

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Martin Hanzlíček



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SIMULACE ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU S OHLEDEM NA VYSOKOU ÚČINNOST

SIMULATION OF INDUCTION MACHINE CONTROL METHODS WITH RESPECT TO MAXIMUM EFFICIENCY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Hanzlíček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Lažek

BRNO 2021

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Hanzlíček

ID: 183931

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Simulace řízení asynchronního motoru s ohledem na vysokou účinnost

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Uveďte přehled způsobů řízení asynchronního motoru s ohledem na účinnost
2. Sestavte model pro simulaci vybraného způsobu řízení asynchronního motoru v prostředí Matlab/Simulink
3. Simulujte vybrané jevy a proveďte porovnání

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Klíma B., Střídavé pohony, 2014
- [2] Veltman A., Pulle D., Doncker R.W, Fundamentals of Electrical Drives, 2007
- [3] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semeken R., Electrical Machine Drives Control, Wiley, 2016

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 24.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Lažek

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá simulací řízení asynchronního motoru s ohledem na vysokou účinnost. Je zde popsána teorie asynchronního motoru, s kladeným důrazem na jeho ztráty. Dále je zde popsáno skalární i vektorové řízení. Vektorové řízení je optimalizováno pro vyšší účinnost. Následně je zde popsáno vytvoření modelu v programu *MATLAB – Simulink* pro porovnání vektorového řízení s optimalizací a bez optimalizace.

KLÍČOVÁ SLOVA

Asynchronní motor, skalární řízení, vektorové řízení, Matlab - Simulink, optimalizace účinnosti

ABSTRACT

The diploma thesis deals with the simulation of induction motor control with respect to high efficiency. The theory of an induction motor is described here, with emphasis on its losses. Scalar and vector control are also described here. Vector control is optimized for higher efficiency. Subsequently, the creation of a model in the program *MATLAB – Simulink* is described here, for the comparison of vector control with and without optimization.

KEYWORDS

Induction motor, scalar control, vektor control, Matlab - Simulink, loss minimization

HANZLÍČEK, Martin. *Simulace řízení asynchronního motoru s ohledem na vysokou účinnost*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2021, 52 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Lažek

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora:	Bc. Martin Hanzlíček
VUT ID autora:	183931
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	Simulace řízení asynchronního motoru s ohledem na vysokou účinnost

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora*

* Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Tomáši Lažkovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy ke kvalitnějšímu zpracování této diplomové práce.

Obsah

Úvod	11
1 Asynchronní stroj	12
1.1 Konstrukce asynchronního motoru	12
1.2 Princip činnosti asynchronního motoru	13
1.3 Momentová charakteristika asynchronního stroje	13
1.4 Ztráty asynchronního motoru	14
1.4.1 Ztráty v železe	15
1.4.2 Ztráty ve vinutí	17
1.4.3 Ztráty mechanické	17
1.4.4 Dodatečné ztráty	18
2 Skalární řízení	19
3 Vektorové řízení	21
3.1 Transformace souřadnic	21
3.1.1 Clarkova transformace	21
3.1.2 Parkova transformace	22
3.2 Model ASM vyjádřený pomocí prostorového vektoru	23
3.3 Matematický model H-I matice	24
4 Optimalizace účinnosti vektorového řízení asynchronního motoru	26
4.1 Optimalizace pomocí iteračního algoritmu	27
4.1.1 Realizace iteračního algoritmu pro dosažení vyšší účinnosti	27
4.2 Optimalizace výkonu pomocí matematického modelu motoru	28
4.2.1 Ztrátový model asynchronního motoru	29
4.2.2 Algoritmus na snížení ztrát	31
4.3 Optimalizace výkonu pomocí hybridního algoritmu	32
5 Provedené simulace	34
5.1 Návrh motoru	34
5.1.1 Návrh modelu ztrát v železe	36
5.2 Návrh vektorového řízení	37
5.2.1 Návrh optimalizace účinnosti	38
5.2.2 Celkové schéma navrženého LMC řízení	40
5.3 Výsledky simulací vektorového řízení	41
Závěr	47

Literatura	48
Seznam symbolů a zkratk	51

Seznam obrázků

1.1	Řez asynchronního motoru [9]	12
1.2	Momentová charakteristika asynchronního motoru [6]	14
1.3	Tok výkonu asynchronního motoru [4]	15
1.4	Hysterezní křivka [7]	16
2.1	Závislost charakteristických veličin na úhlové rychlosti [4]	19
2.2	Skalární řízení asynchronního motoru v otevřené smyčce [5]	20
3.1	- Clarkova transformace [19]	22
3.2	- Parkova transformace [19]	23
3.3	Schéma asynchronního motoru (inverzní Γ zapojení). [2]	23
3.4	Model ASM vyjádřený pomocí $H - I$ [2]	25
4.1	Optimalizace účinnosti při nízké zátěži [8]	26
4.2	Blokový diagram iteračního algoritmu pro dosažení vyšší účinnosti [18]	27
4.3	Blokový diagram iteračního řízení pro dosažení vyšší účinnosti [18]	28
4.4	Blokový diagram LMC řízení [15]	29
4.5	Model ASM [15]	29
4.6	Model ASM v osách d, q [15]	30
4.7	Schéma hybridního systému pro optimalizaci výkonu [15]	33
5.1	Navržené schéma asynchronního motoru, inverzní γ v programu MATLAB	34
5.2	Navržené schéma pro výpočet odporu R_d v programu MATLAB	35
5.3	Navržené schéma pro výpočet odporu R_q v programu MATLAB	35
5.4	Navržené schéma pro výpočet odporu R_{fe} v programu MATLAB	37
5.5	Navržené schéma proudových smyček v programu MATLAB	38
5.6	Navržené schéma regulátoru otáček v programu MATLAB	38
5.7	Navržené schéma optimalizace výkonu v programu MATLAB	39
5.8	Blokové schéma navrženého LMC řízení	40
5.9	Závislost otáček na čase	41
5.10	Průběh magnetizačního proudu	42
5.11	Průběh momentu	42
5.12	Průběh proudu I_{sd}	43
5.13	Průběh proudu I_{sq}	43
5.14	Průběh ztrát	44
5.15	Porovnání ztrát s optimalizací (modrá křivka) a bez (červená křivka)	44
5.16	Závislost proudu I_{sd} na otáčkách (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$)	45
5.17	Závislost proudu I_{sd} na zátěžném momentu (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$)	45

5.18 Závislost účinnosti stroje na zátěžném momentu (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$. Čerchované jsou pro plný tok, plné pro optimální tok. 46

Úvod

Elektrické motory spotřebují téměř více jak 50 % vytvořené elektrické energie. S tím, jak roste světová spotřeba elektrické energie, je nutné zvyšovat účinnosti těchto motorů. Docílíme tím snížení spotřeby elektrické energie, což je jak finančně, tak ekologicky výhodné. Zvyšování účinnosti asynchronních motorů lze dosáhnout použitím lepších materiálů, rychlejších měničů, nebo vhodným výběrem řídicího algoritmu motoru. Tato práce se věnuje právě řízení asynchronních motorů s ohledem na vysokou účinnost.

Práce je rozdělena do tří částí. V první části jsme obeznámeni vůbec s teorií asynchronního motoru, jeho konstrukcí, principem činnosti a momentovou charakteristikou. Dále je zde detailněji rozebrána teorie ztrát asynchronního motoru.

V další části je pojednáno o řízení asynchronního motoru. Nejprve o skalárním řízení a následují kapitoly s vektorovým řízením. Zde je i popsána teorie transformace souřadnic pomocí Clarkovi a Parkovi transformace. Je zde též zahrnuta kapitola o modelu asynchronního motoru vyjádřeného pomocí prostorového vektoru a následné odvození $H - I$ matice motoru. Nejdůležitější částí této kapitoly je souhrn vektorového řízení, jež je optimalizováno na vyšší účinnost.

Poslední část popisuje vytvoření modelu asynchronního motoru v programu *MATLAB – Simulink*. Pro tento motor je zde vytvořeno vektorové řízení, s optimalizací výkonu. Následně je zde popsáno testování a výsledky simulací.

1 Asynchronní stroj

Asynchronní stroj, někdy nazývaný „indukční stroj“. Jedná se o točivý elektrický stroj určený pro elektromechanickou přeměnu. Mění elektrickou energii na mechanickou energii. Asynchronní stroje lze využít jako generátory i motory. Hlavně se využívá jako motor. Asynchronní motory mají velké využití díky své jednoduchosti, ale i možnosti provozovat je bez řídicí elektroniky. V dnešní době se používá hlavně zapojení s frekvenčními měniči pro možnost regulace výkonu motoru.



Obr. 1.1: Řez asynchronního motoru [9]

1.1 Konstrukce asynchronního motoru

Asynchronní motor je složen ze dvou hlavních částí, kterými jsou stator a rotor.

Stator je nepohyblivá část motoru. Je složena z hliníkové kostry a ložiskových štítů. Dále je zde vinutí v drážkách statorových plechů. Na statoru bývá obvykle třífázové vinutí, jehož začátky a konce jsou vyvedeny na svorkovnici.

Rotor je uložen pomocí dvou ložisek do ložiskových štítů. Jedná se o hřídel, na kterou jsou nalisovány rotorové plechy s drážkami. V rotoru je buď vinutí z měděných vodičů, nebo je odlito tlakovým litím z hliníku. Vodiče jsou navzájem spojeny nakrátko (jde vidět na Obr. 1.1 včetně větracích lopatek). Na rotor se často upevňuje i ventilátor na chlazení stroje.

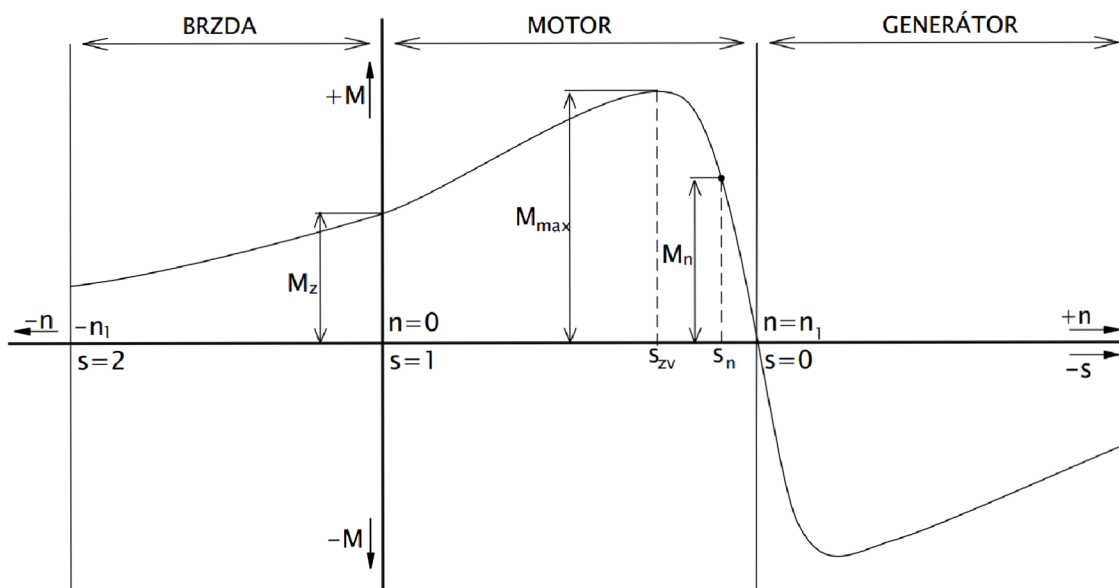
Důležitou funkční součástí stroje je také vzduchová mezera mezi statorem a rotorem, jejíž velikost je důležitá pro účinnost motoru. Pro lepší účinnost by měla být mezera co nejmenší. Je třeba zhodnotit při návrhu, jaké tolerance lze realizovat. [4]

1.2 Princip činnosti asynchronního motoru

Asynchronní motor funguje na principu točivého magnetického pole vytvořeného statorovým proudem. Při průchodu střídavého proudu na statoru vznikne točivé magnetické pole s otáčkami n_1 . Toto magnetické pole indukuje napětí v rotoru. Jelikož je rotor uzavřený obvod, dojde k průchodu elektrického proudu. Tím dojde k vzájemné reakci magnetického pole statoru a vodičů na rotoru a vznikne tak mechanická síla. Součtem těchto mechanických sil dostaneme točivý moment, který má shodný směr jako magnetické pole. Při dorovnání otáček rotoru n se synchronními otáčkami n_1 dojde ke stavu, kdy se přestane indukovat rotorový proud. Zanikne moment, který působí na rotor. Tomuto rozdílu otáček se říká skluz. [4]

1.3 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Momentová charakteristika je grafickým znázorněním závislosti momentu na skluzu (otáčkách) stroje. V případě asynchronního motoru se pohybujeme v rozmezích otáček $0 - n$. Motor se rozbíhá záběrným momentem M_Z . Při určitých otáčkách dosáhneme momentu zvratu M_{MAX} . Nalevo od něj je nestabilní oblast, napravo je pracovní oblast (při zvýšení zátěžného momentu nedojde k zastavení stroje). [6]



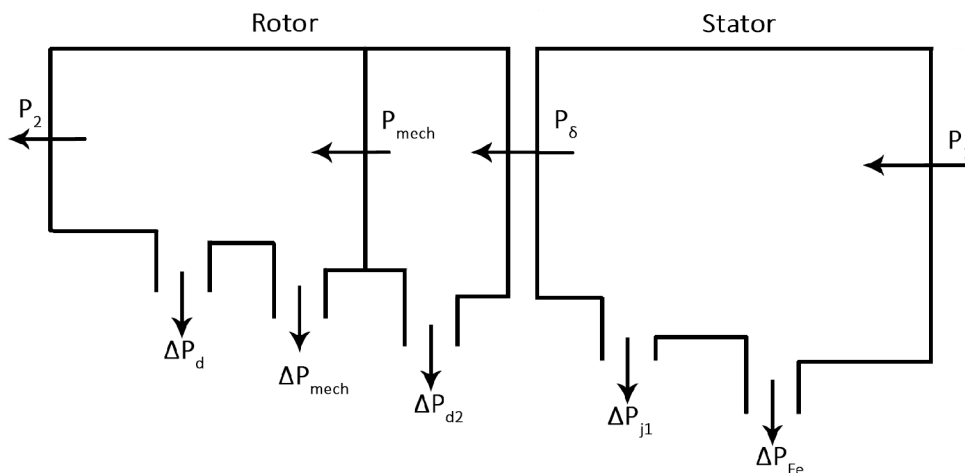
Obr. 1.2: Momentová charakteristika asynchronního motoru [6]

1.4 Ztráty asynchronního motoru

Ztráty jsou obecně nežádoucí přeměna energie souběžná s hlavní účelnou přeměnou.

