

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Model řízeného spínaného reluktančního motoru

Jakub Kučera

Vedoucí: Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.

Obor: Elektrické pohony

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Květen 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kučera** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **483620**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektrické pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Model řízeného spínaného reluktančního motoru

Název diplomové práce anglicky:

Controlled Switched Reluctance Motor Model

Pokyny pro vypracování:

1. Uveďte klasifikaci, princip činnosti a používané matematické modely spínaného reluktančního motoru (SRM).
2. Provedte rešerši možných řídicích strategií SRM včetně používaných napájecích měničů.
3. Implementujte v prostředí MATLAB/Simulink model SRM.
4. Do modelu doplňte vámi vybranou řídicí strategii SRM. Popište provedené implementační kroky.
5. Na vámi vybraných průbězích demonstруйте funkčnost simulačního modelu a rovněž proveďte kvalitativní, příp. kvantitativní zhodnocení vybrané řídicí strategie.

Seznam doporučené literatury:

- [1] BILGIN, Berker; JIANG, James Weisheng; EMADI, Ali. Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications. 1. vyd. Milton: Taylor & Francis Group, 2018. ISBN 9780203729991.
[2] ARAÚJO, Rui Esteves; CAMACHO, José Roberto. Modelling and Control of Switched Reluctance Machines. Rijeka: IntechOpen, 2020. ISBN 978-1-78984-455-9.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **08.02.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: **26.05.2023**

Platnost zadání diplomové práce: **22.09.2024**

Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen 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 studenta

Poděkování

Chtěl bych tímto poděkovat svému vedoucímu práce Ing. Ondřeji Lipčákovi, Ph.D. za odborné vedení této práce, cenné rady, trpělivost a za čas strávený nad konzultací řešených problémů.

Prohlášení

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

V Praze, 17. května 2023

Abstrakt

Tato práce se zabývá modelem řízeného 12/8 spínaného reluktančního motoru v prostředí MATLAB/Simulink. Motor je napájen pomocí asymetrického polovičního můstku. Řízení se sestává z vnější regulační smyčky otáček a vnitřní regulační smyčky momentu založené na řídicí strategii direct instantaneous torque control spolu se zavedeným momentovým a proudovým omezením. První část práce obsahuje popis principu, konstrukce a matematický model spínaného reluktančního motoru včetně metod sloužících ke zjištění parametrů stroje. Dále jsou prezentovány napájecí měniče a nejčastěji používané řídicí strategie. Druhá část práce se zabývá popisem implementačních kroků nutných k sestavení modelu řízeného spínaného reluktančního motoru a následně jsou uvedeny výsledky simulace.

Klíčová slova: spínaný reluktanční motor, řídicí strategie, modelování, MATLAB/Simulink, direct instantaneous torque control

Vedoucí: Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.

Abstract

This master thesis deals with the controlled 12/8 switched reluctance motor model in MATLAB/Simulink environment. The motor is powered by an asymmetric half-bridge converter. The control consists of an outer speed control loop and an inner torque control loop based on a direct instantaneous torque control strategy together with torque and current constraint. The first part of the thesis contains the description of principle, construction, mathematical model of the switched reluctance motor and methods used to determine the machine parameters. Furthermore, the power converters and the most used control strategies are presented here as well. The second part of the thesis deals with the description of implementation steps that are necessary to build the controlled switched reluctance motor model and then the simulation results are presented.

Keywords: switched reluctance motor, control techniques, modeling, MATLAB/Simulink, direct instantaneous torque control

Title translation: Controlled Switched Reluctance Motor Model

Obsah

1 Úvod	1	3.2 Average torque control	15
2 Spínaný reluktanční motor	3	3.2.1 Výpočet úhlu zapnutí a vypnutí	16
2.1 Konstrukce SRM	3	3.3 Torque sharing function	18
2.2 Uspořádání pólů a elektrický cyklus SRM	4	3.3.1 Hybridní TSF	19
2.3 Princip SRM	5	3.3.2 TSF s dynamickým rozdělením	20
2.4 Matematický model SRM	6	3.4 Direct instantaneous torque control	21
2.4.1 Elektromagnetický moment SRM	7	3.4.1 Optimalizované DITC	23
2.5 Způsoby modelování SRM	9	3.5 Direct torque control	26
2.6 Generatorický chod SRM	9	3.6 Optimalizace úhlu zapnutí a vypnutí	29
2.7 Měření parametrů matematického modelu SRM	10	4 Implementace modelu řízení SRM	31
2.7.1 Měření magnetického toku	11	4.1 Parametry simulovaného stroje	31
2.7.2 Stanovení momentové charakteristiky	12	4.2 Model SRM v Simscape	33
3 Řízení SRM	13	4.3 Signálový model SRM	34
3.1 Topologie měničů používaných pro řízení SRM	13	4.4 Porovnání Simscape modelu a signálového modelu	36
		4.5 Model měniče	38
		4.6 Model řízení	39

4.6.1 Blok DITC	40	C Data modelovaného SRM	71
4.6.2 Výpočet skutečného a maximálního dosažitelného momentu	43	C.1 Data magnetického toku	71
4.6.3 Proudové omezení	43	C.2 Data momentu	74
5 Výsledky simulace modelu řízeného SRM	47	D Schéma zapojení modelu řízeného SRM	79
5.1 Průběhy veličin ověřující funkčnost řízení a modelu SRM	48		
5.1.1 Detail průběhů veličin ověřující funkčnost řízení a modelu SRM .	51		
5.2 Ověření funkčnosti DITC regulátoru	54		
5.3 Funkce momentového omezení . .	57		
5.4 Funkce proudového omezení	58		
5.4.1 Zhodnocení modelu řízeného SRM	60		
6 Závěr	63		
A Použitá literatura	65		
B Seznam symbolů a zkratk	69		
B.1 Použité symboly	69		
B.2 Použité zkratky	70		

Obrázky

2.1 Zjednodušený řez 12/8 SRM	5	3.9 Pracovní oblasti komutace I a II podle úhlu zapnutí a vypnutí	23
2.2 Náhradní elektrický obvod jedné fáze SRM	7	3.10 Hyterézní pásma pro jednotlivé oblasti komutace	24
2.3 Magnetizační charakteristika	9	3.11 Řídící vývojový diagram pro korekci úhlu vypnutí	25
2.4 Schéma zapojení pro stejnosměrnou metodu měření matematického modelu SRM	11	3.12 Řídící vývojový diagram pro korekci úhlu zapnutí	26
3.1 Schéma AHB pro třífázový SRM	14	3.13 Napěťové vektory pro řídicí strategii DTC	27
3.2 Zjednodušený průběh proudu jedné fáze SRM napájené z AHB a zjednodušený průběh indukčnosti v závislosti na poloze rotoru	14	3.14 Blokové schéma řízení DTC . . .	28
3.3 Blokové schéma ATC	16	4.1 Graf závislosti magnetického toku na elektrickém úhlu a proudu simulovaného SRM	32
3.4 Zjednodušený průběh indukčnosti a proudu při vysokých a nízkých otáčkách	17	4.2 Graf závislosti momentu na elektrickém úhlu a proudu simulovaného SRM	32
3.5 Blokové schéma řízení TSF	18	4.3 Nastavení bloku SRM v Simscape a formát tabulky magnetického toku	33
3.6 Diagram pro určení výpočtu momentu metody TSF s dynamickým rozdělením	20	4.4 Schéma zapojení pro ověření funkčnosti modelu SRM v Simscape	34
3.7 Blokové schéma řízení DITC . . .	21	4.5 Schéma zapojení jedné fáze SRM signálového modelu	35
3.8 Zjednodušený průběh momentu během komutace spolu se spínacími stavy komutujících fází	22	4.6 Schéma zapojení pohybové rovnice signálového modelu	36

4.7 Porovnání otáček a momentu modelu SRM v Simscape a signálového modelu	37	5.3 Časový průběh fázových proudů	50
4.8 Detail porovnání momentu modelu SRM v Simscape a signálového modelu	38	5.4 Závislost magnetického toku na proudu během jednoho elektrického cyklu při rozběhu a v ustáleném stavu při 1 000 ot/min	51
4.9 Schéma zapojení AHB signálového modelu	39	5.5 Detail časových průběhů fázových proudů	52
4.10 Blokové schéma řízení	40	5.6 Detail časových průběhů momentů generovaných jednotlivými fázemi .	53
4.11 Průběh indukčnosti pro jeden elektrický cyklus s upraveným elektrickým úhlem umožňující jednoduchou implementaci DITC pro oba směry rotace	41	5.7 Detail časového průběhu momentu generovaného SRM a momentu zátěže	54
4.12 Logika vyhodnocení stavů vedení pro kladný žádaný moment	42	5.8 Časový průběh elektrických úhlů fáze A a C v oblasti komutace	55
4.13 Logika vyhodnocení stavů vedení pro záporný žádaný moment	42	5.9 Časový průběh regulační odchylky momentu včetně hysterézních pásem v oblasti komutace	56
4.14 Blokové schéma realizovaného DITC regulátoru pro fázi A	42	5.10 Časový průběh proudů a aplikovaných napětí fáze A a C v oblasti komutace	57
4.15 Schéma zapojení proudového omezení pro fázi A	45	5.11 Časový průběh skutečného a žádaného momentu spolu se zavedeným momentovým omezením	58
5.1 Časový průběh skutečných a žádaných otáček	49	5.12 Časový průběh skutečného a odhadovaného proudu spolu s řídicími signály z DITC regulátoru a působením proudového omezení při rozběhu	59
5.2 Časový průběh momentu generovaného SRM a momentu zátěže	49		

5.13 Časový průběh skutečného a odhadovaného proudu spolu s řídicími signály z DITC regulátoru a působením proudového omezení v ustáleném stavu 1 000 ot/min	60
D.1 Schéma zapojení modelu řízeného SRM v Simulinku	79
D.2 Schéma zapojení modelu SRM v Simulinku	80
D.3 Schéma zapojení modelu měniče v Simulinku	81
D.4 Schéma zapojení modelu řízení v Simulinku	82
D.5 Schéma zapojení DITC regulátoru v Simulinku	83
D.6 Schéma zapojení pro vyhodnocení způsobilosti vedení fáze pro kladný moment v bloku DITC regulátoru .	84
D.7 Schéma zapojení pro vyhodnocení způsobilosti vedení fáze pro záporný moment v bloku DITC regulátoru .	84
D.8 Schéma zapojení proudového omezení v Simulinku	85
D.9 Schéma zapojení pro odhad proudu v bloku proudového omezení v Simulinku	86
D.10 Schéma zapojení pro výpočet skutečného a maximálního dosažitelného momentu v Simulinku	87

Tabulky

3.1 Matematický a grafický popis lineární, sinusové a exponenciální TSF	19
3.2 Přípustné stavy sepnutí jednotlivých fází, podle jejich způsobilosti vedení	22
3.3 Spínací tabulka napěťových vektorů pro k -tý sektor podle požadavku na zvýšení nebo snížení momentu a velikosti vektoru magnetického toku	28
4.1 Základní parametry simulovaného SRM	31
C.1 Data magnetického toku Φ (Wb) v závislosti na elektrickém úhlu a proudu pro modelovaný SRM	71
C.2 Data momentu M (Nm) v závislosti na elektrickém úhlu a proudu pro modelovaný SRM	74

Kapitola 1

Úvod

První elektrický motor pracující na principu spínaného reluktančního motoru byl vynalezen v první polovině 19. století a poháněl elektrickou lokomotivu na trase Edinburgh Glasgow. Spínání cívek bylo zajištěno mechanickým přepínačem (komutátorem). Teprve až v druhé polovině 20. století byl představen spínaný reluktanční motor, který svojí konstrukcí odpovídal dnešním spínaným reluktančním motorům [1].

V počátcích vývoje výkonové elektroniky a mikroprocesové techniky, ve kterých byla jejich cena vysoká, byla snaha používat motory se složitou konstrukcí a jednoduchým řízením. S postupnou klesající cenou výkonové elektroniky je možné zavádět jednodušší stroje, které však vyžadují složitější řízení a kladou vyšší nároky na výkonovou elektroniku. Nejrozšířenějšími pohony jsou dnes pohony s asynchronními a synchronními motory. Na základě zvyšujících se požadavků v oblasti účinnosti a v oblasti ceny se naskytuje příležitost uplatnění spínaných reluktančních motorů z důvodu jejich velmi jednoduché konstrukce. Zároveň díky rozvoji výkonové elektroniky a mikroprocesorové techniky se zmenšuje bariéra použití spínaných reluktančních motorů z hlediska jejich nelineárních vlastností a složitosti řízení.

Cílem této práce je sestavení modelu řízení, měniče a 12/8 spínaného reluktančního motoru v prostředí MATLAB/Simulink, spolu se seznámením se s potřebnými implementačními kroky. První část práce se zabývá zejména principem, konstrukcí a matematickým modelem spínaného reluktančního motoru spolu se základními metodami měření parametrů stroje pro jeho modelování. V další části práce jsou představeny měniče používané pro napájení spínaných reluktančních motorů včetně nejčastěji používaných řídicích stra-

tegií. Následující kapitola obsahuje detailní popis realizace modelu řízeného spínaného reluktančního motoru. Závěrečná část práce se zabývá prezentováním výsledků simulace sestaveného modelu spolu s ověřením jeho funkčnosti a zhodnocením zvolené řídicí strategie.

Kapitola 2

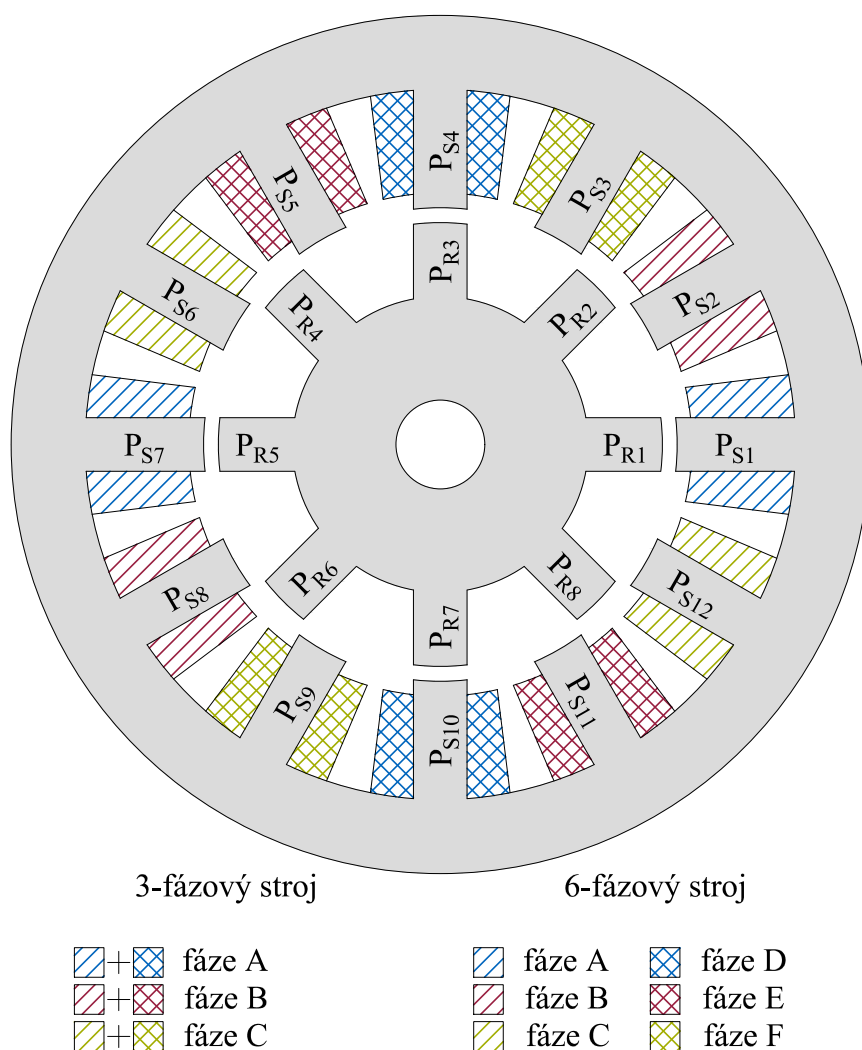
Spínaný reluktanční motor

Spínané reluktanční motory (SRM) zastupují malý podíl v dnes používaných elektrických motorech. Jejich uplatnění se nachází převážně v oblasti některých průmyslových čerpadlech, vysavačů, zemědělských a důlních strojů. Vyznačují se jednoduchou robustní konstrukcí, nízkou cenou, vysokou spolehlivostí a tepelnou odolností. Díky konstantnímu výkonu v širokém rozsahu otáček jsou vhodné pro trakční aplikace. Nevýhodou SRM je zvlněný moment, vibrace a akustický hluk [2].

PMSM a BLDC motory dosahují vyšší hustoty výkonu a účinnosti oproti SRM, avšak vlivem permanentních magnetů umístěných v rotoru mají menší mechanickou pevnost a neumožňují tak provoz při vysokých otáčkách jako v případě SRM. Významný cenový rozdíl BLDC a PMSM oproti SRM je dán drahými a vzácnými materiály potřebnými pro výrobu permanentních magnetů. AM mají díky jednoduché konstrukci srovnatelnou spolehlivost se SRM, dosahují mírně menší účinnosti a vyšší hustoty výkonu. Absence vinutí v rotoru SRM má za následek nižší cenu oproti AM [3, 4].

2.1 Konstrukce SRM

Stator i rotor SRM je složen z neorientovaných magneticky měkkých elektrotechnických plechů s vyjádřenými póly jak na statoru, tak i na rotoru. Elektrotechnické plechy jsou vzájemně od sebe izolovány z důvodu omezení ztrát vířivými proudy. Pro dosažení většího točivého momentu a hustoty vý-



Obrázek 2.1: Zjednodušený řez 12/8 SRM

2.3 Princip SRM

Budeme-li uvažovat SRM jehož rotor a stator je tvořen z feromagnetického materiálu, na pólech statoru jsou navinuty cívky a okolím je vzduch. Protéká-li jednou fází stroje elektrický proud, cívky této fáze vybudí magnetické pole ve stroji. Jelikož je relativní permeabilita feromagnetického materiálu podstatně větší než okolního vzduchu, bude se magnetický tok převážně uzavírat magnetickým obvodem stroje z feromagnetického materiálu [2].

Aktivní pól statoru je částečně zarovnan s pólem rotoru. Magnetické pole buzené aktivními cívkami způsobí natočení domén ve feromagnetickém mate-

riálu ve směru tohoto pole. Natočené domény vytvářejí vlastní magnetické pole. Natočení domén ve feromagnetickém materiálu ve směru vnějšího magnetického pole si lze představit jako vznik magnetického severního a jižního pólu na statorovém a rotorovém pólu. Vzájemným působením magnetických pólů vzniká síla, která má za následek otáčení rotoru [2].

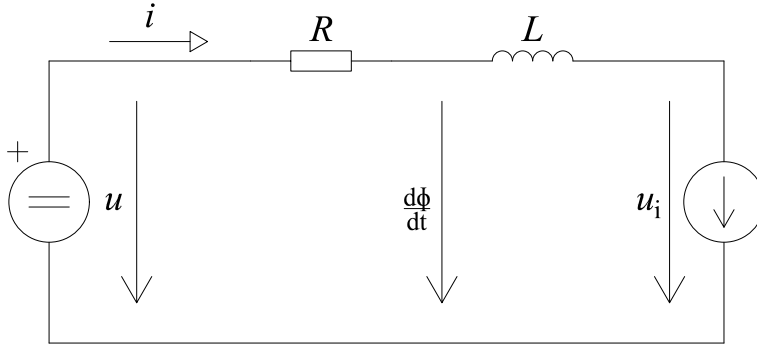
Otáčením rotoru se mění směr siločar magnetického pole v rotorovém pólu, tím pádem se mění i poloha pomyslného magnetického severního a jižního pólu v rotorovém pólu pod aktivním pólem statoru. Sílu působící na rotor lze rozložit na tangenciální sílu, která má za následek otáčení rotoru a radiální sílu, která způsobuje hluk a vibrace motoru. Z uvedené představy vyplývá, že tangenciální síla působící na rotor je nulová při zarovnání rotorového pólu s aktivním pólem statoru. V okamžiku zarovnání rotorového pólu s aktivním pólem statoru je nutné pro otáčení rotoru sepnout jiný pól statoru, který není zarovnaný s rotorovým pólem [2].

Pohybem rotoru se mění velikost vzduchové mezery, tedy velikost reluktance magnetického obvodu. Pokud by byl rotor hladký, siločáry magnetického pole pod aktivním pólem statoru by byly symetrické vůči ose aktivního pólu a nevznikla by tak žádná tangenciální síla, která by otáčela rotorem. Proto je nutné konstruovat rotor reluktančního motoru tak, aby docházelo ke střídání míst s různou reluktancí. Využíváním různé magnetické reluktance po obvodu rotoru a spínáním cívek statoru vyplývá název spínaný reluktanční motor [2].

2.4 Matematický model SRM

SRM využívá pro svoji práci oblast nasycení magnetizační charakteristiky, proto nelze považovat závislost magnetického toku na proudu za lineární, zároveň magnetický tok stroje závisí na elektrickém úhlu natočení rotoru θ . Tím pádem se jedná o nelineární systém. Pro matematický popis SRM lze zavést určitá zjednodušení: [6]

- zanedbání vzájemné indukčnosti mezi fázemi stroje,
- zanedbání ztrát vířivými proudy a hysterezní ztráty,
- činný odpor fáze je konstantní,
- indukčnost jedné fáze je závislá na poloze rotoru θ a proudu, kterou fází protéká.



Obrázek 2.2: Náhradní elektrický obvod jedné fáze SRM

Jednu fázi SRM lze popsat náhradním elektrickým obvodem 2.2, pro který je možné psát napětovou rovnici

$$u = Ri + \frac{d\Phi(\theta, i)}{dt}, \quad (2.1)$$

kde u je napájecí napětí, R je činný odpor fáze stroje, i je proud protékající fází stroje a $\Phi(\theta, i)$ je spřažený magnetický tok. Spřažený magnetický tok je dán magnetizační charakteristikou

$$\Phi(\theta, i) = L(\theta, i)i, \quad (2.2)$$

kde $L(\theta, i)$ je indukčnost jedné fáze stroje, která je závislá na elektrickém úhlu natočení rotoru θ a proudu protékajícího fází stroje. Dosazením rovnice (2.2) do (2.1) a postupnou úpravou získáme

$$u = Ri + \frac{d}{dt}(L(\theta, i)i), \quad (2.3)$$

$$u = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta, i)}{dt}, \quad (2.4)$$

$$u = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{d\theta}{dt}\frac{dL(\theta, i)}{d\theta}, \quad (2.5)$$

$$u = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\omega\frac{dL(\theta, i)}{d\theta}, \quad (2.6)$$

kde ω je elektrická úhlová rychlost rotoru. Poslední člen v rovnici (2.6) představuje indukované napětí u_i , poté lze přepsat napětovou rovnici do tvaru [6]

$$u = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + u_i. \quad (2.7)$$

■ 2.4.1 Elektromagnetický moment SRM

Při zanedbání Joulových ztrát ve vinutí, ztrát v železe a mechanických ztrát se pro jednu fázi SRM dodaná energie do systému rozdělí na přírůstek energie

uložené v magnetickém poli dW_f a přírůstek mechanické energie $Md\theta_{\text{mech}}$

$$uidt = dW_f + Md\theta_{\text{mech}}, \quad (2.8)$$

kde M je elektromagnetický moment, $\theta_{\text{mech}} = \theta/N_r$ je mechanický úhel a N_r je počet pólů rotoru. Dosazením za napětí $u = d\Phi/dt$ získáme [2]

$$id\Phi = dW_f + Md\theta_{\text{mech}}. \quad (2.9)$$

Energie uložená v magnetickém poli odpovídá ploše nad magnetizační charakteristikou

$$W_f = \int id\Phi. \quad (2.10)$$

Energii, která odpovídá ploše pod magnetizační charakteristikou, nazveme koenergií

$$W_c = \int \Phi di, \quad (2.11)$$

poté celkovou energii lze vyjádřit

$$\Phi i = W_f + W_c. \quad (2.12)$$

Vyjádřením koenergie, derivací rovnice a dosazení za dW_f z rovnice (2.9) získáme [2]

$$dW_c = id\Phi + \Phi di - dW_f = \Phi di + Md\theta_{\text{mech}}. \quad (2.13)$$

V případě SRM je koenergie W_c závislá jak na velikosti proudu i , tak i na elektrickém úhlu natočení rotoru θ , proto pro přírůstek koenergie lze psát

$$dW_c(\theta, i) = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial i} di + \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta} d\theta. \quad (2.14)$$

Porovnáním rovnice (2.14) a (2.13) získáme výsledný vztah pro elektromagnetický moment stroje

$$M = N_r \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta}. \quad (2.15)$$

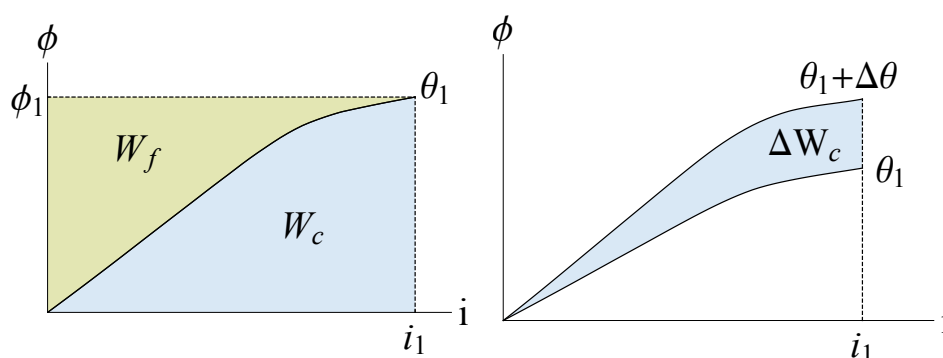
Pokud bychom se pohybovali v lineární části magnetizační charakteristiky

$$\Phi(\theta) = L(\theta)i, \quad (2.16)$$

moment SRM je poté dán

$$M = \frac{N_r}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}. \quad (2.17)$$

Směr momentu stroje nezávisí na směru protékajícího proudu, ale na změně indukčnosti v závislosti na úhlu natočení rotoru [2].



Obrázek 2.3: Magnetizační charakteristika SRM, vlevo rozdělení energie magnetického pole a koenergie, vpravo změna koenergie při natočení rotoru (založeno na [6])

2.5 Způsoby modelování SRM

Pro vývoj a optimalizaci řízení SRM je zapotřebý přesný model stroje, který je založen zejména na dobré znalosti magnetizační charakteristiky. Jednou z možností je využití analytických metod založených na Maxwellových rovnicích, které se však používají převážně pro prvotní návrh parametrů motoru. Nejpoužívanějším způsobem modelování SRM je získání dat magnetizační charakteristiky pomocí metody konečných prvků nebo z experimentálního měření na již hotovém stroji. Na základě získaných dat lze vytvořit pro modelování stroje look-up table, proložit data vhodnými křivkami, či využít Fourierovu řadu [7].

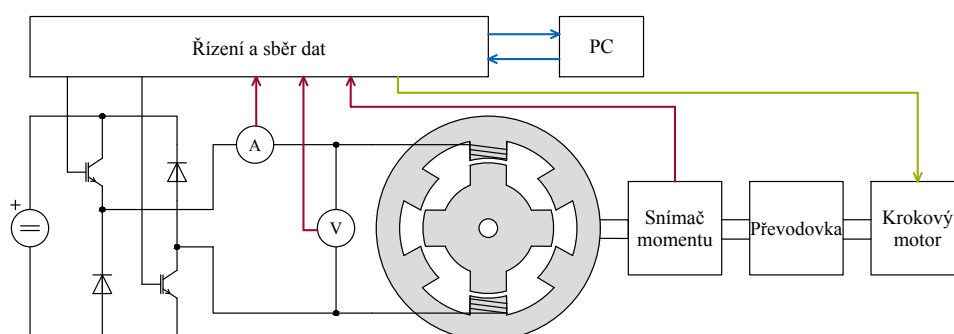
2.6 Generatorický chod SRM

Generatorický chod SRM představuje chod, při kterém je mechanická energie přeměňována na energii elektrickou. Přivedením vnějšího momentu na hřídel SRM, který není připojen ke zdroji elektrické energie, nedochází ke generování napětí ve statorovém vinutí. Pro přechod SRM do generatorického režimu je třeba budicího obvodu zajišťujícího nabuzení stroje [2].

Nabuzením jedné fáze SRM, která je v nezarovnané pozici vůči pólům rotoru, dojde vlivem sil popsaných v kapitole 2.3 k zarovnání buzených pólů statoru s rotorovými póly. Rotor se neustálí v zarovnané pozici okamžitě při jejím prvotním dosažení, ale vlivem setrvačnosti rotujících hmot dojde ke kmitům v okolí rovnovážné polohy [2].

