentotvornou složkou proud I_q .



Obr. 3.1: Zobrazení otáček stroje, fázových proudů a momentu stroje při rozběhu na jmenovité otáčky



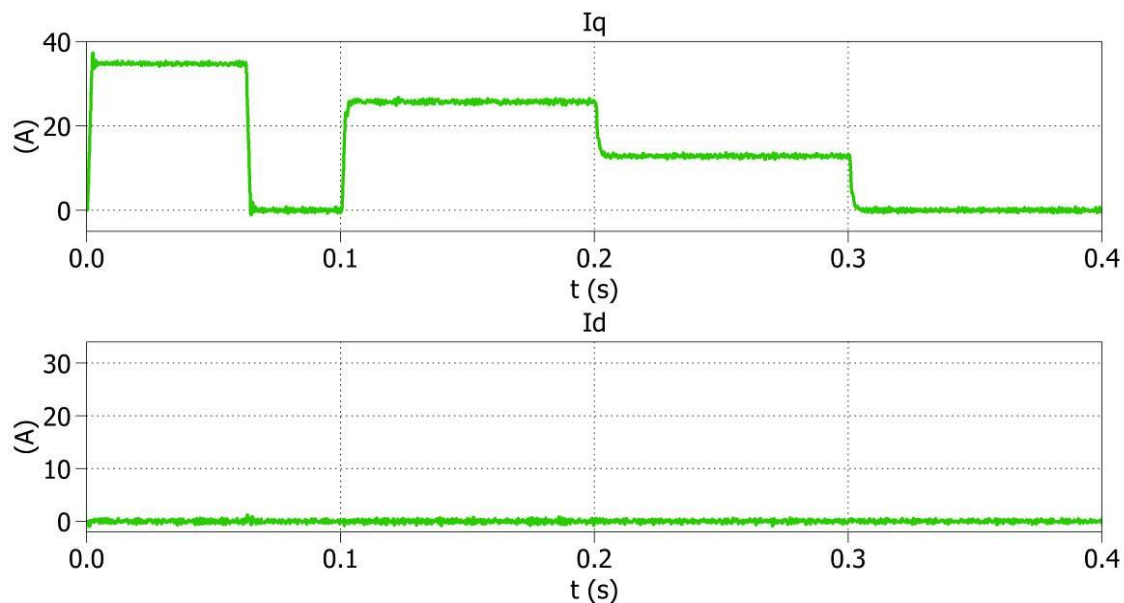
Obr. 3.2: Zobrazení mechanické polohy (zelená křivka) a elektrické polohy (červená křivka)



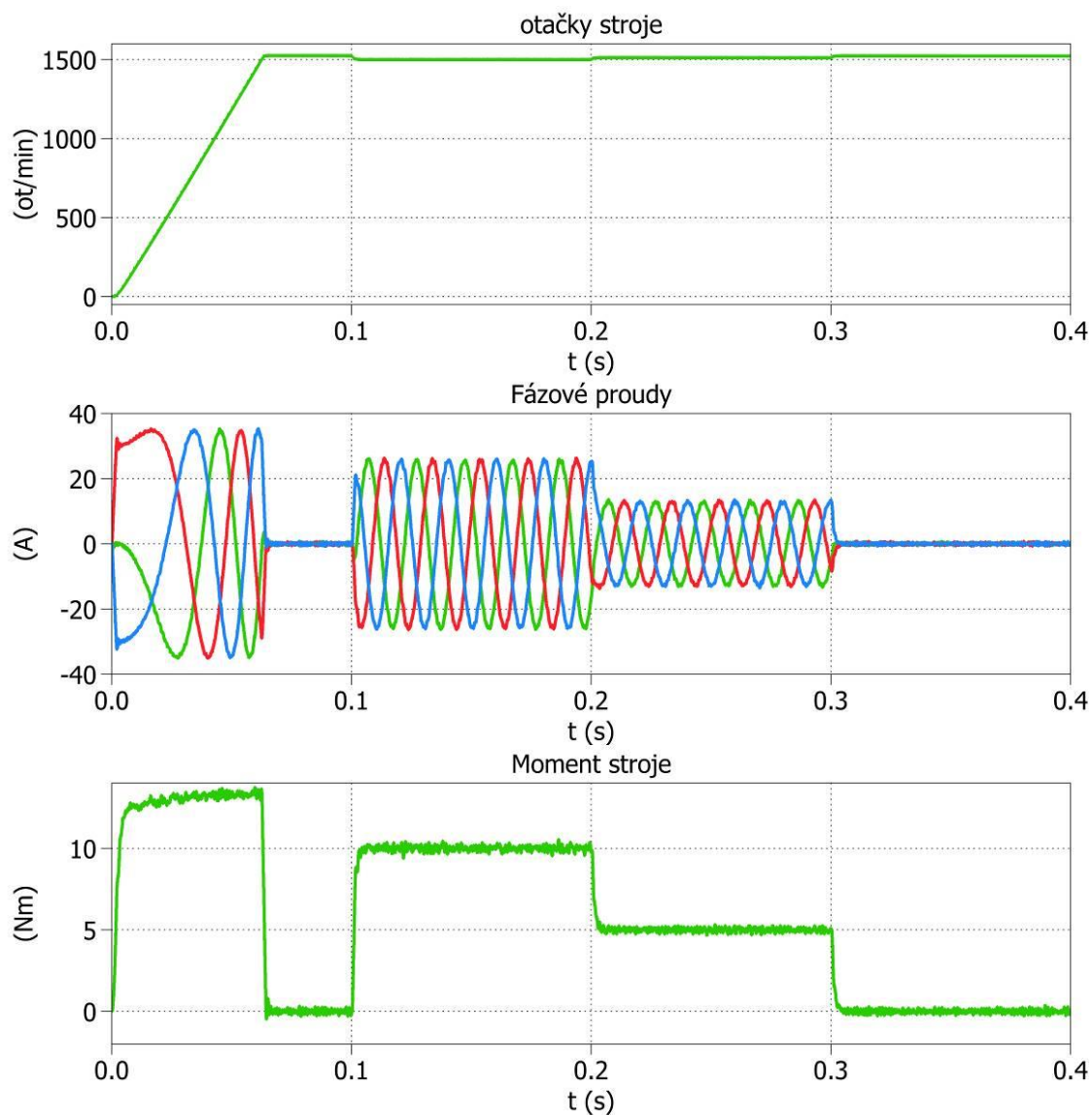
Obr. 3.3: Průběh I_q a I_d složky proudu

3.2 Změna zátěže stroje

V tomto experimentu jsou požadavky stejné jako v předchozím experimentu (3.1), jen s rozdílem že v čase 0,10 s je ke hřídeli stroje připojena zátěž 10 Nm, dále v 0,25 s snižena o 5 Nm a v čase 0,45 s stroj pracuje bez zatížení. Průběhy mechanických otáček, fázových proudů a momentu jsou znázorněny na (Obr. 3.5). Lze vidět, že při zvýšení zátěže se zvýší také odebraný proud strojem. Z (Obr. 3.4) je vidět, že I_d složka proudu je nulová a mění se pouze I_q složka proudu.



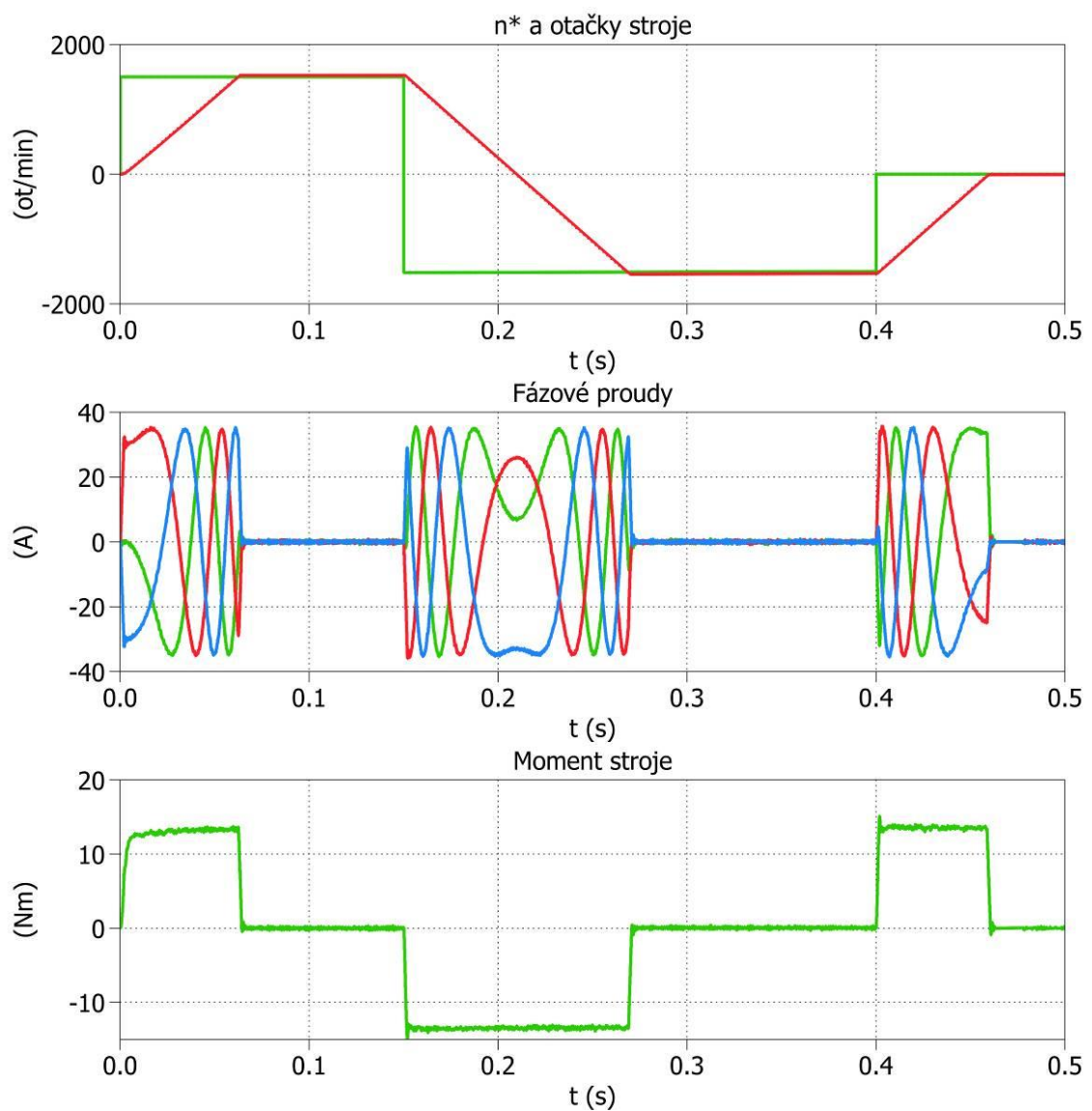
Obr. 3.4: Průběh I_q a I_d při změně zátěže



