

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ANALÝZA VLIVU MECHANICKÉHO MOMENTU ASYNCHRONNÍHO
STROJE NA SYCENÍ MAGNETICKÉHO OBVODU

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

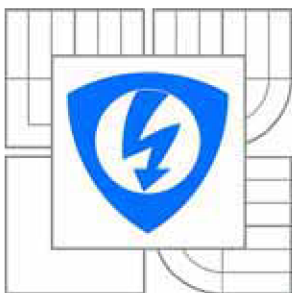
Ing. MIROSLAV SKALKA

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ANALÝZA VLIVU MECHANICKÉHO MOMENTU ASYNCHRONNÍHO STROJE NA SYCENÍ MAGNETICKÉHO OBVODU

MECHANICAL TORQUE ANALYSIS OF INDUCTION MACHINE BASED ON MAGNETIC CIRCUIT
SATURATION

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. MIROSLAV SKALKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. ČESTMÍR ONDRŮŠEK, CSc.

BRNO 2010

Abstrakt

Hlavním cílem disertační práce je analýza vlivu mechanického momentu na sycení magnetického obvodu asynchronního stroje, klasifikace oblastí přesycení a možnosti redukce jejich vlivů na vlastnosti stroje. Daná problematika je řešena pomocí metody konečných prvků s využitím programu ANSYS. Práce se dělí na popis a tvorbu elektromagnetického výpočetního modelu, metodu určování parametrů náhradního schématu asynchronního stroje, výpočet elektromagnetického pole pomocí MKP v programu ANSYS, experimentální měření pomocí LabVIEW s měřicí kartou National Instruments, zpracování naměřených dat v programu DIAdem, analýzu výsledků výpočtů z hlediska sycení magnetického obvodu stroje, vlivu materiálu magnetického obvodu na rozložení magnetického pole ve stroji a analýzu průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery včetně spektrální analýzy pomocí programu MATLAB a výpočet elektromagnetického momentu a jeho parazitních složek.

Klíčová slova

ANSYS; APDL; asynchronní stroj; elektromagnetické pole; elektromagnetický moment; magnetická indukce; mechanické zatížení; náhradní schéma; přídavný asynchronní moment; pulsační moment; spektrální analýza; sycení magnetického obvodu; vyšší harmonické.

Abstract

The main goal of this thesis is mechanical torque analysis of induction machine based on magnetic circuit saturation, oversaturated areas classification and the possibility of oversaturated areas reduction of their influence on machine properties. Whole problem is solved by finite element method in ANSYS program. Work is divided into the description and creating of electromagnetic model, a method of the induction machine equivalent circuit parameters determination, the electromagnetic field calculation by finite element method, experimental measurement using LabVIEW program with measurement accessories (PCIe card National Instruments), data processing program in DIAdem, results analysis of calculations in terms of magnetic circuit saturation, the influence of magnetic circuit material based on electromagnetic field distribution and the magnetic flux density along the air gap including spectral analysis using MATLAB and the electromagnetic torque and its parasitic torque components calculation.

Keywords

ANSYS; APDL; asynchronous machine; electromagnetic field; electromagnetic torque; magnetic flux density; mechanical load; equivalent circuit; additional asynchronous torque; pulsating torque; spectral analysis; magnetic circuit saturation; high harmonic.

Bibliografická citace

SKALKA, M. *Analýza vlivu mechanického momentu asynchronního stroje na sycení magnetického obvodu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010, 109s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma: Analýza vlivu mechanického momentu asynchronního stroje na sycení magnetického obvodu jsem vypracoval sám pod vedením vedoucího dizertační práce – školitelem Doc.Ing. Čestmírem Ondrůškem, CSc. (Vysoké učení technické v Brně) a školitelem specialistou Ing. Luděkem Schreierem, CSc. (Akademie věd České republiky) s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji svému školiteli Doc.Ing. Čestmíru Ondrůškovi, CSc. a Ing. Luděkovi Schreierovi, CSc. za odbornou pomoc a cenné rady při zpracování dizertační práce.

V Brně dne

Podpis autora

Obsah

Seznam použitých symbolů a značek	7
1. Úvod	10
2. Formulace problému a cíle jeho řešení	11
2.1. Tvorba výpočetního modelu	11
2.2. Určení parametrů náhradního schématu asynchronního stroje	12
2.3. Výpočet elektromagnetického pole pomocí MKP	12
2.4. Analýza sycení magnetického obvodu stroje	12
2.5. Vliv materiálu magnetického obvodu na rozložení magnetického pole ve stroji	13
2.6. Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře	13
2.7. Elektromagnetický moment a jeho parazitní složky	13
3. Analýza současného stavu řešené problematiky	14
4. Analyzovaný stroj	22
4.1. Konstrukční uspořádání stroje	25
4.2. Naměřené charakteristiky	28
5. Výpočet parametrů náhradního schématu asynchronního stroje	30
5.1. Určení statorového a rotorového proudu	31
5.2. Odpory vinutí a rozptylové reaktance	32
5.3. Odpor reprezentující ztráty v železe a magnetizační reaktance	33
5.4. Určení rotorového proudu	34
6. Numerické metody řešení elektromagnetických polí	35
6.1. Metody řešení elektromagnetických polí	35
6.2. ANSYS	36
6.3. ANSYS – APDL	38
7. Elektromagnetický model asynchronního stroje	40
7.1. Druh a typ analýzy	40
7.2. Tvorba a úprava geometrie	41
7.3. Volba elementů	43
7.4. Tvorba MESH	44
7.5. Aplikace podmínek	45
7.6. Typ solveru	46
7.7. PostProcessing a zobrazení výsledků	51
8. Sycení magnetického obvodu asynchronního stroje	55
8.1. Magnetický obvod složený z plechů (laminated stack)	55
8.2. Poloha rotoru vůči statoru	63
8.3. Elektromagnetický moment	66
8.4. Magnetické klíny	70
8.5. Materiál hřídele	74
8.6. Materiál magnetického obvodu	76

9. Elektromagnetický moment a jeho parazitní složky	81
9.1. Přídavný asynchronní moment	81
9.2. Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře	90
9.3. Pulzační moment	96
10. Závěr	100
Použitá literatura a odkazy	105
Autorovy publikace	108
Přílohy	110

Seznam použitých symbolů a značek

SYMBOL	VÝZNAM	JEDNOTKA
$2p$	počet pólů stroje	-
a	počet paralelních větví	-
a_0	koeficient základní harmonické	-
a_1	koeficient základní harmonické	-
A_x, A_y, A_z	magnetický vektor DOF ve směru x,y,z (stupně volnosti)	Wb/m
b_1	koeficient základní harmonické	-
B	magnetická indukce	T
$B(\alpha, t)$	magnetická indukce ve vzduchové mezeře	T
$B_{AG} (B_{AG-C})$	magnetická indukce podél vzduchové mezery	T
B_{MAX}	maximální magnetická indukce	T
B_{RH}	magnetická indukce v hlavě rotorového zubu	T
B_{RT}	magnetická indukce v rotorovém zubu	T
B_{SH}	magnetická indukce v hlavě statorového zubu	T
B_{ST}	magnetická indukce ve statorovém zubu	T
$B_{\mu v}$	magnetická indukce od vyšších harmonických řádu μ a v	T
$B'_{\mu v}$	náhradní magnetická indukce od vyšších harmonických řádu μ a v	T
c	pomocná proměnná (libovolné malé kladné celé číslo)	-
C	konstanta polynomu	-
$\cos\varphi$	účinník	-
$\cos\varphi_0$	účinník naprázdno	-
$\cos\varphi_k$	účinník nakrátko	-
f	frekvence	Hz
$F(\alpha, t)$	výsledná magnetomotorická síla	A
$F_1(\alpha, t)$	statorová magnetomotorická síla	A
$F_2(\alpha, t)$	rotorová magnetomotorická síla	A
F_{2v}	spektrum harmonických rotorové magnetomotorické síly	A
F_{MX}	výsledná síla Maxwell stress tensoru	N/m ²
F_{mv}	magnetomotorická síla m-fázového vinutí	A
F_{RM}	označení fáze (úhel) rotorového proudu v programu ANSYS	rad
F_{SM}	označení fáze (úhel) statorového proudu v programu ANSYS	rad
I_0	proud naprázdno	A
I_{Fe}	proud v odporu R_{Fe}	A
$I_{sk} (I_k)$	proud nakrátko	A
$I_m (I_\mu)$	magnetizační proud	A
I_{m0}	magnetizační proud naprázdno	A
I_{ms}	proud sériovou magnetizační větví	A
I_n	jmenovitý proud	A
I_r	skutečný rotorový proud	A
I'_r	rotorový proud vztažený na stator	A
I_{R0I}	označení proudu v rotorové drážce	A
I_{RM}	amplituda proudu rotoru	A
I_{rx}	rotorový proud vztažený na stator	A
I_s	statorový proud	A
I_{S0I}	označení proudu ve statorové drážce	A

I_{SM}	amplituda proudu statoru	A
I_{ss}	statorový proud	A
J	moment setrvačnosti	kg.m ²
JS	proudová hustota	A.m ⁻²
J_{SET}	moment setrvačnosti setrvačnicku	kg.m ²
k	přepočtový koeficient	-
KL	momentová třída	-
l	délka křivky	m
m	počet fází	-
M	moment působící mezi státorem a rotorem	Nm
$M_{emag-calc}$	vypočtený elektromagnetický moment	Nm
M_{max}	maximální moment	Nm
M_{mech}	mechanický moment	Nm
M_n	jmenovitý moment	Nm
m_r	počet fází rotoru	-
m_s	počet fází statoru	-
M_z	záběrný moment	Nm
M_v	moment od vyšších harmonických	Nm
n	otáčky stroje	min ⁻¹
N	celkový počet trojúhelníkových elementů	-
ni	počet integrací	-
n_n	jmenovité otáčky	min ⁻¹
n_r	otáčky rotoru	min ⁻¹
N_{rzlf}	počet závitů připadající na rotorovou fázi	Z
N_{szlf}	počet závitů připadající na statorovou fázi	Z
o_1	otevření drážek statoru	m
o_2	otevření drážek rotoru	m
OSA	velikost oblastí přesycení magnetického obvodu	%
o_x	pomocná proměnná pro otevření drážek	m
p	počet pólových dvojic	-
P_n	jmenovitý výkon stroje	W
Q	počet drážek	-
q	počet drážek na pól a fázi	-
R	poloměr	m
RD	počet rotorových drážek	-
R_{Fe}	odpor reprezentující ztráty v železe	Ω
R_k	odpor vinutí nakrátko	Ω
R_r	skutečný odpor rotoru	Ω
R'_r	odpor rotoru vztažený na stator	Ω
R_s	odpor statoru	Ω
s	skluz	-
SD	počet statorových drážek	-
S_i	plocha trojúhelníkového elementu	m ²
s_n	jmenovitý skluz	-
S_N	plocha kruhu	m ²
t	čas	s
t_{d1}	drážková rozteč statoru	m
t_{d2}	drážková rozteč rotoru	m
t_{dx}	obecně drážková rozteč	m
$Time$	čas simulace	s
U	napájecí napětí	V

U_0	napětí naprázdno	V
U_k	napětí nakrátko	V
U_m	napětí na magnetizační reaktanci	V
U_s	napájecí napětí	V
U_{sk}	napájecí napětí nakrátko	V
U_{ss}	efektivní hodnota statorového napětí	V
W	energie elektromagnetického pole ve vzduchové mezeře	J
X_k	rozptylová reaktance nakrátko	Ω
X_m	magnetizační (hlavní) reaktance	Ω
X_R	pomocná proměnná	Ω
X_S	pomocná proměnná	Ω
$X_{\sigma s} (X_{s\sigma})$	rozptylová reaktance statoru	Ω
$X'_{\sigma r} (X_{r'})$	rozptylová reaktance rotoru vztažená na stator	Ω
y	krok cívky	-
$y(x)$	aproximační polynom	-
Z_1	počet drážek statoru	-
Z_2	počet drážek rotoru	-
Z_{msIm}	imaginární složka impedance sériové magnetizační větve	Ω
Z_{msRe}	reálná složka impedance sériové magnetizační větve	Ω
Z_s	impedance statoru	Ω
Δ	obvodový úhel, který opiše rotor vzhledem ke stojícímu statoru	rad
α	obvodový úhel vztažený ke středu vzduchové mezery (airgap)	rad
α'	náhradní obvodový úhel vzatý k určité vzdálenosti od středu airgap	rad
β	koeficient reprezentující pokles magnetické indukce v ose drážky	-
β_1	koeficient reprezentující pokles magnetické indukce v ose drážky	-
β_2	koeficient reprezentující pokles magnetické indukce v ose drážky	-
δ	šířka vzduchové mezery	m
η	účinnost	%
φ_u	fáze (úhel) napájecího napětí	rad
φ_{Is}	fáze (úhel) statorového proudu	rad
κ_r	činitel vinutí rotoru (od základní harmonické)	-
κ_s	činitel vinutí statoru (od základní harmonické)	-
μ	permeabilita	$H.m^{-1}$
μ_0	permeabilita vakua	$H.m^{-1}$
μ_r	relativní permeabilita	$H.m^{-1}$
ν	řád (stupeň) harmonické	-
θ_i	vrcholový úhel elementu	rad
ρ	řád statorové harmonické magnetomotorické síly	-
σ	rozptylový koeficient	-
τ_{dv}	diferenční rozptyl klece	-
ω	úhlová rychlost statoru	$rad.s^{-1}$
ω_r	úhlová rychlost rotoru	$rad.s^{-1}$
$\omega_{r\nu}$	úhlová rychlost ν -té harmonické vzhledem k rotoru	$rad.s^{-1}$
ω_s	synchronní úhlová rychlost	$rad.s^{-1}$
ω_{ν}	úhlová rychlost ν -té harmonické	$rad.s^{-1}$
ξ_{ν}	činitel zesílení	-
ζ_p	činitel statorového vinutí pro vyšší harmonickou ν -tého řádu	-
ζ_{ν}	činitel statorového vinutí pro pracovní harmonickou	-

1. Úvod

Řešená problematika zahrnuje vlivy sycení magnetického obvodu elektrického stroje v důsledku nárůstu proudů při jeho mechanickém zatěžování. Zkoumaným elektrickým strojem je asynchronní stroj pracující jak v motorickém tak v generátorickém režimu. Při zatížení elektrického stroje dochází ke změnám v sycení magnetického obvodu, deformaci elektromagnetického pole, které ovlivňují jeho provozní vlastnosti. Pro výpočet rozložení elektromagnetického pole je vhodné použít některou numerickou metodu – metodu konečných prvků, metodu konečných diferencí nebo metodu hraničních prvků.

Profesionální výpočetní programy pro řešení elektromagnetických polí jsou pro svou univerzálnost velmi drahé. Převážná většina těchto programů je založena na využití metody konečných prvků, které kladou velké nároky na paměť se zvyšujícím se počtem uzlů výpočetní sítě, přičemž tento faktor podstatně narůstá při řešení 3D úloh. Přesnost výpočtu je ovlivněna hustotou sítě, avšak při výpočtu mohou nastat problémy s numerickou stabilitou, konvergencí nebo s generací výpočetní sítě.

S pomocí programu ANSYS je řešena problematika výpočtu elektromagnetických polí a je sledován vliv sycení magnetického obvodu na vlastnosti asynchronního stroje. Je věnována pozornost skutečnosti, že magnetický obvod není nikdy přesycen celý a dochází pouze k přesycení určitých částí ovlivňujících rozložení magnetického pole ve stroji. Metoda konečných prvků v tomto případě slouží pro identifikaci přesycených míst magnetického obvodu.

Byl sestaven výpočetní model asynchronního stroje s patřičnými počátečními a okrajovými podmínkami. Vstupní data byla získána z výkresové dokumentace a protokolu o typové zkoušce a byla doplněna o určení proudu rotoru pomocí měření a výpočtu z náhradního schématu asynchronního stroje. Je zkoumán vliv skluzu na průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery včetně parazitních jevů způsobených drážkováním statoru a rotoru a vlivu přesycování částí magnetického obvodu.

2. Formulace problému a cíle jeho řešení

Hlavním cílem disertační práce je analýza vlivu mechanického zatížení na sycení magnetického obvodu asynchronního stroje, klasifikace oblastí přesycení a možnosti redukce jejich vlivů na vlastnosti stroje. Daná problematika je řešena pomocí metody konečných prvků s využitím programu ANSYS.

Cíle lze rozdělit do několika následujících bodů:

- tvorba výpočetního modelu
- určení parametrů náhradního schématu asynchronního stroje
- výpočet elektromagnetického pole pomocí MKP
- analýza sycení magnetického obvodu stroje
- vliv materiálu magnetického obvodu na rozložení magnetického pole ve stroji
- průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře
- elektromagnetický moment a jeho parazitní složky

2.1. Tvorba výpočetního modelu

Je nutné vytvořit výpočetní model asynchronního stroje s aplikací patřičných podmínek a sestavit dvourozměrný model (dvourozměrný model poskytuje dostatečný nástroj ke stanovení rozložení elektromagnetického pole podél vzduchové mezery). Využití trojrozměrného modelu spočívá v určení rozptylových toků v čelech vinutí a vyšetřování tohoto jevu přesahuje rozsah disertační práce. V tomto případě byl použit diskretizační prvek PLANE53, jenž využívá kvadratické bázové funkce a umožňuje nastavit téměř všechny stupně volnosti využitelné ve dvourozměrné elektromagnetické analýze. Pro potřebné účely bude použit ve svém základním nastavení s jedním stupněm volnosti – vektorovým magnetickým potenciálem AZ (obecně trojrozměrný vektor, při dvourozměrné analýze se redukuje na jednorozměrný vektor, resp. na složku kolmou na rovinu ve které probíhá řešení).

2.2. Určení parametrů náhradního schématu asynchronního stroje

V důsledku přesycení dochází ke změně parametrů stroje a zvyšování ztrát v místě přesycení. Z hlediska redukce tohoto jevu je třeba znát, nebo nějakým způsobem stanovit optimální tvar magnetického obvodu (tvar drážky/zubu, počet drážek, atd.). Důsledkem drážkování a přesycování částí magnetického obvodu dochází k deformaci magnetického pole ve vzduchové mezeře, přičemž je snaha toto pole co nejméně deformovat.

Mezi vstupní veličiny patří statorový a rotorový proud, přičemž statorový proud byl změřen a rotorový proud byl na základě výsledku měření stanoven pomocí analytických rovnic popisujících náhradní schéma. Parametry náhradního schématu byly určovány z měření naprázdno a nakrátko a byly korigovány na základě výsledků měření při různých skluzech. Praktické měření proběhlo na asynchronním stroji v laboratořích Ústavu Termomechaniky AV ČR, v.v.i. v Praze a ÚVEE FEKT v Brně.

2.3. Výpočet elektromagnetického pole pomocí MKP

Pro numerický výpočet rozložení elektromagnetického pole je vhodné použít některou numerickou metodu (metodu konečných prvků, metodu konečných diferencí nebo metodu hraničních prvků). Profesionální výpočetní programy pro řešení elektromagnetických polí jsou pro svou univerzálnost velmi drahé. Převážná většina těchto programů je založena na využití metody konečných prvků (ANSYS), které kladou velké nároky na paměť se zvyšujícím se počtem uzlů sítě. Tento faktor ještě narůstá při řešení 3D úloh. Přesnost výpočtu je ovlivněna hustotou sítě. Při výpočtu mohou nastat problémy s numerickou stabilitou, konvergencí nebo s generací výpočetní sítě. Program ANSYS v tomto případě poskytuje plnohodnotný nástroj pro řešení dané problematiky zvolenou metodou a k vytvoření modelů magnetických obvodů pro výpočty rozložení magnetického pole a stanovení oblastí přesycení.

2.4. Analýza sycení magnetického obvodu stroje

Sycení magnetického obvodu stroje závisí na skluzu (největšího sycení je dosahováno v oblasti malých záporných skluzů), poloze rotoru vůči statoru v rámci rotorové drážkové rozteče, otevření drážky a použití magnetických klínů, materiálu hřídele a magnetického obvodu. Tvar drážky/zubu dále ovlivňuje parametry magnetického obvodu.

2.5. Vliv materiálu magnetického obvodu na rozložení magnetického pole ve stroji

Za předpokladu dané geometrie stroje, lze při použití materiálu magnetického obvodu s lepšími vlastnostmi (nižší ztrátové číslo, vyšší permeabilita železa, tvar magnetizační křivky, tloušťka plechů) dosáhnout zlepšení vlastností stroje – např. zvýšení účinnosti. Problematické zvyšování účinnosti elektrických strojů je v současnosti věnována velká pozornost a na její zvyšování jsou kladeny značné požadavky.

2.6. Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře

Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře je jedním z výsledků předložené disertační práce a patří mezi hlavní veličiny používané v teorii i při návrhu elektrických strojů. Průběh magnetické indukce uprostřed vzduchové mezery je určen na základě výpočtu elektromagnetického pole.

2.7. Elektromagnetický moment a jeho parazitní složky

Elektromagnetický moment je jedním z výsledků předložené disertační práce a je počítán na základě elektromagnetické energie soustavy pomocí programu ANSYS. Je určován při zachování vzájemného úhlu mezi fázory statorového a rotorového proudu v závislosti na poloze rotoru vůči statoru. V důsledku změn velikosti momentů pro různé vzájemné polohy statoru a rotoru lze usuzovat na velikost parazitních pulsačních složek momentů.

3. Analýza současného stavu řešené problematiky

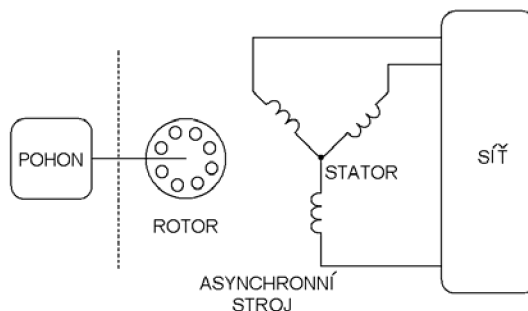
Asynchronní stroje jsou jedny z nejrozšířenějších točivých elektrických strojů. Nalézají uplatnění prakticky ve všech průmyslových odvětvích a jsou vyráběny v široké oblasti výkonů od jednotek W až do několika MW. Mezi jejich přednosti patří jednoduchá konstrukce, nízká pořizovací cena, minimální náklady na údržbu a relativně vysoká odolnost vůči poruchám. Jsou využívány v aplikacích s konstantními otáčkami a s rozvojem výkonové elektroniky jsou ve značné míře používány i v pohonných systémech s proměnnými otáčkami. Mimo běžného využití jako motorů jsou užívány i pro účely výroby elektrické energie – asynchronní generátory.

V současnosti jsou na asynchronní stroje kladeny značné požadavky na účinnost. Aby bylo možno vyhovět těmto požadavkům, je třeba zkoumat možnosti využití nových technologií a materiálů při výpočtu a návrhu těchto strojů. Jedním z možných prostředků vedoucích ke snížení ztrát je použití optimalizačních algoritmů pro návrh magnetických obvodů strojů s využitím moderních výpočetních nástrojů založených na metodě konečných prvků. Problematice vlivu skluzu na sycení magnetického obvodu asynchronního stroje v okolí synchronních otáček je věnována podstatná část předložené disertační práce. Tento jev je více patrný v generátorickém chodu.

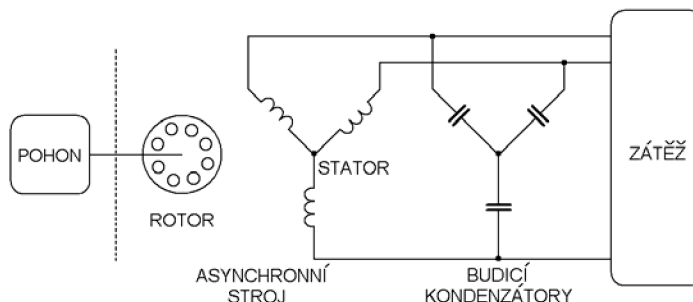
Asynchronní stroj je nejvíce používaným zdrojem elektrické energie v současných malých vodních a větrných elektrárnách. Jako asynchronní generátor lze bez úprav použít téměř každý asynchronní elektromotor s kotvou nakrátko [1]. Nejdůležitější, na co je potřeba při použití asynchronního generátoru pamatovat, je správná volba převodu a počtu pólů. Asynchronní stroj, je-li použit jako asynchronní generátor, pracuje s nad-synchronními otáčkami v oblasti záporných skluzů.

Potřebný jalový výkon asynchronního generátoru, nemá-li být dodáván ze sítě (Obr.3.1), je třeba získat z paralelně ke generátoru připojených kondenzátorů (Obr.3.2). Asynchronní generátory rozbíhané pohonem musí být připojeny bez napětí při otáčkách v mezích 95 % až 105 % synchronních otáček, proto nesmějí být příslušné kondenzátory připojeny před připojením generátoru.

V současných odborných časopisech a publikacích [2-5] je převážně řešena problematika asynchronních generátorů pracujících do samostatné zátěže paralelně s kondenzátorovou baterií sloužící k nabuzení.



Obr. 3.1. Asynchronní generátor pracující do tvrdé sítě.



Obr. 3.2. Asynchronní generátor pracující do samostatné zátěže.

Analýza provedená ve [2] popisuje provedení samobuzeného (self-excitation) třífázového asynchronního generátoru z nesymetrických kapacit pro nesymetrickou zátěž. Užitím metod symetrických složek lze komplexní třífázový systém zátěže zredukovat do jednoduchého náhradního obvodu. Způsob minimalizace komplexního třífázového systému je řešen pomocí náhradního obvodu vedoucího ke stanovení velikosti frekvence nabuzení a magnetizační reaktance. Navržená metoda zahrnuje prakticky všechny případy nesymetrického chodu generátoru.

Jednofázový provoz třífázového asynchronního generátoru ve Smithově zapojení (SMIG) je analyzován užitím metody souměrných složek, [3]. Z fázorového diagramu jsou získány výrazy pro účinník sítě a proudy sítě při vyváženosti fází. Je zde vyšetřován účinek symetrie fází pomocí kapacit na generátoru včetně jednoduchého návrhu duálního režimu řízení s určením minimálního nevyvážení fází v rozsahu nad běžnými provozními otáčkami.

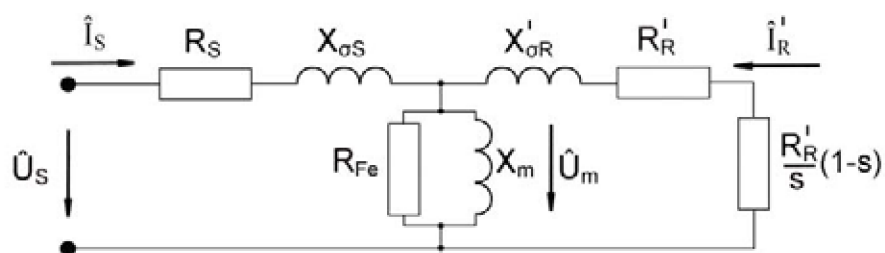
Praktická metoda výpočtu minimální spouštěcí kapacity v jedné fázi potřebné k vytvoření napětí u třífázového asynchronního generátoru se zátěží v jedné fázi je řešena v [4]. Pozornost je věnována Steinmetzovu zapojení, které dosahuje větší účinnosti než u prostého jednofázového provozního režimu. Při uvažování vstupní impedance asynchronního generátoru a podmínek samonabuzení získáme dvě nelineární rovnice. Řešením těchto rovnic stanovíme velikost frekvence nabuzení a velikost

minimální spouštěcí kapacity. Metoda řešení je následně použita v iteračním algoritmu pro výpočet požadované kapacity s udržováním konstantní hodnoty výstupního napětí v případě připojení zátěže.

Návrh metody pro analýzu asynchronního generátoru s vlastním buzením založeném na spřažení metod konečných a hraničních prvků v oblasti harmonických je uveden v [5]. Metoda konečných prvků je použita u ocelových a měděných částí, zatímco metoda hraničních prvků je použita pro oblasti vzduchové mezery a pohyblivých částí. Použití těchto metod vede k symetrické statické matici pro partikulární okrajové podmínky.

Výpočet magnetického pole v čelech elektrických strojů nabývá důležitosti při návrhu turbogenerátorů a jiných velkých strojů. Mnoho autorů se zabývá tímto problémem, například [6-11]. Od té doby co je uvažováno generování magnetického pole v čelech vinutí komplikovaných tvarů, musí být uvažováno jako trojrozměrné a pak se způsob výpočtu toků stává velmi obtížnou úlohou. Obvyklý přístup je založen na numerické integraci pomocí proudových elementů a jednoduchých zdrojů (tato metoda byla dlouho používána pro výpočet ztrát v železe).

Náhradní obvod asynchronního stroje (Obr.3.3.), je téměř v každé publikaci o elektrických strojích a stává se velmi významným pro vektorové řízení [12]. Hodnoty z náhradního obvodu jsou užívány pro nastavení nezbytných parametrů PWM měničů. Jedná se tedy o standardní propojení mezi oblastí teorie a samotným řízením stroje, přičemž parametry nejsou nijak specifické, (moment, napětí, výkon, příkon, otáčky, ...).



Obr. 3.3. Náhradní obvod asynchronního stroje [12].

Aplikace metody konečných prvků pro analýzu magnetického pole u asynchronních strojů je uvedena v [13] včetně výpočtu parametrů třífázového asynchronního motoru. Sycení magnetického obvodu a rozptylové reaktance jsou počítány pomocí magneto-statické analýzy. Dále je zde provedena analýza rozptylu vířivých proudů použitím předem určených parametrů při zastaveném rotoru.