2.7.1 Měření magnetického toku

Jednou z možností měření magnetického toku je pomocí senzoru umožňující měření magnetického pole ve stroji, jedná se o přímou metodu, která je složitá a většinou nákladná. Z takového důvodu se uplatňuje nepřímá metoda měření magnetického toku, a to pomocí střídavého nebo stejnosměrného napětí. V rámci střídavé metody se magnetický tok vypočítává na základě integrace indukovaného napětí do měřicí cívky umístěné na statorovém pólu. Měření je realizováno v několika krocích pro různou polohu rotoru a velikosti proudu [9].



Obrázek 2.4: Schéma zapojení pro stejnosměrnou metodu měření matematického modelu SRM (založeno na [9])

Stejnosemnná metoda umožňuje zjištění parametrů matematického modelu stroje na základě měření elektrických veličin na svorkách stroje a uchycení stroje k měřicí stoličce zajišťující přesnou polohu rotoru. Při zafixované poloze rotoru θ se na fázi stroje skokově přivede stejnosměrné napětí a zaznamená se průběh napětí a proudu na měřené fázi. Magnetický tok pro činný odpor R se vypočte ze základní napěťové rovnice

$$\Phi(\theta, i(\tau)) = \int_0^\tau [u(t) - Ri(t)] dt + \Phi(0), \quad (2.18)$$

kde $\Phi(0)$ je počáteční hodnota magnetického toku ve stroji. Jelikož SRM neobsahuje žádné permanentní magnety, potom lze uvažovat $\Phi(0) = 0$. Během jednoho napěťového pulsu se měřením u a i získá magnetizační charakteristika pro jednu polohu rotoru. Popsaným způsobem se proměří magnetizační charakteristika pro celý elektrický cyklus dané fáze s určitým krokem nebo lze provést měření pouze poloviny elektrického cyklu, neboť závislost magnetického toku na elektrickém úhlu je symetrická. Jelikož není změřen spojitý průběh u a i , ale data jsou zaznamenávána s určitou periodou vzorkování, je nutné použít jednu z numerických integračních metod [9].

Průběh indukčnosti v závislosti na poloze rotoru a velikosti proudu $L(\theta, i)$ lze vypočítat ze změřené závislosti magnetického toku $\Phi(\theta, i)$. V případě, že není známá závislost magnetického toku, lze závislost indukčnosti změřit pomocí

vysokofrekvenční superpoziční metody, u které je využíváno jak stejnosměrného, tak střídavého zdroje. Pomocí mechanické brzdy a stejnosměrného zdroje se nastaví pracovní bod (θ, i) SRM, následně se využije střídavého zdroje, jehož signál o malé amplitudě je superponován na stejnosměrný signál. Velikost indukčnosti se určí ze vztahu pro harmonický ustálený stav

$$L(\theta, i) = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{U_{ac}}{I_{ac}}\right)^2 - R^2}, \quad (2.19)$$

kde f je frekvence střídavého signálu, U_{ac} je efektivní hodnota střídavého napětí na měřené fázi, I_{ac} je efektivní hodnota střídavého proudu protékající měřenou fází a R je činný odpor vinutí, přičemž autoři v [10] neuvádějí korekci na střídavý odpor zohledňující vliv skin efektu.

2.7.2 Stanovení momentové charakteristiky

Moment stroje lze stanovit na základě změřené závislosti magnetického toku $\Phi(\theta, i)$ a to výpočtem koenergie podle rovnice (2.11) a následně její derivací podle rovnice (2.17). Generovaný moment SRM lze také změřit pomocí snímače momentu. Rotor je zafixován v nastavené poloze a na jednu fázi SRM je přivedeno stejnosměrné napětí. Po odeznění přechodového děje, tj. proud dosáhl ustáleného stavu, se provede odečet velikosti momentu a proudu. Pro jednu polohu rotoru se provede několik měření pro různé hodnoty proudu s určitým krokem. Poté se rotor pootočí a následuje další sada měření, tím je získána závislost $M(\theta, i)$ [8].

Kapitola 3

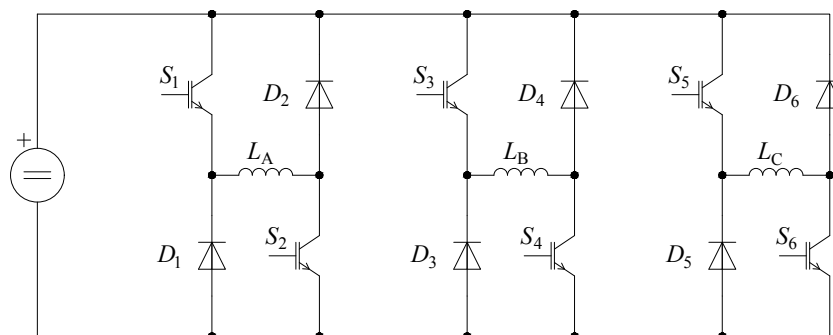
Řízení SRM

Na základě principu činnosti vyžadují SRM pro svůj chod měnič zajišťující vhodné buzení jednotlivých fází. Pro dosažení požadovaného fungování SRM lze pomocí měniče nejčastěji řídit elektrický úhel zapnutí θ_{on} a vypnutí θ_{off} , velikost budícího proudu a budícího napětí. Existuje celá řada topologií měničů vhodných pro různé aplikace [6].

Řízení SRM je komplexní problém daný nelineární charakteristikou SRM, zvlněním momentu, hlučností a vibracemi stroje. Pro řízení byla odvozena široká škála řídicích strategií zaměřující se na optimalizace sledovaných veličin pohonu, jako je například zvlnění momentu, akustický hluk nebo velikost průměrné hodnoty momentu. [6]

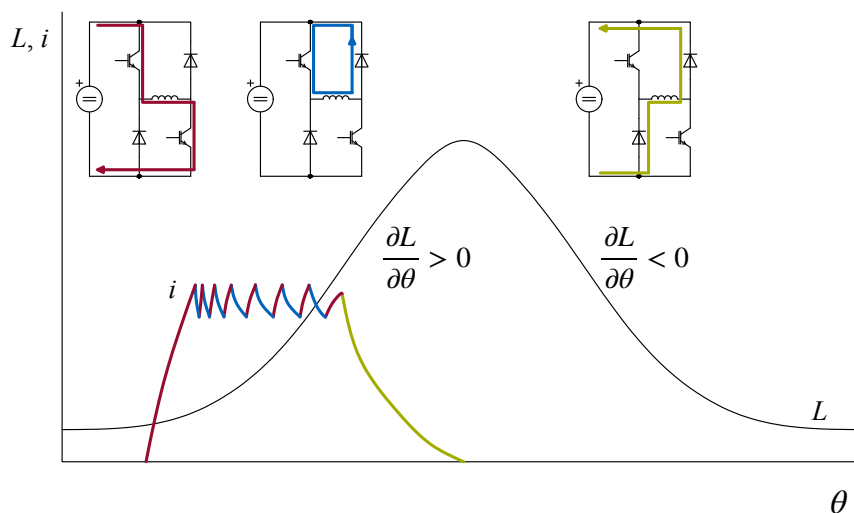
3.1 Topologie měničů používaných pro řízení SRM

Široce používaným měničem pro SRM je asymmetric half-bridge (AHB), tj. asymetrický poloviční můstek. Schéma zapojení AHB pro třífázový motor je znázorněno na obr. 3.1. Na jednu fázi připadají dva plně říditelné spínače a dvě diody. AHB umožňuje práci ve všech čtyřech kvadrantech momentové charakteristiky, zároveň jej lze použít pro libovolný počet fází stroje. Rovněž lze jednotlivé fáze řídit nezávisle, a tím pádem při poruše jedné fáze lze provozovat stroj s omezeným výkonem [6].



Obrázek 3.1: Schéma AHB pro třífázový SRM

Jednotlivé pracovní stavy AHB pro jednu fázi SRM spolu s průběhem proudu jsou znázorněny na obr. 3.2. Bude-li se stroj nacházet na začátku elektrického cyklu sledované fáze, sepnutím horního a dolního tranzistoru začne fází protékat proud a dochází tak k postupnému nabuzení. Vypnutím jednoho z tranzistorů se začne proud uzavírat přes diodu, tento stav lze označit jako nulový, neboť při zanedbání úbytků napětí na polovodičových prvcích je napětí na fázi nulové. Vypnutím obou tranzistorů začne proud protékat oběma diodami, na fázi bude záporné napájecí napětí a proud klesá. Takovýto stav označujeme jako demagnetizační, během kterého proud klesá k nule do té doby, dokud není odčerpána energie uložená v magnetickém poli. Chod měniče, při kterém se střídá magnetizační stav s nulovým stavem nazýváme jako měkké spínání. Střídání pouze magnetizačního stavu se stavem demagnetizačním nazýváme tvrdé spínání [6].



Obrázek 3.2: Zjednodušený průběh proudu jedné fáze SRM napájené z AHB a zjednodušený průběh indukčnosti v závislosti na poloze rotoru

Výhodou AHB je nezávislé ovládání horního a dolního spínače, není třeba například dodržovat nulovou dobu (dead-time) jaku u třífázových dvouúrovňových měničů pro AM. Pro snížení ztrát v nulovém a demagnetizačním

stavu lze nahradit diody plně říditelnými spínači. Nevýhodou AHB je velký počet polovodičových prvků na fázi, který má za následek vyšší cenu. Zároveň pokud je můstek napájen stejnosměrným zdrojem napětí, který neumožňuje regulaci velikosti napětí, při vyšších otáčkách motoru vlivem indukovaného napětí nemusí být dosaženo požadované velikosti proudu ve fázi a zároveň se prodlužuje doba demagnetizace [11].

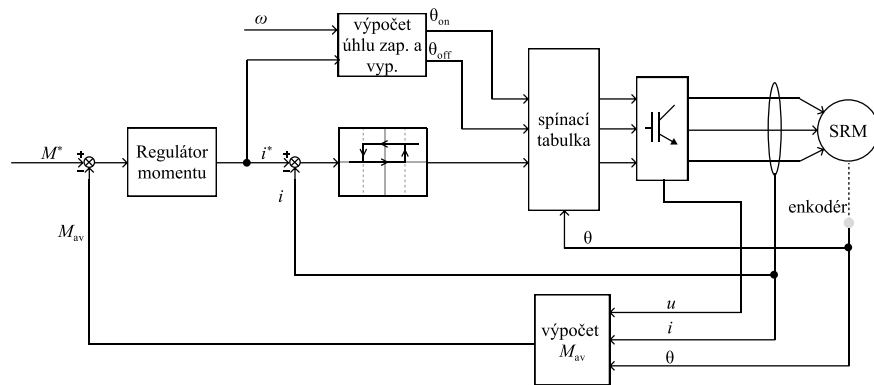
Existuje mnoho dalších můstkových zapojení, které redukuje počet polovodičových spínačů na fázi, kdy například dvě fáze SRM sdílejí jeden plně říditelný spínač. V některých případech už nelze nezávisle řídit jednotlivé fáze, zároveň některé topologie vyžadují sudý počet fází. Používají se také topologie, u kterých je při demagnetizaci energie uložena v magnetickém poli akumulována v kondenzátoru a tato energie je následně využita při nabuzení další fáze. Pro některé levné aplikace se využívá rezistor, pomocí kterého se magnetická energie při demagnetizaci mění na teplo [11].

SRM lze také řídit pomocí víceúrovňových měničů, které umožňují na jednu fázi aplikovat více úrovní napětí a umožňují tak snížit spínací frekvenci. Zároveň obsahují větší počet polovodičových prvků, některé topologie vyžadují více napěťových zdrojů a obecně je potřeba komplexnější způsob řízení [11].

3.2 Average torque control

Principem metody ATC (average torque control) je udržovat hodnotu proudu konstantní během jednoho elektrického cyklu pro elektrický úhel $\theta_{\text{on}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}}$. Žádaná hodnota proudu je získána z regulátoru momentu na základě rozdílu žádané hodnoty momentu a střední hodnoty momentu za jeden elektrický cyklus. Proud ve fázi je nejčastěji řízen pomocí hysterézního regulátoru. Blokové regulační schéma je znázorněno na obr. 3.3, přičemž žádaná hodnota momentu je nejčastěji získána z vnější regulační smyčky rychlosti, která není ve schématu vyznačena [6].

Jak už bylo zmíněno v úvodu této kapitoly, pro správnou činnost SRM je nutné také určit správný úhel zapnutí θ_{on} a vypnutí θ_{off} . V nejjednodušších případech řízení jsou stanoveny pracovní úhly konstantní v celém pracovním rozsahu. Pro dosažení optimálních parametrů stroje (účinnosti a zvlnění momentu) lze nalézt závislost těchto úhlů na velikosti proudu a otáčkách stroje. Tím pádem nedochází pouze k řízení velikosti proudu stroje, ale také k řízení úhlu zapnutí a vypnutí v závislosti na pracovním bodě [6, 12].



Obrázek 3.3: Blokové schéma ATC

Střední hodnotu momentu lze určit na základě měření napětí a proudu během jednoho elektrického cyklu. Časovou změnu magnetického toku lze získat úpravou rovnice (2.1)

$$\frac{d\Phi}{dt} = u - Ri, \quad (3.1)$$

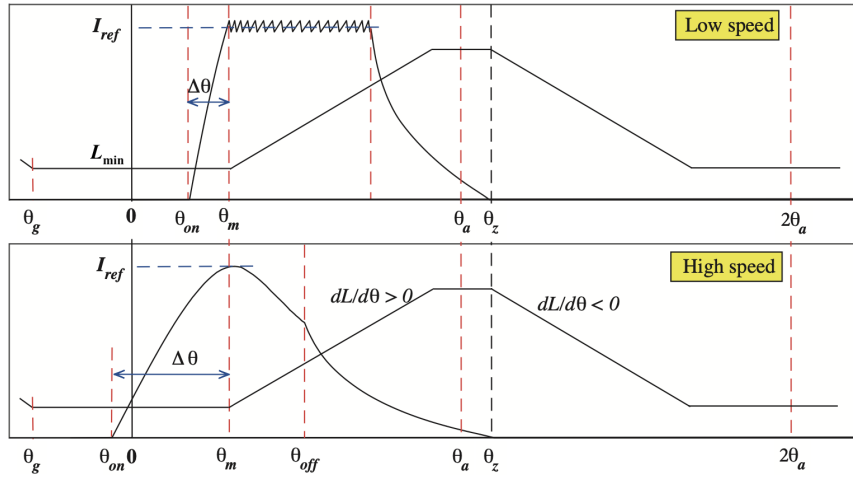
střední hodnota momentu M_{avg} za jeden elektrický cyklus se poté vypočte

$$M_{avg} = \frac{mN_r}{2\pi} \oint i \frac{d\Phi}{dt} dt, \quad (3.2)$$

kde m je počet fází. Základem bloku pro výpočet střední hodnoty momentu je tím pádem integrátor, který je nulován na základě signálu z bloku detekující pokles proudu na nulu. Nulování integrátoru se provádí z důvodu zamezení akumulace chyby při integraci, která může v praktickém použití vzniknout například vlivem nedokonalosti měření sledovaných veličin. Zároveň signál z bloku detekce poklesu proudu na nulovou hodnotu využívá i Sample&Hold obvod, který udržuje na výstupu po dobu jednoho elektrického cyklu vypočtenou střední hodnotu momentu. Pro snížení nároků na výpočetní výkon a hardware lze provádět výpočet střední hodnoty momentu pouze pro jednu fázi, na úkor zhoršení kvality regulace [6, 12].

3.2.1 Výpočet úhlu zapnutí a vypnutí

V případě motorického chodu stroje je nutné fázi budit v oblasti růstu indukčnosti ($\partial L/\partial\theta > 0$) a zároveň je vhodné, aby proud klesl k nule před oblastí poklesu indukčnosti ($\partial L/\partial\theta < 0$). Rychlost nárůstu a poklesu proudu závisí jak na velikosti proudu, tak i na otáčkách stroje. S rostoucí rychlostí je nutné zmenšovat úhel zapnutí i vypnutí z důvodu schopnosti proudu dosáhnout žádané hodnoty a zároveň schopnosti poklesu proudu na nulu, aby nebyl generován záporný moment [13].



Obrázek 3.4: Zjednodušený průběh indukčnosti a proudu při vysokých a nízkých otáčkách [13]; upraveno

Pro rozsah otáček menších než jmenovité lze úhel zapnutí θ_{on} určit pomocí zjednodušeného vztahu

$$\theta_{on} = \theta_m - \frac{L_{min} I_{ref} \omega}{U_{DC}}, \quad (3.3)$$

kde θ_m odpovídá úhlu počátku překrytí pólů statoru a rotoru, L_{min} je minimální indukčnost, I_{ref} je referenční (žádaná) hodnota proudu a U_{DC} je napájecí napětí měniče. Při otáčkách vyšších než jmenovité roste vliv indukovaného napětí. Pro široký rozsah otáček lze odvodit ze základní napěťové rovnice 2.1 vztah

$$\theta_{on} = \theta_m - \omega \frac{-L(i, \theta)}{R + k_b \omega} \ln \left(1 - I_{ref} \frac{R + k_b \omega}{U_{DC}} \right), \quad (3.4)$$

kde $k_b = dL(i, \theta)/d\theta$. Pokud se pól rotoru nachází mezi dvěma statorovými póly, tj. interval $\theta_g \leq \theta \leq \theta_m$ podle obr. 3.4, lze považovat indukčnost pouze jako funkci elektrického úhlu $L(\theta)$. Závislost indukčnosti na elektrickém úhlu lze poté proložit exponenciální funkcí

$$L(\theta) = ae^{b|\theta|} + c, \quad \theta_g \leq \theta \leq \theta_m, \quad (3.5)$$

kde a , b , c jsou koeficienty [13].

Určení optimálního úhlu zapnutí se provádí v několika krocích. V prvním kroku se odhadne úhel zapnutí θ_{on} , aprox. podle rovnice 3.3. Vypočte se střední hodnota $L(\theta)$ a $k_b(\theta)$ pro interval θ_{on} , aprox. $\leq \theta \leq \theta_m$ na základě analytického vyjádření indukčnosti podle rovnice 3.5. V posledním kroku je vypočten optimální úhel zapnutí podle rovnice 3.4 na základě vypočtené střední hodnoty $L(\theta)$ a $k_b(\theta)$ [13].

Při vysokých otáčkách, se jedná v podstatě o jednopulzní řízení a při zanedbání úbytku napětí na činném odporu, je doba nárůstu magnetického toku shodná

s dobou poklesu. Na základě uvedené skutečnosti lze určit úhel vypnutí

$$\theta_{\text{off}} = \frac{\theta_z + \theta_{\text{on}}}{2}, \quad (3.6)$$

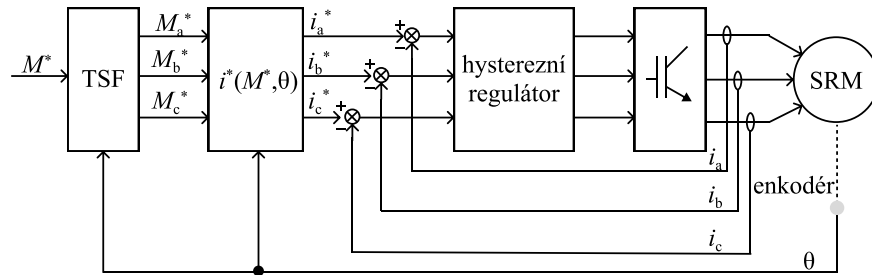
kde θ_z je elektrický úhel odpovídající poklesu proudu na nulu. Při nižších otáčkách není na fázi trvale aplikováno napětí U_{DC} , ale jsou využívány i nulové stavy. Tím pádem vzniká chyba a vztah pro úhel vypnutí je poté upraven pomocí korekčního členu

$$\theta_{\text{off}} = \frac{\theta_z + \theta_{\text{on}}}{2} + \frac{k}{\omega I_{\text{ref}}}, \quad (3.7)$$

kde k je korekční koeficient získaný na základě experimentálního měření [14].

3.3 Torque sharing function

Metoda řízení TSF (torque sharing function) umožňuje dosáhnout nižšího zvlnění momentu SRM. Je založena na principu rozdělení žádaného momentu M^* mezi dvě komutující fáze, neboť jsou-li aktivní dvě fáze zároveň, je výsledný moment dán součtem generovaných momentů aktivních fází. V případě, kdy nedochází ke komutaci, tak se na vytvoření žádaného momentu podílí pouze jedna aktivní fáze. Žádaná hodnota proudu je následně určena na základě závislosti $i^*(M^*, \theta)$ a výsledný proud ve fázi je nejčastěji řízen pomocí hysterézního regulátoru, jak je znázorněno na obr. 3.5. Jedná se tím pádem o nepřímou metodu řízení momentu, která vyžaduje znalost magnetizační charakteristiky, ze které je poté možné určit závislost $i(M, \theta)$ [15].



Obrázek 3.5: Blokové schéma řízení TSF

Obecně lze průběh žádaného momentu pro k -tou fázi popsat

$$M_k^*(\theta) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta < \theta_{\text{on}}, \\ M^* f_{\text{rise}}(\theta), & \theta_{\text{on}} \leq \theta < \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}}, \\ M^*, & \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}} \leq \theta < \theta_{\text{off}}, \\ M^* f_{\text{dec}}(\theta), & \theta_{\text{off}} \leq \theta < \theta_{\text{off}} + \theta_{\text{ov}}, \\ 0, & \theta_{\text{off}} + \theta_{\text{ov}} \leq \theta < 360^\circ, \end{cases} \quad (3.8)$$

kde M_k^* je žádaný moment k -té fáze, θ_{ov} je komutační úhel, $f_{rise}(\theta)$ funkce popisující nárůst z 0 na 1 a $f_{dec}(\theta)$ funkce popisující pokles z 1 na 0. Jednotlivé úhly θ_{on} , θ_{off} a θ_{ov} musí být vhodně nastaveny tak, aby nedocházelo ke generování záporného momentu [15]. Na základě funkcí určujících průběh momentu během komutace lze rozdělit TSF na analytickou, s dynamickým rozdělením a numericky optimalizovanou TSF. V případě analytické TSF, jak už z názvu vyplývá, jsou funkce $f_{rise}(\theta)$ a $f_{dec}(\theta)$ popsány analytickými funkcemi, nejčastěji se jedná o lineární, sinusovou, kubickou a exponenciální funkci. Jejich popis včetně průběhů rozdělení momentu jsou znázorněny v tab. 3.1 [16].

Tabulka 3.1: Matematický a grafický popis lineární, sinusové a exponenciální TSF (založeno na [15])

<p>Lineární TSF</p> $f_{rise}(\theta) = \frac{\theta + \theta_{on}}{\theta_{ov}}$ $f_{dec}(\theta) = 1 - \frac{\theta + \theta_{off}}{\theta_{ov}}$	
<p>Sinusová TSF</p> $f_{rise}(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}\right)$ $f_{dec}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{\theta - \theta_{off}}{\theta_{ov}}\right)$	
<p>Exponenciální TSF</p> $f_{rise}(\theta) = 1 - e^{-\frac{(\theta - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}}}$ $f_{dec}(\theta) = e^{-\frac{(\theta - \theta_{off})^2}{\theta_{ov}}}$	

3.3.1 Hybridní TSF

Kvalita regulace závisí na schopnosti proudu ve fázi sledovat žádanou hodnotu. Před zarovnáním pólů je indukčnost dané fáze malá a proud je schopen sledovat žádanou hodnotu, problém nastává v oblasti zarovnávání pólů, ve které je indukčnost velká. V takovémto případě proud není schopen sledovat žádanou

hodnotu, klesá pomaleji, než je požadováno, a tím pádem dochází k většímu zvlnění momentu. Na základě popsaného problému byla vyvinuta hybridní metoda TSF [17].

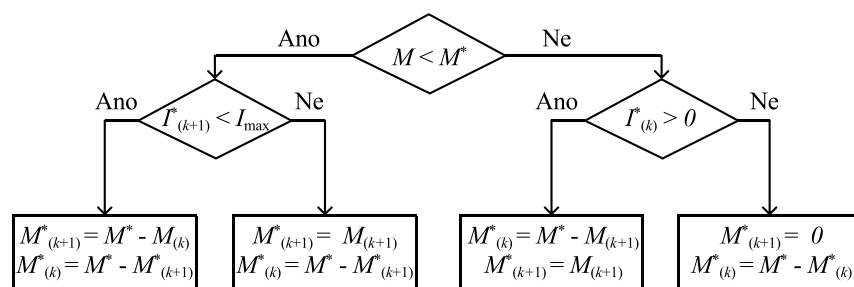
Hybridní metoda využívá v oblasti $\theta_{\text{off}} \leq \theta < \theta_{\text{off}} + \theta_{\text{ov}}$ (tj. při poklesu momentu) jednu z popsaných analytických funkcí. V oblasti $\theta_{\text{on}} \leq \theta < \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}}$ (tj. při růstu momentu) je žádaný moment dán

$$M_k^*(\theta) = M^* - M_{k-1}, \quad (3.9)$$

kde M_{k-1} je skutečný moment generovaný $k - 1$ fází. Chyba, která vzniká neschopností proudu sledovat žádanou hodnotu $k - 1$ fáze, je kompenzována průběhem žádaného momentu k -té fáze. Zároveň hybridní metoda upravuje zapínací a komutační úhel podle pracovního bodu, díky tomu lze tak dosáhnout menšího zvlnění momentu a vyšší účinnosti při vyšších otáčkách stroje [17].

3.3.2 TSF s dynamickým rozdělením

TSF s dynamickým rozdělením opět využívá skutečnosti lepší schopnosti sledování žádané hodnoty proudu fáze, která se nachází na začátku vedení (příchozí fáze), neboť má menší indukčnost než fáze nacházející se na konci oblasti vedení (odchozí fáze). V případě, že skutečný moment je menší než žádaný v oblasti komutace fází, ke zvýšení momentu je snaha využít příchozí fázi a proud v odchozí fázi ponechat na konstantní hodnotě. V případě většího skutečného momentu než žádaného, se ke snížení momentu v prvním kroku využívá odchozí fáze. Logika rozdělení žádaného momentu v oblasti komutace je znázorněna na obr. 3.6 [18].

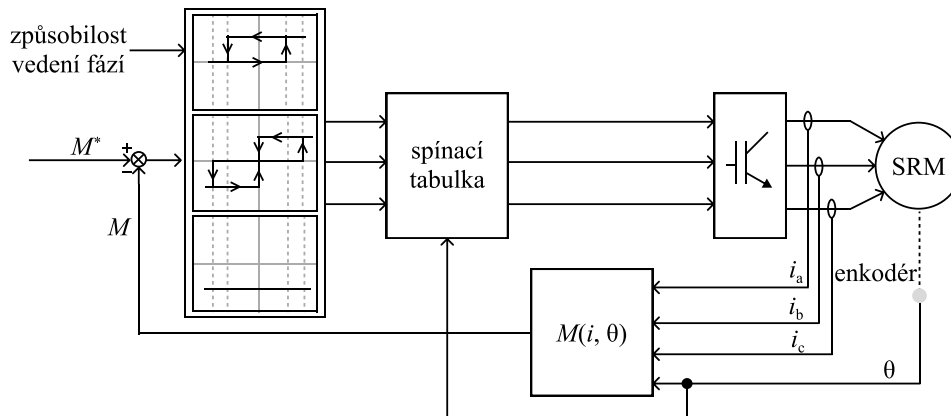


Obrázek 3.6: Diagram pro určení výpočtu momentu metody TSF s dynamickým rozdělením

Dynamická TSF umožňuje dosáhnout rychlejší demagnetizace odchozí fáze, zároveň na základě proudového omezení jedné fáze upravuje žádanou hodnotu momentu druhé fáze. Umožňuje dosáhnout menšího zvlnění momentu v oblasti komutace [18].

3.4 Direct instantaneous torque control

Řídicí strategie DITC (direct instantaneous torque control) umožňuje řídit moment přímo, nikoliv pomocí proudu, jako je tomu v případě uvedených řídicích strategií ATC a TSF. Základem řízení je hysterézní regulátor a spínací tabulka, která generuje spínací signály pro měnič. Blokové schéma je znázorněno na obr. 3.7 [19].



Obrázek 3.7: Blokové schéma řízení DITC

Označíme-li stavy jedné fáze podle aplikovaného napětí pomocí měniče, jako $S = 1$ pro $+U_{DC}$, $S = 0$ pro nulové napětí a $S = -1$ pro $-U_{DC}$. Splňuje-li podmínku vedení $\theta_{on} \leq \theta_k \leq \theta_{off}$ pouze jedna fáze, kde θ_k je elektrický úhel k -té fáze, moment stroje je řízen pomocí této jedné fáze a to střídáním stavů 1 a 0. V oblasti komutace, dvě fáze splňují současně podmínku vedení, se moment stroje řídí střídáním stavů obou dvou fází a jsou využita dvě hysterézní pásma pro řízení [19].

Pokud se v oblasti komutace skutečný moment pohybuje ve vnitřním hysterézním pásmu, je moment řízen pomocí příchozí fáze. Dosáhne-li však skutečný moment hranici vnějšího hysterézního pásma, k řízení momentu se využívá i odchozí fáze, pomocí které je snaha navrátit moment do vnitřního hysterézního pásma. Spínací tabulka 3.2 uvádí přípustné stavy podle podmínky vedení jednotlivých fází [19].

