

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním
filtrem**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické pohony

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Lipčák

Květen 2022

Bc. Václav Kotyk

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kotyk** Jméno: **Václav** Osobní číslo: **468148**
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:

Vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem

Název diplomové práce anglicky:

Vector Control of Induction Motor with Output Filter

Pokyny pro vypracování:

1. Uveďte základní vektorové rovnice asynchronního motoru a princip vektorového řízení včetně používaných matematických modelů.
2. Proveďte rešerši topologií výstupních pasivních filtrů pro motory napájené z měniče. Uveďte výhody a nevýhody použití výstupních filtrů.
3. Prostudujte možnosti eliminace nevýhod výstupních filtrů v kontextu algoritmu vektorového řízení.
4. Implementujte vektorové řízení asynchronního motoru v prostředí MATLAB/Simulink včetně modelu stroje, měniče a filtru.
5. Na vybraných průbězích demonstруйте funkčnost vektorového řízení s výstupním filtrem.

Seznam doporučené literatury:

- [1] J. Guzinski, H. Abu-Rub and P. Strankowski, Variable Speed AC Drives with Inverter Output Filters, New York: John Wiley & Sons, Incorporated, 2015.
[2] J. Salomaki, M. Hinkkanen and J. Luomi, "Sensorless control of induction motor drives equipped with inverter output filter," IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., 2005, pp. 332-339.
[3] J. Guzinski, "Closed loop control of AC drive with LC filter," 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 994-1001, doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635397.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Ondřej Lipčák katedra elektrických pohonů a trakce FEL

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

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

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2024**

Ing. Ondřej Lipčák
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

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 dne

.....

Abstrakt

Jednou z možných řídicích strategií asynchronního motoru pro náročnější aplikace je tzv. vektorové řízení. Princip této řídicí strategie tkví v odděleném řízení momentu a magnetického toku ve stroji. Realizace vektorového řízení vyžaduje použití frekvenčního měniče, který bývá založen nejčastěji na dvouúrovňovém napěťovém střídači. Vzhledem k napájení ze střídače mohou být použity z různých důvodů různé typy výstupních filtrů, které jsou zapojeny mezi měnič a motor a upravují napájecí napětí motoru a proud motoru. Dělí se do třech základních kategorií – common mode filtr, sinusový filtr a du/dt filtr. Ke správné funkci vektorového řízení asynchronního motoru je třeba s dostatečnou přesností znát velikost rotorového toku a transformační úhel. Pro výpočet amplitudy a polohy rotorového toku se používají matematické modely stroje, které v závislosti na typu modelu jako vstup využívají napětí na svorkách motoru, fázové proudy a otáčky. Použitím výstupního filtru je výpočet rotorového toku komplikován, protože neměříme proud, který teče do motoru, ale proud který teče do filtru. Obdobně pokud ztotožníme žádanou hodnotu napětí pro střídač s hodnotou napětí na motoru, tak se dopouštíme chyby. V práci bude nastíněna problematika použití výstupních filtrů, včetně návrhu parametrů výstupního sinusového filtru. Dále bude v práci uvedena možná modifikace algoritmu vektorového řízení s respektováním výstupního sinusového filtru. V praktické části práce byl realizován simulační model vektorového řízení se dvěma různými metodami výpočtu rotorového toku a simulační model vektorového řízení, kde je respektován výstupní sinusový filtr. Vliv použití tohoto filtru na chování pohonu v rámci vektorové regulace je demonstrován na vybraných průbězích.

Klíčová slova

Asynchronní motor, Vektorová regulace, Výstupní filtr, Common mode filtr, Sinusový filtr, du/dt filtr

Abstract

One of the possible control strategies of an asynchronous motor for more demanding applications is the so-called field-oriented control. The principle of this control strategy is to control the torque and magnetic flux in the machine separately. The implementation of vector control requires the use of a frequency converter, which is usually based on a two-level voltage-source inverter. Due to the power supply from the inverter, different types of output filters can be used for different reasons. The filters are connected between the inverter and the motor and adjust the motor supply voltage and motor current. They fall into three basic categories - common mode filter, sinusoidal filter and du/dt filter. To properly operate the vector control of an induction motor, the rotor flux magnitude and transformation angle must be known with sufficient accuracy. To calculate the amplitude and position of the rotor flux, mathematical models of the machine are used. Depending on the type of the mathematical model they use the voltage at the motor terminals, phase currents and speed as input. Using an output filter complicates the rotor flux calculation because we are not measuring the current that flows into the motor, but the current that flows into the filter. Similarly, if we identify the commanded voltage value for the inverter with the voltage value at the motor terminals, we commit an error. This paper will outline the use of output filters, including the design of the sinusoidal output filter parameters. Furthermore, the thesis will present a possible modification of the vector control algorithm with respect to the sinusoidal output filter. In the practical part of the thesis, a simulation model of vector control with two different methods of rotor flux calculation and a simulation model of vector control where the sinusoidal output filter is respected have been implemented. The influence of the use of this filter on the drive behaviour in vector control is demonstrated on selected waveforms.

Key words

Induction motor, Field-oriented Control, Output filter, Common mode filter, Sinusoidal filter, du/dt filter

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu práce, Ing. Ondřeji Lipčákovi, za cenné rady, ochotu a trpělivost při vedení této diplomové práce. Dále bych rád poděkoval své rodině za poskytnutou podporu po celé studium.

Obsah

1	Úvod	1
2	Asynchronní motor	2
2.1	Konstrukce asynchronního motoru	2
2.2	Princip funkce asynchronního motoru	3
2.3	Matematický model asynchronního motoru	4
2.3.1	Clarkové transformace	4
2.3.2	Parkova transformace	5
2.3.3	Základní rovnice asynchronního motoru	5
3	Napěťový střídač	9
3.1	Princip funkce střídače	9
3.2	Modulace prostorového vektoru	11
4	Vektorová regulace asynchronního motoru	13
4.1	Základní princip vektorové regulace	13
4.2	Výpočet jmenovitých hodnot a mezí saturace	16
5	Použití LC filtrů v pohonech s asynchronními motory	20
5.1	Common mode voltage a Common mode filtr	20
5.2	Sinusový filtr	25
5.3	du/dt filtr	30
5.4	Návrh parametrů sinusového filtru	31
6	Vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem	33
6.1	Princip vektorového řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem	33

6.2	Odhadování motorových veličin	35
6.3	Návrh Luenbergerova observeru pro vektorové řízení asynchronního motoru	37
6.4	Návrh Luenbergerova observeru pro řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem	38
7	Simulační modely a provedené simulace	41
7.1	Používané simulační bloky	41
8	Výsledky simulací	44
8.1	Simulace vektorového řízení bez použití filtru	44
8.2	Simulace vektorového řízení s použitím filtru bez modifikace vektorového řízení za použití I-n modelu	47
8.3	Simulace vektorového řízení s použitím filtru bez modifikace vektorového řízení za použití observeru	48
8.4	Simulace vektorového řízení s použitím filtru s modifikací vektorového řízení	49
9	Zhodnocení výsledků simulace	53
10	Závěr	55

1 Úvod

Tato práce se zabývá problematikou vektorového řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem. Vektorové řízení je moderní strategie řízení asynchronního motoru, která nám dovoluje řídit otáčky asynchronního motoru v širokém rozsahu. K realizaci vektorového řízení je nutné asynchronní motor napájet pomocí frekvenčního měniče. Nejpoužívanější frekvenční měnič je nepřímý frekvenční měnič, který se skládá ze vstupního usměrňovače, napěťového meziobvodu s vysokou kapacitou a napěťového střídače. Napěťový střídač mění stejnosměrné napětí na střídavé napětí. Výstupní střídavé napětí má pulzní průběh a jeho střední hodnota za modulační periodu je v ideálním případě rovna žádanému napětí v řídicím algoritmu.

Vzhledem k pulznímu napětí střídače jsou používány takzvané výstupní filtry, které jsou zapojeny mezi měničem a motorem a upravují průběhy napětí a proudů. V principu máme tři typy filtrů - takzvaný common mode filtr, který omezuje proud, který teče mezi středem vinutí motoru a zemí skrz parazitní kapacity. Tento proud vzniká jako důsledek takzvaného common mode voltage, které je opět důsledkem napájení motoru z měniče. Druhým typem filtru je sinusový filtr, který upravuje pulzní průběh výstupního napětí na přibližně sinusový průběh. Třetím typem filtru je takzvaný du/dt filtr, který omezuje strmost náběžné hrany napěťových pulzů. Toto je žádoucí zejména protože vzhledem k vysokým spínacím frekvencím střídače se v přírodním kabelu motoru mohou projevovat vlnové jevy. Všechny tyto tři typy filtrů budou v práci popsány.

Z hlediska algoritmu vektorového řízení může být použití výstupních filtrů problematické. Podstatou vektorového řízení orientovaného na rotorový tok je znalost velikosti rotorového toku a úhlu, který svírá se stojícím souřadným systémem. Rotorový tok je neměřitelná veličina, proto musí být v rámci regulace nějakým způsobem odhadován nebo počítán. Vstupem těchto výpočtů jsou napájecí napětí, motoru, proudy motoru a otáčky. Pokud použijeme výstupní filtr a měříme například proud na výstupu měniče, tak neměříme přímo proud, který teče do motoru, ale proud, který teče do filtru. Stejně tak, pokud v algoritmu používáme žádanou hodnotu napětí pro střídač, tak ji nemůžeme ztotožnit s napětím na motoru. Je tedy třeba modifikovat algoritmus vektorového řízení tak, aby reflektoval použití výstupního filtru.

Praktická část práce je zaměřena na simulaci vektorového řízení asynchronního motoru, která je realizována v prostředí MATLAB Simulink. V prostředí je implementován model asynchronního motoru, model napěťového střídače a model sinusového filtru. Byly provedeny různé simulace, které ukazují vliv použití výstupního filtru na vektorové řízení asynchronního motoru.

2 Asynchronní motor

V této kapitole bude stručně představen asynchronní motor. Asynchronní motor je díky svým vlastnostem nejpoužívanějším elektrickým motorem v oblasti elektrických pohonů. Mezi jeho výhody oproti ostatním motorům patří jednoduchá konstrukce a s ní související vysoká spolehlivost, bezporuchovost, nízké nároky na údržbu a příznivá pořizovací cena [1].

Pokud chceme řídit otáčky asynchronního motoru v širokém rozsahu, tak je třeba k jeho napájení využít napěťový střídač a některou z metod řízení otáček asynchronního motoru. Mezi nejznámější patří skalární řízení, vektorové řízení a přímé řízení momentu [2].

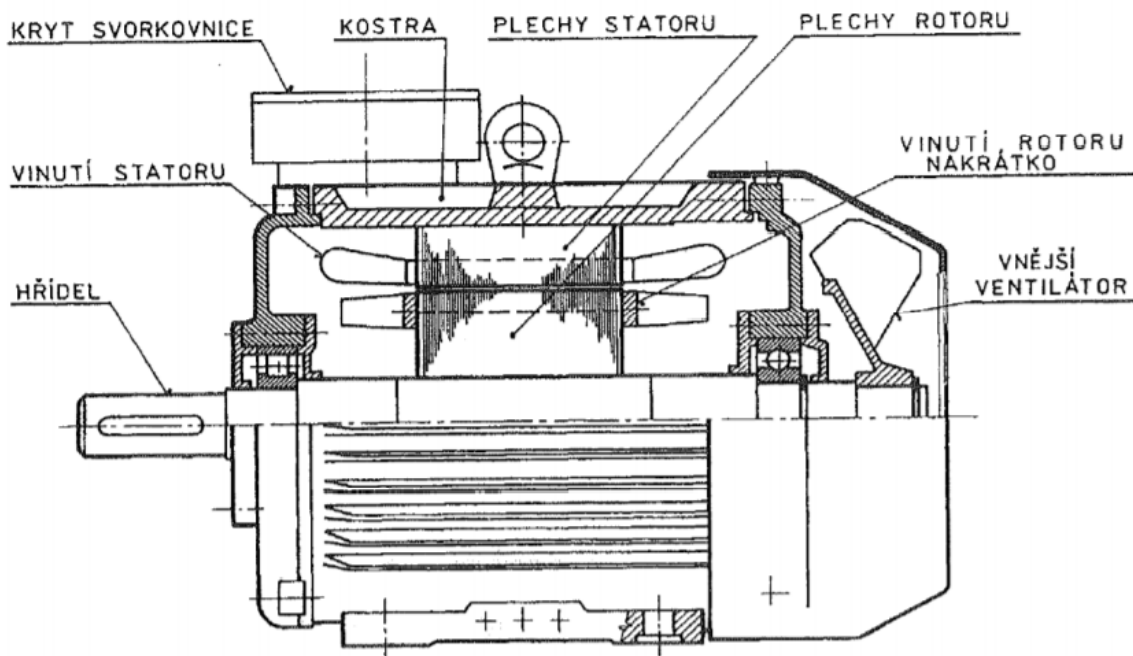
2.1 Konstrukce asynchronního motoru

Dále si popíšeme konstrukci asynchronního motoru. V principu máme dva typy rotoru. V teorii elektrických strojů je místo, kde se indukuje napětí, nazýváno kotvou. U asynchronního motoru je kotvou rotor. Rozlišujeme tedy asynchronní motor s vinutou kotvou a s kotvou nakrátko [1].

Na obrázku 2.1 je podélný řez asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Stator asynchronního motoru je složen z elektrotechnických plechů z oceli s obsahem křemíku. Plechy jsou od sebe izolovány z důvodu omezení vířivých proudů. Na vnitřním obvodu plechů jsou drážky, kde je uloženo třífázové statorové vinutí, které je spojeno do hvězdy nebo do trojúhelníka a vyvedeno na svorkovnici.

Rotor je složen ze stejných elektrotechnických plechů jako stator. Jak již bylo řečeno, tak máme dva typy rotoru v závislosti na konstrukci vinutí rotoru. Pokud je vinutí tvořeno tyčemi spojenými na koncích kruhy nakrátko, pak mluvíme o kotvě nakrátko. Tyče mohou být buď hliníkové nebo měděné. Pro menší motory nižších výkonů je typická odštíknutá klec z hliníku. Pro motory vyšších výkonů je využívána svařovaná měděná klec. Klecové rotory mohou být taky speciálních typů s dvojitým vinutím nebo takzvaná vírová klec, které zlepšují rozběh asynchronního motoru při přímém připojení na síť.

Druhým typem rotorového vinutí je vinutá kotva, která je tvořena trojfázovým vinutím obdobným statorovému vinutí, které je poté vyvedeno na kroužky, na které dosedají kartáče. Výhodou tohoto vinutí je, že je možné do rotorového obvodu připojit odpor, čehož se hlavně v dřívějších dobách využívalo pro rozběh.



Obrázek 2.1: Podélný řez asynchronního motoru s kotvou nakrátko [1].

2.2 Princip funkce asynchronního motoru

Nyní přiblížíme princip funkce asynchronního motoru. Základem principu funkce asynchronního motoru je vznik točivého magnetického pole. Pokud vinutím statoru třífázového asynchronního motoru protékají třífázové sinusové proudy, tak vzhledem k prostorovému uspořádání vinutí dojde ke vzniku točivého magnetického pole, které má konstantní amplitudu a otáčí se konstantní rychlostí, která je úměrná napájecí frekvenci.

Pokud se rotor otáčí jinou rychlostí, než jaká je rychlost točivého magnetického pole, pak se z pohledu cívek rotorového vinutí v čase mění magnetický tok. Dle Lenzova pravidla se tedy indukují napětí, které vyvolá proudy v takové polaritě, aby se snažily potlačit příčinu svého vzniku. Vzniká moment, který se snaží rotor urychlit nebo zpomalit tak, aby se točil stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole. Pokud by se rotor otáčel stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole, tak potom by se z pohledu cívek rotoru v čase neměnil magnetický tok a tedy se neindukovali žádné proudy a moment motoru by byl nulový. V praxi se tedy v motorickém chodu rotor vždy otáčí nižší rychlostí, než je rychlost točivého magnetického pole a motor pracuje s takzvaným skluzem.

2.3 Matematický model asynchronního motoru

Matematických modelů asynchronního motoru existuje více a liší se tím o jak moc podrobný popis se jedná, a jestli je to popis pouze při harmonickém ustáleném stavu a mechanicky ustáleném stavu nebo popis pro obecné děje. K realizaci algoritmu vektorového řízení potřebujeme matematický popis pro obecné děje za využití takzvaných prostorových vektorů. Popis pro harmonicky ustálený stav je dostupný například v [1] a umožňuje základní popsání stroje a jeho charakteristik a je vhodný pro zkoumání práce stroje připojeného k napájecí síti o konstantní frekvenci. V principu je tento popis také založen na teorii prostorových vektorů s uvažováním ustáleného stavu.

2.3.1 Clarkové transformace

Jak bylo řečeno výše, tak pro popis asynchronního motoru se využívá prostorových vektorů. Z trojfázového systému abc a obecnou veličinu x přejdeme do systému $\alpha\beta 0$ pomocí Clarkové transformace jako [3]:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}, \quad (2.1)$$

kde K je transformační konstanta, kterou můžeme v principu zvolit libovolně.

Pokud uvažujeme symetrický trojfázový systém, tak platí:

$$x_a + x_b + x_c = 0. \quad (2.2)$$

Poté pro poslední složku x_0 platí, že je rovná nule. Pro základní popis asynchronního motoru se nulovou složkou nezabýváme, protože uvažujeme symetrický trojfázový systém a prostorový vektor si definujeme, tak že obsahuje pouze složky $\alpha\beta$, které můžeme považovat za reálnou a imaginární část komplexního čísla:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Při volbě $K = 2/3$ má prostorový vektor stejnou velikost jako amplituda třífázového harmonického průběhu.

Nicméně jak bude ukázáno dále v práci, tak nějaké topologie výstupních filtrů fungují právě tam, kde trojfázové veličiny nejsou symetrické a pomocí filtru se snažíme potlačit nulovou složku. Proto zde byla transformace uvedena ve své plné podobě.

Chceme-li se dostat zpět ze souřadnicového systému $\alpha\beta 0$ do systému abc , pak použijeme inverzní Clarkové transformaci definovanou jako:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Pokud neuvažujeme nulovou složku, tak dostáváme:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

2.3.2 Parkova transformace

Pokud transformujeme třífázový harmonický průběh ze souřadného systému abc do souřadného systému $\alpha\beta$, tak získáme vektor, který rotuje v komplexní rovině konstantní rychlostí. Je tedy výhodné použít takzvaný rotující souřadný systém, kdy reálnou osu tohoto systému položíme v každém okamžiku tak, aby byla ve směru vektoru, na který se orientujeme. Parkova transformace je definována jako [3]:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Kde ϑ je úhel, který svírá rotující souřadný systém reálnou osou stojícího souřadného systému. Pokud se potřebujeme dostat zpět z rotujícího souřadného systému do stojícího systému, tak využijeme inverzní Parkovu transformaci definovanou jako:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

2.3.3 Základní rovnice asynchronního motoru

Podrobné odvození základních vektorových rovnic lze najít například v [3], [4]. Následující rovnice byly odvozeny za následujících předpokladů [3], [4].

- tloušťka vzduchové mezery mezi statorem a rotorem je konstantní,
- satorová vinutí jsou rozložena po obvodu vzduchové mezery sinusově,
- vinutí jednotlivých fází jsou vůči sobě natočena o 120 stupňů,
- ztráty v železe jsou zanedbány,
- není uvažován vliv sycení magnetického obvodu,
- aktivní železo stroje má nekonečnou relativní permeabilitu,
- satorová a rotorová vinutí jsou souměrná, tj. činné odpory, indukčnosti a vzájemné indukčnosti jednotlivých fází jsou identické.

Rotorové veličiny je třeba přepočíst na stator. V rovnicích asynchronního motoru se standardně používají dva typy značení. Prvním je použití dolního indexu „1“ pro satorové veličiny a dolního

indexu „2“ pro rotorové veličiny. Druhým systémem značení je použití dolního indexu „s“ pro statorové veličiny a dolního indexu „r“ pro rotorové veličiny. V této práci bude použit druhý typ značení, protože dolní index „1“ bude použit pro veličiny související s filtrem.