U asynchronního motoru můžeme mluvit hned o několika druzích ztrát: [4]

- Ztráty v železe ΔP_{Fe}
- Ztráty ve vinutí statoru ΔP_{j1}
- Ztráty ve vinutí rotoru ΔP_{j2}
- Mechanické ztráty ΔP_{mech}
- Dodatečné ztráty ΔP_d



Obr. 1.3: Tok výkonu asynchronního motoru [4]

Na obr. 1.3 můžeme vidět na pravé straně P_1 , což je příkon stroje (to, co dodáme), zatímco na výstupu na hřídeli je už výkon stroje P_2 . Dále se podíváme hlouběji na tyto ztráty.

1.4.1 Ztráty v železe

Ztráty v železe, neboli někdy označované jako ztráty v magnetickém obvodu elektrického stroje. Tyto ztráty se projevují v magnetickém obvodu statoru asynchronního stroje. Tento magnetický obvod je tvořen dynamovými plechy o malé tloušťce (0,35 mm). Tyto plechy jsou zároveň vzájemně izolovány lakem. Tento technologický postup je vhodný pro snížení ztrát. Tyto ztráty vznikají při působení střídavého magnetického pole na magnetický obvod. Dochází zde k jevu přemagnetizování magnetického obvodu, při kterém vznikají ztráty několika druhů. Jedná se o ztráty hysterezní P_h , ztráty vířivými proudy P_v , a ztráty přídavné P_z . Tyto ztráty jsou závislé na velikosti magnetické indukce a frekvence. [20]

$$\Delta P_{Fe} = P_h + P_v + P_z \quad (1.1)$$

Ztráty hysterezní

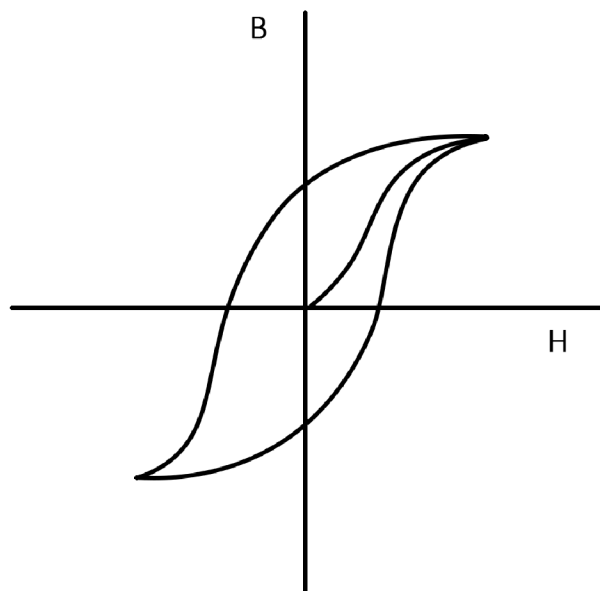
Hysterezní ztráty jsou rovny výkonu, který musíme dodat na přemagnetování feromagnetické látky ve střídavém magnetickém poli. Tento výkon se přemění na ztrátové teplo, které látku zahřívá. Tyto ztráty jsou přímo úměrné ploše hysterezní smyčky, kterou lze vidět na obrázku 1.4, a kmitočtu magnetického pole. Tyto ztráty jsou závislé na frekvenci přibližně lineárně. [20]

$$P_h = V \cdot f \cdot S_h \quad (1.2)$$

S_h je plocha statické hysterezní křivky

V objem

f kmitočet magnetického pole



Obr. 1.4: Hysterezní křivka [7]

Ztráty vířivými proudy

Vířivé proudy vznikají ve vodivých objektech, když se v jejich okolí mění magnetický indukční tok. Tyto indukované proudové smyčky se snaží bránit svým polem změnám, které vyvolaly. Velikost těchto ztrát je závislá na tloušťce použitého materiálu, proto se využívá magnetický obvod vytvořený z mnoha dynamových plechů s malou tloušťkou. Vířivé proudy závisí přibližně kvadraticky na kmitočtu a indukci [20]

$$P_v = \frac{4V}{3\rho} k^2 h^2 f^2 B_m^2 \quad (1.3)$$

ρ rezistivita materiálu vinutí

V_v objem vinutí

k_{pv} činitel plnění použitého vodiče

σ proudová hustota v drážce

Ztráty v železe se počítají pouze ve statoru. Při jmenovitých otáčkách je frekvence rotoru nízká, a tudíž jsou ztráty v rotoru zanedbatelné. Závislost měřených ztrát v železe na frekvenci a magnetické indukci odpovídá:

$$\Delta p_{Fe} = p_h + p_c + p_z = k_h \cdot f \cdot B_{\max}^2 + k_c \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 + k_z \cdot f^{1,5} \cdot B_{\max}^{1,5} \quad (1.4)$$

Kde k_h, k_c, k_z jsou koeficienty ztrát v železe. Tyto koeficienty jsou dané materiálem a stanoví se z charakteristiky udávající závislost měrných ztrát Δp_{Fe} na indukci B_{max} .

1.4.2 Ztráty ve vinutí

Ztráty ve vinutí, nebo také Jouleovy ztráty, vznikají průchodem proudu statorovým a rotorovým vinutím. Jedná se o největší část ztrát z celého ztrátového výkonu. Tyto ztráty jsou úměrné druhé mocnině efektivní hodnoty protékajícího proudu a lineárně závislé na odporu. Odpor vinutí lze určit dle geometrie motoru (rozměry drážky, počet závitů na drážku, měrný odpor materiálu, délka vinutí). Ztráty ve vinutí se počítají zvlášť pro stator a rotor. [21]

Jouleovy ztráty ve vinutí statoru:

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (1.5)$$

Jouleovy ztráty v rotoru (klecové vinutí nakrátko):

$$\Delta P_{j2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = Q_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = m_1 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (1.6)$$

Výpočet Jouleových ztrát na drážku:

$$\Delta P_j = \rho \cdot V_v \cdot k_{pv} \cdot \sigma^2 \quad (1.7)$$

m počet fází

V_v objem vinutí

k_{pv} činitel plnění vodiče

σ proudová hustota v drážce

ρ rezistivita materiálu

1.4.3 Ztráty mechanické

Mechanické ztráty se skládají ze dvou složek, kterými jsou ztráty třením a ventilační ztráty. Tyto ztráty lze přibližně vyjádřit dle empirického vztahu pro motory s radiální ventilací, bez radiálních ventilačních kanálů s rotorem nakrátko a ventilačními lopatkami na kruzích nakrátko [22]

$$\Delta P_{mech} \approx K_T \left(\frac{n}{1000} \right)^2 (10D)^3, \quad (1.8)$$

kde K_T u motorů s vnějším průměrem $D_e \leq 0,25m$ je $K_T = 5$ pro $2p = 2$, $K_T = 6$ pro $2p = 4$ D je vnitřní průměr statoru.

Ztráty třením

Třecí ztráty vznikají rotací rotoru vůči statoru. Pro snížení těchto ztrát je rotor umístěn do ložisek. Ztráty v ložiskách jsou přímo úměrné zátěži síly a součiniteli tření. Při stálé teplotě jsou ztráty téměř lineárně závislé na otáčkách stroje. [22]

Ztráty na ložiskách:

$$\Delta P_{fl} = F_1 \cdot f_1 \cdot v, \quad (1.9)$$

kde F_1 je svislá síla na ložisko, f_1 je činitel tření v ložisku a v je obvodová rychlost čepu.

Hodnota činitele tření v ložisku dle empirického vztahu:

$$f = 0,000472 \sqrt{\frac{n}{p_s}}, \quad (1.10)$$

kde p_s je měrný tlak na projekci čepu.

Ventilační ztráty

Ventilační ztráty jsou dány potřebným výkonem pro pohon ventilátoru. Tento výkon je potřebný na vytvoření proudu chladícího vzduchu. Tato závislost je dána vztahem: [22]

$$\Delta P_v = \frac{Q \cdot \rho_v \cdot p_v}{\eta}, \quad (1.11)$$

kde Q je objemový průtok, ρ_v je hustota vzduchu, p_v je přetlak a η účinnost ventilátoru.

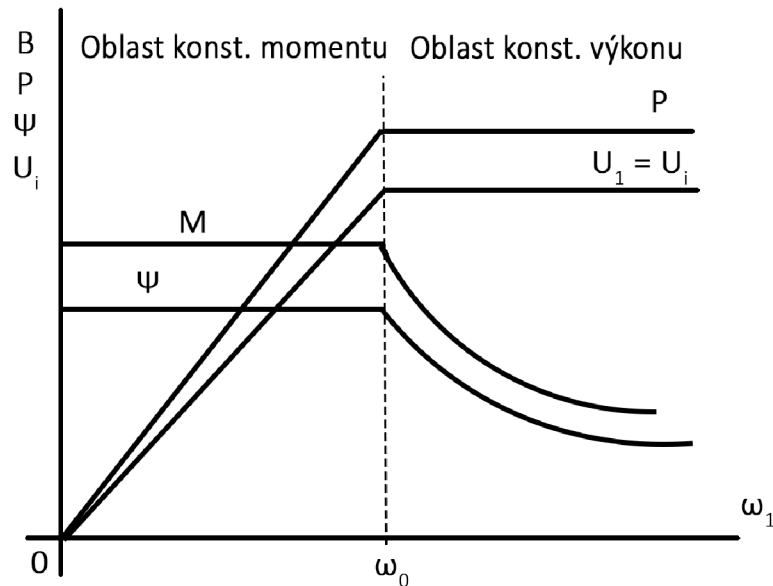
1.4.4 Dodatečné ztráty

Dodatečné ztráty jsou ztráty, které jsou obtížné na vyčíslení. Skládají se z mnoha dílčích ztrát (povrchové ztráty, pulzační ztráty, ztráty vyšších harmonických, ...). Obecně při zatížení se jedná o 1 až 2 % příkonu stroje. Norma ČSN stanovuje střední hodnotu přídatných ztrát při zatížení na 0,5 % jmenovitého výkonu. Pro přepočítání na jiný než jmenovitý výkon lze užít vztah: [21]

$$\Delta P_d = \Delta P_{dN} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 \quad (1.12)$$

2 Skalární řízení

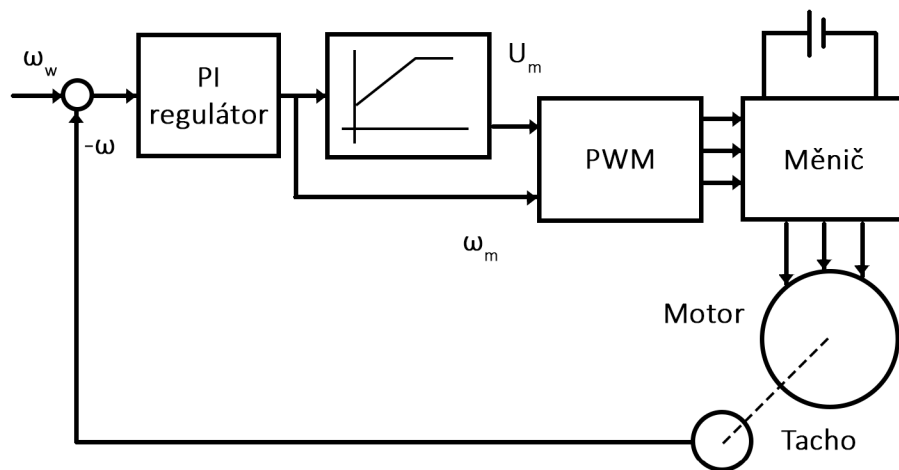
Skalární řízení spočívá ve změně frekvence napětí na statoru. Změnou frekvence se změní rychlost točivého pole a stroj se ustálí na nových otáčkách. To vše za podmínky, že se musí měnit velikost přiváděného napájecího napětí v konstantním poměru $U/f = konst.$ Tato podmínka zaručí jmenovité buzení stroje. [5]



Obr. 2.1: Závislost charakteristických veličin na úhlové rychlosti [4]

Pro oblast konstantního momentu platí podmínky: $0 < f < f_0$; $\psi_1 = konst.$; $I_1 = konst.$ Činnost v oblasti konstantního momentu odpovídá stejnosměrnému stroji s konstantním buzením, který je řízen napětím kotvy.

V oblasti konstantního výkonu platí $f_1 > f_0$; $I_1 = konst.$; $U_i = U_1 = konst.$ Napětí motoru lze zvyšovat pouze do maximální povolené hodnoty, dále máme již U_1 konstantní. Při dalším zvyšování frekvence f_1 dochází ke snížení magnetického toku ψ_1 a momentu M . Konstantní je pouze výkon. Tato oblast odpovídá stejnosměrnému motoru s konstantním napětím na kotvě, který je řízen budícím magnetickým polem (motor je v tomto případě odbuzován). [5]



Obr. 2.2: Skalární řízení asynchronního motoru v otevřené smyčce [5]

3 Vektorové řízení

3.1 Transformace souřadnic

Transformace souřadnic slouží ke zpřehlednění a zjednodušení operací při práci s matematickými modely motoru. Zde jsou uvedeny nejčastěji používané transformace: Clarkova a Parkova, včetně jejich inverzí.