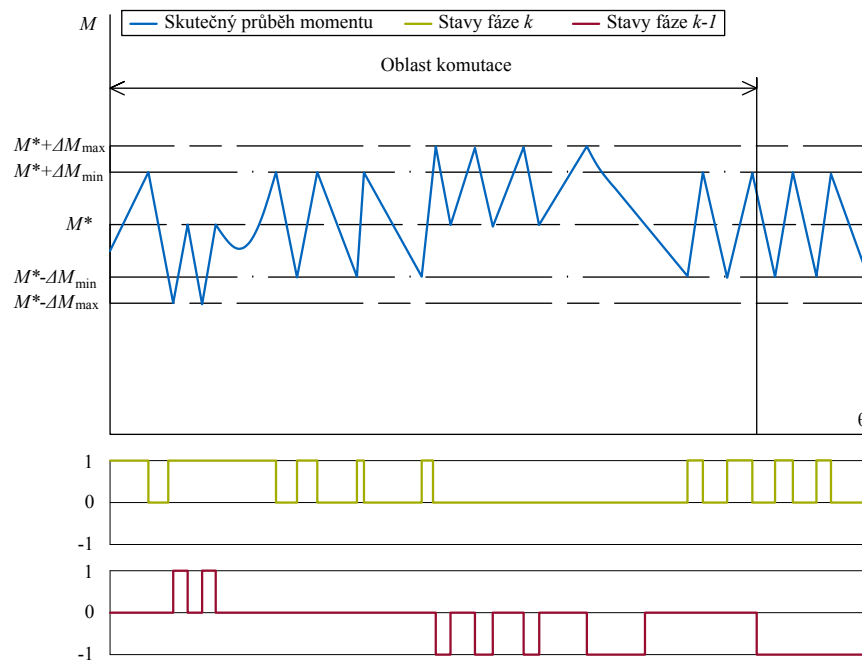
Na obr. 3.8 je zobrazen průběh momentu v oblasti komutace včetně aplikovaných stavů na jednotlivé fáze. Jestliže se moment pohybuje ve vnitřním hysterézním pásmu, nachází se odchozí fáze v nulovém stavu a příchozí fáze střídá stavy 1 a 0. V okamžiku dosažení dolní hranice vnějšího hysterézního pásma lze moment zvýšit pouze nabuzením odchozí fáze. V případě dosažení horní hranice vnějšího hysterézního pásma je dosaženo snížení momentu

demagnetizací odchozí fáze, neboť tato fáze bude ukončovat své vedení a není tím pádem vhodné demagnetizovat příchozí fázi [19].

Tabulka 3.2: Přípustné stavy sepnutí jednotlivých fází, podle jejich způsobilosti vedení [19]

způsobilost vedení fází			přípustné stavy fází		
$k - 1$	k	$k + 1$	$k - 1$	k	$k + 1$
0	0	0	x	x	x
1	0	0	1 0	x	x
1	1	0	1 0 -1	1 0	x
0	1	0	-1 x	1 0	x
0	1	1	x	1 0 -1	1 0
0	1	1	x	-1 x	1 0

Kvalita řízení v případě DITC závisí na přesnosti určení skutečné hodnoty momentu, který je nejčastěji získáván pomocí look-up table. Moment lze určit na základě měření proudů a polohy rotoru, tabulka je poté ve formě $M(i, \theta)$. Zde jsme většinou omezeni přesností určení polohy rotoru. Druhou možností je určení skutečné hodnoty momentu pomocí tabulky $M(i, \Phi)$. Hodnotu toku lze určit z rovnice (2.1) měřením proudu a napětí. Kromě přímého měření napětí lze také využít znalosti spínacích signálů pro měnič a velikosti stejnosměrného napětí U_{DC} , kterým je napájen měnič [19].



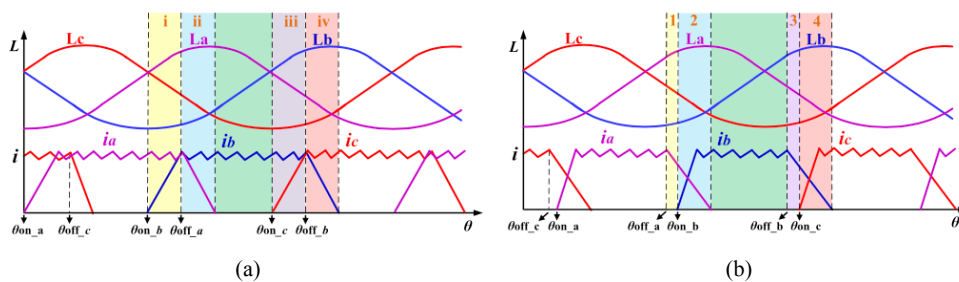
Obrázek 3.8: Zjednodušený průběh momentu během komutace spolu se spínacími stavy komutujících fází (založeno na [19])

Maximální dosažitelný moment stroje je v nízkých otáčkách omezen převážně tepelnými poměry ve stroji a maximální hodnotou proudu měniče. Při vyšších otáčkách je maximální dosažitelný moment omezen velikostí indukovaného napětí a napájecího napětí měniče. Nevýhodou DITC je neříditelná spínací frekvence, která je závislá na nastavených šířkách hysterézních pásem a pracovním bodu stroje [19].

3.4.1 Optimalizované DITC

Optimalizovaná metoda DITC představená v [20] umožňuje snížení zvlnění momentu a zvýšení účinnosti stroje pomocí upravené logiky spínání a dynamickému řízení zapínacího a vypínacího úhlu během každého elektrického cyklu. Při vedení jedné fáze dochází ke střídání stavů 1 a 0, jestliže se skutečná hodnota momentu pohybuje ve vnitřním hysterézním pásmu. Pokud však moment dosáhne horní hranice vnějšího hysterézního pásma je využit demagnetizační stav, tj. stav -1 [20].

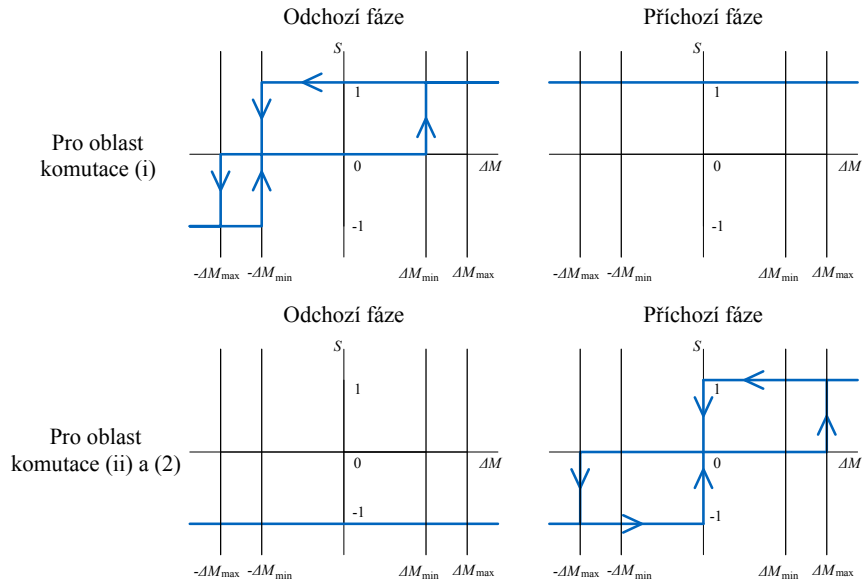
Rozlišují se dva pracovní stavy v oblasti komutace, a to pracovní stav I, pokud zapínací úhel θ_{on} přichází fáze je před vypínacím úhlem θ_{off} odchozí fáze ve směru rotace. Pracovní stav II nastává, pokud zapínací úhel θ_{on} přichází fáze je za vypínacím úhlem θ_{off} odchozí fáze. Jednotlivé pracovní stavy komutace jsou znázorněny na obr. 3.9, zároveň je zde rozdělena komutační oblast do dalších dvou podoblastí, podle kterých je určena logika spínání jednotlivých fází [20].



Obrázek 3.9: Pracovní oblasti komutace (a) I a (b) II podle úhlu zapnutí a vypnutí [20]

V případě pracovního stavu I v oblasti komutace i je přichází fáze trvale buzena a moment stroje je řízen pomocí odchozí fáze střídáním stavů 1, 0 a -1 podle velikosti skutečného momentu a nastaveného hysterézního pásma. V oblasti komutace ii je odchozí fáze trvale udržována v demagnetizačním stavu a moment je řízen přichází fází střídáním stavů 1, 0 a -1 [20].

Jestli-že se motor nachází v pracovním stavu II, odchozí fáze je udržována v demagnetizačním stavu v obou dvou regionech 1 a 2, jak je vyznačeno na obr. 3.9 (b). Příchozí fáze je v oblasti 1 nevyužita, až v oblasti 2 se využívá k řízení momentu střídáním stavů 1, 0, -1 . Hysterézní pásma pro jednotlivé pracovní stavy jsou uvedeny na 3.10 [20].



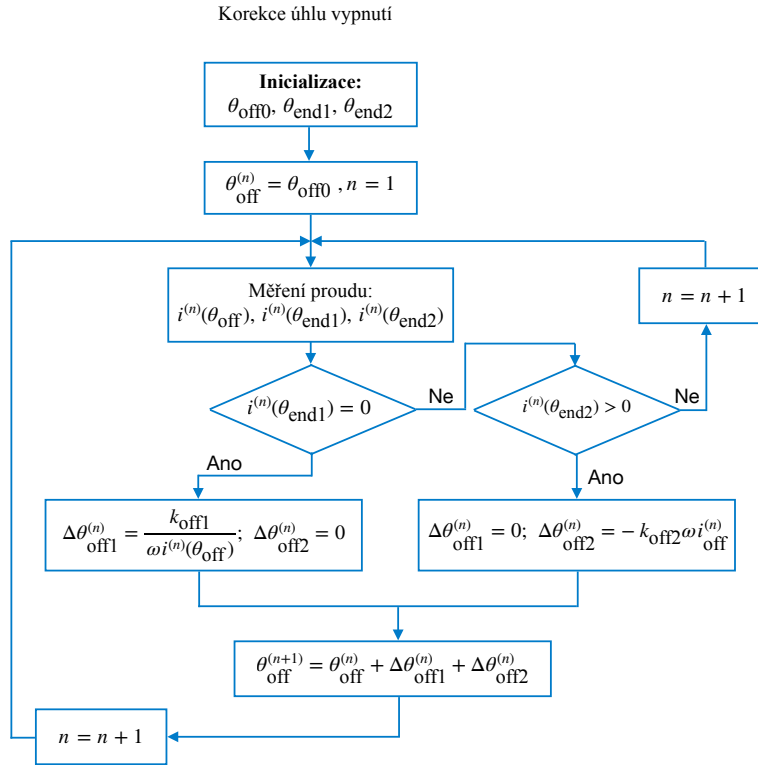
Obrázek 3.10: Hysterézní pásma pro jednotlivé oblasti komutace (založeno na [20])

Úhel vypnutí θ_{off} se v každém elektrickém cyklu upravuje na základě okamžiku poklesu fázového proudu na nulu. Je stanovena oblast elektrického úhlu od θ_{end1} do θ_{end2} , která odpovídá okolí maxima indukčnosti v závislosti na elektrickém úhlu. Změna indukčnosti je malá, tím pádem i generovaný kladný nebo záporný moment je malý [20].

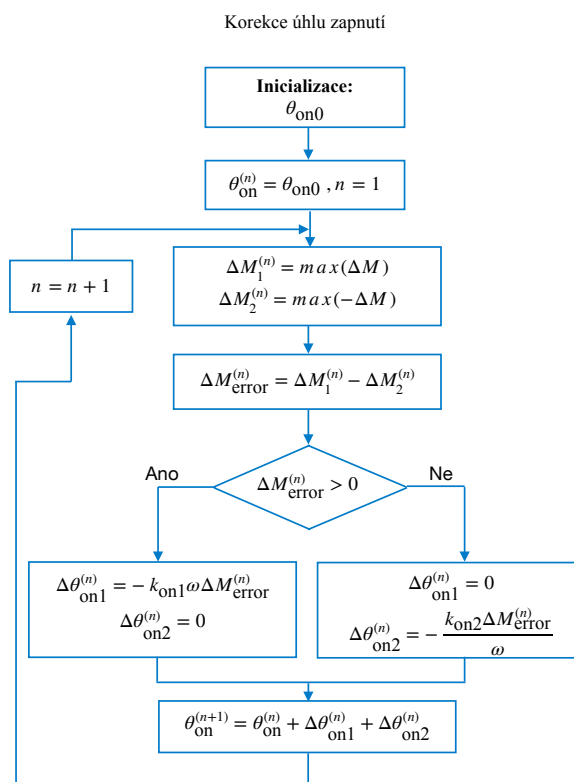
Úhel vypnutí se upravuje na základě řídicího vývojového diagramu na obr. 3.12. Pokud fázový proud poklesne na nulu v oblasti od θ_{end1} do θ_{end2} , vypínací úhel θ_{off} se zachovává. Poklesne-li fázový proud na nulu před nebo za stanovenou oblastí, dochází ke korekci vypínacího úhlu podle uvedených vztahů, kde ω je elektrická úhlová rychlost, k_{off1} a k_{off2} jsou proporcionální konstanty. Fázový proud dosahuje nuly v oblasti maxima průběhu indukčnosti a je tím pádem lépe využita oblast s kladnou změnou indukčnosti v závislosti na elektrickém úhlu, ve které je možné generovat kladný moment [20].

Pro zmenšení zvlnění točivého momentu a schopnost sledovat žádanou hodnotu momentu je korigován úhel zapnutí θ_{on} , na základě regulační odchylky momentu v oblasti komutace. Řídicí vývojový diagram korigující úhel zapnutí je znázorněn na obr. 3.11. Pokud velikost kladné regulační odchylky momentu je větší než velikost záporné regulační odchylky (skutečný moment je značně menší než žádaná hodnota momentu), je nutné zmenšit zapínací úhel, aby do

šlo k rychlejšímu nabuzení fáze. Zároveň s rostoucí rychlostí stroje se zkracuje čas pro dostatečné nabuzení fáze. Vztahy pro korekci zapínacího úhlu jsou uvedeny ve vývojovém diagramu, kde k_{on1} a k_{on2} jsou konstanty [20].



Obrázek 3.11: Řídící vývojový diagram pro korekci úhlu vypnutí (založeno na [20])



Obrázek 3.12: Řídicí vývojový diagram pro korekci úhlu zapnutí (založeno na [20])

3.5 Direct torque control

Metoda řízení DTC (Direct torque control) spínaného reluktančního motoru vychází ze stejné filozofie jako v případě přímého řízení momentu AM, tj. odděleně řídit přímo moment a magnetický tok stroje. Vztah mezi momentem a magnetickým tokem lze v oblasti nasycení aproximovat vztahem

$$M \approx i \frac{\partial \Phi}{\partial \theta}. \quad (3.10)$$

Moment stroje je tím pádem přibližně dán velikostí proudu a parciální derivací magnetického toku podle elektrického úhlu. Zároveň u SRM protéká proud fází pouze jedním směrem, zda motor bude generovat kladný nebo záporný moment závisí na růstu nebo poklesu magnetického toku v závislosti na elektrickém úhlu [21].

Zavedeme-li prostorový vektor magnetického toku $\underline{\Phi}_s$ v souřadnicovém systému $\alpha\beta$ spojeného se statorem, přičemž osa α je totožná s osou první fáze. Složky vektoru statorového toku Φ_α a Φ_β lze pro třífázový stroj se šesti

statorovými póly určit

$$\Phi_\alpha = \Phi_1 - \Phi_2 \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - \Phi_3 \cos\left(\frac{\pi}{3}\right), \quad (3.11)$$

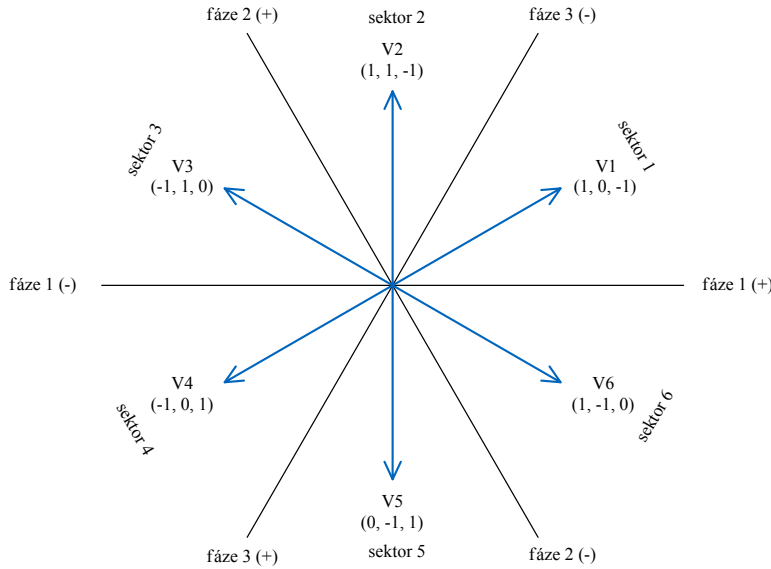
$$\Phi_\beta = \Phi_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - \Phi_3 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right), \quad (3.12)$$

kde Φ_1 , Φ_2 a Φ_3 jsou magnetické toky jednotlivých fází. Velikost vektoru magnetického toku a úhel δ svírající s osou α se získají [21]

$$|\underline{\Phi}_s| = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2}, \quad (3.13)$$

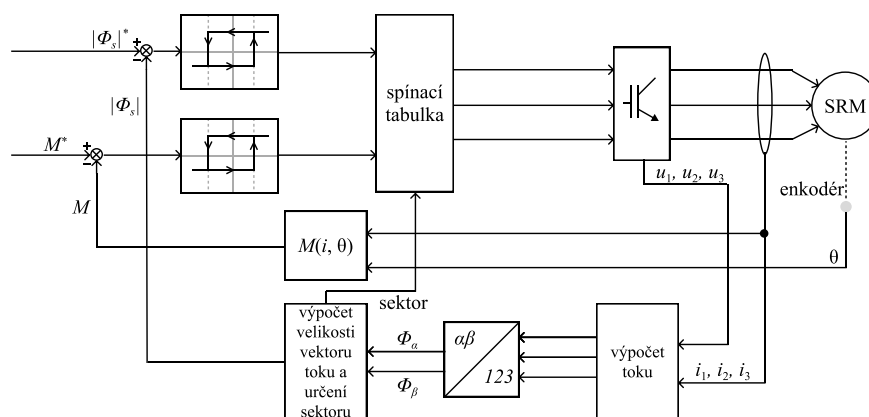
$$\delta = \arctan\left(\frac{\Phi_\beta}{\Phi_\alpha}\right). \quad (3.14)$$

Podobně jako u přímého řízení momentu AM, u kterého se rotorový tok mění s určitou časovou konstantou při změně statorového toku, lze obdobný vztah odvodit i v případě přímého řízení momentu SRM, u kterého se mění proud s určitou časovou konstantou při změně statorového magnetického toku. Motor bude generovat kladný moment, pokud se vektor magnetického toku bude nacházet před referenční osou rotoru, přičemž tato referenční osa je souhlasná s osou pólu rotoru. Pokud bude vektor magnetického toku za referenční polohou rotoru, motor bude generovat záporný moment [21].



Obrázek 3.13: Napěťové vektory pro řídicí strategii DTC (založeno na [21])

Pro jednu fázi SRM lze zavést stav 1, resp. 0, resp. -1 podle aplikovaného napětí $+U_{DC}$, resp. 0, resp. $-U_{DC}$ pomocí AHB. Lze tak docílit 27 možných kombinací sepnutí pro třífázový motor, avšak v případě DTC se využívá pouze šest kombinací sepnutí, kterým odpovídá šest základních napěťových



Obrázek 3.14: Blokové schéma řízení DTC

vektorů stejné velikosti. Napěťové vektory se nacházejí ve středu sektorů, které jsou vymezeny osami jednotlivých fází [21].

Řízení magnetického toku vychází ze zjednodušené vektorové napěťové rovnice

$$\underline{\Phi}_s(t + \Delta t) \approx \underline{\Phi}(t) + \underline{u}\Delta t, \quad (3.15)$$

kde \underline{u} je aplikovaný napěťový vektor. Polohu vektoru magnetického toku řídíme vhodným spínáním základních napěťových vektorů. Základem řízení jsou dva hysterézní regulátory pro velikost vektoru magnetického toku a velikost momentu. Blokové schéma řízení je znázorněno na obr. 3.14. Během řízení je snaha podobně jako u klasického DTC asynchronního motoru udržovat magnetický tok stroje konstantní. Na základě hysterézních regulátorů, které generují informaci o požadavku na zvýšení nebo snížení momentu či velikosti vektoru magnetického toku a na základě informace o poloze vektoru magnetického toku se pomocí spínací tabulky generují příslušné řídicí signály pro měnič [21].

Tabulka 3.3: Spínací tabulka napěťových vektorů pro k -tý sektor podle požadavku na zvýšení nebo snížení momentu a velikosti vektoru magnetického toku [21]

$M \uparrow, \Phi_s \uparrow$	$M \uparrow, \Phi_s \downarrow$	$M \downarrow, \Phi_s \uparrow$	$M \downarrow, \Phi_s \downarrow$
V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k+2}

Moment stroje je možné měřit přímo nebo jej určit na základě změřené závislosti $M(\theta, i)$. Magnetické toky jednotlivých fází se vypočítají z rovnice 2.1 na základě měření proudů a aplikovaných napětí [21].

3.6 Optimalizace úhlu zapnutí a vypnutí

Jednou z možností určení optimálního úhlu zapnutí a vypnutí SRM je pomocí účelové funkce. Sledovanými parametry mohou být například účinnost stroje η , zvlnění momentu M_{rip} nebo Jouleovy ztráty ve vinutí ΔP_J . Pomocí účelové funkce lze setrojit look-up table, která umožňuje získat optimální úhel zapnutí a vypnutí pro určitý pracovní bod, a to na základě simulace či měření na již hotovém stroji [22].

Pro daný pracovní bod se mění s určitým krokem úhel zapnutí od $\theta_{\text{on,min}}$ do $\theta_{\text{on,max}}$, pro každý úhel zapnutí se opět s určitým krokem mění úhel vypnutí od $\theta_{\text{off,min}}$ do $\theta_{\text{off,max}}$. V daném pracovním bodě se pro každou kombinaci úhlu zapnutí a vypnutí změní sledované veličiny, pomocí kterých je možné sestrojít účelovou funkci a určit tak optimální úhly

$$F(\theta_{\text{on,opt}}, \theta_{\text{off,opt}}) = \min \left(p \frac{M_{\text{rip}}}{M_{\text{rip,b}}} + q \frac{\eta_{\text{b}}}{\eta} \right), \quad (3.16)$$

kde p a q jsou koeficienty určující důležitost sledované veličiny a pro které platí $p + q = 1$. Zároveň $M_{\text{rip,b}}$, resp. η_{b} představuje nejmenší změřené zvlnění momentu, resp. největší změřenou účinnost ze všech kombinací úhlu zapnutí a vypnutí pro sledovaný pracovní bod. Dále M_{rip} , resp. η je změřené zvlnění momentu, resp. změřená účinnost v daném pracovním bodě pro všechny kombinace úhlů zapnutí a vypnutí [22].

Kapitola 4

Implementace modelu řízení SRM

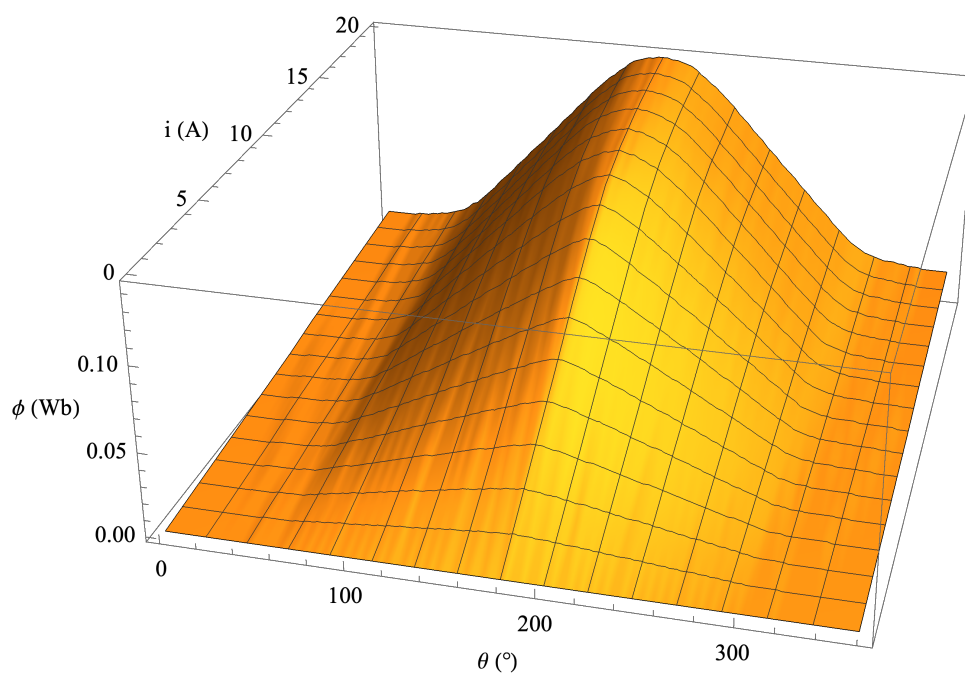
V rámci této kapitoly budou uvedeny implementační kroky pro sestavení modelu řízeného SRM v prostředí MATLAB/Simulink R2021b. Jednou z možností realizace modelu spínaného reluktančního motoru je využitím nadstavby Simscape, která obsahuje samostatný blok SRM. Druhou možností je sestavení signálového modelu SRM v základním prostředí Simulink. DITC byla zvolena jako řídicí strategie pro SRM. Strategie je popsána v kapitole 3.4.

4.1 Parametry simulovaného stroje

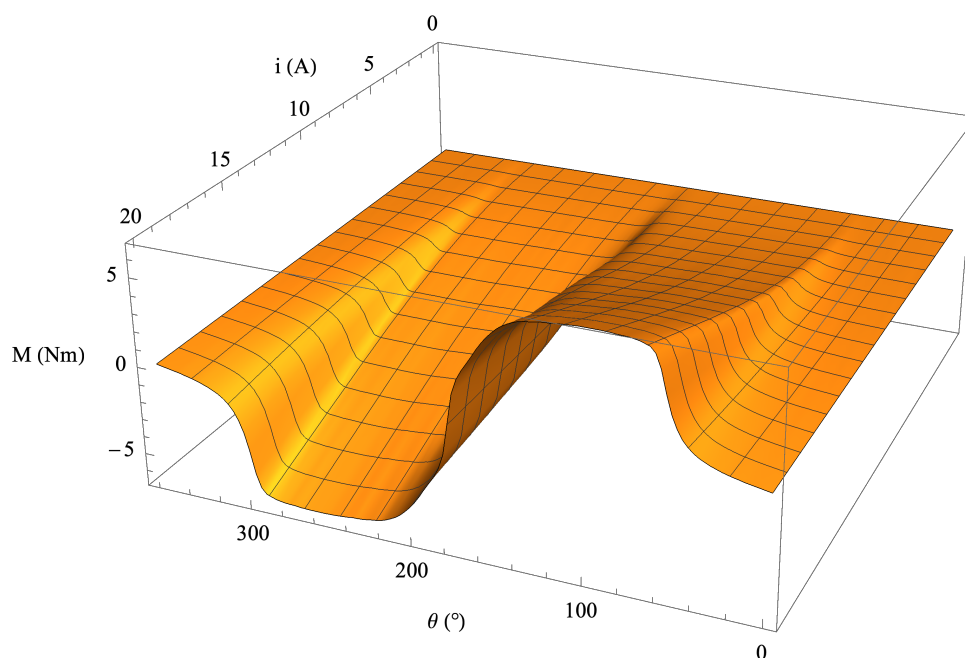
Parametry simulovaného stroje byly převzaty z [2]. Jedná se o třífázový 12/8 SRM, základní parametry jsou uvedeny v tabulce 4.1. Jmenovitý výkon, otáčky a napětí simulovaného stroje nejsou v [2] uvedeny. Dále byla převzata závislost magnetického toku $\Phi = f(\theta, i)$ a momentu stroje $M = f(\theta, i)$ pro elektrický úhel od 0° do 360° s krokem 3° a proud od 0 A do 20 A s krokem 2 A. Hodnoty magnetického toku a momentu jsou uvedeny v příloze C, přičemž $\theta = 0^\circ$ odpovídá nezarovnané pozici rotorového a statorového pólu a $\theta = 180^\circ$ odpovídá zarovnané pozici.