V obecném souřadném systému rotujícím rychlostí ω_k vůči statoru jsou základní rovnice asynchronního motoru:

$$\underline{u}_s^k = R_s \dot{i}_s^k + \frac{d\Psi_s^k}{dt} + j\omega_k \Psi_s^k, \quad (2.8)$$

$$\underline{u}_r^k = R_r \dot{i}_r^k + \frac{d\Psi_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \Psi_r^k, \quad (2.9)$$

$$\Psi_s^k = L_s \dot{i}_s^k + L_m \dot{i}_r^k, \quad (2.10)$$

$$\Psi_r^k = L_r \dot{i}_r^k + L_m \dot{i}_s^k. \quad (2.11)$$

Tyto rovnice jsou doplněny o vztahy, které platí pro indukčnosti a magnetizační tok a proud a přepočít mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí:

$$L_s = L_m + L_{1\sigma}, \quad (2.12)$$

$$L_r = L_m + L_{2\sigma}, \quad (2.13)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad (2.14)$$

$$\dot{i}_m^k = \dot{i}_s^k + \dot{i}_r^k, \quad (2.15)$$

$$\Psi_m^k = L_m \dot{i}_m^k, \quad (2.16)$$

$$\Psi_s^k = \Psi_{1\sigma}^k + \Psi_m^k = L_{1\sigma} \dot{i}_s^k + \Psi_m^k, \quad (2.17)$$

$$\Psi_r^k = \Psi_{2\sigma}^k + \Psi_m^k = L_{2\sigma} \dot{i}_r^k + \Psi_m^k, \quad (2.18)$$

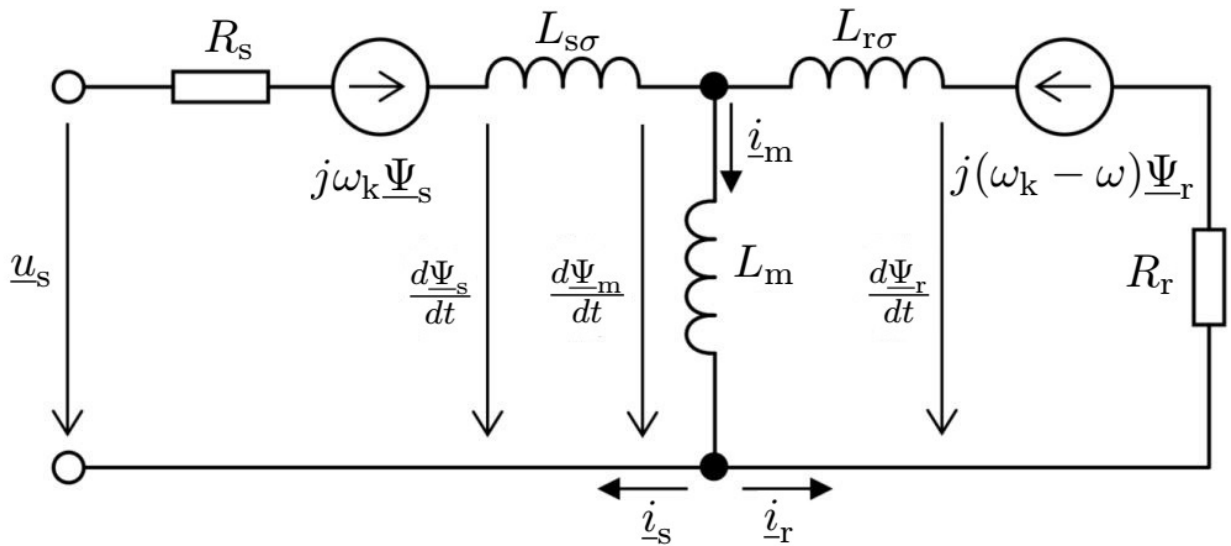
$$\omega = p_p \Omega. \quad (2.19)$$

Ve výše uvedených rovnicích je význam použitých symbolů následující:

- horní index k značí to, že všechny vektory jsou vyjádřeny v obecném souřadném systému k, který rotuje elektrickou úhlovou rychlostí ω_k vůči statoru,
- \underline{u}_s je prostorový vektor statorového napětí,
- \underline{u}_r je prostorový vektor rotorového napětí, pro motor s kotvou nakrátko platí $\underline{u}_r = 0$,
- \dot{i}_s je prostorový vektor statorového proudu,
- \dot{i}_r je prostorový vektor rotorového proudu,
- Ψ_s je prostorový vektor statorového spřaženého magnetického toku,
- Ψ_r je prostorový vektor rotorového spřaženého magnetického toku,
- ω je elektrická úhlová rychlost rotoru,
- Ω je mechanická úhlová rychlost rotoru,

- p_p je počet pól párů motoru,
- L_s je výsledná indukčnost jedné fáze statorového vinutí,
- L_r je výsledná indukčnost jedné fáze rotorového vinutí,
- L_m je magnetizační indukčnost,
- R_s je odpor jedné fáze statorového vinutí,
- R_r je odpor jedné fáze rotorového vinutí.
- $L_{1\sigma}$ je statorová rozptylová indukčnost,
- $L_{2\sigma}$ je rotorová rozptylová indukčnost,
- σ je takzvaný rozptyl,
- \underline{i}_m je prostorový vektor magnetizačního proudu,
- $\underline{\Psi}_m$ je prostorový vektor magnetizačního toku.

Tyto základní rovnice můžeme reprezentovat pomocí náhradního schématu:



Obrázek 2.2: Náhradní schéma asynchronního motoru pro obecné děje, převzato a upraveno z [4].

Dalším důležitým vztahem je vztah pro moment motoru. Odvození tohoto vztahu z výkonové bilance je například v [4]. Pro moment můžeme psát:

$$M = \frac{2}{3K^2} p_p k_m |\underline{V} \times \underline{W}| = \frac{2}{3K^2} p_p k_m (W_{\text{Re}} V_{\text{Im}} - W_{\text{Im}} V_{\text{Re}}), \quad (2.20)$$

kde

- K je transformační konstanta Clarkové transformace,
- p_p je počet pólpárů,
- \underline{V} a \underline{W} jsou prostorové vektory toků a proudů, pomocí kterých lze moment vyjádřit. Všechny možnosti jsou vypsány v tabulce 1.
- k_m je momentová konstanta závislá na volbě vektorů \underline{V} a \underline{W} .

varianta	1	2	3	4	5	6	7	8
\underline{V}	i_s	i_s	i_s	i_s	i_r	i_r	i_r	Ψ_s
\underline{W}	i_r	Ψ_s	Ψ_m	Ψ_r	Ψ_s	Ψ_m	Ψ_r	Ψ_r
k_m	L_m	1	1	$\frac{L_m}{L_r}$	$\frac{L_m}{L_s}$	1	1	$\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$

Tabulka 1: Všechny kombinace prostorových vektorů a odpovídajících konstant pro vyjádření momentu asynchronního motoru, převzato a upraveno z [4].

Úplný matematický model asynchronního motoru ještě doplňuje pohybová rovnice [3].

$$M - M_Z = M_D, \quad (2.21)$$

kde

- M je hnací moment motoru,
- M_Z je zátěžný moment,
- M_D je dynamický moment.

Za předpokladu konstantního momentu setrvačnosti lze psát [3]:

$$M_D = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (2.22)$$

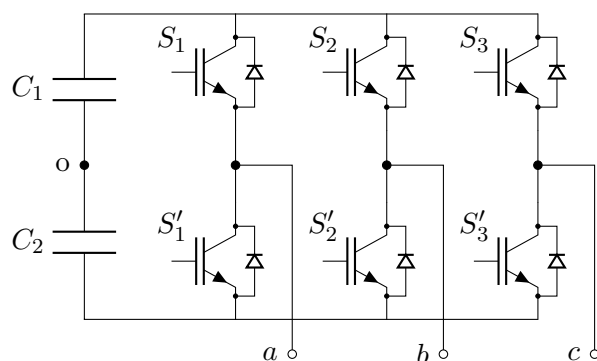
kde

- J je moment setrvačnosti,
- Ω je mechanická úhlová rychlost rotoru.

3 Napěťový střídač

Pokud chceme realizovat vektorové řízení asynchronního motoru, tak potřebujeme generovat libovolný prostorový vektor napětí. Toho docílíme za použití napěťového střídače. Schéma napěťového střídače je na obrázku 3.1. Jelikož se jedná o napěťový střídač, tak je ve stejnosměrném obvodu umístěn kondenzátor o značné kapacitě určený ke stabilizaci napětí. Na obrázku níže je tento kondenzátor reprezentován dvěma kapacitami zapojenými sériově, protože střed těchto kondenzátorů se používá v definici fázového napětí střídače, nicméně v praxi tento střed vyveden není.

Dále je kondenzátor tvořen šesti vypínatelnými součástkami se zpětnými diodami zapojenými dle obrázku níže. V praxi se pro nižší výkony používají tranzistory MOSFET, pro střední výkony tranzistory POWER MOSFET a IGBT a pro nejvyšší výkony tranzistory IGBT a vypínatelné tyristory GTO a IGCT [4].



Obrázek 3.1: Dvouúrovňový napěťový střídač.

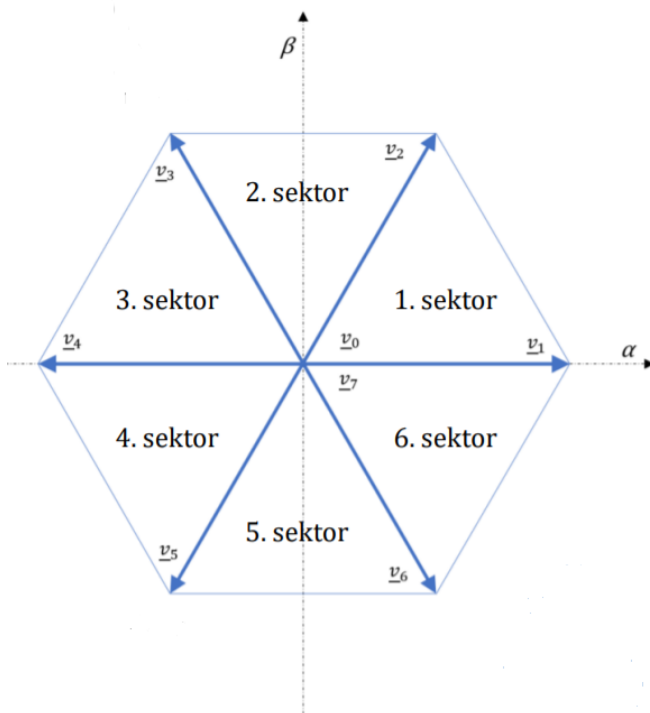
3.1 Princip funkce střídače

Při připojení trojfázového vinutí motoru bez vyvedeného uzlu máme celkem osm přípustných kombinací sepnutí tranzistorů. Nikdy nesmí být sepnuty tranzistory, které jsou v jedné větvi pod sebou – například S_1 a S'_1 , došlo by totiž ke zkratování stejnosměrného meziobvodu, které by vedlo k neúnosnému nárůstu proudu a došlo by ke zničení střídače. Každá z osmi přípustných kombinací střídače odpovídá jednomu prostorovému vektoru fázového napětí, které je připojeno k motoru. V tabulce 2 jsou tyto kombinace zapsány. „0“ znamená sepnutí dolního spínače v příslušné fázi „1“ znamená sepnutí dolního spínače v příslušné fázi. Vektory generované těmito spínacími kombinacemi jsou pojmenovány \underline{v}_0 až \underline{v}_7 .

fáze	\underline{v}_0	\underline{v}_1	\underline{v}_2	\underline{v}_3	\underline{v}_4	\underline{v}_5	\underline{v}_6	\underline{v}_7
a	0	1	1	0	0	0	1	1
b	0	0	1	1	1	0	0	1
c	0	0	0	0	1	1	1	1

Tabulka 2: Tabulka spínacích kombinací

Jak je vidět ze spínacích kombinací, tak vektory \underline{v}_0 a \underline{v}_7 jsou vytvořeny sepnutím všech horních nebo dolních spínačů, tedy na motoru je napětí nulové, a tedy velikost vektorů \underline{v}_0 a \underline{v}_7 je nulová. Pro ostatních šest kombinací platí, že dvě fáze motoru jsou připojeny k jedné polaritě stejnosměrného meziobvodu a zbylá je připojena k opačné polaritě stejnosměrného meziobvodu. Vzhledem k předpokladu symetrických vinutí se stejnosměrné napětí v meziobvodu rozdělí tak, že na dvou fázích připojených ke stejné polaritě meziobvodu je poloviční velikost napětí oproti fázi, která je připojena k opačné polaritě meziobvodu. To odpovídá tomu, že prostorový vektor vytvořený těmito kombinacemi má při uvažování transformační konstanty $K = 2/3$ velikost: $2/3 U_{DC}$, kde U_{DC} je velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Těchto šest vektorů je zobrazeno na obrázku 3.2. Všechny mají stejnou velikost a v komplexní rovině jsou mezi sebou pootočený o 60 stupňů. Pro modulaci prostorového vektoru, která bude nastíněna v dalším textu je vhodné komplexní rovinu rozdělit na šest sektorů, jejichž hranice určují právě základní vektory střídače.

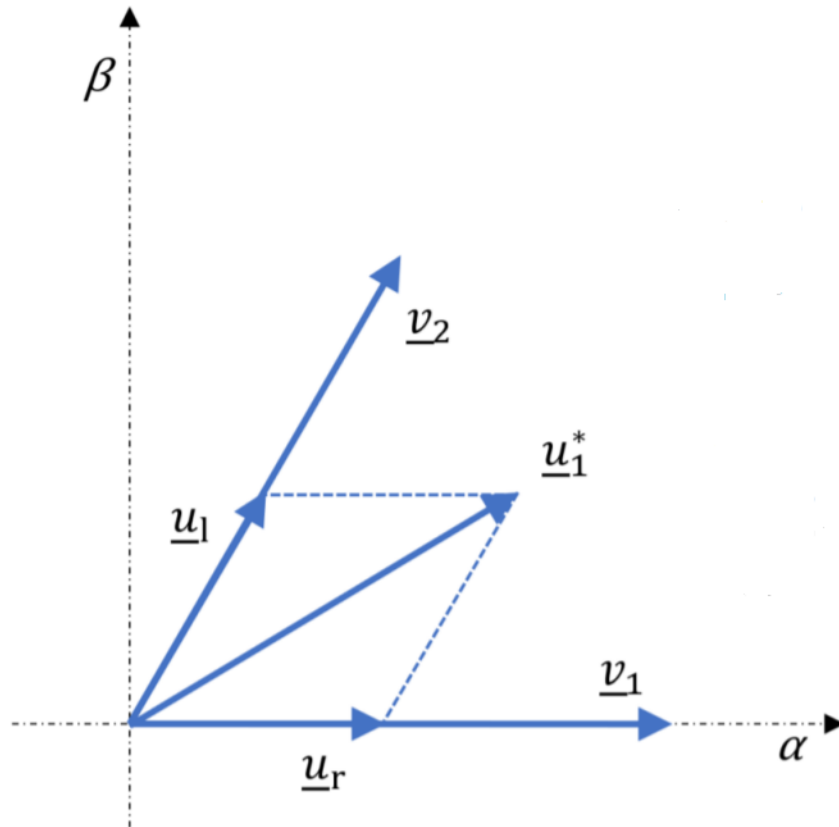


Obrázek 3.2: Základní vektory v komplexní rovině, převzato z [4].

3.2 Modulace prostorového vektoru

Jak bylo řečeno výše, tak pomocí střídače jsme schopni přímo vytvořit pouze šest nenulových prostorových vektorů napětí a dvěma způsoby nulový vektor. V rámci vektorové regulace ovšem potřebujeme vytvořit jakýkoliv vektor napětí. V praxi se k tomu používají různé metody pulzně-šířkové modulace [5]. V oblasti elektrických pohonů je nejrozšířenější takzvaná modulace prostorového vektoru, popsaná například v [4], [5]. Základní princip modulace prostorového vektoru je zřejmý z obrázku 3.3. Jelikož střídač je schopen přímo vytvořit vektory, které jsou vůči sobě natočené o 60 stupňů, tak si žádaný vektor také můžeme složit z vektorů, které jsou od sebe pootočený o 60 stupňů. Žádaný vektor napětí je tedy složen z "pravého" a "levého" vektoru. Napětiovým střídačem ale umíme sepnout pouze vektory, jejichž velikost je odvozená od napětí v meziobvodu. Snížení amplitudy je realizováno poměrným sepnutím za modulační periodu.

V principu je možné tímto způsobem generovat všechny vektory, které se nachází uvnitř šestiúhelníku, který je vymezen základními vektory střídače, nicméně vzhledem k požadavku na práci střídače v lineárním režimu se generovatelná množina prostorových vektorů omezuje na vepsanou kružnici šestiúhelníku, která má poloměr $U_{DC}/\sqrt{3}$.



Obrázek 3.3: Složení žádaného vektoru, převzato z [4].

Za uvažování všech výše zmíněných skutečností můžeme pro doby sepnutí „pravého“ a „levého“ vektoru psát [5]:

$$T_R = \sqrt{3} \frac{|\underline{u}_1^*|}{U_{DC}} T_{\text{PWM}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right), \quad (3.1)$$

$$T_L = \sqrt{3} \frac{|\underline{u}_1^*|}{U_{DC}} T_{\text{PWM}} \sin(\vartheta), \quad (3.2)$$

$$T_0 = T_{\text{PWM}} - T_R - T_L, \quad (3.3)$$

kde

- T_R je čas sepnutí „pravého“ vektoru,
- T_L je čas sepnutí „levého“ vektoru,
- T_0 je čas sepnutí nulového vektoru,
- T_{PWM} je modulační perioda,
- $|\underline{u}_1^*|$ je velikost žádaného vektoru napětí,
- U_{DC} je velikost napětí v meziobvodu,
- ϑ je úhel, který svírá žádaný vektor napětí s „pravým“ vektorem.

Za pomoci tabulky spínacích kombinací, pak můžeme po výpočtu času sepnutí „pravého“, „levého“ a nulového vektoru určit časy sepnutí tranzistorů v horní a dolní větvi střídače. Z těchto časů můžeme pomocí porovnání s trojúhelníkovým signálem vytvořit signály S_a , S_b a S_c , kde nulová hodnota značí sepnutí dolního spínače a hodnota 1 znamená sepnutí horního spínače. Tyto signály se v praxi využívají pro řízení tranzistorů střídače, v této práci není výkonová část střídače modelována, proto je zde fázové napětí, které je připojeno k motoru rekonstruováno jako [4]:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}. \quad (3.4)$$

4 Vektorová regulace asynchronního motoru

V této kapitole bude popsán princip vektorové regulace asynchronního motoru. Vektorová regulace je, jak je z názvu patrné, založena na popisu asynchronního motoru za pomoci prostorových vektorů. V synchronně rotujícím souřadném systému jsou veličiny popisující asynchronní motor stejnosměrné a toho lze využít v regulační struktuře.

4.1 Základní princip vektorové regulace

Princip vektorové regulace asynchronního motoru je odděleně řídit tok a moment stroje a docílit analogické regulační struktury jako u stejnosměrného cize buzeného motoru [2], [4]. U stejnosměrného cize buzeného motoru platí, že magnetický tok ve stroji je úměrný budicímu proudu, který protéká budicím vinutím. Moment stroje je poté úměrný součinu magnetického toku a kotevního proudu, který protéká kotevním vinutím. Vzhledem k tomu, že jsou kotevní a budicí obvod galvanicky oddělené, tak můžeme budicím proudem regulovat magnetický tok stroje a kotevním proudem regulovat moment stroje.

Jak již bylo řečeno, tak veličiny asynchronního motoru mají stejnosměrný charakter, pokud jsou vyjádřeny v souřadném systému, který rotuje synchronní rychlostí. Tento synchronně rotující souřadný systém je nutné orientovat do směru některého prostorového vektoru. Z hlediska požadavku na stejnou regulační strukturu, jako je regulační struktura stejnosměrného cize buzeného motoru, je výhodné synchronně rotující souřadný systém orientovat ve směru rotorového toku. Poté je možné dojít k analogickým vztahům pro rotorový tok a moment stroje. K transformaci do synchronně rotujícího systému potřebujeme v každém okamžiku znát transformační úhel, který tento souřadný systém svírá s reálnou osou stojícího souřadného systému, kde měříme příslušné veličiny. V závislosti na tom, jakým způsobem tento úhel získáváme, máme v principu dva typy vektorové regulace [2]:

- dopředné vektorové řízení,
- zpětnovazební vektorové řízení.

Při použití dopředného vektorového řízení je transformační úhel vypočítán integrací synchronní úhlové rychlosti, která je spočítána jako součet mechanické úhlové rychlosti a skluzové úhlové rychlosti. Mechanická úhlová rychlost je změřena a skluzová úhlová rychlost je vypočtena v rotujícím souřadném systému, v rotujícím souřadném systému je také počítána velikost rotorového toku.

U zpětnovazebné vektorové regulace jsou ve stojícím souřadném systému počítány složky vektoru rotorového toku a transformační úhel je vypočítán jako arcus tangens poměru imaginární a reálné složky rotorového toku. Pro výpočet složek rotorového toku jsou používány dva základní modely. Napěťový U-I model a proudový I-n model.

Vzhledem k zaměření práce na problematiku vektorového řízení za použití LC filtru bude ještě v pozdější kapitole uveden výpočet složek rotorového toku za pomoci Luenbergerova observeru,

protože při použití LC filtru je v literatuře možné najít různé observery, které počítají nezbytné veličiny.

Výpočetně nejjednodušší je výpočet složek rotorového toku pomocí U-I modelu, jak název napovídá, tak vstupem U-I modelu je vektor statorového napětí a vektor statorového proudu. Tato metoda má oproti I-n modelu výhodu v tom, že nepotřebuje informaci o otáčkách a je tedy vhodná pro takzvané bezsenzorové řízení asynchronního motoru, které nevyužívá čidlo otáček. Metoda funguje tak, že nejprve je integrací statorové napěťové rovnice vypočtena hodnota statorového toku, která je poté přepočtena na rotorový tok. Ve vektorovém tvaru se jedná ve stojícím souřadném systému o následující rovnice:

$$\underline{\Psi}_s = \int (\underline{u}_s - R_s \dot{i}_s) d\tau, \quad (4.1)$$

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \dot{i}_s), \quad (4.2)$$

kde $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$ je takzvaný rozptyl. Tato jednoduchá metoda výpočtu má několik implementačních problémů, které mohou způsobit nefunkčnost výpočtu. Prvním z nich je metoda zjištění hodnoty statorového napětí, které je tvořeno pulzy, takže je v praxi velice obtížně měřitelné. Obvykle se hodnota napětí položí rovna žádanému napětí, které jde do modulátoru, nebereme tedy v potaz vliv zkreslení výstupního napětí nedokonalostmi střídače a vliv ochranných dob [4]. Dalším zásadním problémem je takzvaná akumulace DC offsetu, která způsobí divergenci výpočtu [4]. V praxi je nutno tyto skutečnosti brát v potaz a korigovat. V práci není U-I model využíván, proto se mu nadále nebudeme věnovat.