3.1.1 Clarkova transformace

Pro zjednodušení matematického popisu motoru využijeme Clarkovi transformace. Clarkova transformace je transformací, která nám umožňuje přenést osy a, b, c do souřadného systému statoru do dvou navzájem kolmých os α, β . Pro transformaci je nutný předpoklad fázového posunu 120° mezi osami a, b, c . [19]

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.1)$$

$$i_\alpha = i_a \quad (3.2)$$

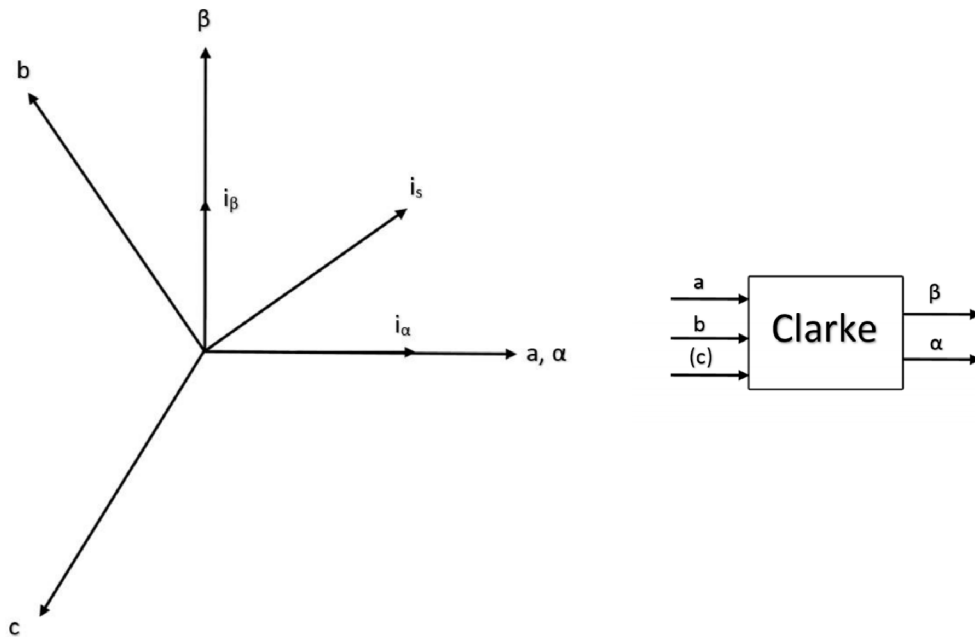
$$i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (3.3)$$

Inverzní Clarkova transformace má tvar:

$$i_a = i_\alpha \quad (3.4)$$

$$i_b = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \quad (3.5)$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \quad (3.6)$$



Obr. 3.1: - Clarkova transformace [19]

3.1.2 Parkova transformace

Parkova transformace slouží k transformaci statického souřadného systému x-y do rotujícího souřadného systému d-q svázaného s polohou rotoru. Zpětný převod využívá inverzní funkci, tedy inverzní Parkovu transformaci. Protože se jedná o převod do rotujícího souřadného systému, tak je nutné znát kromě souřadnic systému, který chceme převést i úhel rotace ω . [19]

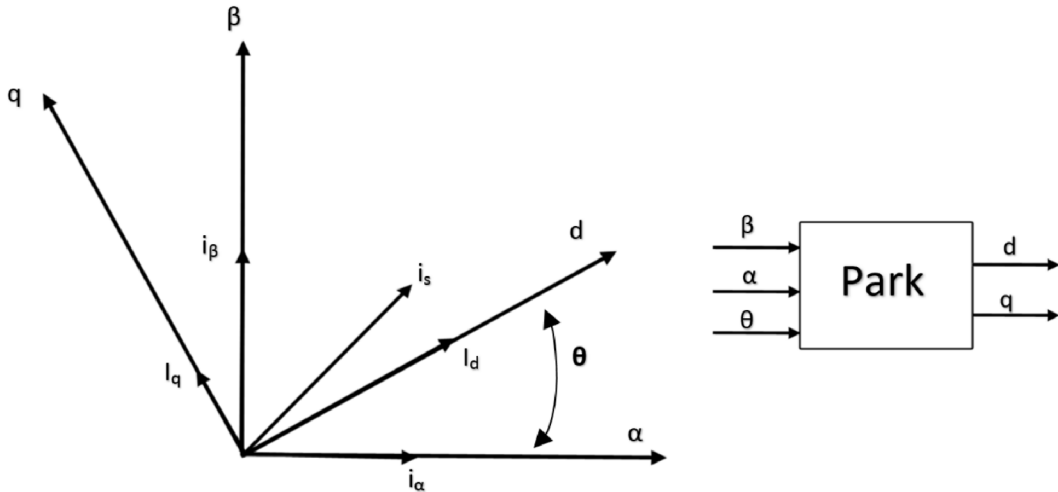
$$i_d = i_a \cdot \cos(\omega) + i_\beta \cdot \sin(\omega) \quad (3.7)$$

$$i_q = i_\beta \cdot \cos(\omega) - i_\alpha \cdot \sin(\omega) \quad (3.8)$$

Pro inverzní transformaci platí:

$$i_\alpha = i_d \cdot \cos(\omega) - i_q \cdot \sin(\omega) \quad (3.9)$$

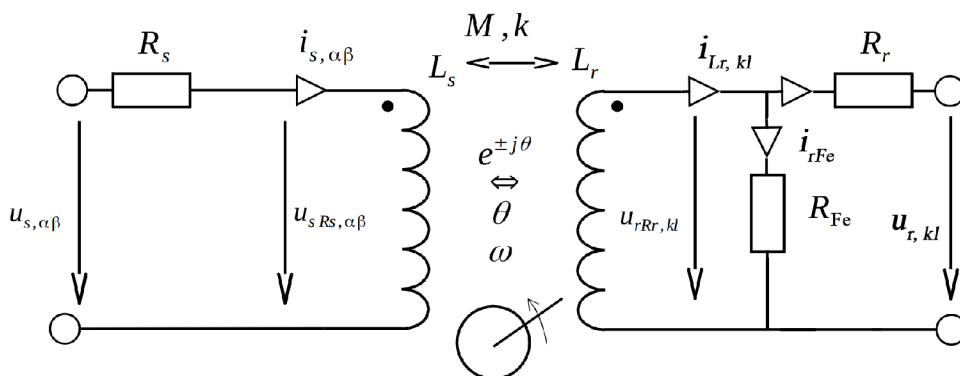
$$i_\beta = i_d \cdot \sin(\omega) + i_q \cdot \cos(\omega) \quad (3.10)$$



Obr. 3.2: - Parkova transformace [19]

3.2 Model ASM vyjádřený pomocí prostorového vektoru

Pomocí prostorového vektoru a transformace rotujících souřadnic lze popis trojfázového asynchronního motoru zjednodušit. Model nám obsahuje statorovou a rotorovou část, každá z nich obsahuje příslušný odpor a indukci. Mezi nimi je vzájemná indukčnost M , rozptyl k . Uvedené vztahy vedou na popis ASM pomocí Z – matice. [2]



Obr. 3.3: Schéma asynchronního motoru (inverzní Γ zapojení). [2]

Vztahy pro stator: Rovnice jsou v $\alpha\beta$ souřadnicích.

$$\overrightarrow{u_{s,\alpha\beta}} = R_s \overrightarrow{i_{s\alpha\beta}} + \frac{d\overrightarrow{\Psi_{s,\alpha\beta}}}{dt} \quad (3.11)$$

$$\overrightarrow{u_{sRs,\alpha\beta}} = \frac{d\overrightarrow{\Psi_{s,\alpha\beta}}}{dt} \quad (3.12)$$

$$\overrightarrow{\Psi_{s,\alpha\beta}} = L_s \overrightarrow{i_{s\alpha\beta}} - M \overrightarrow{i_{Lr,\alpha\beta}} \quad (3.13)$$

Vztahy pro rotor v odpovídajících kl souřadnicích.

$$\overrightarrow{u_{r,kl}} = -R_r \overrightarrow{i_{r,kl}} + \frac{d\overrightarrow{\Psi_{r,kl}}}{dt} \quad (3.14)$$

$$\overrightarrow{u_{rRr,kl}} = \frac{d\overrightarrow{\Psi_{r,kl}}}{dt} \quad (3.15)$$

$$\overrightarrow{\Psi_{r,kl}} = -L_r \overrightarrow{i_{Lr,kl}} + M \overrightarrow{i_{s,kl}} \quad (3.16)$$

3.3 Matematický model H-I matice

Vycházíme ze zapojení dvou cívek a vzájemné indukčnosti, viz rov. 3.13. Tyto rovnice přepíšeme na závislost: [2]

$$\begin{bmatrix} u_{sRs,\alpha\beta} \\ i_{r,kl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{u11} & h_{u12} \\ h_{u21} & h_{u22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha\beta} \\ u_{rRr,kl} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Tím dostáváme:

$$\overrightarrow{u_{rRr,kl}} = -L_{\sigma r} \frac{d\overrightarrow{i_{Lr,kl}}}{dt} + M \frac{d\overrightarrow{i_{s,kl}}}{dt} \quad (3.18)$$

$$\frac{d\overrightarrow{i_{Ls,kl}}}{dt} = \frac{M}{L_{\sigma r}} \frac{d(\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}} e^{-j\theta})}{dt} - \frac{1}{L_r} u_{rRr,kl} \quad (3.19)$$

$$\overrightarrow{i_{Lr,kl}} = \frac{M}{L_{\sigma r}} \overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}} e^{-j\theta} - \frac{1}{L_{\sigma r}} \int (u_{rRr,kl} dt) \quad (3.20)$$

$$\overrightarrow{i_{Lr,kl}} = \overrightarrow{i_{r,kl}} + \overrightarrow{i_{r,Fe}} \quad (3.21)$$

$$\overrightarrow{i_{Lr,kl}} = \frac{M}{L_{\sigma r}} \overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}} e^{-j\theta} - \frac{1}{L_{\sigma r}} \int (u_{rRr,kl} dt) - \overrightarrow{i_{r,Fe}} \quad (3.22)$$

$$\overrightarrow{u_{rRr,kl}} = L_{\sigma r} \frac{d\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}}}{dt} - M \frac{d(\overrightarrow{i_{Lr,kl}} e^{j\theta})}{dt} \quad (3.23)$$

$$\overrightarrow{u_{sRs,\alpha\beta}} = L_{\sigma r} \frac{d\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}}}{dt} - M \frac{d}{dt} \left(\left[\frac{M}{L_r} \overrightarrow{i_{s,kl}} - \frac{1}{L_r} \int (u_{LrRr,kl} dt) \right] e^{j\theta} \right) \quad (3.24)$$

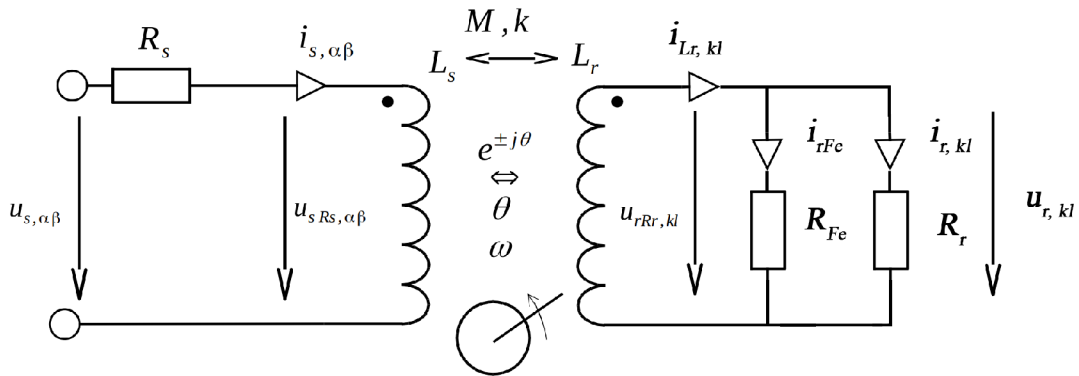
$$\overrightarrow{u_{sRs,\alpha\beta}} = L_{\sigma r} \frac{d\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}}}{dt} - \frac{M^2}{L_r} \frac{d\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \left(\left[\int (u_{LrRr,kl} dt) \right] e^{j\theta} \right) \quad (3.25)$$

$$\overrightarrow{u_{sRs,\alpha,\beta}} = \left(L_{\sigma r} - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{d\overrightarrow{i_{s,\alpha\beta}}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \left(\left[\int (u_{LrRr,kl} dt) \right] e^{j\theta} \right) \quad (3.26)$$

Napětí $\overrightarrow{u_{sRs,\alpha,\beta}}$ je tedy derivací proudu na rozptylové indukčnosti sečtené s transformací napětí na rotorové cívice přes převod transformátoru, které je převedeno do α, β .

Proud $\overrightarrow{i_{r,kl}}$ je složen z proudu, který se transformuje na statoru, mínus magnetizační proud na rotoru.