Tabulka 4.1: Základní parametry simulovaného SRM

i_{\max}	R	J	N_s/N_r
20 A	0,2117 Ω	0,005 kg · m ²	12/8



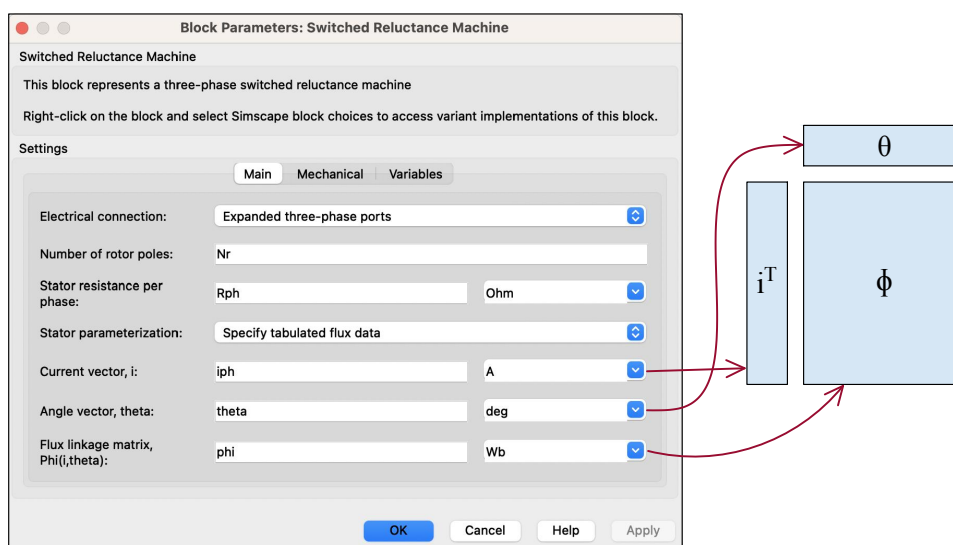
Obrázek 4.1: Graf závislosti magnetického toku na elektrickém úhlu a proudu simulovaného SRM



Obrázek 4.2: Graf závislosti momentu na elektrickém úhlu a proudu simulovaného SRM

4.2 Model SRM v Simscape

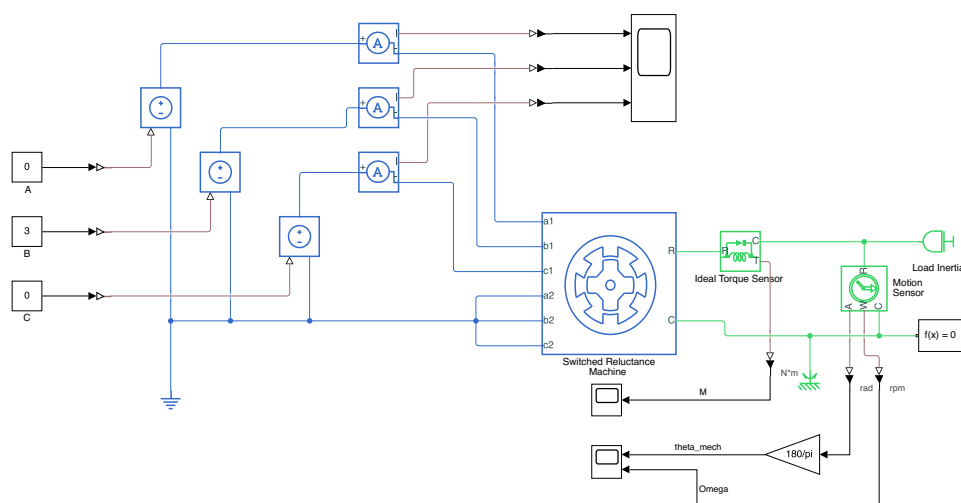
Nadstavba Simscape obsahuje pro modelování SRM dva bloky, pro třífázový stroj blok *Switched Reluctance Machine* a pro čtyřfázový nebo pětifázový stroj blok *Switched Reluctance Machine (Multi-Phase)*. Jelikož v rámci této diplomové práce je simulován třífázový stroj, je v následujícím textu uvedeno nastavení bloku *Switched Reluctance Machine*.



Obrázek 4.3: Nastavení bloku SRM v Simscape a formát tabulky magnetického toku

Blok umožňuje zadat počet pólů rotoru a činný odpor jedné fáze, nastavení bloku pro simulovaný SRM je uvedeno na obr. 4.3. Magnetické vlastnosti stroje byly specifikovány pomocí závislosti $\Phi = f(\theta, i)$ ve formě tabulky. Blok počítá s takovým výchozím stavem, ve kterém je pól rotoru dokonale zarovnan s pólem statoru fáze A. Tím pádem matice magnetického toku musí být uspořádána tak, aby první sloupec matice odpovídal magnetickému toku v zarovnané pozici. Zároveň matice musí být cyklická, tj. první a poslední sloupec musejí být identické. Dále je nutné přepočítat elektrický úhel na mechanický, pro který platí $\theta_{\text{mech}} = \theta/N_r$.

Jednoduché schéma zapojení pro ověření funkčnosti modelu SRM je znázorněno na obr. 4.4. Správnou funkčnost bloku lze ověřit různými kombinacemi nabuzení jednotlivých fází. Například u 12/8 SRM při nabuzení fáze A by se rotor neměl pootočit, nabuzením fáze B, resp. C se rotor musí pootočit o mechanický úhel -15° , resp. $+15^\circ$, pokud uvažujeme kladný směr rotace v protisměru hodinových ručiček a zároveň je ve stejném směru uvažován sled fází A,B,C.



Obrázek 4.4: Schéma zapojení pro ověření funkčnosti modelu SRM v Simscape

4.3 Signálový model SRM

Druhou možností modelování SRM je pomocí signálového modelu využitím základních bloků v Simulinku. Model SRM je realizován jako subsystém, jehož vstupy jsou signály napětí jednotlivých fází u_A , u_B , u_C a moment zátěže M_z . Výstupem subsystému jsou fázové proudy i_A , i_B , i_C , mechanická úhlová rychlost Ω a mechanický úhel θ_{mech} .

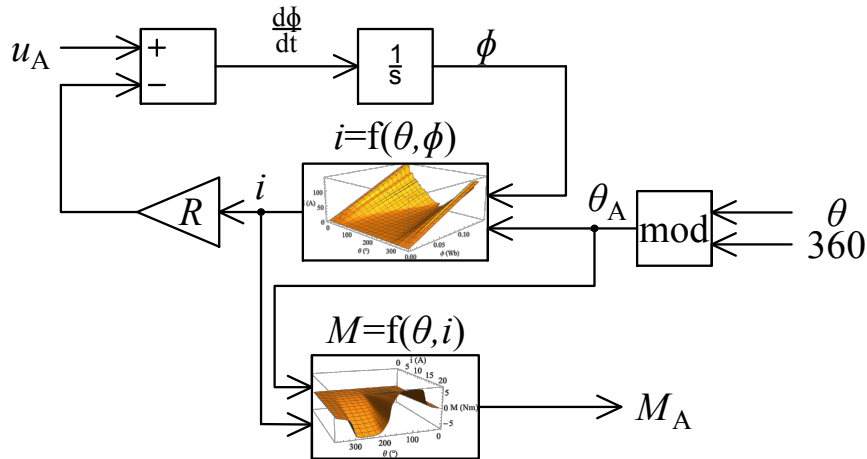
Model jedné fáze SRM vychází z napěťové rovnice 2.1, kterou lze upravit do tvaru

$$\frac{d\Phi(\theta, i)}{dt} = u - Ri. \quad (4.1)$$

Základem je integrační blok, který vypočítává velikost magnetického toku jedné fáze na základě rozdílu aplikovaného napětí na fázi a úbytku napětí na činném odporu. Velikost proudu protékající modelovanou fází se určí pomocí look-up table, která udává závislost $i = f(\theta, \Phi)$. Moment generovaný fází stroje je určován na základě převzatých dat momentu opět ve formě look-up table. Blokové schéma modelu jedné fáze stroje je uvedeno na obr. 4.5.

Závislost $i = f(\theta, \Phi)$ lze získat ze znalosti hodnot magnetického toku v závislosti na elektrickém úhlu a proudu. Pro tabulku elektrického proudu byl zachován vektor elektrického úhlu, rozměr sestrojeného vektoru magnetického toku byl zvolen stejný jako rozměr vektoru elektrického úhlu. Tím pádem výsledná matice elektrického proudu bude čtvercová. Hodnoty vektoru magnetického toku byly zvoleny rovnoměrně od 0 Wb do Φ_{max} , odpovídající největší hodnotě z dat magnetického toku. Matice proudu byla sestavena postupně pro

jednotlivé hodnoty elektrického úhlu pomocí interpolace dat $(\Phi, i)_{\theta=\text{konst.}}$ z tabulky magnetického toku. Hodnoty proudů odpovídající magnetickému toku mimo rozsah interpolace se získaly extrapolací přímkou posledních třech bodů z dat tabulky magnetického toku. To jest extrapolací bodů $(\Phi_{n-2,k}, i_{n-2})$, $(\Phi_{n-1,k}, i_{n-1})$, $(\Phi_{n,k}, i_n)$ z tabulky magnetického toku pro k -tou hodnotu elektrického úhlu, kde n je rozměr vektoru proudu.



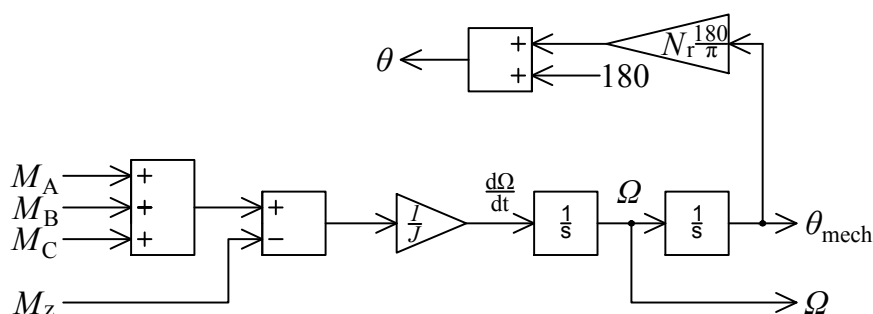
Obrázek 4.5: Schéma zapojení jedné fáze SRM signálového modelu

Veškeré tabulky obsahují data pro jeden elektrický cyklus, tím pádem vypočtený elektrický úhel z mechanického úhlu je nutné upravit blokem *Mod* (zbytek po dělení 360). Elektrické cykly ostatních fází třífázového stroje jsou posunuty o elektrický úhel 120° .

Výsledný moment stroje je dán součtem generovaných momentů jednotlivých fází. Výpočet mechanické úhlové rychlosti vychází z pohybové rovnice

$$M - M_z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (4.2)$$

kde J je moment setrvačnosti stroje. Blokové schéma zapojení reprezentující pohybovou rovnici je znázorněno na obr. 4.6. Pro dosažení stejného výchozího stavu jako v případě modelu v Simscape, tj. pól statoru fáze A je dokonale zarovnan s pólem rotoru, je nutné k elektrickému úhlu přičíst 180° , neboť v uvedených tabulkách odpovídá elektrický úhel 180° dokonale zarovnané poloze.



Obrázek 4.6: Schéma zapojení pohybové rovnice signálového modelu

4.4 Porovnání Simscape modelu a signálového modelu

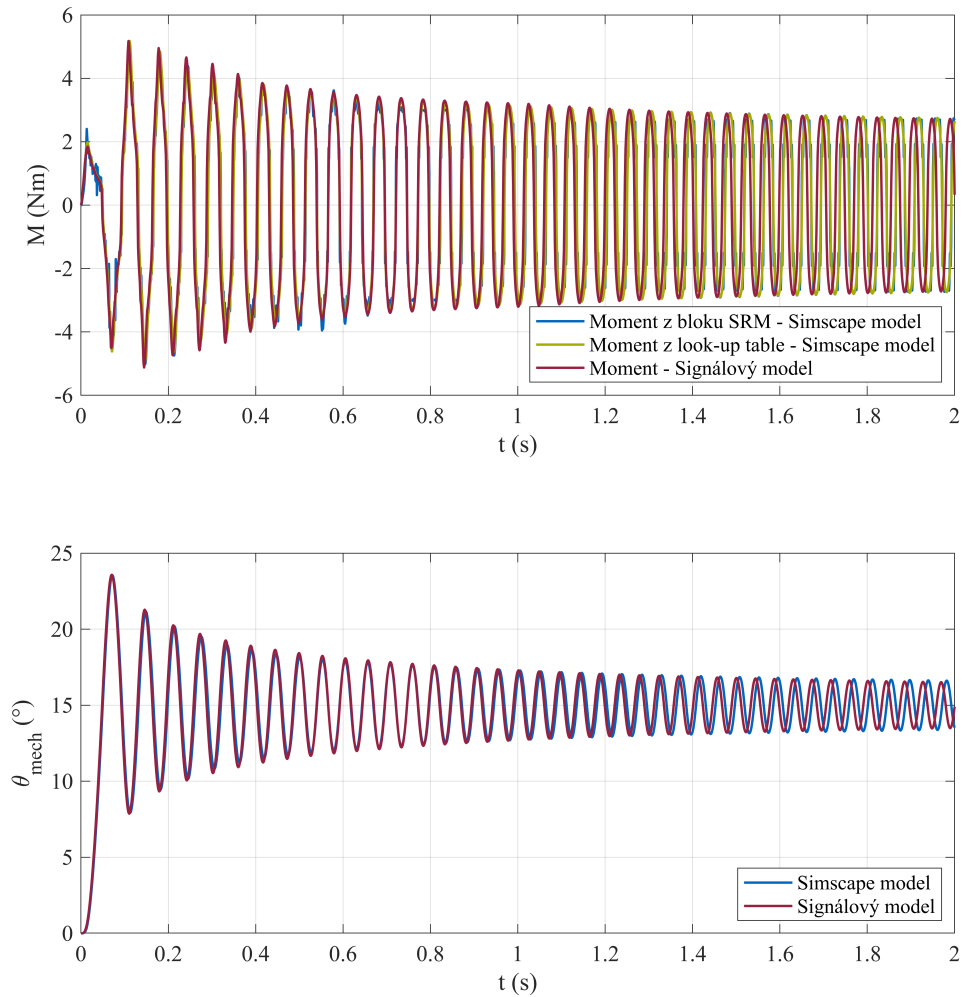
Správná funkčnost sestavených modelů byla testována vyhodnocením odezvy na nabuzení jednotlivých fází nezátíženého stroje. V případě Simscape modelu byl použit řešič daesc s maximálním krokem 10^{-6} s, relativní tolerancí 10^{-4} a v případě signálového modelu se jednalo o řešič ode4 s krokem 10^{-6} s. Rotor SRM u obou modelů se při nabuzení jednotlivých fází pootočil správně. Nabuzením fáze A rotor zůstal stát, nabuzením fáze B, resp. C se rotor otočil o úhel -15° , resp. $+15^\circ$.

Na obr. 4.7 je znázorněno porovnání obou modelů při nabuzení fáze C napětím 3 V. Odezva je v obou případech velmi podobná, rotor kmitá kolem rovnovážné polohy $\theta_{\text{mech}} = 15^\circ$ a tomu také odpovídá průběh momentu. Moment vyznačený modrou křivkou představuje moment generovaný blokem SRM v Simscape modelu, zelená křivka je moment určený na základě tabulky z proudů a elektrických úhlů jednotlivých fází v Simscape modelu a červená křivka představuje moment generovaný sestaveným signálovým modelem.

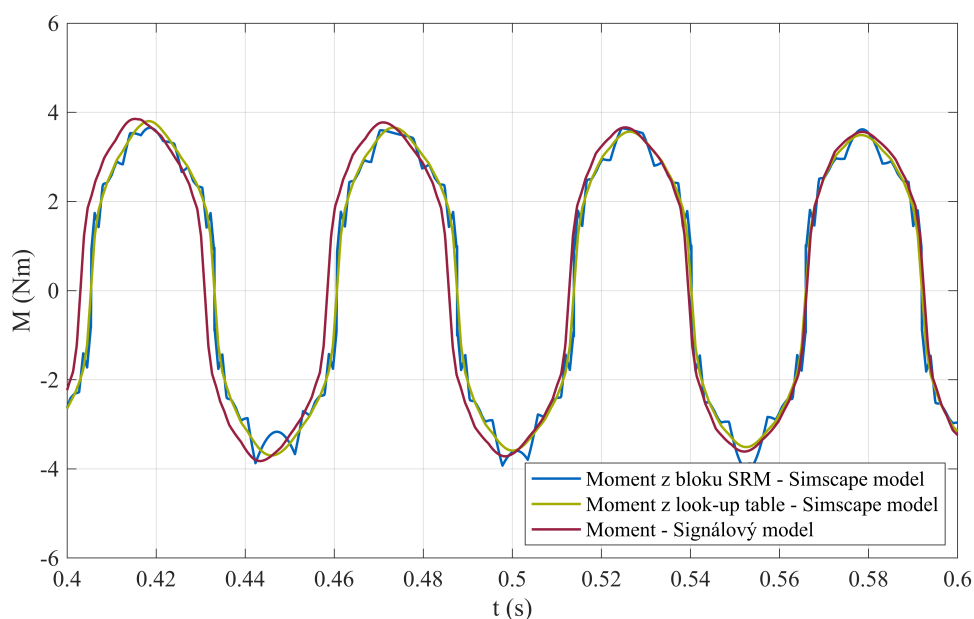
Detailní pohled na průběh momentů je uveden na obr. 4.8. Moment generovaný blokem SRM Simscape modelu není hladký v porovnání s momentem (zelená křivka) určeným z tabulky na základě shodných proudů a elektrických úhlů. Blok SRM v Simscape modelu vypočítává moment stroje na základě dat magnetického toku a výpočet nelze nikterak ovlivnit. Na základě uvedených nedostatků bloku SRM bylo přistoupeno k sestavení modelu řízení SRM pomocí signálového modelu.

Na vyobrazených průbězích momentu a mechanického úhlu lze pozorovat určitý fázový posuv mezi průběhy ze Simscape modelu a signálového modelu. Fázový posuv mechanického úhlu je zřejmý převážně na konci vyobrazeného

časového průběhu na obr. 4.7. Jednou z příčin může být právě rozdíl generovaného momentu modelu motoru v Simscape a v signálovém modelu. Výchozí stav je v obou případech stejný. Rozdílný moment je patrný i na začátku simulace na obr. 4.7.



Obrázek 4.7: Porovnání otáček a momentu modelu SRM v Simscape a signálového modelu

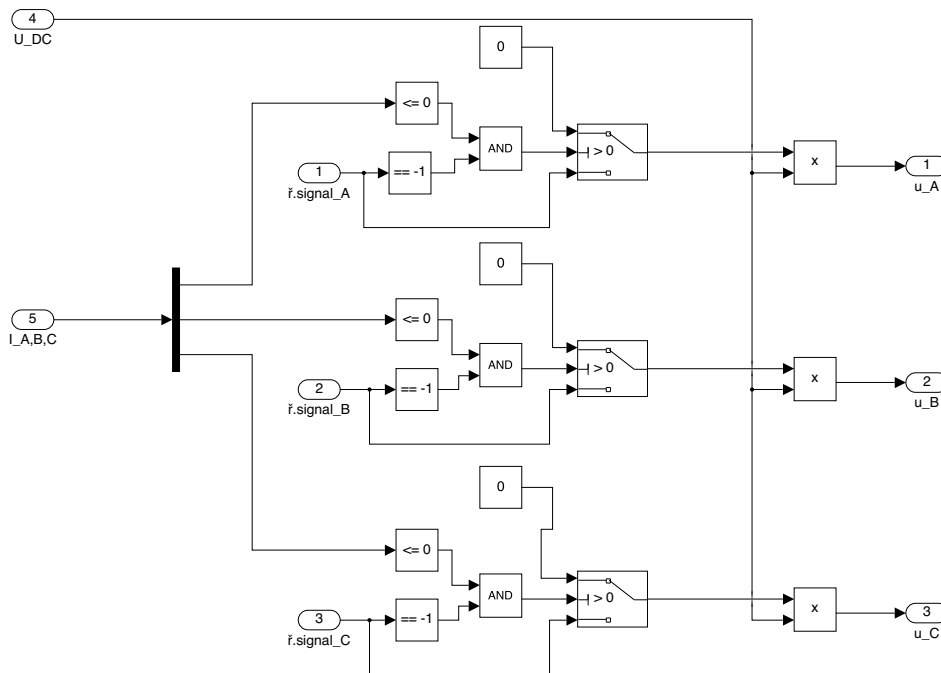


Obrázek 4.8: Detail porovnání momentu modelu SRM v Simscape a signálového modelu

4.5 Model měniče

Model AHB je opět realizován jako subsystém, jehož vstupy jsou řídicí signály nabývající hodnot 1,0 a -1 , které odpovídají napětí na výstupu měniče $+U_{DC}$, 0 a $-U_{DC}$. Dalším vstupem do měniče je velikost napájecího napětí $U_{DC} = 150$ V. V [2], odkud jsou převzaty parametry modelovaného stroje, není uvedeno jmenovité napětí, pouze jsou uvedeny hodnoty napětí, při kterých byl prezentován princip funkčnosti modelu stroje. Největší aplikované napětí v [2] je 300 V. Tato hodnota napětí vedla k příliš prudkému nárůstu proudu nad maximální hodnotu během jedné periody T řídicího počítače v úseku počátku vedení fáze, ve které je indukčnost fáze malá. Tím pádem na základě ladění a testování modelu řízeného SRM bylo napájecí napětí měniče sníženo na hodnotu 150 V.

Dalšími vstupy do subsystému měniče jsou fázové proudy z důvodu simulace diod v AHB. Během odbuzování fáze stroje, při kterém je na fázi aplikované záporné napětí, proud klesá. Při poklesu proudu na nulovou hodnotu dochází k uzavření diod a napětí na fázi je nulové. Z takového důvodu je nutné zavést do měniče fázové proudy, u kterých se sleduje pokles proudu na nulovou hodnotu a následně dochází ke generování nulového napětí. Jelikož řešič pracuje s konečnou velikostí kroku, změna napětí z $-U_{DC}$ na 0 nenastává v přesném okamžiku poklesu proudu na nulovou hodnotu, ale proud může

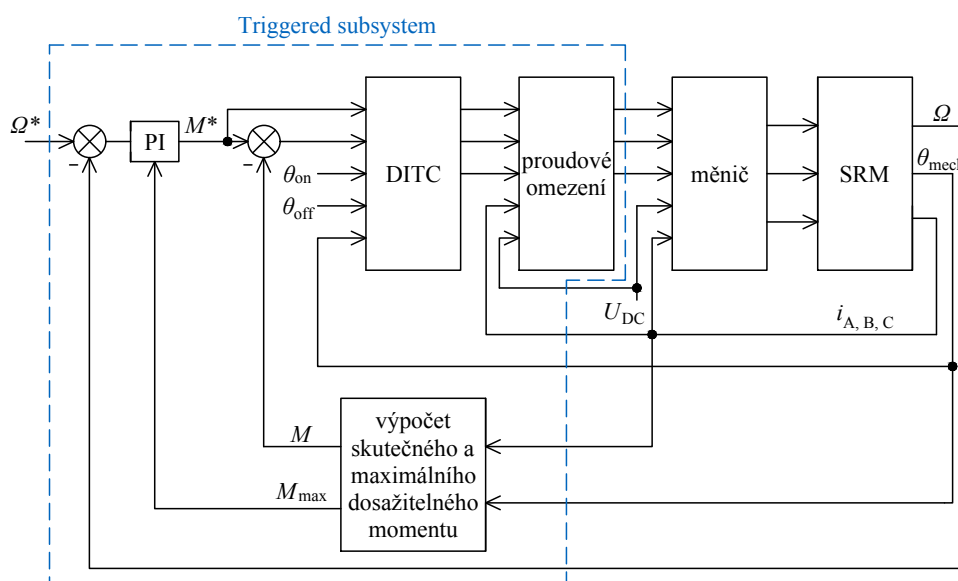


Obrázek 4.9: Schéma zapojení AHB signálového modelu

poklesnout do záporných hodnot. Aby byla simulována skutečná funkčnost idealizovaných diod v měniči, bylo nutné nastavit dolní saturaci integrátoru toku v subsystému modelu SRM na nulu.

4.6 Model řízení

Veškeré řízení je umístěno v bloku *Triggered subsystem*, který je aktivován s periodou $T = 50 \mu\text{s}$ a představuje tak funkci řídicího počítače. Blokové schéma řízení je znázorněno na obr. 4.10. Skládá se z vnější regulační smyčky otáček a vnitřní regulační smyčky momentu. Žádaná hodnota momentu je v PI regulátoru otáček omezena na maximální možnou hodnotu, kterou je SRM schopen generovat, spolu s využitím anti-windup metody clamping.



Obrázek 4.10: Blokové schéma řízení

4.6.1 Blok DITC

Princip bloku DITC vychází z logiky řízení popsané v kapitole 3.4, který na základě regulační odchylky momentu a dvou hysterézních pásmech generuje příslušné řídicí signály pro jednotlivé fáze. Pro možnost rotace stroje v obou směrech je nutné v bloku řízení rozlišovat polaritu žádaného momentu. Pro generování kladného momentu je nutné fázi budit v oblasti růstu indukčnosti v závislosti na elektrickém úhlu, pro generování záporného momentu v oblasti poklesu indukčnosti.

Z důvodu jednoduché implementace DITC pro kladný i záporný směr rotace a možnosti brzdění je v bloku DITC elektrický úhel pro jednotlivé fáze upraven tak, aby $\theta = 0^\circ$ odpovídal dokonale zarovnané pozici statorového a rotorového pólu a $\theta = 180^\circ$ nezarovnané pozici. Takto upravené elektrické úhly jsou v následujícím textu značeny jako θ_{posun} . Zároveň uvedené řešení umožňuje zadávat i záporný zapínací úhel θ_{on} .

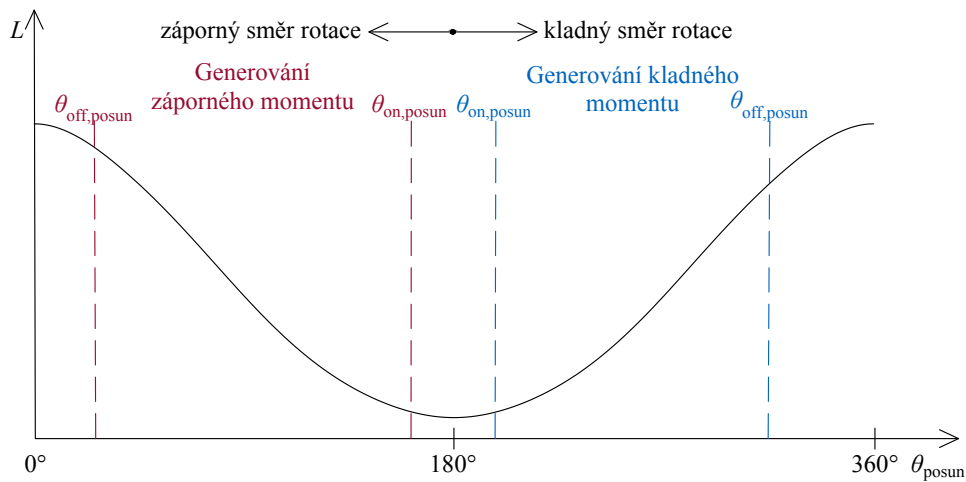
Zapínací a vypínací úhel, který vstupuje do bloku řízení, se udává v hodnotách odpovídající případu, ve kterém $\theta = 0^\circ$ odpovídá nezarovnané poloze. Pro další vyhodnocení v bloku řízení je nutné úhel zapnutí a vypnutí upravit podle polarity signálu žádaného momentu následovně

$$\theta_{\text{on, posun}} = \begin{cases} 180^\circ + \theta_{\text{on}}, & 0 \leq M^*, \\ 180^\circ - \theta_{\text{on}}, & 0 > M^*, \end{cases} \quad (4.3)$$

a

$$\theta_{\text{off, posun}} = \begin{cases} 180^\circ + \theta_{\text{off}}, & 0 \leq M^*, \\ 180^\circ - \theta_{\text{off}}, & 0 > M^*. \end{cases} \quad (4.4)$$

Upravené úhly zapnutí a vypnutí pro kladný i záporný moment jsou znázorněny na obr. 4.11 udávajícím závislost indukčnosti na elektrickém úhlu.