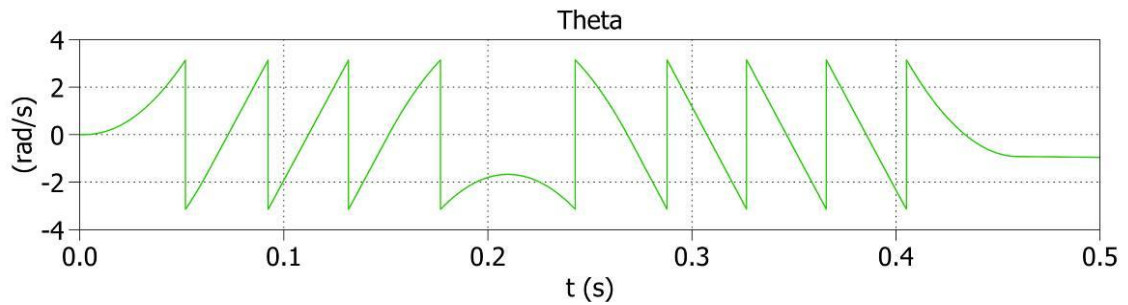
Obr. 3.5: Průběhy mechanických otáček, fázových proudů a momentu při změně zátěže

3.3 Reverzace otáček

Reverzace otáček byla provedena podle (Obr. 3.6), kde na startu je požadavek na jmenovité otáčky 1500 ot/min. Poté je požadavek změněn na -1500 ot/min a dále požadavek nastaven na nulu. Za podmínky $I_d^* = 0$, budicí proud $I_b = 5$ A a napětí v meziobvodu střídače $U_c = 600$ V. Z (Obr. 3.6), (Obr. 3.7) lze zpozorovat reverzaci třífázového proudu a reverzaci mechanické polohy při změně chodu stroje.



Obr. 3.6: Průběhy mechanických otáček, fázových proudů a momentu při reverzaci otáček



Obr. 3.7: Mechanická poloha při reverzaci otáček

3.4 Optimální řízení

Optimální řízení je provedeno z pohledu reluktančního momentu, kde výsledný magnetický tok v d ose je složen:

$$\Psi_{hd} = \Psi_f + \Psi_d = \Psi_f + L_d \cdot I_d \quad (3.1)$$

Pro získání optimálního pracovního bodu stroje byla provedena simulace, kde hodnoty proudu I_f a I_d byly měněny tak, aby budící tok $\Psi_{hd} = konst.$. Velikost proudu I_d ovlivňuje velikost proudu I_q , protože musí být zajištěna $I_{s\max} = konst.$ Celé měření probíhalo podle (Tab. 2), kde bylo zapotřebí z magnetizační charakteristiky (viz. příloha 1) odečíst U_i pro jednotlivé I_f . Z hodnot U_i je vypočtena hodnota magnetického toku pro $I_f = 0-6$ A:

$$\Psi_f(I_f = 4) = \frac{U_i}{p_p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{230,9}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 25} = 0,7351 \text{ (Wb)} \quad (3.2)$$

Dále byla vypočtena hodnota I_d^* :

$$I_d^*(I_f = 4) = \frac{\Psi_f(I_f = 6) - \Psi_f(I_f = 4)}{L_d} = \frac{0,8269 - 0,7351}{32,34 \cdot 10^{-3}} = 2,67 \text{ (A)} \quad (3.3)$$

I_f (A)	U_i (V)	Ψ_f (Wb)	I_d^* (A)
0	0	0	24,05
0,5	28,8	0,0918	21,38
1,0	69,2	0,2205	17,63
1,5	103,9	0,3307	14,43
2,0	144,3	0,4594	10,69
2,5	173,2	0,5513	8,01
3,0	202,0	0,6432	5,34
3,5	213,6	0,6799	4,27
4,0	230,9	0,7351	2,67
4,5	242,4	0,7710	1,60
5,0	248,2	0,7902	1,06
5,5	254,0	0,8086	0,53
6,0	259,8	0,8269	0

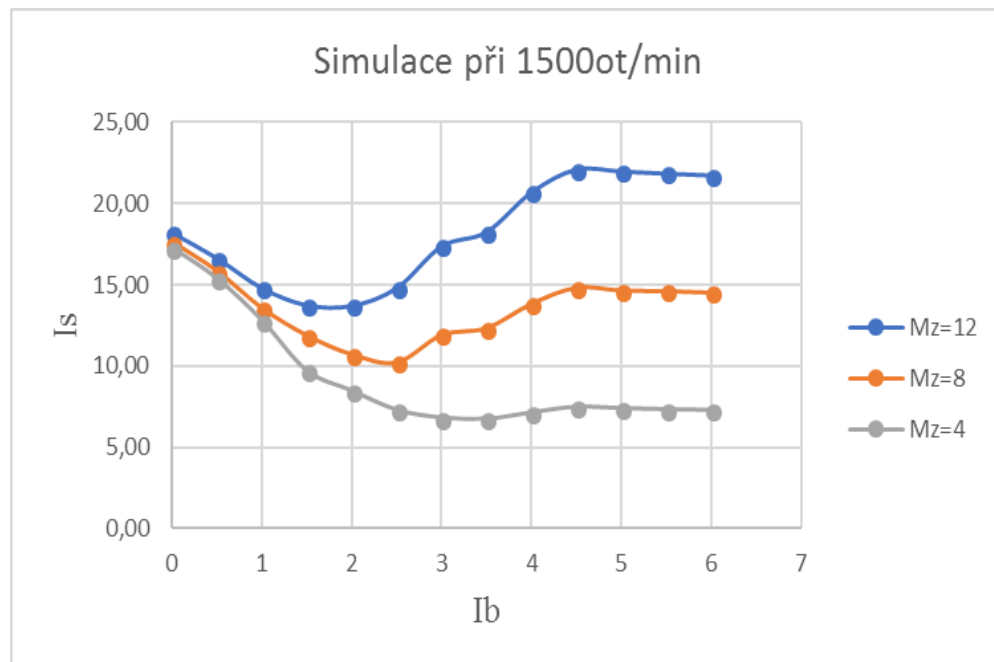
Tab. 2: Měřicí tabulka

3.4.1 Výsledky optimálního řízení

V simulaci se hledal optimální pracovní bod při různých hodnotách I_d , I_f , aby se dosáhlo minimálního celkového proudu I_{sef} pro dané zatížení stroje. Měření byla provedena pro $M_z = 12,8,4$ (Nm), kde $U_c = 600$ V. Stroj pracoval při jmenovitých otáčkách 1500 ot/min. Výsledky jsou zobrazené v (Tab.3), (Obr. 3.8).