Toto zapojení je vhodné pro řízení rotorového toku. [2]

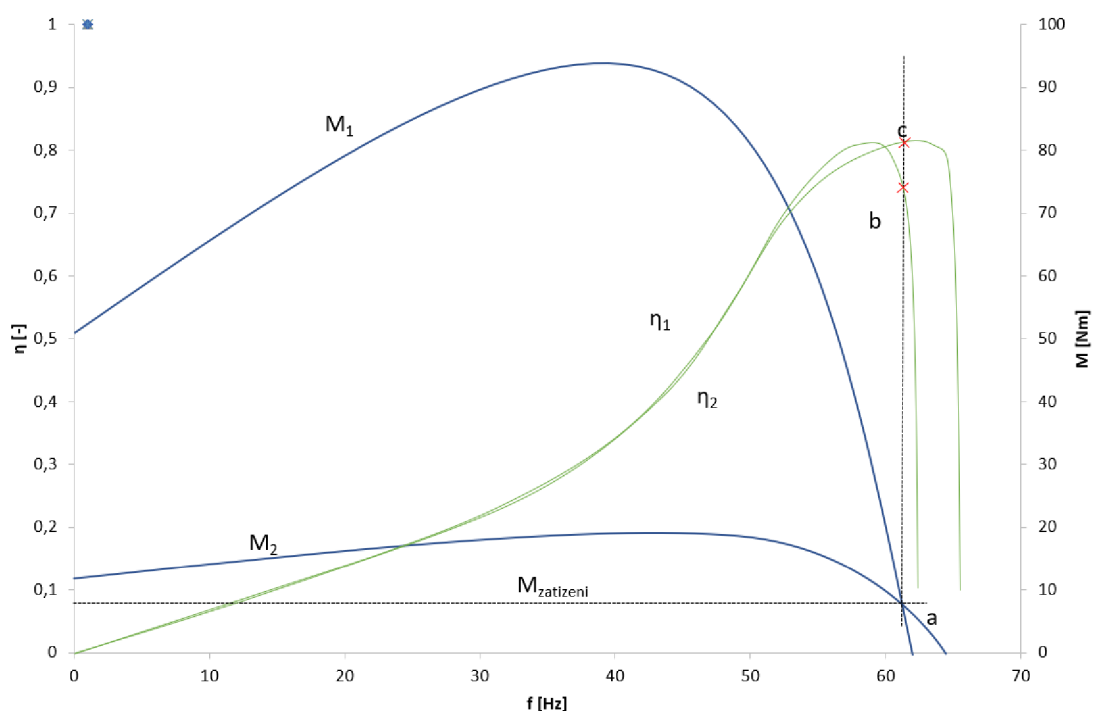


Obr. 3.4: Model ASM vyjádřený pomocí $H - I$ [2]

4 Optimalizace účinnosti vektorového řízení asynchronního motoru

Asynchronní motory jsou obecně nepoužívanějšími elektrickými stroji pro jejich dobrou spolehlivost, robustnost a relativně nízké náklady. Proto je snaha o zlepšení jejich účinnosti jak v oblasti použitých materiálů, tak použitých technologií a konstrukčních řešení. Účinnost asynchronních motorů lze ovšem ovlivnit i řízením stroje. Asynchronní stroj pracuje nejefektivněji při jmenovitém momentu a jmenovitém toku stroje. Problém nastává, když motor pracuje při nízké zátěži. Řešení tohoto problému popisuje graf 4.1

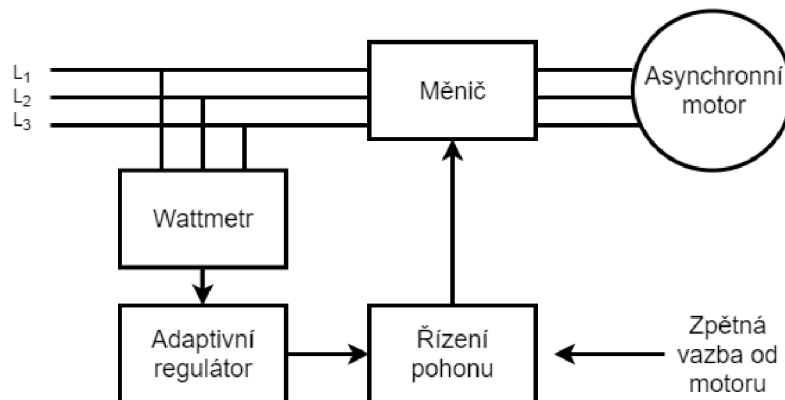
Pracovního bodu *a* lze dosáhnout buď křivkou M_1 , nebo M_2 . Musíme ovšem sledovat, jak se mění účinnost. Je vidět, že účinnost v bodě *c* odpovídá maximu křivky a je mnohem vyšší než účinnost v bodě *b*, při kterém stroj pracuje v jmenovitém toku. Tudíž pro maximální účinnost daného pohonu je třeba řídit asynchronní stroj vektorovým řízením s maximální účinností v každém pracovním bodě. [8]



Obr. 4.1: Optimalizace účinnosti při nízké zátěži[8]

4.1 Optimalizace pomocí iteračního algoritmu

Principem iteračního algoritmu (SC) je měřit příkon na vstup do měniče asynchronního motoru a upravuje tok motoru tak, aby minimalizoval příkon. V publikaci [16] bylo prokázáno, že při minimalizaci statorového proudu se dostáváme téměř k bodu maximální účinnosti. Tato metoda funguje v iteračních krocích. V každé iteraci se porovnávají hodnoty příkonu a k tomu se přiřazují dané hodnoty toku tak aby dodaný výkon konvergoval ke svému minimu. Rychlost konvergence tohoto řízení je závislá na velikosti kroku toku. Velký krok vede k vyšší rychlosti, ale zapříčiní větší zvlnění momentu v ustáleném stavu. Naopak menší krok vede k pomalejší konvergenci a stabilnějšímu ustálenému stavu. Aby se zabránilo velkému zvlnění při ustáleném stavu, tak byly navrženy algoritmy s fluidní velikostí kroku. Tudiž se při potřebě rychlých změn využívá větších kroků a při ustáleném stavu se využívá kroků menších. Výhodami této metody je, že je poměrně jednoduchá, univerzální pro více typů motorů (ASM), a početně jednodušší. Zároveň není třeba vědět parametry měniče. Největší výhodou této metody je, že je robustní a neovlivní ji změny parametrů motoru, jako například zvýšení odporu vinutí vlivem vyšší teploty. Nevýhodou je, že toto řízení ovlivňuje regulátor otáček, popřípadě momentu. Ideálně by tyto smyčky měly být odděleny, ale to bohužel není možné. Řeší se to tak, že každá smyčka má jinou rychlost odezvy. Smyčka pro řízení otáček/momentu musí být rychlejší než smyčka pro optimalizaci toku stroje. Nevýhody této metody tedy je zvlnění momentu a pomalá odezva na změny momentu. [17] [18]

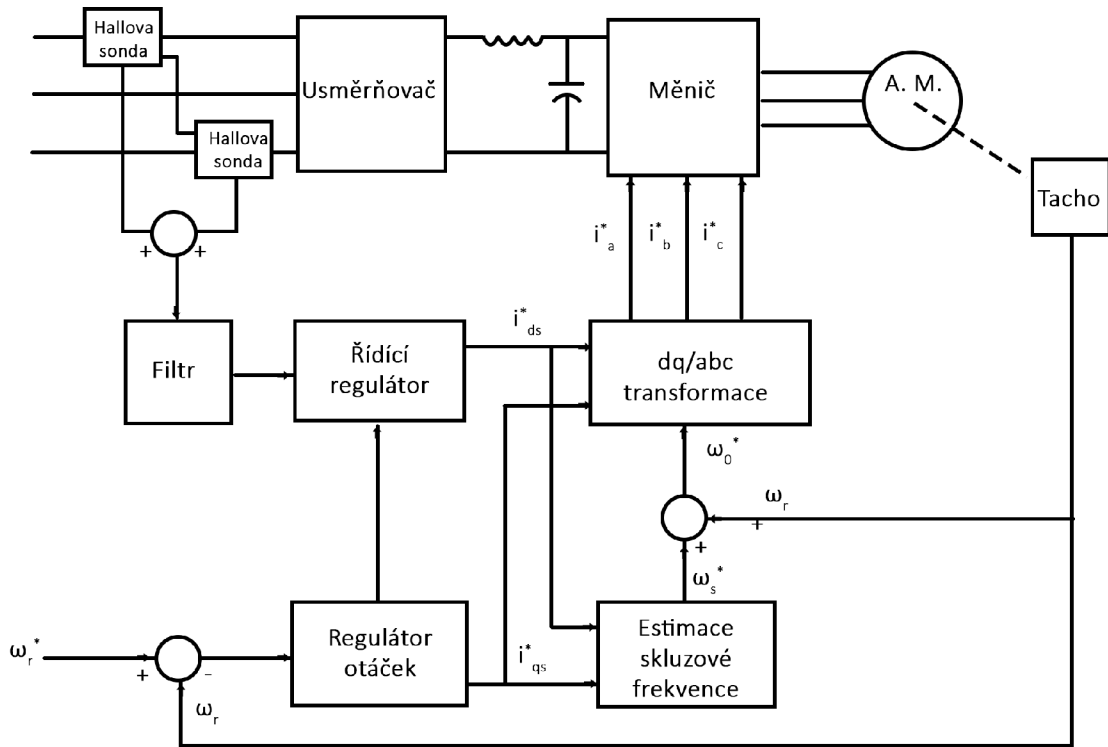


Obr. 4.2: Blokový diagram iteračního algoritmu pro dosažení vyšší účinnosti [18]

4.1.1 Realizace iteračního algoritmu pro dosažení vyšší účinnosti

Obrázek 4.3 představuje blokový diagram reálného zapojení. Dvě Hallovy sondy s wattmetry měří příkon na straně zdroje před usměrňovačem. Toto měření je zpraco-

váno mikroprocesorovým systémem, který také řídí řídicí regulátor a výpočet skluzu. Další mikroprocesorový systém řídí rychlost, zatímco zbývající funkce jsou implementovány pomocí vyhrazených logických a lineárních obvodů. [18]

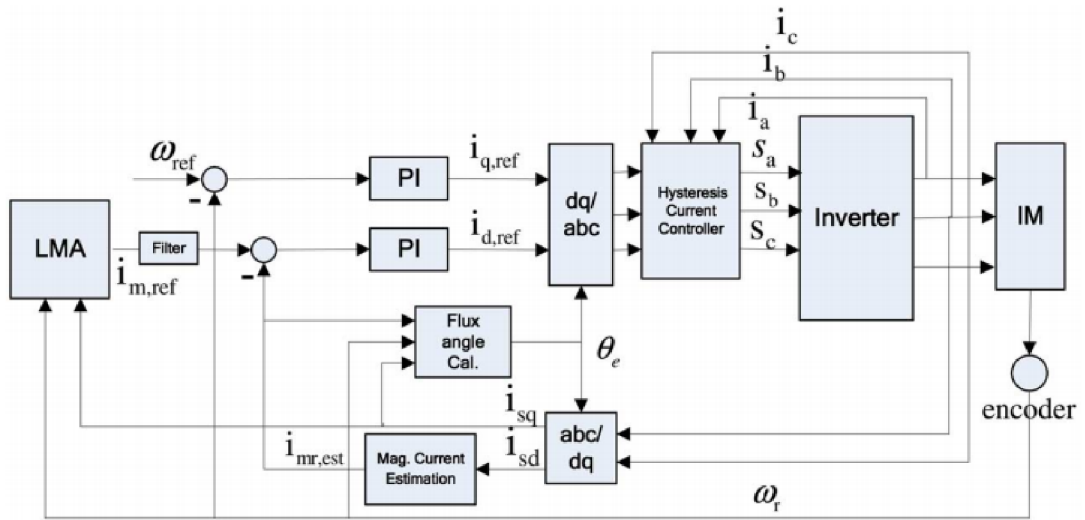


Obr. 4.3: Blokový diagram iteračního řízení pro dosažení vyšší účinnosti [18]

4.2 Optimalizace výkonu pomocí matematického modelu motoru

Loss-model-based controller LMC je princip řízení, který vychází z matematického modelu stroje. Tento algoritmus si počítá vhodné hodnoty toku tak, aby minimalizoval ztráty. Díky tomu je tato metoda velmi rychlá a má hladký průběh momentu. Velkým negativem této metody je, že je třeba vytvořit přesný matematický model pro každý motor, který je takto řízený. Tudíž je tato metoda značně komplikovanější a přesnost této metody je závislá na přesnosti matematického modelu stroje. V této práci je použit model stroje popsáný v kapitole 3.3. Jedná se o asynchronní motor s kotvou na krátko. Tento model vychází z H-I matice, který byl doplněn o odpor

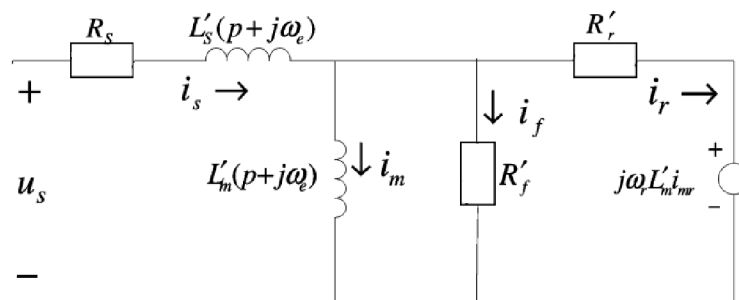
R_{Fe} . Tento odpor představuje ztráty v železe. Na základě tohoto modelu můžeme odvodit rovnici a najít optimální hladinu toku. [15]



Obr. 4.4: Blokový diagram LMC řízení [15]

4.2.1 Ztrátový model asynchronního motoru

Model motoru vychází z obr. 4.7. Zde můžeme vidět, že tok je definován jako: $\psi_{rd} = L_m i_{mr}$. Zároveň platí, že $\psi_{rq} = 0$. Za zmínku v obr. 4.5 stojí odpor R'_f , který představuje ztráty v železe. Dále definujeme diferenční operátor $p = d/dt$. Rotace prostorového vektoru je dána ω_e úhlová rychlost toku rotoru a ω_r elektrickými otáčkami rotoru.



Obr. 4.5: Model ASM [15]

Pro model platí:

$$u_s = R_s i_s + p L'_s i_s + j \omega_e L'_s i_s + p L'_m i_m + j \omega_e L'_m i_m \quad (4.1)$$

$$i_s = i_m + i_f + i_r = i_m + (p + j \omega_e) \frac{L'_m}{R'_f} i_m + (p + j (\omega_e - \omega_r)) \frac{L'_m}{R'_r} i_m \quad (4.2)$$

Pokud $u_s = u_{sd} + j u_{sq}$, $i_s = i_{sd} + j i_{sq}$, $i_m = i_{md} + j i_{mq}$ a $i_{mq} = 0$, $i_{md} = i_{mr} = \text{konst.}$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + p L'_s i_{sd} - \omega_e L'_s i_{sq} + p L'_m i_{mr} \quad (4.3)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + p L'_s i_{sq} + \omega_e L'_s i_{sd} + \omega_e L'_m i_{mr} \quad (4.4)$$

$$i_{sd} = i_{mr} + p \left(\frac{L'_m}{R'_f} + \frac{L'_m}{R'_r} \right) i_{mr} \quad (4.5)$$

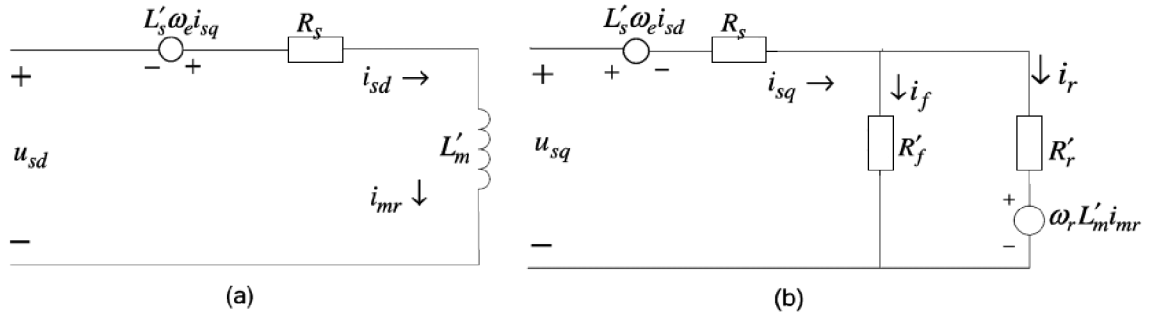
$$i_{sq} = \omega_e \frac{L'_m}{R'_f} i_{mr} + (\omega_e - \omega_r) \frac{L'_m}{R'_r} i_{mr} \quad (4.6)$$

Pokud $R_t = R'_r \parallel R'_f$, z rovnice 4.3 magnetizační proud může být vyjádřen:

$$i_{mr} = \frac{1}{1 + p \left(\frac{L'_m}{R'_f} + \frac{L'_m}{R'_r} \right)} i_{sd} = \frac{1}{1 + p \frac{L'_m}{R_t}} i_{sd} \quad (4.7)$$

Následně z rovnice 4.6 vyplývá skluzová rychlost:

$$\omega_{slip} = \frac{R'_r}{L'_m} \frac{i_{sq}}{i_{mr}} - \omega_e \frac{R'_r}{R'_f} = \frac{R_t}{L'_m} \frac{i_{sq}}{i_{mr}} - \omega_r \frac{R_t}{R'_f} \quad (4.8)$$



Obr. 4.6: Model ASM v osách d, q [15]

Pro ustálený stav platí obr. 4.7, kde je model rozložen do os d a q . V 4.7 a, můžeme vidět, že i_{sd} ovládá tok. A v b, že, i_{sq} ovládá moment stroje. S tím že momentotvorná složka je pouze proud i_r .