Vliv otevření drážky na velikost momentu a účinnosti jednofázového asynchronního motoru je řešen ve [14]. Krokování (time-stepping) metody konečných prvků je použito při výpočtu elektromagnetického pole jednofázového asynchronního motoru a pak pomocí Maxwell stress tensoru je vyšetřován mechanismus vzniku momentu eventuelně možnosti zlepšení účinnosti. Jak je ukázáno, moment je vytvářen v okolí otevřených oblastí drážek při otáčení točivého magnetické pole. To rovněž dokazují i dvojité drážky, které mají hlavní a pomocné vinutí společné, čímž vzniká významná část záporného momentu. Zkoumáním tvaru statorových drážek a kontrolou otevřenosti drážek, případně uzavřenosti drážek, lze minimalizovat velikost záporného momentu, čímž můžeme dosáhnout vyšší účinnosti motoru.

Problém magnetické saturace elektrických strojů je naznačen v [15]. Uvažování magnetické saturace vede ke vzniku nelineárních modelů. Zde je popsán základní model sycení ocelového jádra cívkou, které tvoří zkoumaný magnetický obvod a následuje studium fyzikálních parametrů nelineárního modelu s použitím nelineárního programovacího algoritmu.

Vlastnosti strojů jsou počítány jako funkce skluzu, materiálových vlastností a drážkových rozměrů odhalujících způsoby optimalizace konstrukce elektrických strojů [16]. Drážky a zuby jsou nahrazeny anizotropními oblastmi s relativní permeabilitou mající odlišnou hodnotu v obou směrech (je dána parametry drážky). Sféra teoretických metod vede k provozním parametrům jako k funkcím geometrických rozměrů a elektromagnetických vlastností statorového a rotorového materiálu.

Popis interaktivního algoritmu pro simulaci různých magnetických materiálů malých asynchronních strojů a jejich vliv na rozložení magnetického toku ve vzduchové mezeře je uveden v [17]. Nelinearita magnetizační křivky, vliv stříhání pásů a magnetická anizotropie je brána v úvahu.

Výhody nových materiálů, výpočetních metod a počítačového vybavení přispívají ke vzniku výrazně inovovaných elektrických strojů. S důrazem na nové konstrukční požadavky průmyslu musí rovněž držet krok i konstrukce elektrických strojů podporovaný počítačovými návrhy. V [18] je vizuální a interaktivní přiblížení k návrhu elektrických strojů, které propojuje vizuální zhodnocení a elektromagnetický výpočet.

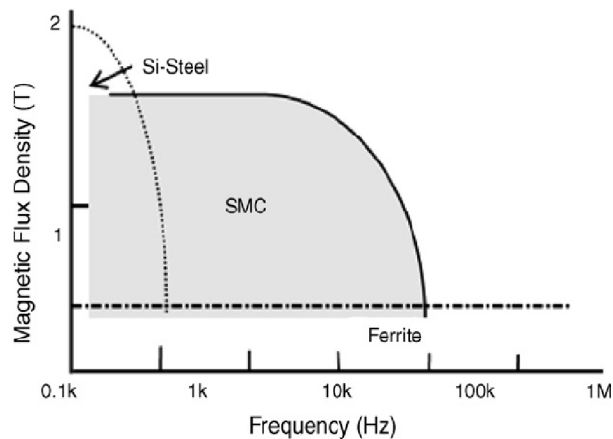
Ztráty v asynchronním stroji, při různých materiálech hlavního magnetického obvodu, jsou vypočteny pomocí metody konečných prvků a ověřeny přímým měřením na vzorcích těchto materiálů [19]. Výsledky ukazují, že došlo ke značnému zlepšení účinnosti strojů v porovnání s použitím běžných materiálů.

Konstrukce současných elektrických strojů s využitím nových magnetických materiálů je prezentována v [20]. Použité materiály jsou amorfní slitiny ribbonia. Tak jako slitiny neodymu permanentních magnetů vykazující velmi malé ztráty vířivými proudy. Takové materiály dosahují vyšší účinnosti a umožňují vyšší pracovní frekvence elektrických strojů v porovnání s běžně užívanými ocelovými plechy v obvyklých konstrukcích magnetického obvodu.

Rozdílná kvalita plechů je určující pro jejich vhodnost použití jako plechy pólů synchronních strojů [21]. Evropská norma EN 10265 stanovuje vlastnosti magnetických materiálů ocelových plechů a pásů se specifickými mechanickými vlastnostmi a magnetickou permeabilitou. Pozornost je věnována měření magnetických vlastností materiálů. Je zde uveden přehled mechanických a magnetických vlastností zkoumané kvality materiálů – materiály válcované za studena a za tepla.

Magneticky měkké materiály popsáné v [22] dosahují velmi vysoké využitelnosti použitím nízko-kobaltové Fe-Co slitiny pro točivé stroje velkých výkonů pro aplikace v relativně nepříznivém prostředí pracující od nízkého až po střední mechanické napětí (300MPa). Typické využití nalézají jako letecké posilovače řízení, spojky, palivové vstřikovače, letecké generátory, motory středních výkonů, rychlé magnetické brzdy.

Magneticky měkké kompozity (SMCs) [23], mohou být popsány jako feromagnetická prášková zrna obklopené elektricky nevodivou vrstvou. SMC komponenty jsou běžně vyráběny jako magnety kombinované s novými technologiemi, jako například dvoudobé lisování, tepelné lisování, vícedobé lisování a magnetické žíhání s následným tepelným zpracováním při relativně nízké teplotě. Tyto kompozitní materiály nabízí několik výhod oproti běžným vrstveným ocelím ve většině aplikací. Mají unikátní vlastnosti včetně 3D izotropního feromagnetického průběhu, velmi nízkých ztrát vířivými proudy, relativně nízkými celkovými ztrátami v oblasti středních a vysokých frekvencích, možností zlepšené teplotní charakteristiky, flexibilní konstrukci strojů a příslušenství s výhledem na větší redukci hmotnosti a výrobní náklady. Použitelné oblasti frekvencí magneticky měkkých materiálů jsou uvedeny na (Obr.3.5.).



Obr. 3.5. Využitelné frekvenční pásmo magneticky měkkých materiálů.

Metodiku ke stanovení ztrát v železe vlivem harmonických při nesinusovém buzení popisuje [24]. Zvolená metodika je založena na metodě konečných prvků ve 3D a používá redukováný skalární potenciál (RSP). Vířivé proudy v železe jsou brány v úvahu pomocí plošných proudových hustot. Kontrola je provedena experimentálně porovnáním vypočteného a naměřeného rozptylového pole. Běžně upravený náhradní obvod asynchronních strojů slouží ke stanovení ztrát vlivem spínací frekvence v případě napájení z měniče.

Předběžné určení výkonu asynchronního stroje je dáno na základě modelu s konstantními parametry. Tento přístup byl později nahrazen uvažováním sycení hlavního magnetického obvodu. Nicméně, takové modely nemají dostatečnou přesnost pro přechodné jevy jako je rozběh motoru nebo zkrat. Studie provedená za účelem zahrnutí efektu magnetické saturace v hlavní a rozptylové cestě toku je uvedena ve [25]. Popsaná experimentální procedura popisuje parametry a charakteristiky sycení – satorové a rotorové rozptylové reaktance.

Určení závislosti indukčnosti satorového vinutí na sycení asynchronního stroje je uvedeno v [26]. Bylo zde vyšetřeno sycení stroje pro celou řadu magnetizačních proudů a jejich fázových posuvů. Pro superponovaný slabý signál (jež sám nepřispívá k sycení) byly numericky spočteny vzájemné indukčnosti mezi fázemi stroje. Řešení bylo provedeno metodou konečných prvků.

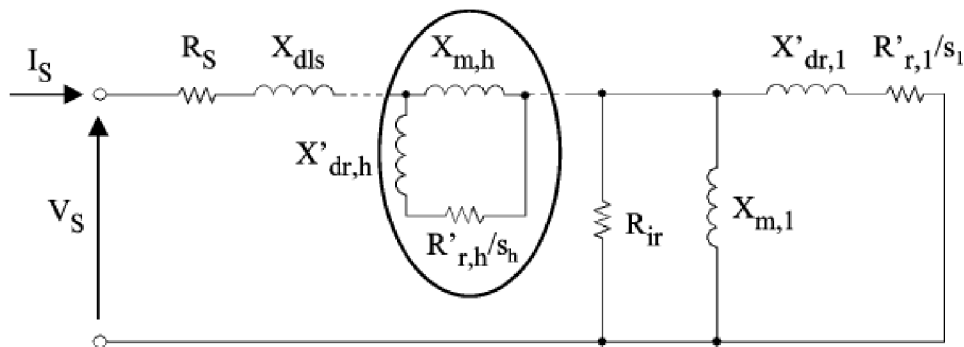
Tvorba modelu asynchronního motoru s elektrickými, magnetickými a mechanickými částmi je značně obtížný problém. Obvyklý přístup je pohlížet na asynchronní motor jako na transformátor s proměnným odporem jako funkcí skluzu. Takové modely nejsou adekvátní, když jsou motory řízeny zátěží a když napájecí napětí

není zcela harmonické. V [27] je uveden hlavní princip modelování asynchronních motorů s ohledem na výkyvy magnetického pole – ve statoru a v rotoru.

V publikaci [28] se autoři zabývají vícefázovými asynchronními stroji s cílem přezkoumat ty aspekty, které nejsou specifické pro návrh strojů. Dokládají, že pro návrh strojů, u kterých je jednou z proměnných při konstrukci počet fází, je hlavním cílem snižování ztrát v mědi vinutí statoru, které mohou v případě vícefázových strojů poklesnout až o 8,5%.

Aplikace klasického asynchronního stroje s rotorem nakrátko nabývá v současnosti na významu při využití jako malých a mikro generátorů elektrické energie. Připojení asynchronního generátoru do sítě má oproti synchronnímu generátoru některé výhody, např. cenu, rozměry, údržbu. V publikaci [29] je řešena problematika provozu asynchronního stroje v režimu motorickém i generátorickém v závislosti na účinnostních charakteristikách podle IEEE 112-B.

Zjednodušené náhradní schéma asynchronního motoru, ve kterém je zahrnut vliv rozptylových ztrát od prostorových harmonických rotoru s kotvou nakrátko je popsán v [30], kde: R_s je odpor fáze statoru; R_{ir} je ekvivalentní odpor reprezentující ztráty v železe; X_{dls} je lokální rozptylová reaktance statoru (drážka a zakončení vinutí); $X_{m,h}$ je magnetizační reaktance vztažená k prostorové harmonické h ve vzduchové mezeře; $X'_{dr,h}$ je celková rozptylová reaktance rotorové klece s ohledem na statorovou prostorovou harmonickou h (vztažená ke statoru); $R'_{r,h}$ je odpor rotorové klece s ohledem na statorovou prostorovou harmonickou h (vztažená ke statoru) a s_h je skluz s ohledem na statorovou prostorovou harmonickou h . Kompletní teoretická analýza společně s měřením slouží k identifikaci požadovaných parametrů motoru, které jsou v závěru ověřeny experimentálně.



Obr. 3.6. Náhradní schéma asynchronního stroje uvažující prostorové harmonické [30].

Detailnější rozbor uvedené problematiky zahrnující náhradní schéma asynchronního stroje s uvažováním rozptylových ztrát od prostorových harmonických je uveden v [31].

Studie vlivu nejistot v rozměrech a materiálových vlastnostech na parametry asynchronních motorů a jejich vliv na změnu parametrů a výkon motoru je vyšetřován v [32]. Tento výkon je zde reprezentován velikostí elektromechanického momentu. Následně získané parametry jsou identifikovány dle standardu IEC včetně analýzy přesnosti identifikace a citlivosti parametrů motoru na moment. Analytické závěry se opírají o simulaci reálného stroje pomocí metody konečných prvků.

4. Analyzovaný stroj

Analyzovaným strojem je trojfázový asynchronní motor 1LA7083-2AA10 s kotvou nakrátko (Obr.4.1). Tyto stroje jsou určeny k pohonu průmyslových zařízení, např. ventilátorů, čerpadel, obráběcích strojů, lisů apod.. Lze je používat pro prostředí mírného klimatu, ve zvláštních provedeních i v jiných klimatických podmínkách. Motory mají v normálním provedení radiální ventilátor, který chladí nezávisle na směru otáčení motoru (chlazení IC 411 podle ČSN EN 60 034-6). Při instalaci s omezeným příívodem vzduchu je třeba dbát na to, aby byla dodržena dostatečná vzdálenost od stěny z důvodu zajištění chlazení motoru [36].



P_N	Osová výška	n_N	η	$\cos \varphi$	I_N	M_N	M_z/M_N	I_K/I_N	M_{MAX}/M_N	Moment. třída	J	Hmotnost
kW	mm	min^{-1}	%	-	A	Nm	-	-	-	KL	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$	kg
1,1	80	2845	77	0,87	2,40	3,7	2,6	6,1	2,7	16	0,001	9,9

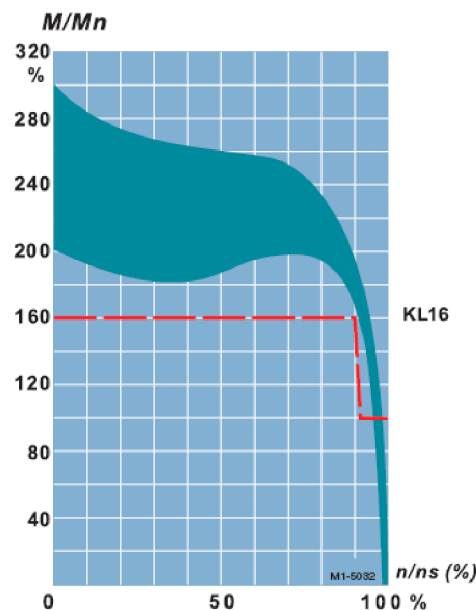
Obr. 4.1. Analyzovaný stroj a štítkové údaje [36].

Podle ČSN EN 60 034 jsou povoleny následující tolerance elektrických hodnot:

Účinnost při $P_N < 50kW$	$-0,15(1-\eta)$
Účinitk	$\frac{1-\cos\varphi}{6}$
minimálně: 0,02	
maximálně: 0,07	
Skuz	$\pm 20\%$
Záběrný proud	$+ 20\%$
Záběrný moment	-15% až $+ 25\%$
Moment zvratu	-10%
Moment setrvačnosti	$\pm 10\%$

Typové označení motoru		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1 - 4	Typová řada	1	L	A	7												
5 - 7	Velikost (osová výška)					0	8	3									
8	Počet pólů								2								
9	Provedení								A								
10	Provedení								A								
11	Napětí																
12	Tvar																
13	Označení zvláštního provedení																
14 - 16	Kód zvláštního provedení																

Liší-li se napětí od jmenovité hodnoty v rámci dovoleného rozsahu, pak se záběrový moment, nejmenší rozběhový moment a moment zvratu mění přibližně s kvadrátem napětí, záběrový proud lineárně. U motorů s kotvou nakrátko je záběrový moment a moment zvratu udán v tabulkách jako násobek jmenovitého momentu. Klasifikace momentu ukazuje, že při přímém zapnutí i při úbytku napětí o 5% je možný rozběh proti zátěžnému momentu až do 160% (KL16) jmenovitého kroutícího momentu.



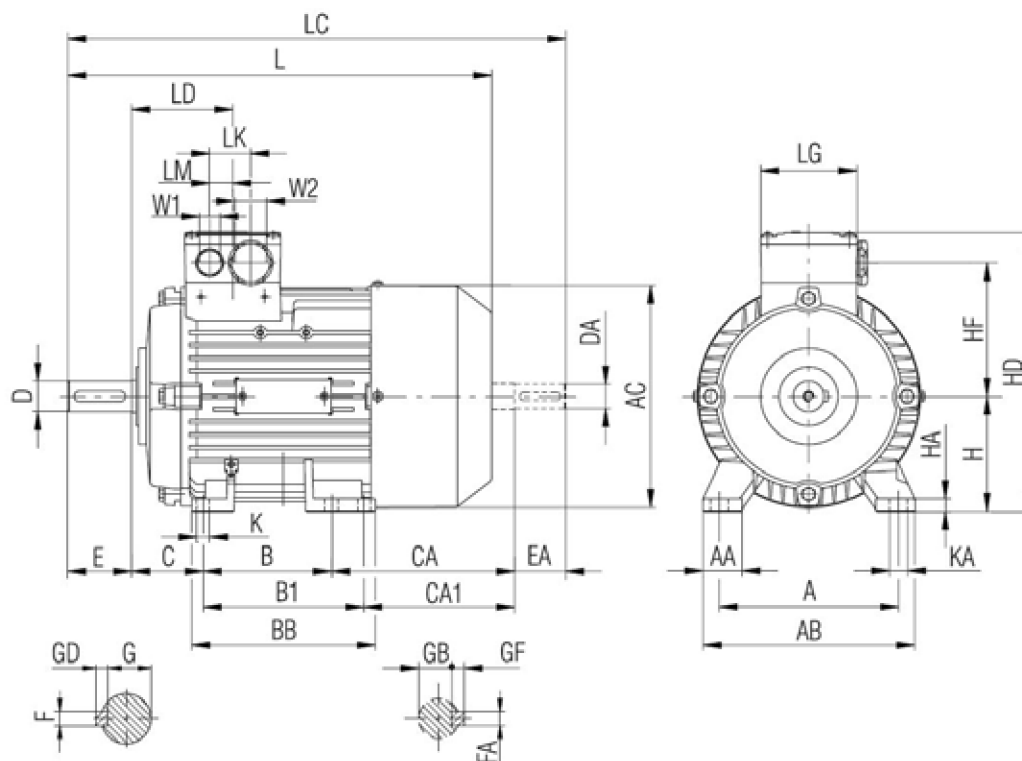
Obr. 4.2. Typický průběh momentové charakteristiky pro momentovou třídu KL16 [36].

Významným faktorem při provozu zařízení je provozní teplota. Klasifikace izolačních materiálů podle ČSN EN 60085 je provedena rozdělením do teplotních tříd. Teplotní třídou je maximální hodnota teploty, pro kterou je materiál vhodný v provozu. Analyzovaný asynchronní stroj je proveden v teplotní třídě „F“ a stupně krytí IP55: ochrana před částečným vniknutím prachu a proti tryskající vodě.

Označení	Teplota [°C]	Izolační materiál
Y	90	Papír, dřevo, bavlna, hedvábí, přírodní impregnanty, minerální oleje.
E	120	Tvrzený papír, přírodní tkanina v kombinaci s fenolickou pryskyřicí.
B	130	Skleněná vlákna nebo sulfátový papír v kombinaci s fenolickými pryskyřicemi nebo některými upravenými asfalty.
F	155	Kompozitní materiály ze skleněné tkaniny, epoxidové nebo polyesterové pryskyřice a slídového papíru, aramidové materiály.
H	180	Silikonové pryskyřice, modifikované epoxidové pryskyřice, aramidy, polyamidy, slídové materiály, skleněné tkaniny.
200	200	Modifikované polyesterimidy a amidimidy.
220	220	Modifikované polyimidy.
240	240	Polyimidy.

Tab. 4.1. Teplotní třídy izolace elektrických strojů.

Tvar IM B3



Mezní úchytky tolerovaných rozměrů: $H = -0,5$; $D - DA = j6$; $F - FA = h9$

Osová výška	A	AA	AB	AC	B	B1	BB	C	CA	CA1	H	HA	HD	HF	K
80	125	30,5	150	156,5	100	-	118	50	94	-	80	8	200	96,5	9,5
KA	L	LC	LD	LG	LK	D	DA	E	EA	F	FA	G	GB	GD	GF
13,5	273,5	324	63,5	75	32	19	19	40	40	6	6	15,5	15,5	6	6

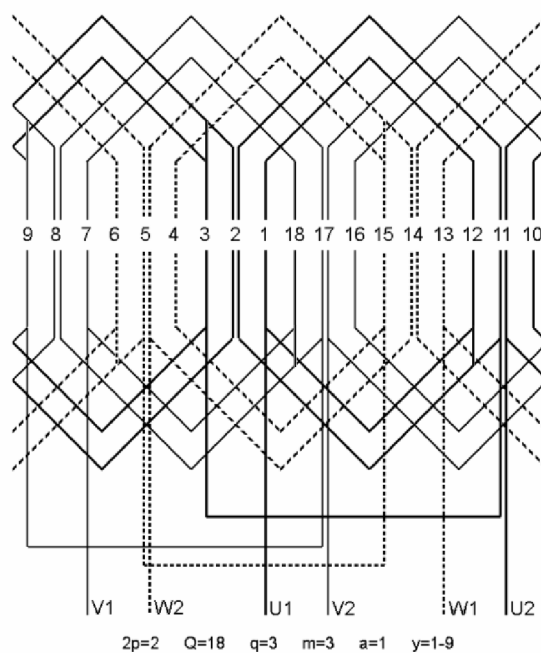
Tab. 4.2. Vnější rozměry stroje tvaru IM B3 [36].

4.1. Konstrukční uspořádání stroje

Statorový svazek stroje je vyobrazen na Obr.4.3 a skládá se ze 116 elektrotechnických plechů jakosti M800–65A, tloušťky 0,65mm. Garantované magnetické vlastnosti elektrotechnického plechu jsou uvedeny v Tab.4.4. Ve statorových drážkách tvaru „U“ je uloženo vinutí (Obr.4.4) navinuté lakovaným měděným drátem o průměru 0,64mm; počet paralelních drátů: 1; počet paralelních větví: 1; vodičů v drážce: 83; počet vývodů: 6.



Obr. 4.3. Statorový paket stroje.



Obr. 4.4. Schéma vinutí stroje.

Vinutí elektrických strojů tvoří důležitou část všech elektrických strojů. Lakované vodiče splňují různé požadavky v elektrotechnickém a elektronickém průmyslu. Zvláště jejich vysoká elektrická pevnost kombinovaná s mnoha různými typy laků, umožňuje jejich použití pro aplikace, které vyžadují zvláštní mechanickou, chemickou a tepelnou odolnost. Používá se elektrotechnická měď dle normy DIN EN 13601.

Lze je dělit podle následujících kritérií:

- Způsobu vkládání
 - axiální
 - radiální
- Typu drátu
 - kruhový
 - profilový
- Počtu vrstev vinutí
 - jednovrstvé
 - dvouvrstvé
- Kroku cívky
 - soustředné vinutí
 - vinutí stejných cívek

U strojů do napětí 1kV se obvykle používá kruhového vodiče přibližně do \varnothing 2mm. Náklady na výrobu vinutí s použitím kruhového vodiče jsou menší, avšak využitelnost drážky je nižší navíc s nedefinovaným napětím mezi závity. Lakované měděné dráty kruhového průřezu jsou vyráběny dle norem a jimi odpovídajícími vyráběnými dimenzemi.

Norma	Vyráběné dimenze
IEC 60317–13 GR1 a GR2	od 0,14 mm do 5,00 mm
IEC 60317–20 GR1 a GR2	od 0,20 mm do 2,00 mm
IEC 60317–38 GR1 a GR2	od 0,20 mm do 1,25 mm

Tab. 4.3. Vyráběné dimenze lakovaných drátů kruhového průřezu dle norem.

Pro stroje se jmenovitým napětím větším než 1kV se používá profilového drátu. Vinutí z profilového drátu prochází složitějšími technologickými operacemi než vinutí sestavené z kruhových drátů, avšak je zde dosaženo většího využití drážky s přesně definovaným napětím mezi závity. Z různých hledisek je volba vhodné izolace cívek nejdůležitější částí při vývoji izolačního systému. Izolace cívek musí vydržet nejen namáhání v komplexních provozních podmínkách a nepředvídatelnou dobu provozu, ale i během výroby vinutí.

Obvykle existuje mezi izolací drážkové části a izolací čel cívek kónický nebo stupňovitý přechod, přičemž trend směřující ke strojnímu ovíjení cívek má za následek, že čela cívek se izolují slídovým papírem a nos cívek se izoluje flexibilní páskou. Tloušťka izolace čel cívek je obvykle v rozmezí 60 až 100% tloušťky hlavní izolace.

Izolace vodičů odděluje sousední vodiče jedné cívky. Protože se cívka skládá z více závitů, má izolace vodiče velký vliv na celkový rozměr cívky. Z konstrukčního hlediska je požadovaná co nejmenší tloušťka izolace. Přesto musí být cívka při výrobě a při provozu odolná vůči mnohým elektrickým a mechanickým vlivům. Z různých hledisek je volba vhodné izolace čel cívek nejdůležitější částí při vývoji izolačního systému.

Izolace holých plochých drátů je tvořena fólií a slídovou páskou. Slída, která se vyskytuje v přírodě jako uhlí nebo uran, je surovina, která vykazuje vynikající dielektrické, tepelné a fyzikální vlastnosti. Tepelným, chemickým a mechanickým působením se vyrobí kašovina, podobná papírové, a po dalším zpracování se ze slídy vyrobí slídový papír, který tvoří základ každé vysoko-napěťové izolace. Tento přírodní materiál vykazuje vynikající vlastnosti i jako surovina pro průmyslové materiály, které odolávají vysokým teplotám.

Při zpracování na elektrotechnické izolační materiály jako jsou pásy, fólie nebo desky se slídový papír kombinuje s nejrůznějšími nosnými materiály, aby byla dosažena mechanická pevnost. Elektrické a mechanické vlastnosti použité mědi jsou součástí DIN EN 13601 a požadavky na izolaci v DIN EN 10204.

Izolační systémy pro nízkonapěťové stroje jsou tvořeny izolací vodičů, drážkovou izolací a impregnantem. Izolace vodičů je tvořena lakem (smaltem), opředěním nebo ovinutím bavlnou, skleněnými vlákny, popř. kombinací pevné a nanášené izolace. Drážková izolace se dělá z drážkové lepenky či aramidového papíru v kombinaci s polyetylentereftalátovou fólií. Tato fólie se často kombinuje i s jinými materiály, se skleněnou tkaninou, polyesterovou rohoží a slídovým papírem.

Rotorový svazek stroje je vyobrazen na Obr.4.5 a skládá se ze 116 elektrotechnických plechů jakosti M800–65A, tloušťky 0,65mm. Rotorové „V“ drážky jsou vyplněny hliníkovými tyčemi po obou stranách spojené vodivými kruhy nakrátko – celek tvoří tzv. *klec nakrátko*. Výrobně levnější jsou klece z hliníku oproti mědi, neboť tlakovým litím roztaveného hliníku do formy s vloženým rotorovým svazkem se současně vyrobí rotorová klec a lopatky ventilátoru.



Obr. 4.5. Rotorový paket stroje.

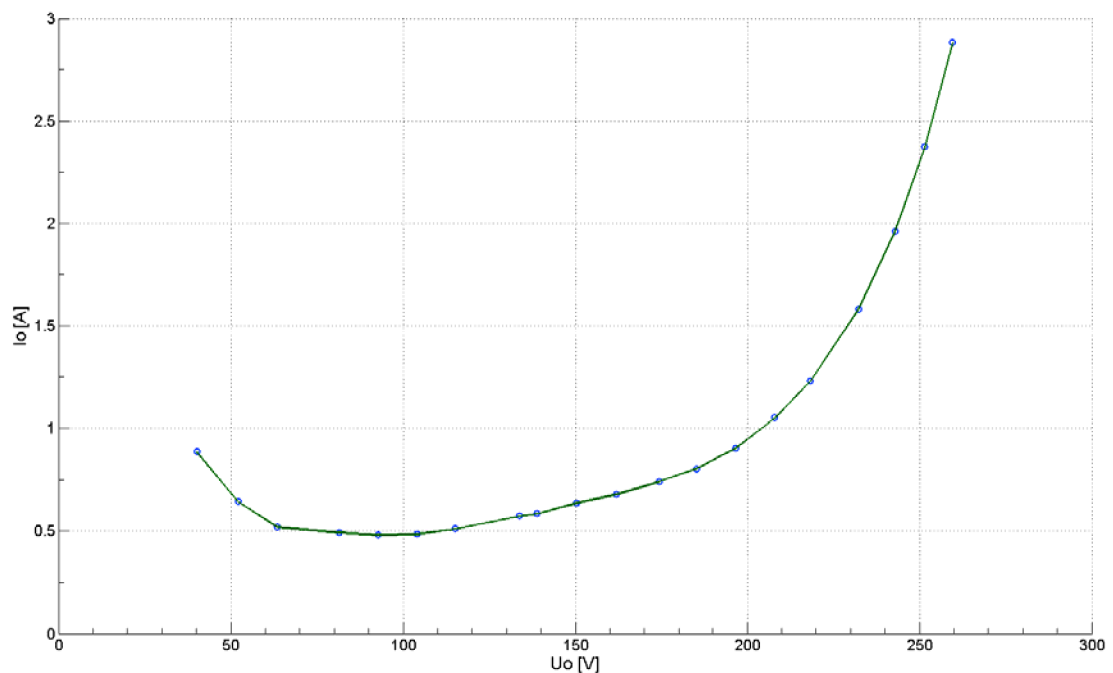
Měření magnetických vlastností bylo provedeno na 25cm Epstein-frame systému [36].

Označení podle EN 10106	Tloušťka [mm]	Maximální hodnota měrných ztrát pro 50Hz		Minimální hodnota magnetické indukce při 50Hz a intenzitách			Počet ohybů do lomu	Hustota [kg.m ⁻³]
		při 1,5T [W/kg]	při 1,0T [W/kg]	2500A/m [T]	5000A/m [T]	10000A/m [T]		
M800-65A	0,65	8,00	3,60	1,60	1,70	1,78	10	7800

Tab. 4.4. Garantované magnetické vlastnosti elektrotechnického plechu M800-65A [36].

4.2. Naměřené charakteristiky

Praktické měření proběhlo na asynchronním stroji v laboratořích Ústavu Termomechaniky AV ČR, v.v.i. v Praze a ÚVEE FEKT v Brně, a sice: měření naprázdno, zkouška nakrátko a měření zatěžovací charakteristiky.