Druhou hlavní metodou výpočtu složek rotorového toku je I-n model. Vstupem I-n modelu jsou otáčky a vektor statorového proudu. I-n model získáme tak, že si vyjádříme neměřitelný vektor rotorového proudu a dosadíme ho do rotorové napěťové rovnice. Pro obecný souřadný systém rotující rychlostí ω_k vůči statoru dostáváme:

$$\frac{d\underline{\Psi}_r^k}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} \dot{i}_s^k - \left[\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_k - \omega) \right] \underline{\Psi}_r^k. \quad (4.3)$$

Rozložením na reálnou a imaginární složku pro stojící souřadný systém dostáváme rovnice, které lze implementovat:

$$\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\alpha} - \omega \Psi_{r\beta}, \quad (4.4)$$

$$\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\beta} + \omega \Psi_{r\alpha}. \quad (4.5)$$

Pokud si naopak rozepíšeme I-n model v synchronně rotujícím souřadném systému, za předpokladu orientace na rotorový tok, která znamená, že imaginární složka vektoru rotorového toku je nulová, tak dostáváme následující rovnice:

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd}, \quad (4.6)$$

$$0 = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \Psi_{rd} \omega_{slip}, \quad (4.7)$$

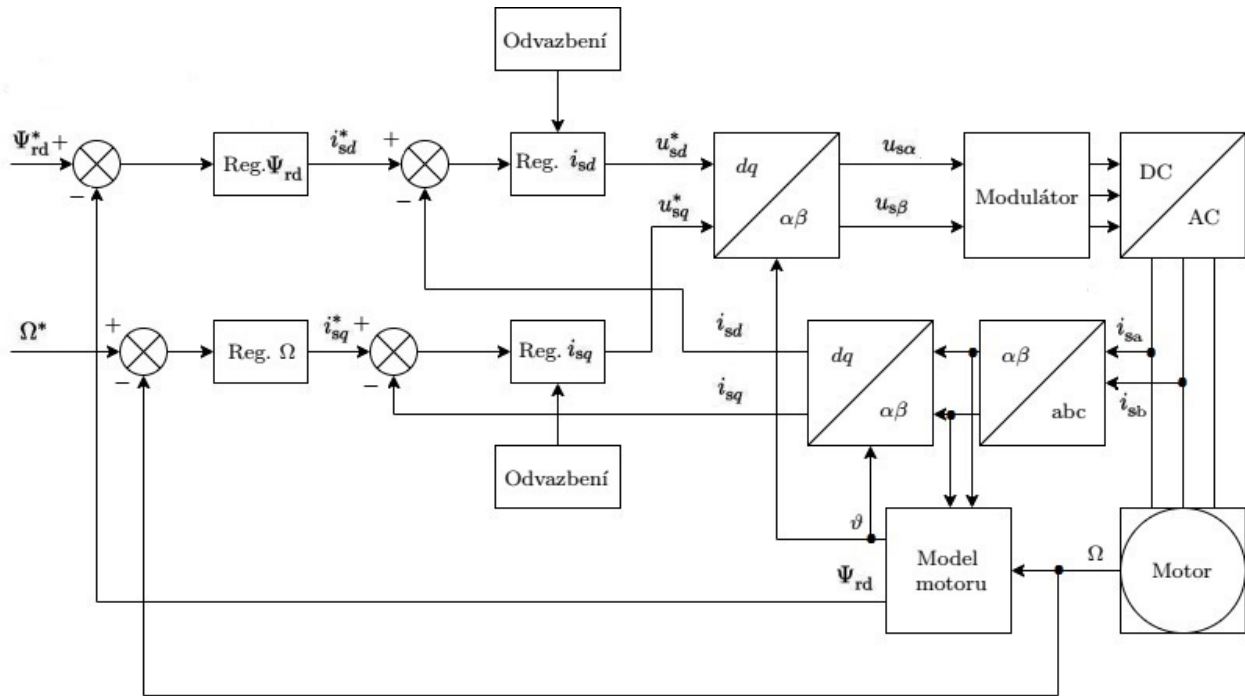
kde $\omega_{\text{slip}} = \omega_s - \omega$ je skluzová rychlost. Z rovnice 4.6 plyne, že v synchronně rotujícím souřadném systému orientovaném na rotorový tok závisí velikost rotorového toku pouze na reálné složce statorového proudu. Této složce se zpravidla říká tokotvorná složka proudu. Tokotvorná složka statorového proudu je analogií pro buďící proud u stejnosměrného cize buzeného motoru.

Pokud si vyjádříme moment motoru za pomoci vektoru rotorového toku a statorového toku pomocí rovnice 2.20 v synchronně rotujícím systému orientovaném na rotorový tok, tak dostáváme vztah:

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq}. \quad (4.8)$$

Vidíme tedy, že moment motoru je úměrný součinu rotorového toku a imaginární složky statorového proudu. Jedná se o analogický vztah vztahu pro moment u stejnosměrného cize buzeného motoru a imaginární složce statorového proudu se říká momentotvorná složka.

Na obrázku 4.1 je blokové schéma vektorové regulace. Regulovanými veličinami jsou velikost rotorového toku a otáčky. Motor je dle schématu napájen ze střídače. V bloku modelu motoru je počítána velikost rotorového toku a transformační úhel. Výstupem regulátoru rotorového toku je žádaná hodnota tokotvorné složky statorového proudu. Výstupem regulátoru otáček je momentotvorná složka statorového proudu. Výstupem regulátorů složek proudů jsou žádané hodnoty složek napětí. Samozřejmě jak je ve schématu naznačeno, tak je třeba provádět příslušné transformace mezi souřadnými systémy.



Obrázek 4.1: Blokové schéma přímé vektorové regulace

Ve schématu je naznačeno i takzvané odvazbení, které vychází z toho, že složky statorového napětí lze v systému dq vyjádřit následovně [4]:

$$u_{sd} = \left(R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{sd} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{2d}, \quad (4.9)$$

$$u_{sq} = \left(R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{sq} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_{2d}. \quad (4.10)$$

Vidíme tedy, že složky statorového napětí nezávisí pouze na odpovídajících složkách statorového proudu, ale i na dalších členech. Pokud červeně zvýrazněné členy přičteme k výstupům proudových regulátorů, tak regulaci odvazbíme.

4.2 Výpočet jmenovitých hodnot a mezí saturace

V rámci regulace je nutné použít regulátory s omezením výstupní veličiny. Jsme totiž omezeni maximálním možným napětím, kterého je možné pomocí zvolené modulace a napětí v meziobvodu dosáhnout. Dále jsme omezení maximálním proudem, který může pohon odebírat. Musíme také vypočítat jmenovitou hodnotu rotorového toku abychom věděli, na jakou hodnotu toku máme motor nabudit.

Výpočet byl převzat z [4].

K výpočtu budeme potřebovat následující štítkové a změřené parametry motoru:

- jmenovitý výkon P_n ,
- jmenovité fázové napětí U_{fn} ,
- jmenovitý proud I_n ,
- jmenovitá napájecí frekvence f_n ,
- jmenovité otáčky n_n ,
- počet pólpárů p_p ,
- jmenovitý účinník $\cos \varphi_n$,
- magnetizační indukčnost L_m ,
- statorová rozptylová indukčnost $L_{s\sigma}$,
- rotorová rozptylová indukčnost $L_{r\sigma}$,
- statorový odpor R_s .

Pomocí těchto hodnot si vypočteme:

- amplitudu fázového napětí $U_{\text{fnmax}} = U_{\text{fn}}\sqrt{2}$,
- amplitudu jmenovitého proudu $I_{\text{nmax}} = I_{\text{n}}\sqrt{2}$,
- Úhlovou rychlost rotoru při jmenovitých otáčkách $\Omega_{\text{n}} = \pi n_{\text{n}}/30$,
- jmenovitou synchronní elektrickou úhlovou rychlost $\omega_{\text{n}} = 2\pi f_{\text{n}}$,
- jmenovitý moment $M_{\text{n}} = P_{\text{n}}/\Omega_{\text{n}}$,
- satorovou indukčnost $L_{\text{s}} = L_{\text{s}\sigma} + L_{\text{m}}$,
- rotorovou indukčnost $L_{\text{r}} = L_{\text{r}\sigma} + L_{\text{m}}$.

Výpočet jmenovité hodnoty rotorového toku provedeme tak, že nejprve vypočteme jmenovitou hodnotu satorového toku a potom dopočítáme rotorový tok. V ideálním případě ve jmenovitém bodě platí:

- $|\underline{U}_{\text{s}}| = U_{\text{fnmax}}$,
- $|\underline{I}_{\text{s}}| = I_{\text{nmax}}$,
- $\cos \varphi = \cos \varphi_{\text{n}}$,
- $|\underline{\Psi}_{\text{s}}| = \Psi_{1\text{n}}$.

Pro harmonicky ustálený stav lze psát:

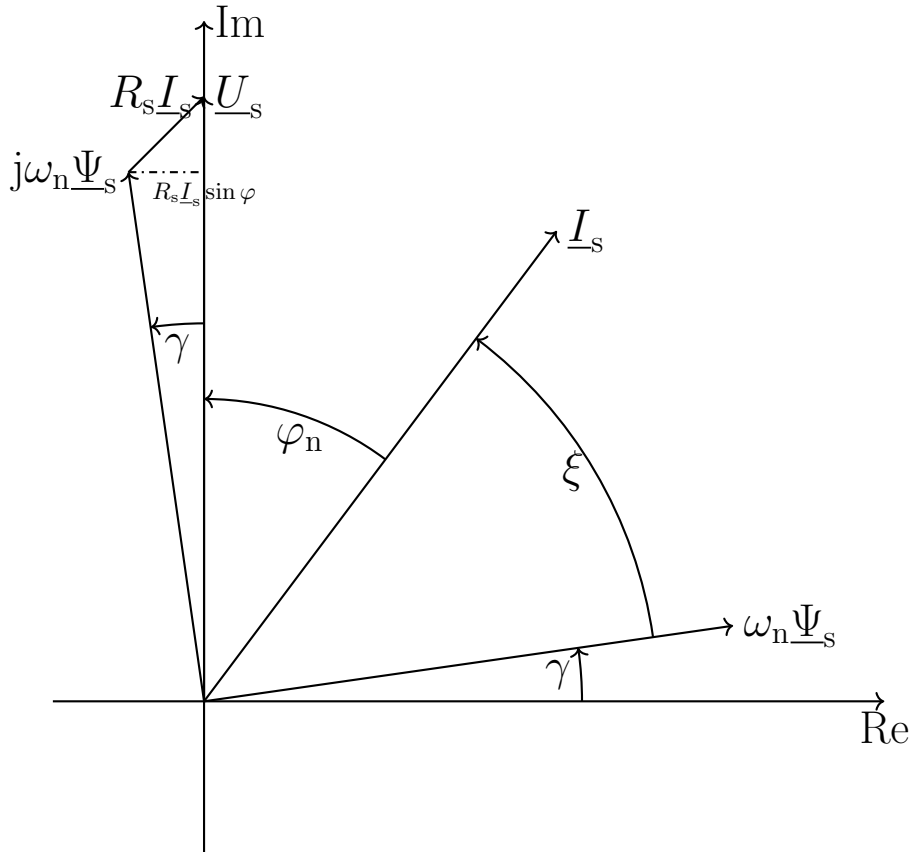
$$\underline{U}_s = R_s \underline{I}_s + j\omega \underline{\Psi}_s, \quad (4.11)$$

příslušný vektorový diagram je na obrázku 4.2. Pro velikost statorového toku platí:

$$|\underline{\Psi}_s| = \Psi_{1n} = \frac{\sqrt{(U_{f\max} - R_s I_{n\max} \cos \varphi_n)^2 + (R_s I_{n\max} \sin \varphi)^2}}{\omega_n}. \quad (4.12)$$

Pro úhel γ pak můžeme psát:

$$\gamma = \arcsin \frac{R_s I_{n\max} \sin \varphi_n}{\omega_n \Psi_n}. \quad (4.13)$$



Obrázek 4.2: Vektorový diagram pro výpočet mezí saturace regulátorů. Převzato a upraveno z [4].

Můžeme tedy statorový tok rozložit na reálnou a imaginární složku:

$$\Psi_{\text{snRe}} = \Psi_{\text{sn}} \cos \gamma, \quad (4.14)$$

$$\Psi_{\text{snIm}} = \Psi_{\text{sn}} \sin \gamma. \quad (4.15)$$

Pro reálnou a imaginární složku rotorového toku za použití pak platí [4]:

$$\Psi_{\text{rRe}} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{\text{sRe}} - L_s \sigma i_{\text{sRe}}), \quad (4.16)$$

$$\Psi_{\text{rIm}} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{\text{sIm}} - L_s \sigma i_{\text{sIm}}). \quad (4.17)$$

Pro jmenovitou hodnotu rotorového toku pak platí:

$$\Psi_{\text{rn}} = \sqrt{\Psi_{\text{rRe}}^2 + \Psi_{\text{rIm}}^2}. \quad (4.18)$$

Pro výpočet tokotvorného proudu využijeme rovnici (4.6) v souřadnicích dq a při uvažování ustáleného stavu je derivace rotorového toku nulová platí tedy:

$$\Psi_{\text{rd}} = L_m i_{\text{sd}}, \quad (4.19)$$

tedy

$$i_{\text{sdn}} = \frac{\Psi_{\text{rn}}}{L_m}. \quad (4.20)$$

Saturaci otáčkového regulátoru nastavíme za pomoci rovnice pro moment jako:

$$i_{\text{sqn}} = \frac{2L_r M_n}{3p_p L_m \Psi_{\text{rn}}}. \quad (4.21)$$

Výstupem regulátorů proudů jsou složky statorového napětí. Dále podle Pythagorovy věty platí, že:

$$|\underline{u}_s|^2 = u_{\text{sd}}^2 + u_{\text{sq}}^2. \quad (4.22)$$

Abychom tedy omezili velikost statorového vektoru napětí, musíme vhodně omezit jeho složky. Můžeme to udělat tak, že tokotvorný regulátor má fixně nastavenou saturaci na nějaké procento jmenovité hodnoty napětí, například na 30 procent a regulátor momentotvorného proudu má adaptivně nastavenou saturaci tak, že dostává informaci o právě žádaném napětí na výstupu regulátoru tokotvorného proudu a dopočítává si podle Pythagorovy věty maximální hodnotu druhé složky napětí.

5 Použití LC filtrů v pohonech s asynchronními motory

Jak bude ukázáno v této kapitole, tak v pohonech s asynchronními motory se z různých důvodů používají různé typy výstupních filtrů. Na obrázku 5.1 je principiální zapojení výstupního filtru v pohonu s asynchronním motorem. Filtr je zapojen mezi střídač a motor.



Obrázek 5.1: Blokové schéma umístění výstupního filtru, převzato z [6].

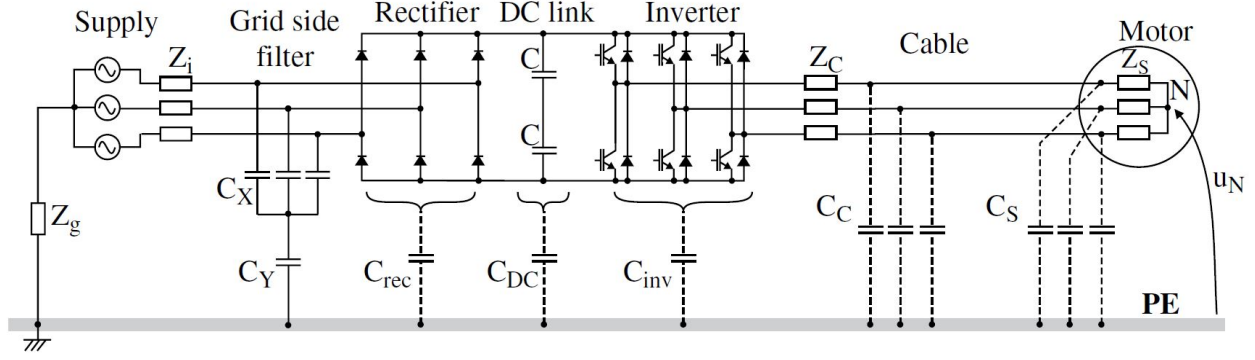
Výstupní filtry můžeme rozdělit do následujících základních kategorií:

- common mode filtr,
- sinusový filtr,
- du/dt filtr.

V praxi je možné tyto základní typy filtrů kombinovat. Typická kombinace je například spojení sinusového filtru a common mode filtru. V následujícím textu budou tyto tři typy výstupních filtrů přiblíženy.

5.1 Common mode voltage a Common mode filtr

Takzvaný common mode filtr je filtr, který omezuje proud, který vzniká v důsledku takzvaného "common mode voltage", což je napětí mezi středem vinutí motoru a zemí. Toto napětí vzniká u motorů napájených z napěťového střídače vlivem spínání tranzistorů střídače. Elektrický obvod elektrického pohonu napájeného z frekvenčního měniče, který se sestává ze vstupního diodového usměrňovače a napěťového střídače je na obrázku 5.2.



Obrázek 5.2: Schéma elektrického obvodu asynchronního napájeného z frekvenčního měniče s napěťovým meziobvodem [6].

Analýza úplného náhradního schématu je vzhledem k množství neznámých parazitních parametrů složitá. Věnuje se jí například [7]. V literatuře [6], [8] jsou obvykle představena následující dvě schémata, kde je buď střed meziobvodu nebo kladný nebo záporný pól meziobvodu uzemněn. Tato schémata dovolují názornou analýzu vlivu spínání tranzistorů střídače na common mode voltage. Zároveň dovolují provedení laboratorních experimentů, protože při použití oddělovacího transformátoru s neuzemněným sekundárem je možné střed meziobvodu nebo jeden z pólů meziobvodu uzemnit a provést experimentální měření, více například v [8]. Je důležité podotknout, že při praktické aplikaci frekvenčního měniče by uzemnění středu nebo některého z pólů meziobvodu měniče vedlo k síťovému zkratu a tedy velice pravděpodobně ke zničení měniče – jak je vidět tak v náhradním obvodu, který plně respektuje realitu, na obrázku 5.2 není žádná část meziobvodu uzemněna. Následující dvě schémata s uzemněným meziobvodem jsou tedy použita pouze k vysvětlení principu vzniku takzvaného common mode voltage.

Na obrázku 5.3 vidíme motor napájený ze střídače s uvažováním uzemněného středu meziobvodu. Pro napětí vyznačená na obrázku platí [6]:

$$u_U = u_{UN} + u_N, \quad (5.1)$$

$$u_V = u_{VN} + u_N, \quad (5.2)$$

$$u_W = u_{WN} + u_N. \quad (5.3)$$

Jelikož platí:

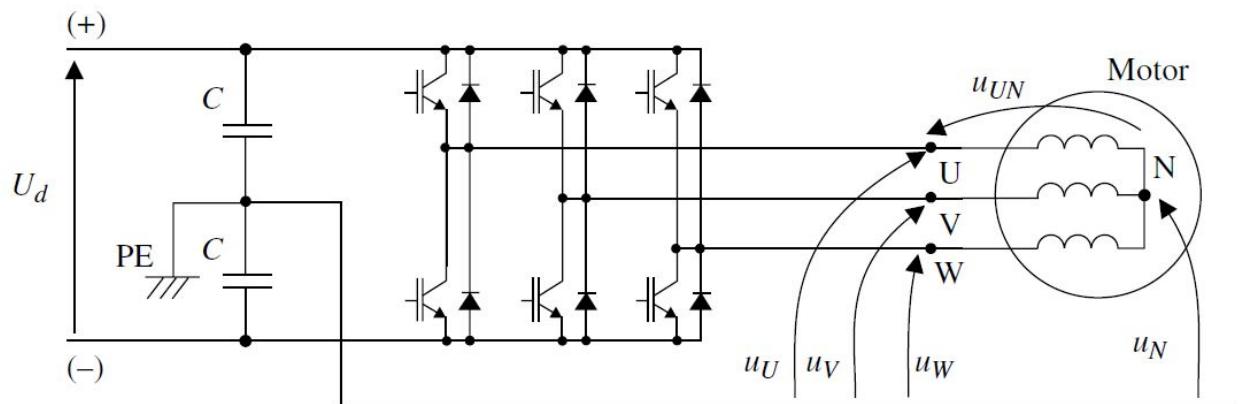
$$u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0, \quad (5.4)$$

tak můžeme psát:

$$u_U + u_V + u_W = u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} + 3u_N = 3u_N. \quad (5.5)$$

pro napětí mezi zemí a středem motoru potom platí:

$$u_N = \frac{u_U + u_V + u_W}{3}. \quad (5.6)$$



Obrázek 5.3: Zobrazení motoru napájeného ze střídače s uvažováním středu meziobvodu jako referenčního potenciálu [6].

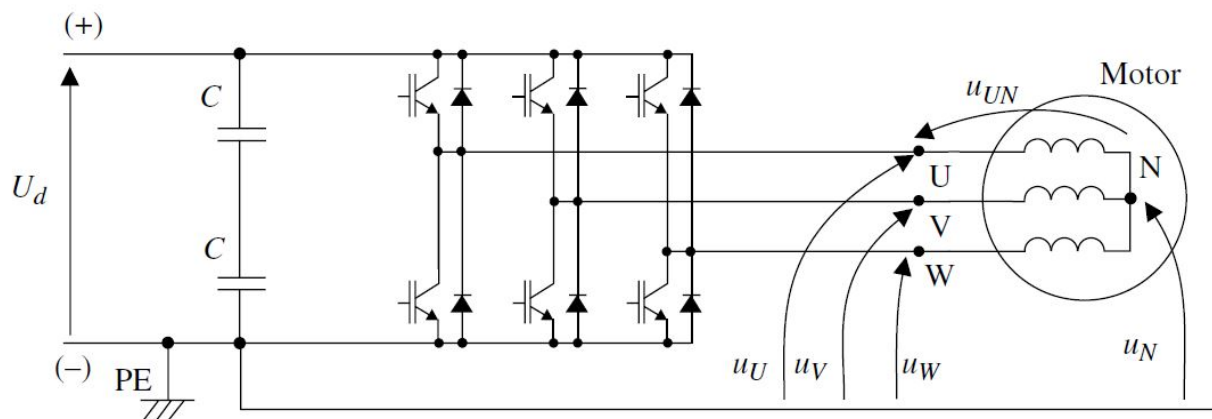
Pokud tedy známe napětí mezi fázemi střídače a zemí, tak můžeme určit napětí mezi středem vinutí motoru a zemí. V kontextu Clarkové transformace je napětí u_N rovno nulové složce, v kapitole 2.3.1 označené jako x_0 . Alternativním způsobem výpočtu je tedy provedení Clarkové transformace napětí u_U, u_V, u_W .

Jak bylo uvedeno v kapitole 3.2, tak v rámci modulace prostorového vektoru dochází v rámci modulační periody ke spínání základních vektorů napětí. Pro situaci uvažovaného uzemnění středu meziobvodu je v tabulce 3 uvedena pro každý základní vektor napětí střídače hodnota napětí mezi středem vinutí motoru a zemí.

fáze	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_7
u_U	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$
u_V	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$
u_W	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$
u_N	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$\frac{U_{DC}}{6}$

Tabulka 3: Tabulka hodnot napětí mezi fázemi střídače a zemí a mezi středem vinutí motoru a zemí pro uzemněný střed meziobvodu, převzato a upraveno z [6].