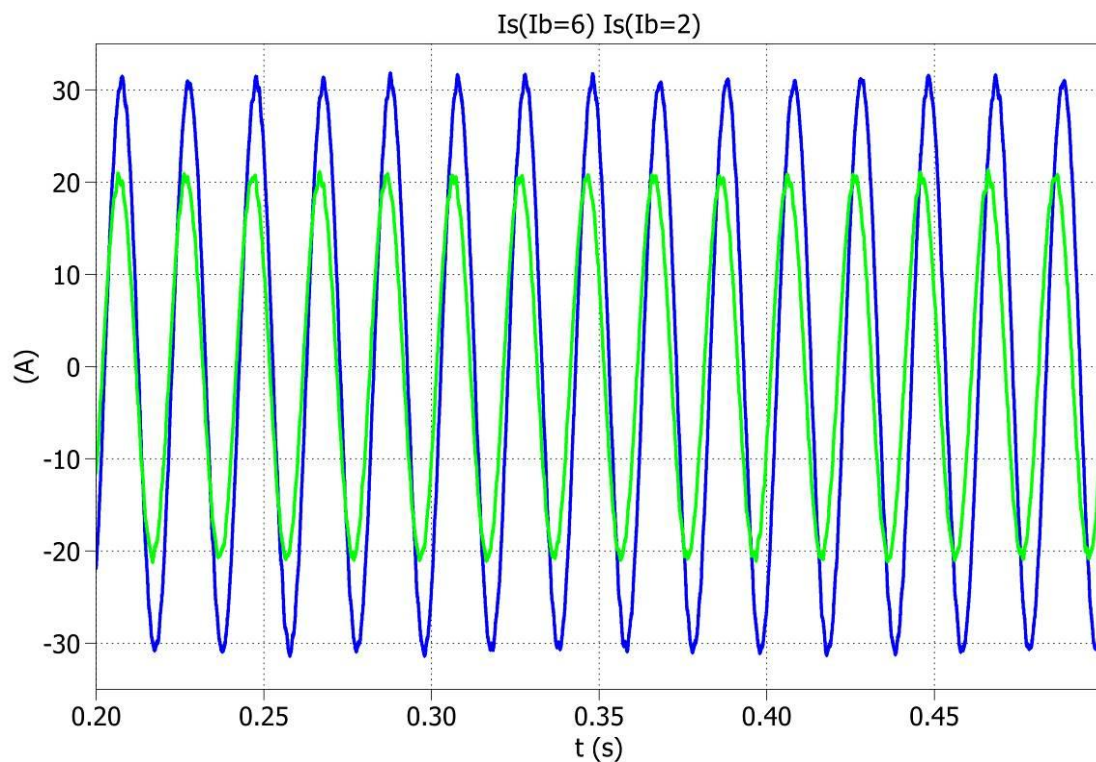
I_f	I_{sef}		
	$M_z = 12$	$M_z = 8$	$M_z = 4$
0,0	18,20	17,63	17,26
0,5	16,63	15,84	15,36
1,0	14,79	13,57	12,77
1,5	13,75	11,90	9,68
2,0	13,71	10,74	8,46
2,5	14,81	10,25	7,27
3,0	17,38	11,93	6,80
3,5	18,26	12,35	6,72
4,0	20,70	13,83	7,11
4,5	22,11	14,82	7,46
5,0	21,99	14,65	7,37
5,5	21,86	14,61	7,31
6,0	21,75	14,52	7,26

Tab. 3: Výsledky simulace

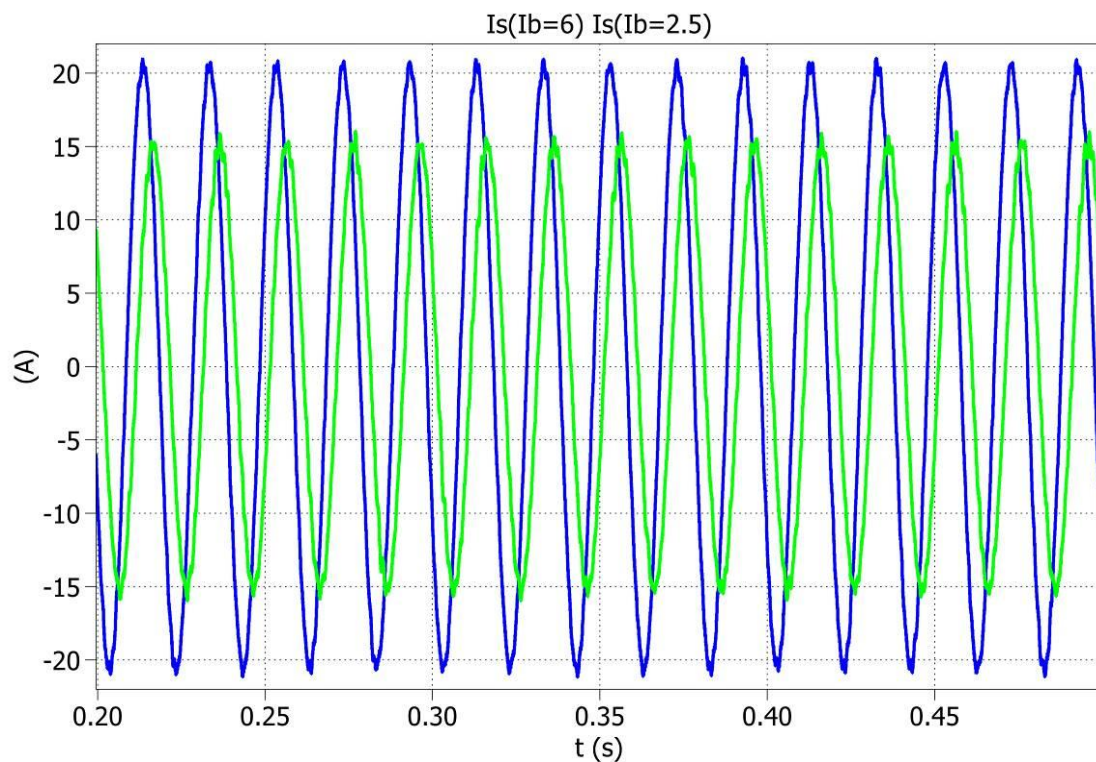


Obr. 3.8: Výsledky simulace zobrazené v grafu

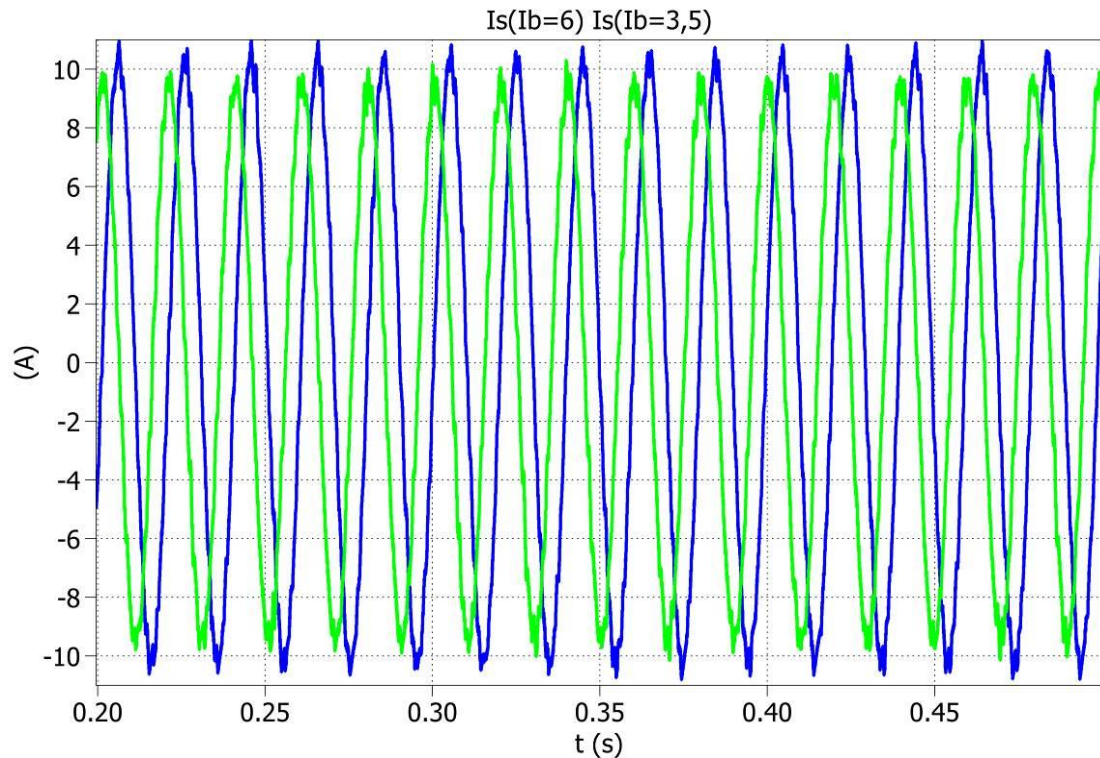
Z (Obr. 3.8) lze pozorovat chování I_{sef} , které v rozmezí $I_f = 4,5-6$ A zůstává přibližně stejné, až pak, kdy je hodnota I_f snížena pod hranici 4,5 A se I_{sef} začne snižovat k hodnotě 13,71 A, kde je také optimální pracovní bod pro $M_z = 12$ Nm. Chování I_{sef} pro $M_z = 8$ Nm je obdobné jen s odlišností optimálního pracovního bodu, který je při $I_f = 2,5$ A. Chování I_{sef} pro $M_z = 4$ Nm je rozdílná, hodnoty I_{sef} jsou od začátku snižování I_f v rozmezí 7,46 - 6,72 A. Od hodnoty $I_b = 3$ A se začne hodnota I_{sef} zvyšovat. Nejmenší hodnota je $I_{sef} = 6,72$ A pro $I_b = 3,5$ A.