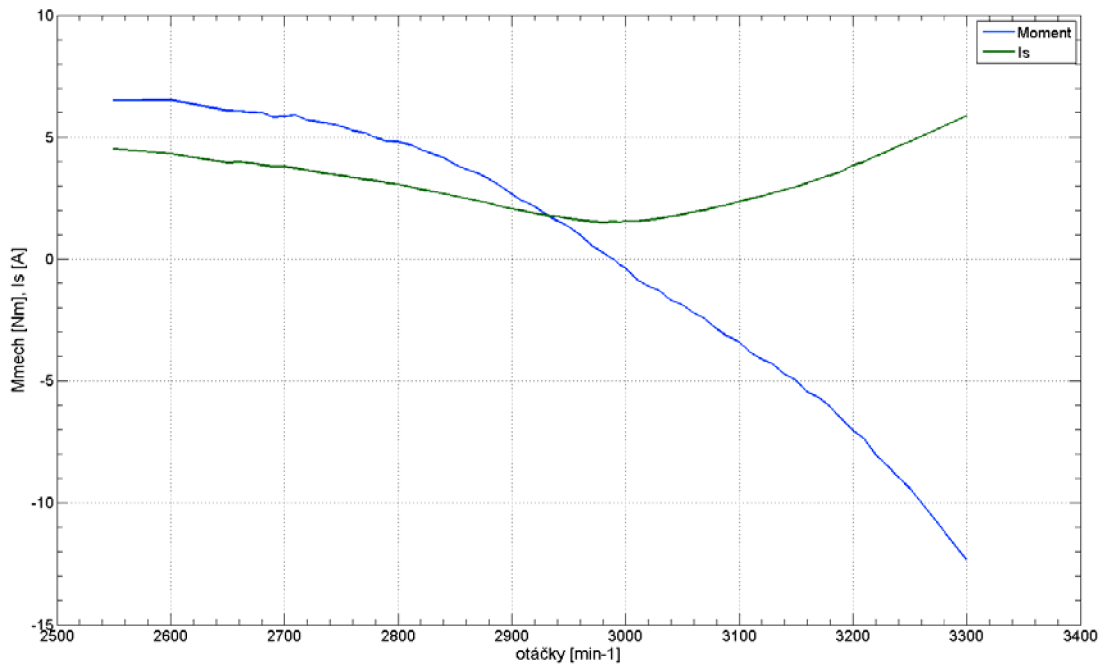


Obr. 4.6. Charakteristika naprázdno: $I_0 = f(U_0)$.

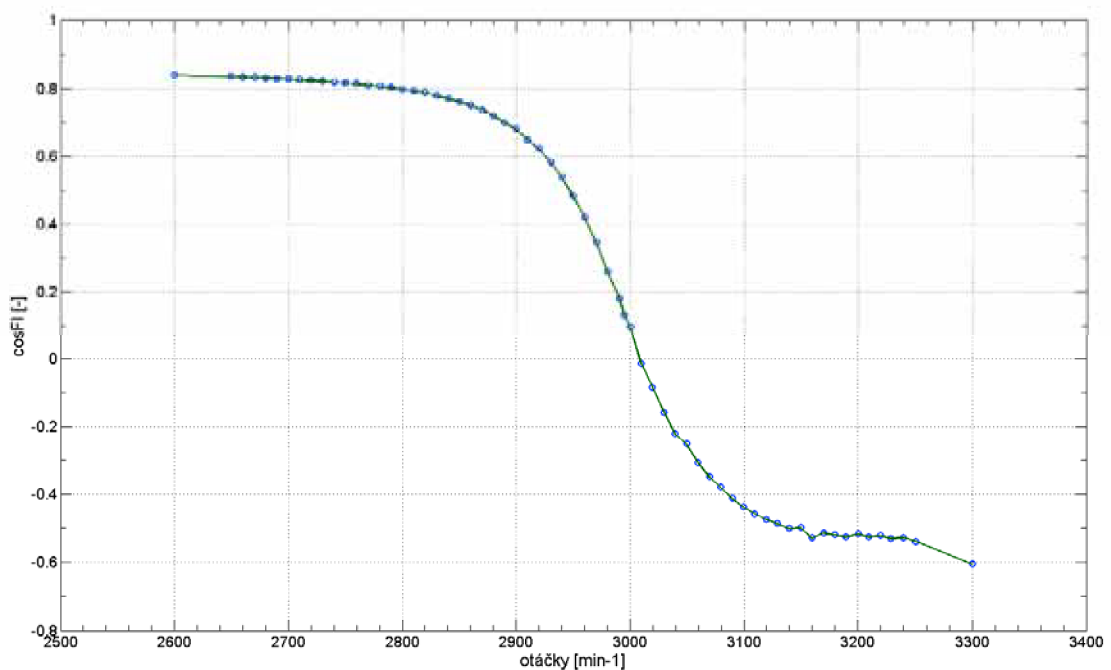
U_0 [V]	I_0 [A]	$\cos \varphi_0$ [-]	U_k [V]	I_k [A]	$\cos \varphi_k$ [-]
$400/\sqrt{3}$	1,542	0,197	$400/\sqrt{3}$	17,8	0,86

Tab. 4.5. Měření naprázdno a nakrátko.

Zatěžovací charakteristika byla měřena pro skluzu od -10% (generátor) až do +15% (motor). Na základě těchto měření (Obr.4.8.-9.) je možno postupně určit parametry náhradního schématu, potřebná data jsou uvedena v Tab.4.5., a tím získat potřebné vstupní informace pro výpočet elektromagnetické analýzy.



Obr. 4.8. Zatěžovací charakteristika: $M_{mech}, I_s = f(n)$.



Obr. 4.9. Průběh $\cos \varphi = f(n)$.

5. Výpočet parametrů náhradního schématu asynchronního stroje

Aby bylo možno ve výpočetním modelu respektovat reakci kotvy, je třeba stanovit rotorové proudy, které jsou spolu se statorovými proudy zadávány v podobě proudové hustoty do jednotlivých drážek. Dále je nutno určit parametry náhradního schématu asynchronního stroje v závislosti na skluzu a zahrnout je ve zpětném výpočtu statorového a rotorového proudu, pomocí kterých je počítáno rozložení magnetického pole. V následujících podkapitolách je podrobněji popsána problematika určování jednotlivých parametrů na základě vyhodnocení měření elektrických veličin analyzovaného asynchronního stroje. Dále uvedená metoda je vhodná pro malé stroje kdy platí předpoklad, že rotorový odpor se výrazně nemění se skluzem – hloubka vniku je větší než je hloubka drážky.

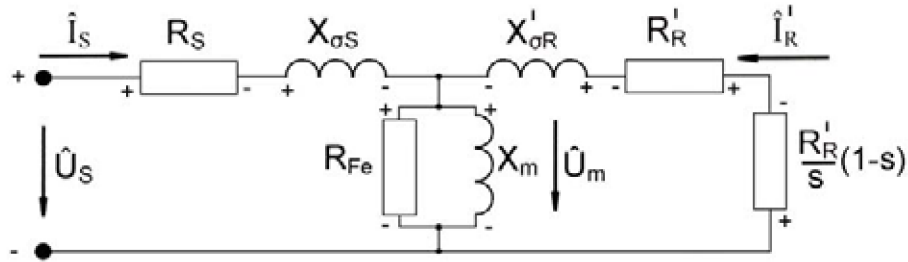
Parametry náhradního schématu byly určovány z měření naprázdno a nakrátko, a dále korigovány na základě výsledků měření při různých skluzech. Praktické měření proběhlo v laboratořích Ústavu termomechaniky AV ČR, v.v.i. v Praze a Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky, VUT v Brně s použitím měřícího přístroje YOKOGAWA WT1600, Dynamometru a software DYNOFIT (součást dynamometru) od firmy VUES Brno.



Obr. 5.1. Měřící pracoviště v laboratořích ÚVEE FEKT, VUT v Brně.

5.1. Určení statorového a rotorového proudu

K tomu účelu slouží náhradní schéma asynchronního stroje (Obr.5.2).



Obr. 5.2. Náhradní schéma asynchronního stroje.

Podle II. Kirchhoffova zákona lze při zanedbání R_{Fe} psát:

$$\hat{U}_S = R_S \hat{I}_S + jX_{\sigma S} \hat{I}_S + jX_m \hat{I}_S + jX_m \hat{I}'_R \quad (5.1)$$

$$0 = \frac{R'_R}{s} \hat{I}'_R + jX'_{\sigma R} \hat{I}'_R + jX_m \hat{I}'_R + jX_m \hat{I}_S \quad (5.2)$$

Úpravou (5.1), (5.2) obdržíme:

$$\hat{U}_S = R_S \hat{I}_S + jX_S \hat{I}_S + jX_m \hat{I}'_R \quad (5.3)$$

$$0 = R'_R \hat{I}'_R + jsX_R \hat{I}'_R + jsX_m \hat{I}_S \quad (5.4)$$

kde

$$jX_S = jX_m + jX_{\sigma S} \quad (5.5)$$

$$jX_R = jX_m + jX'_{\sigma R} \quad (5.6)$$

Po úpravě je statorový proud:

$$\hat{I}_S = \frac{\hat{U}_S \cdot (R'_R + jsX_R)}{\left[R'_R R_S + j(R'_R X_S + sR_S X_R) + s \left[\left(1 - \frac{X_m^2}{X_R X_S} \right) \cdot (-X_R X_S) \right] \right]} \quad (5.7)$$

Po úpravě je rotorový proud:

$$\hat{I}'_R = \frac{\hat{U}_S \cdot (-jsX_m)}{\left[R'_R R_S + j(R'_R X_S + sR_S X_R) + s \left[\left(1 - \frac{X_m^2}{X_R X_S} \right) \cdot (-X_R X_S) \right] \right]} \quad (5.8)$$

kde σ je rozptylový koeficient:

$$\sigma = 1 - \frac{X_m^2}{X_R X_S} \quad (5.9)$$

K tomuto účelu bylo třeba vytvořit výpočetní program v prostředí MATLAB. Určování parametrů je prováděno na základě měření naprázdno a nakrátko. Na základě

tohoto měření (motor/generátor) jsou identifikovány jednotlivé parametry náhradního schématu asynchronního stroje (Obr. 5.2.). Zpětný výpočet rotorového a statorového proudu pomocí rovnic 5.7 a 5.8 slouží jako kontrolní mechanismus správnosti výpočtu (po zahrnutí odporu, jenž reprezentuje ztráty v železe, do rovnic 5.7 a 5.8) v programu MATLAB. Jedná se o elegantní vyjádření rotorového proudu pomocí komplexní aritmetiky v programu MATLAB.

Předpoklad: Vektor statorového napětí \hat{U}_s je položen do imaginární osy – řešení probíhá v intervalu $\langle -\pi; \pi \rangle$.

Efektivní hodnota statorového napětí

$$\hat{U}_{ss} = j \cdot \left(\frac{\hat{U}_s}{\sqrt{3}} \right) \quad (5.10)$$

Nové určení úhlu statorového proudu

$$\varphi_{Is} = \frac{\pi}{2} - \arccos(\cos \varphi) \quad (5.11)$$

pak je statorový proud roven

$$\hat{I}_{ss} = I_s \cdot e^{(j \cdot \varphi_{Is})} \quad (5.12)$$

Napětí na magnetizační reaktanci

$$\hat{U}_m = \hat{U}_{ss} - \left(\hat{I}_{ss} \cdot (R_s + j \cdot X_{\sigma s}) \right) \quad (5.13)$$

Vztah pro určení rotorového proudu vychází z 5.4 (při uvažování R_{Fe}):

$$\hat{I}'_r = - \frac{j \cdot s \cdot \bar{Z}_m \cdot \hat{I}_s}{(R'_r + j \cdot s \cdot (\bar{Z}_m + X'_{\sigma r}))} \quad (5.14)$$

kde

$$\bar{Z}_m = \frac{R_{Fe} \cdot j X_m}{(R_{Fe} + j X_m)} \quad (5.14a)$$

Posledním krokem při výpočtu rotorového proudu je jeho přepočítání na skutečný rotorový proud. Lze tedy psát

$$\hat{I}_r = k \cdot \hat{I}'_r = \left(\frac{\kappa_s \cdot m_s \cdot N_{sz1f}}{\kappa_r \cdot m_r \cdot N_{rz1f}} \right) \cdot \hat{I}'_r \quad (5.15)$$

5.2. Odporů vinutí a rozptylové reaktance

Určení velikosti odporu vinutí statoru bylo provedeno měřením na daném stroji – stejnosměrným proudem. Odpor rotorového vinutí byl dopočítán pomocí náhradního schématu z měření nakrátko. Reálná složka impedance nakrátko představuje odpor vinutí nakrátko

$$R_k = \operatorname{Re} \left\{ \left(\frac{\hat{U}_{sk}}{\hat{I}_{sk}} \right) \right\} \quad (5.16)$$

Protože odpor vinutí statoru známe, lze psát

$$R'_r = R_k - R_s \quad (5.17)$$

Imaginární složka impedance nakrátko představuje rozptylovou reaktanci nakrátko

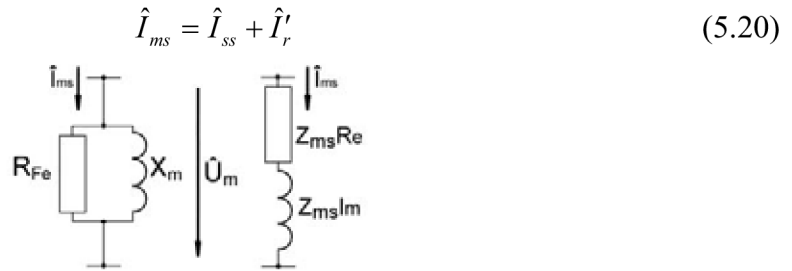
$$X_k = \operatorname{Im} \left\{ \left(\frac{\hat{U}_{sk}}{\hat{I}_{sk}} \right) \right\} \quad (5.18)$$

předpokládá se

$$\begin{aligned} X_{\sigma s} &= X_k / 2 \\ X'_{\sigma r} &= X_k / 2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

5.3. Odpor reprezentující ztráty v železe a magnetizační reaktance

Abychom mohli stanovit impedanci sériové magnetizační větve (Obr.5.3.), musíme určit proud do ní tekoucí. Náhrada paralelní větve za sériovou je provedena z hlediska zjednodušení uvedených rovnic.



Obr. 5.3. Paralelní a sériová magnetizační větev.

Reálná a imaginární složka impedance sériové magnetizační větve je pak

$$Z_{ms} \operatorname{Re} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\hat{U}_m}{\hat{I}_{ms}} \right\}; \quad Z_{ms} \operatorname{Im} = \operatorname{Im} \left\{ \frac{\hat{U}_m}{\hat{I}_{ms}} \right\} \quad (5.21)$$

Výsledný odpor reprezentující ztráty v železe je dán přepočtovým vztahem mezi sério-paralelním řazením prvků

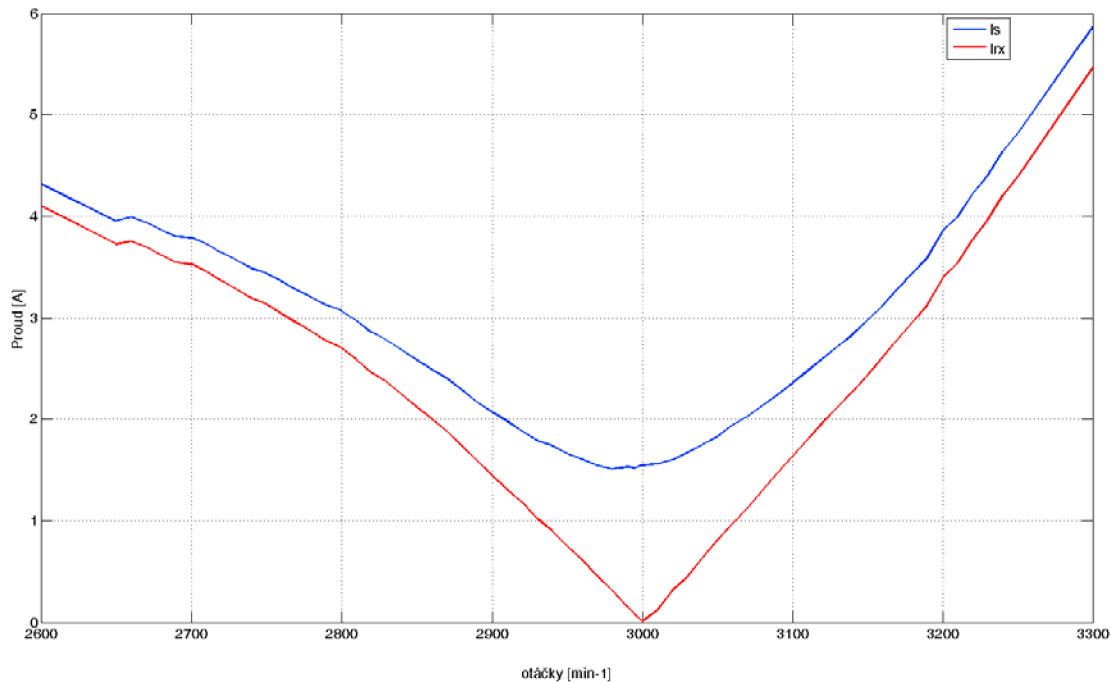
$$R_{Fe} = \frac{(Z_{ms} \operatorname{Re}^2 + Z_{ms} \operatorname{Im}^2)}{Z_{ms} \operatorname{Re}} \quad (5.22)$$

Obdobným způsobem lze určit magnetizační reaktanci. Magnetizační (hlavní) reaktance je dána vztahem

$$X_m = \frac{(Z_{ms} \operatorname{Re}^2 + Z_{ms} \operatorname{Im}^2)}{Z_{ms} \operatorname{Im}} \quad (5.23)$$

5.4. Určení rotorového proudu

Na základě výše uvedených rovnic lze určit velikost rotorového proudu pro různé otáčky, které pak slouží jako vstupní veličiny pro výpočet elektromagnetického pole. Náhradní schéma, z něhož vychází výše uvedená metoda, platí pouze při uvažování základní harmonické pole ve stroji. Průběh vypočtených veličin je zatížen nepřesností, která podstatným způsobem neovlivňuje přesnost dosažených výsledků.

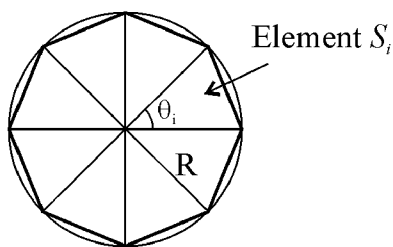


Obr. 5.4. Velikost rotorového a statorového proudu pro různé otáčky.
 Legenda: I_s – statorový proud; I_{rx} – proud v rotoru přepočtený na stator.

Z Obr.5.4. je patrné, že v oblasti synchronních otáček je rotorový proud pro základní harmonickou roven nule. Ve skutečnosti rotorovým vinutím tečou proudy vyvolané vyššími prostorovými harmonickými. Zobrazený průběh statorového proudu byl změřen, rotorový vypočítán dle parametrů náhradního schématu.

6. Numerické metody řešení elektromagnetických polí

Numerické metody řešení okrajových úloh vycházejí z principu sestavení složitějšího objektu z jednoduchých bloků (prvků, elementů) nebo „rozdrobení“ složitějšího objektu na malé, jednoduše definované bloky. S tímto jednoduchým principem se setkáváme i v běžném životě.



Plocha jednoho trojúhelníku:

$$S_i = \frac{1}{2} R^2 \sin \theta_i$$

Plocha kruhu:

$$S_N = \sum_{i=1}^N S_i = \frac{1}{2} R^2 N \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) \rightarrow \pi R^2 \quad \text{pro } N \rightarrow \infty$$

kde N je celkový počet trojúhelníků (elementů).

Pro numerický výpočet rozložení elektromagnetického pole je vhodné použít některou numerickou metodu – metodu konečných prvků, metodu konečných diferencí nebo metodu hraničních prvků. Převážná většina těchto programů je založena na využití metody konečných prvků, které kladou velké nároky na paměť se zvyšujícím se počtem uzlů sítě. Tento faktor ještě narůstá při řešení 3D úloh. Přesnost výpočtu je ovlivněna hustotou sítě. Při výpočtu mohou nastat problémy s numerickou stabilitou, konvergencí nebo s generací výpočetní sítě.

Základním matematickým nástrojem jsou Maxwellovy rovnice, přičemž řešení se provádí numericky pomocí výpočetní techniky. Numerické metody jsou jedinou možností, jak postihnout silové působení ve složitých tvarech. Výsledkem řešení je pak rozložení elektromagnetického pole na celé oblasti modelu.

6.1. Metody řešení elektromagnetických polí

Metoda hraničních prvků (*MHP*) je univerzální numerická metoda pro řešení integrálních rovnic. Metoda využívá principu diskretizace ploch na prvky, stejně jako je tomu u metody konečných prvků. Výhodou je, že úlohy nemusí mít uzavřenou hranici a lze je využít pro řešení prostorově neomezených polí.

Metoda konečných prvků (*MKP*) je účinná metoda k řešení všech okrajových úloh popsanych diferenciálními rovnicemi. Uzly však mohou být rozloženy v oblasti nerovnoměrně a mohou tak lépe sledovat tvar hraničních ploch. V místech, kde se

očekává změna pole, se zavede větší hustota sítě. Tato metoda nachází uplatnění pro výpočet polí složitých geometrických tvarů.

Metoda konečných diferencí (*MKD*) je založena na obdobném řešení jako MKP, ovšem není příliš vhodná pro složitější geometrii.

6.2. ANSYS

Analýza je zpravidla rozdělena do:

- Preferences
- PreProcessing
- Solution
- General PostProcessing

PREFERENCES

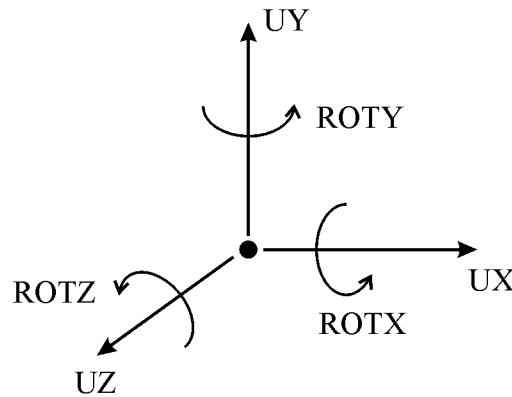
Tento blok obsahuje základní volbu typu řešené úlohy a metody pro GUI rozhraní, přičemž na základě výběru požadovaných modulů dochází k zobrazení příslušných funkcí, které lze nadále využít při řešení dané problematiky. Zbývající funkce již nejsou k dispozici pro takto zvolené nastavení.

PREPROCESSING

V tomto modulu dochází k vytváření modelu a určení jeho geometrických rozměrů. Problematiku definování parametrů vedoucích k vytvoření velmi přesných modelů není příliš vhodné řešit v samotném programu ANSYS. Je proto nutností vytvořit požadovaný model v jiném modelovém prostředí a posléze jej v příslušném formátu importovat do programu ANSYS a provést nezbytné korekce pro správnost načtení geometrie. Následuje definice použitých materiálů a volba jejich materiálových vlastností. Této části musí být věnována patřičná pozornost, neboť má velký vliv na konečnou přesnost.

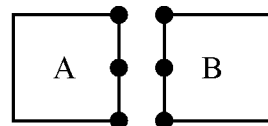
Z hlediska správnosti nastavení je vhodné nejprve zadávat materiálové vlastnosti lineární, sloužící pouze k ověření správnosti nastavení jak řešiče tak i všech aplikovaných podmínek, a po úspěšném provedení výpočtu, případně korekcích, aplikovat nelinearitu, tedy skutečné materiálové vlastnosti použitých materiálů. Před provedením samotného výpočtu je ovšem nutno mít vygenerovanou výpočetní síť s dostatečnou přesností.

U konstrukčních systémů tvoří všechny stupně volnosti 3 translace a 3 rotace.

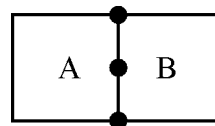


Mezi stupně volnosti, které se vyskytují při skalární analýze polí patří teplota (teplotní analýza), napětí (elektrické pole), tlak (proudění tekutin) nebo skalární magnetický potenciál (magnetické pole).

Elementy si předávají informace pouze přes společné uzly.

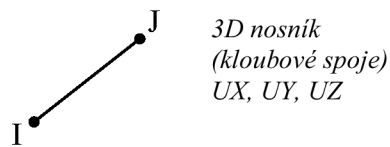


Samostatné, oddělené uzly

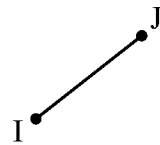


Společné uzly

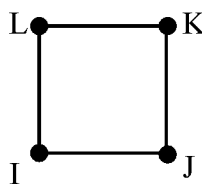
Každý uzel má určitý stupeň volnosti (DOF), který charakterizuje odezvu na pole. Stupně volnosti v libovolném uzlu závisí na typu odpovídajícího elementu.



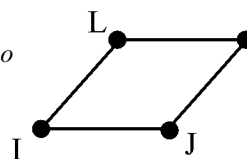
*3D nosník
(kloubové spoje)
UX, UY, UZ*



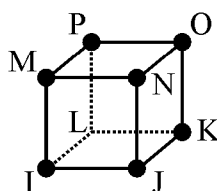
*3D nosník
UX, UY, UZ
ROTX, ROTY, ROTZ*



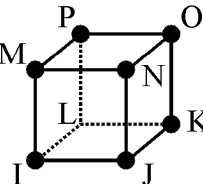
*2D nebo osově
symetrické pevné těleso
UX, UY*



*3D čtyřhran
UX, UY, UZ
ROTX, ROTY, ROTZ*

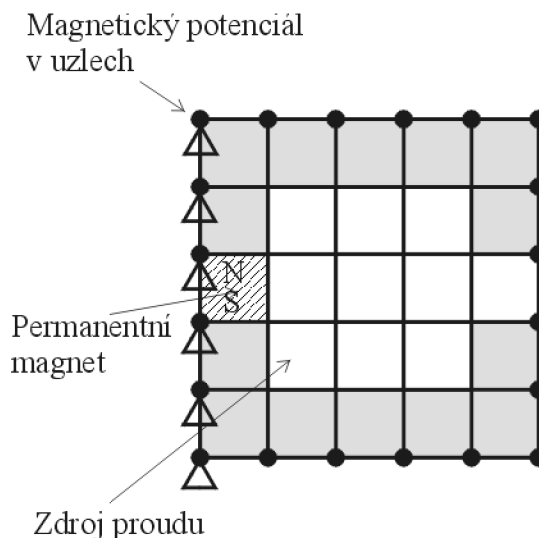


*3D konstrukční
pevné těleso
UX, UY, UZ*



*3D pevné těleso pro teplotní
analýzu
TEMP*

Mezi magnetické okrajové podmínky patří magnetický potenciál, proudové úseky, proudové zdroje a permanentní magnety.



SOLUTION

Zde probíhá volba typu solveru optimalizovaného pro dané fyzikální pole a nastavení požadované přesnosti. Přiřazují se zde zátěže a okrajové podmínky. Rozdíl aplikace zatížení či okrajových podmínek v tomto modulu spočívá ve způsobu zápisu potřebných parametrů, neboť v modulu PreProcessing nelze dosáhnout přepisu těchto parametrů a nedojde tak k použití nových okrajových podmínek pro výpočet. Naopak v modulu Solution dojde bezpečně k předefinování nových podmínek a tím k požadovanému řešení dané úlohy.

GENERAL POSTPROCESSING

V modulu General PostProcessing, jak již název napovídá, dochází k vyhodnocení řešené úlohy. K dispozici bývá několik možností grafické interpretace výsledků, z nichž nejpoužívanější je rozložení hustoty magnetického pole (pro elektromagnetickou analýzu). Další možností je vynesení závislosti sledovaných veličin na čase, rozměru, teplotě, rychlosti, popřípadě grafické zobrazení v libovolném řezu daného stroje s možností zobrazení do grafu nebo geometrie.

6.3. ANSYS – APDL

ANSYS Parametric Design Language (APDL) je interní programovací jazyk umožňující v PreProcessing a PostProcessing parametrické definice geometrie modelů, okrajových podmínek, zatížení, atd.. Mezi další náležitosti při používání APDL patří import informací z databáze ANSYS nebo vykonávání matematických operací mezi parametry (skalárně i vektorově). Jednou z nejvýhodnějších vlastností APDL je schopnost vytváření maker.

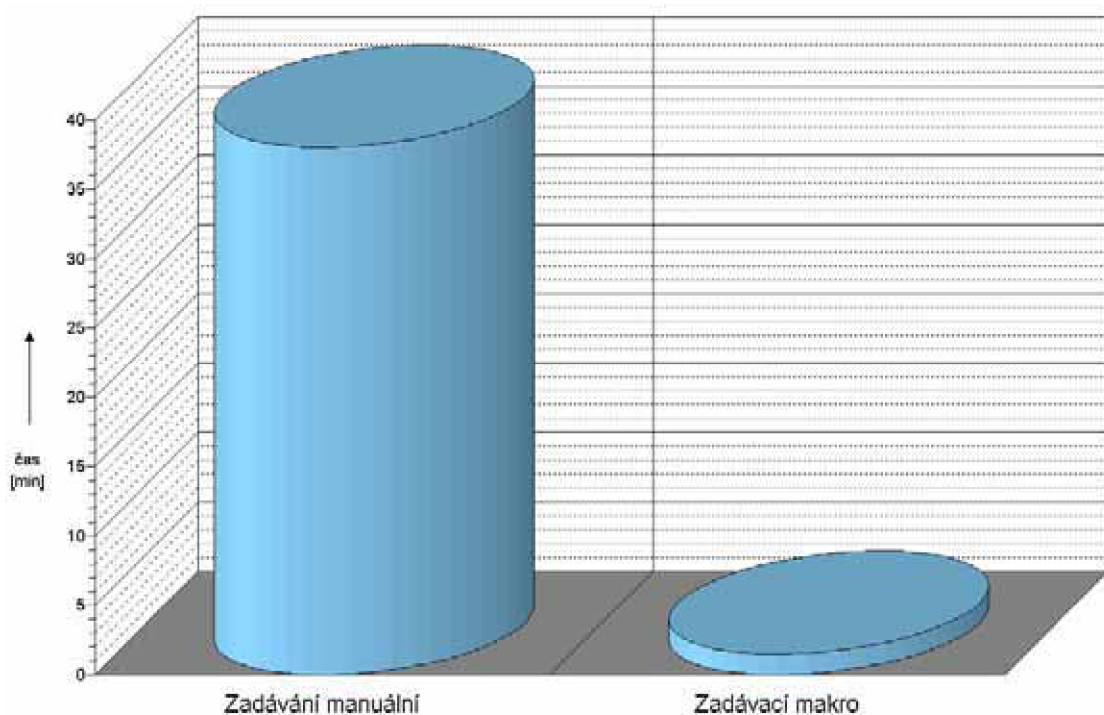
Makro je sekvence příkazů, činností nebo stisknutých kláves uložených v konkrétním souboru, které je možné vyvolat zadáním jediného povelu. Makra mohou

být propojena a mohou se na sebe odkazovat. Pokud je makro jednoduché a krátké, je vhodné jej vytvořit přímo v programu ANSYS. Pro vytvoření delšího a složitějšího makra nebo editaci makra již existujícího je dobré použít textový editor.