Střed meziobvodu střídače většinou není vyvedený a tak pro laboratorní měření napětí mezi středem vinutí motoru a zemí je možné uvažovat uzemnění jednoho pólu meziobvodu. Na obrázku 5.4 je tato situace zobrazena.



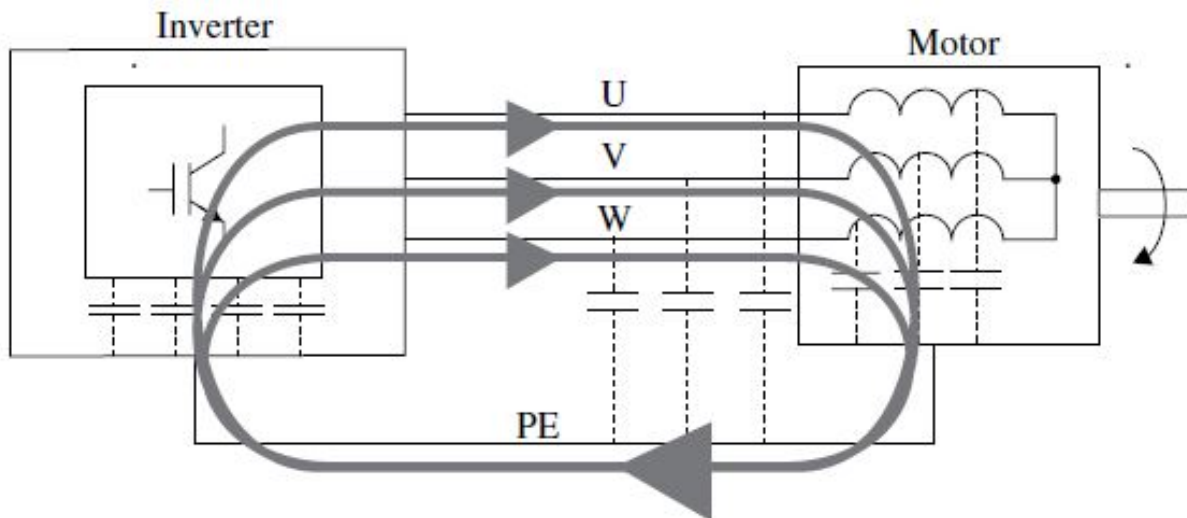
Obrázek 5.4: Zobrazení motoru napájeného ze střídače s uvažováním záporného pólu meziobvodu jako referenčního potenciálu [6].

Analogicky k předchozí situaci můžeme pro každý základní vektor určit hodnoty napětí mezi fázemi střídače a zemí a mezi středem vinutí motoru a zemí. Tyto hodnoty jsou uvedeny v tabulce 4.

fáze	\underline{v}_1	\underline{v}_2	\underline{v}_3	\underline{v}_4	\underline{v}_5	\underline{v}_6	\underline{v}_0	\underline{v}_7
u_U	U_{DC}	U_{DC}	0	0	0	U_{DC}	0	U_{DC}
u_V	0	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	0	0	0	U_{DC}
u_W	0	0	0	U_{DC}	U_{DC}	U_{DC}	0	U_{DC}
u_N	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0	U_{DC}

Tabulka 4: Tabulka hodnot napětí mezi fázemi střídače a zemí a mezi středem vinutí motoru a zemí pro uzemněný záporný pól meziobvodu, převzato a upraveno z [6].

Z výše uvedených odvození vidíme, že napětí mezi středem vinutí motoru a zemí má pulzní charakter se stejnou periodou jako je modulační perioda. V praxi toto napětí vyvolá proudy, které tečou skrz různé parazitní kapacity do země, jak je schématicky zobrazeno na obrázku 5.5. Vyvolaný proud můžeme rozdělit do několika složek podle toho kudy přesně tyto složky tečou. Složky jsou podrobně popsány například v [6].

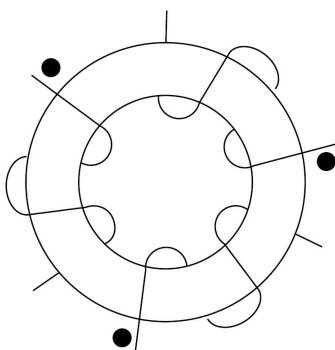


Obrázek 5.5: Schématické zobrazení cesty proudu vyvolaného napětím mezi středem vinutí motoru a zemí, převzato z [6].

K omezení tohoto proudu se v principu používají tři typy metod [6]:

- pasivní metody,
- aktivní metody,
- modifikace modulační techniky.

Pasivní metody spočívají v přidání nějakého pasivního prvku do elektrického obvodu nebo v úpravě konstrukce motoru, především ložisek. V kontextu této práce je nejdůležitější pasivní metodou aplikace takzvaného „Common mode choke“, která je zobrazena na obrázku 5.6. Tato součástka sestává z toroidního jádra na kterém jsou symetricky navinuty fázové vodiče, které vedou ze střídače do motoru.



Obrázek 5.6: Common mode choke pro trojfázový systém, převzato z [6].

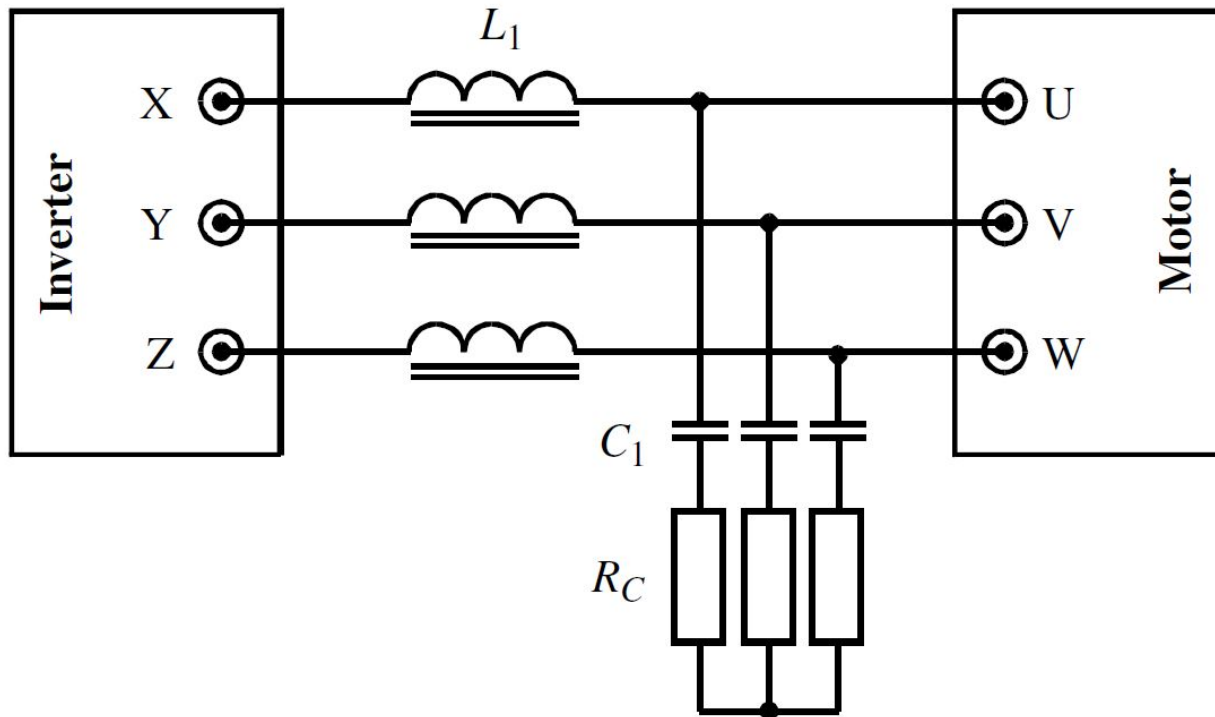
Princip funkce této součástky je takový, že pro symetrické trojfázové proudy, jejichž součet je roven nule, se magnetické toky v toroidním jádře odečtou a z pohledu symetrického trojfázového systému je indukčnost této součástky nulová. Pokud ovšem není součet proudů tekoucích vodiči roven nule, pak se již existence součástky v obvodu projeví jako indukčnost. Z hlediska složek $\alpha\beta 0$ se součástka pro složky $\alpha\beta$ neprojeví a pro nulovou složku se projeví jako indukčnost. Tato součástka se tedy perfektně hodí právě k potlačení vlivu napětí mezi středem vinutí motoru a zemí. Jak bylo řečeno, tak toto napětí má z hlediska složek $\alpha\beta 0$ charakter nulové složky, a tedy i proud, který toto napětí vyvolá, má charakter nulové složky. To ostatně plyne i ze schématického obrázku 5.5, kde vidíme, že proud tekoucí zemí se rozloží do všech tří fázových vodičů a ve všech fázových vodičích tedy teče konfázní proud. Další možností omezení nežádoucího proudu je propojení středu kapacitní části sinusového filtru se zemí pomocí sériové kombinace kondenzátoru a rezistoru. Tato možnost bude blíže popsána v následující kapitole.

Aktivní metody omezení proudu spočívají v aplikování zařízení obsahující součástky výkonové elektroniky. První aktivní metodou prezentovanou v [6] je použití dvojice komplementárních bipolárních tranzistorů, které jsou spínány právě pomocí common mode voltage. Druhou metodou je použití pomocného střídače nižšího výkonu, který spíná tak, aby svým spínáním generoval opačnou hodnotu common mode voltage než hlavní výkonový střídač. V principu je touto metodou možné zcela eliminovat common mode voltage, ale je nutné dodržet přesné spínání tranzistorů, což vzhledem k existenci mrtvých dob a různému času sepnutí a vypnutí jednotlivých součástek nemusí být jednoduché.

Modifikace modulační techniky střídače mají za cíl snížit velikost common mode voltage. Existuje celá řada modifikací a jsou popsány v [6]. Mnohé z nich fungují za pomoci eliminace spínání nulových vektorů střídače, což ale může vést k problémům s měřením proudu, protože proud je při použití střídače nejlepší měřit v polovině intervalu, kdy je sepnut nulový vektor, protože pak změřená hodnota nejlépe odpovídá první harmonické proudu, která nás v rámci regulace motoru zajímá [2].

5.2 Sinusový filtr

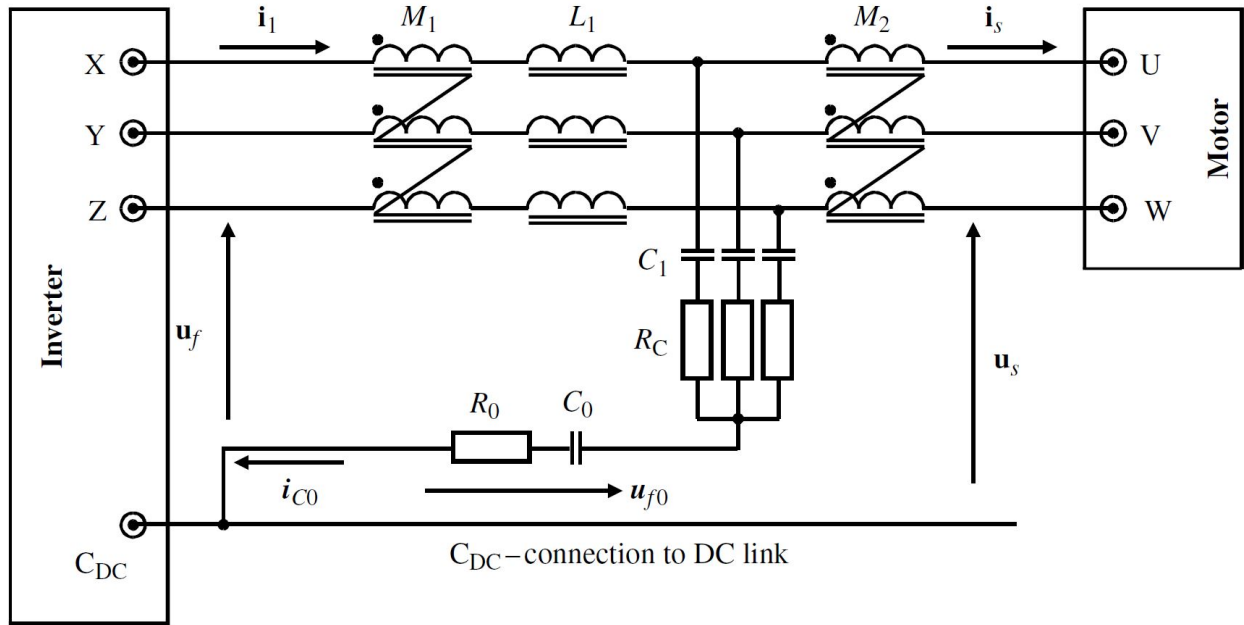
V této kapitole podrobněji rozebereme sinusový filtr včetně jeho kombinace s common mode filtrem. Jak již název napovídá, tak funkcí sinusového filtru je přiblížení průběhů napětí a proudu motoru ideálním sinusovým průběhům. Zatímco proud je již filtrován pomocí indukčností v motoru, tak napětí má pulzní charakter. Základní struktura sinusového filtru je na obrázku 5.7. Dalším možným rozšířením funkce filtru je navýšení kapacity filtru tak, aby kompenzovala jalový výkon odebíraný motorem [9].



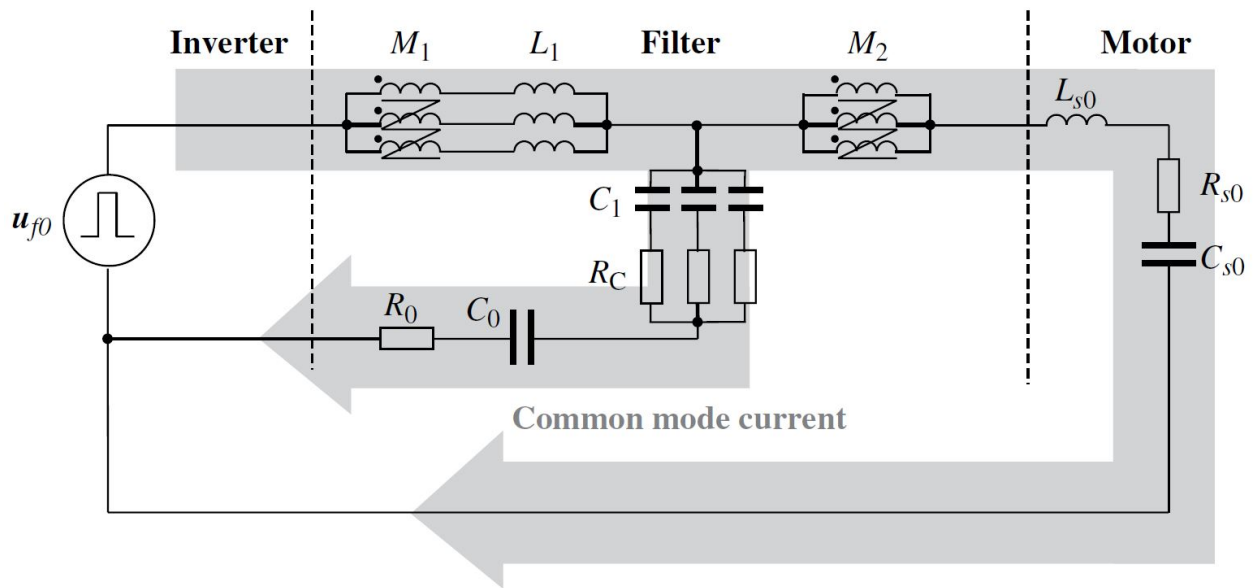
Obrázek 5.7: Základní struktura sinusového filtru, převzato z [9].

Filtr sestává z indukčností a kapacit, které zajišťují jeho funkci a z tlumicích rezistorů, které tlumí rezonanční špičky. V principu filtr funguje tak, že napětí na kondenzátoru se nemůže měnit skokem, tedy kapacity zajišťují vyhlazení napětí. Pokud by ve struktuře nebyly přítomné indukčnosti znamenalo by to, že nabíjecí proud kapacit by nebyl prakticky ničím omezen, a tedy by dosahoval značných špiček. Jelikož kapacity zajistí vyhlazení napětí do přibližně sinusového tvaru, tak proudy tekoucí do motoru jsou vyhlazenější než bez použití filtru, protože indukčnosti motoru již nemusí filtrovat pulzní napětí, ale přibližně sinusové napětí. Proud tekoucí do filtru naopak obsahuje vysokofrekvenční složky, které zajišťují nabíjení a vybíjení kondenzátorů.

Sinusový filtr lze zkombinovat s common mode filtrem do struktury zobrazené na obrázku 5.8. Vidíme zde komponenty sinusového filtru – indukčnosti L_1 , kapacity C_1 a tlumící odpory R_C . Zbylé komponenty jsou součástí common mode filtru. Vzájemné indukčnosti reprezentují součástky common mode choke. Kapacita a odpor C_0 a R_0 jsou zde přidány jako další prvek common mode filtru, který zajišťuje odklonění části nežádoucího proudu tak, aby netekl přímo motorem, kde nám vadí nejvíce. Toto odklonění je principiálně zobrazeno na obrázku 5.9.

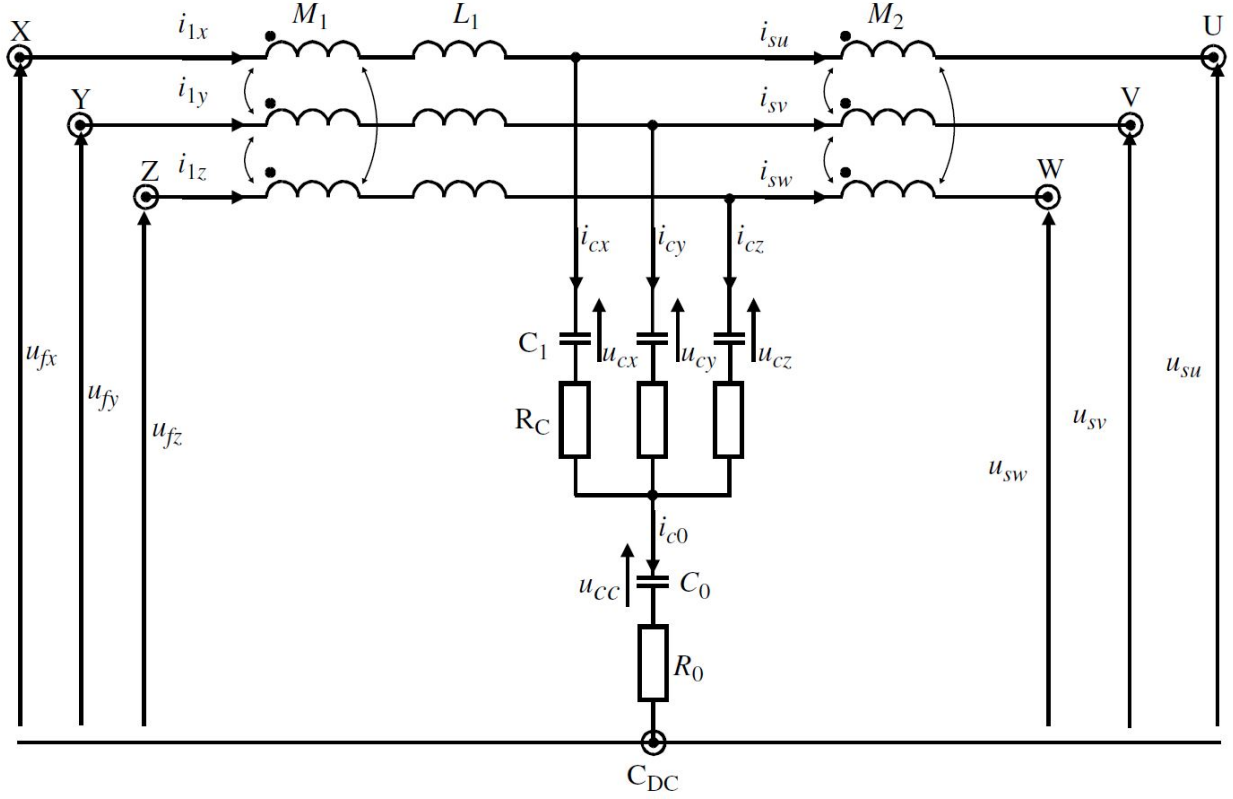


Obrázek 5.8: Kombinace sinusového a common mode filtru, převzato z [6].



Obrázek 5.9: Zobrazení principu funkce common mode filtru, převzato z [6].

Struktura filtru na obrázku 5.8 odpovídá následující náhradní obvodové schéma na obrázku 5.10.



Obrázek 5.10: Náhradní schéma kombinace LC filtru a common mode filtru, převzato z [6].