4.2.2 Algoritmus na snížení ztrát

Pro vytvoření algoritmu na snížení ztrát je třeba nejdříve vyjádřit ztráty stroje, o těch je více popsáno v kapitole 1.4. Celkově dominují ztráty v mědi a v železe. V této práci jsou zanedbány ztráty rozptylové, třecí a větrací. Vycházíme z modelu na obr. 4.7, odtud tedy celkové ztráty jsou:

$$P_{total} = P_{cus} + P_{iron} + P_{cur} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R'_f (i_{sq} - i_r)^2 + R'_r i_r^2 \quad (4.9)$$

Kde P_{cus} jsou ztráty mědi ve statoru, P_{iron} ztráty v železe a P_{cur} ztráty mědi v rotoru.

Tyto ztráty musíme vyjádřit v závislosti na proudu i_{sd} a i_{sq} . Vycházíme z obr. 4.7. Proud rotorem je tedy:

$$i_r = i_{sq} - i_f \quad (4.10)$$

$$i_f = \frac{1}{R'_f} \cdot u_f \quad (4.11)$$

$$i_f = \frac{1}{R'_f} \cdot (R'_r \cdot i_r + \omega_r L'_m i_{mr}) \quad (4.12)$$

$$i_f = \frac{R'_r}{R'_f} i_r + \omega_r \frac{L'_m}{R'_f} i_{mr} \quad (4.13)$$

$$i_r = i_{sq} - i_f = i_{sq} - \frac{R'_r}{R'_f} i_r - \omega_r \frac{L'_m}{R'_f} i_{sd} \quad (4.14)$$

$$i_r = \frac{R'_f}{R'_f + R'_r} i_{sq} - \omega_r \frac{L'_m}{R'_f + R'_r} i_{sd}. \quad (4.15)$$

Dosazením i_r z 4.15 do 4.9 dostáváme:

$$P_{total} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R'_f \left(i_{sq} - \left(\frac{R'_f}{R'_f + R'_r} i_{sq} - \omega_r \frac{L'_m}{R'_f} i_{sd} \right) \right)^2 + R'_r \left(\frac{R'_f}{R'_f + R'_r} i_{sq} - \omega_r \frac{L'_m}{R'_f} i_{sd} \right)^2 \quad (4.16)$$

$$P_{total} = (R_s + \frac{L_m'^2}{R'_f + R'_r} \omega_r^2) i_{sd}^2 + (R_s + \frac{R'_f R'_r}{R'_f + R'_r}) i_{sq}^2 \quad (4.17)$$

$$P_{total} = R_d i_{sd}^2 + R_q i_{sq}^2 \quad (4.18)$$

kde

$$R_d = R_s + \frac{L_m'^2}{R'_f + R'_r} \omega_r^2, \quad R_q = R_s + \frac{R'_f R'_r}{R'_f + R'_r} \quad (4.19)$$

Vyjádření elektrického momentu z obrázku 4.7, kde p_p je počet pól párů:

$$M_e = \frac{3}{2} p_p L'_m i_{mr} i_r = \frac{3}{2} Z_P L'_m \left(\frac{R'_f}{R'_f + R'_r} \right) i_{sq} i_{mr} - \frac{3}{2} p_p \frac{(L'_m i_{mr})^2}{R'_f + R'_r} \omega_r \quad (4.20)$$

Při dosazení z rovnice 4.8 dostáváme:

$$M_e = \frac{3}{2}p_P \frac{(L'_m i_{mr})^2}{R'_r} \omega_{slip} = \frac{3}{2}p_P L'_m i_{sq} i_{mr} - \frac{3}{2}p_P \frac{(L'_m i_{mr})^2}{R'_f} \omega_e \quad (4.21)$$

Pokud v rovnici 4.21 dosadíme z rovnice 4.8, dostáváme výraz podobný jako v rovnici 4.20. Druhý člen pravé strany rovnice 4.21 představuje úbytek momentu vyvolaného ztrátami v železe. Za předpokladu, že platí $R'_f \gg R'_r$ a $(R'_f + R'_r) \gg (L'_m i_{mr})^2$, je točivý moment přibližně:

$$M_e \simeq \frac{3}{2}p_P L'_m i_{sq} i_{mr} = K_t i_{sq} i_{mr}, \quad (4.22)$$

kde $K_t = (3)/(2)p_P L'_m$

V ustáleném stavu tedy platí:

$$i_{sq}(i_{sd}) = \frac{M_e}{K_t i_{sd}} \quad (4.23)$$

Zderivováním rovnice ztrátového výkonu 4.9 vztaženého k proudu i_{sd} pro konstantní točivý moment dává následující vztah mezi i_{sq} a i_{sd} . Toto platí za ustáleného stavu:

$$\frac{dP_{total}}{di_{sd}} = 2R_d i_{sd} + 2R_q i_{sq}(i_{sd}) \frac{di_{sq}(i_{sd})}{di_{sd}} \quad (4.24)$$

Dosazením rovnice 4.23 do rovnice 4.24 dostáváme:

$$\frac{dP_{total}}{di_{sd}} = 2R_d i_{sd} - 2R_q \frac{i_{sq}^2}{i_{sd}} = 0 \quad (4.25)$$

Tuto rovnici derivujeme a položíme rovno nule. Tak hledáme minimum funkce. Odtud vyplývá, že ztráty motoru dosahují minima, když jsou ztráty od d a q stejné. Tudíž optimální magnetizační proud pro minimální ztráty je dán:

$$i_{imr_opt} = \sqrt{\frac{R_q}{R_d(\omega_r)}} i_{sq} = K i_{sq} \quad (4.26)$$

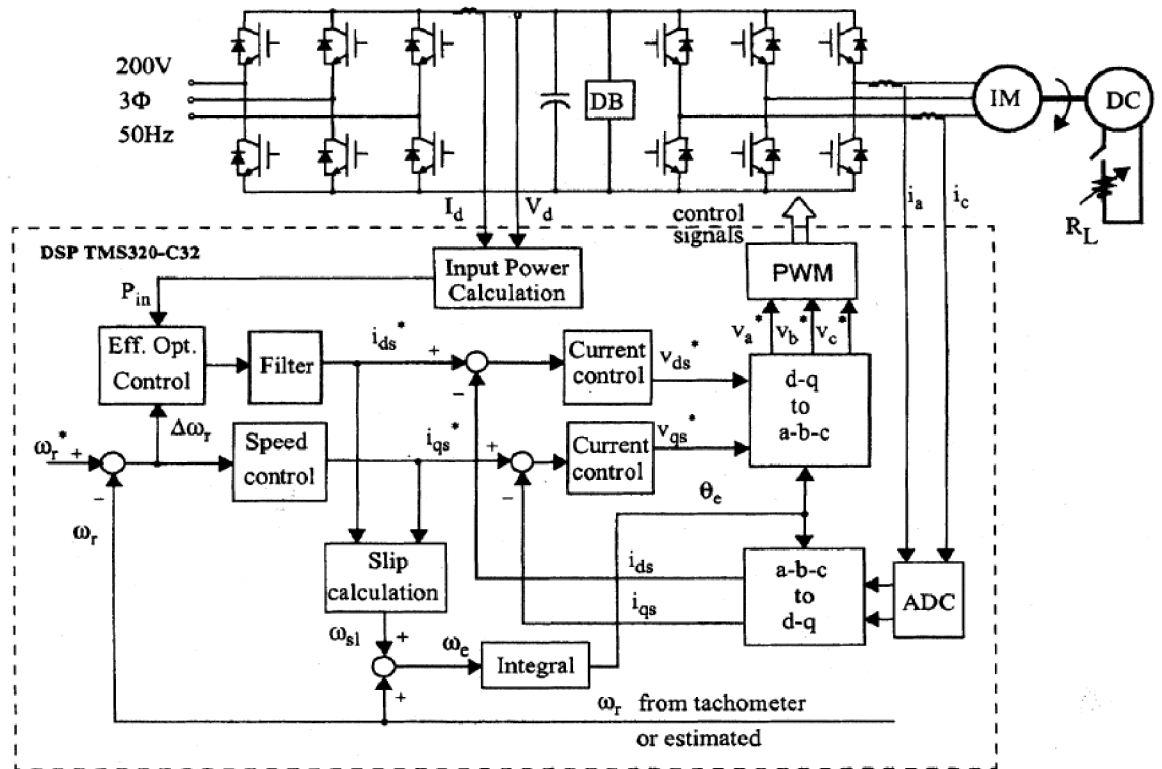
$K = \sqrt{(R_q)/(R_d(\omega_r))} = (i_{mr_opt})/(i_{sq})$ je ztrátový činitel.

4.3 Optimalizace výkonu pomocí hybridního algoritmu

Tato metoda se nazývá hybridní, protože využívá obou předešlých metod. Je to tedy kombinace SC a LMC. V obou metodách je tok tvořen proudovou smyčkou, která jej řídí. Pro lepší dynamiku systému je při změně otáček nebo momentu pozastavena optimalizace. Tím docílíme rychlé regulace systému. Lehké zatížení je nejvhodnější pro optimalizaci systému. V takovém momentu tedy dojde ke snížení toku, tedy k optimální hladině. Pokud dojde k náhlé změně proudu I_{sd} , dojde k pulsaci momentu. Tudíž zde máme stejný problém jako u metody SC. V práci [15] popisují

filtr, který je schopen utlumit odezvu a dosáhne 99% referenční hodnoty za 0,2 s. Během optimalizace výkonu tento filtr dosahoval dobré dynamiky. Tato optimalizace je zapnuta každých 0,3 s až poté, co se celý systém ustálí. Tím je zaručeno, že tento filtr neovlivní rychlost konvergence systému tak, jak tomu bylo u SC metody.

Hybridní metoda má rychlou odezvu i schopnost přizpůsobit se změnám zatížení. Zároveň tato metoda není závislá na parametrech motoru jako metoda LMC. [15]



Obr. 4.7: Schéma hybridního systému pro optimalizaci výkonu [15]

5 Provedené simulace

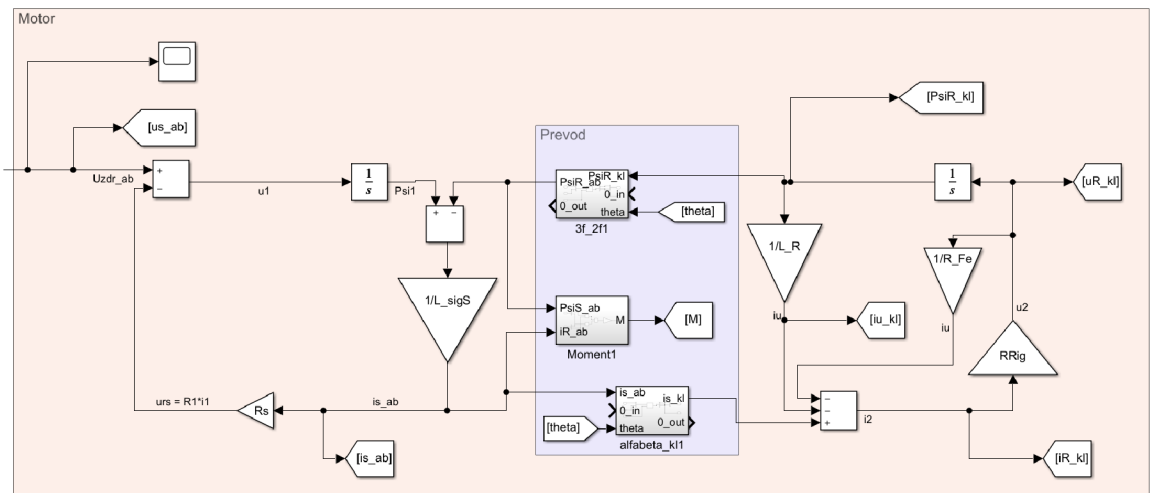
Cílem práce bylo ověřit jeden z algoritmů pro snížení ztrát. Vybrána byla metoda, která využívá matematického modelu motoru. Parametry motoru lze vidět v tabulce 5.1. Tento motor bude řízen pro porovnání skalárně i vektorově.