Hlavní vlastnosti maker:

- využití všech příkazů z prostředí ANSYS
- větvení a cykly
- parametrické prostředí
- snadná tvorba a jejich spuštění
- časová úspora (předpoklad více výpočtů stejného druhu)

Pro představu je zde porovnána časová náročnost při zadávání okrajové podmínky JS (proudové hustoty) na statorové a rotorové drážky analyzovaného stroje - *manuální způsob* vs. *makro* pro případ zadání nového proudu (počínaje výpočtem proudů v jednotlivých drážkách a následným zadáním proudové hustoty do drážek). Tvorba makra tohoto typu nebyla nijak časově náročná a podstatným způsobem přispěla ke snížení časové náročnosti procesu zadávání okrajové podmínky o 96%.



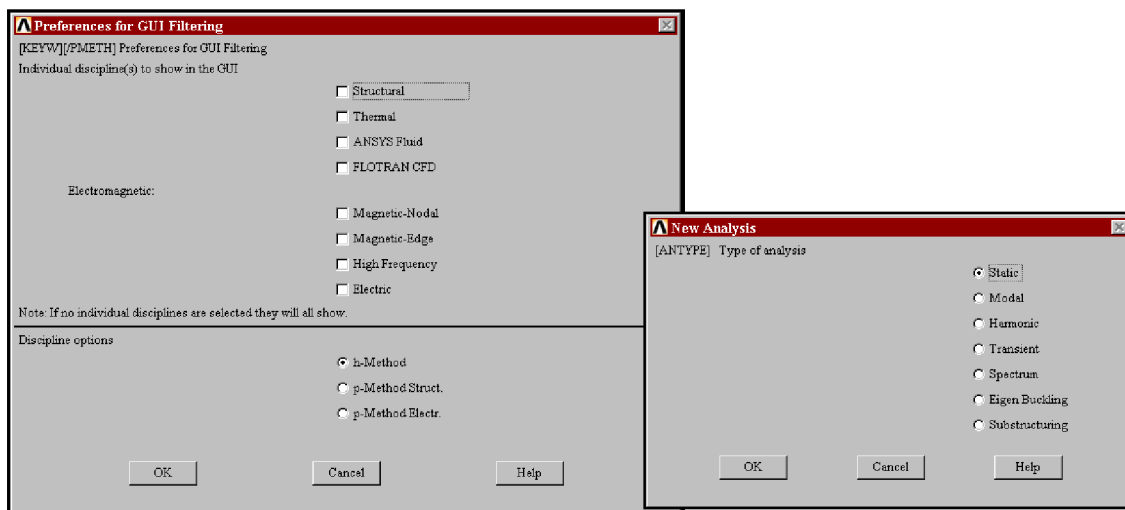
Obr. 6.1. Časová náročnost procesu od výpočtu proudu až po aplikaci okrajové podmínky JS.

7. Elektromagnetický model asynchronního stroje

Bylo vytvořeno několik modelů analyzovaného stroje pro řešení dané problematiky za použití programu ANSYS. Nejprve však bylo nutné se s tímto programem podrobně seznámit z hlediska výpočtu elektromagnetických polí pomocí metody konečných prvků a pochopení posloupnosti výpočetního procesu. Před samotným spuštěním výpočetního makra bylo nezbytné upravit geometrii tak, aby byla co nejlépe diskretizována pomocí zvoleného prvku. Podrobný popis provedených úprav je popsán v následujících několika bodech.

7.1. Druh a typ analýzy

Tento krok zahrnuje volbu typu a druhu analýzy dle druhu řešené problematiky. Byla zvolena magnetická statická analýza, která umožňuje řešení úloh s využitím kontaktních oblastí – vzduchová mezera u elektrických strojů. Na základě volby typu a druhu analýzy dochází ke snížení povolených operací, neboť zůstanou aktivní pouze ty ovládací části GUI rozhraní, které podporují zvolený typ/druh analýzy. V našem případě se jedná o 2D magneto-statickou analýzu.



Obr. 7.1. Možné druhy a typy analýz v programu ANSYS [34].

MAGNETICKÁ ANALÝZA

- STATICKÁ (2D, 3D)

(permanentní magnety, ustálené proudy, zdroje napětí, moment, externích polí, kontaktní oblasti – vzduchová mezera pro konfiguraci rotor/stator)

- HARMONICKÁ (2D, 3D)

(vířivé proudy, skin efekt, ztráty vířivými proudy, moment, impedance, reaktance, kontaktní oblasti – vzduchová mezera pro konfiguraci rotor/stator, elektrické stroje, permanentní magnety)

- TRANŠIENTNÍ (2D, 3D)

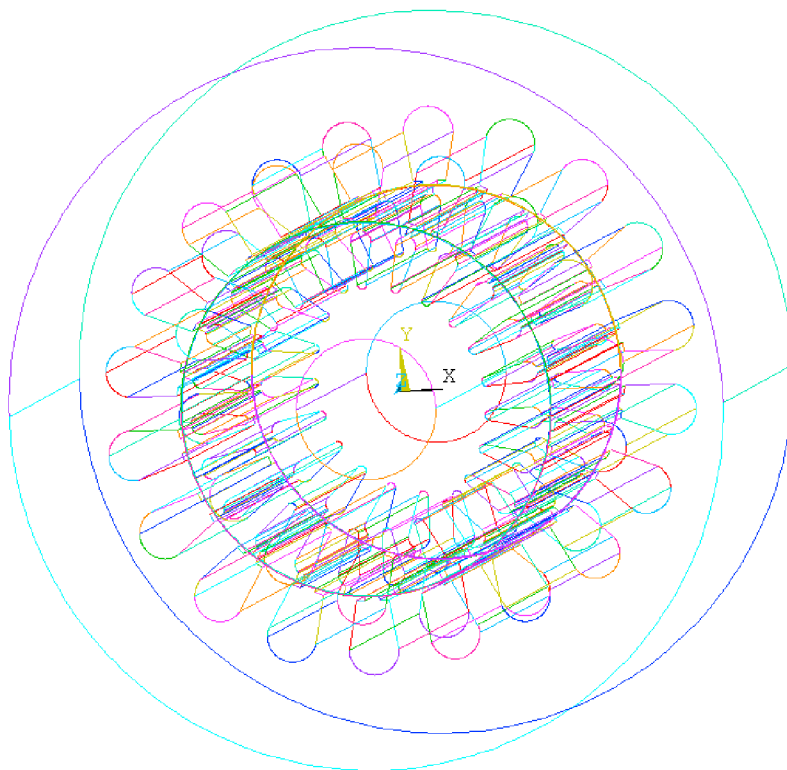
(vířivé proudy, ztráty vířivými proudy, magnetické síly indukované vířivými proudy, kontaktní oblasti – vzduchová mezera pro konfiguraci rotor/stator)

7.2. Tvorba a úprava geometrie

Volba vhodné geometrie pro vytvoření požadované výpočetní sítě závisí na použitém typu elementů. I když jsou předměty trojrozměrné, není vždy nutné je jako trojrozměrné modelovat – vše závisí na typu řešeného problému. Geometrii jednoduchých tvarů lze jednoduše vytvořit přímo v programu ANSYS, avšak pro složitější modely je vhodné použít některého z CAD programů. Pokud je geometrie importována z některého CAD programu (Obr.7.2), je třeba zvážit co je skutečně potřeba – celý prostorový model, pouze dvourozměrný řez nebo jen určitá část.

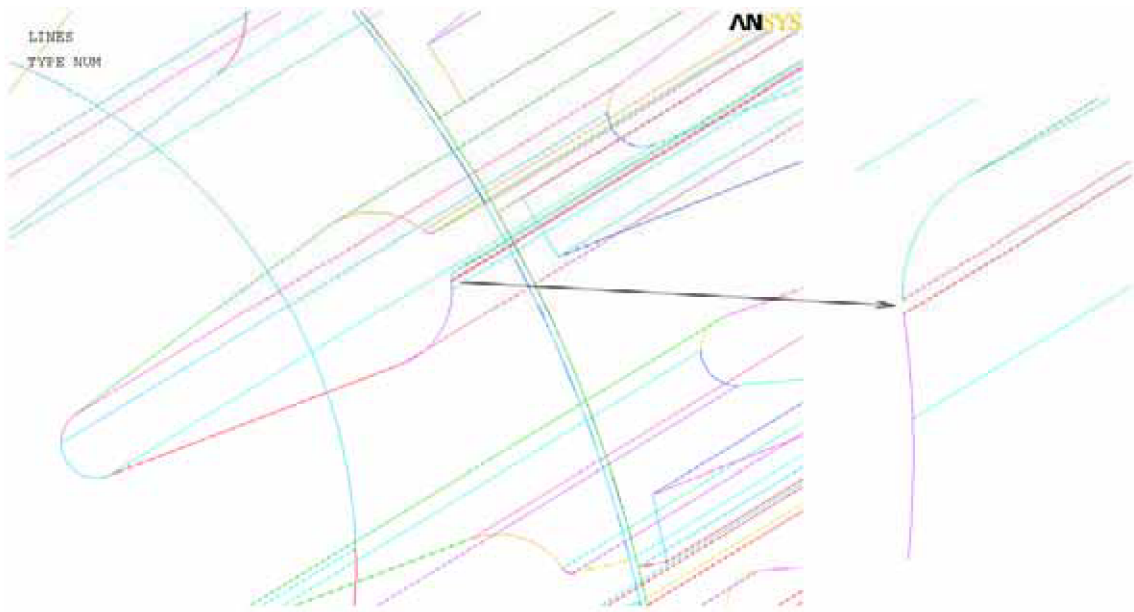
LINES
TYPE NUM

ANSYS

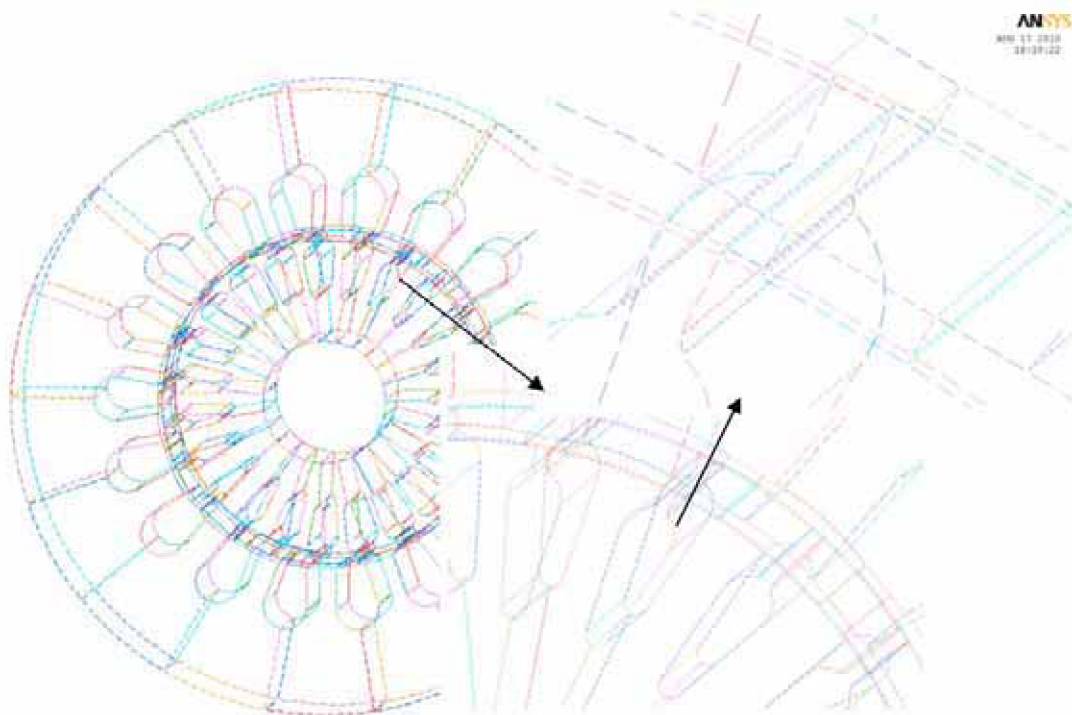


Obr. 7.2. Importovaná geometrie z CAD programu.

Ve většině případů je třeba importovanou geometrii upravit – jedná se o kontrolu, zda-li při importu nedochází k tzv. rozpadu geometrie (Obr.7.3). Takto zkontrolovanou geometrii je nutno dále rozdělit (snahou je docílit přibližně stejně velkých úseků), neboť pouze tímto způsobem je možno docílit mapované výpočetní sítě. Velkou výhodou tohoto postupu je rovněž pozdější úprava výpočetní sítě v určitých oblastech, kdy není potřeba přesíťovat celý model ale jen určitou oblast geometrie.



Obr. 7.3. Příklad místa rozpadu geometrie při importu.

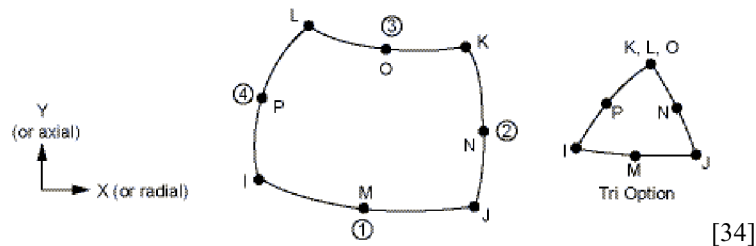


Obr. 7.4. Upravená dělená geometrie (bez zobrazení okolního vzduchu).

7.3. Volba elementů

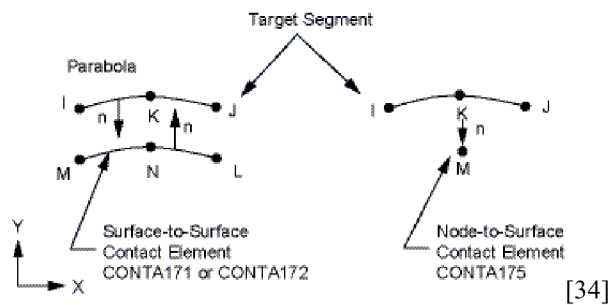
Sestavený dvourozměrný model analyzovaného asynchronního stroje byl diskretizován pomocí prvku PLANE53. Tento dvourozměrný prvek využívá kvadratické bázové funkce a umožňuje nastavit téměř všechny stupně volnosti využitelné ve dvourozměrné elektromagnetické analýze. Pro potřebné účely byl použit ve svém základním nastavení s jedním stupněm volnosti – vektorový magnetický potenciál AZ (obecně trojrozměrný vektor se při dvourozměrné analýze redukuje na jednorozměrný vektor, resp. na složku kolmou na rovinu ve které probíhá řešení).

PLANE53:



Tento prvek je 8-node quadrilateral nebo 6-node triangular umožňující nastavit následující stupně volnosti: magnetický vektorový potenciál (AZ), elektrický potenciál, proud nebo elektromotorická síla. Dále umožňuje aplikaci podmínky symetrie.

TARGE169, CONTA171, CONTA172

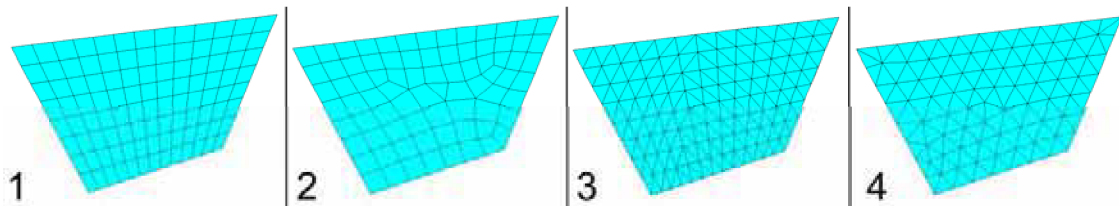


ID	Contact Behavior	Target	Contact	Pilot Node	Pilot Name
3	Bonded (always)	Flexible	Surface-to-Surface	No pilot	
4	Bonded (always)	Flexible	Surface-to-Surface	No pilot	

Použitím těchto kontaktních párů k výpočtu elektromagnetické analýzy však dochází ke zvýšení časové náročnosti na výpočet, neboť se zvětšuje počet řešených rovnic. Kontaktní pár zajišťuje dostatečný počet stupňů volnosti dvou nezávisle vytvořených výpočetních sítí.

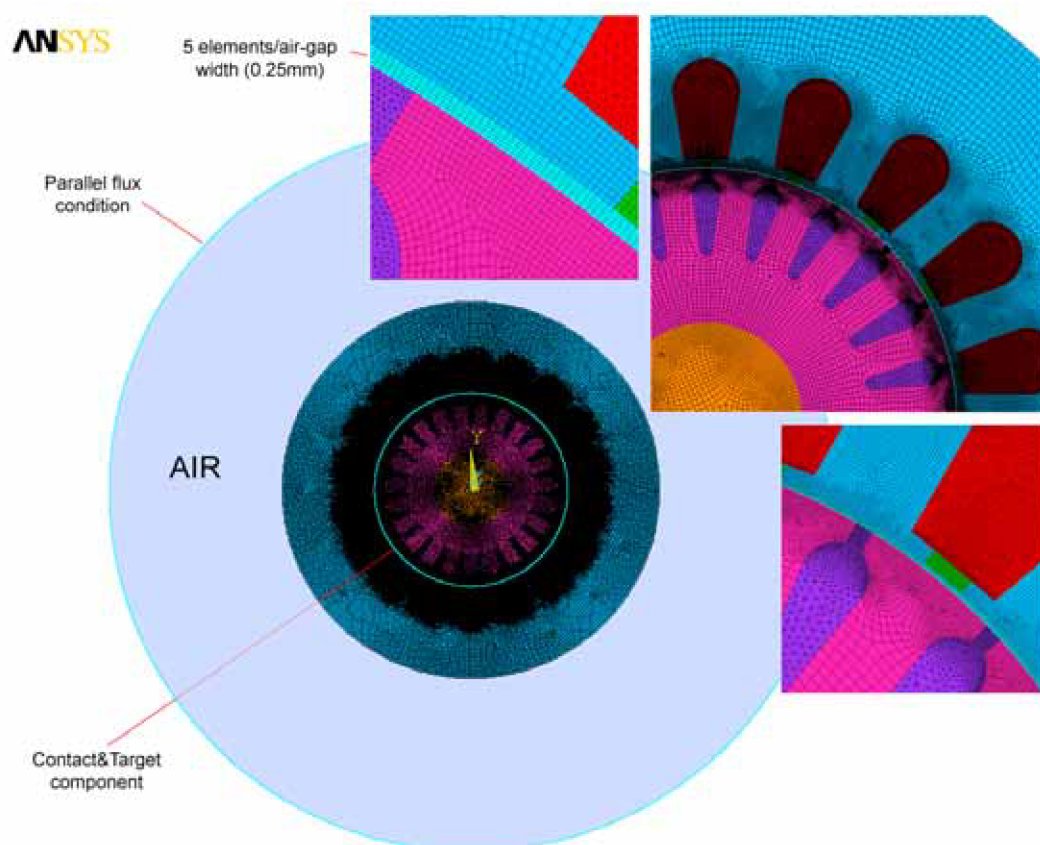
7.4. Tvorba MESH

Velikost elementu byla volena tak, aby síť dokázala dobře popsat oblasti s očekávanými velkými gradienty magnetické indukce. Na druhé straně byla snaha, aby síť nebyla příliš jemná, což by mohlo značně prodloužit dobu výpočtu. V prostoru vzduchové mezery byla volena velikost elementu tak, aby na tloušťku mezery připadlo 5 elementů. Oblasti vzduchové mezery a části plechů jsou tvořeny jemnou sítí, abychom získali potřebné množství dat pro rozložení magnetické indukce podél mezery.



Obr. 7.5. Různé druhy MESH.

V základním nastavení lze vytvořit následující druhy výpočetní sítě (MESH): Quadriateral mapped MESH (1 – je tvořena 104 quadriateral a 0 triangular elementy), Quadriateral free MESH (2 – je tvořena 78 quadriateral a 1 triangular elementy), Triangular mapped MESH (3 – je tvořena 0 quadriateral a 208 triangular elementy) a Triangular free MESH (4 – je tvořena 0 quadriateral a 147 triangular elementy).

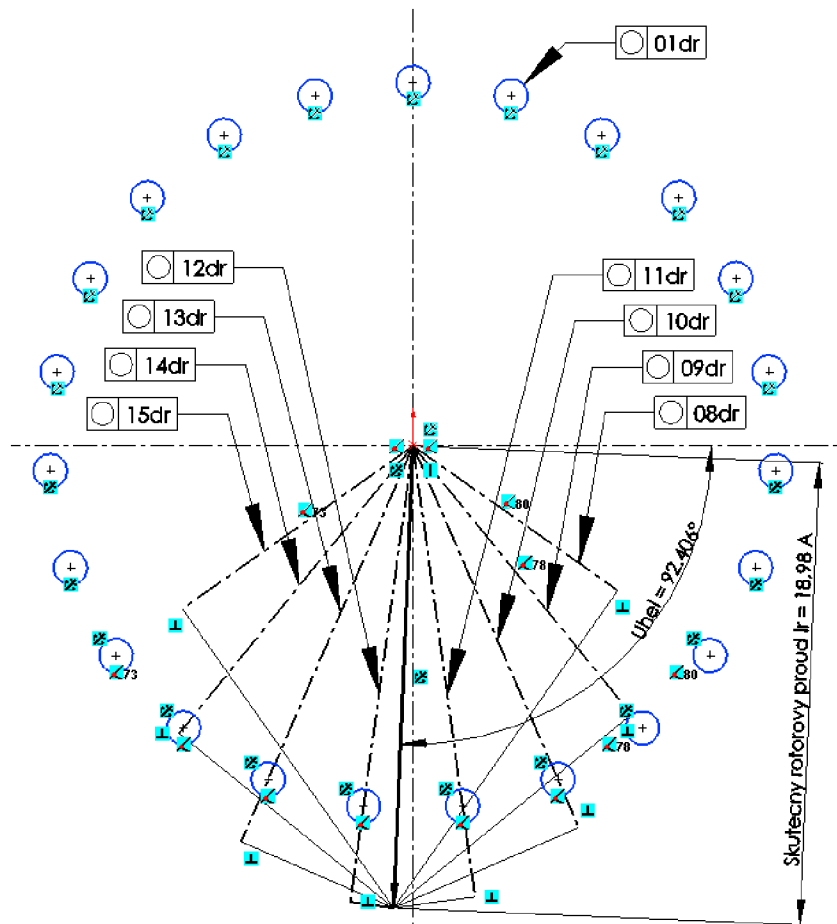


Obr. 7.6. Vytvořená výpočetní MESH analyzovaného stroje.

7.5. Aplikace podmínek

Důležitou podmínkou elektromagnetické analýzy je okrajová podmínka pro vektorový potenciál (viz. Parallel flux condition na Obr. 7.6), která musí být předepsána alespoň v jednom uzlu. Tato podmínka aplikovaná na hranici řešené oblasti jednoznačně určuje tuto oblast a všechny magnetické siločáry jsou k této hranici tečné. Protože tato hranice představuje velmi výrazný skok materiálových charakteristik, lze přepokládat, že siločáry budou toto rozhraní protínat jen velmi omezeně.

Další podmínkou jsou zadávané proudy v podobě proudové hustoty aplikované do drážek stroje. K tomu je nutno určit proudy v jednotlivých drážkách statoru i rotoru pomocí průmětů do os drážek.



Obr. 7.7. Metoda určování proudů v rotorových tyčích.

Přepočet rotorového proudu do drážek:

$$I_{R0x} = I_{RM} \cos \left(\text{abs} \left(\left(\frac{2\pi \cdot x}{RD} \right) - \left(\frac{F_{RM}\pi}{180} \right) \right) \right) \quad (7.1)$$

kde $x = \{0; 1; 2; \dots; RD\}$

Přepočet statorového proudu do drážek:

$$I_{SOx} = I_{SM} \cos \left(\text{abs} \left(\left(\frac{2\pi \cdot x}{SD} \right) - \left(\frac{F_{SM}\pi}{180} \right) \right) \right) \quad (7.2)$$

kde: $x = \{0; 7; 13\}$

7.6. Typ solveru

Sparse Direct Solver

Sparse direct solvery (včetně metody Block Lanczos pro modální analýzu) jsou založeny na přímé eliminaci rovnic narozdíl od iterativních solverů, kde řešení je získáno skrze iterativní proces postupně zdokonalujícího počátečního odhadu řešení, tzn. akceptovatelnou toleranci exaktního řešení. Přímá eliminace vyžaduje faktorizaci vstupního velmi rozsáhlého lineárního systému rovnic do triangulárních matic nižších řádů doplněných přímou a zpětnou substitucí s použitím triangulárního systému. Stupeň triangulární matice je obvykle mnohonásobně větší než stupeň vstupní rozsáhlé komplexní matice (globální matice). Z tohoto důvodu je pro přímé metody vyžadováno velké množství diskového prostoru nebo enormní nároky na operační paměť výpočetní stanice.

Sparse direct solvery usilují o minimalizaci faktorizace matice tak jako velikosti stupně použité sofistikované strategie přerozdělení rovnic. Iterativní solvery nevyžadují faktorizaci matice a obvykle iterují směrem k řešení pomocí série velmi rozsáhlých vektorových matic násobených podél kroku předešlých podmínek, které vyžadují mnohem méně operační paměti a času na iteraci než přímá faktorizace. Nicméně, konvergence iteračních metod není zaručena a celkový počet iterací požadovaný k řešení může být mnohem vyšší a v některých případech časově náročnější než u přímých metod.

ANSYS sparse solvery mohou běžet kompletně v operační paměti, pokud je jí dostatek volný. Tyto sparse solvery mohou taktéž běžet efektivněji v out-of-core režimu (mimo pracovní jádro) nastaveném defaultně, avšak poté mají přibližně stejné nároky na využití operační paměti jako PCG solvery (1GB na milion DOFs) – což vyžaduje velké množství diskového prostoru k uložení faktorizace matice, obvykle 10GB na milion DOFs. Množství I/O vyžadované pro typickou statickou analýzu je třikrát větší velikost než pro faktorizaci matice. Spuštění faktorizace v jádře (tedy plně v operační paměti) pro modální úlohy umožňuje ukládat podstatné množství kroků, protože modální

analýzy vyžadují opakovanou faktorizaci a přímou/zpětnou substituci. Pro nelineární úlohy s opakovanými kroky faktorizace/řešení může spuštění analýzy v režimu in-core (v jádře) ušetřit hodiny času.

Preconditioned Conjugate Gradient (PCG) Solver

PCG solvery pracují s prvkovou formulací matic. Namísto faktorizace globální matice, PCG solver sestavuje úplnou globální matici tuhosti a vypočítává řešení DOF podle iteračních konvergencí (počínaje počátečním odhadem řešení pro všechna DOFs – PCG solver používá patentovaný systém určování počátečního odhadu řešení).

PCG solver je obvykle 4-10krát rychlejší než JCG solver u strukturálních objemových prvků a asi 10krát rychlejší než JCG solver u skořepinových prvků. Časové nároky jsou nižší než u JCG při zvětšování diskretizace. PCG solver obvykle vyžaduje dvakrát více operační paměti než JCG solver, protože v paměti zachovává dvě matice – matici počátečního odhadu (je téměř stejné velikosti jako matice tuhosti) a matici symetrie (což jsou nenulové části matice tuhosti).

Tento solver je k dispozici pouze pro statické nebo ustálené analýzy a transientní analýzy. PCG solver dobře funguje na většině statických a pro některé nelineární analýzy. To platí pro prvky se symetrickými, určitými i neurčitými maticemi. Kontaktní analýzy, které používají penalizace a rozšířené Lagrangeovy metody fungují dobře s PCG solverem dokud kontakt nevytváří pohyb těles přes nelineární iterace. Pokud kontakt vytváří pohyb, nesmí být použity PCG a ani Sparse solvery.

Jacobi Conjugate Gradient (JCG) Solver

JCG solver, stejně jako PCG solver, začíná s prvkovou formulací matic a namísto faktorizace globální matice, sestavuje úplnou globální matici tuhosti a vypočítává řešení DOF podle iteračních konvergencí (počínaje počátečním odhadem řešení pro všechna DOFs). JCG solver využívá diagonální matice tuhosti jako počáteční odhad řešení a obvykle se používá pro teplotní analýzy (je nejvhodnější pro analýzy 3D skalárního pole).

V některých případech může být tolerance nastavena na výchozí hodnotu (nastavení pomocí příkazu EQSLV,JCG) na 1e-8, což je příliš přísné kritérium a může zbytečně prodloužit čas analýzy. Proto je vhodné (pro některé případy) nastavit hodnotu tolerance na 1e-5.

U všech iteračních solverů je nezbytné pečlivě kontrolovat, zda-li je model vhodně definován. Není vypočteno žádné minimum pivot a solver bude pokračovat v iterování i když nastane posun těles.