Trojfázový elektrický obvod na obrázku 5.10 lze popsat pomocí rovnic následovně:

$$\begin{pmatrix} u_{fx} \\ u_{fy} \\ u_{fz} \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} M_1 & M_1 & M_1 \\ M_1 & M_1 & M_1 \\ M_1 & M_1 & M_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \\ i_{1z} \end{pmatrix} + L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \\ i_{1z} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} M_2 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

$$\begin{pmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{cx} \\ u_{cy} \\ u_{cz} \end{pmatrix} + R_C \begin{pmatrix} i_{cx} \\ i_{cy} \\ i_{cz} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{cc} \\ u_{cc} \\ u_{cc} \end{pmatrix} + R_0 \begin{pmatrix} i_{cx} + i_{cy} + i_{cz} \\ i_{cx} + i_{cy} + i_{cz} \\ i_{cx} + i_{cy} + i_{cz} \end{pmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} M_2 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_{cx} \\ u_{cy} \\ u_{cz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \\ i_{1z} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{pmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \\ i_{1z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{cx} \\ i_{cy} \\ i_{cz} \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

$$C_0 \frac{du_{cc}}{dt} = i_{c0} = i_{cx} + i_{cy} + i_{cz} \quad (5.11)$$

Z trojfázového systému můžeme přejít do systému $\alpha\beta 0$ tak, že trojfázové rovnice zleva vynásobíme maticí Clarkové transformace z rovnice 2.1. U členů, kde se vyskytuje singulární matice vzájemných indukčností postupujeme tak, že si za vektor trojfázových veličin dosadíme rovnici 2.4 pro inverzní Clarkové transformaci. Dostáváme tedy:

$$\begin{pmatrix} u_{f\alpha} \\ u_{f\beta} \\ u_{f0} \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3M_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{10} \end{pmatrix} + L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{10} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3M_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

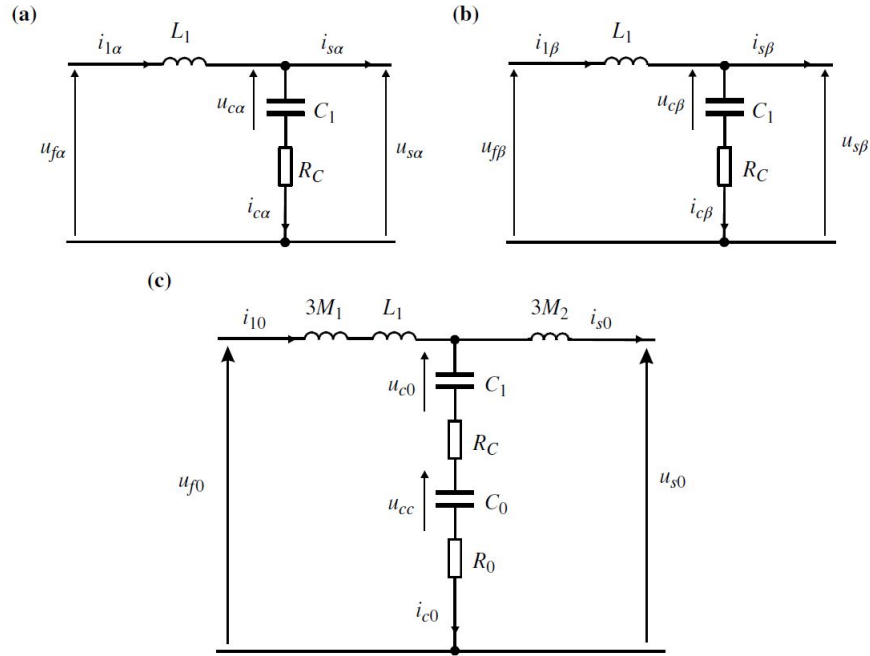
$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \\ u_{c0} \end{pmatrix} + R_C \begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{cc} \end{pmatrix} + R_0 \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{c0} \end{pmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3M_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \\ u_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{10} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

$$\begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

$$C_0 \frac{du_{cc}}{dt} = i_{c0} \quad (5.16)$$

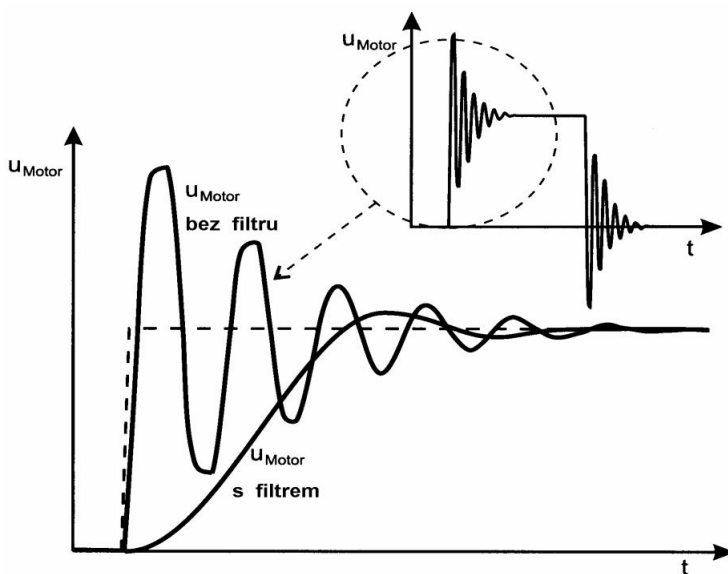
Získali jsme tedy matematický model filtru v souřadném systému $\alpha\beta 0$. Odvozené rovnice lze také reprezentovat náhradními schématy pro jednotlivé složky, tato schémata jsou zobrazena na obrázku 5.11. Z rovnic i z náhradních schémat jasně vidíme, že prvky common mode filtru se uplatní pouze pro nulové složky veličin.



Obrázek 5.11: Náhradní schémata pro jednotlivé složky LC filtru a common mode filtru, převzato z [6].

5.3 du/dt filtr

Vzhledem ke strmým náběžným hranám napětí generovaného střídačem může kvůli přívodnímu kabelu motoru dojít k vlnovým jevům, které jsou typické pro elektroenergetické rozvodné sítě [4], [6]. Náběžná hrana vygenerovaná střídačem vyvolá v přívodním kabelu napětovou vlnu, které se na konci kabelu odrazí a vznikne přepětí, které může dosáhnout až dvojnásobné hodnoty oproti amplitudě napětového pulzu. Proto se využívá takzvaných du/dt filtrů, které omezují strmost náběžných hran napětových pulzů. Typické průběhy napětí na svorkách motoru pro situaci bez použití a s použitím du/dt filtru jsou na obrázku 5.12. Vidíme zde, že pokud jsou vhodné podmínky pro vznik vlnových jevů, tak špička napětí vysoce přesahuje originální velikost napětového pulzu. Izolace vinutí je tedy namáhána vyšším napětím a musí na to být dimenzována. Vidíme také, že pokud použijeme du/dt filtr, tak přepětí výrazně omezíme.



Obrázek 5.12: Ilustrace použití du/dt filtru, převzato z [4].

V principu existují dva druhy du/dt filtrů [6]:

- tlumivka
- du/dt LC filtr

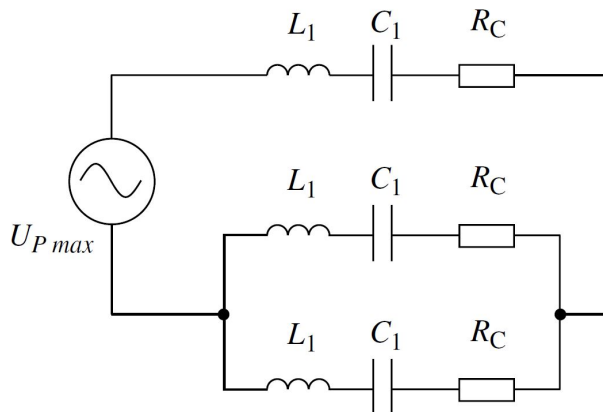
Sériově zapojená tlumivka je nejjednodušší typ du/dt filtru. Tlumivka v obvodu zároveň funguje jako jistá ochrana proti zkratu, protože nedovolí příliš velký a rychlý nárůst proudu. V literatuře je nicméně možné najít, že nesprávně navržená tlumivka nedokáže zabránit vlnovým jevům [6].

Druhým typem du/dt filtru je obdobný filtr sinusovému filtru, který se ovšem liší parametry součástek. Jelikož chceme pouze omezit strmost náběžných napětí a nechceme sinusový průběh napětí, tak mohou být parametry součástek oproti analogickému sinusovému filtru nižší a tedy je celý filtr menší, lehčí a levnější [6].

5.4 Návrh parametrů sinusového filtru

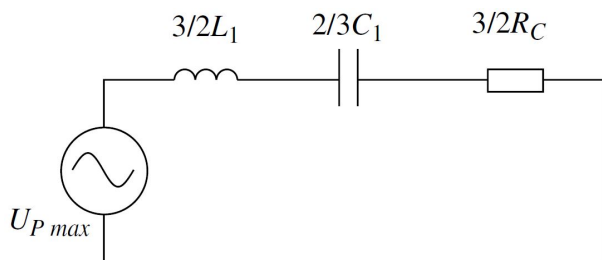
Návrh parametrů filtru je vždy kompromisem mezi mnoha mnohdy protichůdnými požadavky. Mezi hlavními požadavky, které musíme respektovat, je maximální hodnota zvlnění proudu vyššími harmonickými ΔI a maximální pokles napětí na filtru ΔU [6]. Následující výpočet byl převzat z [6].

Prvním parametrem filtru, který určíme, je velikost indukčnosti. Při sepnutí nějaké aktivní kombinace jsou dvě větve filtru spojeny paralelně a třetí je k nim připojena sériově. To je zobrazeno na obrázku 5.13.



Obrázek 5.13: Elektrický obvod při sepnutí aktivního vektoru napětíového střídače, převzato z [6].

V závislosti na tom, jakou kombinaci vektorů sepneme, je k obvodu, který je tvořen třemi větvemi, připojeno buď kladné nebo záporné napětí meziobvodu. Meziobvod byl tedy pro analýzu nahrazen sinusovým zdrojem napětí o amplitudě U_{DC} a frekvenci rovné spínací frekvenci střídače. Efektivní hodnota je tedy rovna $U_{DC}/\sqrt{2}$. Obvod na obrázku 5.13 je možné zjednodušit na obvod na obrázku 5.14.



Obrázek 5.14: Zjednodušený elektrický obvod při sepnutí aktivního vektoru napětíového střídače, převzato z [6].

Pro spínací frekvenci střídače, která se pohybuje řádově v kilohertzech až desítkách kilohertzů, je prvkem s nejnvýznamnější reaktancí indukčnost, tedy můžeme předpokládat, že úbytek napětí na cívce je roven napájecímu napětí. Pokud uvažujeme že maximální hodnota zvlnění proudu je rovná

této složce proudu s frekvencí rovnou spínací frekvenci, tak můžeme psát:

$$2\pi f_{\text{PWM}} \frac{3}{2} L_1 \Delta I = \frac{U_{\text{DC}}}{\sqrt{2}}, \quad (5.17)$$

tedy pro indukčnost platí:

$$L_1 = \frac{U_{\text{DC}}}{\sqrt{2}\pi f_{\text{PWM}} 3\Delta I}. \quad (5.18)$$

Dále zkontrolujeme úbytek napětí na cívce pro první harmonickou výstupního napětí pro jmenovité zatížení:

$$\Delta U = 2\pi f_{1\text{harm}} L_1 I_n. \quad (5.19)$$

Alternativně lze velikost indukčnosti zvolit dle rovnice výše pro určitou toleranci úbytku napětí [11]. Dále určíme rezonanční frekvenci filtru f_{res} tak, aby platilo:

$$10f_{1\text{harm}} < f_{\text{res}} < \frac{1}{2}f_{\text{PWM}}. \quad (5.20)$$

Kapacitu filtru určíme ze vztahu pro rezonanční frekvenci jako:

$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{res}}^2 L_1}. \quad (5.21)$$

Tlumičí odpor určíme pomocí činitele jakosti a charakteristické impedance filtru, tedy:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, R_C = \frac{Z_0}{Q}, \quad (5.22)$$

činitel jakosti volíme obvykle v rozmezí $Q = 5 - 8$ [6].

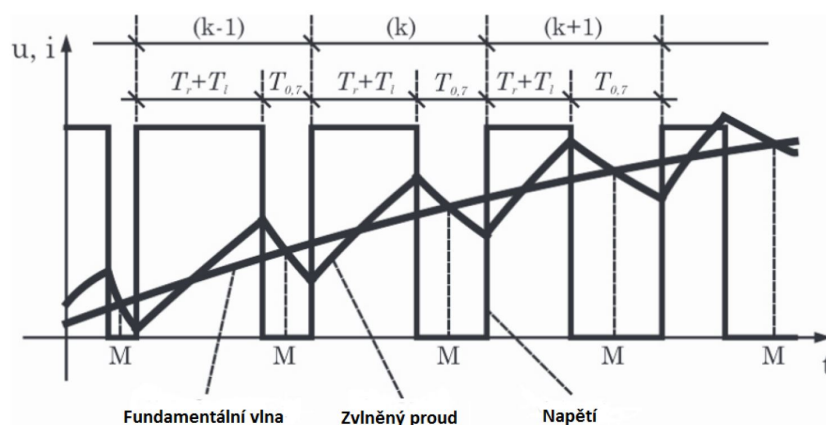
6 Vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem

V této kapitole budou uvedeny nutné modifikace pro vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem. Jak bylo vysvětleno v kapitole 4, tak k vektorovému řízení asynchronního motoru musíme provádět různé matematické výpočty, jejichž vstupem jsou změřené nebo odhadnuté veličiny asynchronního motoru. Při použití výstupního sinusového filtru se zkomplikuje způsob, jak získat napětí na svorkách motoru a proud motoru.

6.1 Princip vektorového řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem

Komplikace jsou způsobeny tím, že standardně je proud měřen na výstupu střídače a při připojení sinusového filtru tento proud není totožný s fázovým proudem motoru, protože proud ze střídače je zkreslený o vysokofrekvenční složku, která nabíjí a vybíjí kondenzátory ve filtru. Měření proudu až za filtrem je prakticky těžko proveditelné, protože by vyžadovalo externí čidla proudu, která by zaprvé zvyšovala cenu pohonu a zadruhé by musela vydržet v prostředí mimo skříň měniče, což by pro náročné podmínky, ve kterých mohou být elektrické pohony nasazeny, mohlo být velice komplikované.

Jak bude ukázáno v simulacích vektorového řízení, tak vzhledem k tomu, že simulační model je v mnohém oproti realitě idealizovaný, tak s měřením proudu v simulacích ve skutečnosti tak velký problém není, protože je zde v modelu řízení simulována funkce vzorkování pomocí načtení vstupních hodnot jednou za modulační periodu při sepnutí nulového vektoru napětí střídače, tak načtený vzorek proudu do střídače je v podstatě totožný s proudem motoru. Vzorkování proudu v nule napětí je v elektrických pohonech standardní technikou omezení získání informace o první harmonické průběhu [2]. Princip výhody vzorkování v nule napětí je zobrazen na obrázku 6.1.



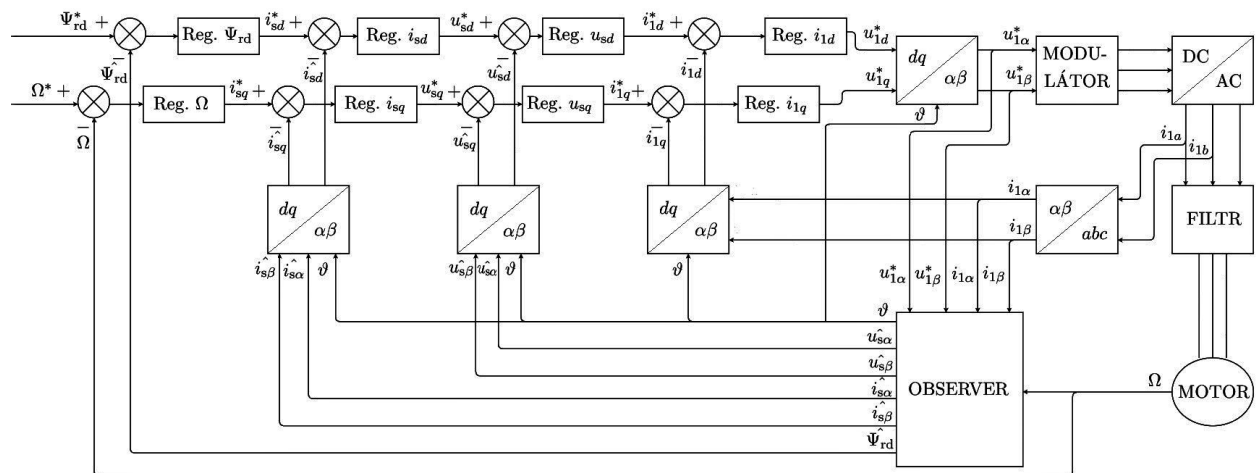
Obrázek 6.1: Vliv vzorkování proudu v nule napětí, převzato z [13].

Otázkou je samozřejmě to, jak se simulační model blíží skutečnosti, tedy jestli v reálné situaci se všemi nedokonalostmi, jako je například reálné spínání polovodičových součástek, bude vliv vysokofrekvenční složky proudu také odfiltrován vzorkováním v nule napětí.

Dalším důležitým faktem, který je třeba brát v potaz je to, že pro regulační algoritmy jako je vektorové řízení, je důležité mít informaci o první harmonické průběhu proudu, nicméně pulzace proudu kolem této první harmonické může způsobit aktivování nadproudových ochran měniče a tedy omezení využitelnosti proudového rozsahu střídače [6].

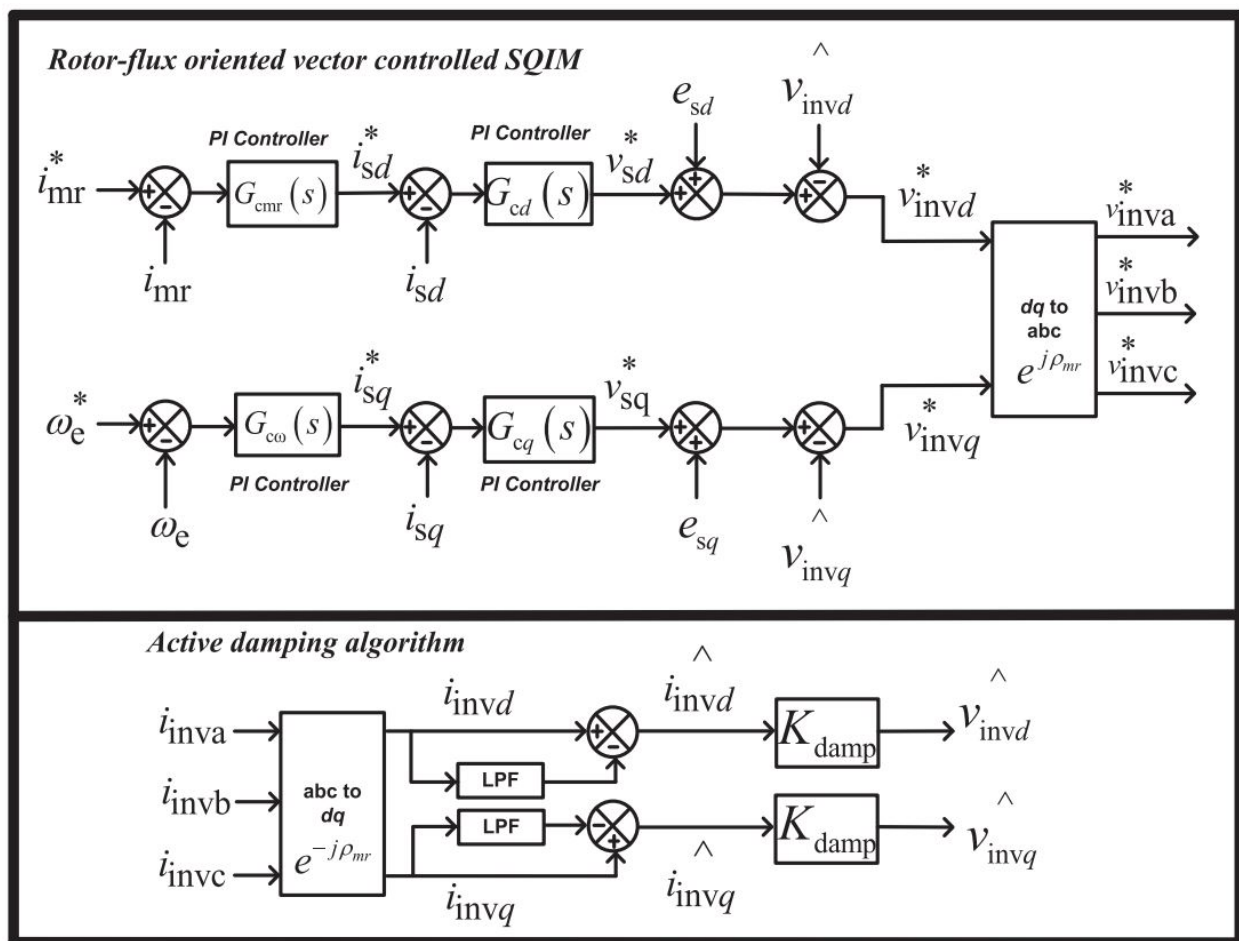
Obdobně se dopouštíme chyby při ztotožnění žádaného napětí a napětí motoru, protože na filtru je nenulový úbytek napětí. Vliv tohoto úbytku již není ničím v bloku řízení kompenzován a tedy se projeví nesprávnou funkcí algoritmů, které počítají se znalostí napětí na motoru. V simulacích bude toto demonstrováno při použití Luenbergerova observatoru, jehož vstupem jsou statorové napětí, proud a otáčky motoru. Pokud ztotožníme statorové napětí s žádaným napětím pro střídač, tak již algoritmus nefunguje zcela správně. Další skupinou algoritmů jsou algoritmy založené na U-I modelu. U-I model již sám o sobě má mnoho úskalí a jeho jednoduchá forma reprezentovaná rovnicemi 4.1 a 4.2 není v praxi použitelná [4]. Při použití výstupního filtru je tedy nutné věnovat úbytku napětí na filtru pozornost. Většina prací zabývajících se vektorovým řízením asynchronního motoru s výstupním filtrem, například [10], [14], se tedy zabývá bezsensorovým vektorovým řízením, tedy řízením, kde není čidlo otáček a místo toho musíme nějakým způsobem využít informaci o napětí, a tedy při použití filtru již musíme řešit výše uvedené problémy.

Vzhledem k těmto skutečnostem je nutné požadované hodnoty nějakým způsobem počítat nebo odhadovat a regulační strukturu oproti klasickému vektorovému řízení rozšířit o další regulátory dle obrázku 6.2. Tyto přídatné regulátory jsou zde z toho důvodu, že výstupem vektorové regulace je žádaná hodnota statorového napětí, nicméně mezi motor a střídač je připojen filtr. Tedy nám přibudou regulátory statorového napětí, jejichž výstupní veličinou je vstupní proud do filtru, který je opět regulován a výstupem regulátoru vstupního proudu do filtru je žádaná hodnota napětí střídače. Touto regulační strukturou máme také zajištěno to, že vstupní proud do filtru je regulován a nemělo by se stát, že překročí nějakou nebezpečnou mez.



Obrázek 6.2: Modifikované schéma pro vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem.

V této práci byla realizována topologie regulační struktury na obrázku 6.2, nicméně tato modifikace samozřejmě není jedinou možnou modifikací vektorového řízení. Například v [12] lze nalézt regulační schéma, které je zobrazeno na obrázku 6.3. Vidíme zde, že k žádaným statorovým napětím je nejprve přičten odvazbovací člen a poté je odečten člen, který upraví žádané napětí pro střídač.