Obr. 3.9: Výsledek fázového proudu při $I_b = 6$ a 2 A pro $M_z = 12$



Obr. 3.10: Výsledek fázového proudu při $I_b = 6$ a $2,5$ A pro $M_z = 8$



Obr. 3.11: Výsledek fázového proudu při $I_b = 6$ a $3,5$ A pro $M_z = 4$

Na (Obr. 3.9), (Obr. 3.10) a (Obr. 3.11) jsou zobrazené fázové proudy pro jednotlivá M_z , kde je vybrán vždy fázový proud při $I_b = 6$ a fázový proud v optimálním pracovním bodě. Z výsledku pro $M_z = 12$ je rozdíl amplitud 10 A, při snížení $M_z = 8$ je rozdíl 5 A a při $M_z = 4$ je rozdíl nepatrný 0,5 A.

4 Implementace do laboratorního prototypu

Z blokového schématu řídicího algoritmu na (Obr. 2.2) je vytvořen kód v jazyce C++, který je implementovaný do programu Code Composer Studio. Jedná se o integrované vývojové prostředí pro tvorbu aplikací a jejich ladění na bázi JTAG, které jsou vestavěné do procesoru od Texas Instruments. Celý pohon je řízen pomocí MLC interface, jde o vývojový prostředek navržený pro aplikace s měničem. MLC interface je osazen procesorem TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. Tento procesor pracuje s plovoucí řadovou čárkou a je vybaven nezbytnými periferiemi pro řízení, které jsou:

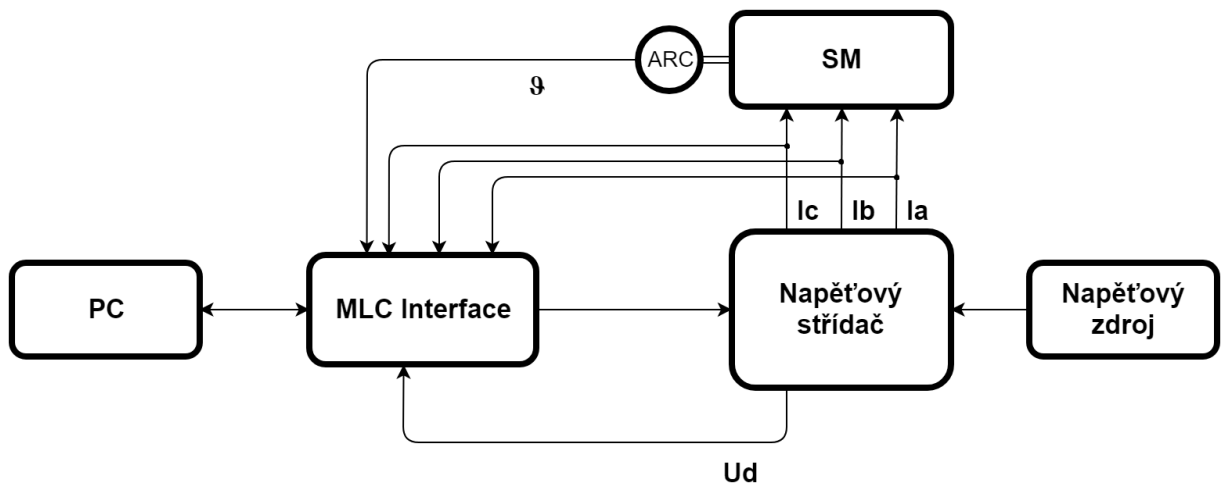
- PWM (řídicí signál pro polovodičové prvky v měničích)
- A/D převodník (převod analogového signálu do digitálního)

- QEP/CAPTURE (vyhodnocování rychlosti a polohy)
- GPIO (digitální vstupy a výstupy)
- CAN, SPI, SCI (komunikace)
- Timery (časovače)

4.1 Laboratorní pracoviště

4.1.1 Napěťový střídač

V blokovém schématu na (Obr. 4.1) je popsáno pracoviště s reálným synchronním strojem, který je napájen z napěťového střídače. Tento střídač je vybaven čtyřmi větvemi s IGBT moduly typu SKM 400GB125D firmy SEMIKRON, kde jejich $U_{ces} = 1200 \text{ V}$, $I_c = 300 \text{ A}$ při teplotě $T_{case} = 80 \text{ °C}$. Dále je střídač vybaven čtyřmi kondenzátory typu PVJP 24-1,1/415 od společnosti ZEZ SILKO, jejich kapacita je $415 \mu\text{F}$, jmenovité napětí $U_n = 1100 \text{ V}$ a maximální přípustný proud $I_{max} = 60 \text{ A}$.

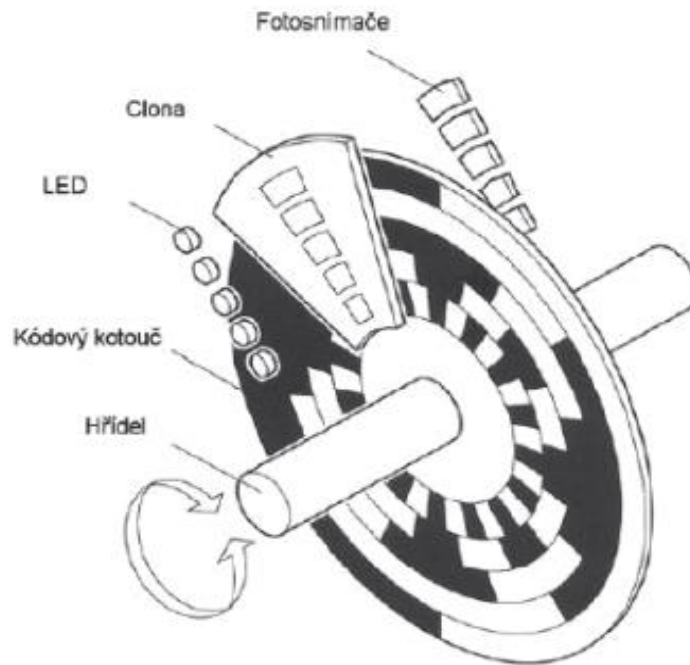


Obr. 4.1: Blokové schéma laboratorního pracoviště

4.1.2 ARC čidlo

Synchronní stroj je vybaven ARC čidlem od společnosti LARM. Jedná se o dvanácti bitový absolutní rotační snímač, který neustále snímá pozici hřídele stroje. Jeho princip je znázorněn na (Obr. 4.2). Jádrem snímače je otočný kódový kotouček, který je spojen s hřídelí snímače. Na kotoučku se střídají průhledné a neprůhledné části kotoučku, které během otáčení

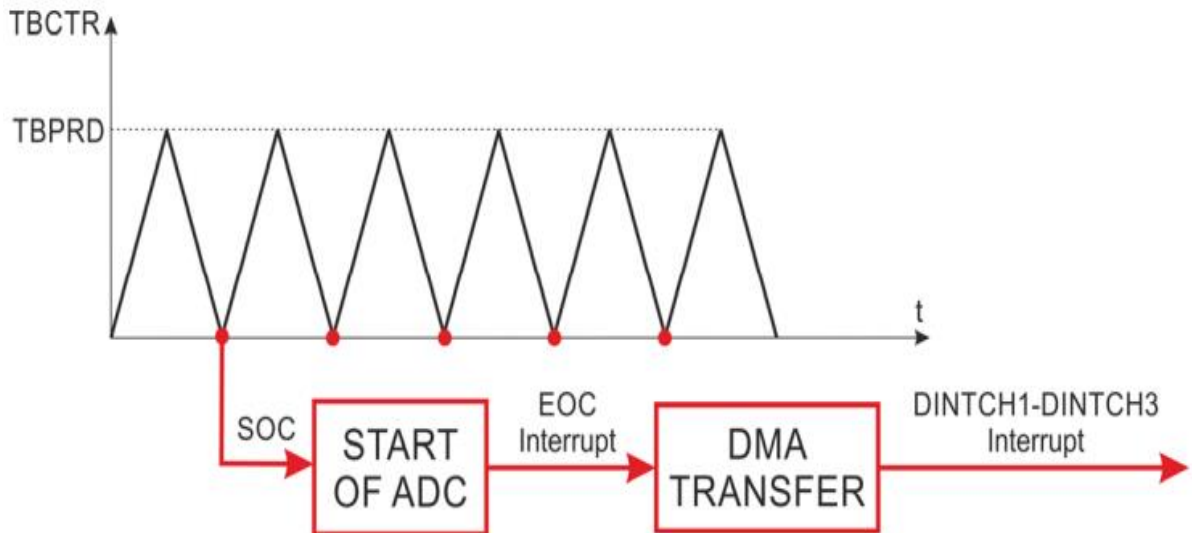
přerušují světlo z LED diod. Světlo, které projde přes clonu se sejme fotosnímačem. Tak vznikne výstupní elektrický signál.