Incomplete Cholesky Conjugate Gradient (ICCG) Solver

ICCG solver pracuje obdobně jako JCG solver s následujícími odlišnostmi:

- ICCG solver je mnohem robustnější než JCG solver pro matice, které nejsou dobře podmíněné. Výkon se bude lišit s podmíněnou maticí, ale obecně je výkon ICCG solveru srovnatelný s JCG solverem.
- ICCG solver používá mnohem sofistikovanější nástroj k určování počátečního odhadu než JCG. Proto ICCG solver vyžaduje přibližně dvakrát více operační paměti než JCG solver.

ICCG solver se obvykle používá pro elektromagnetické analýzy a je vhodný pouze pro statické analýzy, úplné harmonické analýzy [HROPT,FULL] nebo úplné transientní analýzy [TRNOPT,FULL]. Dále lze tento solver použít pro strukturální a multifyzikální aplikace, pro symetrické, nesymetrické, komplexní, určité (konečné) a neurčité matice. Tento solver nemůže být využit pro vázanou oblast aplikací (coupling).

Frontal Solver

Frontal solver nesestavuje globální matici nepřetržitě, namísto toho provádí sestavení a řešení kroků současně jako solver procesů každého elementu. Tento solver pracuje následovně:

- po jednotlivých elementech jsou počítány matice
- solver načítá stupně volnosti (DOF) pro první elementy
- program eliminuje stupně volnosti, které mohou být vyjádřeny v jiných DOF pomocí symbolů v rovnicích a zapisuje je do .TRI souboru (tento proces se opakuje pro všechny elementy dokud nejsou eliminovány všechny stupně volnosti a pak je kompletní triangulární matice ponechána v .TRI souboru)
- program pak vypočítá DOF řešení v uzlech pomocí zpětné substituce a používá jednotlivých prvků matice pro výpočet řešení na elementu

V souvislosti s termínem "Frontal" je často zmiňován termín "Wavefront". Wavefront je počet stupňů volnosti ponechaných solverem během triangularizace, protože nemohou být ještě eliminovány. Tak jako solver procesů každého elementu a

jejich stupňů volnosti se wavefront rozpíná a smršťuje a nakonec se stane nulou (když jsou všechny stupně volnosti zpracovány).

Algebraic Multigrid (AMG) Solver

Algebraic Multigrid (AMG) solver, který je založen na multi-level metodě je druh iteračního solveru, který lze použít pro jednoprocessorové a víceprocessorové sdílené paměťové prostředí. K použití tohoto solveru je nutná licence *Parallel Performance for ANSYS advanced task (add-on)*.

Algebraic Multigrid solver je použitelný pro statické a úplné transientní analýzy. Je velmi efektivní pro strukturální analýzy (kde řešení DOFs jsou kombinací UX, UY, UZ, ROTX, ROTY, a ROTZ). Pro tepelné analýzy (je-li DOF TEMP) je AMG solver méně efektivní, než-li jiné iterační solvery. Jsou vhodné pro nejednoznačně popsatelné úlohy, se kterými mají PCG a ICCG solvery potíže s konvergencí v jednoprocessorovém prostředí. Z hlediska CPU času při použití jednoprocessorového prostředí, AMG solver pracuje lépe než PCG a ICCG a pracuje přibližně se stejným výkonem u běžných problémů (jednoznačně popsatelných). Ve víceprocessorových prostředích dochází k nárůstu výpočetního výkonu a AMG solver dosahuje lepších výsledků z hlediska využití paměti a rychlosti výpočtu matic při řešení nelineárních úloh (AMG je přístupná ze sdílené paralelní paměti).

Distributed Direct (DSPARSE) Solver

Distributed direct solver rozkládá rozsáhlé matice na menší pod-matice, které pošle na více procesorů do jedné sdílené paměti, nebo distribuovaného paměťového systému. K využití tohoto solveru je opět nutná licence *Parallel Performance for ANSYS advanced task (add-on)*.

Během fáze faktorizace matice, všechny určené procesory faktorizují jednotlivé submatice současně a sdílí potřebné informace všem příslušným procesorům. Zatímco sparse solver při sdílení paměti pracuje pouze na jednom výpočetním jádru, DSPARSE solver pracuje na n výpočetních jádrech současně (kde n je celkový počet použitých procesorů).

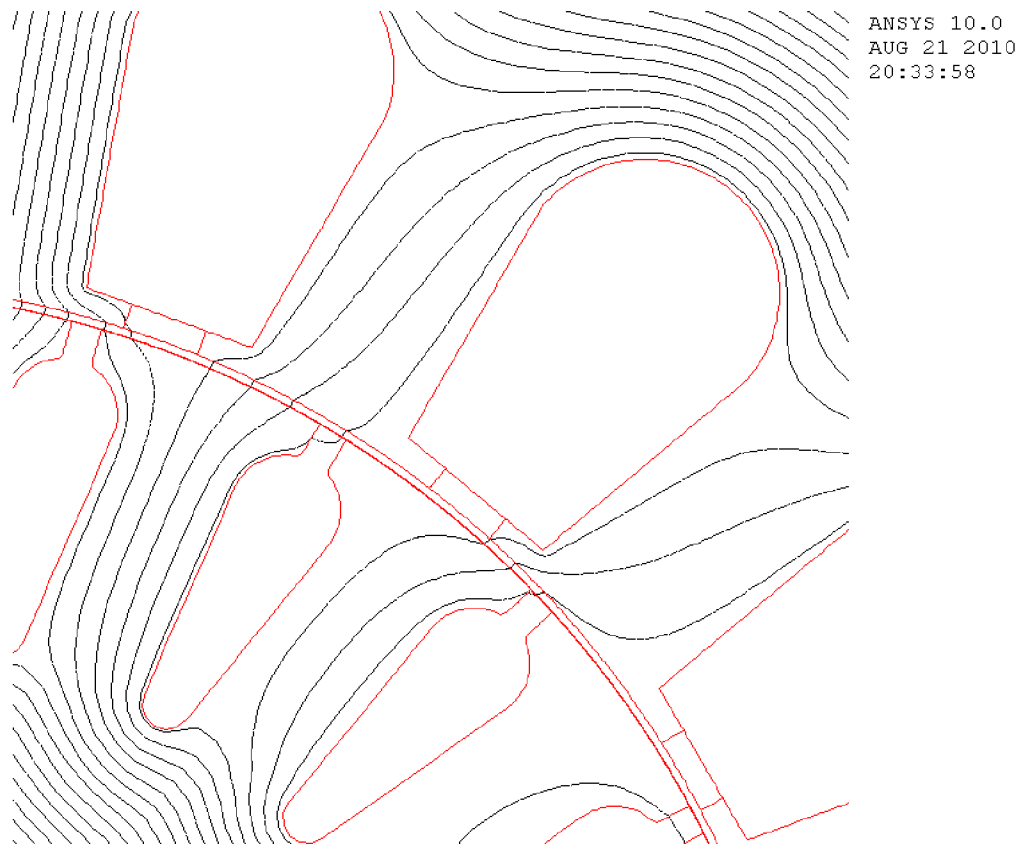
Každé výpočetní jádro v DSPARSE je uloženo v jádře (in-core), podobně jako je tomu v případě módu out-of-core v rámci sdílení paměti, avšak celé řešení probíhá v módu out-of-core. Proto je celkové využití paměti DSPARSE solverem jako n -násobek paměti potřebného pro jedno výpočetní jádro. Je možné využít až 16 procesorů a pomocí DSPARSE je vhodné řešit úlohy, kde mají solvery PCG a JCG potíže s konvergencí a v počítačových systémech (stanicích) kde je dostupná velká operační paměť.

Automatic Iterative (Fast) Solver Option

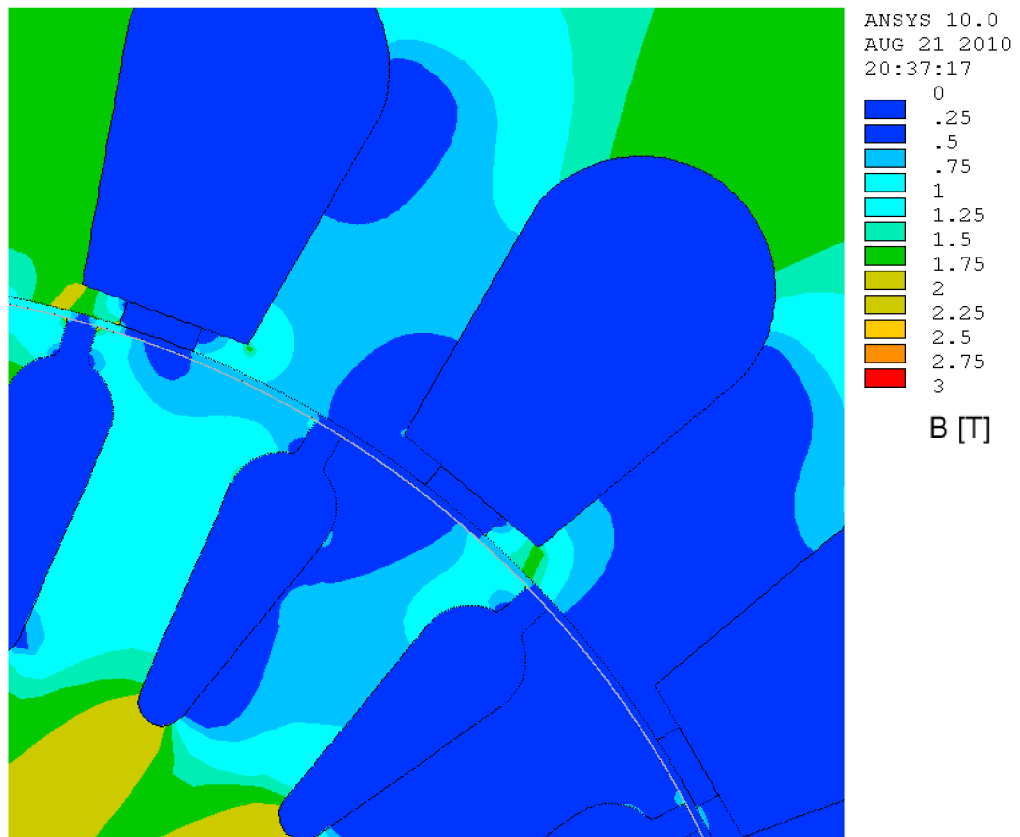
Automatic Iterative Solver option [EQSLV,ITER] vybírá vhodný iterační solver (PCG, JCG, atd.) na základě fyziky řešené problematiky. V případě použití tohoto solveru je nutno zadat stupeň přesnosti, který je definován od 1 do 5 a používá se pro výběr tolerančních kritérií kontroly konvergence. Přesnost úrovně 1 odpovídá nejrychlejšímu nastavení (nízký počet iterací, malá přesnost) a přesnost na úrovni 5 odpovídá nejpomalejšímu nastavení (vysoká přesnost a velký počet iterací). Program ANSYS pak vybírá tolerance na základě zvolené úrovně přesnosti.

7.7. PostProcessing a zobrazení výsledků

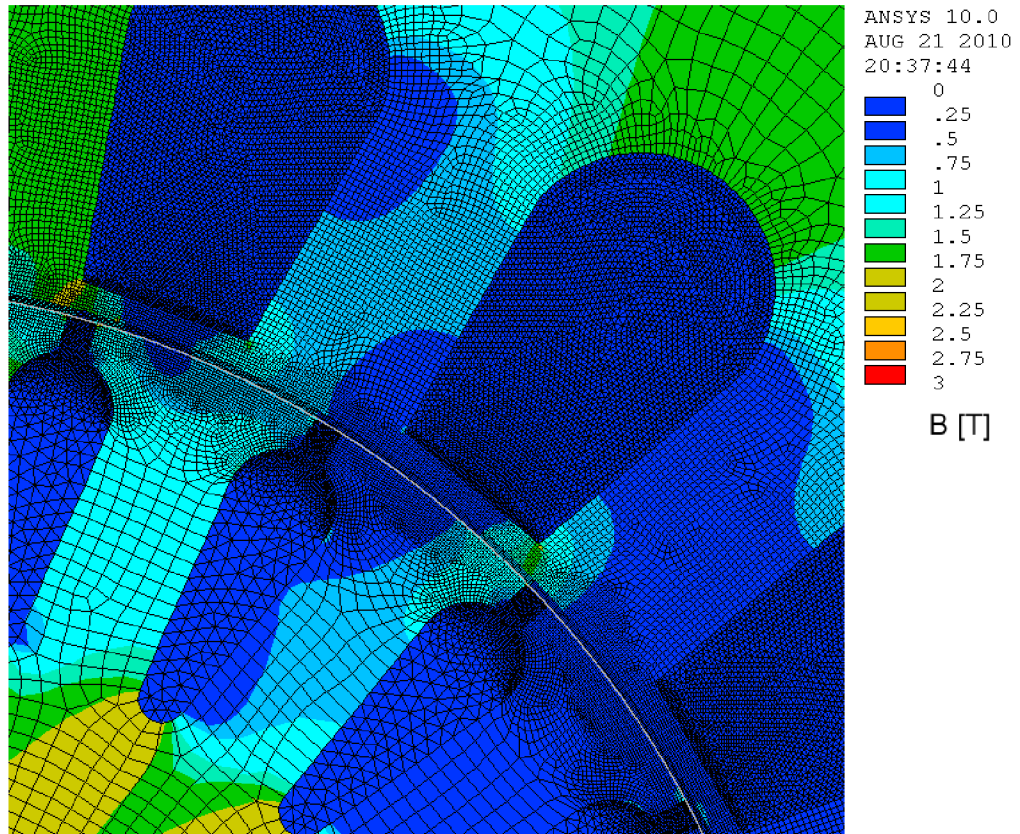
PostProcessing představuje modul, který slouží pro zobrazení vyšetřovaných veličin pomocí různých metod – umožňuje zobrazení pomocí ekvipotenciálních ploch vyšetřované oblasti, ekvipotenciálních ploch přímo na elementech, pomocí siločar nebo vektorů. Dále je možné vynesení sledovaných veličin v závislosti na čase, rozměru, teplotě, rychlosti, popřípadě grafické zobrazení v libovolném řezu daného stroje s možností zobrazení do grafu (klasické zobrazení) nebo geometrie.



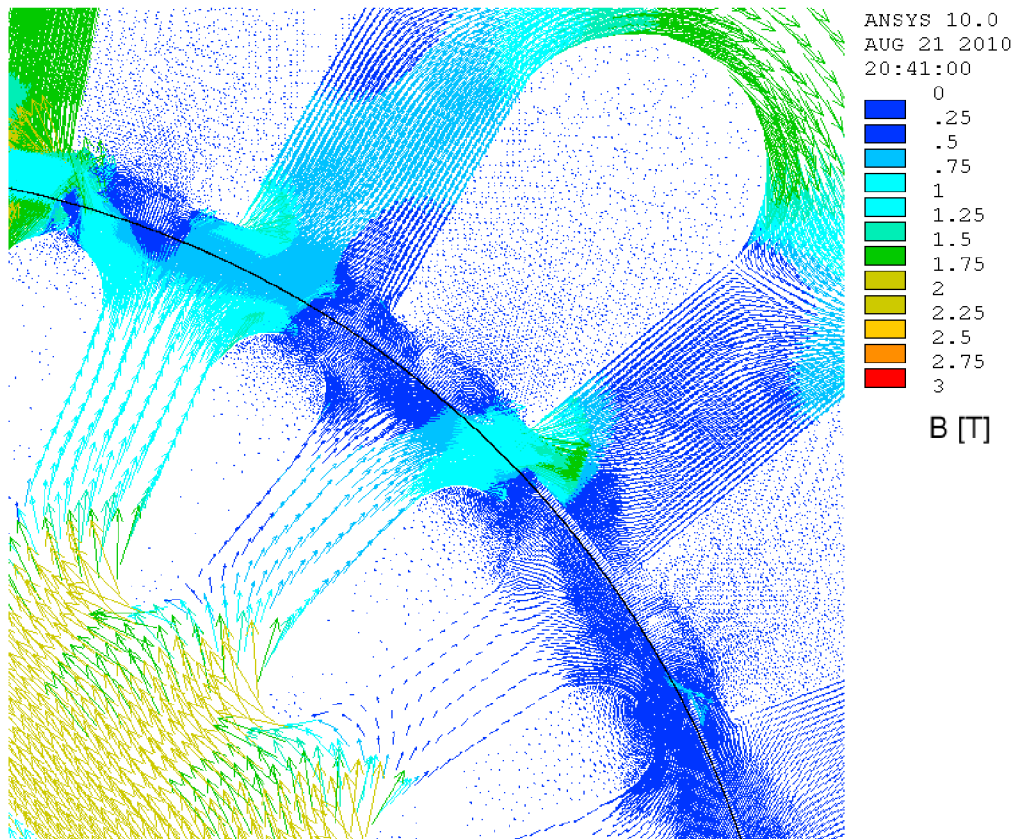
Obr. 7.8. Zobrazení pomocí siločar (FluxLines).



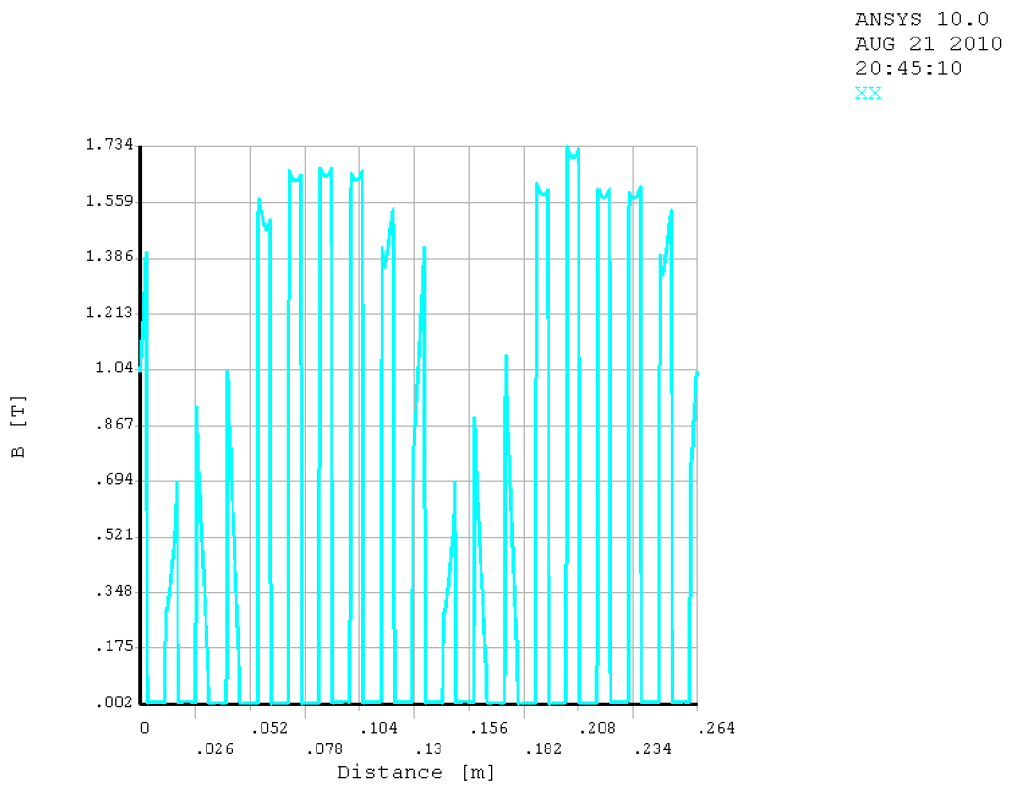
Obr. 7.9. Zobrazení magnetické indukce pomocí ekvipotenciálních ploch (nodal) vyšetřované oblasti.



Obr. 7.10. Zobrazení magnetické indukce pomocí ekvipotenciálních ploch elementu.

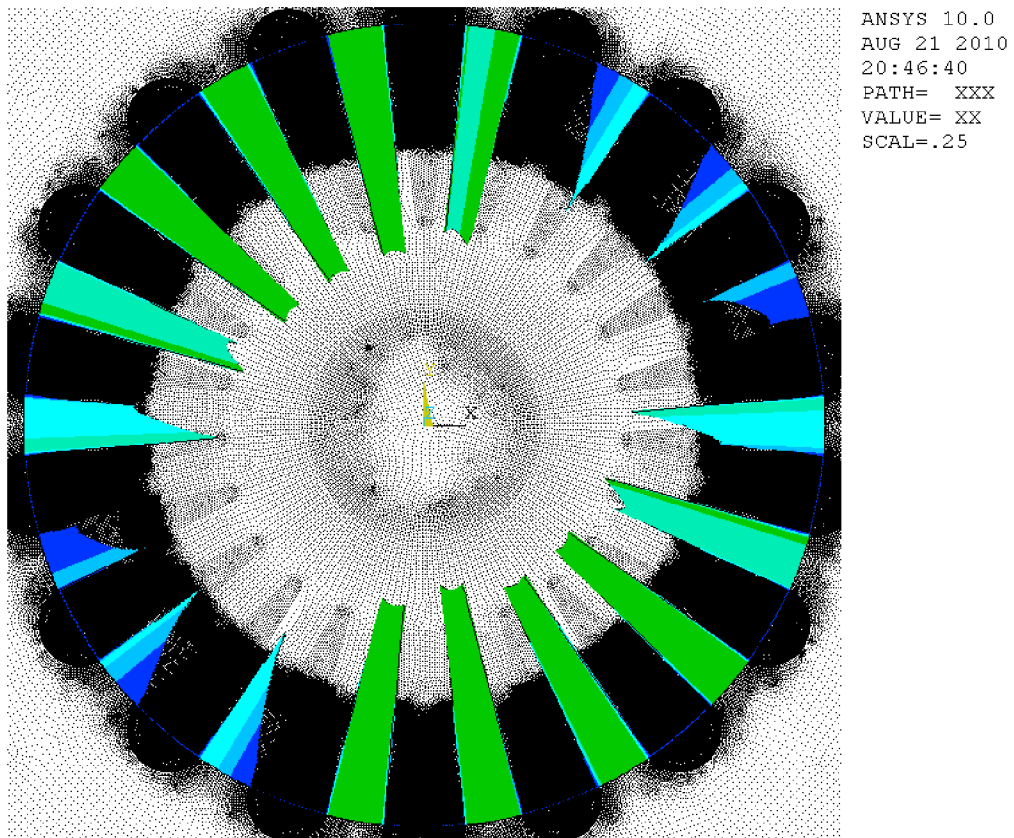


Obr. 7.11. Zobrazení magnetické indukce pomocí vektorů.



Obr. 7.12. Zobrazení absolutní hodnoty magnetické indukce pomocí PATH do grafu.

U elektrických strojů je možné mimo běžně používané zobrazení v grafu zobrazit průběh například magnetické indukce přenesený do geometrie stroje, nebo do textového souboru dat k dalšímu zpracování. Klasické zobrazení má však své přednosti především v možnosti provedení dalších matematických operací se získanými průběhy. Na (Obr.7.9-13.) jsou naznačeny možné způsoby zobrazení magnetické indukce v elektrickém stroji a podél vzduchové mezery.



Obr. 7.13. Zobrazení magnetické indukce pomocí PATH do geometrie.

8. Sycení magnetického obvodu asynchronního stroje

Sycení magnetického obvodu stroje závisí na skluzu (největšího sycení je dosahováno v oblasti malých záporných skluzů), poloze rotoru vůči statoru v rámci rotorové drážkové rozteče, otevření drážky a použití magnetických klínů, materiálu hřídele a magnetického obvodu. Tvar drážky/zubu dále ovlivňuje parametry magnetického obvodu.

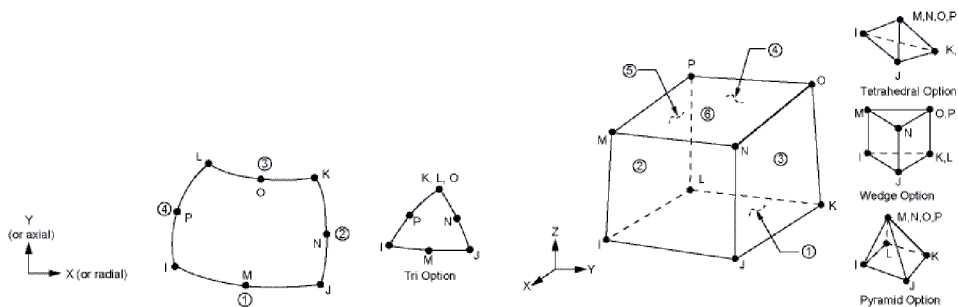
Vzhledem ke složitosti geometrie magnetického obvodu asynchronního stroje a obrovských nároků na paměť při tvorbě 3D výpočetního modelu magnetického obvodu složeného z plechů (laminování), bylo přistoupeno k provedení analýzy vlivu laminování na rozložení magnetického pole (sycení) na jednoduchém výpočetním modelu transformátoru. I přes respektování laminování je takto vytvořený konečnoprvkový model gigantický co do počtu elementů (byl tvořen více než 14,5mil elementy), což představuje časově náročný výpočet. V případě konečnoprvkového modelu asynchronního stroje by tento počet byl ještě mnohonásobně vyšší.

8.1. Magnetický obvod složený z plechů (laminated stack)

V této části je provedena analýza vlivu sycení magnetického obvodu dle typu magnetického obvodu. Jsou uvažovány varianty: magnetický obvod je tvořen celistvým blokem materiálu; blok magnetického obvodu je složený z izolovaných plechů. Dále provedeno zhodnocení přístupu k řešení dané problematiky, řešena je otázka použití 2D nebo 3D konečnoprvkového modelu. Jak již bylo uvedeno v kapitole 7.2, i když jsou předměty trojrozměrné, není vždy nutné je jako trojrozměrné modelovat, vše závisí na typu řešeného problému.

K tomuto účelu byly vytvořeny konečnoprvkové modely transformátoru s těmito parametry: napájecí napětí 230V, 50Hz; výstupní napětí 16V a výstupní proud 1.8A; rozměry plechů 75x62.5mm; plocha určená pro vinutí 12x37.5mm. Transformátorové plechy tloušťky 0.35mm tvaru EI. Celý magnetický obvod transformátoru je složen z 90 plechů (délka svazku je 31.5mm).

Dvourozměrný konečnoprvkový model byl diskretizován pomocí prvku PLANE53 a pro potřebné účely byl použit ve svém základním nastavení s jedním stupněm volnosti – vektorový magnetický potenciál AZ. Pro trojrozměrný konečnoprvkový model byl použit prvek SOLID97.



Obr. 8.1. Geometrický tvar prvku PLANE53 a SOLID97 [34].

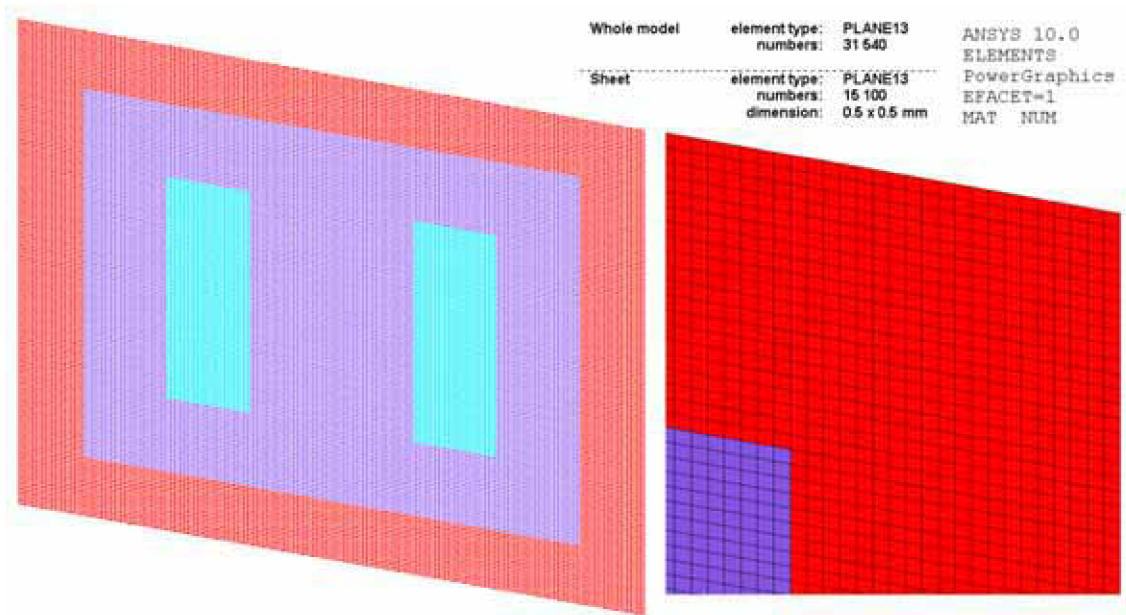
Vyvstávají otázky kdy použít 2D nebo 3D model a jaké rozdíly jsou mezi skalárním a vektorovým potenciálem. 3D model je nejpřirozenější způsob, jak reprezentovat určitou strukturu. Nicméně, tvorba takového 3D modelu je obvykle složitější než tvorba 2D modelu a rovněž 3D modely mají vyšší nároky na strojový čas řešení. Proto je vhodné nejprve uvažovat 2D model a rozhodnout, zda-li takto vytvořený model vyhovuje požadavkům na řešení.

Formulaci skalárního magnetického potenciálu (MSP) je vhodné použít pro 3D statickou analýzu (umožňuje použít zdroje proudu, které nemusí být součástí sítě konečných prvků). V tomto případě je jednodušší formulace běžných zdrojů – lze jednoduše určit zdroje proudu (cívky, tyče, ...) v libovolných místech modelu. Formulace vektorového magnetického potenciálu (MVP) je jednou ze dvou uzlových formulací pro 3D statické, harmonické a transientní analýzy.