Obrázek 6.3: Modifikované schéma pro vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem, převzato z [12].

6.2 Odhadování motorových veličin

Jak je vidět ze schématu na obrázku 6.2, tak potřebujeme odhadovat proud motoru a napětí na motoru. Dále potřebujeme znát velikost rotorového toku a transformační úhel, který rotorový tok svírá s reálnou osou stojícího souřadného systému. Dále potřebujeme znát otáčky motoru, ty můžeme buď také odhadovat nebo je můžeme měřit.

V literatuře [6], [10], [14] je možné najít různé způsoby odhadování potřebných veličin. Většinou

se jedná o observery různé topologie a složitosti. Jak již bylo řečeno, tak většina prací se zabývá problematikou bezsenzorového řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem. Tedy standardně jsou všechny veličiny odhadovány v rámci jedné velké struktury observeru. Vzhledem ke komplikovaným strukturám observerů a především komplikovanému zjišťování různých zesilovacích a stabilizačních konstant bylo po konzultaci s vedoucím práce rozhodnuto, že v této práci bude implementován observer bez odhadování otáček založený na Luenbergerově observeru asynchronního motoru. Luenbergerův observer může být dvojího typu v závislosti na typu korekčního členu máme tedy [4].

- lineární observer,
- nelineární observer.

V této práci bude použit lineární observer.

Luenbergerův observer je založen na stavovém popisu lineárního systému. Stavový popis lineárního systému je maticová soustava rovnic o následující struktuře:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbb{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbb{B}(t)\mathbf{u}(t), \quad (6.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbb{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbb{D}(t)\mathbf{u}(t), \quad (6.2)$$

kde \mathbf{x} je stavový vektor, a $\dot{\mathbf{x}}$ je časová derivace stavového vektoru, \mathbf{u} je vektor vstupů. \mathbb{A} je stavová matice, \mathbb{B} je matice vstupů, \mathbb{C} je matice výstupů a \mathbb{D} je matice přenosu, která je pro asynchronní motor nulová.

Teorie Luenbergrova observeru říká, že pokud je splněna podmínka pozorovatelnosti (pár $[\mathbb{A}, \mathbb{C}]$ je pozorovatelný), tak měřený výstup systému lze použít k úpravě stavu modelu systému tak, aby konvergoval ke stavu fyzického systému. Struktura observeru potom je:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbb{A}(t)\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbb{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbb{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}), \quad (6.3)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbb{C}(t)\hat{\mathbf{x}}(t), \quad (6.4)$$

kde veličiny se stříškou značí odhadnuté veličiny a matice \mathbb{L} je matice zesílení. Pro odchylku odhadnutého a skutečného stavu platí:

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbb{A} - \mathbb{L}\mathbb{C})\mathbf{e}. \quad (6.5)$$

Koeficienty matice \mathbb{L} , tedy zesílení observeru zvolíme tak, aby observer byl asymptoticky stabilní, tedy aby vlastní čísla matice $\mathbb{A} - \mathbb{L}\mathbb{C}$ měla zápornou reálnou část a zároveň aby póly observeru byly posunuty o nějaký násobek více do záporné části reálné osy než póly systému. Platí tedy:

$$\lambda_{\text{ALC}} = k\lambda_{\text{A}}, \quad (6.6)$$

kde konstanta k se volí v rozmezí (1.5 - 2) [4].

6.3 Návrh Luenbergerova observeru pro vektorové řízení asynchronního motoru

Nyní bude popsán návrh Luenbergerova observeru pro řízení asynchronního motoru. Tento návrh byl převzat z [4].

Elektromagnetickými stavovými veličinami asynchronního motoru jsou vektory statorového, rotorového a magnetizačního proudu a spřažený statorový, rotorový a magnetizační tok. Z těchto stavových elektromagnetických veličin si vybereme dvě veličiny. V principu si můžeme vybrat kombinaci jakýkoliv dvou veličin kromě kombinace magnetizačního toku a magnetizačního proudu a základní vektorové rovnice asynchronního motoru si upravit tak, aby odpovídali stavovému zápisu. V kontextu vektorové regulace orientované na rotorový tok zvolíme za stavové veličiny statorový proud a rotorový tok. Vzhledem k tomu, že observer používáme k určení složek rotorového toku, tak jsou všechny veličiny vyjádřeny v souřadném systému $\alpha\beta$.

Další stavovou veličinou jsou otáčky, pokud uvažujeme, že otáčky budeme měřit, tak je nemusíme zahrnovat do stavového popisu, ale můžeme je nechat jako parametr ve stavové matici. Vstupem je statorové napětí. Stavový popis asynchronního motoru pro stavové veličiny vektoru statorového proudu a vektoru rotorového toku s uvažováním výstupní veličiny jako vektoru statorového proudu, je pak následující:

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_s \\ \underline{\Psi}_r \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{u} = (\underline{u}_s) \quad (6.8)$$

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 - j\omega a_3 \\ a_5 & a_6 + j\omega \end{pmatrix} \quad (6.9)$$

$$\mathbb{B} = \begin{pmatrix} a_4 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (6.11)$$

$$(6.12)$$

kde:

$$a_1 = -\frac{R_r L_m^2 + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \quad (6.13)$$

$$a_2 = \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad (6.14)$$

$$a_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad (6.15)$$

$$a_4 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad (6.16)$$

$$a_5 = \frac{L_m R_r}{L_r}, \quad (6.17)$$

$$a_6 = -\frac{R_r}{L_r}. \quad (6.18)$$

Jelikož chceme použít Luenbergerův observer využívající odchylku mezi odhadnutým a změřeným statorovým proudem, tak si definujeme matici \mathbb{C} tak, aby výstupní veličinou pro použité pořadí proměnných byl vektor statorového proudu, tedy:

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6.19)$$

Matrice zesílení observeru je pro náš případ:

$$\mathbb{L} = \begin{pmatrix} l_1 & 0 \\ l_2 & 0 \end{pmatrix}, \quad (6.20)$$

kde l_1 a l_2 jsou koeficienty zesílení. Vzhledem k tomu, že byl využit vektorový zápis rovnic asynchronního motoru, tak je stavová rovnice pouze rozměru 2x2, tedy lze ještě spočítat vlastní čísla matic \mathbb{A} a $\mathbb{A} - \mathbb{L}\mathbb{C}$ analyticky. Můžeme tedy spočítat koeficienty l_1 a l_2 jako [4]:

$$l_1 = \frac{(k-1)(L_m^2 R_2 + L_s L_r R_r \sigma + L_r^2 (R_s - j\omega \sigma L_s))}{L_s L_r^2 \sigma}, \quad (6.21)$$

$$l_2 = \frac{(k-1)(k L_r^2 R_s - L_m^2 R_r + l_s L_r \sigma (-R_r + j\omega L_r))}{L_r L_m}. \quad (6.22)$$

Jelikož jsou koeficienty komplexní, tak po rozepsání rovnic observeru do složek platí, že se v každé rovnici uplatní jak reálná, tak imaginární složka vektoru odchylek. Naproti tomu například v [6] je tomu jinak a v rovnicích pro složky statorového proudu toto provazbení není. Dále je zajímavé si povšimnout, že imaginární složka obou koeficientů závisí lineárně na otáčkách.

6.4 Návrh Luenbergerova observeru pro řízení asynchronního motoru s výstupním sinusovým filtrem

Při uvažování použití sinusového filtru nám přibudou další dvě stavové veličiny. Prostorový vektor vstupního proudu filtru \underline{i}_1 a prostorový vektor napětí na kondenzátoru \underline{u}_c . Definujeme si

tedy stavový vektor jako:

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \dot{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \\ \dot{i}_1 \\ \underline{u}_c \end{pmatrix} \quad (6.23)$$

Vektor vstupů má pouze jeden člen, a to vektor vstupního napětí filtru. Můžeme tedy psát:

$$\mathbf{u} = (\underline{u}_s) \quad (6.24)$$

Oproti stavovému popisu bez použití filtru se samozřejmě změní i stavová matice. Pro každou stavovou proměnou musíme sestavit rovnici, která vyjadřuje její derivaci. Začneme stavovou proměnou satorového toku. Ze stavového popisu asynchronního motoru bez použití filtru můžeme psát:

$$\frac{d\dot{i}_s}{dt} = a_1\dot{i}_s + a_2\underline{\Psi}_r - j\omega a_3\underline{\Psi}_r + a_4\underline{u}_s. \quad (6.25)$$

Vektor satorového napětí již není vstupem, ale je třeba ho vyjádřit. Z obrázku 5.11 vidíme, že vektor satorového napětí se skládá z vektoru napětí na kondenzátoru a z úbytku napětí na odporu R_C . Můžeme tedy psát:

$$\frac{d\dot{i}_s}{dt} = a_1\dot{i}_s + a_2\underline{\Psi}_r - j\omega a_3\underline{\Psi}_r + a_4(R_C(\dot{i}_1 - \dot{i}_s) + \underline{u}_c). \quad (6.26)$$

Nyní členy v rovnici výše přeuspořádáme tak, aby se dala později určit stavová matice:

$$\frac{d\dot{i}_s}{dt} = (a_1 - a_4R_C)\dot{i}_s + (a_2 - j\omega a_3)\underline{\Psi}_r + a_4R_C\dot{i}_1 + a_4\underline{u}_c. \quad (6.27)$$

Rovnice pro rotorový tok se oproti stavovému popisu bez filtru nezmění, tedy platí:

$$\frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} = a_5\dot{i}_s + (a_6 + j\omega)\underline{\Psi}_r. \quad (6.28)$$

Derivaci vstupního proudu do filtru můžeme vyjádřit z 5.12 jako:

$$\frac{d\dot{i}_1}{dt} = \frac{1}{L_1}(\underline{u}_1 - \underline{u}_s) = \frac{1}{L_1}(\underline{u}_1 - (R_C(\dot{i}_1 - \dot{i}_s) + \underline{u}_c)). \quad (6.29)$$

Opět přeuspořádáme členy v rovnici výše tak, aby se dala posléze lépe určit stavová matice:

$$\frac{d\dot{i}_1}{dt} = \frac{R_C}{L_1}\dot{i}_s - \frac{R_C}{L_1}\dot{i}_1 - \frac{1}{L_1}\underline{u}_c + \frac{1}{L_1}\underline{u}_1. \quad (6.30)$$

Derivaci vektoru napětí na kondenzátoru vyjádříme z rovnice 5.14:

$$\frac{d\underline{u}_c}{dt} = \frac{1}{C_1}(\dot{i}_1 - \dot{i}_s). \quad (6.31)$$

Opět přeuspořádáme členy:

$$\frac{d\underline{u}_c}{dt} = -\frac{1}{C_1}\dot{i}_s + \frac{1}{C_1}\dot{i}_1. \quad (6.32)$$

Z rovnic výše můžeme odečíst stavovou matici jako:

$$\mathbb{A} = \begin{pmatrix} a_1 - a_4 R_C & a_2 - j\omega a_3 & a_4 R_C & a_4 \\ a_5 & a_6 + j\omega & 0 & 0 \\ \frac{R_C}{L_1} & 0 & -\frac{R_C}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix}. \quad (6.33)$$

Pro matici vstupů plyne z rovnic výše, že je rovna:

$$\mathbb{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (6.34)$$

Jelikož chceme v rámci observeru počítat rozdíl mezi skutečnou hodnotou vstupního proudu do filtru a hodnotou vypočtenou observerem, tak matici výstupů a matici zesílení definujeme jako:

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6.35)$$

$$\mathbb{L} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & l_1 & 0 \\ 0 & 0 & l_2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 & 0 \\ 0 & 0 & l_4 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6.36)$$

Vzhledem k tomu, že stavová matice je rozměru 4 x 4, tak analytický výpočet konstant matice zesílení není již možný, nicméně po dosazení číselných hodnot parametrů motoru bylo možné v softwaru Wolfram Mathematica možné vždy pro konkrétní hodnotu otáček spočítat konkrétní hodnoty zesílení. Všechny konstanty mají reálnou a imaginární část. Pro všechny vyzkoušené hodnoty otáček byla reálná část konstant stejná. Imaginární část se zjevně měnila s otáčkami motoru lineárně, můžeme se tedy domnívat, že stejně jako pro observer pro samotný asynchronní motor, je závislost imaginární části konstant zesílení lineární na otáčkách, proto byly všechny konstanty vypočítány pro 100 hodnot otáček a jejich imaginární část byla proložena přímkou. V modelu je tedy použita imaginární část konstant lineárně závislá na otáčkách se směrnici získanou zmíněným proložením přímkou.

7 Simulační modely a provedené simulace

V této kapitole budou představeny realizované simulační modely a konfigurace jednotlivých simulací. Hlavními simulačními bloky používanými v modelech jsou:

- blok asynchronního motoru,
- blok napěťového střídače,
- blok sinusového filtru,
- blok vektorového řízení.

Celkem byly provedeny čtyři simulace:

- Simulace vektorového řízení bez použití sinusového filtru,
- simulace vektorového řízení s použitím sinusového filtru bez modifikace algoritmu vektorového řízení, za použití I-n modelu pro výpočet rotorového toku,
- simulace vektorového řízení s použitím sinusového filtru bez modifikace algoritmu vektorového řízení, a použití Luenbergerova observeru pro výpočet rotorového toku,
- simulace vektorového řízení s použitím sinusového filtru s modifikací algoritmu vektorového řízení.

Všechny simulace byly provedeny za následujících podmínek:

- Numerická metoda řešiče ode4 s pevným krokem $0.5 \mu\text{s}$,
- modulační perioda střídače je nastavena na $100 \mu\text{s}$,
- v čase 0 s je do řízení přiveden požadavek na jmenovité nabuzení,
- v čase 0.1 s je do řízení přivedena žádost na jmenovité otáčky,
- v čase 1.2 s je motor zatížen zátěžným momentem 30 Nm.

7.1 Používané simulační bloky

Prvním simulačním modelem, který představíme je blok modelu asynchronního motoru. Vstupem do bloku jsou napájecí fázová napětí a zátěžný moment, výstupem jsou fázové proudy motoru a otáčky motoru. Blok asynchronního motoru je realizován pomocí vektorových rovnic 2.8 - 2.11. Za stavové proměnné byly zvoleny prostorový vektor statorového proudu a prostorový vektor rotorového

proudu. Souřadný systém je přirozeně nutné zvolit jako stojící $\alpha\beta$. Osamostatněním derivací těchto proměnných dostáváme rovnice, které lze implementovat do prostředí MATLAB Simulink:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(u_{s\alpha} - R_1 i_{s\alpha} - L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt} \right), \quad (7.1)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(u_{s\beta} - R_1 i_{s\beta} - L_m \frac{di_{r\beta}}{dt} \right), \quad (7.2)$$

$$\frac{di_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[-R_2 i_{r\alpha} - L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega(L_2 i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}) \right], \quad (7.3)$$

$$\frac{di_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[-R_2 i_{r\beta} - L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega(L_2 i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}) \right]. \quad (7.4)$$

Doplňme rovnici momentu (2.20) vyjádřenou pomocí statorového a rotorového proudu při uvažování konstanty Clarkové transformace $K = 2/3$:

$$M = \frac{3}{2} p_p L_m (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}). \quad (7.5)$$

Dále doplníme pohybovou rovnici (2.22).

Dále představíme blok modelu napěťového střídače. Vstupem do bloku jsou žádaná fázová napětí na zátěži, výstupem jsou skutečná fázová napětí na zátěži. Blok je v principu realizován ze tří částí. První částí je blok, který realizuje algoritmus modulace prostorového vektoru, jehož vstupem jsou žádané hodnoty napětí a výstupem jsou komparační hodnoty pro porovnání s trojúhelníkovým signálem. Druhou částí je blok realizující porovnání komparačních hodnot s trojúhelníkovým signálem, jehož výstupem jsou spínací pulzy pro tranzistory měniče. Jelikož v práci není modelována výkonová část měniče, tak je fázové napětí na zátěži realizováno pomocí rekonstrukce napětí popsané rovnicí 3.4.

Dalším blokem je blok sinusového filtru. Vstupem do filtru jsou vstupní fázová napětí a výstupní proud – proud motoru. Výstupem jsou fázová napětí motoru a vstupní proud filtru. V práci je uvažován čistě sinusový filtr bez common mode komponent bez vyvedeného středu kapacit filtru. Filtr je obecně popsán pomocí rovnic 5.13 - 5.16. Z těchto rovnic je možné vyjádřit derivaci stavových veličin proudu cívkou a napětí na kondenzátoru pro složku α jako:

$$\frac{di_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_1} (u_{1\alpha} - u_{s\alpha}), \quad (7.6)$$

$$\frac{du_{c\alpha}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{1\alpha} - i_{s\alpha}), \quad (7.7)$$

$$u_{s\alpha} = u_{c\alpha} + R_C (i_{1\alpha} - i_{s\alpha}). \quad (7.8)$$

Pro složku β jsou rovnice zcela analogické.

Posledním hlavním blokem je blok vektorového řízení, který se pochopitelně v každé simulaci liší. Pro vektorové řízení je realizován klasický algoritmus vektorového řízení, který je popsán v kapitole 4. K výpočtu složek rotorového toku je použit Luenbergerův observer a I-n model. Vstupem do bloku jsou žádaný rotorový tok, žádané otáčky, skutečné otáčky a fázové proudy motoru, fázové proudy na vstupu do filtru, fázová napětí motoru. Fázové proudy a napětí motoru jsou přivedeny

jako vstup jenom, aby mohly být uvnitř bloku řízení porovnány s odhadnutými veličinami, do regulačního algoritmu samozřejmě nevstupují.

Pro modifikovaný algoritmus vektorového řízení je v bloku realizován algoritmus vektorového řízení popsany v kapitole 6. Vstupem do bloku jsou žádaný rotorový tok, žádané otáčky, skutečné otáčky a fázové proudy motoru, fázové proudy na vstupu do filtru, fázová napětí motoru. Fázové proudy a napětí motoru jsou přivedeny jako vstup jenom aby mohly být uvnitř bloku řízení porovnány s odhadnutými veličinami, do regulačního algoritmu samozřejmě nevstupují. Uvnitř bloku je také I-n model taktéž pouze pro porovnání funkčnosti observeru. Výstupem bloku jsou žádaná fázová napětí pro střídač.

Změřené a štítkové parametry motoru byly poskytnuty vedoucím práce. Parametry filtru byly zvoleny pomocí postupu popsaného v kapitole 5.4. Souhrnně jsou všechny použité parametry uvedeny v tabulce 5.

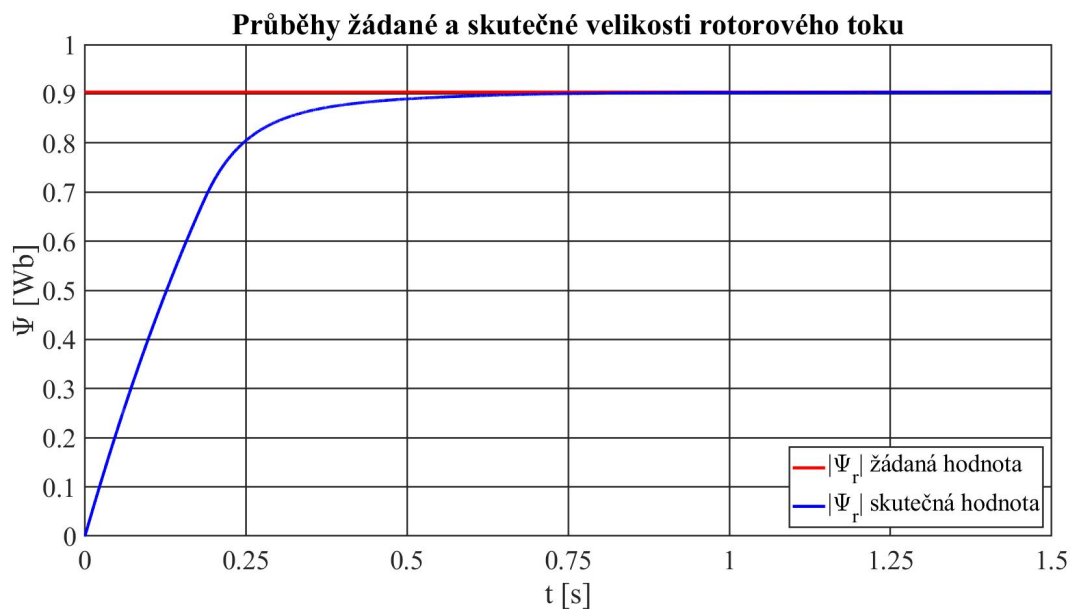
Veličina	Hodnota
Jmenovitý výkon	$P_n = 12 \text{ kW}$
Jmenovité sdružené napětí	$U_{sn} = 380 \text{ V}$
Jmenovitý fázový proud	$I_n = 22 \text{ A}$
Jmenovitá napájecí frekvence	$f_n = 50 \text{ Hz}$
Jmenovitý účinník	$\cos \varphi_n = 0.8$
Jmenovité otáčky	$n_n = 1460 \text{ min}^{-1}$
Počet pólpárů	$p_p = 2$
Magnetizační indukčnost	$L_m = 82 \text{ mH}$
Rozptylová statorová indukčnost	$L_{s\sigma} = 2.27 \text{ mH}$
Rozptylová rotorová indukčnost	$L_{r\sigma} = 2.27 \text{ mH}$
Statorový odpor	$R_s = 0.37 \text{ } \Omega$
Rotorový odpor	$R_r = 0.225 \text{ } \Omega$
Moment setrvačnosti	$J = 0.4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Indukčnost filtru	$L_1 = 1 \text{ mH}$
Kapacita filtru	$C_1 = 3 \text{ } \mu\text{F}$
Odpor filtru	$R_1 = 3 \text{ } \Omega$

Tabulka 5: Změřené a štítkové parametry simulovaného motoru.