Obrázek 4.11: Průběh indukčnosti pro jeden elektrický cyklus s upraveným elektrickým úhlem umožňující jednoduchou implementaci DITC pro oba směry rotace

Dále je nutné určit způsobilost vedení fází a zda se jedná o příchozí fázi, jejíž spínání se řídí podle vnitřního hysterézního pásma nebo odchozí fáze, řídící se podle vnějšího hysterézního pásma. V případě třífázového stroje pro generování kladného momentu musí příchozí fáze splňovat podmínku

$$\theta_{\text{on, posun}} \leq \theta_{\text{posun}} \leq \theta_{\text{on, posun}} + 120^\circ \quad (4.5)$$

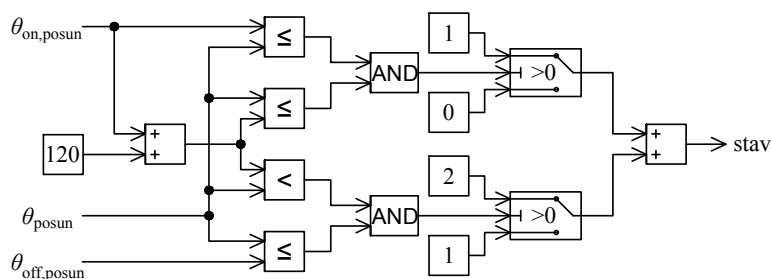
a odchozí fáze podmínku

$$\theta_{\text{on, posun}} + 120^\circ < \theta_{\text{posun}} \leq \theta_{\text{off, posun}}, \quad (4.6)$$

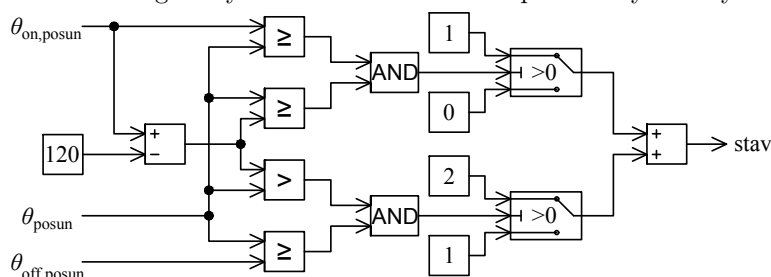
v ostatních případech se fáze nachází mimo vedení. Logika vyhodnocení stavů jednotlivých fází pro kladný žádaný moment je uvedena na obr. 4.12 a pro záporný žádaný moment na obr. 4.13.

Stavu příchozí fáze je přiřazena hodnota 1, stavu odchozí fáze je přiřazena hodnota 2, pokud se fáze nachází mimo vedení, jedná se o stav 0. Podle popsaných stavů a pomocí bloku *Multiport Switch* je fáze řízena podle vnějšího

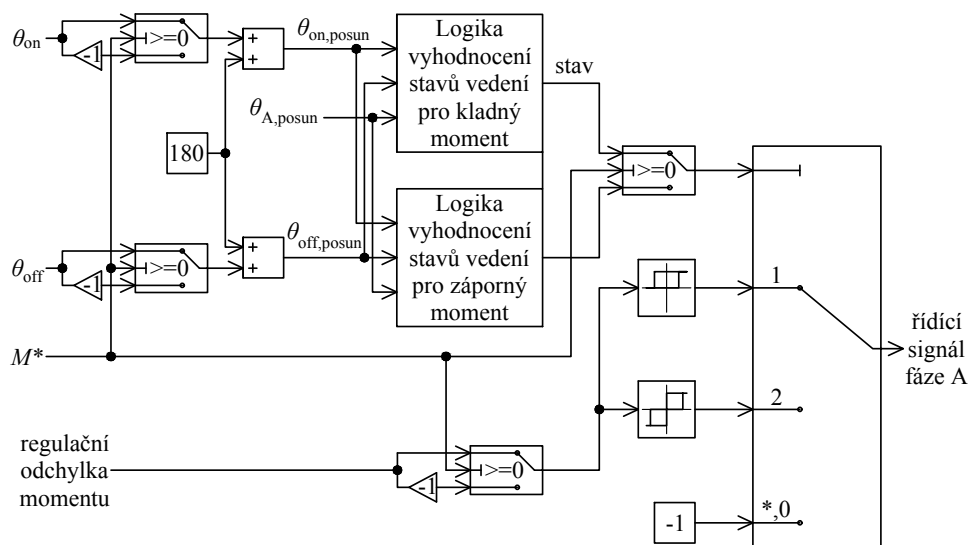
nebo vnitřního hysterézního pásma nebo se nachází mimo vedení a řídicí signál nabývá hodnoty -1 . Schéma zapojení DITC regulátoru pro fázi A je znázorněno na obr. 4.14.



Obrázek 4.12: Logika vyhodnocení stavů vedení pro kladný žádaný moment



Obrázek 4.13: Logika vyhodnocení stavů vedení pro záporný žádaný moment



Obrázek 4.14: Blokové schéma realizovaného DITC regulátoru pro fázi A

■ 4.6.2 Výpočet skutečného a maximálního dosažitelného momentu

Moment generovaný strojem je určován na základě znalosti elektrických úhlů a proudů jednotlivých fází pomocí look-up table udávající závislost $M = f(\theta, i)$. Největší dosažitelný moment jedné fáze pro elektrický úhel $\theta_{\text{on}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}}$ je dán maximální hodnotou proudu, tj. pro oblast vedení lze moment určit dle závislosti $M_{\text{max,on}} = f(\theta, I_{\text{max}})$.

V časovém úseku těsně po komutaci dvou fází, je fáze, která byla buzena odbuzována a danou fází stále protéká určitý elektrický proud, a tím pádem generuje moment. Výsledný maximální moment, kterého může SRM dosáhnout, je poté dán součtem momentu odbuzované fáze $M = f(\theta, i)$ a největším dosažitelným momentem buzené fáze $M_{\text{max,on}} = f(\theta, I_{\text{max}})$.

Pro každou fázi je určována hodnota momentu

$$M_{k,\text{max}} = \begin{cases} f(\theta_k, I_{\text{max}}), & \theta_{\text{on}} \leq \theta_k \leq \theta_{\text{off}}, \\ f(\theta_k, i_k), & \text{ostatní případ,} \end{cases} \quad (4.7)$$

kde $k = A, B, C$. Maximální dosažitelná hodnota momentu stroje, která udává omezení žádané hodnoty momentu v PI regulátoru otáček, je dána

$$M_{\text{max}} = M_{A,\text{max}} + M_{B,\text{max}} + M_{C,\text{max}}. \quad (4.8)$$

■ 4.6.3 Proudové omezení

Jestliže nedochází ke komutaci, ve stavu vedení je pouze jedna fáze a stroj se nachází v motorickém režimu, zavedené omezení žádaného momentu zajistí, že hodnota proudu v aktivní fázi by neměla překročit maximální hodnotu. Jeli-kož se řízení vyhodnocuje s konečnou periodou, proud ve fázi může přesáhnout maximální hodnotu.

Zavedené omezení momentu ve stavu komutace neumožňuje zajistit, aby nedošlo k překročení maximální hodnoty proudu v komutujících fázích. DITC rozděluje žádaný moment podle popsaného principu v kapitole 3.4 a nezohledňuje velikost proudů v komutujících fázích. Na základě uvedeného problému bylo nutné zavést proudové omezení.

Jednou z možností proudového omezení je porovnávat skutečnou a maximální hodnotu proudu a následně podle výsledku komparace upravit řídicí signály

tak, aby nedocházelo k dalšímu buzení fáze. Další možností, která byla realizována, je využití znalosti magnetizační charakteristiky a odhadu velikosti proudu v následujícím kroku řízení.

Odhad velikosti proudu vychází z rovnice 2.6. V čase t_0 bude odečtena hodnota proudu i_0 , elektrického úhlu θ_0 a elektrické úhlové rychlosti ω_0 . Elektrickou úhlovou rychlost lze za jednu periodu $T = 50 \mu s$ považovat za konstantní. Zároveň je možné určit velikost indukčnosti a její derivace podle elektrického úhlu v čase t_0 . Označíme-li $k = \omega_0 dL / d\theta$, potom lze rovnici 2.6 upravit do tvaru

$$\frac{u}{R+k} = i + \frac{L}{R+k} \frac{di}{dt}. \quad (4.9)$$

Jedná se tím pádem o lineární obyčejnou diferenciální rovnici, kterou lze analyticky řešit. Obecné řešení diferenciální rovnice je

$$i(t) = \frac{u}{R+k} + ae^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (4.10)$$

kde $\tau = L/(R+k)$ a a je konstanta závislá na počáteční podmínce. Pro počáteční podmínku $i(t_0) = i_0$ získáme

$$a = \frac{i_0 - \frac{u}{R+k}}{e^{-\frac{t_0}{\tau}}}, \quad (4.11)$$

potom velikost proudu v následujícím kroku se vypočte

$$i(t_0 + T) = \frac{u}{R+k} + ae^{-\frac{t_0+T}{\tau}}. \quad (4.12)$$

Pro určení velikosti proudu v následujícím kroku je za indukčnost a její derivaci podle elektrického úhlu dosazována průměrná hodnota v bodech (θ_0, i_0) a $(\omega_0 T, i_0)$. Hodnoty indukčnosti $L(\theta, i)$ byly získány z dat magnetického toku $\Phi(\theta, i)$ podle statické definice indukčnosti a následně byla vypočtena její derivace podle elektrického úhlu pomocí Savitzky-Golay filtru. Pro výpočet hodnot derivace indukčnosti byly použity koeficienty Savitzky-Golay filtru z [23] pro první derivaci a šířku okna devět. Hodnota derivace pro j -tou hodnotu elektrického úhlu se určila podle následujícího vzorce

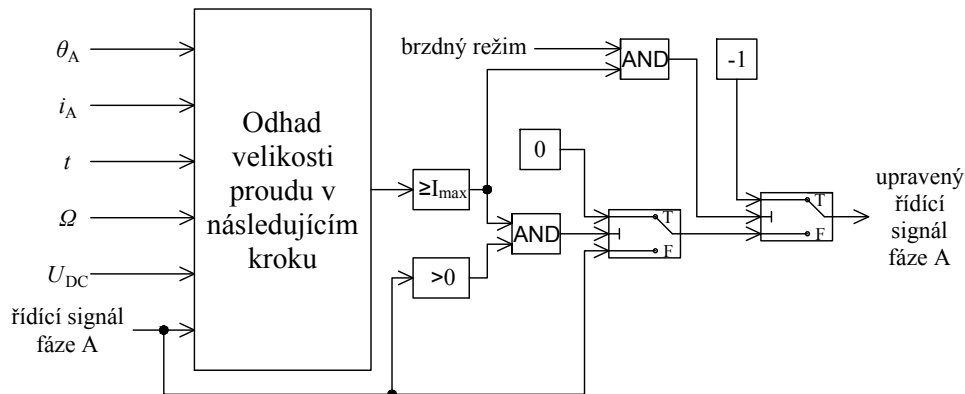
$$y'_j = \frac{1}{60\Delta\theta} (-4y_{j-4} - 3y_{j-3} - 2y_{j-2} - y_{j-1} + y_{j+1} + 2y_{j+2} + 3y_{j+3} + 4y_{j+4}), \quad (4.13)$$

kde $\Delta\theta = 3^\circ$. Hodnoty indukčnosti a její derivace podle elektrického úhlu jsou ve formě tabulek, které slouží během simulace k získání hodnot L a $dL/d\theta$ pro daný elektrický úhel a proud.

Pokud se stroj provozuje v motorickém režimu, regulátor momentu požaduje buzení fáze (řídící signál nabývá hodnoty 1) a zároveň odhadovaný proud

na konci periody přesahuje maximální hodnotu proudu, je řídicí signál změněn na hodnotu 0, tj. fáze se bude v následující periodě nacházet v nulovém stavu. Přejde-li stroj do brzdného režimu, součin skutečných otáček a žádaného momentu je záporný a proud by opět přesáhl maximální hodnotu, je řídicí signál změněn na hodnotu -1 (fáze bude v následující periodě odbuzována). Odbuzování místo nulového stavu v brzdném režimu je zavedeno z důvodu indukovaného napětí, které by v nulovém stavu způsobilo nabuzení fáze a růst proudu nad maximální hodnotu.

Na obr. 4.15 je znázorněno schéma zapojení proudového omezení pro fázi A. V bloku *Odhad velikosti proudu v následujícím kroku* je realizována rovnice 4.11 a 4.12 spolu s uvedeným průměrováním indukčnosti a její derivace podle elektrického úhlu pro aktuální a následující polohu rotoru.



Obrázek 4.15: Schéma zapojení proudového omezení pro fázi A

Kapitola 5

Výsledky simulace modelu řízeného SRM

V této kapitole bude demonstrována funkčnost sestaveného modelu řízeného SRM v Simulinku na základě průběhů vybraných veličin spolu s hodnocením implementovaného DITC. Pro simulaci byl použit řešič ode4 s pevným krokem 10^{-6} s. Prezentované průběhy veličin jsou výsledky simulace, která je charakterizovaná následujícími časovými okamžiky:

- v $t = 0$ s zadán požadavek na rozběh nezatíženého SRM na 2 000 ot/min,
- v $t = 0,3$ s je stroj zatížen momentem 3 Nm,
- v $t = 0,5$ s zadán požadavek na 1 000 ot/min.

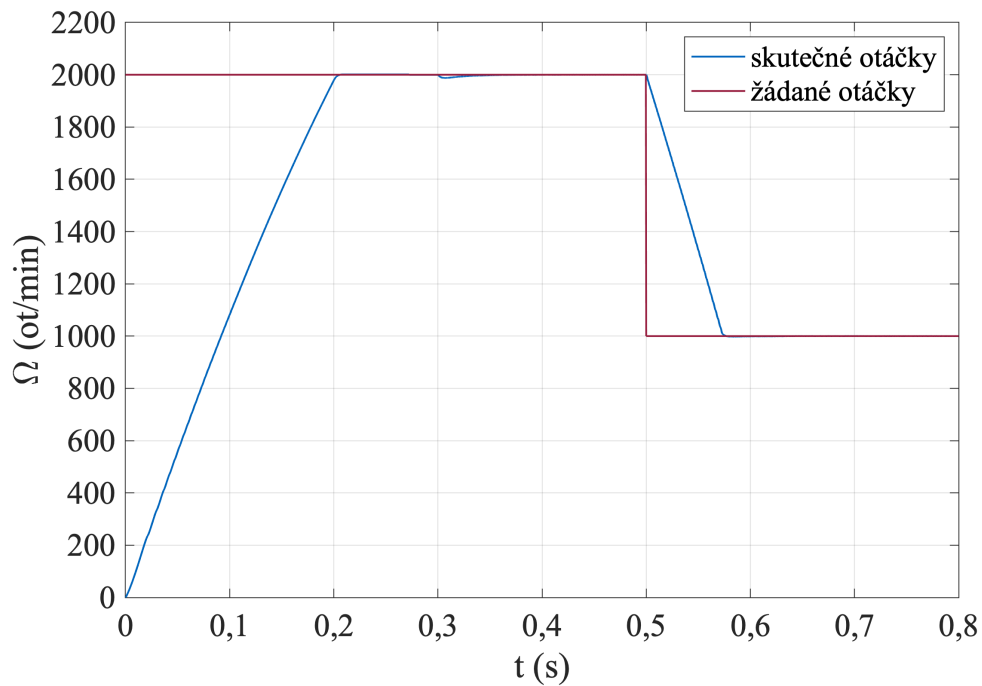
Konstanty PI regulátoru otáček, šířky hysterézních pásem a úhel zapnutí a vypnutí byly získány na základě experimentálního ladění pro dosažení co nejlepších výsledků regulace a nejmenšího zvlnění momentu. Jelikož je veškeré řízení umístěno v *Triggered subsystem*, je PI regulátor otáček diskretní a pracuje s nastavenou *Forward Euler* metodou integrace. Proporcionální složka regulátoru otáček byla nastavena na hodnotu 2 a integrační složka na hodnotu 80. Šířka vnitřního hysterézního pásma byla zvolena $\pm 0,3$ Nm a vnějšího hysterézního pásma $\pm 0,4$ Nm. Nejmenšího zvlnění momentu bylo dosaženo při $\theta_{\text{on}} = 30^\circ$ a $\theta_{\text{off}} = 170^\circ$.

5.1 Průběhy veličin ověřující funkčnost řízení a modelu SRM

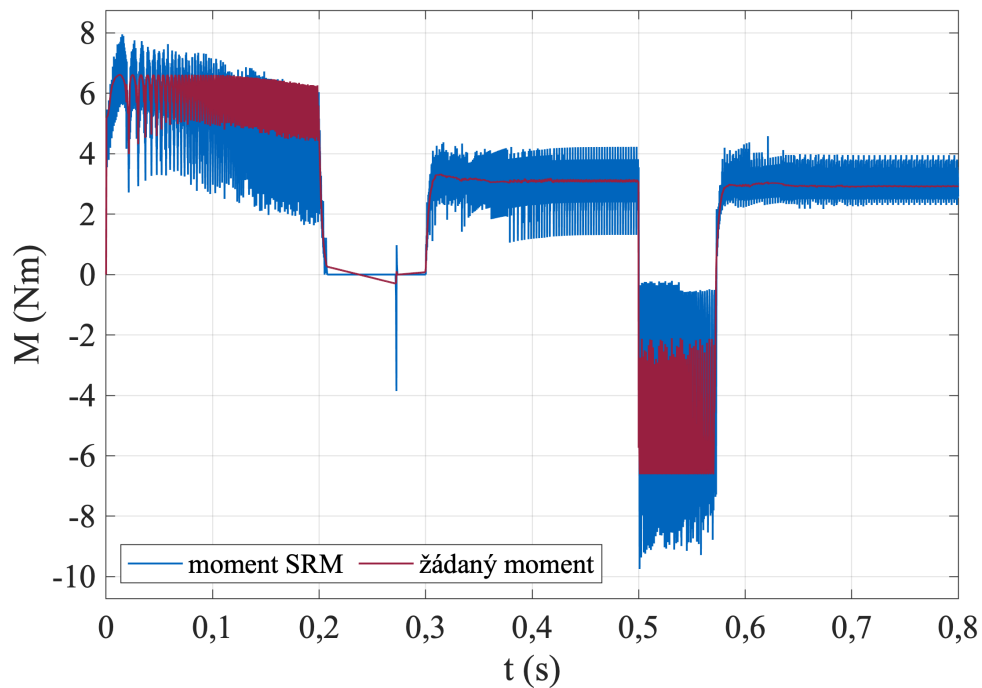
Na obr. 5.1 je znázorněn průběh skutečných a žádaných otáček. Simulovaný SRM je schopen se rozběhnout na 2 000 ot/min do 0,2 s. Krátká doba rozběhu je dána převážně tím, že je motor rozbíhán nezatížený (moment zátěže je nulový) a je uvažován pouze moment setrvačnosti SRM. V čase 0,3 s je patrný vliv zatížení, který se projeví mírným krátkodobým poklesem skutečných otáček.

Obr. 5.2 zobrazuje průběh skutečného momentu generovaného SRM a žádaného momentu, který je výstupem z PI regulátoru otáček. V čase $t = 0,5$ s je zadán požadavek na snížení otáček a je tak demonstrována schopnost stroje spolu s řízením generovat moment opačné polarity, tj. brzdit. Zároveň je možné pozorovat větší zvlnění momentu v ustáleném stavu při 2 000 ot/min než při 1 000 ot/min. Vlivem konečné vzorkovací periody simulovaného řídicího počítače, je možné regulační smyčku při nižších otáčkách vyhodnotit vícekrát za jeden elektrický cyklus než při vyšších otáčkách a je tak dosaženo menšího zvlnění momentu.

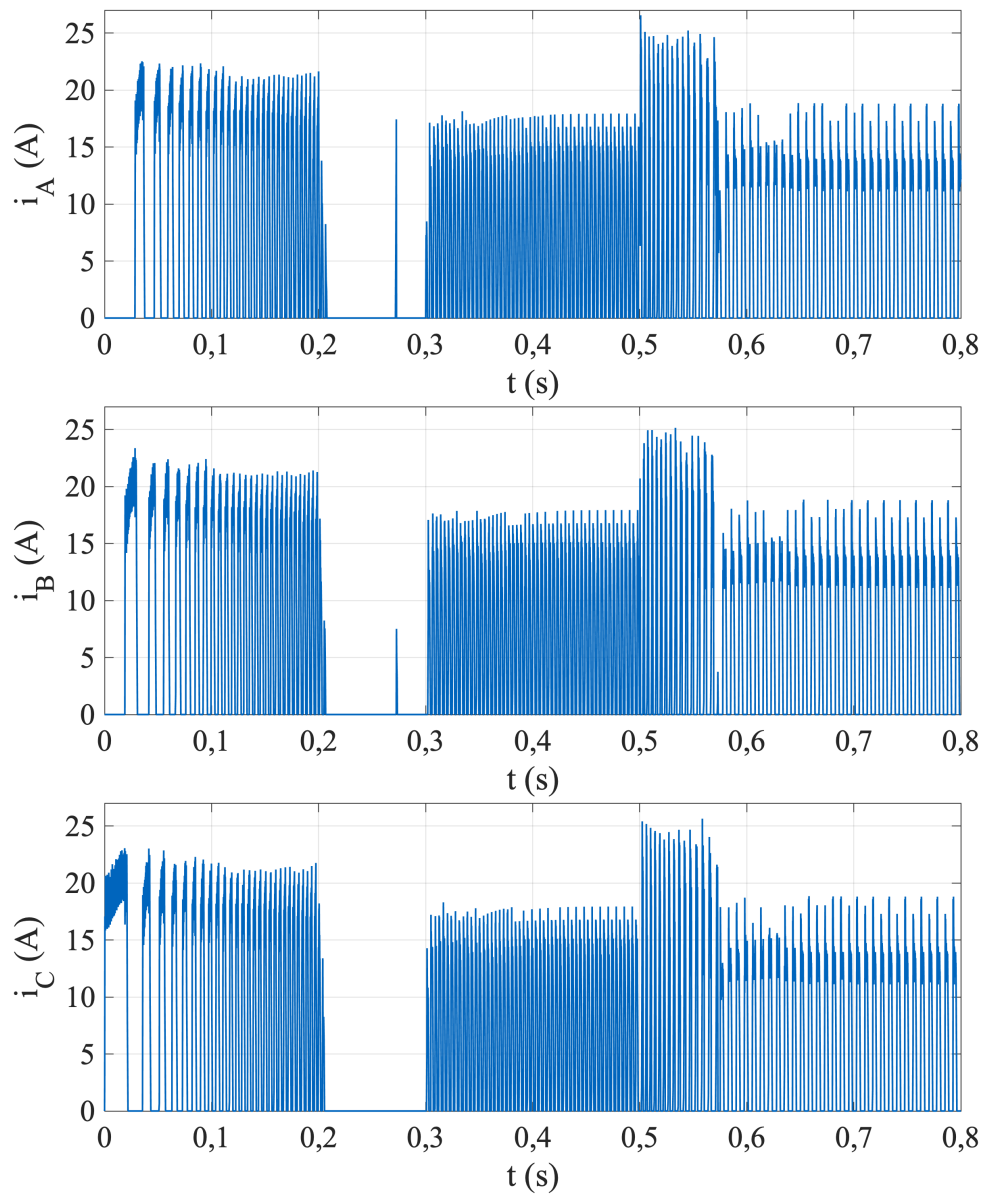
Na obr. 5.3 jsou znázorněny časové průběhy jednotlivých fází. Na obr. 5.4 je vynesena závislost magnetického toku na elektrickém proudu pro jeden elektrický cyklus při rozběhu, a poté v ustáleném stavu při 1 000 ot/min. Plocha obehnutá vyznačenými křivkami odpovídá změně koenergie během jednoho elektrického cyklu, tím pádem i velikosti momentu. Plocha vymezená modrou křivkou (rozběh) je větší než plocha vymezená červenou křivkou (ustálený stav). Tomu odpovídá velikost generovaného momentu, který je při rozběhu větší než v ustáleném stavu.



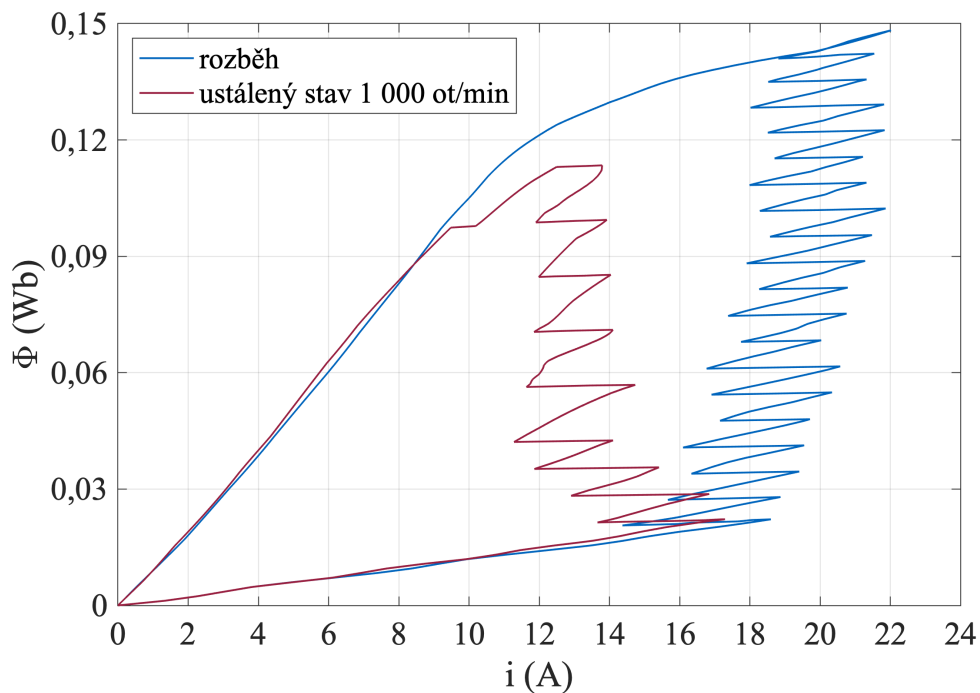
Obrázek 5.1: Časový průběh skutečných a žádaných otáček



Obrázek 5.2: Časový průběh momentu generovaného SRM a momentu zátěže



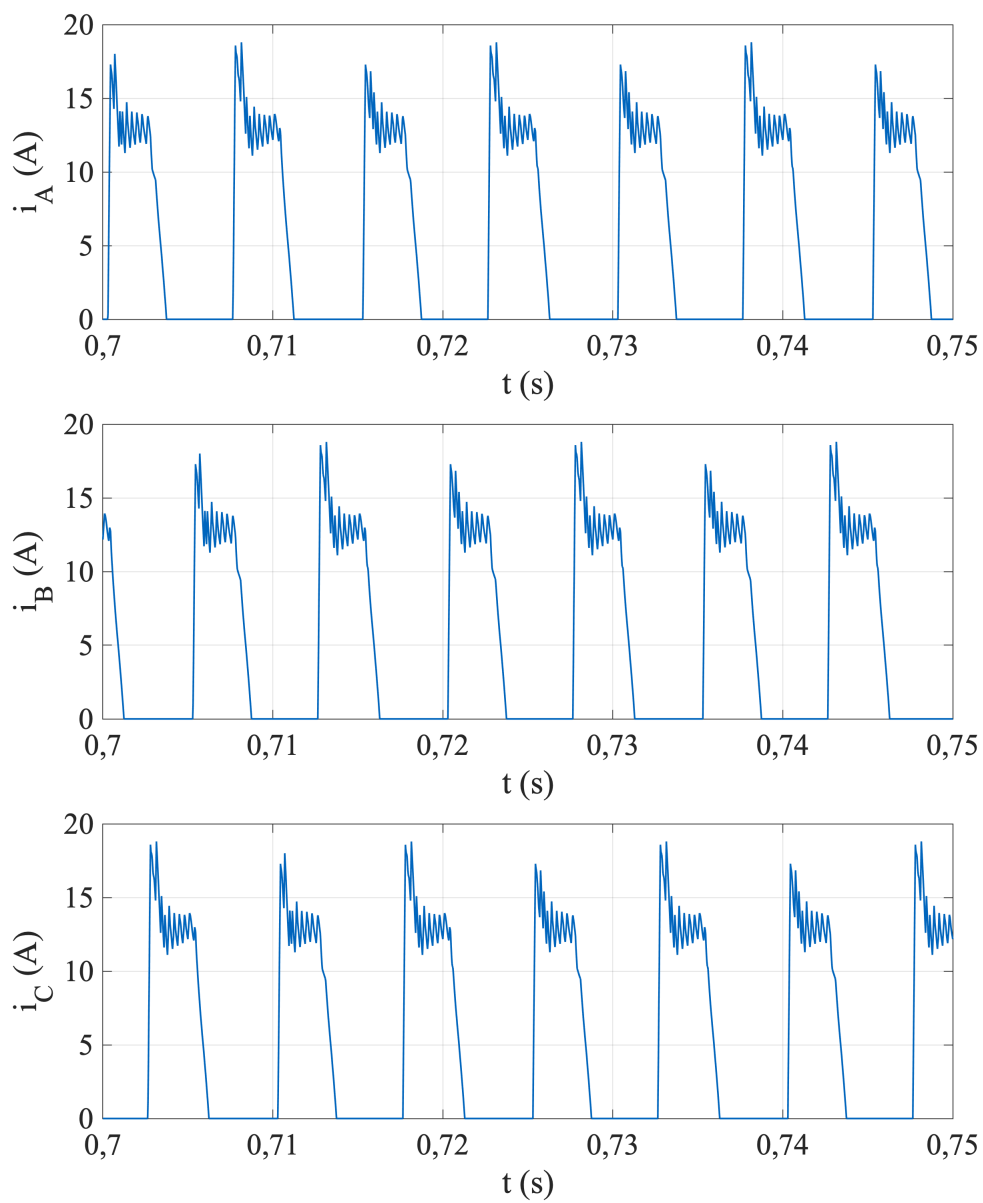
Obrázek 5.3: Časový průběh fázových proudů