Obr. 4.2: ARC čidlo (převzato z [11])

4.2 Princip tvorby řídicího algoritmu

V První fázi tvorby řídicího algoritmu bylo nutné nastavení ADC převodníku pro měření fázových proudů I_a, I_b, I_c a napětí v meziobvodu střídače U_d . Dále je potřeba nastavení e-PWM modulu v procesoru, kde je nastavena symetrická pila s frekvencí 8 kHz. V tomto modulu byly také nastaveny Trip-zone, které slouží k ochraně celého soustrojí před nadproudy v jednotlivých fázích stroje a přepětí na kondenzátoru. Při překročení povolených mezí proudu a napětí na kondenzátoru, dojde k zablokování PWM výstupu, což vede k zastavení vzniku spínacích pulsů a odpojení střídače od MLC interface. Taktéž je nutno nastavení mrtvých časů, který je nezbytný vložit mezi vypnutí jednoho a zapnutí druhého tranzistoru připojeného ke stejnému vývodu střídače, aby nedošlo k větrovému zkratu. Dále je zde nastaven okamžik přerušení ve spodku pily. V okamžiku vzniku přerušení se spustí samotný program vektorového řízení, jak je znázorněno na (Obr. 4.3).



Obr. 4.3: Rutina přerušení (převzato z [11])

4.3 Experimenty laboratorního prototypu

Experimenty byly realizovány v laboratořích RICE, kde se také nacházelo vybrané soustrojí se synchronním motorem MEZ typu SVY 132M-4. Na tomto soustrojí se prováděl experiment optimálního pracovního bodu, obdobně jako v simulacích. Jelikož při experimentu nebyla k dispozici zátěž, byla teorie optimálního řízení prováděna při reverzaci otáček (z -375 do 375 ot/min). Kde se ověřovalo, zda vhodnou volbou I_d^* a I_f při $\Psi_{hd} = konst.$ nelze zvýšit moment stroje.

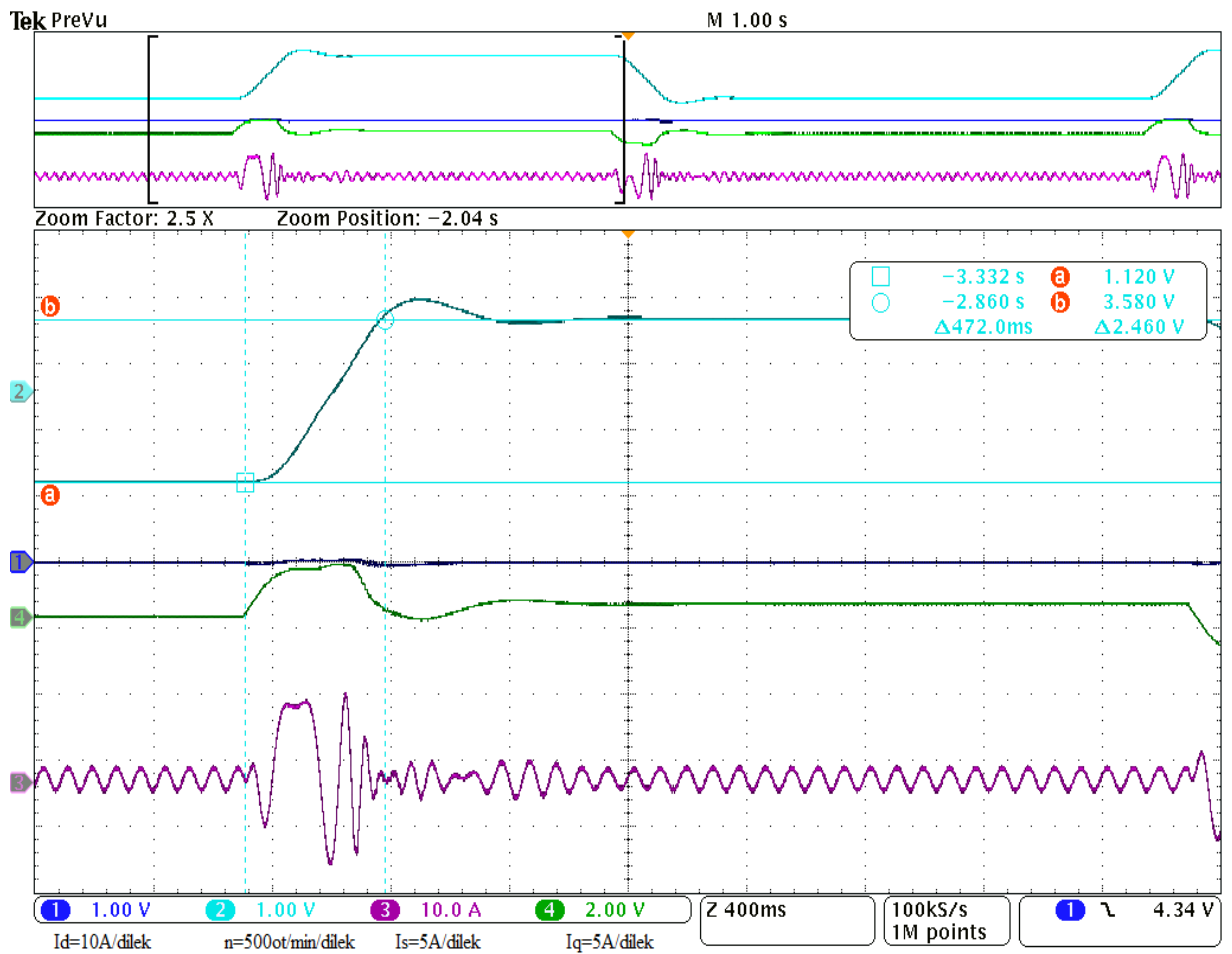
4.3.1 Výsledky optimálního řízení

Měření probíhalo podle (Tab. 4), kde pro příslušné I_f bylo nastaveno I_d^* při $U_c = 171$ V. Rozběhy stroje byly provedeny podle rozběhové rampy na 375 ot/min, poté na -375 ot/min a zpět na 375 ot/min. Regulátory I_d , I_q a otáček byly neoptimálně naladěny. Maximální satorový proud byl omezen $I_{smax} = 15$ A. Tato nastavení jsou použity při měření ve všech pracovních bodech.

I_f (A)	Ψ_f (Wb)	I_d^* (A)
2,0	0,4594	8,01
2,5	0,5513	5,34
3,0	0,6432	2,67
3,5	0,6799	1,60
4,0	0,7351	0

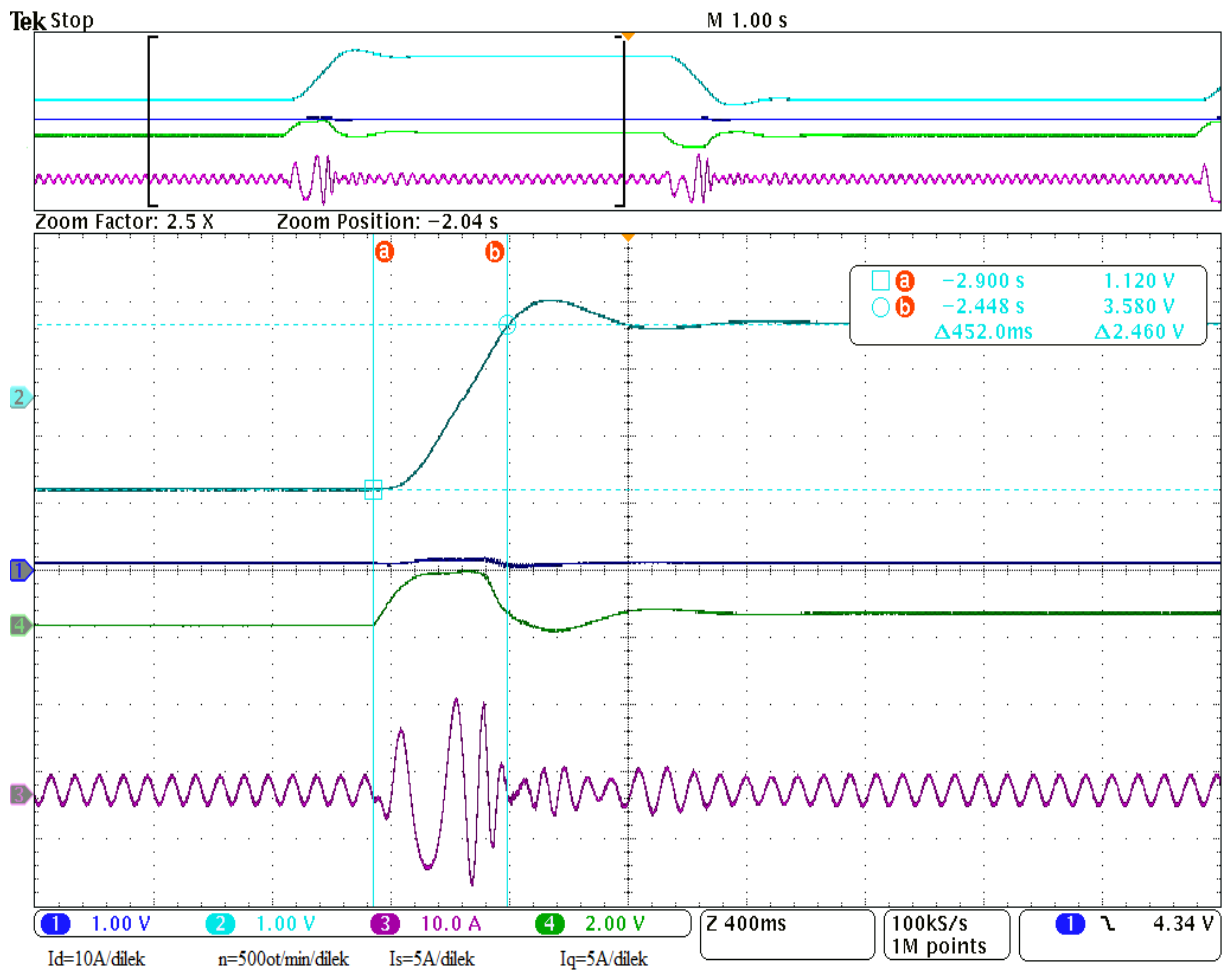
Tab. 4: Měřicí tabulka pro laboratorní prototyp

Na (Obr. 4.4) je výsledek měření pro $I_d^* = 0$, $I_f = 4$ A, kde lze vidět průběh skutečných otáček na stroji (světle modrá křivka), I_d (tmavě modrá křivka), I_q (zelená křivka) a I_s (fialová křivka). Dále byla zjišťovaná doba trvání reverzace z (-375 ot/min na 375 ot/min), která je pro toto nastavení proudu $\Delta t = 472$ ms.