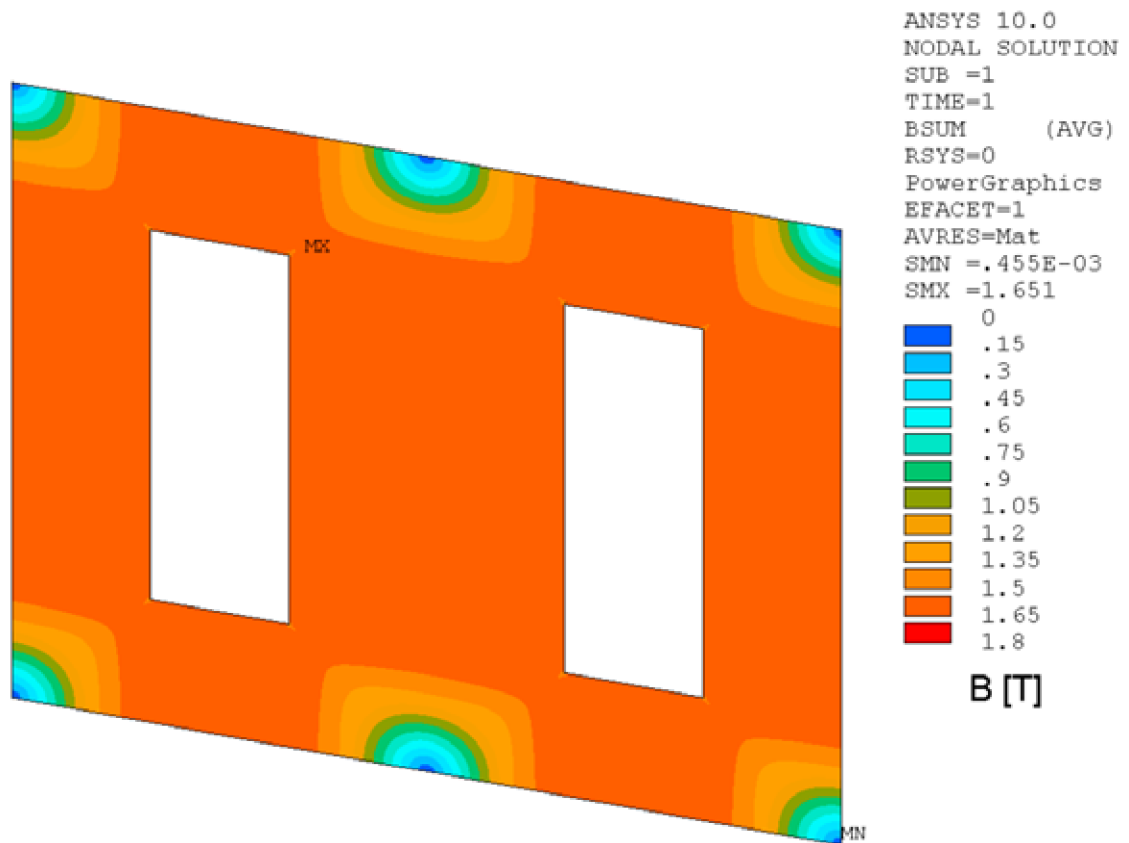
Formulace MSP dovoluje aplikovat stupně volnosti: AX, AY, AZ (magnetický vektor DOF ve směru x,y,z). Zdroje napětí a obvodová schémata mohou rozšířit základní počet stupňů volnosti o až další tři stupně pro magnetický vektor DOFs: proud (CURR), elektromotorickou sílu (EMF) a elektrický potenciál (VOLT). V takovém případě musí být použita formulace MVP pro 2D statické magnetické analýzy se stupněm volnosti AZ. S formulací MVP se stávají použité zdroje, v případě MSP nesvázané se sítí, součástí sítě konečných prvků. Dále formulace pomocí MVP je časově náročnější, neboť uvažuje více stupňů volnosti DOFs oproti formulaci MSP. Lze též využít formulaci EDGE, avšak nelze ji použít pro 2D. Formulace EDGE je účinnější nástroj než uzlové formulace pro harmonické a přechodové elektromagnetické analýzy.

Nelineární magnetické vlastnosti mohou být definovány kombinací BH-křivky a lineární permeability, přičemž BH-křivka je aplikována pouze do elementu ve všech směrech kde je předepsána nulová permeabilita (tzn. permeabilita není v těchto uzlech definována). K jednomu materiálu může být přiřazena pouze jedna BH-křivka.

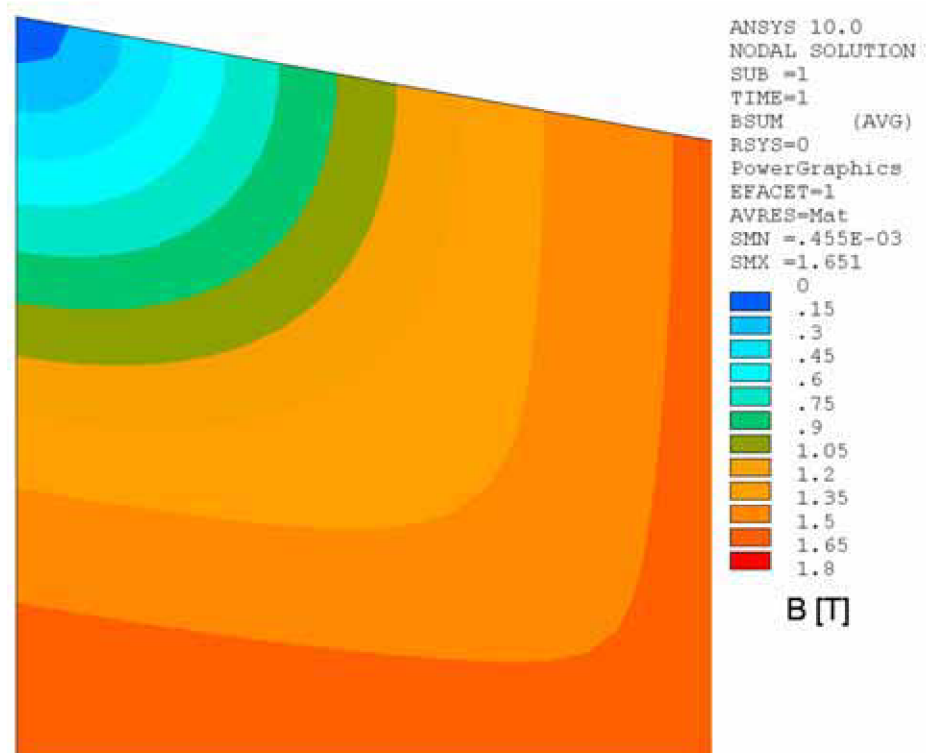
Results: 2D magnetický model (TR-2D)



Obr. 8.2. MESH modelu TR-2D.



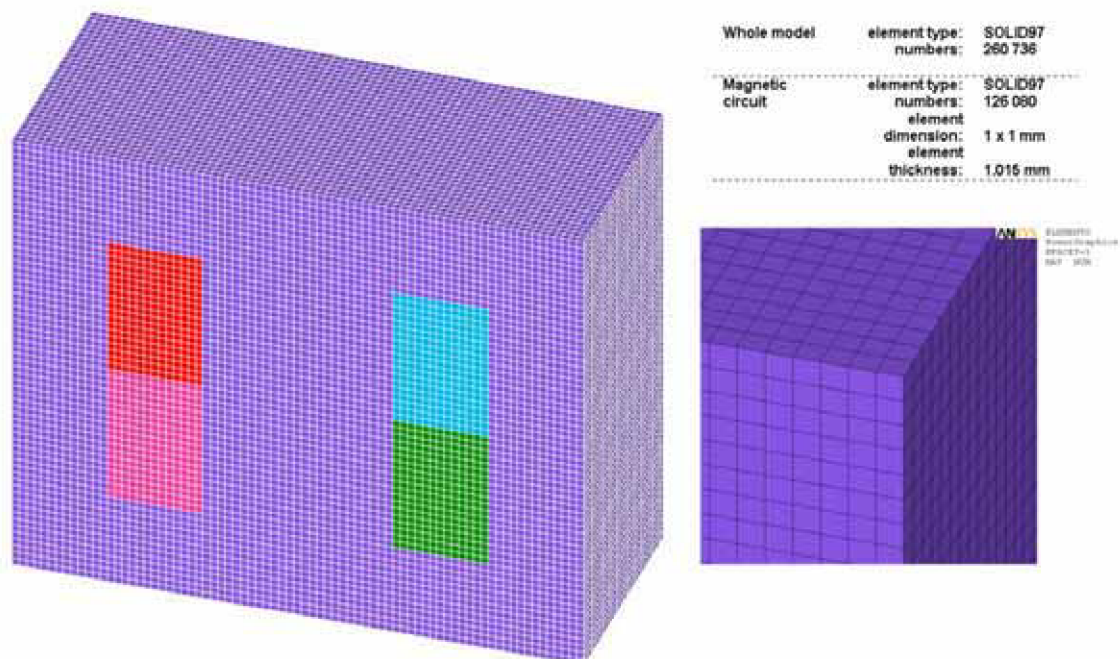
Obr. 8.3. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) TR-2D.



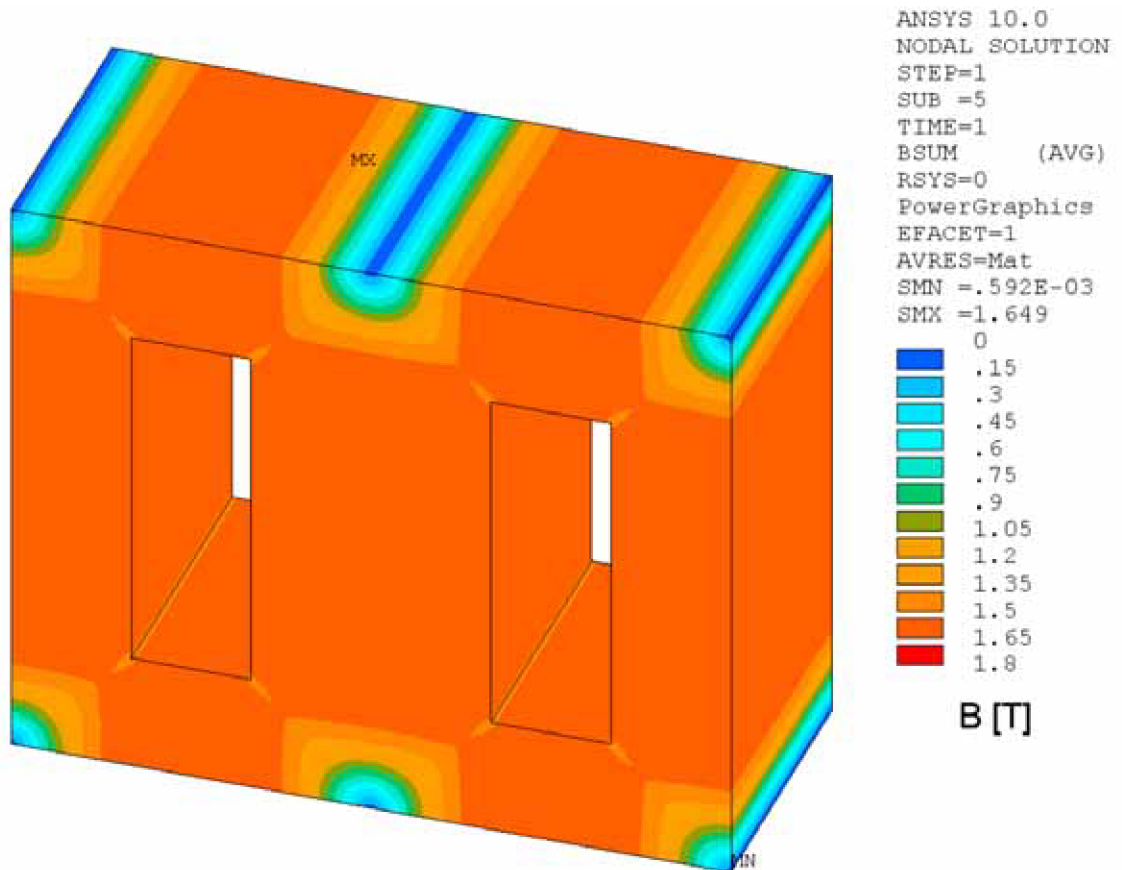
Obr. 8.4. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) - detail TR-2D.

Results: 3D magnetický model – celistvý magnetický obvod (TR-3D)

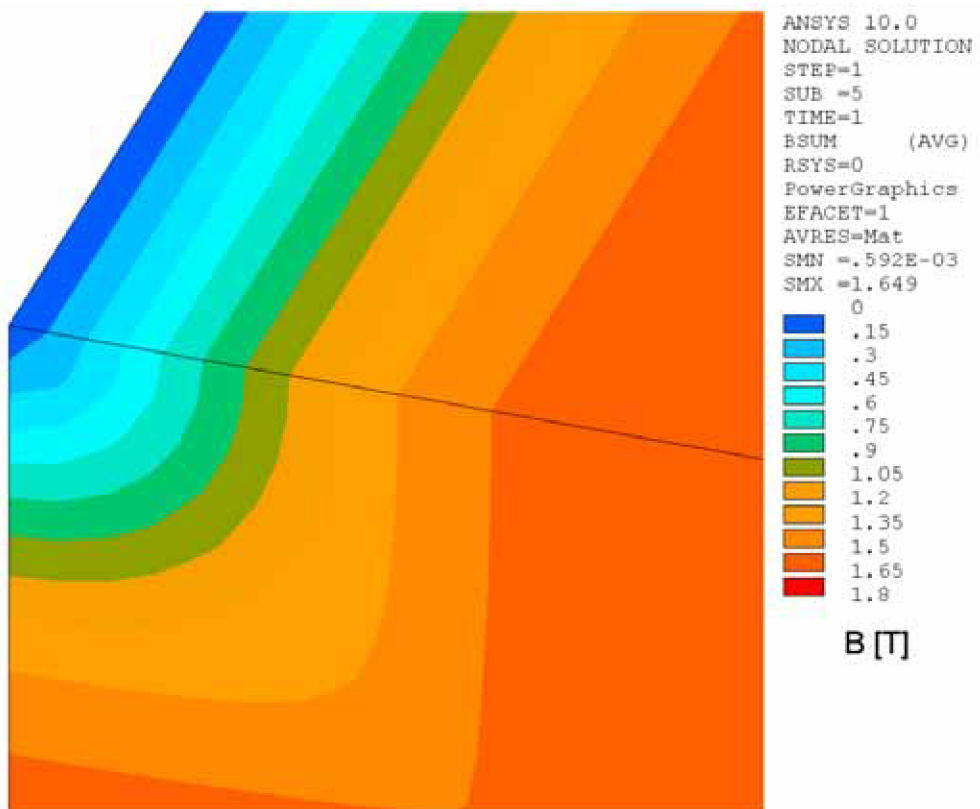
Magnetický obvod byl vytvořen pomocí funkce EXTRUDE z již předvytvořeného 2D modelu (TR-2D). 3D model (TR-3D) je diskretizován přibližně 8násobným počtem elementů (celý konečnoprvkový model) než-li v případě 2D.



Obr. 8.5. MESH modelu TR-3D.

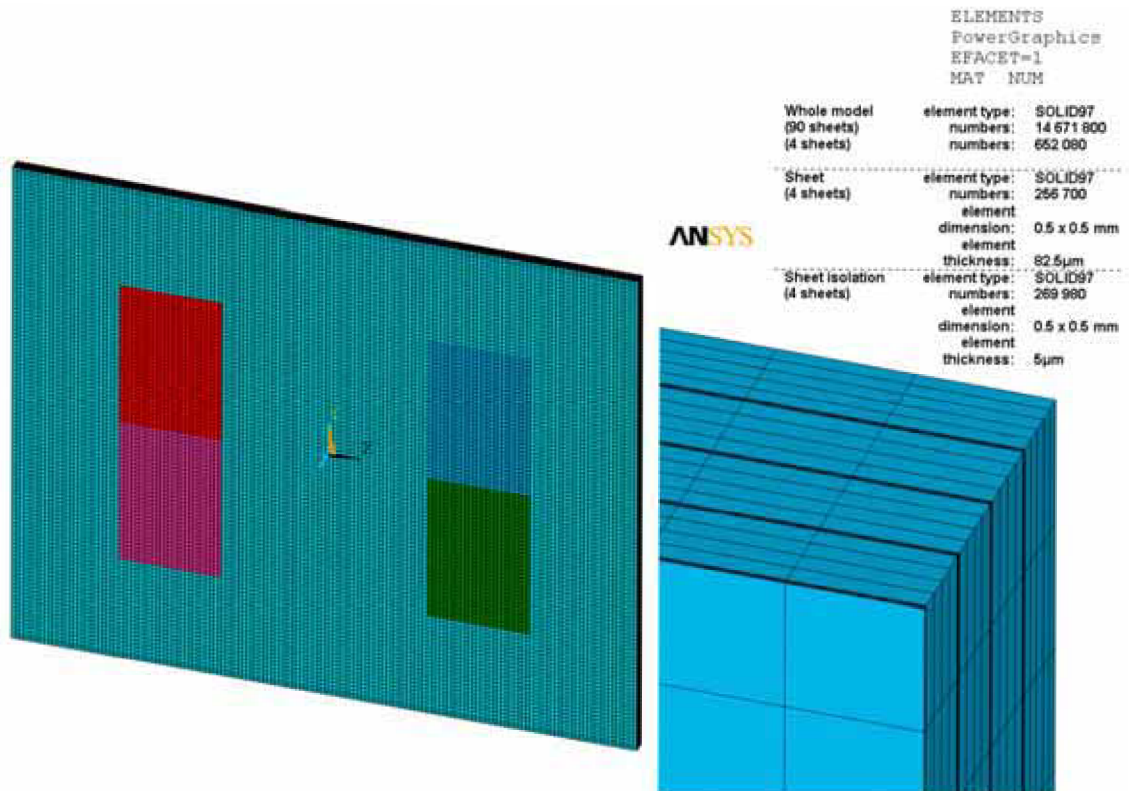


Obr. 8.6. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) TR-3D.

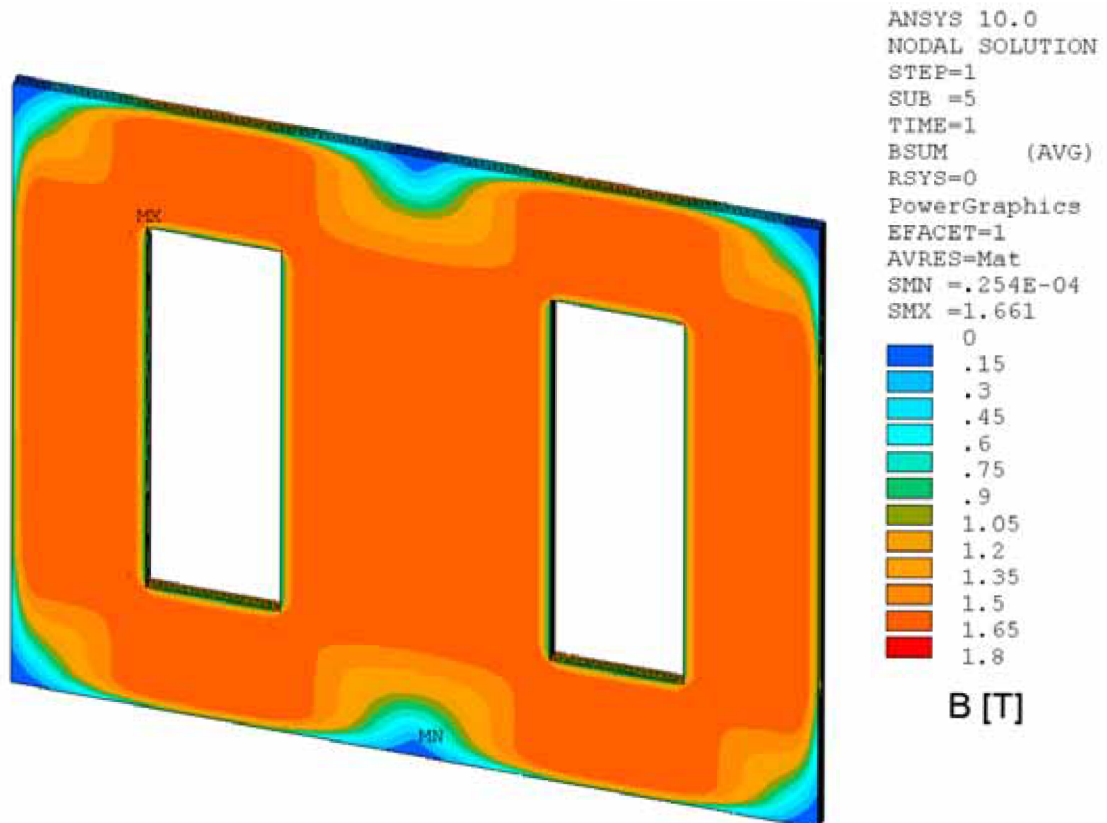


Obr. 8.7. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) - detail TR-3D.

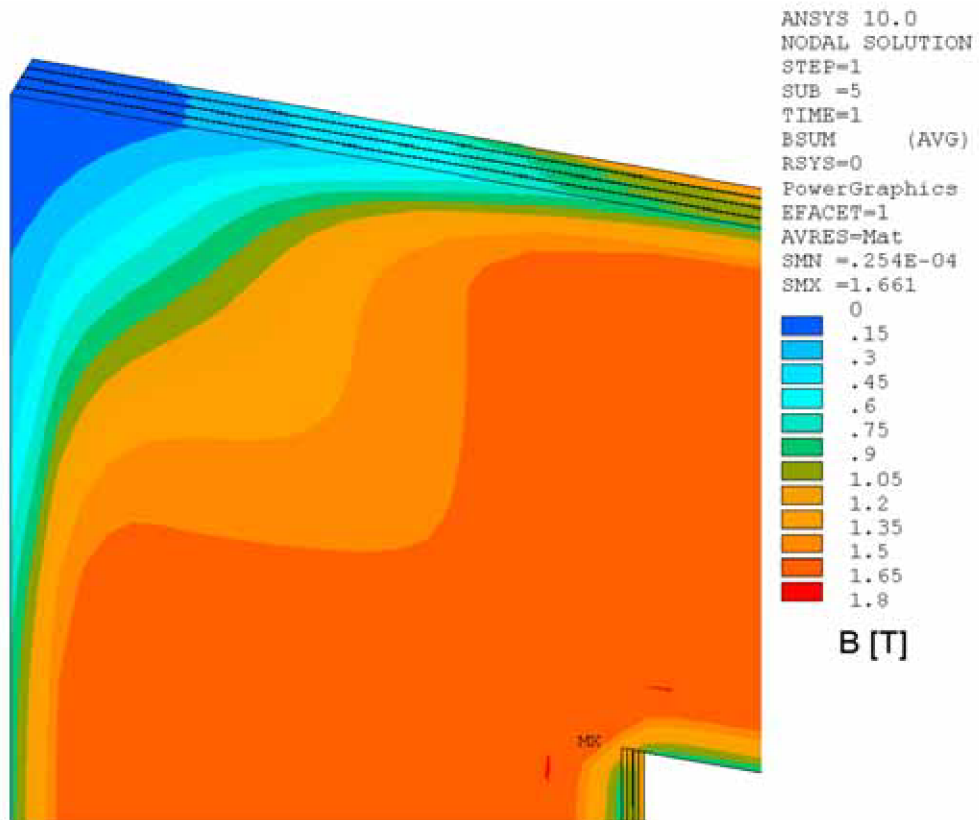
Results: 3D magnetický model – magnetický obvod složený z plechů (TR-3DLS)



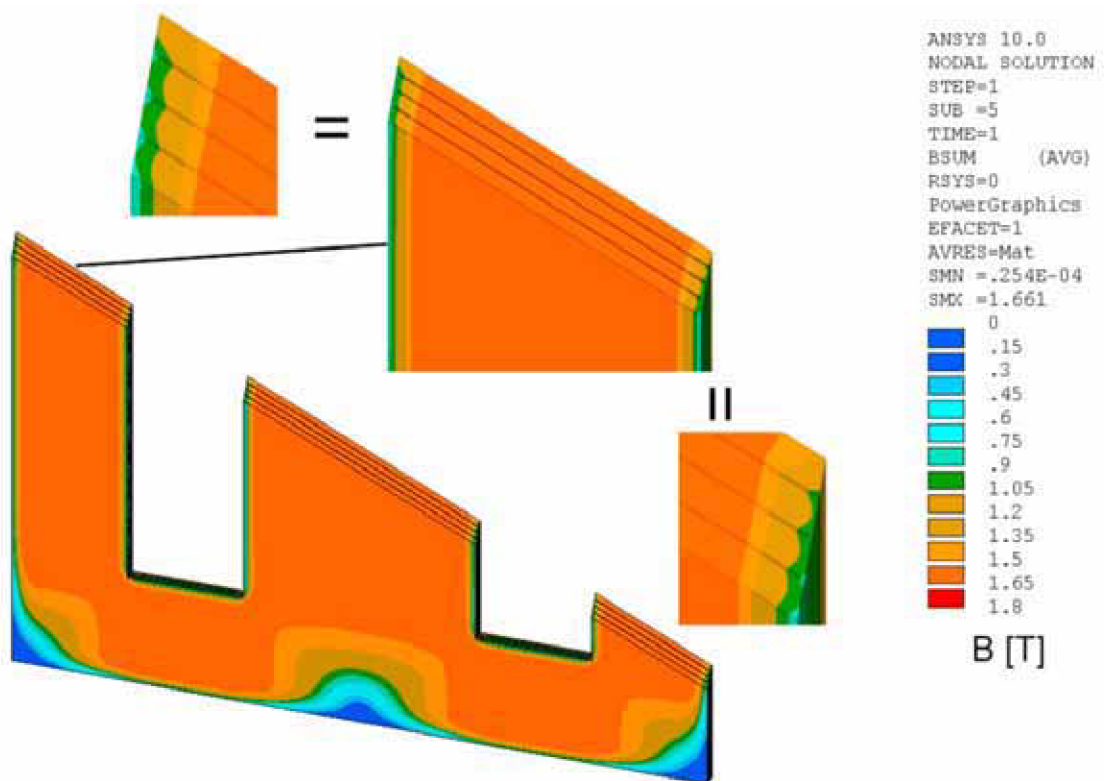
Obr. 8.8. MESH modelu TR-3DLS.



Obr. 8.9. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) TR-3DLS.



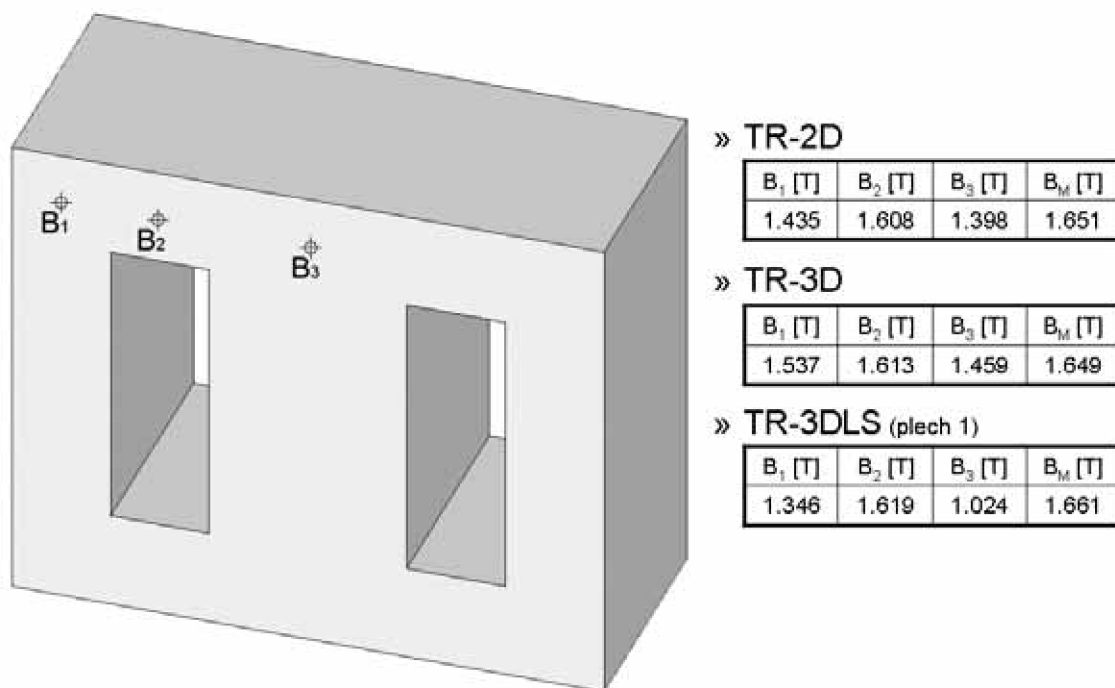
Obr. 8.10. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) – detail TR-3DLS.



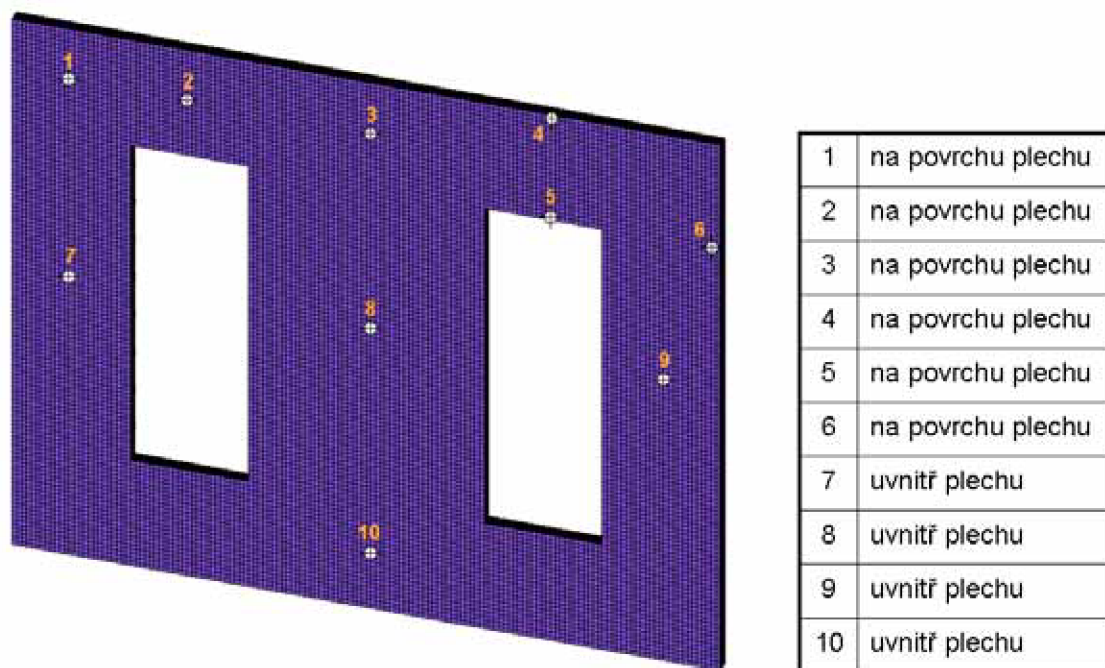
Obr. 8.11. Rozložení magnetické indukce (magnetic flux density) – detail (řez) TR-3DLS.