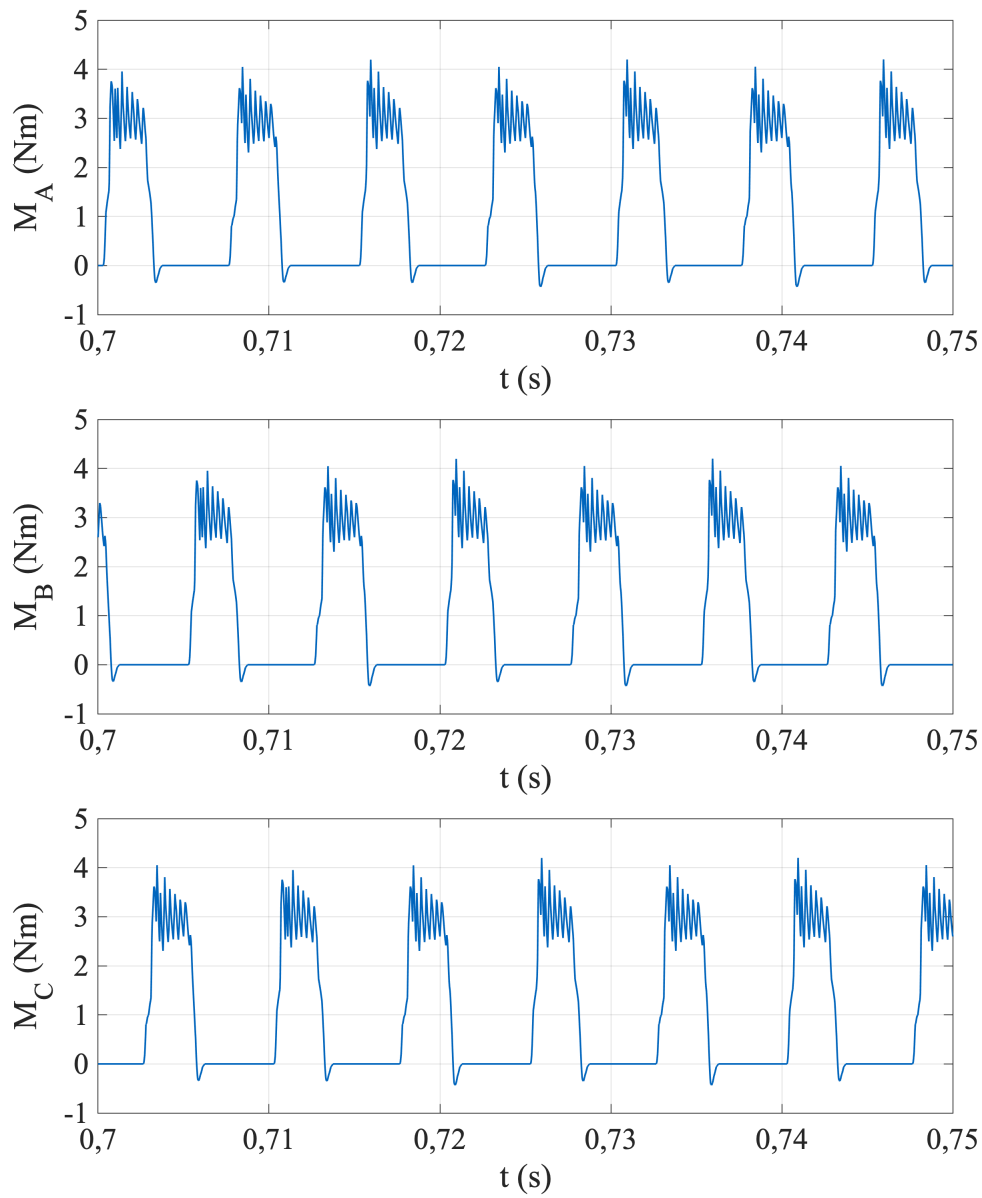
Obrázek 5.4: Závislost magnetického toku na proudu během jednoho elektrického cyklu při rozběhu a v ustáleném stavu při 1 000 ot/min

5.1.1 Detail průběhů veličin ověřující funkčnost řízení a modelu SRM

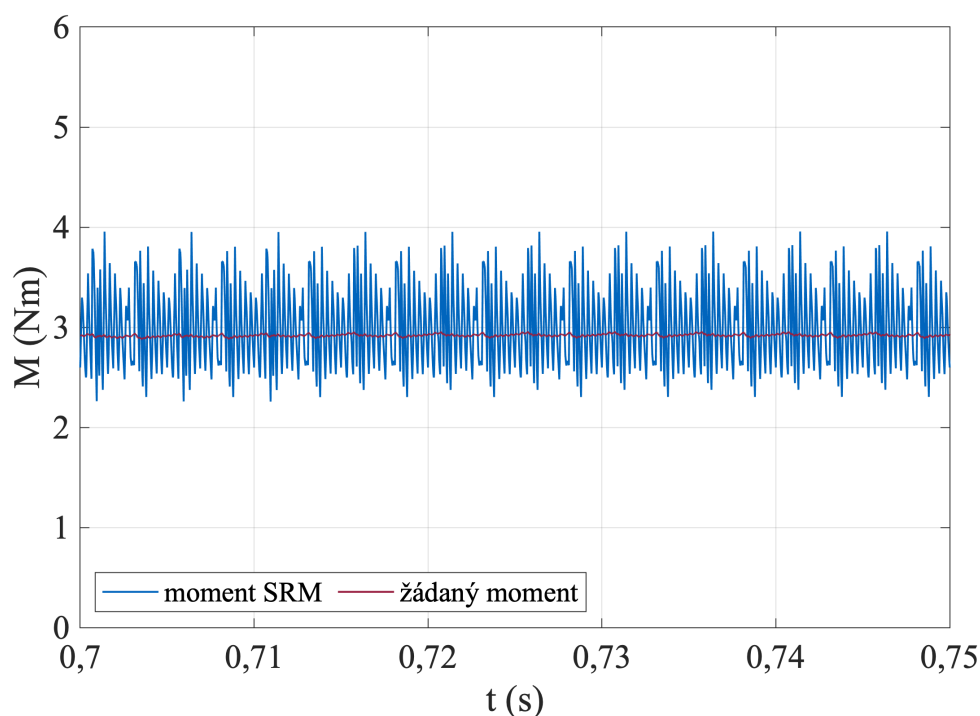
Na obr. 5.5 je znázorněn detailní pohled na průběhy proudů jednotlivých fází v ustáleném stavu při 1 000 ot/min. Fáze jsou buzeny postupně v pořadí A, C, B, A a tomu také odpovídají momenty generované jednotlivými fázemi na obr. 5.6. Momenty generované jednotlivými fázemi dosahují krátkodobě i záporného momentu na konci vedení, to je dáno protékajícím proudem, který nestihl poklesnout na nulovou hodnotu před dosažením zarovnané pozice rotorového a statorového pólu. Detailní pohled na celkový moment generovaný strojem je na obr. 5.7.



Obrázek 5.5: Detail časových průběhů fázových proudů



Obrázek 5.6: Detail časových průběhů momentů generovaných jednotlivými fázemi

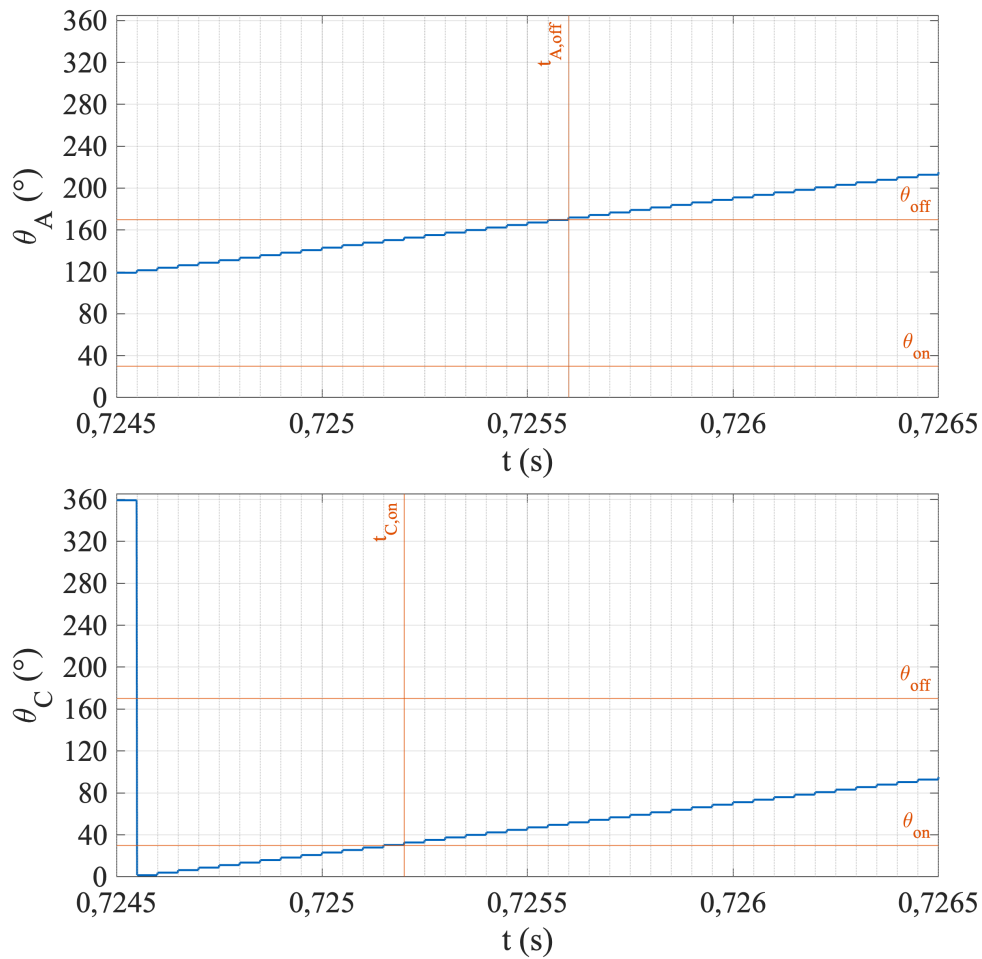


Obrázek 5.7: Detail časového průběhu momentu generovaného SRM a momentu zátěže

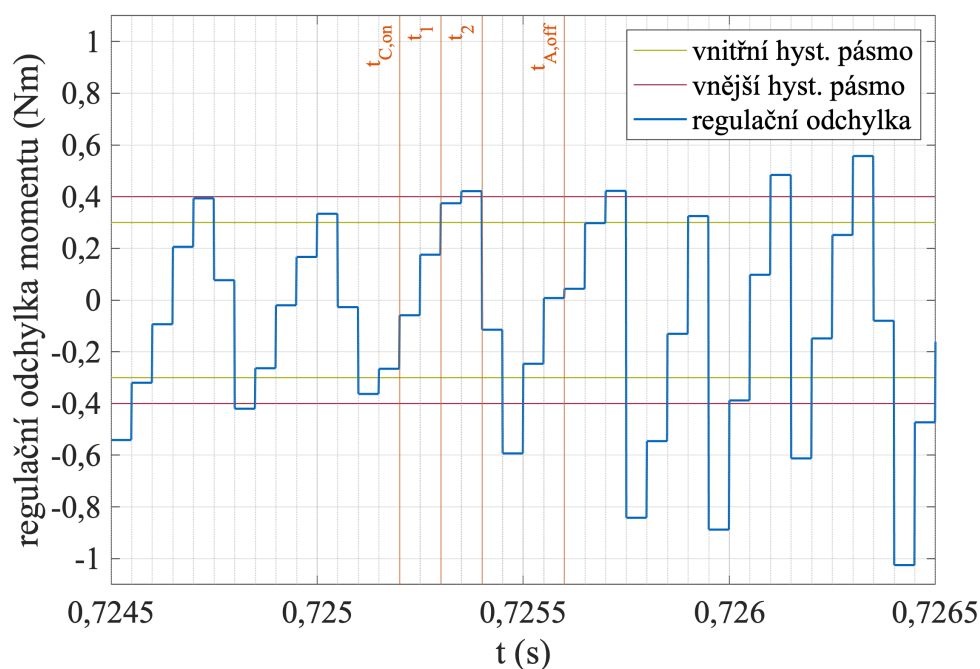
5.2 Ověření funkčnosti DITC regulátoru

Pro prezentování správné funkce DITC regulátoru byl vybrán ustálený stav při 1 000 ot/min se zátěží 3 Nm. Obr. 5.8 zobrazuje průběhy elektrických úhlů fáze A a C spolu s vyznačenými úhly zapnutí a vypnutí. Ve vyobrazeném časovém okamžiku dochází ke komutaci z fáze A na fázi C. Vyznačený časový interval $\langle t_{C,on}, t_{A,off} \rangle$ představuje oblast komutace, při které je fáze A řízena podle vnějšího hysterézního pásma a fáze C podle vnitřního hysterézního pásma.

Obr. 5.9 zachycuje regulační odchylku s hysterézními pásmy a důležitými časovými okamžiky. Jelikož se regulační odchylka vypočítává v bloku *Triggered subsystem*, její hodnota se mění po skocích a její šířka odpovídá periodě $T = 50 \mu\text{s}$. Na obr. 5.10 je ilustrován časový průběh proudů komutujících fází spolu s aplikovanými napěťovými pulsy.



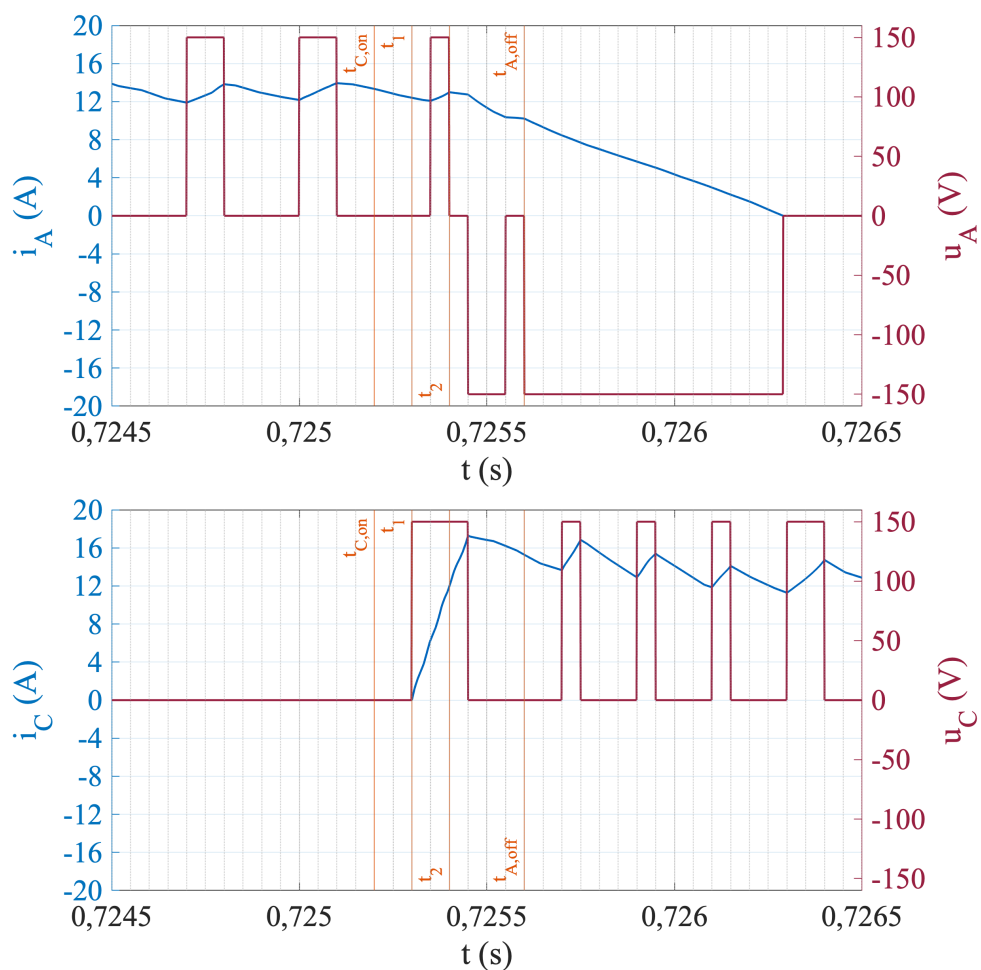
Obrázek 5.8: Časový průběh elektrických úhlů fáze A a C v oblasti komutace



Obrázek 5.9: Časový průběh regulační odchylky momentu včetně hysterézních pásem v oblasti komutace

Po časovém okamžiku $t_{C,on}$ se regulační odchylka momentu nachází ve vnitřním hysterézním pásmu a obě dvě fáze jsou v nulovém stavu. V okamžiku t_1 regulační odchylka přesáhne vnitřní hysterézní pásmo a dochází tak k buzení fáze C. V následujícím kroku, tj. v čase $t_1 + T$ regulační odchylka přesáhne vnější hysterézní pásmo a je zároveň buzena odchozí fáze A. Následně regulační odchylka klesne pod nulovou hodnotu (časový okamžik t_2), ale stále se nachází ve vnitřním hysterézním pásmu. Tím pádem je na fázi A aplikován nulový stav a fáze C je stále buzena.

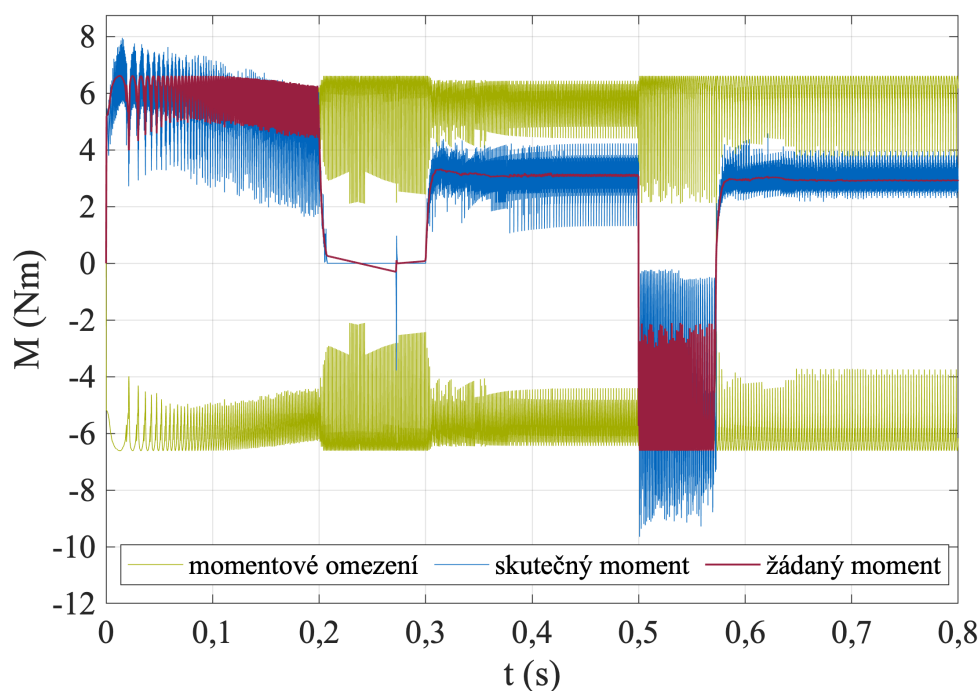
V nadcházejícím kroku ($t_2 + T$) regulační odchylka přesáhne vnější hysterézní pásmo, na příchozí fázi C je aplikován nulový stav a odchozí fáze A je odbuzována po dobu dvou vzorkovacích period T . Poté regulační odchylka přesáhne nulovou hodnotu a na fázi A je aplikován nulový stav. Po časovém okamžiku $t_{A,off}$ je fáze A trvale odbuzována a výsledný moment stroje je řízen pouze pomocí fáze C do doby následující komutace s fází B.



Obrázek 5.10: Časový průběh proudů a aplikovaných napětí fáze A a C v oblasti komutace

5.3 Funkce momentového omezení

Na obr. 5.11 je znázorněn průběh skutečného momentu, žádaného momentu a zavedeného momentového omezení. Maximální dosažitelný moment se mění podle polohy rotoru, způsobilosti vedení fází a proudů v jednotlivých fázích. Během rozběhu a brzdění je žádaný moment shodný s maximálním dosažitelným momentem. Skutečný moment se pohybuje v okolí žádaného momentu, jak vyplývá z principu DITC.



Obrázek 5.11: Časový průběh skutečného a žádaného momentu spolu se zavedeným momentovým omezením

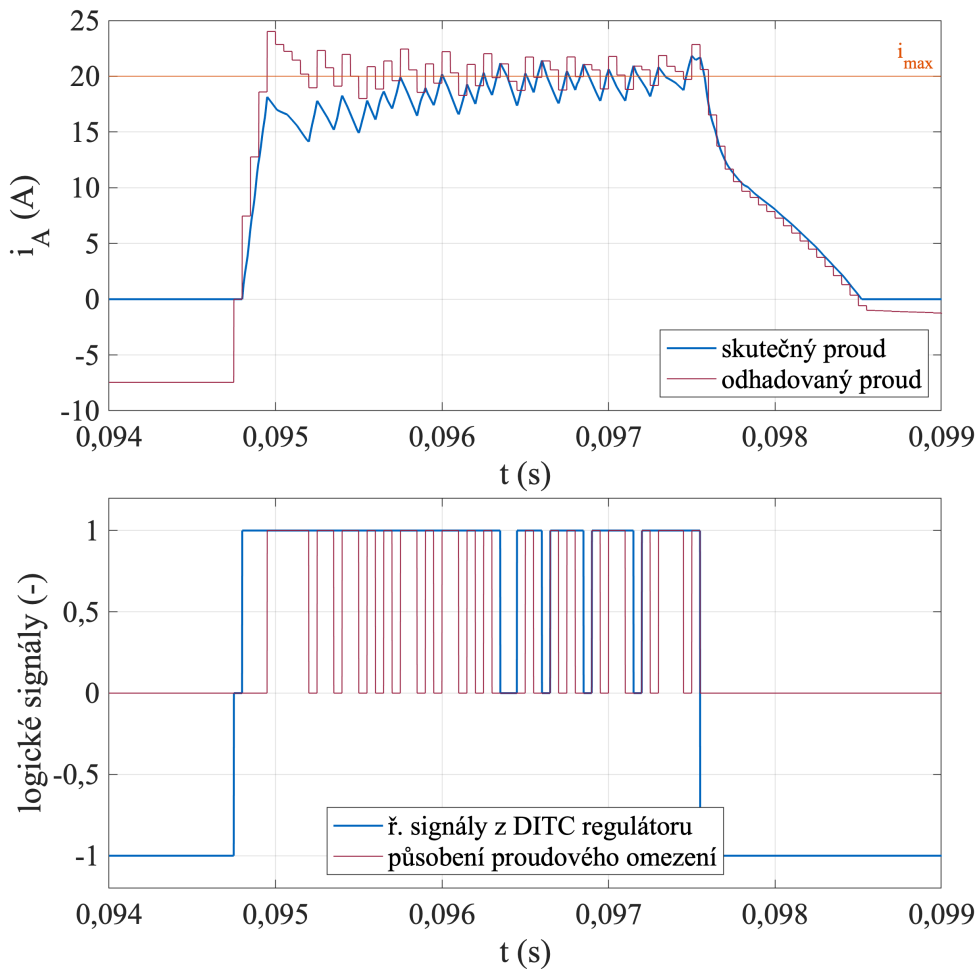
5.4 Funkce proudového omezení

Funkce proudového omezení spolu s odhadem proudu v následujícím kroku je prezentováno na průbězích proudů fáze A při rozběhu a poté v ustáleném stavu při 1 000 ot/min. Obr. 5.12 zachycuje průběh proudu při rozběhu a obr. 5.13 v ustáleném stavu.

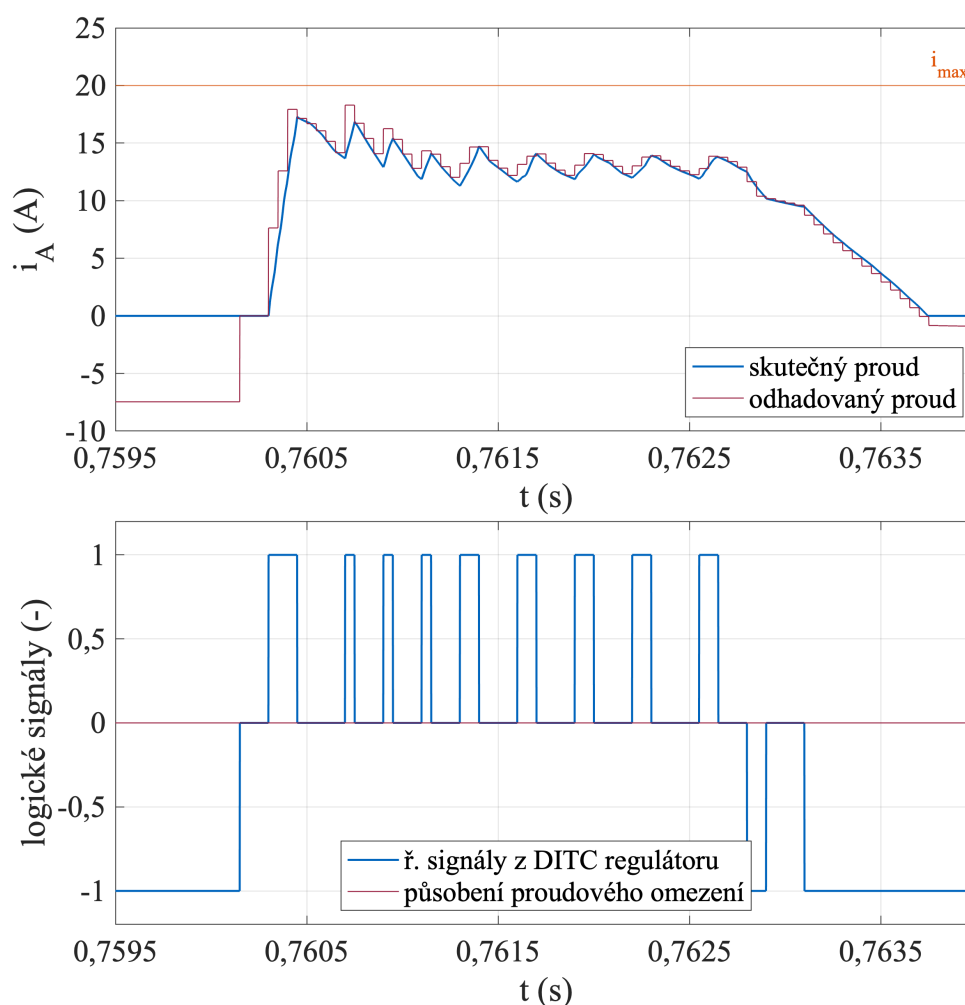
Zobrazený odhadovaný proud v následujícím kroku je určován na základě řídicích signálů z DITC regulátoru. Při rozběhu v čase okolo 0,095 s je požadavek z DITC regulátoru na nabuzení fáze, avšak odhadovaný proud by značně přesáhl maximální hodnotu proudu i_{\max} . Tím pádem dojde k zapůsobení proudového omezení a na fázi bude aplikován nulový stav. Bude-li přetrvávat požadavek na buzení fáze a zároveň odhadovaný proud bude menší než maximální, nedojde k zapůsobení proudového omezení a fáze bude buzena. V případě ustáleného stavu odhadovaný proud nepřesáhne maximální hodnotu, a tím pádem nedochází k působení proudového omezení.

Na prezentovaných průbězích proudů lze pozorovat určitou chybu mezi odhadovaným a skutečným proudem. Porovnávat přesnost odhadovaného a skutečného proudu lze pouze v případech, ve kterých nedochází k působení

proudového omezení. V případech, kdy dochází k působení proudového omezení, je odhadovaný proud určován na základě požadavku DITC regulátoru, nikoliv na základě skutečných řídicích signálů vstupujících do měniče. Na začátku vedení fáze je odhadovaný proud mírně větší než skutečný, tím pádem nedochází k maximálnímu využití fáze pro generování největšího dosažitelného momentu. Naopak na konci vedení je odhadovaný proud menší než skutečný. To vede ke krátkodobému mírnému překročení maximální hodnoty proudu. Popsaný nedostatek zavedeného proudového omezení je jednak dán zjednodušením diferenciální rovnice popisující danou problematiku a také přesností určení indukčnosti a její derivace podle elektrického úhlu.



Obrázek 5.12: Časový průběh skutečného a odhadovaného proudu spolu s řídicími signály z DITC regulátoru a působením proudového omezení při rozběhu



Obrázek 5.13: Časový průběh skutečného a odhadovaného proudu spolu s řídicími signály z DITC regulátoru a působením proudového omezení v ustáleném stavu 1 000 ot/min

5.4.1 Zhodnocení modelu řízeného SRM

Výhodou DITC je jednoduchá realizace principu řízení na základě dvou hysterézních pásem a regulační odchylky momentu. Kvalita regulace závisí jednak na periodě s jakou je řídicí počítač schopen vyhodnocovat regulační smyčku a na přesnosti určení momentu, který stroj generuje. Zvlnění generovaného momentu je dáno samotným principem SRM, ale také řízením, které generuje řídicí signály tak, aby se moment stroje pohyboval v určitém nastaveném pásmu.