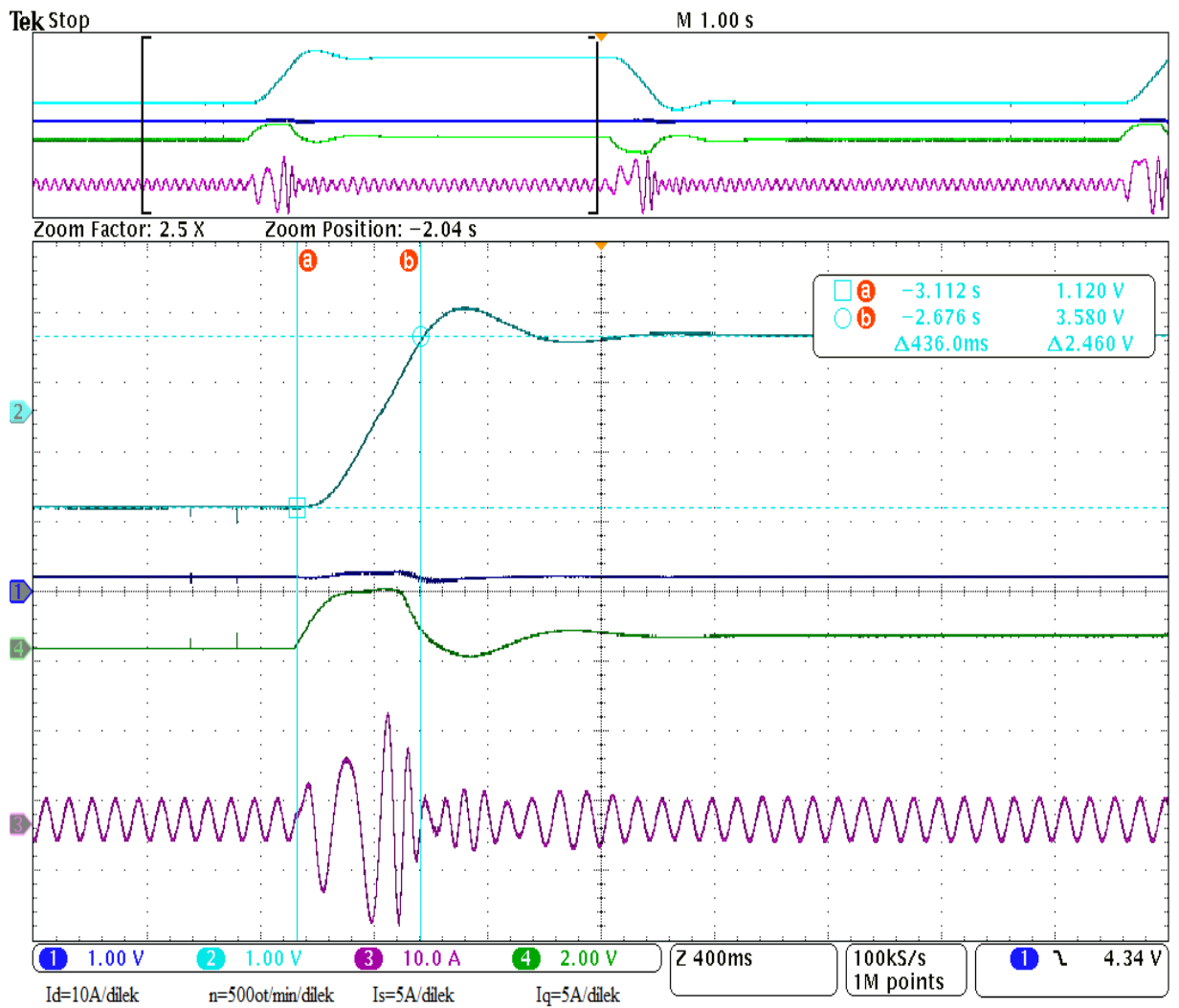
Obr. 4.4: Výsledek měření při $I_d^* = 0$ A a $I_b = 4$ A

Na (Obr. 4.5) je zobrazen výsledek měření pro $I_d^* = 1,6$ A, $I_f = 3,5$ A. Doba trvání reverzace je $\Delta t = 452$ ms.



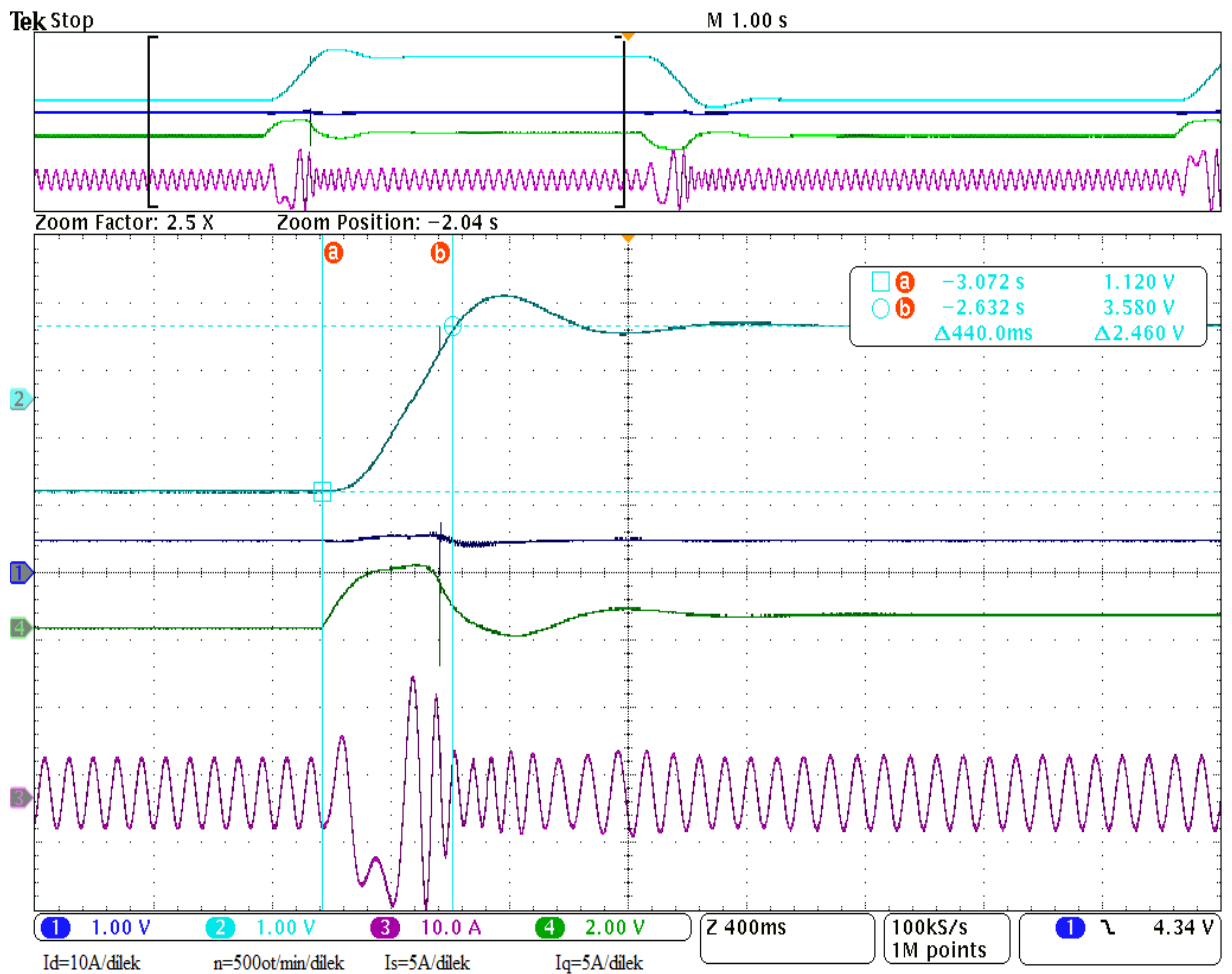
Obr. 4.5: Výsledek měření při $I_d^* = 1,60 \text{ A}$ a $I_f = 3,5 \text{ A}$

Na (Obr. 4.6) je zobrazen výsledek měření pro $I_d^* = 2,67 \text{ A}$, $I_f = 3,0 \text{ A}$. Doba trvání reverzace je $\Delta t = 436 \text{ ms}$.