3D model s aplikací plechů (TR-3DLS) je diskretizován přibližně 2,5násobným počtem elementů, jedná se avšak pouze o 4 plechy. Celý konečnoprvkový model transformátoru TR-3DLS by byl v tomto případě tvořen více než 14,5mil elementy, což je velká časová náročnost na výpočet. V případě konečnoprvkového modelu asynchronního stroje by tento počet byl mnohonásobně vyšší s uvažováním laminování.

Porovnání jednotlivých variant je provedeno podle bodů na Obr.8.12.



Obr. 8.12. Rozložení měřicích bodů pro porovnání.



Obr. 8.13. Vyznačení bodů, kde se zjišťovala velikost magnetické indukce.

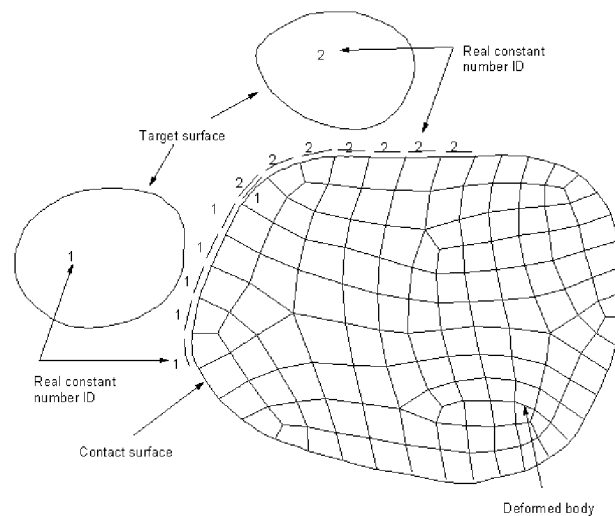
Plech 1		Plech 2		Plech 3		Plech 4	
B_1 [T]	1.346	B_1 [T]	1.346	B_1 [T]	1.347	B_1 [T]	1.348
B_2 [T]	1.619	B_2 [T]	1.619	B_2 [T]	1.619	B_2 [T]	1.619
B_3 [T]	1.024	B_3 [T]	1.025	B_3 [T]	1.026	B_3 [T]	1.027
B_4 [T]	0.930	B_4 [T]	0.990	B_4 [T]	1.025	B_4 [T]	1.097
B_5 [T]	0.965	B_5 [T]	0.916	B_5 [T]	0.948	B_5 [T]	1.010
B_6 [T]	0.787	B_6 [T]	0.830	B_6 [T]	0.859	B_6 [T]	0.913
B_7 [T]	1.622	B_7 [T]	1.622	B_7 [T]	1.622	B_7 [T]	1.622
B_8 [T]	1.604	B_8 [T]	1.604	B_8 [T]	1.604	B_8 [T]	1.604
B_9 [T]	1.622	B_9 [T]	1.622	B_9 [T]	1.622	B_9 [T]	1.622
B_{10} [T]	0.938	B_{10} [T]	0.939	B_{10} [T]	0.940	B_{10} [T]	0.941

Tab. 8.1. Tabulka srovnání magnetické indukce jednotlivých plechů – TR-3DLS.

Z porovnání plyne, že vliv laminování magnetického obvodu ovlivňuje výpočet sycení, avšak jevy uplatňující se v čelech vinutí je nutné uvažovat jen u strojů velkých výkonů. Z důvodu náročnosti výpočtu je možné za určitých předpokladů použít pouze dvourozměrný model stroje.

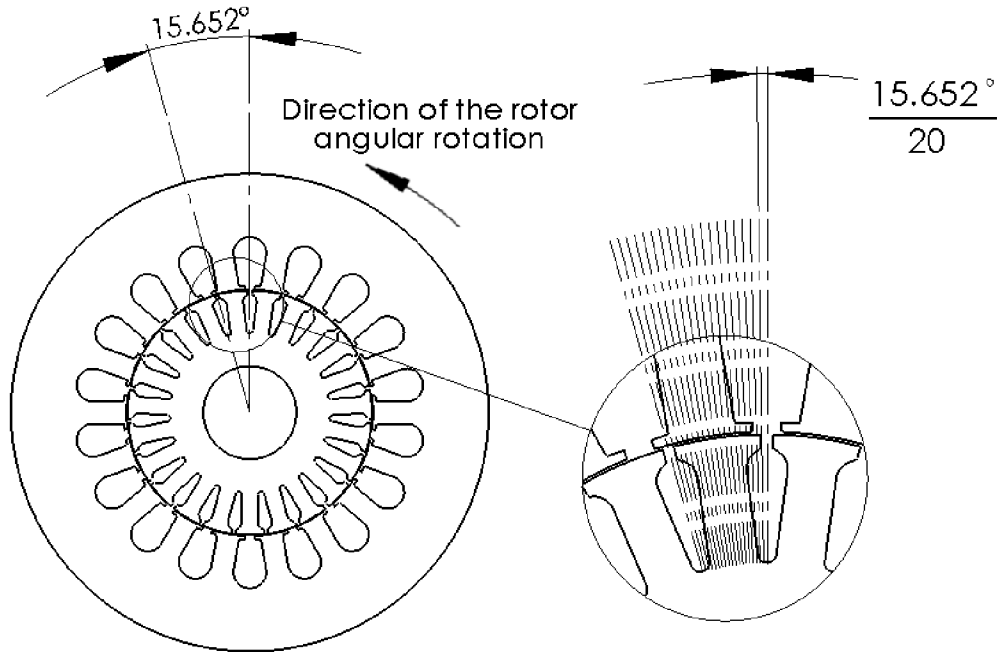
8.2. Poloha rotoru vůči statoru

Bylo nutno vytvořit parametrický výpočetní model umožňující rotaci rotorové části magnetického obvodu s využitím kontaktního páru **Contact/Target** (Obr. 8.14). Kontaktní pár zajišťuje dostatečný počet stupňů volnosti dvou nezávisle vytvořených výpočetních sítí.

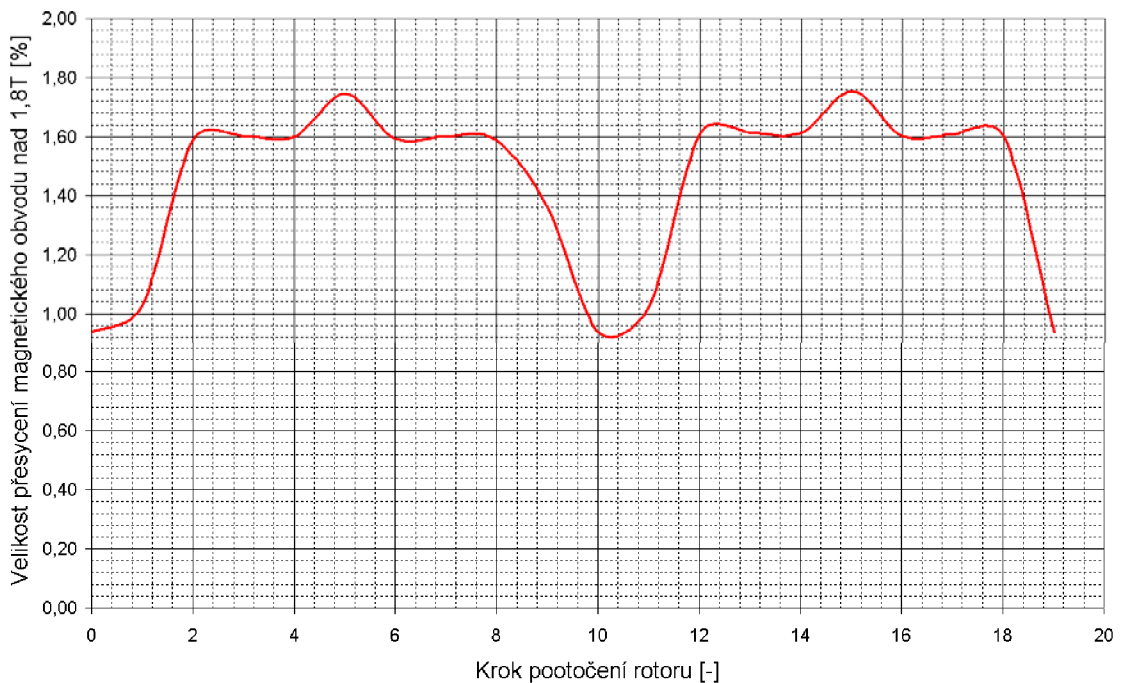


Obr. 8.14. Kontaktní pár *Contact/Target*.

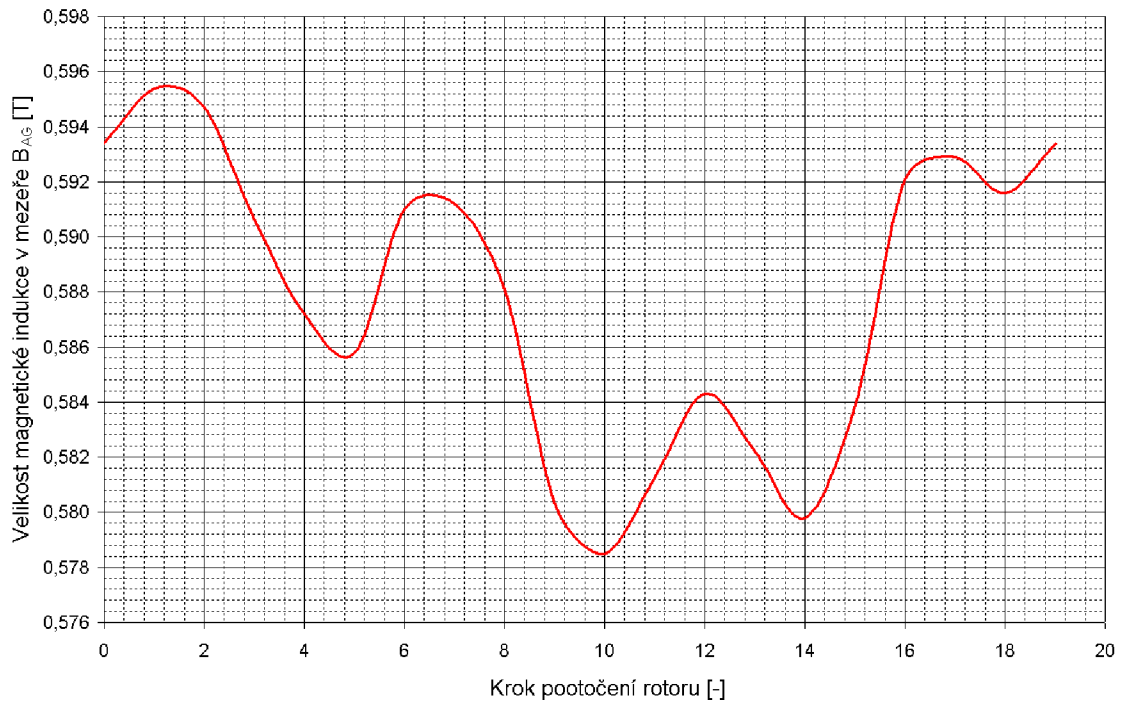
Poloha rotoru vůči statoru je zkoumána v rámci jedné drážkové rozteče rotoru, neboť přesné určení polohy rotoru vůči statoru je bez použití přesného měření polohy velmi obtížné. V rozsahu jedné drážkové rozteče rotoru je prováděna následující analýza (Obr.8.15) ve 20 krocích, tj. úhel $0,7826^\circ$.



Obr. 8.15. Oblast analýzy – rotorová drážková rozteč s vyznačením kroku pootočení rotoru.

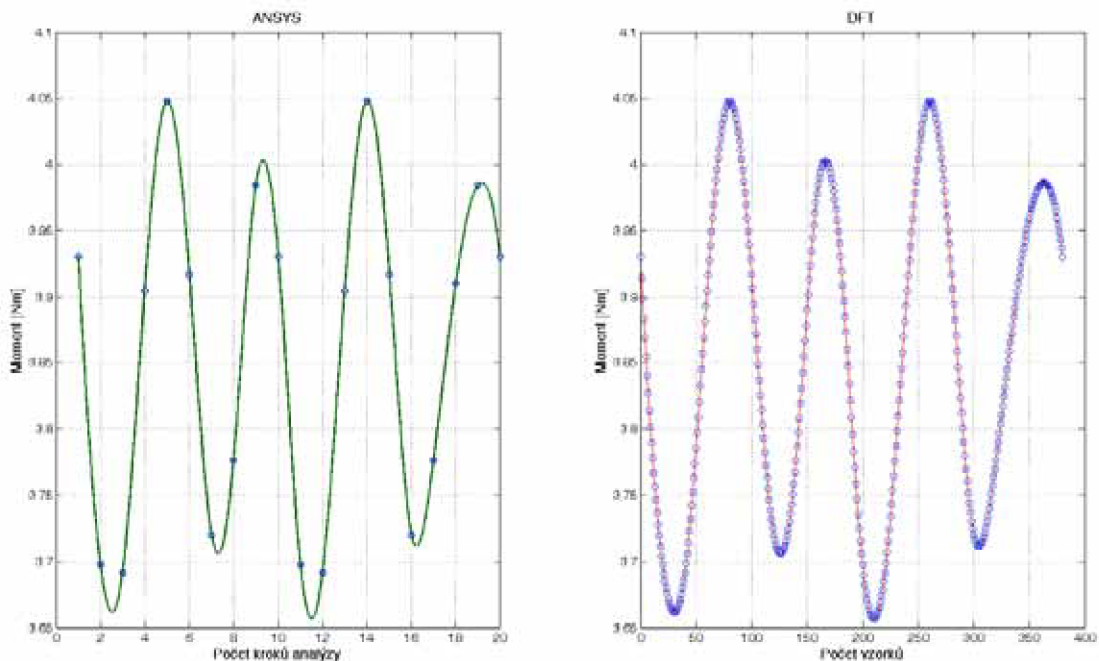


Obr. 8.16. Velikost přesycení magnetického obvodu nad 1,8T (OAS v %) v závislosti na poloze rotoru vůči statoru (na kroku pootočení).

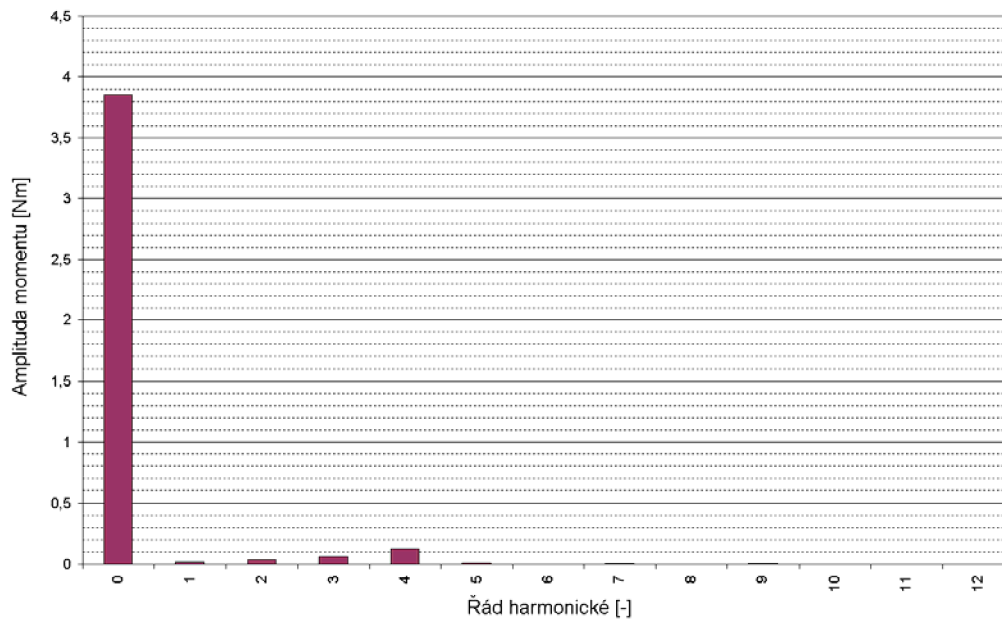


Obr. 8.17. Průběh magnetické indukce uprostřed vzduchové mezeře (B_{AG}) v závislosti na poloze rotoru vůči statoru (na kroku pootočení).

Analýza je provedena pro jmenovitý skluz a moment (motorický režim) ve 20 krocích. Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je 0,5885T. V rámci jedné drážkové rozteče dochází k periodickému zvětšování a zmenšování velikosti oblasti přesycení s periodou $7,826^\circ$ – polovina úhlu drážkové rozteče (Obr.8.15).



Obr. 8.18. Závislost velikosti elektromagnetického momentu na poloze rotoru vůči statoru – průběh momentu vypočtený (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí DFT).

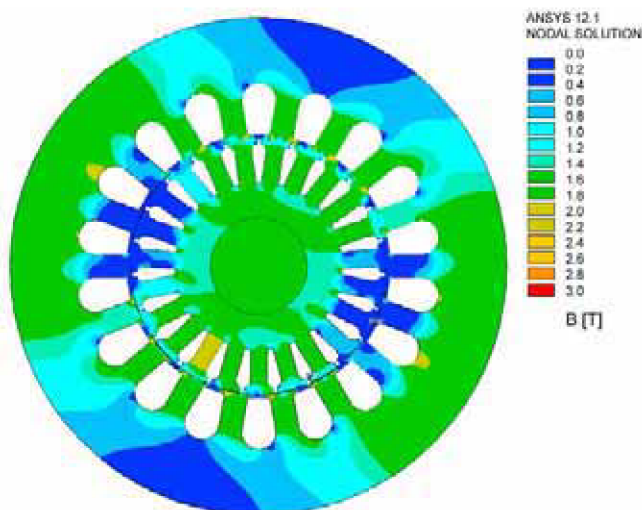


Obr. 8.19. Spektrální analýza (FT) průběhu elektromagnetického momentu.

Poloha rotoru vůči statoru rovněž ovlivňuje velikost pulsací elektromagnetického momentu v rozmezí $\pm 2,5 Nm/m$, vztaheno na $1m$ osové délky svazku (Obr.8.18.), což představuje pulsace přepočteného elektromagnetického momentu přibližně $\pm 0,18 Nm$. Provedená spektrální analýza původního signálu (moment vypočtený na základě elektromagnetického modelu analyzovaného stroje) dokládá vznik harmonické složky momentu 4-řádu (stupně) při pootočení o jednu drážkovou rozteč.

8.3. Elektromagnetický moment

Elektromagnetický moment je vyšetřován pro motorický a generátorický režim v oblastech jmenovitého skluzu a momentu. Velikost přesycení magnetického obvodu dosahuje pro jmenovitý moment přibližně 1% pro motor a přibližně 8,5% pro generátor.



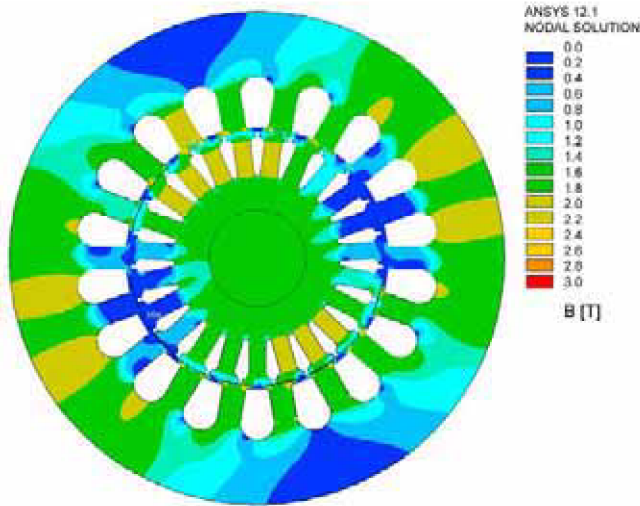
Motor: s_n, M_n

Výsledky:
Velikost přesycení:
 $B > 1.8T \Rightarrow 0,9\%$

$$B_{AG-C} = 0,595T$$

$$M_{EMAG-CALC} = 3,930 Nm$$

Obr. 8.20. Rozložení elektromagnetického pole pro motor (s_n, M_n).



Generátor: s_n

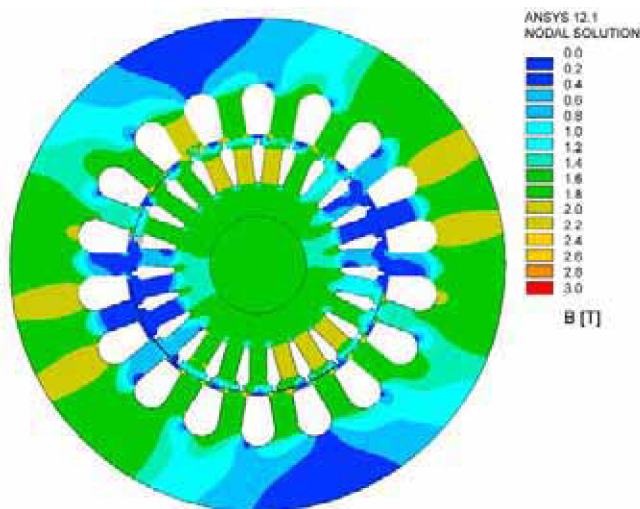
Výsledky:

Velikost přesycení:
 $B > 1.8T \Rightarrow 11,7\%$

$$B_{AG-C} = 0,654T$$

$$M_{EMAG-CALC} = -3,900Nm$$

Obr. 8.21. Rozložení elektromagnetického pole pro generátor (s_n).



Generátor: M_n

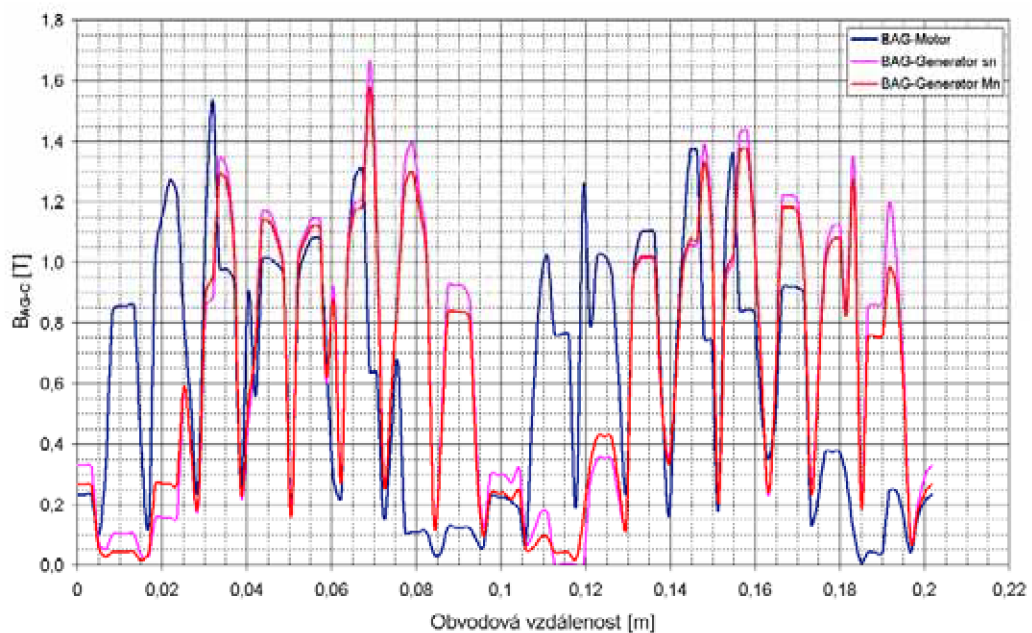
Výsledky:

Velikost přesycení:
 $B > 1.8T \Rightarrow 8,5\%$

$$B_{AG-C} = 0,634T$$

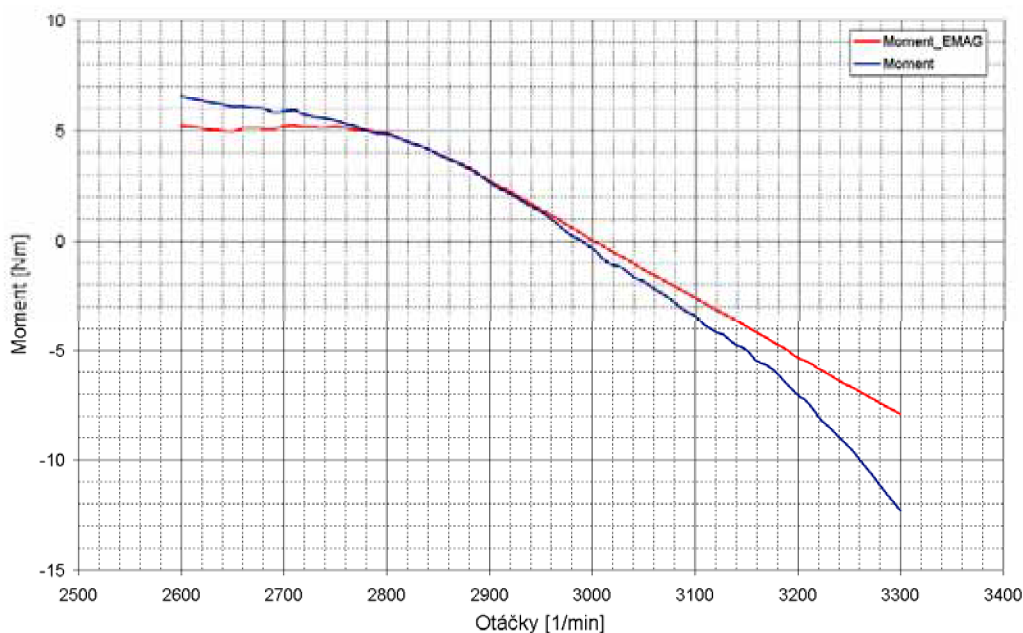
$$M_{EMAG-CALC} = -2,866Nm$$

Obr. 8.22. Rozložení elektromagnetického pole pro generátor (M_n).

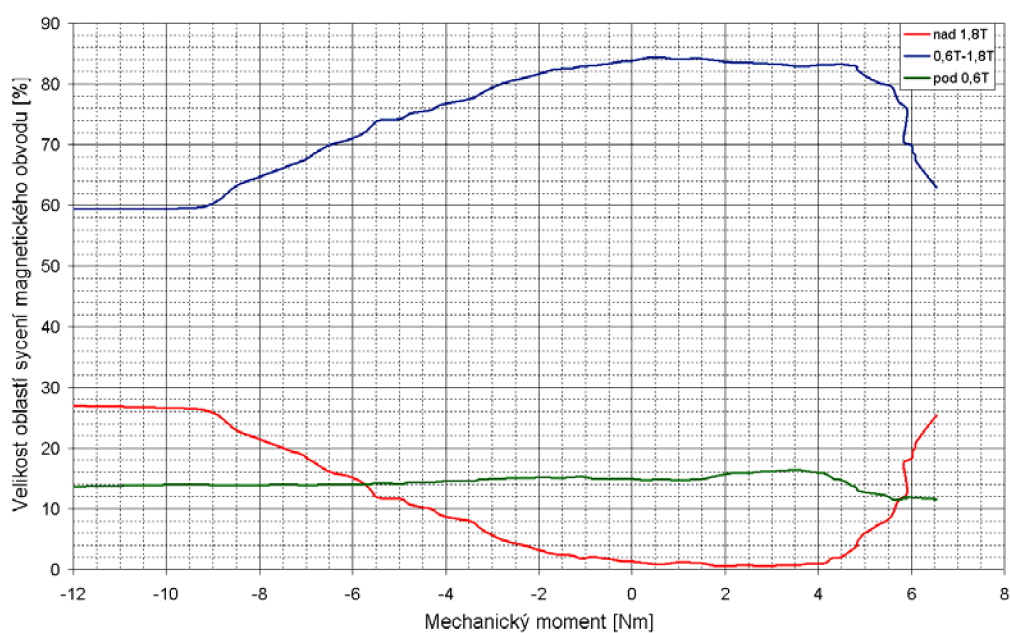


Obr. 8.23. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery pro motor (s_n) a generátor (s_n, M_n).

Na Obr.8.23. je zobrazeno porovnání průběhů absolutních hodnot magnetické indukce podél vzduchové mezery stroje pro vyšetřované pracovní režimy. Velikost elektromagnetického momentu celkem dobře opisuje momentovou charakteristiku (Obr.8.24.), obzvláště v okolí pracovního bodu stroje. Kladná hodnota momentu představuje motorický režim a záporná hodnota momentu generátorický režim. Graf uvedený na Obr. 8.25 znázorňuje velikost sycení magnetického obvodu v závislosti na mechanickém momentu.