Jelikož DITC neumožňuje přímo řídit proud, bylo nutné zavedení proudového omezení na základě odhadu proudu v následujícím kroku vyhodnocení

řízení. Odhad proudu vykazuje určitou chybu danou zjednodušením výchozí rovnice a přesností určení indukčnosti a její derivace podle elektrického úhlu. S rostoucími otáčkami klesá počet vyhodnocení řízení během jednoho elektrického cyklu, tím pádem klesá i schopnost udržovat moment v nastaveném hysterézním pásmu a dochází tak k růstu zvlnění momentu.

Zároveň byla odhadnuta průměrná spínací frekvence ve dvou pracovních bodech a to při 2 000 ot/min a 1 000 ot/min. V obou dvou případech byl SRM zatížen 3 Nm. Průměrná spínací frekvence byla odhadnuta na základě napěťových pulsů během buzení jednotlivých fází. Jak už bylo uvedeno, simulovaný řídicí mikrokontrolér pracuje s frekvencí 20 kHz. Výsledná změřená průměrná spínací frekvence při 2 000 ot/min je 4,36 kHz a při 1 000 ot/min je 3,39 kHz. Doba po kterou je fáze buzena je kratší při vyšších otáčkách, tím pádem roste i spínací frekvence, aby bylo možné řídit moment v nastaveném hysterézním pásmu.

Kapitola 6

Závěr

V rámci této diplomové práce byl sestaven model řízeného SRM v prostředí MATLAB/Simulink, jehož řízení je založeno na řídicí strategii DITC, spolu se zavedením momentového a proudového omezení. Samotný motor bylo možné modelovat v nadstavbě Simscape nebo pomocí čistě signálového modelu. Jelikož blok SRM v Simscape vykazuje určité nedosatky, bylo přistoupeno k sestavení signálového modelu. Samotný model SRM je založen na převzatých datech magnetického toku a momentu.

Pro napájení motoru byl zvolen poloviční asymetrický můstek. Pro správnou funkčnost modelu měniče bylo nutné z důvodu konečné velikosti kroku řešiče upravit model motoru nastavením dolní meze saturace integrátorů toku na nulovou hodnotu. Samotné řízení je umístěno v bloku *Triggered subsystem* s periodou $T = 50 \mu s$, které simuluje funkci řídicího mikrokontroléru.

Do PI regulátoru otáček je zaveden odhadovaný maximální dosažitelný moment, který je SRM schopen generovat a v PI regulátoru je nastavena antiwindup metoda clamping. Pokud není uvažována konečná vzorkovací perioda simulovaného řídicího počítače, je momentové omezení schopné zajistit nepřekročení maximální hodnoty proudu s uvažováním šířky hysterézního pásma, pokud je moment stroje řízen pouze pomocí jedné fáze. V okamžiku komutace DITC rozděluje žádaný moment mezi komutující fáze podle uvedeného principu a nikoliv podle velikosti proudů v komutujících fázích. Na základě uvedených skutečností bylo zavedeno proudové omezení.

Navržené proudové omezení vychází ze základní napěťové rovnice, které umožňuje odhadnout velikost proudu v následujícím kroku vyhodnocení

řízení a následně upravit řídicí signály vstupující do měniče. Výchozí rovnice byla zjednodušena na lineární obyčejnou diferenciální rovnici, kterou je možné analyticky řešit. Pro řešení rovnice bylo nutné vypočítat indukčnost podle statické definice z dat magnetického toku a následně derivaci indukčnosti podle elektrického úhlu. Zavedené proudové omezení vykazuje určitou chybu, která je jednak dána zjednodušením výchozí rovnice a také přesností určení indukčnosti a její derivace.

Správná funkčnost sestaveného modelu řízeného SRM je demonstrována na vybraných průbězích veličin. Výsledné zvlnění momentu, které je jednou z hlavních nevýhod SRM, a které vychází z jeho principu, je také dáno principem samotného řízení, které udržuje moment v určitém hysterézním pásmu. Zároveň s rostoucími otáčkami zvlnění momentu roste z důvodu konečné vzorkovací periody simulovaného řídicího počítače. Sestavený model řízeného SRM je funkční a umožňuje otáčení v obou směrech včetně jeho brzdění.

Příloha A

Použitá literatura

- [1] AHN, Jin-Woo; LUKMAN, Grace Firsta. Switched reluctance motor: Research trends and overview. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* [online]. 2018 [cit. 2023-05-02]. Dostupné z DOI: 10.30941/CESTEMS.2018.00043.
- [2] BILGIN, Berker; JIANG, James Weisheng; EMADI, Ali. *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*. 1. vyd. Milton: Taylor & Francis Group, 2018. ISBN 9780203729991. Dostupné z DOI: <https://doi.org/10.1201/9780203729991>.
- [3] AISO, Kohei; AKATSU, Kan. Performance Comparison of High-Speed Motors for Electric Vehicle. *World Electric Vehicle Journal* [online]. 2022, roč. 13, č. 4, s. 57 [cit. 2022-10-29]. Dostupné z DOI: 10.3390/wevj13040057.
- [4] LÓPEZ, I.; IBARRA, E.; MATALLANA, A.; ANDREU, J.; KORTA-BARRIA, I. Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2019, roč. 114 [cit. 2022-10-29]. ISSN 1364-0321. Dostupné z DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.109336>.
- [5] TAKEMOTO, Masatsugu; CHIBA, Akira; AKAGI, Hirofumi; FUKAO, Tadashi. Torque and suspension force in a bearingless switched reluctance motor. *Electrical Engineering in Japan* [online]. 2006, roč. 157, č. 2, s. 72–82 [cit. 2022-10-29]. Dostupné z DOI: <https://doi.org/10.1002/eej.20157>.
- [6] ARAÚJO, Rui Esteves; CAMACHO, José Roberto. *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. Rijeka: IntechOpen, 2020. ISBN 978-1-78984-455-9. Dostupné z DOI: 10.5772/intechopen.82219.

- [15] XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; HO, S. L. Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2009, roč. 24, č. 9, s. 2076–2090 [cit. 2023-02-05]. Dostupné z DOI: 10.1109/TPEL.2009.2019581.
- [16] FANG, Gaoliang; SCALCON, Filipe P.; XIAO, Dianxun; VIEIRA, Rodrigo P.; GRÜNDLING, Hilton A.; EMADI, Ali. Advanced Control of Switched Reluctance Motors (SRMs): A Review on Current Regulation, Torque Control and Vibration Suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society* [online]. 2021, roč. 2, s. 280–301 [cit. 2023-02-05]. Dostupné z DOI: 10.1109/OJIES.2021.3076807.
- [17] AL-AMYAL, Fahad; SZÁMEL, László. Research on Novel Hybrid Torque Sharing Function for Switched Reluctance Motors. *IEEE Access* [online]. 2022, roč. 10, s. 91306–91315 [cit. 2023-02-06]. Dostupné z DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3202296.
- [18] LEE, Dong-Hee; LIANG, Jianing; LEE, Zhen-Guo; AHN, Jin-Woo. A Simple Nonlinear Logical Torque Sharing Function for Low-Torque Ripple SR Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2009, roč. 56, č. 8, s. 3021–3028 [cit. 2023-02-06]. Dostupné z DOI: 10.1109/TIE.2009.2024661.
- [19] INDERKA, R.B.; DE DONCKER, R.W.A.A. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2003, roč. 39, č. 4, s. 1046–1051 [cit. 2023-02-10]. Dostupné z DOI: 10.1109/TIA.2003.814578.
- [20] SUN, Qingguo; WU, Jianhua; GAN, Chun. Optimized Direct Instantaneous Torque Control for SRMs With Efficiency Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2021, roč. 68, č. 3, s. 2072–2082 [cit. 2023-02-11]. Dostupné z DOI: 10.1109/TIE.2020.2975481.
- [21] CHEOK, A.D.; FUKUDA, Y. A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2002, roč. 17, č. 4, s. 543–557 [cit. 2023-02-14]. Dostupné z DOI: 10.1109/TPEL.2002.800968.
- [22] PILLAI, Aishwarya; S, Anuradha; GANGADHARAN, K. V.; UME-SHT, Pruthviraj; BHAKTHA, Sandesh. Modeling and Analysis of Average Torque Control Strategy on Switched Reluctance Motor for E-mobility [online]. 2021 [cit. 2023-02-19]. Dostupné z DOI: 10.1109/CONECT52877.2021.9622731.
- [23] SAVITZKY, Abraham.; GOLAY, M. J. E. Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures. *Analytical Chemistry* [online]. 1964, roč. 36, č. 8, s. 1627–1639 [cit. 2023-05-09]. Dostupné z DOI: 10.1021/ac60214a047.
- [24] *MathWorks Documentation* [online] [cit. 2023-05-02]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/releases/R2021b/index.html>.

Příloha B

Seznam symbolů a zkratk

B.1 Použité symboly

i	(A)	proud
J	(kg·m ²)	moment setrvačnosti SRM
L	(H)	indukčnost jedné fáze SRM
M	(Nm)	elektromagnetický moment
m	(-)	počet fází
η	(-)	účinnost
N_r	(-)	počet pólů rotoru
N_s	(-)	počet pólů statoru
Ω	(s ⁻¹)	mechanická úhlová rychlost
ω	(s ⁻¹)	elektrická úhlová rychlost
ΔP_J	(W)	Jouleovy ztráty
Φ	(Wb)	magnetický tok
$\underline{\Phi}_s$	(Wb)	vektor magnetického toku
\bar{R}	(Ω)	činný odpor jedné fáze SRM
θ	(rad)	elektrický úhel závislý na natočení rotoru
θ_{mech}	(rad)	mechanický úhel natočení rotoru
u	(V)	napětí
U_{DC}	(V)	napájecí napětí měniče
u_i	(V)	indukované napětí
W_c	(J)	koenergie
W_f	(J)	energie uložená v magnetickém poli

B.2 Použité zkratky

AHB	asymmetric half-bridge - asymetrický poloviční můstek
AM	asynchronní motor
ATC	average torque control
BLDC	bezkartáčový stejnosměrný motor
BSRM	bezložiskový spínaný reluktanční motor
DITC	direct instantaneous torque control
DTC	direct torque control
PMSM	synchronní motor s permanentními magnety
SRM	spínaný reluktanční motor
TSF	torque sharing function

Příloha C

Data modelovaného SRM

C.1 Data magnetického toku

Tabulka C.1: Data magnetického toku Φ (Wb) v závislosti na elektrickém úhlu a proudu pro modelovaný SRM

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
0	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
3	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
6	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
9	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
12	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
15	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
18	0	0,002	0,004	0,006	0,009	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
21	0	0,002	0,004	0,006	0,009	0,011	0,013	0,015	0,017	0,020	0,022
24	0	0,002	0,004	0,007	0,009	0,011	0,013	0,015	0,018	0,020	0,022
27	0	0,002	0,004	0,007	0,009	0,011	0,013	0,016	0,018	0,020	0,022
30	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,011	0,014	0,016	0,018	0,020	0,023
33	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,012	0,014	0,016	0,018	0,021	0,023
36	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,012	0,014	0,016	0,019	0,021	0,024
39	0	0,002	0,005	0,007	0,010	0,012	0,014	0,017	0,019	0,022	0,024
42	0	0,002	0,005	0,007	0,010	0,012	0,015	0,017	0,020	0,022	0,025
45	0	0,003	0,005	0,008	0,010	0,013	0,015	0,018	0,021	0,023	0,026
48	0	0,003	0,005	0,008	0,011	0,013	0,016	0,019	0,021	0,024	0,027
51	0	0,003	0,006	0,008	0,011	0,014	0,017	0,020	0,022	0,025	0,028

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
54	0	0,003	0,006	0,009	0,012	0,015	0,018	0,021	0,024	0,027	0,030
57	0	0,003	0,006	0,010	0,013	0,016	0,019	0,022	0,026	0,029	0,033
60	0	0,003	0,007	0,010	0,014	0,017	0,021	0,024	0,028	0,031	0,034
63	0	0,004	0,008	0,012	0,016	0,020	0,023	0,027	0,031	0,034	0,037
66	0	0,004	0,009	0,013	0,018	0,022	0,026	0,030	0,033	0,037	0,040
69	0	0,005	0,010	0,015	0,019	0,024	0,029	0,033	0,037	0,040	0,043
72	0	0,005	0,011	0,016	0,021	0,027	0,032	0,036	0,040	0,043	0,046
75	0	0,006	0,012	0,017	0,023	0,029	0,035	0,039	0,043	0,046	0,050
78	0	0,006	0,012	0,019	0,025	0,031	0,037	0,042	0,046	0,050	0,053
81	0	0,007	0,013	0,020	0,027	0,034	0,040	0,045	0,049	0,053	0,056
84	0	0,007	0,014	0,022	0,029	0,036	0,043	0,049	0,053	0,056	0,059
87	0	0,008	0,015	0,023	0,031	0,039	0,046	0,052	0,056	0,059	0,063
90	0	0,008	0,016	0,024	0,033	0,041	0,049	0,055	0,059	0,063	0,066
93	0	0,008	0,017	0,026	0,035	0,043	0,052	0,058	0,062	0,066	0,069
96	0	0,009	0,018	0,027	0,037	0,046	0,054	0,061	0,066	0,069	0,073
99	0	0,009	0,019	0,029	0,038	0,048	0,057	0,065	0,069	0,073	0,076
102	0	0,010	0,020	0,030	0,040	0,050	0,060	0,068	0,072	0,076	0,079
105	0	0,010	0,021	0,032	0,042	0,053	0,063	0,071	0,076	0,079	0,082
108	0	0,011	0,022	0,033	0,044	0,055	0,066	0,074	0,079	0,083	0,086
111	0	0,011	0,023	0,034	0,046	0,058	0,068	0,077	0,082	0,086	0,089
114	0	0,012	0,024	0,036	0,048	0,060	0,071	0,080	0,086	0,089	0,092
117	0	0,012	0,025	0,037	0,050	0,062	0,074	0,083	0,089	0,093	0,096
120	0	0,013	0,026	0,039	0,052	0,065	0,077	0,086	0,092	0,096	0,099
123	0	0,013	0,026	0,040	0,053	0,067	0,079	0,090	0,096	0,099	0,102
126	0	0,013	0,027	0,041	0,055	0,069	0,082	0,093	0,099	0,103	0,106
129	0	0,014	0,028	0,043	0,057	0,071	0,085	0,096	0,102	0,106	0,109
132	0	0,014	0,029	0,044	0,059	0,074	0,088	0,099	0,105	0,109	0,112
135	0	0,015	0,030	0,045	0,061	0,076	0,090	0,102	0,109	0,112	0,116
138	0	0,015	0,031	0,047	0,063	0,078	0,093	0,105	0,112	0,116	0,119
141	0	0,016	0,032	0,048	0,064	0,081	0,096	0,108	0,115	0,119	0,122
144	0	0,016	0,033	0,050	0,066	0,083	0,098	0,111	0,118	0,122	0,125
147	0	0,017	0,034	0,051	0,068	0,085	0,101	0,113	0,121	0,125	0,128
150	0	0,017	0,035	0,052	0,070	0,087	0,104	0,116	0,124	0,127	0,130
153	0	0,017	0,035	0,054	0,072	0,090	0,106	0,118	0,126	0,130	0,133
156	0	0,018	0,036	0,055	0,073	0,092	0,109	0,121	0,128	0,132	0,135
159	0	0,018	0,037	0,056	0,075	0,094	0,111	0,123	0,130	0,135	0,138
162	0	0,019	0,038	0,057	0,077	0,096	0,113	0,124	0,131	0,137	0,140
165	0	0,019	0,039	0,059	0,078	0,098	0,115	0,126	0,133	0,138	0,141
168	0	0,019	0,040	0,060	0,080	0,100	0,117	0,127	0,134	0,139	0,142
171	0	0,020	0,040	0,061	0,082	0,102	0,119	0,129	0,135	0,140	0,143
174	0	0,020	0,041	0,062	0,083	0,103	0,120	0,129	0,136	0,140	0,143
177	0	0,020	0,042	0,063	0,084	0,105	0,121	0,130	0,136	0,141	0,144

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
180	0	0,021	0,042	0,063	0,085	0,105	0,122	0,131	0,137	0,141	0,144
183	0	0,020	0,042	0,063	0,084	0,105	0,121	0,130	0,136	0,141	0,144
186	0	0,020	0,041	0,062	0,083	0,103	0,120	0,129	0,136	0,140	0,143
189	0	0,020	0,040	0,061	0,082	0,102	0,119	0,129	0,135	0,140	0,143
192	0	0,019	0,040	0,060	0,080	0,100	0,117	0,127	0,134	0,139	0,142
195	0	0,019	0,039	0,059	0,078	0,098	0,115	0,126	0,133	0,138	0,141
198	0	0,019	0,038	0,057	0,077	0,096	0,113	0,124	0,131	0,137	0,140
201	0	0,018	0,037	0,056	0,075	0,094	0,111	0,123	0,130	0,135	0,138
204	0	0,018	0,036	0,055	0,073	0,092	0,109	0,121	0,128	0,132	0,135
207	0	0,017	0,035	0,054	0,072	0,089	0,106	0,118	0,126	0,130	0,133
210	0	0,017	0,035	0,052	0,070	0,087	0,104	0,116	0,124	0,127	0,130
213	0	0,017	0,034	0,051	0,068	0,085	0,101	0,113	0,121	0,125	0,128
216	0	0,016	0,033	0,050	0,066	0,083	0,098	0,111	0,118	0,122	0,125
219	0	0,016	0,032	0,048	0,064	0,081	0,096	0,108	0,115	0,119	0,122
222	0	0,015	0,031	0,047	0,063	0,078	0,093	0,105	0,112	0,116	0,119
225	0	0,015	0,030	0,045	0,061	0,076	0,090	0,102	0,109	0,112	0,116
228	0	0,014	0,029	0,044	0,059	0,074	0,088	0,099	0,105	0,109	0,112
231	0	0,014	0,028	0,043	0,057	0,071	0,085	0,096	0,102	0,106	0,109
234	0	0,013	0,027	0,041	0,055	0,069	0,082	0,093	0,099	0,103	0,106
237	0	0,013	0,026	0,040	0,053	0,067	0,079	0,090	0,096	0,099	0,102
240	0	0,013	0,026	0,039	0,052	0,065	0,077	0,086	0,092	0,096	0,099
243	0	0,012	0,025	0,037	0,050	0,062	0,074	0,083	0,089	0,093	0,096
246	0	0,012	0,024	0,036	0,048	0,060	0,071	0,080	0,086	0,089	0,092
249	0	0,011	0,023	0,034	0,046	0,058	0,068	0,077	0,082	0,086	0,089
252	0	0,011	0,022	0,033	0,044	0,055	0,066	0,074	0,079	0,083	0,086
255	0	0,010	0,021	0,032	0,042	0,053	0,063	0,071	0,076	0,079	0,082
258	0	0,010	0,020	0,030	0,040	0,050	0,060	0,068	0,072	0,076	0,079
261	0	0,009	0,019	0,029	0,038	0,048	0,057	0,065	0,069	0,073	0,076
264	0	0,009	0,018	0,027	0,037	0,046	0,054	0,061	0,066	0,069	0,073
267	0	0,008	0,017	0,026	0,035	0,043	0,052	0,058	0,062	0,066	0,069
270	0	0,008	0,016	0,024	0,033	0,041	0,049	0,055	0,059	0,063	0,066
273	0	0,008	0,015	0,023	0,031	0,039	0,046	0,052	0,056	0,059	0,063
276	0	0,007	0,014	0,022	0,029	0,036	0,043	0,049	0,053	0,056	0,059
279	0	0,007	0,013	0,020	0,027	0,034	0,040	0,045	0,049	0,053	0,056
282	0	0,006	0,012	0,019	0,025	0,031	0,037	0,042	0,046	0,050	0,053
285	0	0,006	0,012	0,017	0,023	0,029	0,035	0,039	0,043	0,046	0,050
288	0	0,005	0,011	0,016	0,021	0,027	0,032	0,036	0,040	0,043	0,046
291	0	0,005	0,010	0,015	0,019	0,024	0,029	0,033	0,037	0,040	0,043
294	0	0,004	0,009	0,013	0,018	0,022	0,026	0,030	0,033	0,037	0,040
297	0	0,004	0,008	0,012	0,016	0,020	0,023	0,027	0,031	0,034	0,037
300	0	0,003	0,007	0,010	0,014	0,017	0,021	0,024	0,028	0,031	0,034
303	0	0,003	0,006	0,010	0,013	0,016	0,019	0,022	0,026	0,029	0,032

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
306	0	0,003	0,006	0,009	0,012	0,015	0,018	0,021	0,024	0,027	0,030
309	0	0,003	0,006	0,008	0,011	0,014	0,017	0,020	0,022	0,025	0,028
312	0	0,003	0,005	0,008	0,011	0,013	0,016	0,019	0,021	0,024	0,027
315	0	0,003	0,005	0,008	0,010	0,013	0,015	0,018	0,021	0,023	0,026
318	0	0,002	0,005	0,007	0,010	0,012	0,015	0,017	0,020	0,022	0,025
321	0	0,002	0,005	0,007	0,010	0,012	0,014	0,017	0,019	0,022	0,024
324	0	0,002	0,005	0,007	0,010	0,012	0,014	0,017	0,019	0,022	0,024
327	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,012	0,014	0,016	0,019	0,021	0,024
330	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,012	0,014	0,016	0,018	0,021	0,023
333	0	0,002	0,005	0,007	0,009	0,011	0,014	0,016	0,018	0,020	0,023
336	0	0,002	0,004	0,007	0,009	0,011	0,013	0,016	0,018	0,020	0,022
339	0	0,002	0,004	0,007	0,009	0,011	0,013	0,015	0,018	0,020	0,022
342	0	0,002	0,004	0,006	0,009	0,011	0,013	0,015	0,017	0,020	0,022
345	0	0,002	0,004	0,006	0,009	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
348	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
351	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,011	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
354	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
357	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021
360	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,010	0,013	0,015	0,017	0,019	0,021

C.2 Data momentu

Tabulka C.2: Data momentu M (Nm) v závislosti na elektrickém úhlu a proudu pro modelovaný SRM

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
0	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
3	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,04	0,05
6	0,00	0,00	0,00	0,01	0,02	0,02	0,04	0,05	0,06	0,08	0,10
9	0,00	0,00	0,01	0,01	0,02	0,04	0,05	0,07	0,10	0,12	0,15
12	0,00	0,00	0,01	0,02	0,03	0,05	0,07	0,10	0,13	0,16	0,20
15	0,00	0,00	0,01	0,02	0,04	0,06	0,09	0,12	0,16	0,21	0,25
18	0,00	0,00	0,01	0,03	0,05	0,08	0,11	0,15	0,20	0,26	0,32
21	0,00	0,00	0,01	0,03	0,06	0,09	0,14	0,19	0,24	0,31	0,38
24	0,00	0,00	0,02	0,04	0,07	0,11	0,16	0,22	0,29	0,36	0,45
27	0,00	0,01	0,02	0,05	0,08	0,13	0,19	0,26	0,34	0,43	0,53
30	0,00	0,01	0,02	0,06	0,10	0,16	0,22	0,31	0,40	0,51	0,63
33	0,00	0,01	0,03	0,07	0,12	0,18	0,26	0,36	0,47	0,59	0,73
36	0,00	0,01	0,03	0,08	0,14	0,21	0,31	0,42	0,55	0,69	0,86

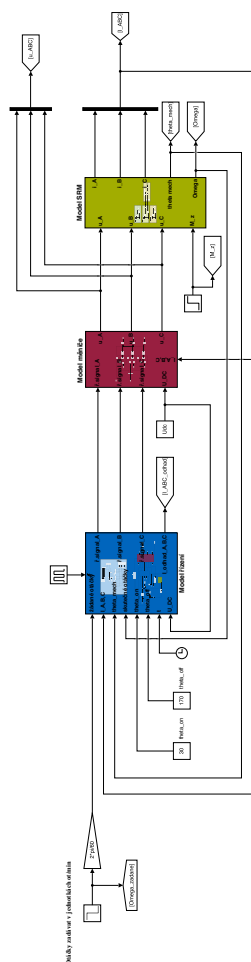
i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
39	0,00	0,01	0,04	0,09	0,16	0,25	0,36	0,49	0,64	0,81	1,00
42	0,00	0,01	0,05	0,11	0,19	0,30	0,43	0,58	0,76	0,97	1,19
45	0,00	0,01	0,06	0,13	0,23	0,36	0,52	0,71	0,92	1,17	1,44
48	0,00	0,02	0,07	0,16	0,28	0,44	0,64	0,87	1,13	1,44	1,77
51	0,00	0,02	0,09	0,20	0,36	0,56	0,81	1,10	1,44	1,83	2,26
54	0,00	0,03	0,12	0,26	0,47	0,73	1,06	1,44	1,89	2,39	2,95
57	0,00	0,04	0,16	0,36	0,65	1,01	1,46	2,00	2,61	3,29	3,97
60	0,00	0,06	0,23	0,52	0,94	1,47	2,11	2,85	3,60	4,39	5,19
63	0,00	0,07	0,28	0,64	1,15	1,80	2,55	3,35	4,20	5,07	5,95
66	0,00	0,07	0,29	0,67	1,19	1,86	2,64	3,51	4,40	5,32	6,26
69	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,86	2,65	3,54	4,48	5,42	6,36
72	0,00	0,07	0,29	0,66	1,18	1,85	2,65	3,55	4,50	5,47	6,45
75	0,00	0,07	0,29	0,66	1,18	1,86	2,65	3,56	4,52	5,50	6,50
78	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,86	2,66	3,57	4,55	5,54	6,54
81	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,86	2,65	3,57	4,55	5,55	6,55
84	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,86	2,66	3,57	4,56	5,56	6,56
87	0,00	0,07	0,29	0,67	1,19	1,87	2,66	3,58	4,57	5,58	6,59
90	0,00	0,07	0,29	0,67	1,20	1,87	2,67	3,59	4,58	5,59	6,60
93	0,00	0,07	0,29	0,67	1,19	1,87	2,67	3,60	4,59	5,60	6,61
96	0,00	0,07	0,29	0,67	1,19	1,87	2,67	3,60	4,59	5,59	6,61
99	0,00	0,07	0,29	0,67	1,20	1,88	2,68	3,60	4,59	5,59	6,61
102	0,00	0,07	0,29	0,67	1,20	1,88	2,68	3,60	4,57	5,59	6,61
105	0,00	0,07	0,29	0,67	1,20	1,87	2,67	3,59	4,58	5,59	6,61
108	0,00	0,07	0,29	0,67	1,19	1,87	2,67	3,58	4,57	5,57	6,59
111	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,87	2,66	3,57	4,55	5,56	6,57
114	0,00	0,07	0,29	0,66	1,19	1,86	2,65	3,55	4,54	5,54	6,55
117	0,00	0,07	0,29	0,66	1,18	1,85	2,63	3,54	4,51	5,51	6,52
120	0,00	0,07	0,29	0,65	1,17	1,83	2,61	3,51	4,48	5,48	6,48
123	0,00	0,07	0,29	0,65	1,16	1,82	2,60	3,49	4,47	5,47	6,47
126	0,00	0,07	0,28	0,65	1,16	1,82	2,59	3,47	4,45	5,45	6,45
129	0,00	0,07	0,28	0,64	1,15	1,81	2,57	3,45	4,42	5,41	6,40
132	0,00	0,07	0,28	0,64	1,15	1,80	2,56	3,43	4,39	5,38	6,35
135	0,00	0,07	0,28	0,64	1,14	1,79	2,55	3,42	4,37	5,35	6,32
138	0,00	0,07	0,28	0,64	1,14	1,79	2,55	3,41	4,34	5,31	6,26
141	0,00	0,07	0,28	0,64	1,14	1,78	2,54	3,39	4,30	5,23	6,16
144	0,00	0,07	0,28	0,63	1,13	1,77	2,52	3,36	4,28	5,14	6,03
147	0,00	0,07	0,28	0,63	1,13	1,77	2,51	3,33	4,16	5,02	5,88
150	0,00	0,07	0,28	0,63	1,13	1,77	2,51	3,30	4,06	4,87	5,68
153	0,00	0,07	0,27	0,63	1,12	1,75	2,48	3,23	3,92	4,65	5,42
156	0,00	0,07	0,27	0,62	1,11	1,73	2,44	3,15	3,76	4,41	5,13
159	0,00	0,06	0,27	0,61	1,10	1,71	2,41	3,06	3,59	4,13	4,78
162	0,00	0,06	0,26	0,60	1,08	1,68	2,35	2,94	3,41	3,85	4,38

i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
165	0,00	0,06	0,26	0,59	1,05	1,63	2,27	2,79	3,19	3,56	3,93
168	0,00	0,06	0,25	0,56	1,00	1,56	2,15	2,60	2,95	3,25	3,50
171	0,00	0,06	0,23	0,52	0,93	1,45	1,98	2,36	2,64	2,89	3,08
174	0,00	0,05	0,20	0,46	0,82	1,27	1,71	2,01	2,23	2,42	2,56
177	0,00	0,03	0,14	0,32	0,57	0,88	1,19	1,38	1,53	1,65	1,74
180	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
183	0,00	-0,03	-0,14	-0,32	-0,57	-0,88	-1,19	-1,38	-1,53	-1,65	-1,74
186	0,00	-0,05	-0,20	-0,46	-0,82	-1,27	-1,71	-2,01	-2,23	-2,42	-2,56
189	0,00	-0,06	-0,23	-0,52	-0,93	-1,45	-1,98	-2,36	-2,64	-2,89	-3,08
192	0,00	-0,06	-0,25	-0,56	-1,00	-1,56	-2,15	-2,60	-2,95	-3,25	-3,50
195	0,00	-0,06	-0,26	-0,59	-1,05	-1,63	-2,27	-2,79	-3,19	-3,56	-3,93
198	0,00	-0,06	-0,26	-0,60	-1,08	-1,68	-2,35	-2,94	-3,41	-3,85	-4,38
201	0,00	-0,06	-0,27	-0,61	-1,10	-1,71	-2,41	-3,06	-3,59	-4,12	-4,78
204	0,00	-0,07	-0,27	-0,62	-1,11	-1,73	-2,44	-3,15	-3,76	-4,40	-5,13
207	0,00	-0,07	-0,27	-0,63	-1,12	-1,75	-2,48	-3,23	-3,92	-4,65	-5,42
210	0,00	-0,07	-0,28	-0,63	-1,13	-1,77	-2,50	-3,30	-4,06	-4,87	-5,68
213	0,00	-0,07	-0,28	-0,63	-1,13	-1,77	-2,52	-3,33	-4,20	-5,02	-5,88
216	0,00	-0,07	-0,28	-0,63	-1,13	-1,77	-2,52	-3,36	-4,29	-5,14	-6,03
219	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,14	-1,78	-2,54	-3,39	-4,30	-5,23	-6,16
222	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,14	-1,79	-2,55	-3,41	-4,35	-5,31	-6,26
225	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,14	-1,79	-2,55	-3,42	-4,37	-5,35	-6,32
228	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,15	-1,80	-2,56	-3,43	-4,38	-5,37	-6,36
231	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,15	-1,80	-2,57	-3,45	-4,42	-5,42	-6,41
234	0,00	-0,07	-0,28	-0,65	-1,16	-1,82	-2,59	-3,47	-4,44	-5,45	-6,45
237	0,00	-0,07	-0,29	-0,65	-1,16	-1,82	-2,60	-3,49	-4,47	-5,47	-6,47
240	0,00	-0,07	-0,29	-0,65	-1,17	-1,83	-2,62	-3,51	-4,48	-5,48	-6,48
243	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,18	-1,85	-2,63	-3,54	-4,51	-5,52	-6,52
246	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,86	-2,65	-3,56	-4,54	-5,54	-6,55
249	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,87	-2,66	-3,57	-4,56	-5,55	-6,57
252	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,19	-1,87	-2,67	-3,58	-4,57	-5,57	-6,59
255	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,20	-1,87	-2,68	-3,59	-4,58	-5,59	-6,60
258	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,20	-1,88	-2,68	-3,60	-4,59	-5,59	-6,61
261	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,20	-1,88	-2,68	-3,60	-4,59	-5,59	-6,61
264	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,19	-1,87	-2,67	-3,60	-4,59	-5,59	-6,61
267	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,19	-1,87	-2,67	-3,60	-4,59	-5,59	-6,61
270	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,20	-1,87	-2,67	-3,59	-4,58	-5,59	-6,60
273	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,19	-1,87	-2,66	-3,58	-4,57	-5,58	-6,59
276	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,86	-2,66	-3,57	-4,56	-5,56	-6,56
279	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,86	-2,65	-3,57	-4,55	-5,55	-6,55
282	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,86	-2,66	-3,57	-4,55	-5,54	-6,54
285	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,18	-1,86	-2,65	-3,56	-4,52	-5,50	-6,50
288	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,18	-1,85	-2,65	-3,55	-4,50	-5,47	-6,45