Tab. 5.1: Parametry motoru

Jmenovitý výkon	P_N	9	kW
Jmenovité otáčky	n_N	1750	ot/min
Odpor statoru	R_s	0,399	Ω
Odpor rotoru	R'_r	0,3107	Ω
Ztráty v železe	$R_{F'e}$	dle vztahu 5.7	Ω
Statorová indukčnost	L_s	0,35	H
Rotorová indukčnost	L_r	0.335	H
Rotorová inercia	J	0,1	$\text{kg } m^2$
Počet pól párů	p	2	-

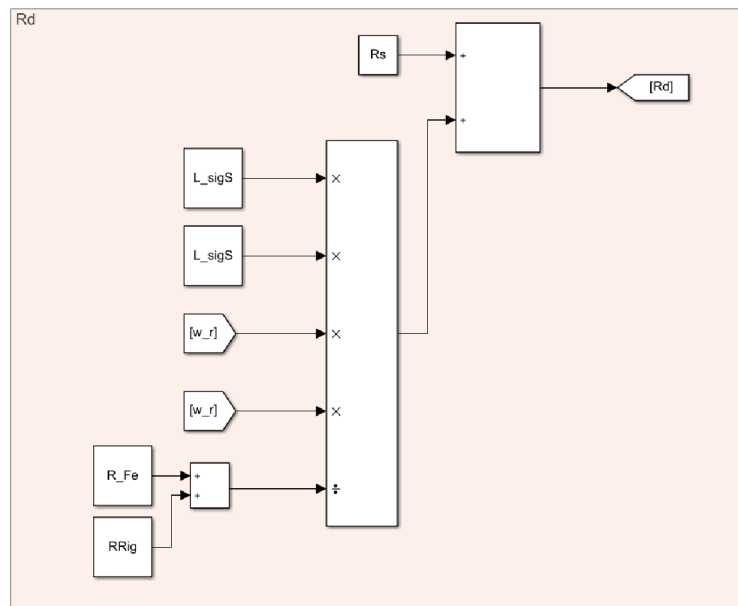
5.1 Návrh motoru

Motor vychází z kapitoly 3.3. Jedná se o asynchronní motor s kotvou na krátko. Pro potřeby této simulace byl přidán odpor $R_{F'e}$, který představuje ztráty v železe. Ty se budeme snažit následně optimalizovat. Model motoru je shodný jak pro skalární, tak i vektorové řízení.

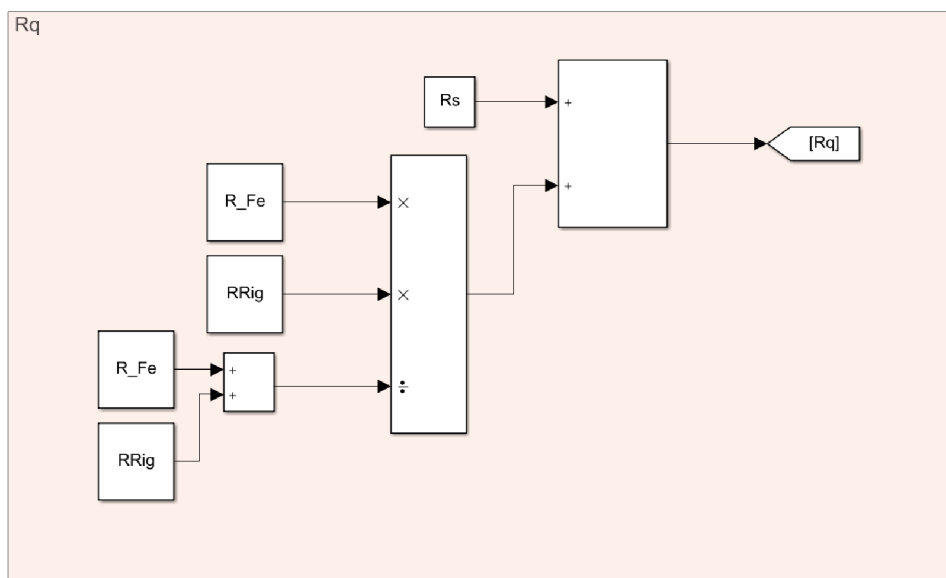


Obr. 5.1: Navržené schéma asynchronního motoru, inverzní γ v programu MATLAB

Dále zde byly realizovány výpočty odporů R_d a R_q dle rovnice 4.19.



Obr. 5.2: Navržené schéma pro výpočet odporu R_d v programu MATLAB



Obr. 5.3: Navržené schéma pro výpočet odporu R_q v programu MATLAB

5.1.1 Návrh modelu ztrát v železe

Ztráty v železe asynchronního motoru jsou detailněji popsány v kapitole 1.4.1, ve zkratce ztráty v železe můžeme rozdělit na tři základní typy: hysterezní ztráty, ztrát vířivými proudy a dodatečné ztráty.

Pro lepší přesnost modelu je lepší jednotlivé ztráty modelovat samostatně jak lze vidět v použití Bertottiho modelu. [23] Pro zachování jednoduchosti modelu budeme uvažovat zanedbání skin efektu (mají vliv pro vysoké frekvence) a vliv změny teploty zařízení.

$$P_{fe} = K_h \cdot f_s \cdot B_m^\Gamma + K_v \cdot f_s^2 \cdot B_m^2 + K_z \cdot f_s^{1.5} \cdot B_m^{1.5}, \quad (5.1)$$

kde K_h , K_v a K_z jsou koeficienty ztráty hysterezních, vířivými proudy, a dodatečné ztrát. f_s je frekvence statoru, a Γ je Steinmetzův koeficient. Ten lze vypočítat z testu, nebo předpokládat rovno 2 v případě sinusového napájecího napětí a standardního jádra statoru. [24]

B_m je tok v magnetický tok ve vzduchové mezeře, a U_g je magnetizační napětí na fázi. [24]

$$B_m = \frac{U_g}{(K \cdot \omega_s)} \quad (5.2)$$

kde ω_s jsou otáčky statoru a K je konstanta stroje:

$$K = N_z \cdot K_\omega \cdot \frac{A}{P}, \quad (5.3)$$

kde N_z je počet závitů na fázi, K_ω je plnicí činitel a A je plocha vzdušné mezery a lze ji vypočítat jako

$$A = S_b \cdot \ell_{stator}, \quad (5.4)$$

kde S_b je průměr statoru a ℓ_{stator} je délka svazku.

Dosazením rovnice 5.2 do 5.1 získáme:

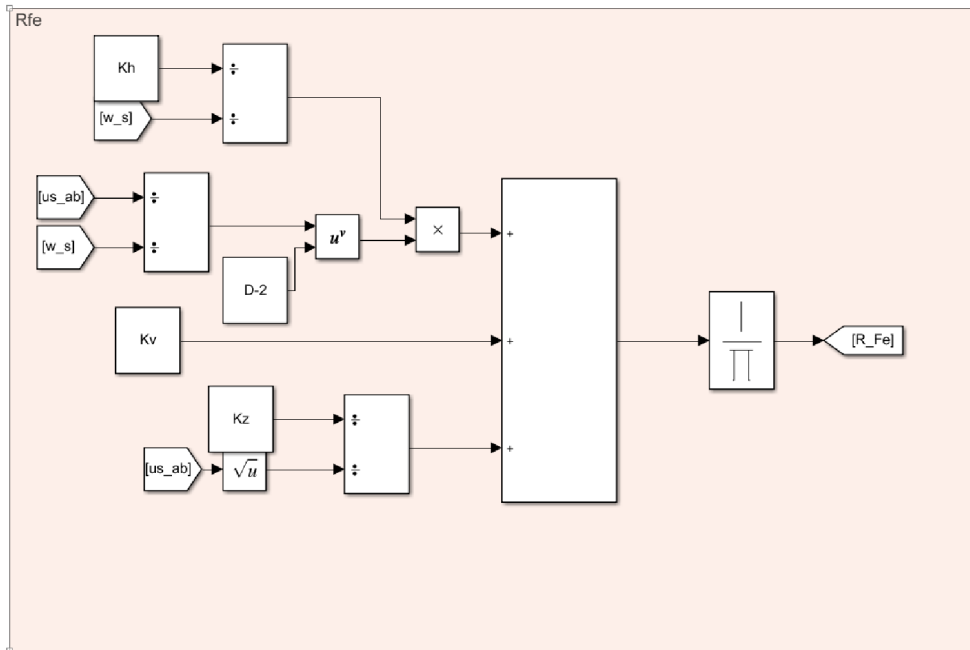
$$P_{fe} = K_h \cdot f_s \cdot \left(\frac{U_g}{\omega_s}\right)^\Gamma + K_v \cdot f_s^2 \cdot \left(\frac{U_g}{\omega_s}\right)^2 + K_z \cdot f_s^{1.5} \cdot \left(\frac{U_g}{\omega_s}\right)^{1.5}, \quad (5.5)$$

$$P_{sic} = \left[\frac{K_h}{\omega_s} \cdot \left(\frac{U_g}{\omega_s}\right)^{\Gamma-2} + K_v + \frac{K_z}{\sqrt{U_g}} \right] \cdot U_g^2 \quad (5.6)$$

Odpor statoru tedy můžeme vyčíslit jako [24]

$$R_{fe} = \frac{1}{\left[(K_h/\omega_s) (U_g/\omega_s)^{\Gamma-2} + K_v + (K_z/\sqrt{U_g}) \right]}. \quad (5.7)$$

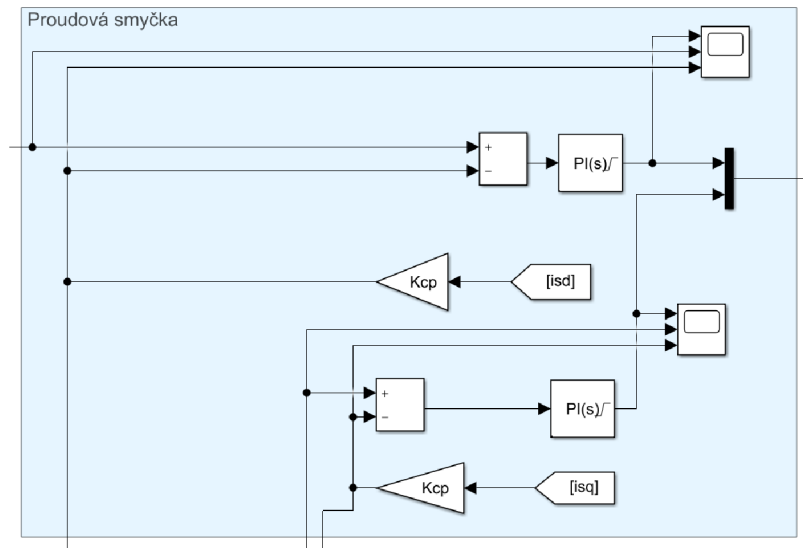
Výpočet odporu R_{Fe} dle rovnice 5.7.



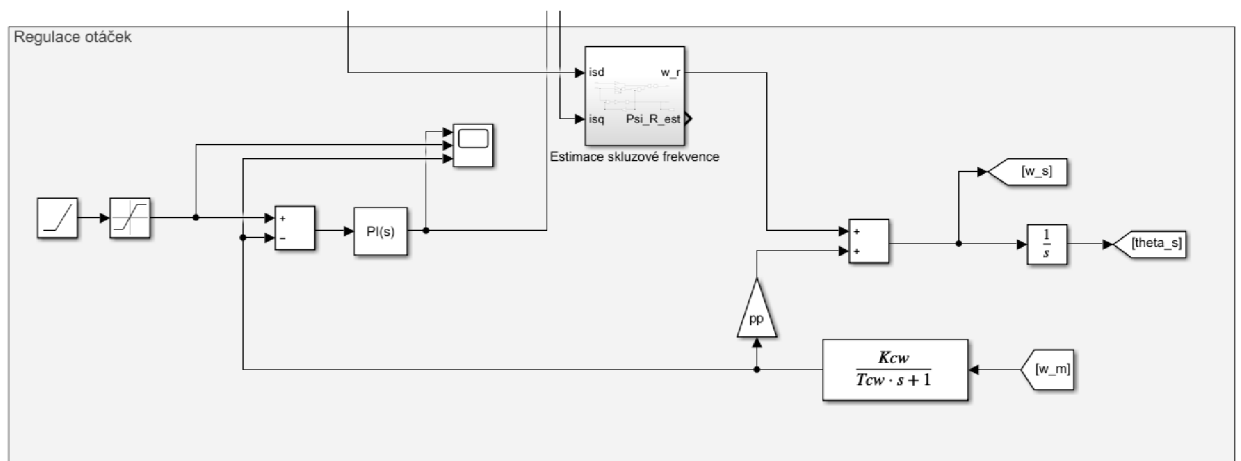
Obr. 5.4: Navržené schéma pro výpočet odporu R_{fe} v programu MATLAB

5.2 Návrh vektorového řízení

Jedná se o vektorové řízení s orientací na rotorový tok. Jedná se o jeden z nejrozšířenějších způsobů vektorového řízení. Statorový proud v ose d řídí tok přes indukčnost L_r . Řízení momentu obstarává proud v ose q , který je kolmý na proud v ose d , nezávisle na něm.