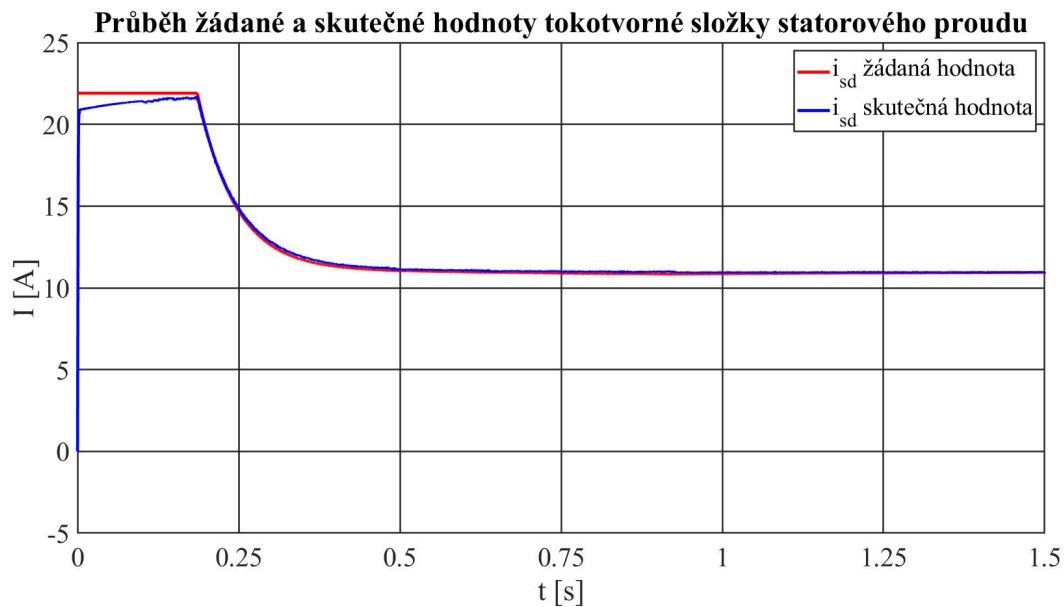
8 Výsledky simulací

V této kapitole jsou uvedeny výsledky čtyř provedených simulací. Z množství možných průběhů, které by bylo možné zobrazit, byly vybrány jen některé průběhy, které reprezentují problematiku práce. V grafech níže je žádanou hodnotou myšlen výstup příslušných regulátorů a skutečnou hodnotou je myšlena hodnota veličiny v bloku řízení po provedení příslušných transformací.

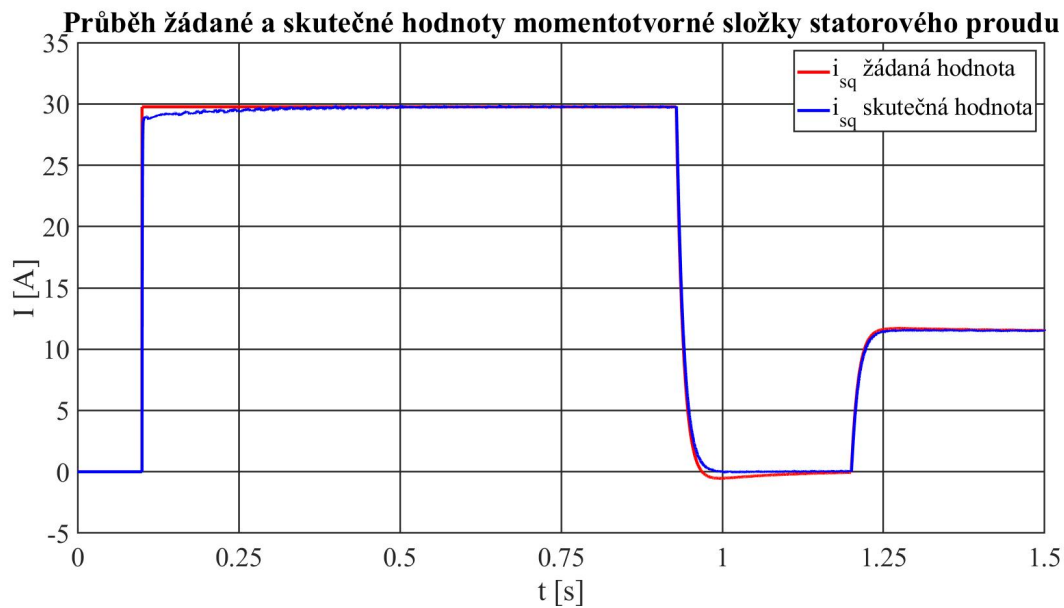
8.1 Simulace vektorového řízení bez použití filtru



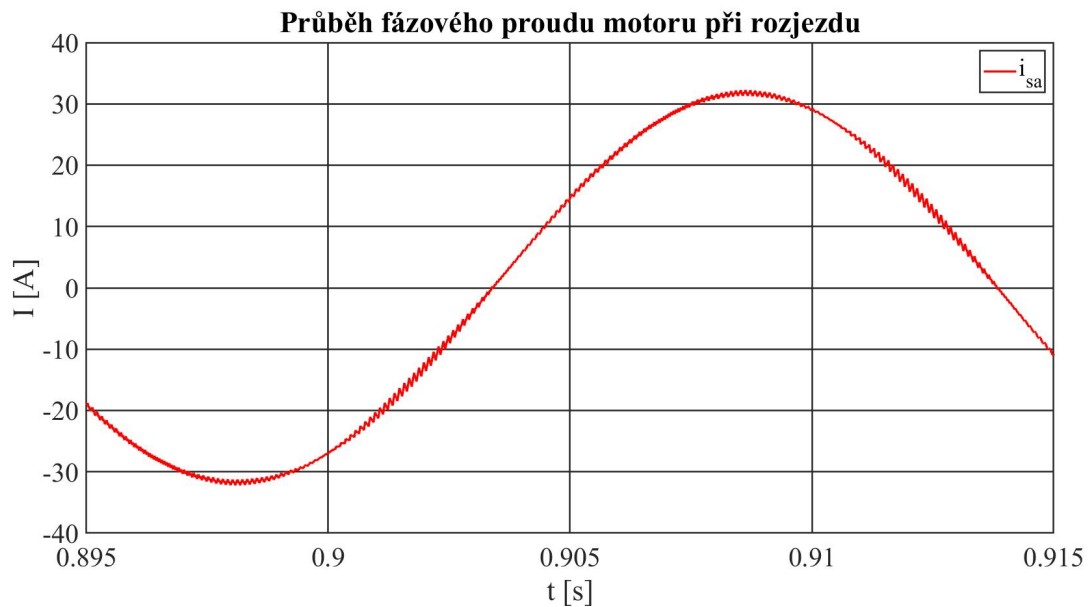
Obrázek 8.1: Průběh žádané a skutečné hodnoty rotorového toku.



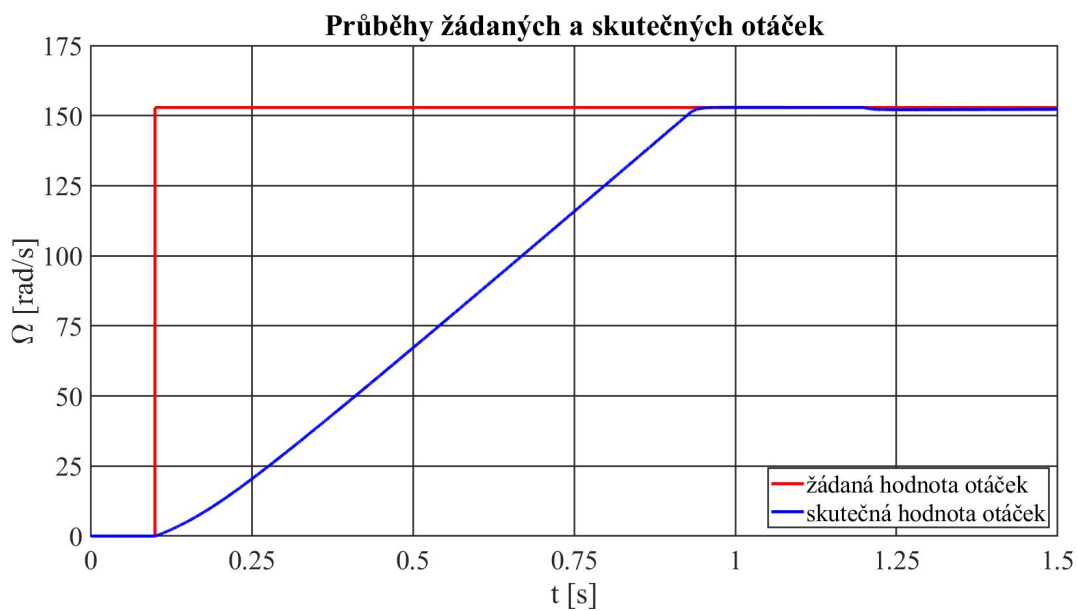
Obrázek 8.2: Průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky proudu.



Obrázek 8.3: Průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky proudu.

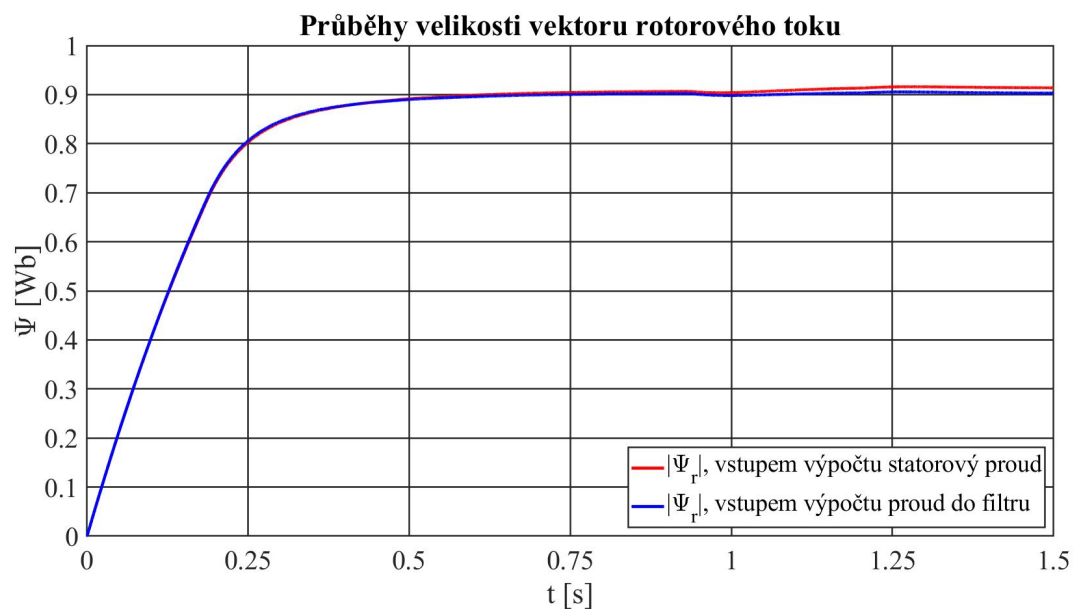


Obrázek 8.4: Průběh fázového proudu motoru.



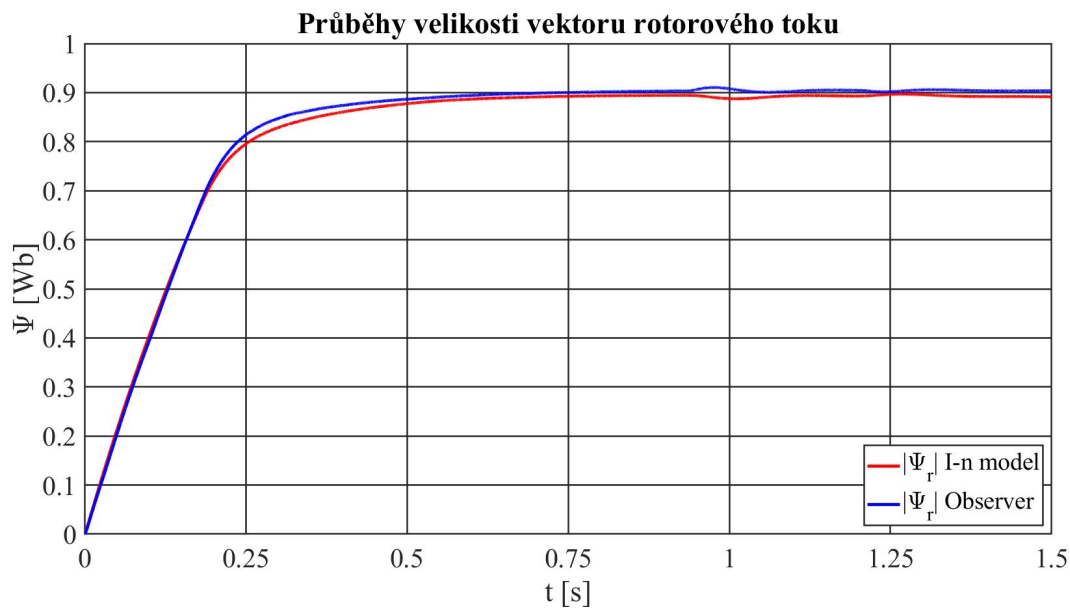
Obrázek 8.5: Průběh žádané a skutečné hodnoty otáček.

8.2 Simulace vektorového řízení s použitím filtru bez modifikace vektorového řízení za použití I-n modelu

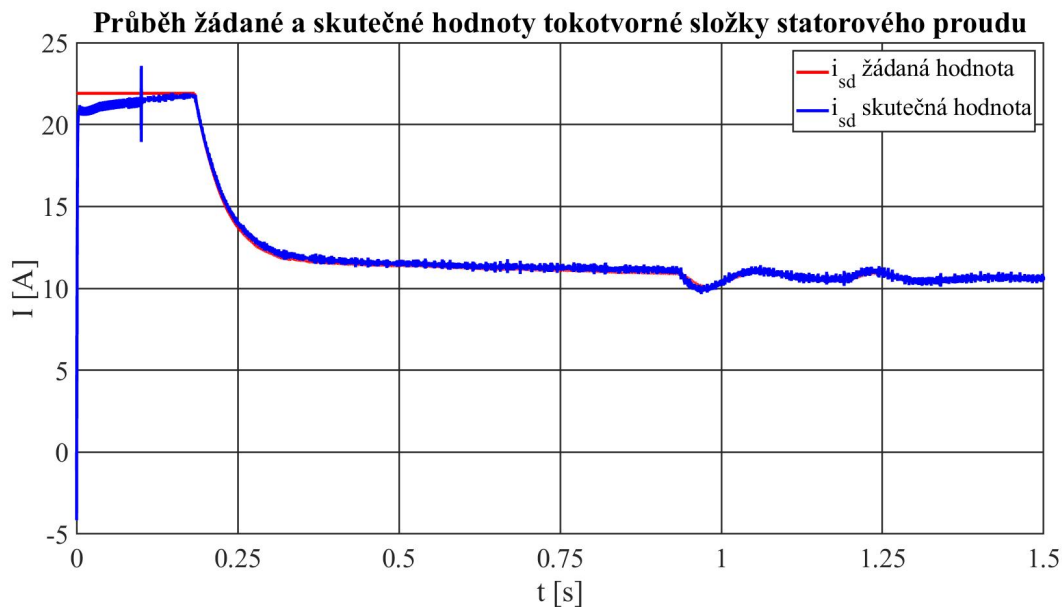


Obrázek 8.6: Porovnání průběhů velikosti rotorového toku vypočteného I-n modelem, do kterého vstupuje jednou statorový proud a podruhé proud na vstupu filtru.

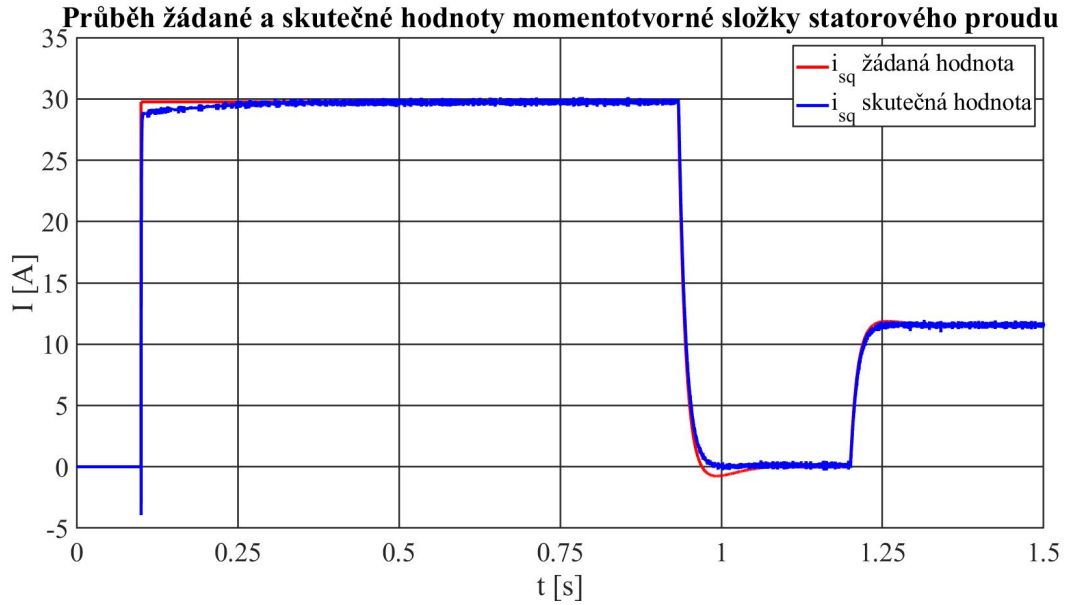
8.3 Simulace vektorového řízení s použitím filtru bez modifikace vektorového řízení za použití observeru



Obrázek 8.7: Porovnání průběhů velikosti rotorového toku vypočteného I-n modelem a podruhé observerem pouze pro asynchronní motor.

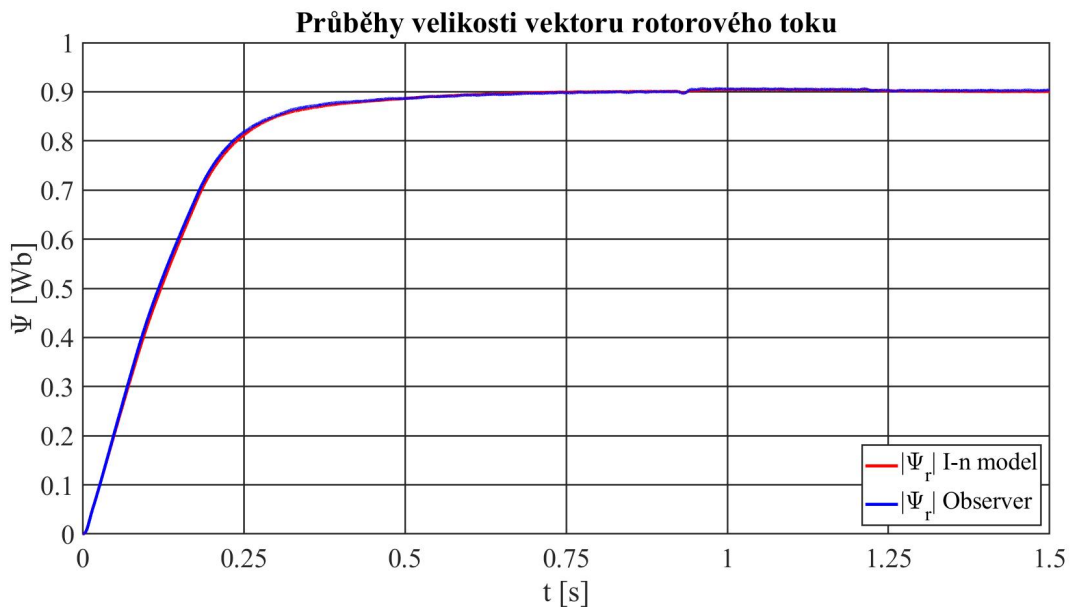


Obrázek 8.8: Průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky proudu.

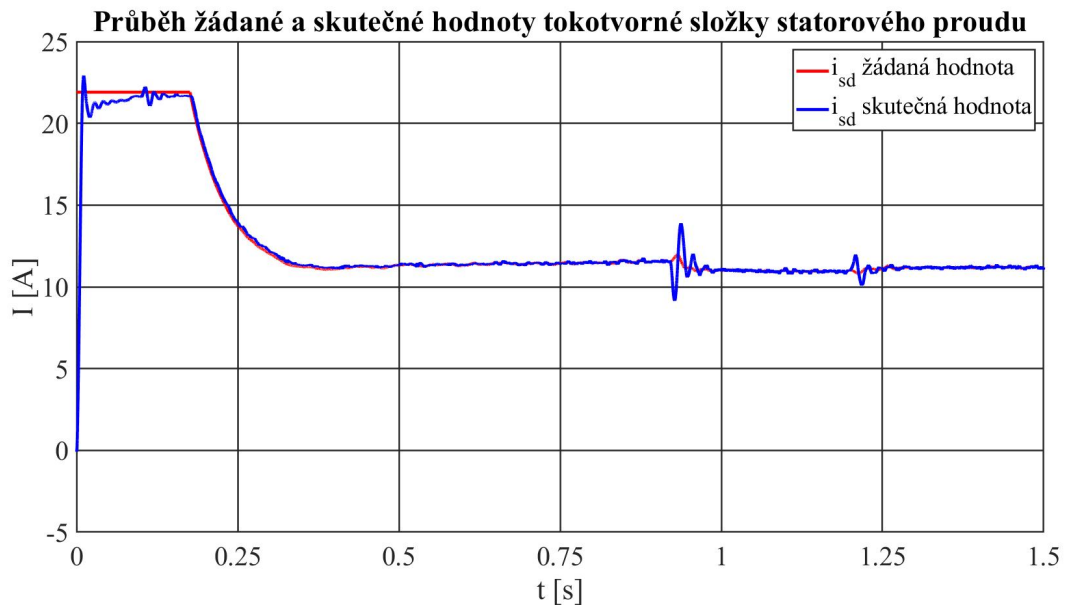


Obrázek 8.9: Průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky proudu.