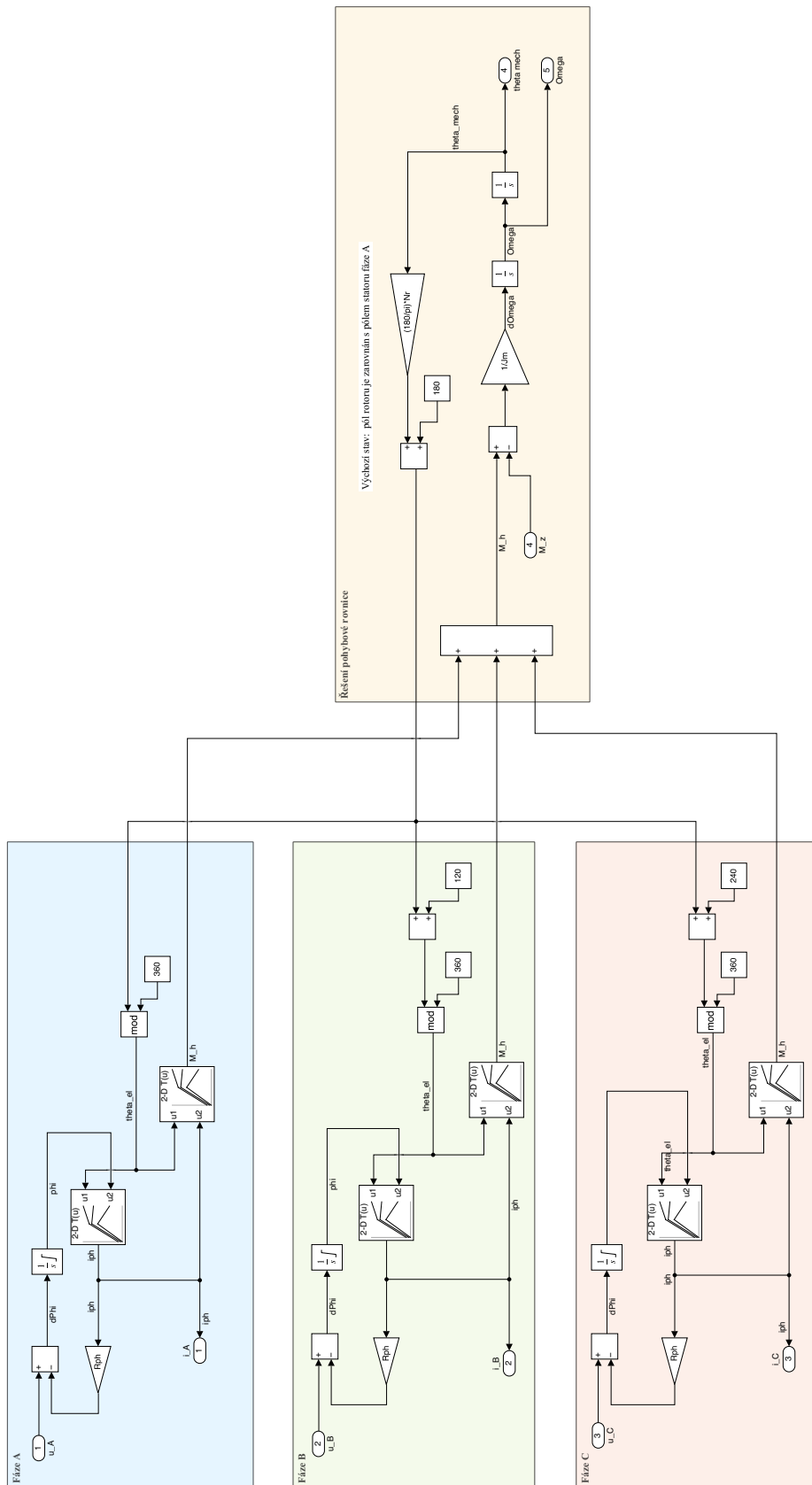
i (A) \ θ (°)	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
291	0,00	-0,07	-0,29	-0,66	-1,19	-1,86	-2,65	-3,54	-4,48	-5,42	-6,36
294	0,00	-0,07	-0,29	-0,67	-1,19	-1,86	-2,64	-3,51	-4,40	-5,32	-6,26
297	0,00	-0,07	-0,28	-0,64	-1,15	-1,80	-2,55	-3,35	-4,20	-5,07	-5,95
300	0,00	-0,06	-0,23	-0,52	-0,94	-1,47	-2,11	-2,85	-3,60	-4,39	-5,19
303	0,00	-0,04	-0,16	-0,36	-0,65	-1,01	-1,46	-2,00	-2,61	-3,29	-3,97
306	0,00	-0,03	-0,12	-0,26	-0,47	-0,73	-1,06	-1,44	-1,89	-2,39	-2,95
309	0,00	-0,02	-0,09	-0,20	-0,36	-0,56	-0,81	-1,10	-1,44	-1,83	-2,26
312	0,00	-0,02	-0,07	-0,16	-0,28	-0,44	-0,64	-0,87	-1,13	-1,44	-1,77
315	0,00	-0,01	-0,06	-0,13	-0,23	-0,36	-0,52	-0,71	-0,92	-1,17	-1,44
318	0,00	-0,01	-0,05	-0,11	-0,19	-0,30	-0,43	-0,58	-0,76	-0,97	-1,19
321	0,00	-0,01	-0,04	-0,09	-0,16	-0,25	-0,36	-0,49	-0,64	-0,81	-1,00
324	0,00	-0,01	-0,03	-0,08	-0,14	-0,21	-0,31	-0,42	-0,55	-0,69	-0,86
327	0,00	-0,01	-0,03	-0,07	-0,12	-0,18	-0,26	-0,36	-0,47	-0,59	-0,73
330	0,00	-0,01	-0,02	-0,06	-0,10	-0,16	-0,22	-0,31	-0,40	-0,51	-0,63
333	0,00	-0,01	-0,02	-0,05	-0,08	-0,13	-0,19	-0,26	-0,34	-0,43	-0,53
336	0,00	0,00	-0,02	-0,04	-0,07	-0,11	-0,16	-0,22	-0,29	-0,36	-0,45
339	0,00	0,00	-0,01	-0,03	-0,06	-0,09	-0,14	-0,19	-0,24	-0,31	-0,38
342	0,00	0,00	-0,01	-0,03	-0,05	-0,08	-0,11	-0,15	-0,20	-0,26	-0,32
345	0,00	0,00	-0,01	-0,02	-0,04	-0,06	-0,09	-0,12	-0,16	-0,21	-0,25
348	0,00	0,00	-0,01	-0,02	-0,03	-0,05	-0,07	-0,10	-0,13	-0,16	-0,20
351	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,02	-0,04	-0,05	-0,07	-0,10	-0,12	-0,15
354	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,02	-0,02	-0,04	-0,05	-0,06	-0,08	-0,10
357	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,01	-0,01	-0,02	-0,02	-0,03	-0,04	-0,05
360	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00

Příloha D

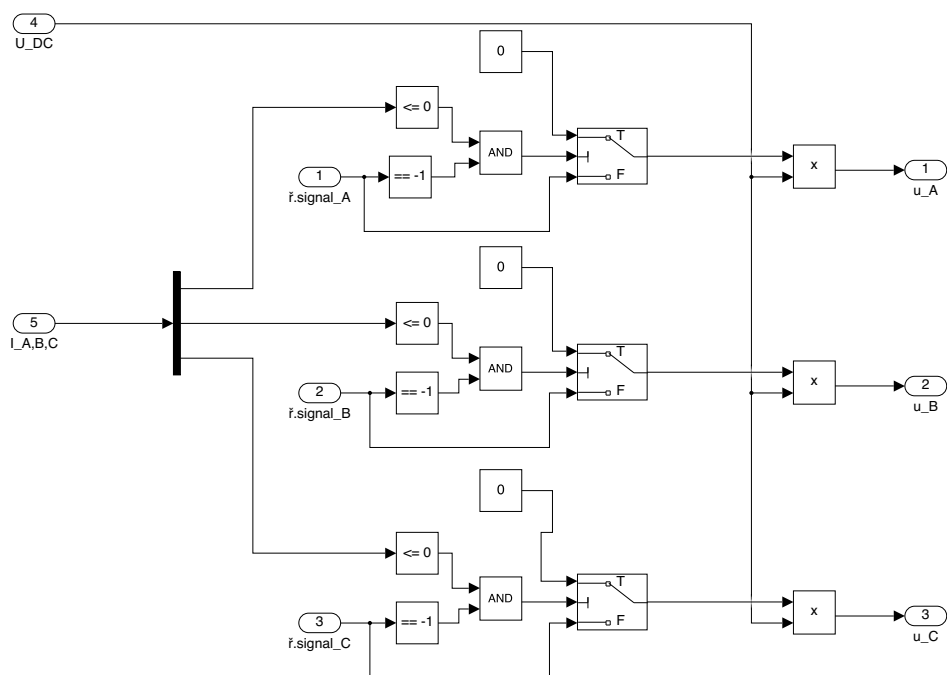
Schéma zapojení modelu řízeného SRM



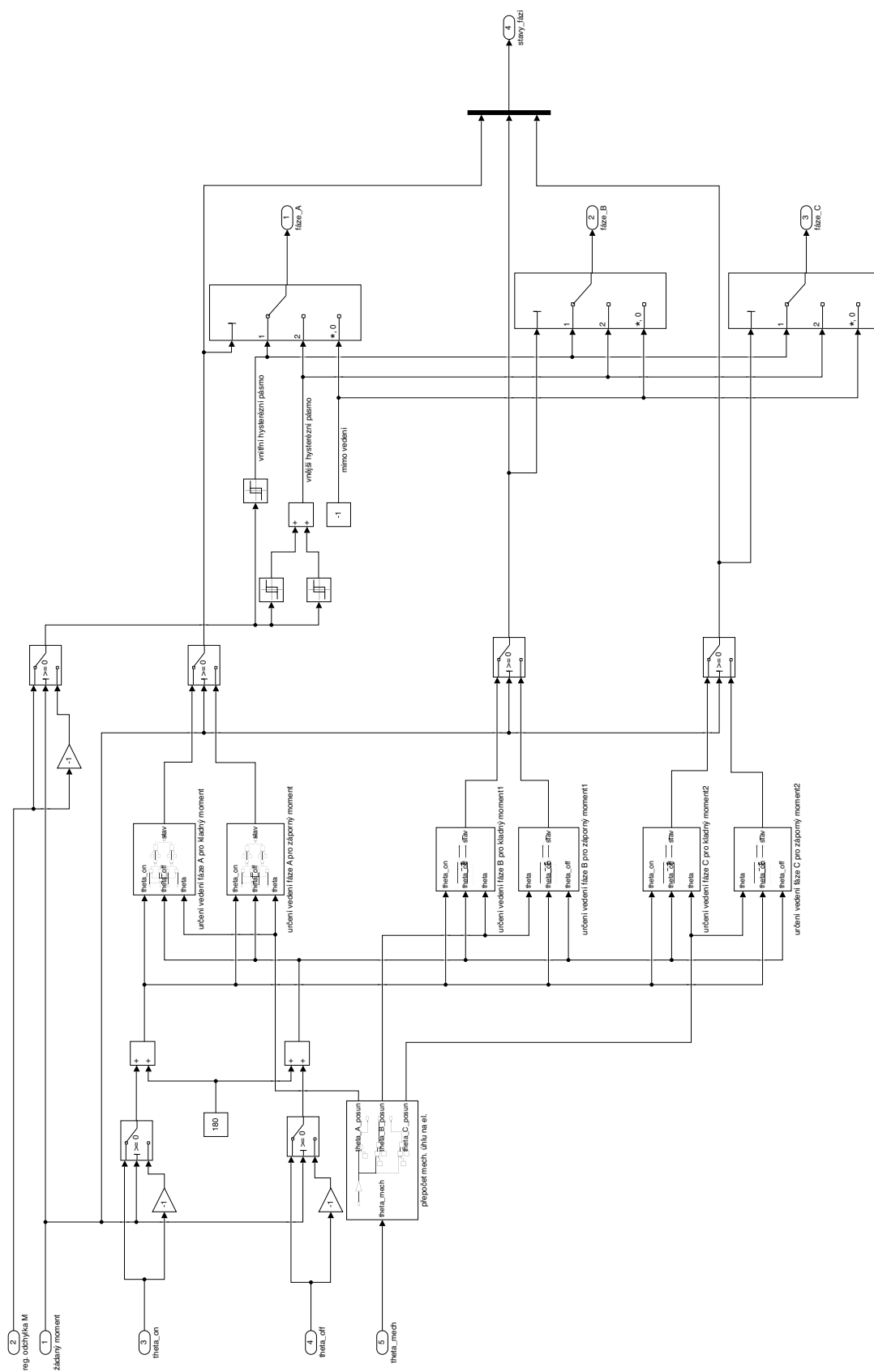
Obrázek D.1: Schéma zapojení modelu řízeného SRM v Simulinku



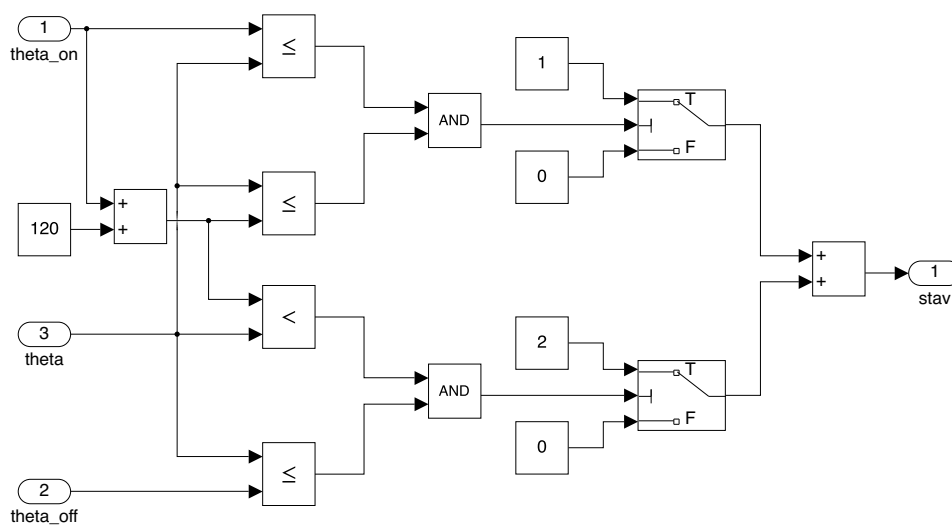
Obrázek D.2: Schéma zapojení modelu řízeného SRM v Simulinku



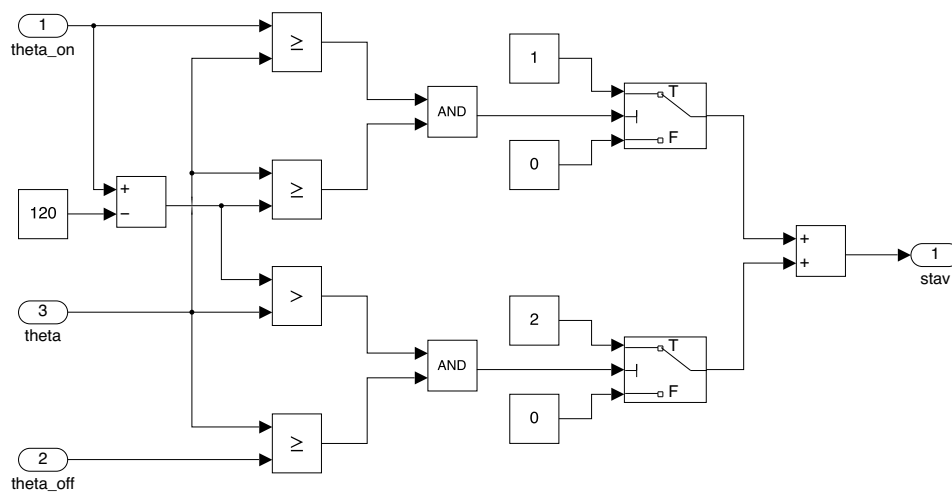
Obrázek D.3: Schéma zapojení modelu měniče v Simulinku



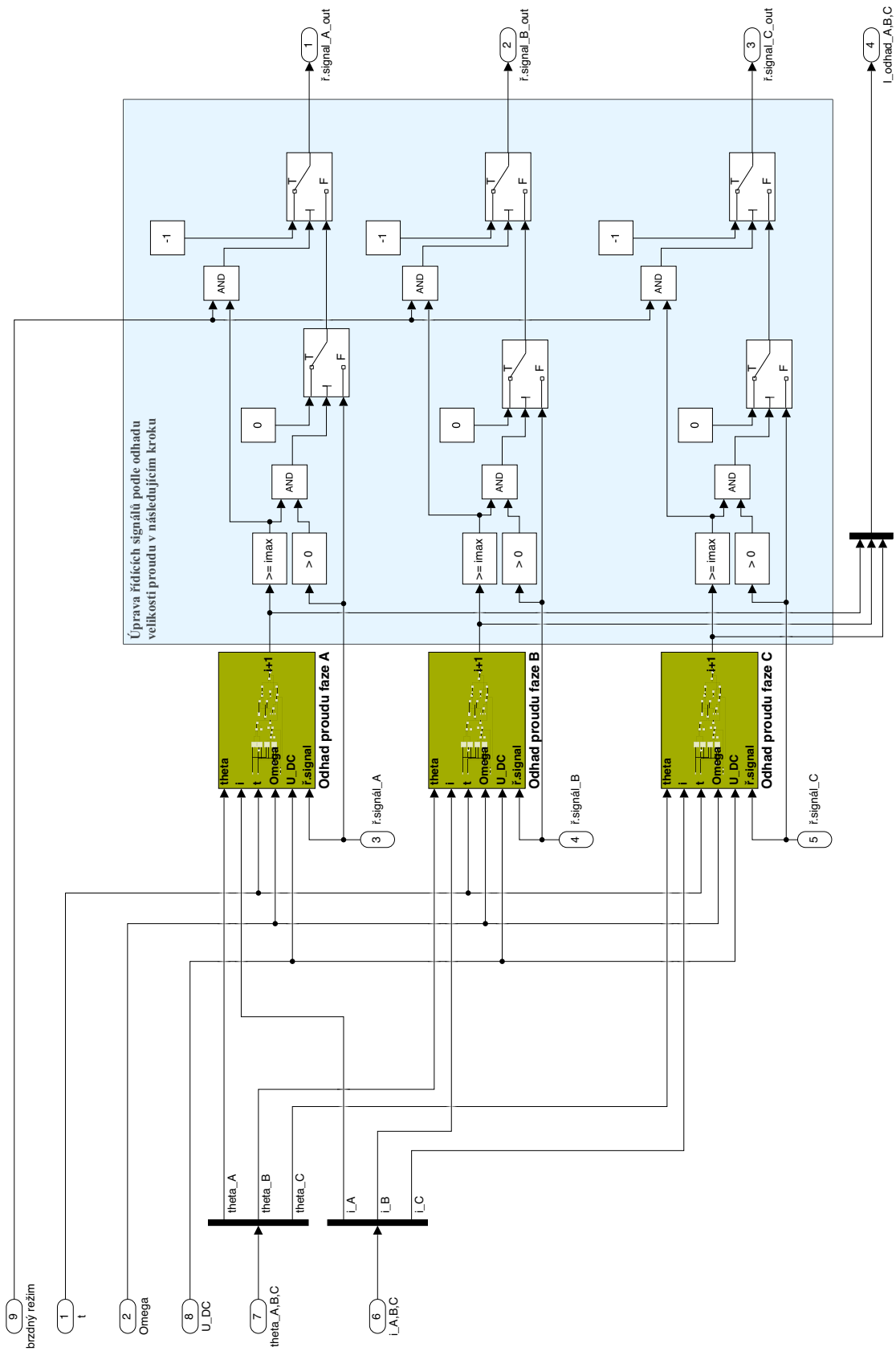
Obrázek D.5: Schéma zapojení DTC regulátoru v Simulinku



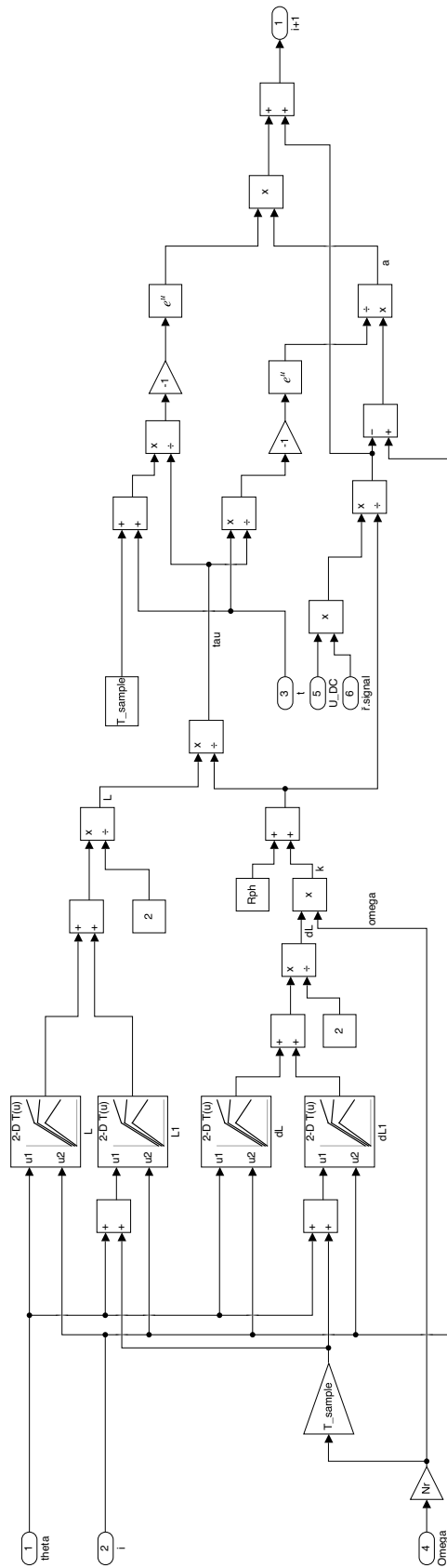
Obrázek D.6: Schéma zapojení pro vyhodnocení způsobilosti vedení fáze pro kladný moment v bloku DITC regulátoru



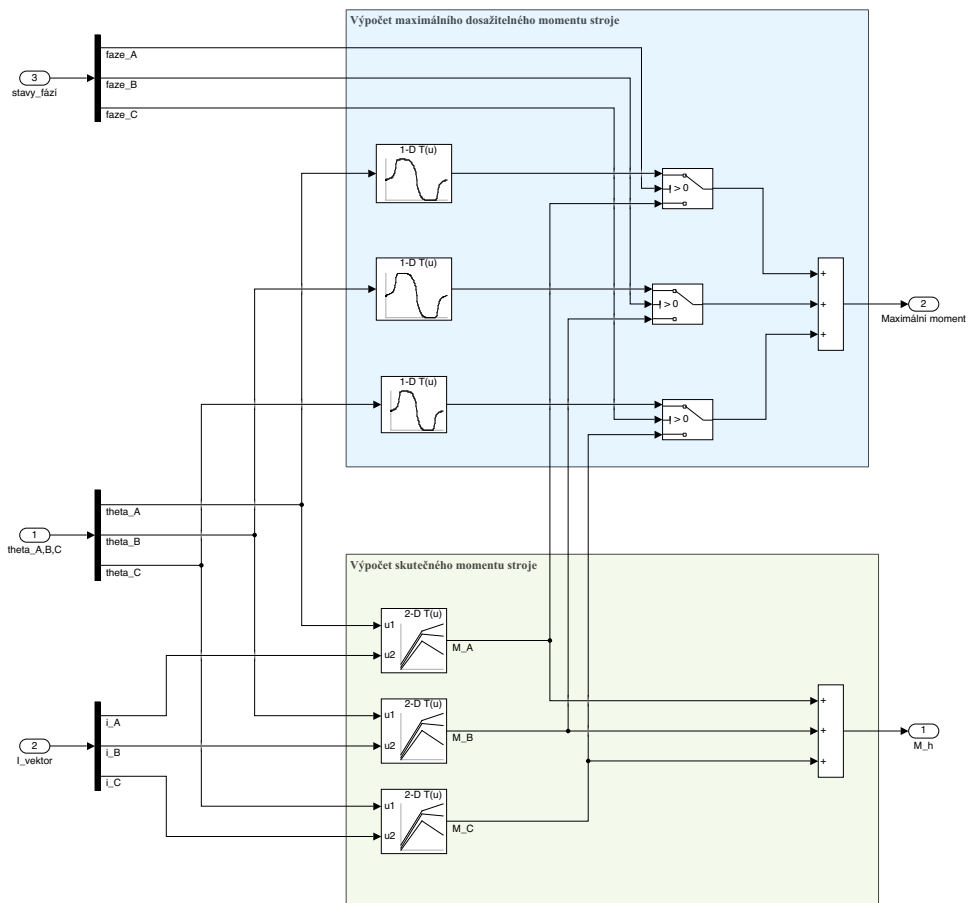
Obrázek D.7: Schéma zapojení pro vyhodnocení způsobilosti vedení fáze pro záporný moment v bloku DITC regulátoru



Obrázek D.8: Schéma zapojení proudového omezení v Simulinku



Obrázek D.9: Schéma zapojení pro odhad proudu v bloku proudového omezení v Simulinku



Obrázek D.10: Schéma zapojení pro výpočet skutečného a maximálního dosažitelného momentu v Simulinku