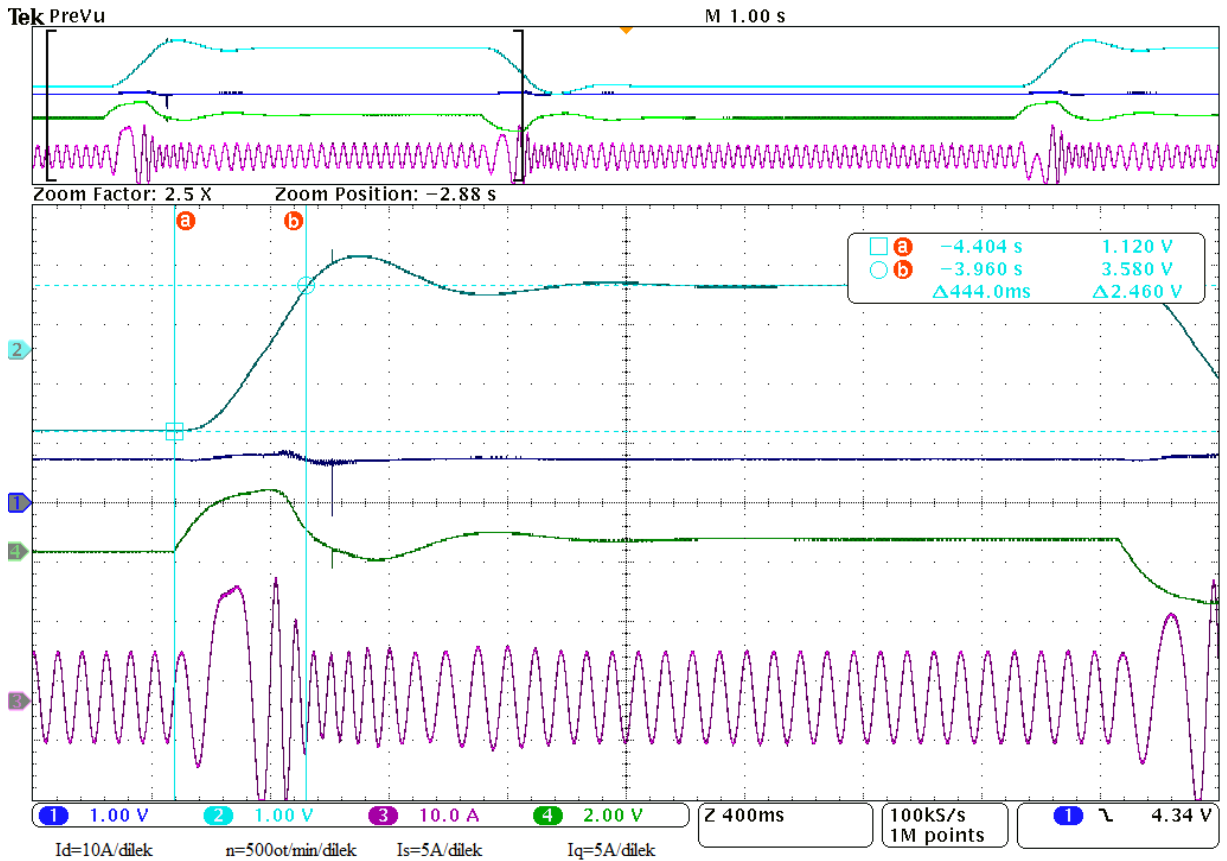
Obr. 4.6: Výsledek měření při $I_d^* = 2,67 \text{ A}$ a $I_f = 3,0 \text{ A}$

Na (Obr. 4.7) je zobrazen výsledek měření pro $I_d^* = 5,34 \text{ A}$, $I_f = 2,5 \text{ A}$. Doba trvání reverzace je $\Delta t = 440 \text{ ms}$.



Obr. 4.7: Výsledek měření při $I_d^* = 5,34 \text{ A}$ a $I_f = 2,5 \text{ A}$

Na (Obr. 4.5) je zobrazen výsledek měření pro $I_d^* = 8,01 \text{ A}$, $I_f = 2,0 \text{ A}$. Doba trvání reverzace je $\Delta t = 452 \text{ ms}$.



Obr. 4.8: Výsledek měření při $I_d^* = 8,01 \text{ A}$ a $I_f = 2,0 \text{ A}$

Z výsledných grafů (Obr. 4.4 – 4.8) lze vidět, že postupným zvyšováním I_d^* se hodnota I_s zvětšuje, aby byl zachován vztah (4.1).

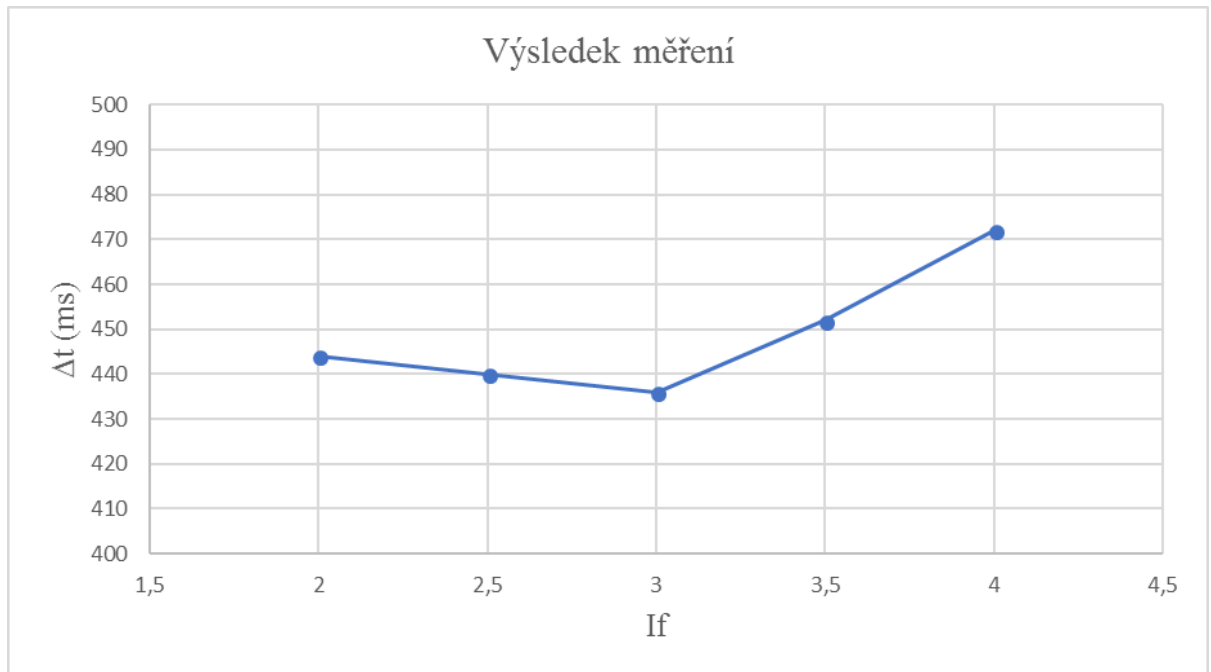
$$I_s = \sqrt{I_d^2 \cdot I_q^2} \quad (4.1)$$

Dále lze vidět že vlivem špatně naladěných regulátorů se hodnoty otáček překmitávají, taktéž průběhy I_q a I_{sf} nejsou optimální, jak je to třeba z výsledku simulací na (Obr. 3.3).

Z odečtených hodnoty Δt z grafů (Obr. 4.4 – 4.8) jsou zobrazeny v (Tab.5), které jsou dále vyneseny do grafu (Obr.4.9).

I_f (A)	I_d^*	Δt (ms)
2,0	8,01	444
2,5	5,34	400
3,0	2,67	436
3,5	1,60	452
4,0	0	572

Tab. 5: Výsledek měření laboratorního prototypu



Obr. 4.9: Výsledek měření laboratorního prototypu

Z výsledku měření lze vidět, že postupným snižováním I_f a následným navyšováním I_d , aby byl zachován $\Psi_{hd} = konst.$, časová odchylna klesá do hodnoty $I_d^* = 2,67$ A a $I_f = 3$ A, kde je reverzace nejrychlejší $\Delta t = 436$ ms. Z toho odvozují, že i moment v tomto bodě byl nejvyšší. Při dalších měřeních bodech časová odchylna nepatrně roste.

Závěr

Diplomová práce se zabývá návrhem optimálního vektorového řízení implementovaného do synchronního stroje s vinutým rotorem. V teoretické části je rozebrána funkčnost, konstrukce motoru a jeho metoda řízení. Pomocí teoretických poznatků bylo navrženo vektorové řízení v programu Matlab, Simulink a toolbox Plecs.