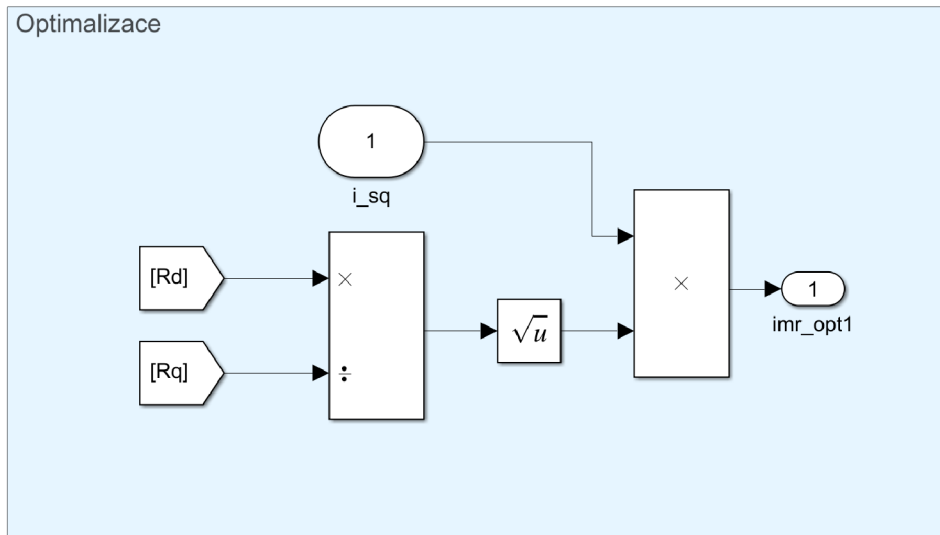
Obr. 5.5: Navržené schéma proudových smyček v programu MATLAB



Obr. 5.6: Navržené schéma regulátoru otáček v programu MATLAB

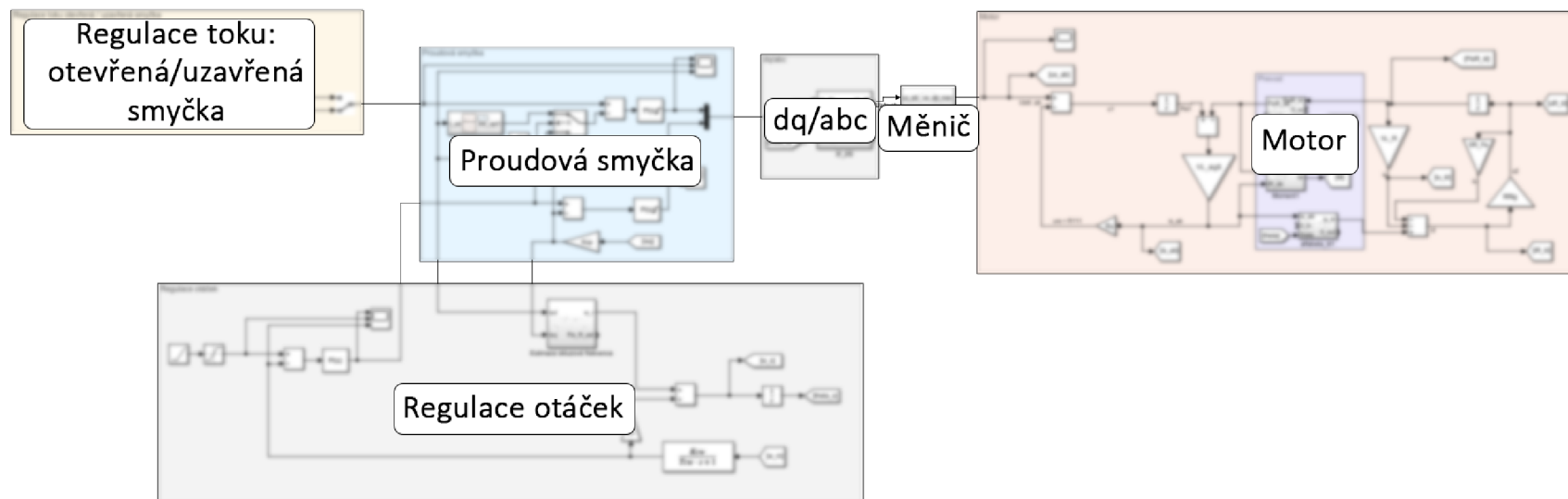
5.2.1 Návrh optimalizace účinnosti

Návrh vychází z kapitoly 4.2.2. Důležitý je zde výsledný vztah pro optimální proud 4.26. Pro možnost porovnání optimalizovaného a normálního stavu je nastaveno, aby došlo k zapnutí optimalizace v čase 2 s.



Obr. 5.7: Navržené schéma optimalizace výkonu v programu MATLAB

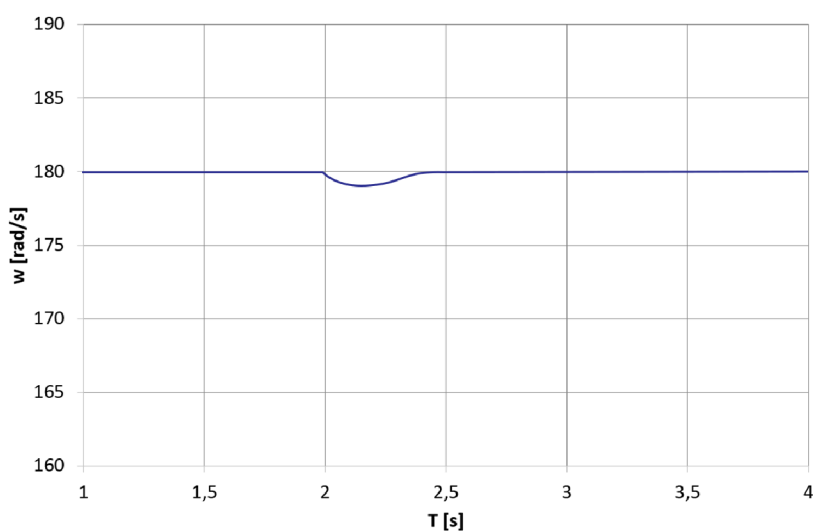
5.2.2 Celkové schéma navrženého LMC řízení



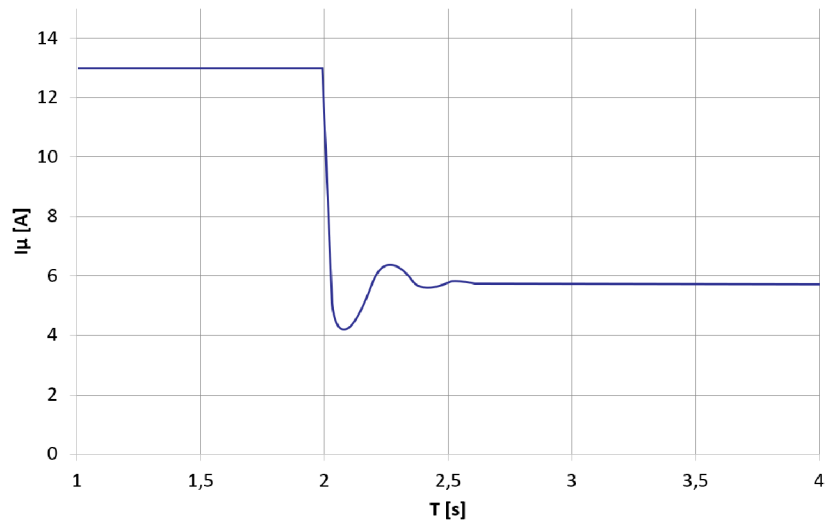
Obr. 5.8: Blokové schéma navrženého LMC řízení

5.3 Výsledky simulací vektorového řízení

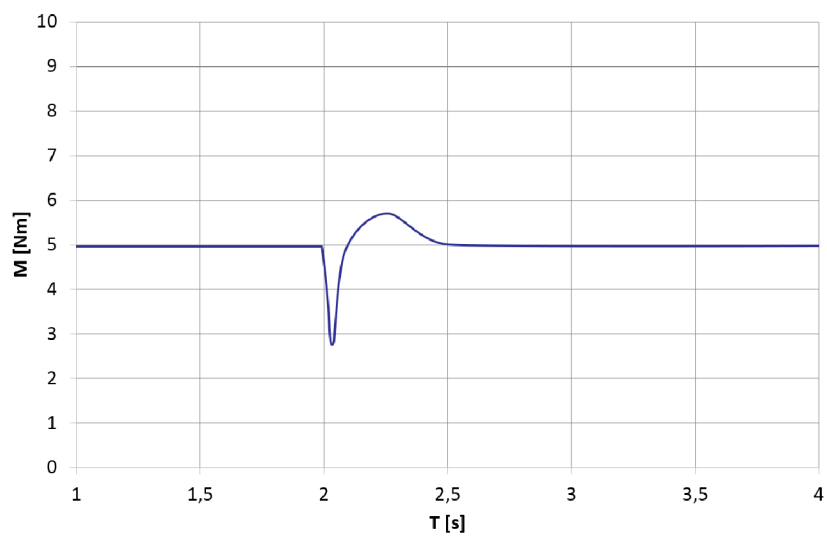
Simulace byla provedena se zátěžným momentem 5 Nm a referenčními otáčkami 180 rad/s. Sepnutí optimalizace bylo v čase 2 s. V grafu 5.9 můžeme vidět lehký pokles otáček při sepnutí optimalizace. Regulace ale obnoví otáčky do požadované doby v čase 0,3 s. Při zahájení optimalizace dojde k přeskupení proudů tak, aby se dosáhlo minimální ztráty při zachování stejného točivého momentu. To můžeme sledovat v grafech 5.12 a 5.13. V grafu 5.11 jde vidět mírné zvlnění točivého momentu. To lze vysvětlit tím, že zvlnění momentu je produktem magnetizačního proudu a proudu v ose q . Proto snížením zvlnění magnetizačního proudu snížíme zvlnění momentu. V grafu 5.14 lze vidět snížení ztrát z 200 W na 55 W, což je snížení o 27,5 %. Porovnání ztrát v závislosti na otáčkách lze vidět v grafu 5.14.