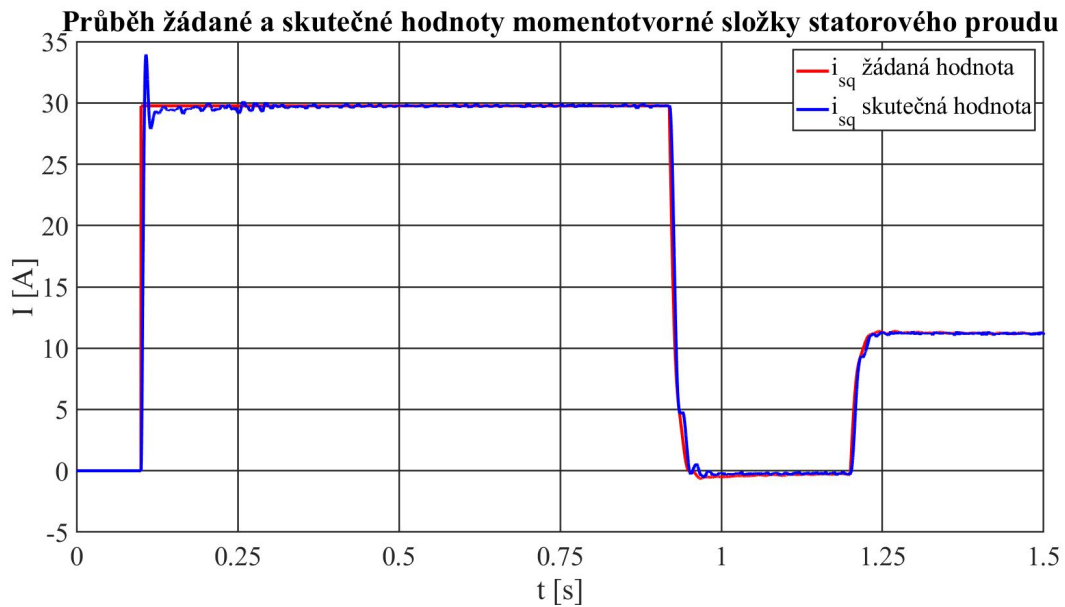
8.4 Simulace vektorového řízení s použitím filtru s modifikací vektorového řízení



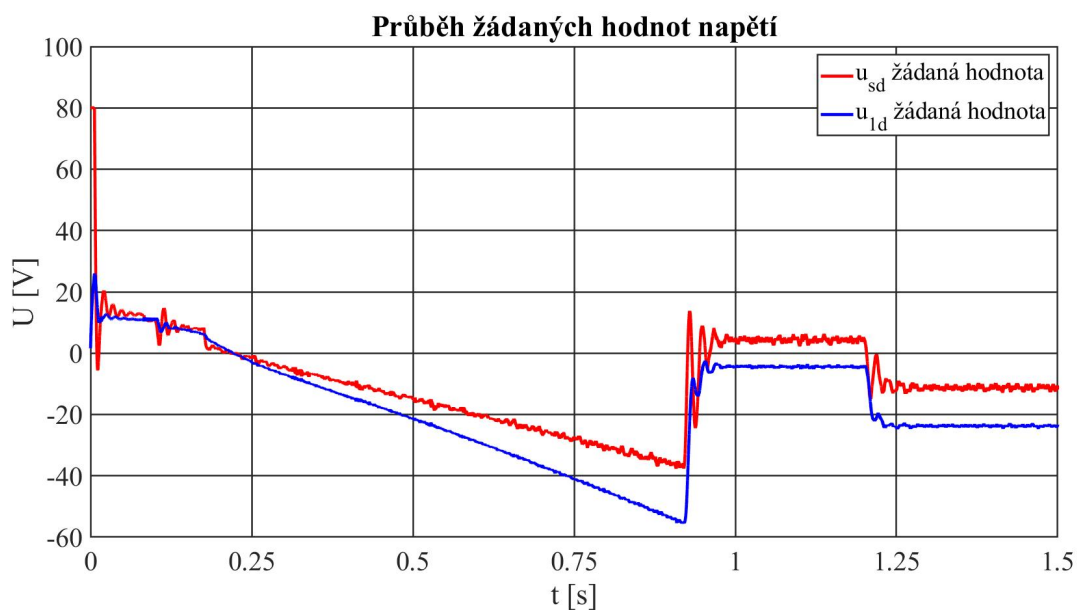
Obrázek 8.10: Porovnání výpočtu velikosti rotorového toku za použití I-n modelu a observeru za použití filtru a modifikace algoritmu vektorového řízení.



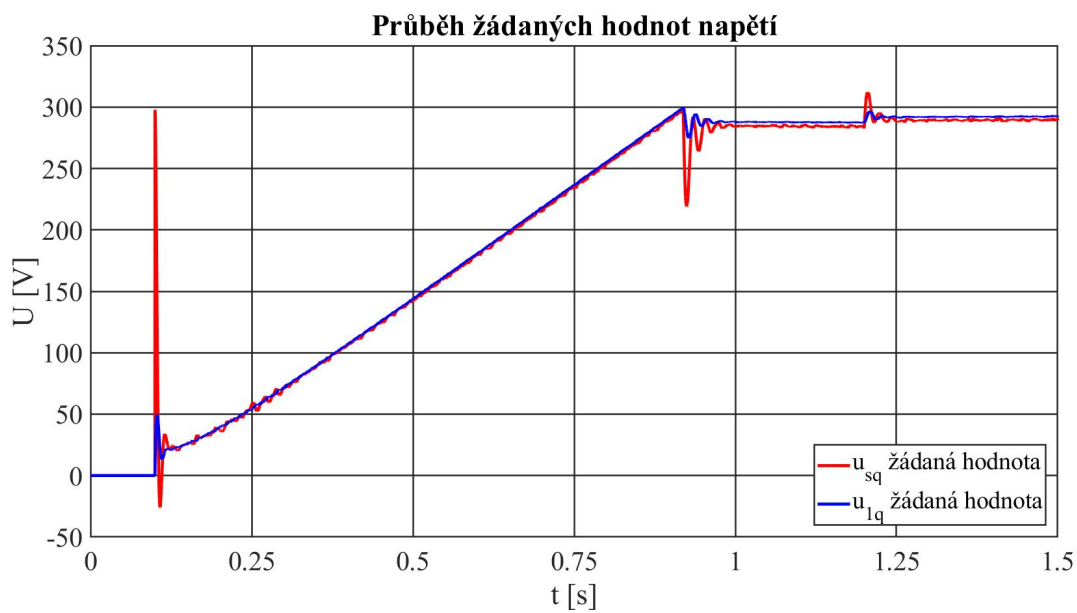
Obrázek 8.11: Průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky proudu.



Obrázek 8.12: Průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky proudu za použití filtru a modifikace algoritmu vektorového řízení.

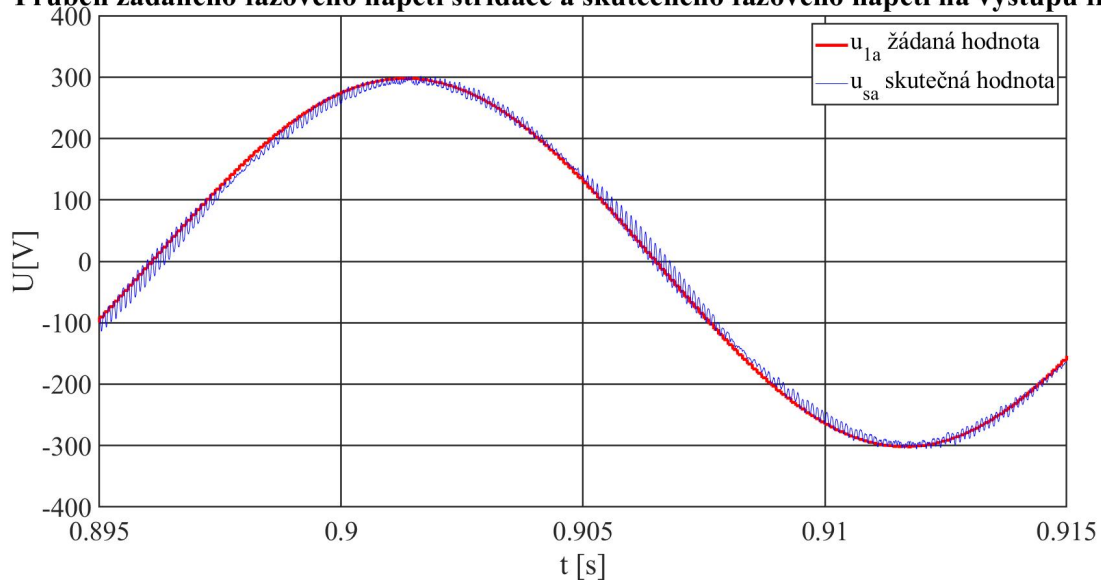


Obrázek 8.13: Průběh žádané hodnoty statorového napětí a žádané hodnoty napětí pro střídač, d složka.

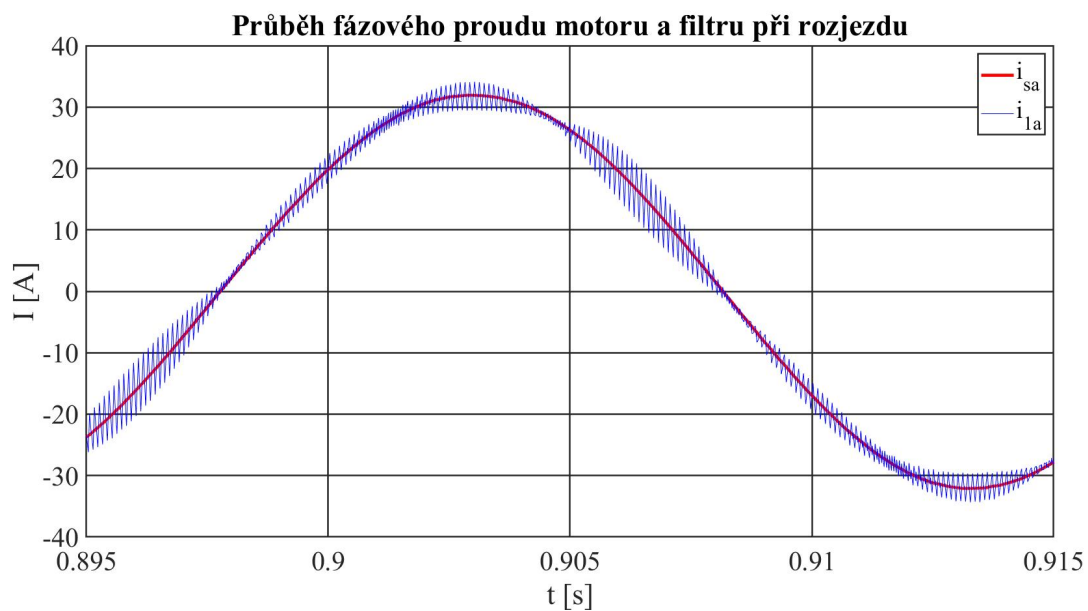


Obrázek 8.14: Průběh žádané hodnoty statorového napětí a žádané hodnoty napětí pro střídač, q složka.

Průběh žádaného fázového napětí střídače a skutečného fázového napětí na výstupu filtru



Obrázek 8.15: Průběh žádaného fázového napětí střídače a skutečného fázového napětí na výstupu filtru.



Obrázek 8.16: Průběh fázového proudu do filtru a do motoru.

9 Zhodnocení výsledků simulace

Nyní budou zhodnoceny výsledky simulací uvedené v předchozí kapitole. Z průběhů z podkapitoly 8.1 můžeme vidět princip vektorového řízení. Na průběhu rotorového toku na obrázku 8.1 vidíme, že po nabuzení je tok udržován na konstantní hodnotě a nereaguje na změnu otáček, či zatížení. Na obrázku 8.2 vidíme průběh tokotvorné složky proudu. Pro rychlejší nabuzení byla saturace regulátoru rotorového toku nastavena na dvojnásobnou hodnotu jmenovité hodnoty. Na začátku je tedy regulátorem rotorového toku požádáno o maximální hodnotu, tedy dvojnásobek jmenovité hodnoty. Poté je žádaná hodnota postupně snížena na jmenovitou hodnotu tokotvorné složky proudu. Na průběhu tokotvorné složky opět není poznat změna otáček motoru či zatížení. To odpovídá tomu, že při vektorovém řízení odděleně regulujeme tok a moment stroje.

Z průběhu momentotvorné složky proudu na obrázku 8.3 vidíme, že v čase 0.1 s, kdy je do řízení přivedena žádost na rozjezd na jmenovité otáčky, je regulátorem otáček požádáno o maximální možnou hodnotu momentotvorné složky proudu, která je omezena na jmenovitou hodnotu. Po rozjezdu motoru je regulátorem otáček snížena žádaná hodnota momentotvorné složky proudu na nulovou hodnotu, protože motor se rozjel na požadované otáčky a není zatížený. Po zatížení je regulátorem otáček postupně požádáno o takovou hodnotu momentotvorné složky proudu, aby hnací moment motoru vyrovnal zátěžný moment.

Na obrázku 8.4 vidíme průběh fázového proudu motoru při rozjezdu. Vidíme, že proud není zcela vyhlazen, ale je mírně zvlněný vlivem napájení napěťovým střídačem. Na obrázku 8.5 vidíme průběh žádaných a skutečných otáček motoru, kdy po žádosti na jmenovité otáčky se motor začíná rozjíždět. Průběh otáček na začátku rozjezdu není lineární, což odpovídá tomu, že motor není urychlován konstantním momentem, to odpovídá tomu, že na začátku rozjezdu není motor ještě zcela nabuzen.

Ze simulace pro vektorové řízení asynchronního motoru za použití filtru bez modifikace algoritmu vektorového řízení s I-n modelem byl vybrán pouze průběh rotorového toku vypočtený z proudu vstupujícího do filtru a z proudu motoru. Na obrázku 8.6 vidíme, že oba průběhy jsou takřka stejné, a tedy ztotožněním proudu do motoru s proudem do filtru jsme se nedopustili výrazné chyby. Jak bylo popsáno v kapitole 6, tak vzhledem ke vzorkování vstupního proudu do filtru v nule napětí je navzorkovaný proud do filtru téměř stejný jako proud do motoru. Ostatní průběhy jsou zcela analogické průběhům za použití vektorového řízení.

Z průběhů z kapitoly 8.3 za použití Luenbergerova observeru asynchronního motoru bez modifikace pro použití filtru již vidíme rozdíly oproti vektorovému řízení. Na obrázku 8.7 vidíme, že rotorový tok vypočtený observerem se již liší od rotorového toku vypočteného I-n modelem, který můžeme považovat za správný. Také výpočet rotorového toku očividně není nezávislý na momentotvorné složce proudu, protože po rozjezdu motoru a snížení momentotvorné složky proudu dojde k mírnému navýšení rotorového toku. Tato závislost je způsobena tím, že jelikož složky rotorového toku nejsou spočítány správně, tak ani transformační úhel není spočítán správně a tedy od sebe nejsou zcela odděleny tokotvorná a momentotvorná složka proudu. Průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky proudu odpovídá tomu, že rotorový tok vypočtený observerem není po nabuzení konstantní, ale mění se, a tedy ani hodnota, kterou si žádá regulátor rotorového toku, není po nabuzení stejná. Průběh momentotvorné složky proudu odpovídá typickému průběhu momentotvorné složky proudu

stejně jako u vektorového řízení bez použití filtru. Vidíme tedy, že vlivem nesprávné znalosti napětí na motoru nefunguje algoritmus řízení zcela správně.

V kapitole 8.4 jsou uvedeny výsledky simulace pro modifikovaný algoritmus vektorového řízení. Z obrázku 8.10 vidíme, že rotorový tok je modifikovaným observerem počítán správně a shoduje se s výpočtem z I-n modelu. Z průběhu tokotvorné složky proudu na obrázku 8.11 vidíme, že se zde pokles a nárůst momentotvorné složky proudu projeví přechodným dějem. Průběh momentotvorné složky proudu na obrázku 8.12 odpovídá standardnímu průběhu momentotvorné složky proudu. Na obrázcích 8.13 a 8.14 vidíme rozdíl mezi žádanými hodnotami statorových napětí, které jsou výstupem klasické vektorové regulace a žádanými hodnotami napětí pro střídač, které jsou získány pomocí přidané regulační struktury. Vidíme, že především „d“ složka těchto napětí se značně liší, například těsně před rozjezdem motoru je žádaná hodnota napětí pro střídač přibližně o 50 procent vyšší než žádaná hodnota statorového napětí. U „q“ složky jsou naopak hodnoty v podstatě totožné. Jelikož „q“ složka napětí je výrazně vyšší než „d“ složka napětí, tak ve výsledku obě napětí příliš neliší, nicméně jak bylo ukázáno, tak pokud používáme algoritmy využívající znalost napětí na motoru, tak i tento malý rozdíl se může již projevit.

Na obrázcích 8.15 a 8.16 vidíme samotnou funkci filtru. Z žádaného napětí na vstupu střídače je pomocí modulace prostorového vektoru vytvořen pulzní průběh napětí, který je přiveden na vstup filtru. Z obrázku 8.15 vidíme, že napětí na výstupu filtru, které je připojeno k motoru, již nemá pulzní charakter, ale blíží se sinusovému průběhu. Z průběhů proudů vidíme, že proud na vstupu do filtru vlivem nabíjení a vybíjení kondenzátorů zvlněný, ale proud motoru je již prakticky zcela vyhlazený.

10 Závěr

V práci byl nejprve v kapitole 2 popsán asynchronní motor a jeho matematický model, poté byl v kapitole 3.1 popsán napěťový střídač včetně modulace prostorového vektoru. V kapitole 4 byl popsán princip vektorového řízení asynchronního motoru. V kapitole 5 byly popsány základní typy LC filtrů a důvody jejich použití. Byl zde uveden matematický model sinusového LC filtru a návrh parametrů LC filtru při znalosti jmenovitých parametrů motoru, maximální možné toleranci zvlnění vstupního proudu a snížení výstupního napětí filtru. V kapitole 6 je rozebrána problematika vektorového řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem. V praktické části práce bylo implementováno vektorové řízení asynchronního motoru s výstupním filtrem a bez výstupního filtru, relevantní výsledky těchto simulací byly v práci uvedeny ve formě grafů a v kapitole 9 byly tyto výsledky okomentovány a zhodnoceny.

Ze získaných průběhů plynou výhody použití výstupních filtrů, jako je vyhlazení proudu motoru a přiblížení napájecího napětí motoru sinusovému průběhu. Jednou z nevýhod použití výstupních filtrů je komplikace algoritmu vektorového řízení asynchronního motoru, kde nepřesná znalost veličin asynchronního motoru vede k nepřesnému výpočtu složek rotorového toku. V práci je ukázáno, že při použití I-n modelu je chyba výpočtu rotorového toku minimální. Při použití Luenbergerova observeru je již chyba znatelnější, nicméně tato chyba ještě nevede k nefunkčnosti algoritmu vektorového řízení. Pokud bychom používali nějaký algoritmus bezsensorového řízení, tak by nepřesná znalost statorového napětí již mohla mít rozhodující vliv. Proto se velké množství prací zabývajících se vektorovým řízením asynchronních motorů s výstupním filtrem zabývá právě problematikou bezsensorového řízení. Také je nutné podotknout, že v simulacích je používán ideální model asynchronního motoru s konstantními parametry, které v bloku řízení dokonale přesně známe, což je oproti realitě výrazně idealizovaný stav. V práci to doposud nebylo explicitně uvedeno, ale další očividnou nevýhodou výstupních filtrů jsou přídavné ztráty ve filtru a zvýšení ceny a hmotnosti celého pohonu.

Použitá literatura

- [1] VOŽENÍLEK, Petr et al. Elektromechanické měniče. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2005. ISBN 9788001031377;8001031373;.
- [2] QUANG, Nguyen P., DITTRICH, Jörg-Andreas. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice[online].1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. ISBN 9783540790280;3540790284;.
- [3] PAVELKA, Jiří, ZDĚNEK, Jiří a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. Elektrické pohony a jejich řízení. 2. vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2015. ISBN 8001057852;9788001057858;.
- [4] LIPČÁK, Ondřej, BAUER, Jan. Doprovodný materiál k přednáškám z předmětu B1B14EPT. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2021.
- [5] STEJSKAL, Petr, Modulační techniky pro víceúrovňové střídače. Praha, 2015. Diplomová práce. České vysoké učení technické, Elektrotechnická fakulta.
- [6] GUZINSKI, J., ABU-RUB, H.,STRANKOWSKI, P., Variable Speed AC Drives with Inverter Output Filters, New York: John Wiley & Sons, Incorporated, 2015.
- [7] PAIRODAMONCHAI P. and SANGWONGWANICH S., "Exact common-mode and differential-mode equivalent circuits of inverters in motor drive systems taking into account input rectifiers,"2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2011, pp. 278-285, doi: 10.1109/PEDS.2011.6147259.
- [8] COSTA F., VOLLAIRE C. and MEURET R., "Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems,"in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 4, pp. 1012-1021, Nov. 2005, doi: 10.1109/TEMC.2005.857365.
- [9] MISHRA, P., MAHESHWARI, R., Design, Analysis, and Impacts of Sinusoidal LC Filter on Pulsewidth Modulated Inverter Fed-Induction Motor Drive, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 4, pp. 2678-2688, April 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2913824.
- [10] SALOMAKI, J., HINKKANEN, M., LUOMI, J., Sensorless control of induction motor drives equipped with inverter output filter, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., 2005, pp. 332-339.
- [11] XIYOU, Chen, BIN, Yan, YU, Gao, The engineering design and optimisation of inverter output RILC filter in AC motor drive system, IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 175-180 vol.1, doi: 10.1109/IECON.2002.1187502.
- [12] MISHRA, P., MAHESHWARI, R., PATIL, D., Stabilization of Rotor Flux-Oriented Control of Induction Motor With Filter by Active Damping, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 12, pp. 9173-9183, Dec. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2886776.
- [13] LIPČÁK, Ondřej, Vektorové řízení asynchronního motoru pomocí DSP. Praha, 2018. Diplomová práce. České vysoké učení technické, Elektrotechnická fakulta.

[14] GUZINSKI J. Closed loop control of AC drive with LC filter, 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 994-1001, doi: 10.1109/EPE-PEMC.2008.4635397.

[15] <https://www.mathworks.com/support>