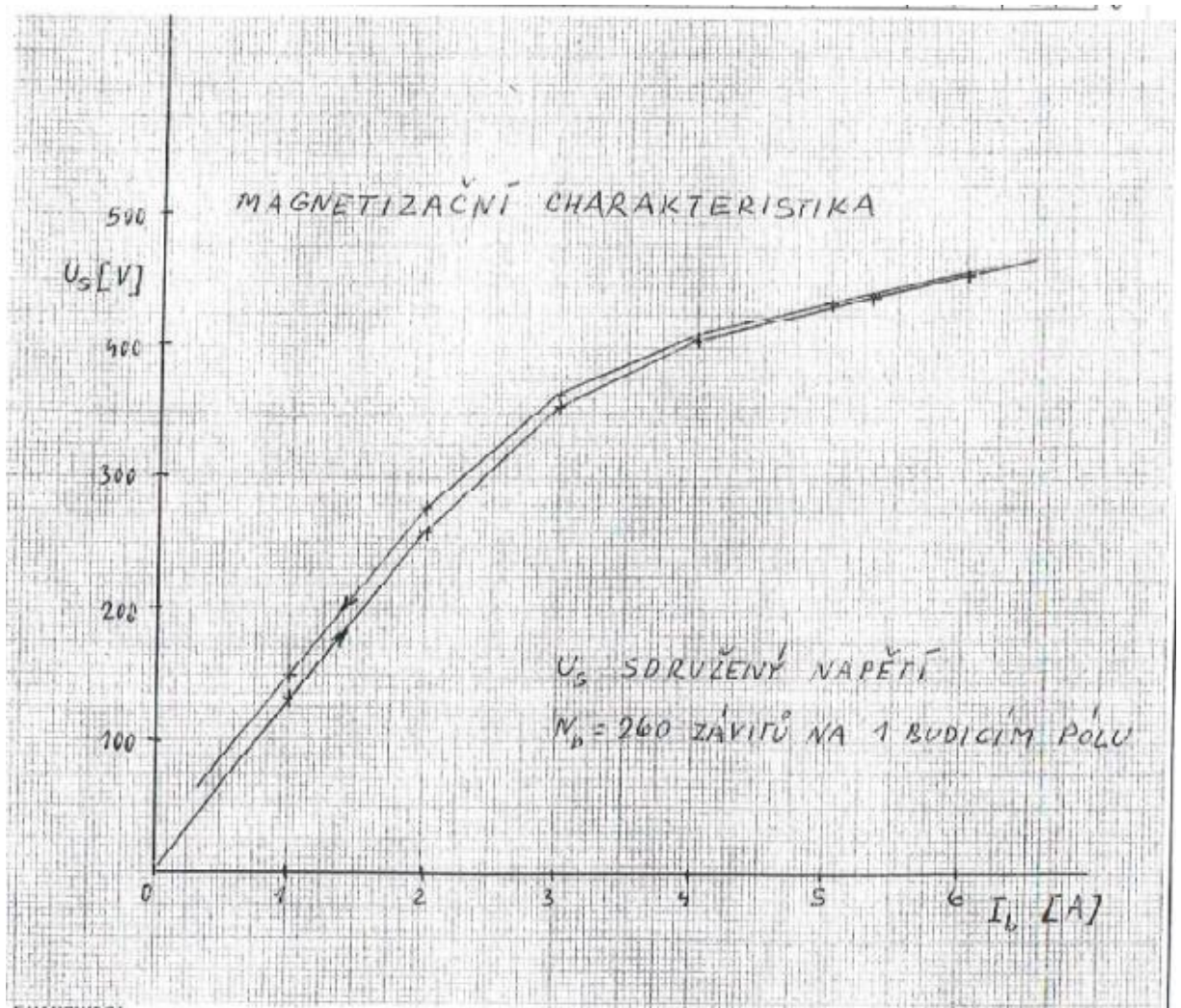
V těchto modelech byly nastavovány regulátory proudu a otáček tak, jako v reálném prostředí. Byly prováděny různé experimenty (rozběh na jmenovité otáčky, připojení zatížení na stroj, reverzace otáček), zda stroj pracuje správně. Dále byl proveden experiment, kde se zjistilo, že u synchronních strojů s proměnnou vzduchovou mezerou lze využít jeho konstrukčního uspořádání rotoru zvýšením celkového momentu momentem reluktančním. Vhodným nastavením budicího proudu I_f a tokotvorného proudu I_d , aby byl zachován konstantní magnetický tok v d ose, bylo simulačně ověřeno, že lze pomocí tokotvorného proudu I_d navýšit celkový moment stroje.

Dále je v práci uveden popis implementování vektorového řízení do laboratorního prototypu. Byl vytvořen kód v jazyce C++, který je napsaný v programovacím prostředí Code Composer Studio, kde se dále implementuje do MLC interface, který řídí daný pohon. V tomto laboratorním prototypu byly nastaveny důležité veličiny pro vektorové řízení (poloha stroje, měření proudu). Též bylo provedeno měření a ověření, zda lze zvýšit celkový moment reluktančním momentem. Bylo provedeno obdobné měření, jako v simulačním modelu. Výsledky z laboratorního měření mohou být zkreslené z důvodu neoptimálně naladěných regulátorů proudu a otáček.

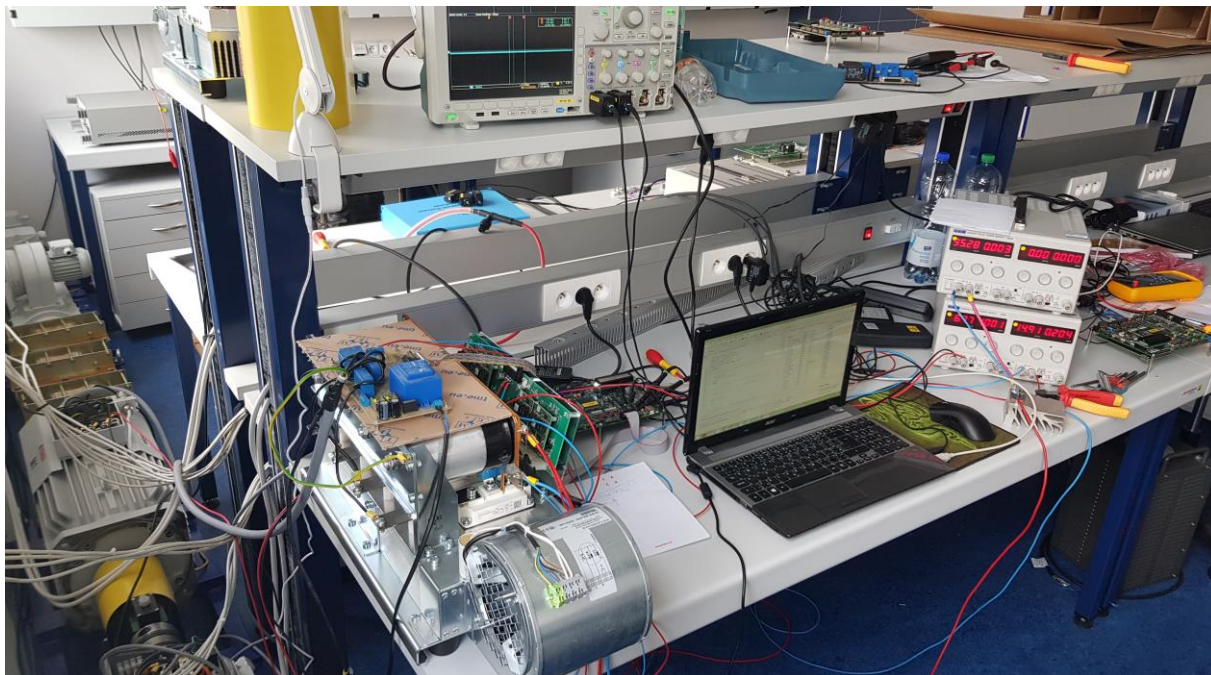
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] CHMELÍK, Karel. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. Ostrava: VŠB-Technická univerzita, 2002. ISBN 80-248-0025-x.
- [2] BARTOŠ, Václav. *Elektrické stroje*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2006. ISBN 80-7043-444-9.
- [3] KOBRLE, Pavel a Jiří PAVELKA. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [4] PITTERMANN, Martin. *Elektrické pohony: základy*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-729-2.
- [5] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-704-3350-7.
- [6] NEBORÁK, Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita, 2002. ISBN 80-248-0083-7.
- [7] VESELÝ, Libor. *Algoritmy bezsnímačového řízení synchronního motoru s permanentními magnety* [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013 [cit. 2018-05-08]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/21013>. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Pavel Václavek.
- [8] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. 3., rozš. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2012. ISBN ISBN978-80-261-0143-7.
- [9] CAHA, Zdeněk a Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-03-00418-7.
- [10] UZEL, David. *Modelování, řízení a identifikace parametrů synchronních strojů s vyniklými póly* Plzeň, 2014. Disertační práce. Západočeská univerzita. Fakulta elektrotechnická. Katedra Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky.
- [11] Peroutka, Z.: Výběr z přednášek předmětu „Mikroprocesorové řízení pohonů“ [online]. Vystaveno 12/2016.

Přílohy



Obr. Magnetizační charakteristika



Obr. Laboratorní pracoviště