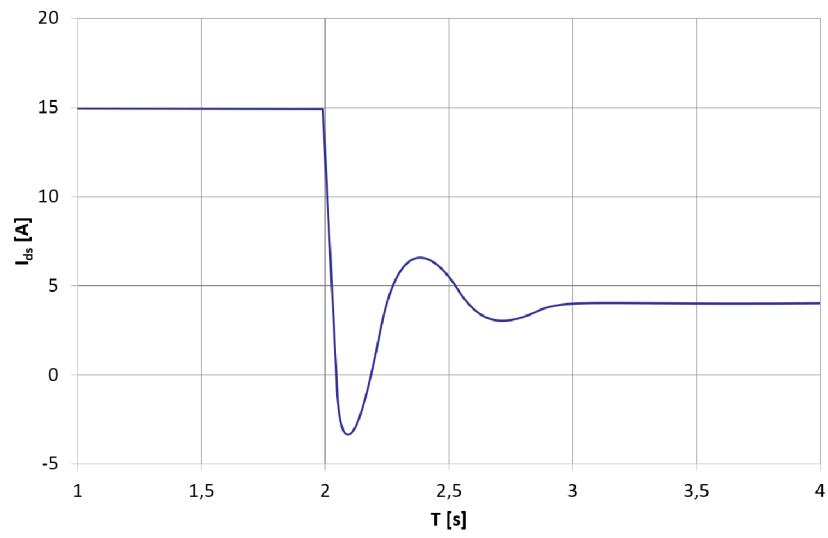
Obr. 5.9: Závislost otáček na čase



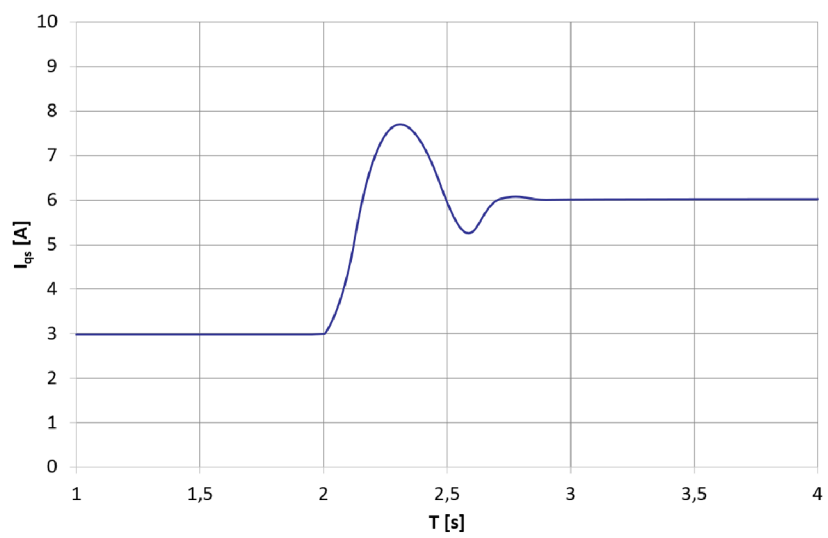
Obr. 5.10: Průběh magnetizačního proudu



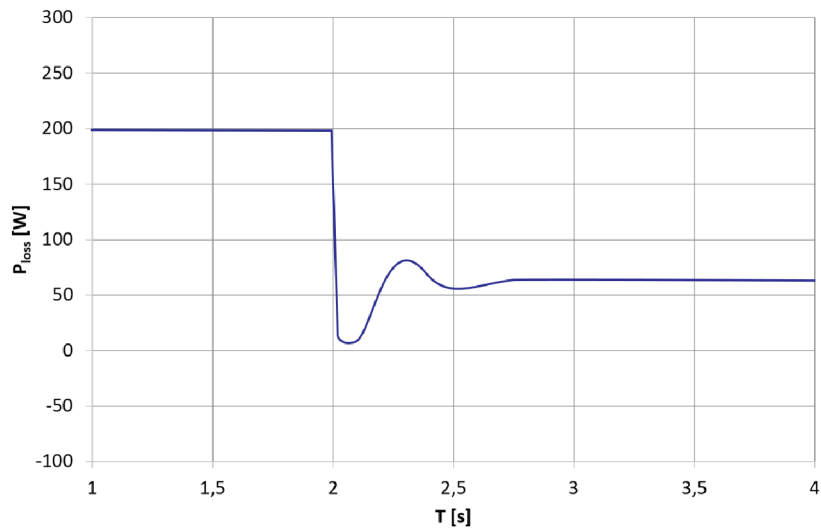
Obr. 5.11: Průběh momentu



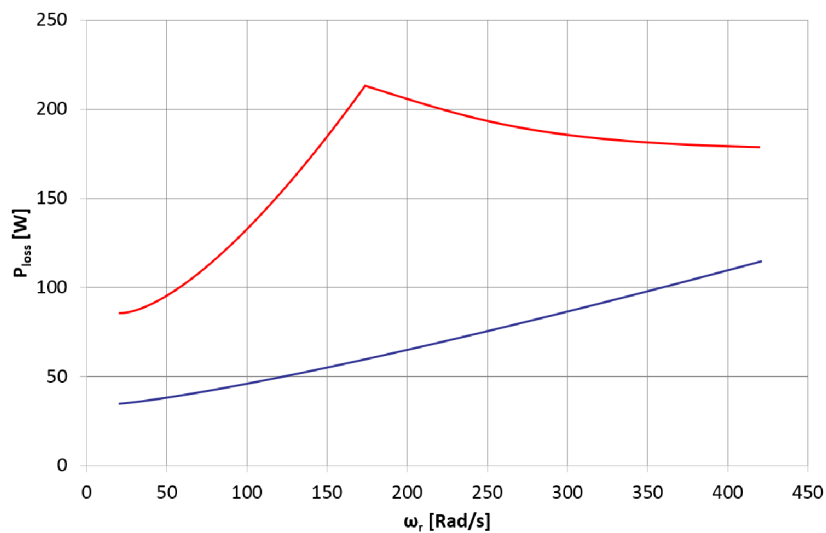
Obr. 5.12: Průběh proudu I_{sd}



Obr. 5.13: Průběh proudu I_{sq}

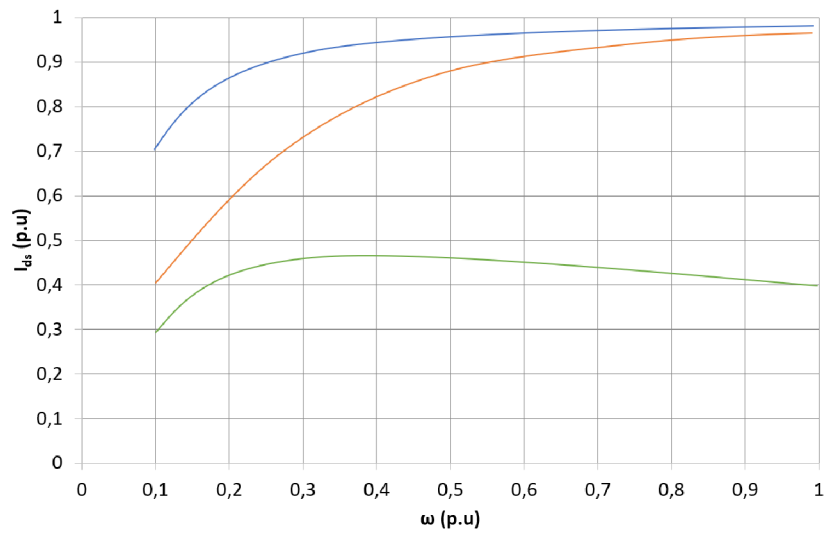


Obr. 5.14: Průběh ztrát

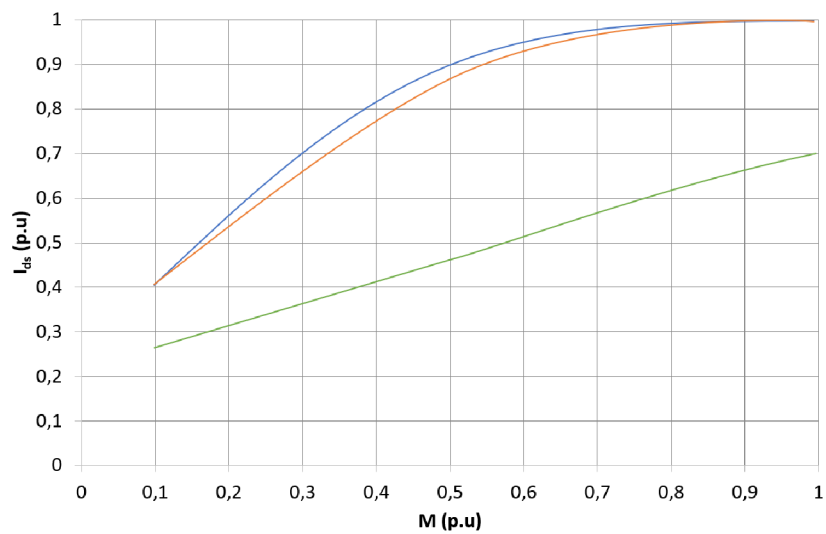


Obr. 5.15: Porovnání ztrát s optimalizací (modrá křivka) a bez (červená křivka)

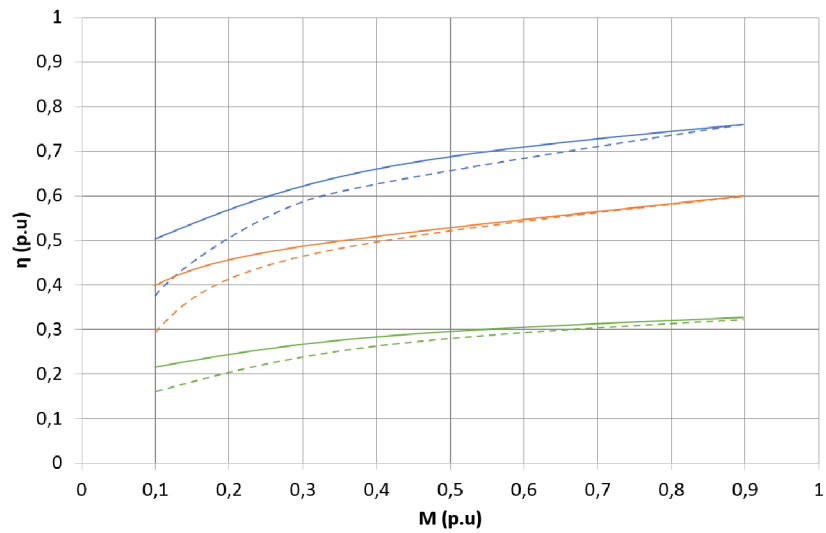
V následujících grafech 5.16 a 5.17 můžeme vidět závislosti proudu I_{sd} na otáčkách a momentu stroje. Lze pozorovat nárůst proudu při zvyšujících se otáčkách i momentu. V grafu 5.18 lze vidět porovnání řízení s optimalizací a bez optimalizace. Tu vidíme že při nižším zatížení jak účinnost normálního řízení je podstatně nižší. Avšak v případě plného momentu je účinnost už totožná, což odpovídá teorii v kapitole 4.



Obr. 5.16: Závislost proudu I_{sd} na otáčkách (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$)



Obr. 5.17: Závislost proudu I_{sd} na zátěžném momentu (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$)



Obr. 5.18: Závislost účinnosti stroje na zátěžném momentu (modrá křivka $M = 1p.u.$, oranžová křivka $M = 0,5p.u.$, zelená křivka $M = 0,2p.u.$. Čerchované jsou pro plný tok, plné pro optimální tok.

Závěr

Cílem této práce bylo provést přehled řízení asynchronního stroje s ohledem na účinnost. Následně sestavit simulaci vybraného způsobu řízení asynchronního motoru v prostředí *Matlab – Simulink*. Na závěr tyto simulace provést a vyhodnotit.

První kapitola se zabývá teorií asynchronního stroje. Zde je popsána jeho konstrukce, princip činnosti a momentová charakteristika. Důležitá je kapitola 1.4. Zde je rozebrána i problematika ztrát asynchronního motoru. Pro lepší pochopení, jak lze ovlivnit jednotlivé ztráty motoru.

V další části byly popsány jednotlivé typy řízení. Skalární řízení jako jedno z nejjednodušších. Model motoru nerespektuje elektromagnetické jevy uvnitř stroje a z tohoto důvodu neumožňuje řízení okamžité hodnoty momentu. To způsobí zhoršenou dynamiku regulace rychlosti. Více tu bylo pojednáno o vektorovém typu řízení, které vychází z modelu popisujícího jak elektromagnetické, tak elektromechanické jevy ve stroji. Díky tomuto modelu lze efektivně řídit okamžité hodnoty toků a proudů ve stroji, a v důsledku toho rovněž okamžitou hodnotu momentu stroje.

Byly zde popsány 3 způsoby řízení na vyšší účinnost. První z nich je optimalizace pomocí iteračního algoritmu. Její hlavní výhodou je, že je nezávislá na parametrech motoru a měniče. Tudíž je univerzální pro pohony s asynchronními motory. Její hlavní nevýhodou je relativně pomalá konvergence a zvlnění momentu. Dalším optimalizačním algoritmem je optimalizace výkonu pomocí matematického modelu motoru. Tato metoda vyniká v rychlosti a tím, že má hladký průběh momentu. Nevýhodou je, že je závislá na přesnosti matematického modelu stroje. Poslední metodou je hybridní algoritmus, který využívá obou předešlých metod. Hybridní metoda má rychlou odezvu i schopnost přizpůsobit se změnám zatížení, a přitom není závislá na parametrech motoru.

V poslední části byly vytvořeny simulační modely pro vektorové řízení s optimalizací výkonu pomocí matematického modelu motoru. Následně byly proměřeny. Simulace byly provedeny se zátěžným momentem 5 Nm a referenčními otáčkami 180 rad/s. Sepnutí optimalizace bylo v čase 2 s. V grafu 5.14 lze vidět snížení ztrát z 200 W na 55 W, což je snížení o 27,5 %.

Literatura

- [1] Klíma B., *Střídavé pohony*, 2014
- [2] Veltman A., Pulle D., Doncker R.W, *Fundamentals of Electrical Drives*, 2007
- [3] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semeken R., *Electrical Machine Drives Control*, Wiley, 2016
- [4] ONDRŮŠEK, Čestmir. *Elektrické stroje*. VUT, 199?. Skriptum. VUT
- [5] PROF. ING. JIŘÍ SKALICKÝ, CSC. *Elektrické regulované pohony*. Brno, 2007. Skripta. FEKT VUT.
- [6] *Asynchronní stroje* [online]. FEKT VUT v Brně, 2016 [cit. 2020-12-28]. Dostupné z: <https://moodle.vutbr.cz/course/view.php?id=211158>. Laboratorní návod. VUT FEKT.
- [7] JIRSÁK, Josef, Rudolf AUTRATA, Karel LIEDERMANN, Zdenka ROZSÍVALOVÁ a Marie SEDLAŘÍKOVÁ. *Materiály a technická dokumentace: Část Materiály v elektrotechnice*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně.
- [8] Jingchuan Li, Longya Xu and Zheng Zhang, "A New Efficiency Optimization Method on Vector Control of Induction Motors," *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005., San Antonio, TX, 2005, pp. 1995-2001, doi: 10.1109/IEMDC.2005.195993.
- [9] Řez statorem indukčního (asynchronního) elektromotoru. In: *Wikipedia* [online]. 2011 [cit. 2021-02-21]. Dostupné z: [https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektromotor#/media/Soubor:Rotterdam_Ahoy_Europort_2011_\(14\).JPG](https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektromotor#/media/Soubor:Rotterdam_Ahoy_Europort_2011_(14).JPG)
- [10] *Trojfázové obvody: Matematický popis* [online]. [cit. 2021-03-20]. Dostupné z: https://moodle.vutbr.cz/pluginfile.php/329017/mod_folder/content/0/PrezentaceTrojObv.pdf?forcedownload=1. VUT FEKT.
- [11] G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanabe, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 5, pp. 535–539, Oct. 1994.
- [12] C. Chakraborty and Y. Hori, "Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1070–1076, Jul./Aug. 2003.

- [13] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, and R. Faure, "Model-based loss minimization for DC and AC Vector-Controlled Motors Including Core Saturation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 3, pp. 755–763, May/Jun. 2000.
- [14] S. Lim and K. Nam, "Loss-minimising control scheme for induction motors," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 151, no. 4, pp. 385–397, Jul. 2004.
- [15] M. N. Uddin and S. W. Nam, "New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 926-933, March 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915029.
- [16] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss minimization in scalarcontrolled induction motor drives with search controllers", IEEE Trans. on Power Electronics., vol. 11, no. 2, 1996, pp. 213-220.
- [17] S. Kaboli, E. Vahdati-Khajeh, M. R. Zolghadri and A. Homaifar, "A fast optimal flux search controller with improved steady state behavior for DTC based induction motor drives," IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., 2005, pp. 1732-1736, doi: 10.1109/IEMDC.2005.195954.
- [18] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive," in IEEE Power Engineering Review, vol. PER-7, no. 3, pp. 34-34, March 1987, doi: 10.1109/MPER.1987.5527365.
- [19] Microchip Jorge Zambada, D. D. (nedatováno). AN1078. Načteno z Sensorless Field Oriented Control of a PMSM: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>
- [20] FRK, Martin, Zdenka ROZSÍVALOVÁ, Petr KŘIVÍK a Jiří VANĚK. *Materiály a technická dokumentace: Laboratorní cvičení*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně.
- [21] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. 1. vydání Praha: Státní nakladatelství technické literatury. Moskva: Nakladatelství Mir, 1988
- [22] POKORNÝ, Karel. *Stavba elektrických strojů II*. první. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury n.p., 1983.
- [23] M. Basic, D. Vukadinovic, and M. Polic, "Stray load and iron losses in small induction machines under variable operating frequency and flux: a simple estimation method," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 2, pp. 869–876, 2018

- [24] Bilal Abdullah Nasir, "An Accurate Iron Core Loss Model in Equivalent Circuit of Induction Machines", *Journal of Energy*, vol. 2020, Article ID 7613737, 10 pages, 2020. <https://doi.org/10.1155/2020/7613737>

Seznam symbolů a zkratek

B	Magnetická indukce
D	Vnitřní průměr statoru
f	Frekvence
f_1	Činitel tření v ložisku
i	Elektrický proud
k	Rozptyl
k_{pv}	Činitel plnění
k_h, k_c, k_z	Koeficienty ztrát v železe
m	Počet fází
M_z	Záběrný moment
M_{MAX}	Moment zvratu
M	Moment síly
M	Vzájemná indukčnost
n	Otáčky
ΔP_{Fe}	Ztráty v železe
ΔP_{j1}	Ztráty ve vinutí statoru
ΔP_{j2}	Ztráty ve vinutí rotoru
ΔP_{mech}	Mechanické ztráty
ΔP_d	Dodatečné ztráty
P_1	Příkon
P_2	Výkon
P_h	Hysterezní ztráty
P_v	Ztráty vířivými proudy
P_z	Ztráty přídavné

P_{Fe}	Ztráty v železe
P_{j1}	Jouleovy ztráty ve vinutí statoru
P_{j2}	Jouleovy ztráty v rotoru
P_d	Dodatečné ztráty
P_{mech}	Mechanické ztráty
ΔP_{fl}	Ztráty třením
ΔP_v	Ventilační ztráty
p_v	Přetlak
p_s	Měrný tlak na projekci čepu
Q	Objemový průtok
R	Elektrický odpor
S_h	Plocha křivky
u	Elektrické napětí
V	Objem
V_v	Objem vinutí
v	Rychlost
γ	Úhel
η	Účinnost
ρ	Rezistivita materiálu
σ	Proudová hustota
ψ	Elektrický tok
ASM	Asynchronní motor
SC	Search controller
LMC	Loss-model controller