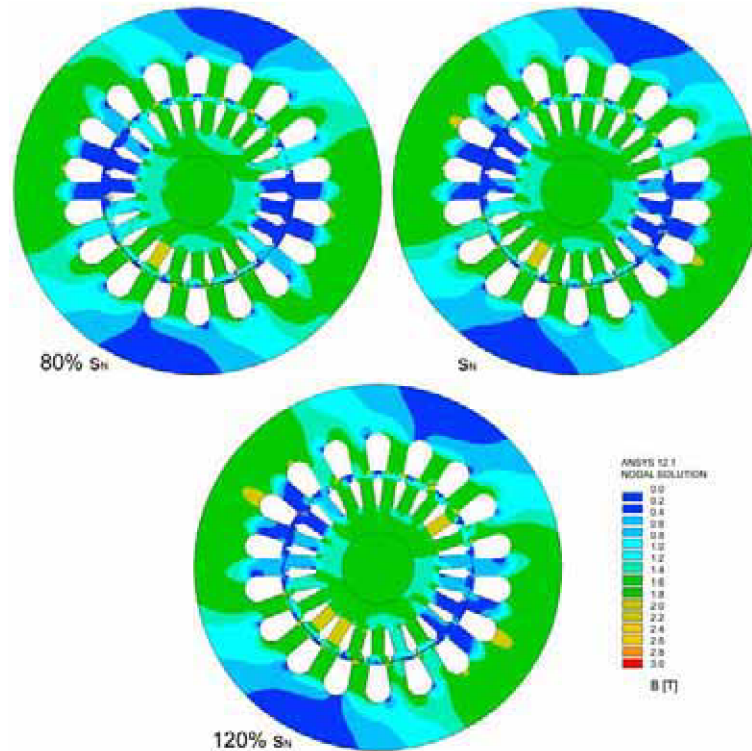


Obr. 8.24. Momentová charakteristika $M = f(n)$ (M_{MECH} , $M_{EMAG-CALC}$).

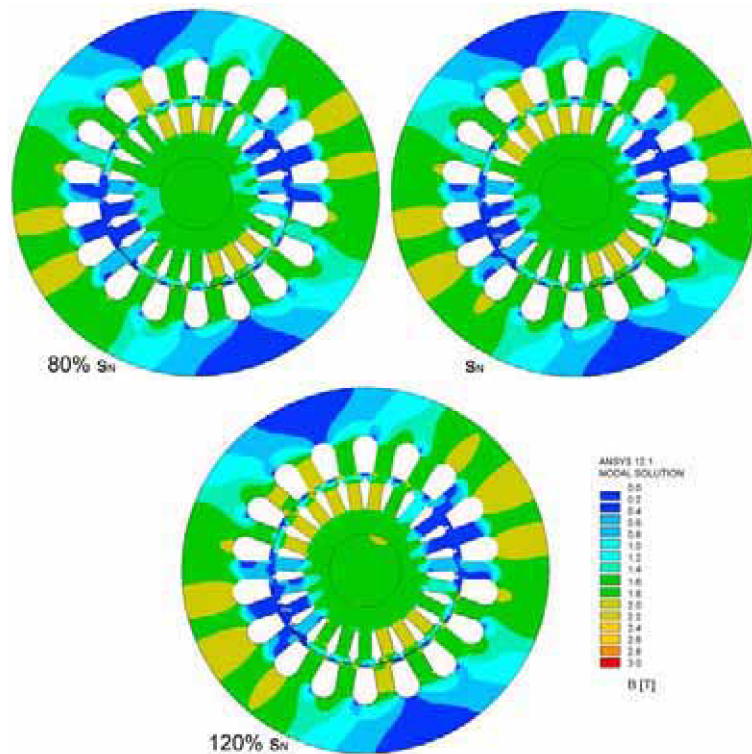


Obr. 8.25. Velikost oblastí sycení magnetického obvodu v závislosti na mechanickém momentu.

Je zřejmé, že v generátorickém režimu (chodu stroje) je velikost oblastí přesycení magnetického obvodu několikanásobně větší, než-li je tomu v případě motorického režimu. Na základě toho bylo vyšetřeno rozložení elektromagnetického pole v motorickém i generátorickém režimu pro jmenovitý skluz a jeho změnu o $\pm 20\%$.



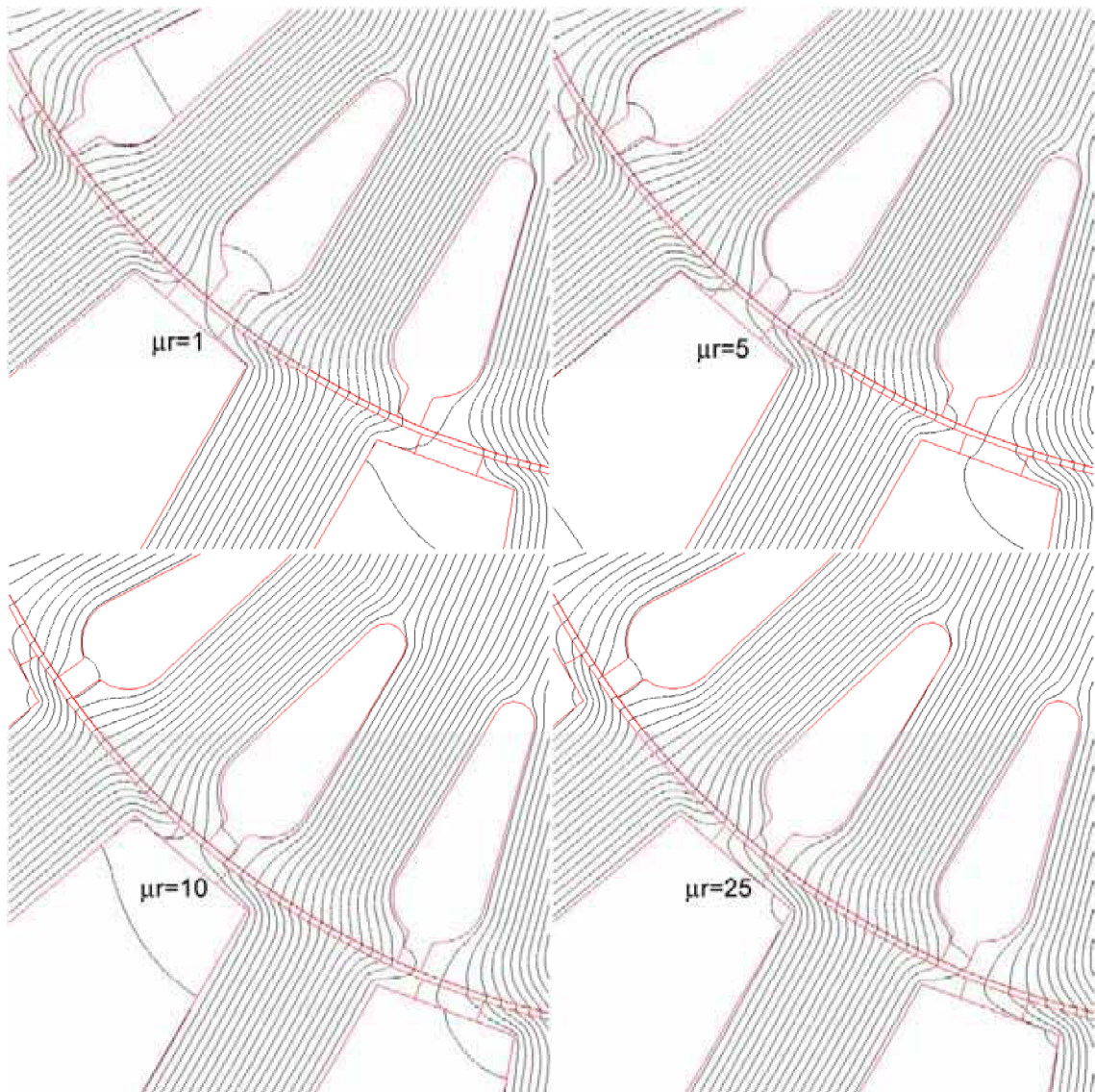
Obr. 8.26. Rozložení elektromagnetického pole pro motor (s_n) – změna skluzů o 20%.



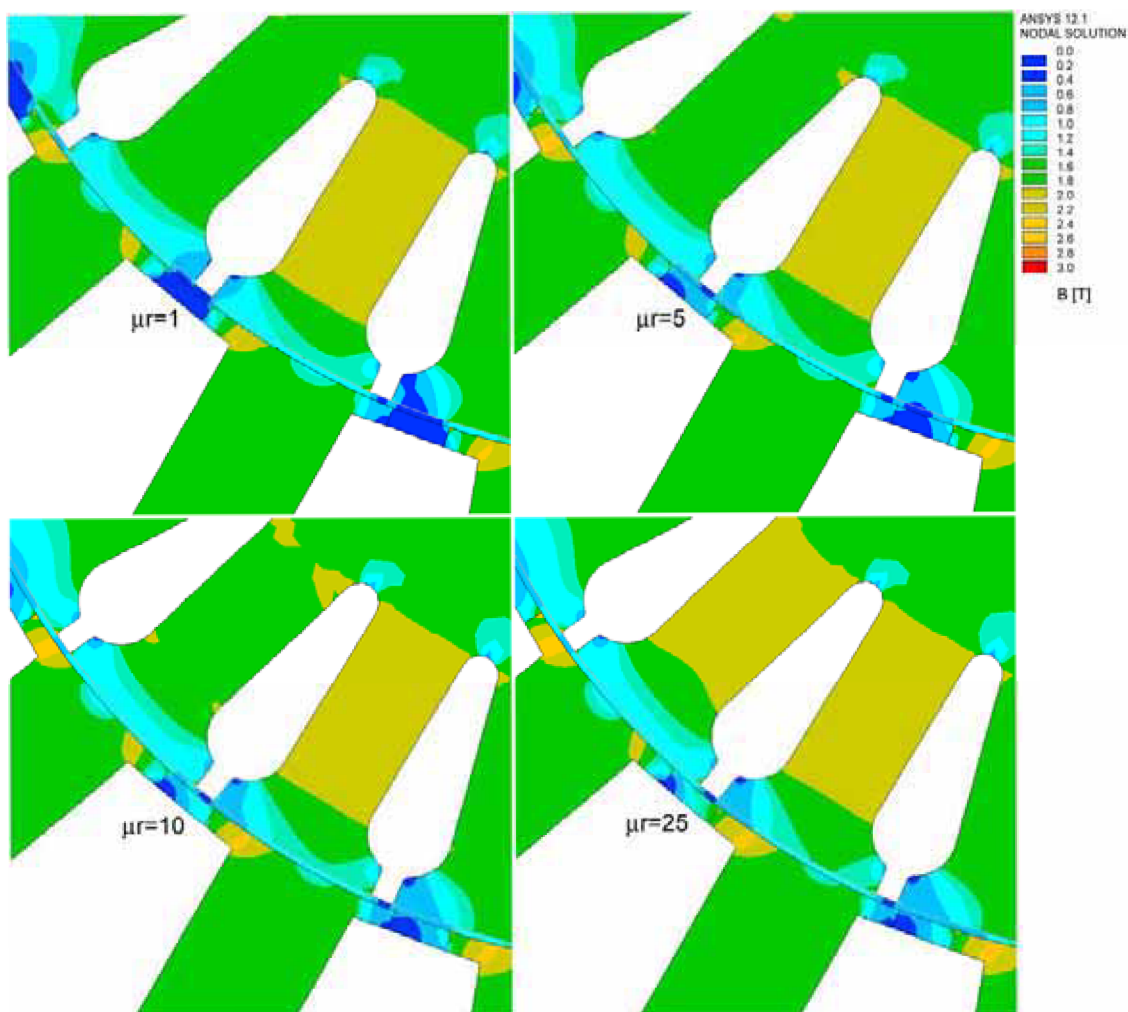
Obr. 8.27. Rozložení elektromagnetického pole pro generátor (s_n) – změna skluzů o 20%.

8.4. Magnetické klíny

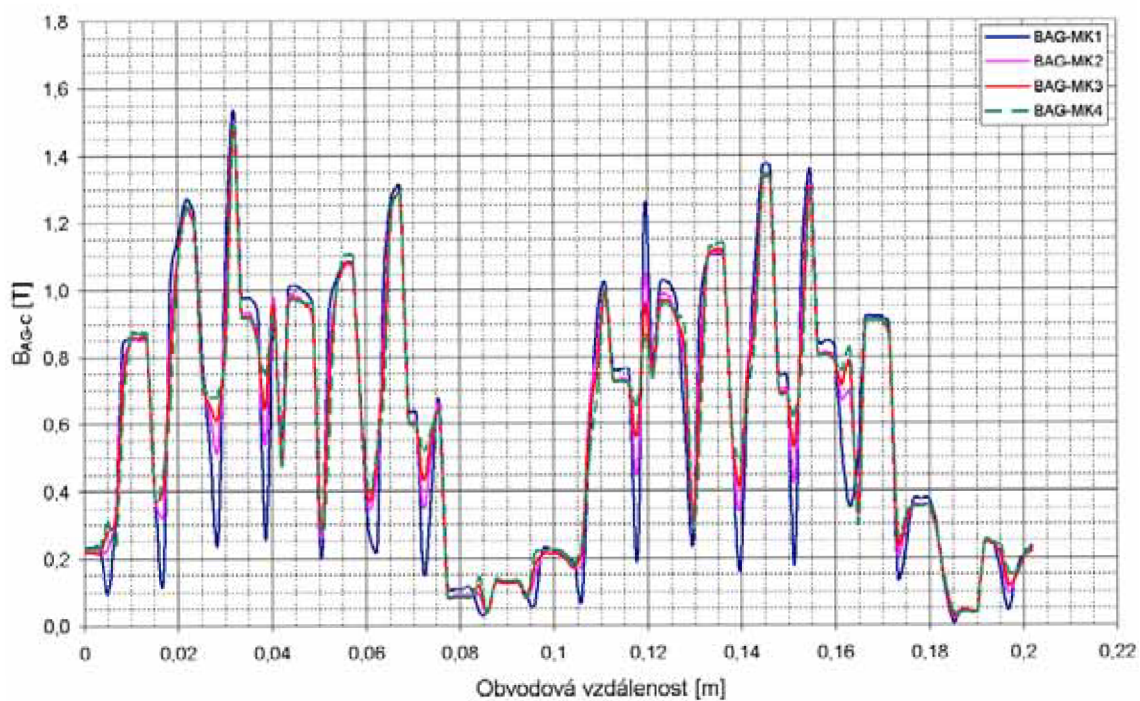
Z této analýzy plyne, že použitím magnetických klínů dochází ke zvětšování rozptylového toku, tj. k přesycení magnetického obvodu v oblasti hlav statorových zubů. Tvar drážky, její otevření a tím i velikost a vlastnosti klínu ovlivňují velikost elektromagnetického momentu – mohou do jisté míry omezit pulsace momentu vznikající od drážkování. Při magneticky nevodivém materiálu klínu o permeabilitě $\mu_r = 1$ dosahuje velikost elektromagnetického momentu 52,403Nm/m (3,930Nm), pro permeabilitu klínu $\mu_r = 5$ poklesne moment na hodnotu 51,618Nm/m (3,871Nm), pro permeabilitu klínu $\mu_r = 10$ poklesne moment na hodnotu 51,528Nm/m (3,865Nm) a pro permeabilitu klínu $\mu_r = 25$ poklesne moment na hodnotu 51,639Nm/m (3,873Nm). Nejvýraznější pokles nastal pro permeabilitu klínu $\mu_r = 10$, kdy moment poklesl o $\sim 1,7\%$.



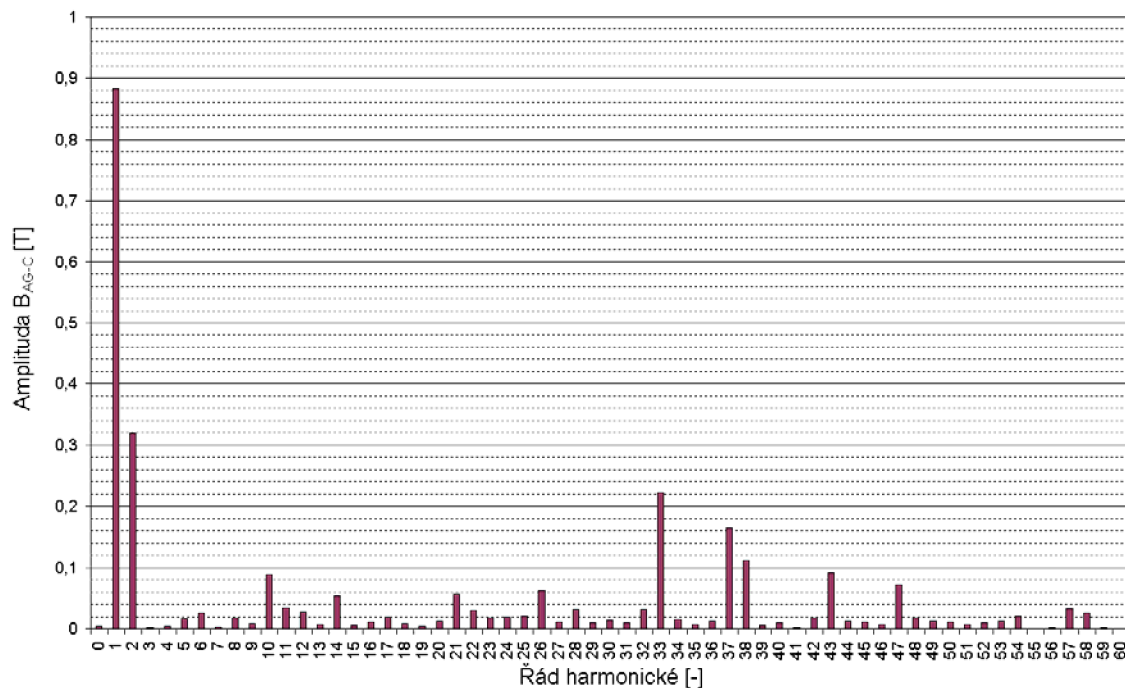
Obr. 8.28. Zobrazení magnetických siločar v zubech pro různé materiály drážkového klínu.



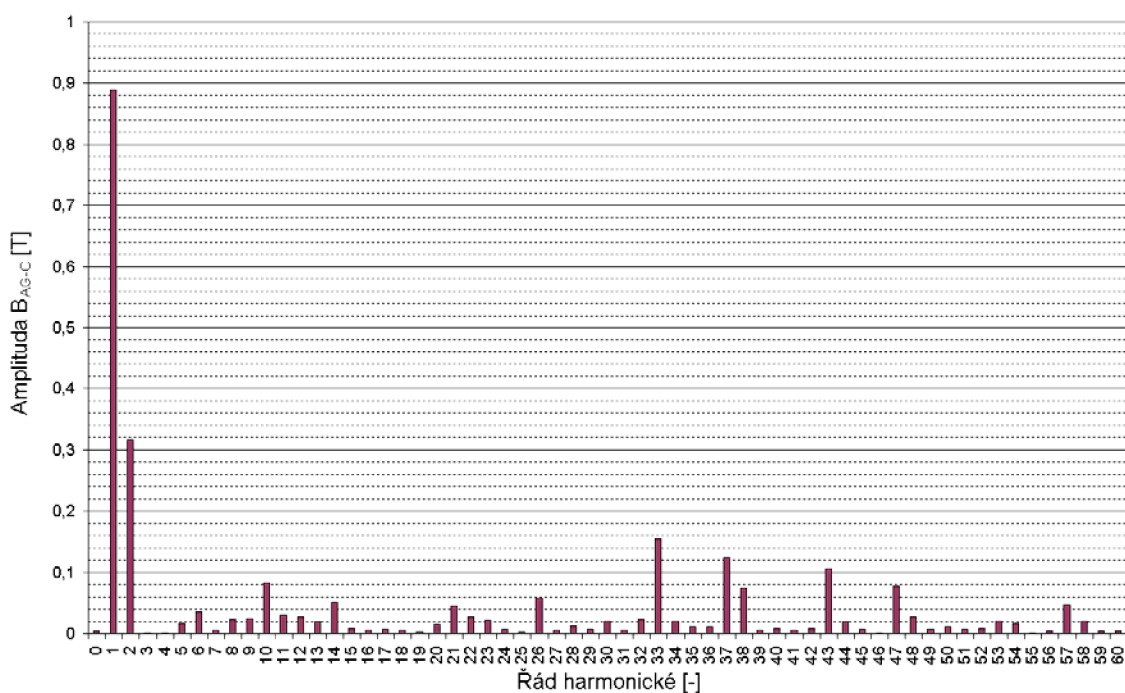
Obr. 8.29. Průběh magnetické indukce v zubech pro různé materiály drážkového klínu.



Obr. 8.30. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery pro různé materiály drážkového klínu pro motor (s_n).

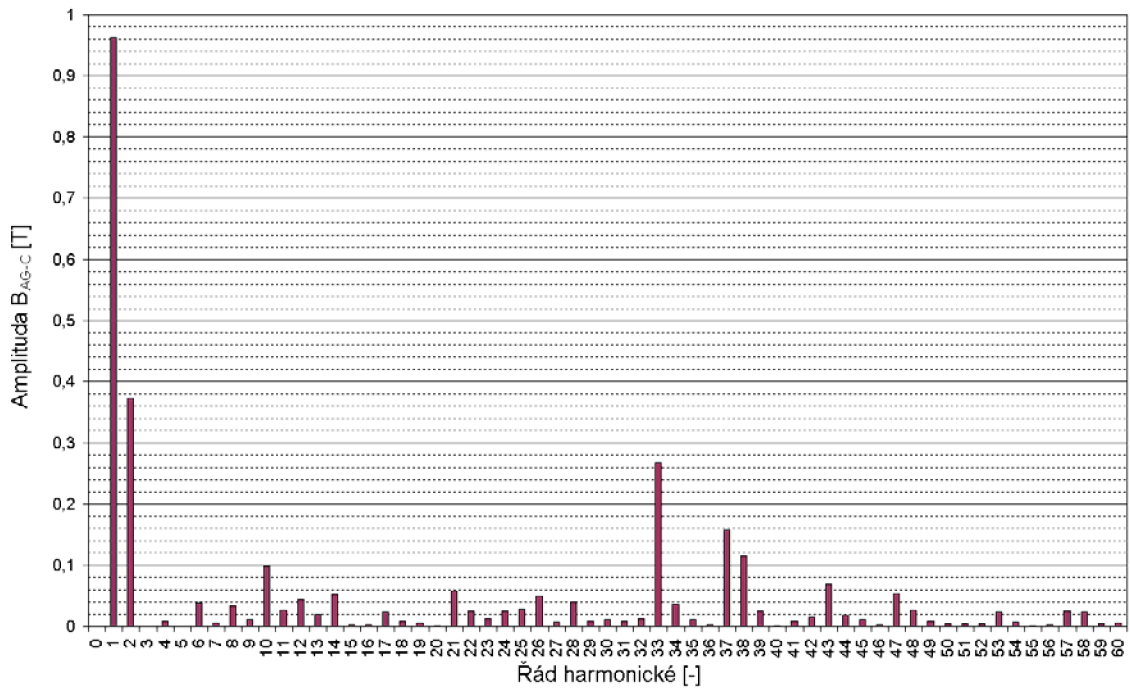


Obr. 8.31. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) motor s_n – drážkový klín: nemagnetický (BAG-MK1).

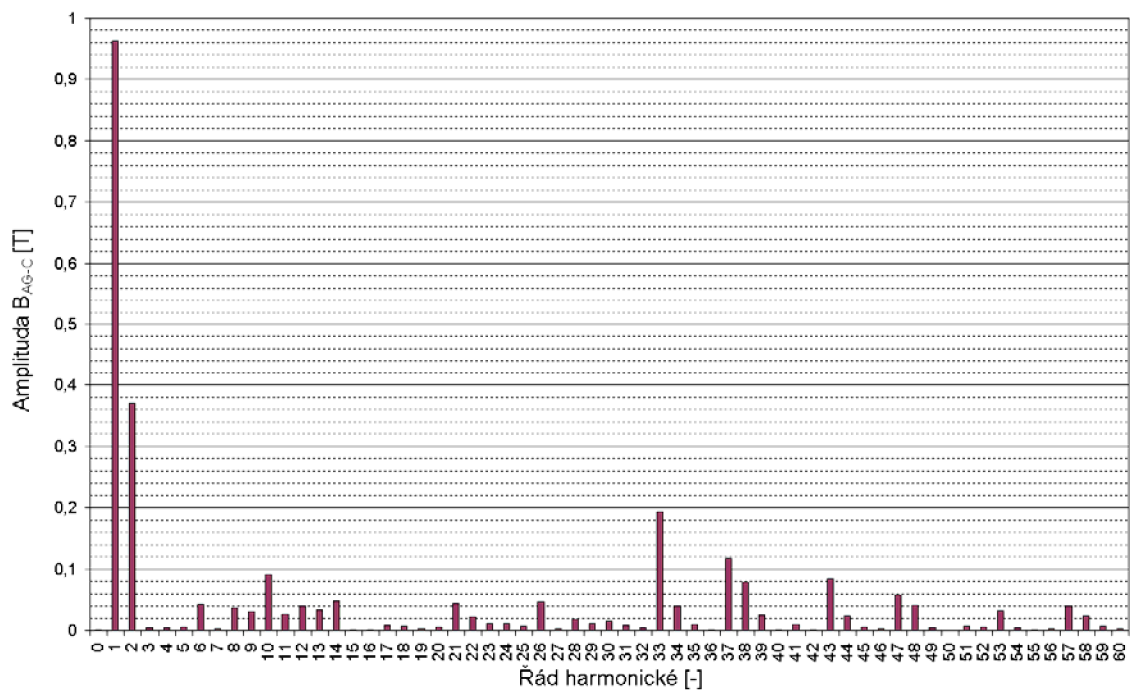


Obr. 8.32. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) motor s_N – drážkový klín: permeabilita $\mu_r = 10$ (BAG-MK3).

Provedená harmonická analýza dokládá snížení nejen drážkových harmonických magnetické indukce podél vzduchové mezery při použití drážkového klínu o permeabilitě $\mu_r = 10$, ale i dalších. Drážkové harmonické $\nu = 17;19$ poklesly v průměru o více než 30% – porovnání Obr. 8.31 a 8.32.



Obr. 8.33. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) generátor s_n – drážkový klín: nemagnetický.



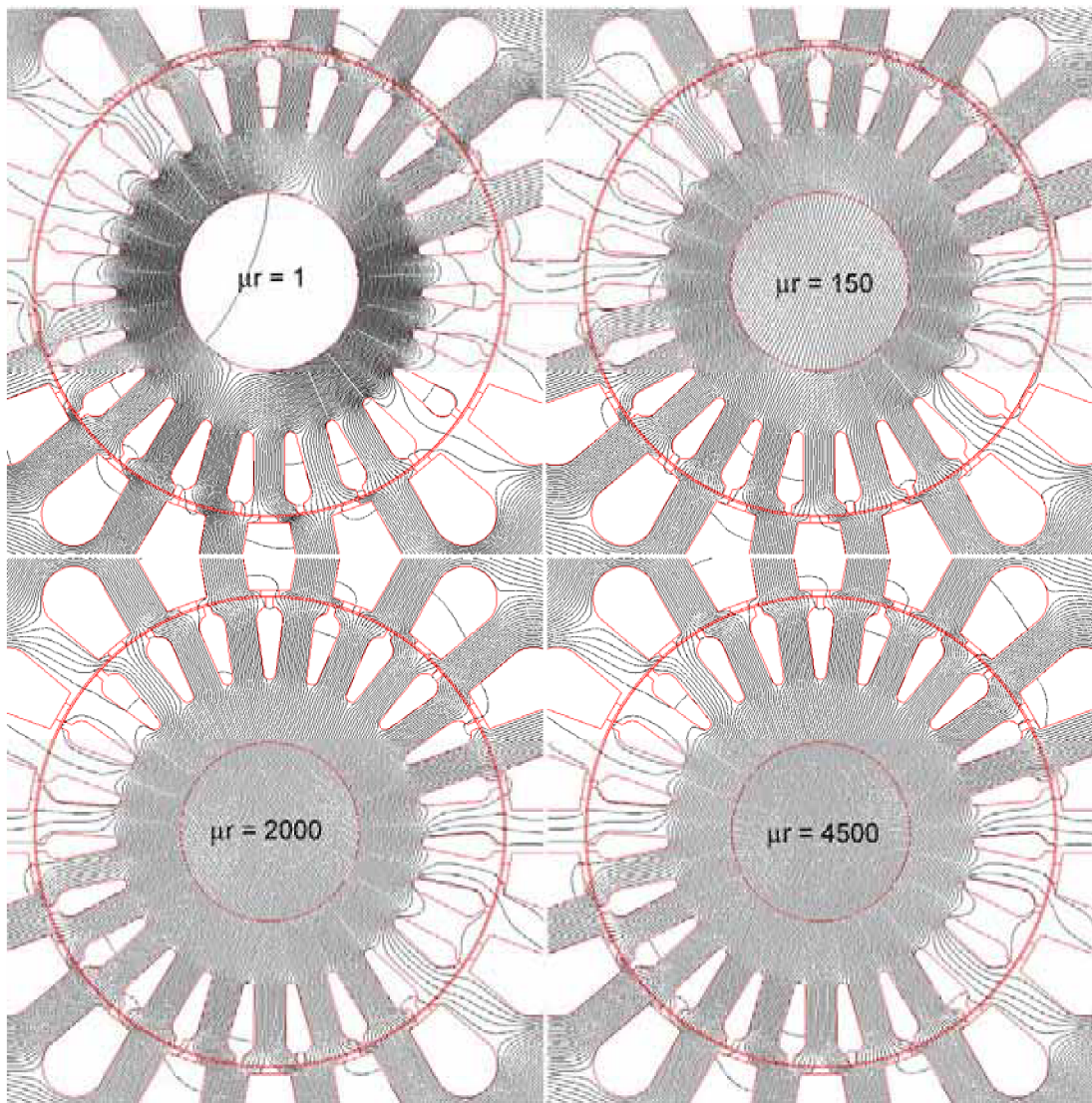
Obr. 8.34. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) generátor s_n – drážkový klín: permeabilita $\mu_r = 10$.

Obdobně jako v případě motorického režimu i v generátorickém režimu došlo ke snížení drážkových harmonických magnetické indukce podél vzduchové mezery při použití drážkového klínu o permeabilitě $\mu_r = 10$, ale i ostatních harmonických.

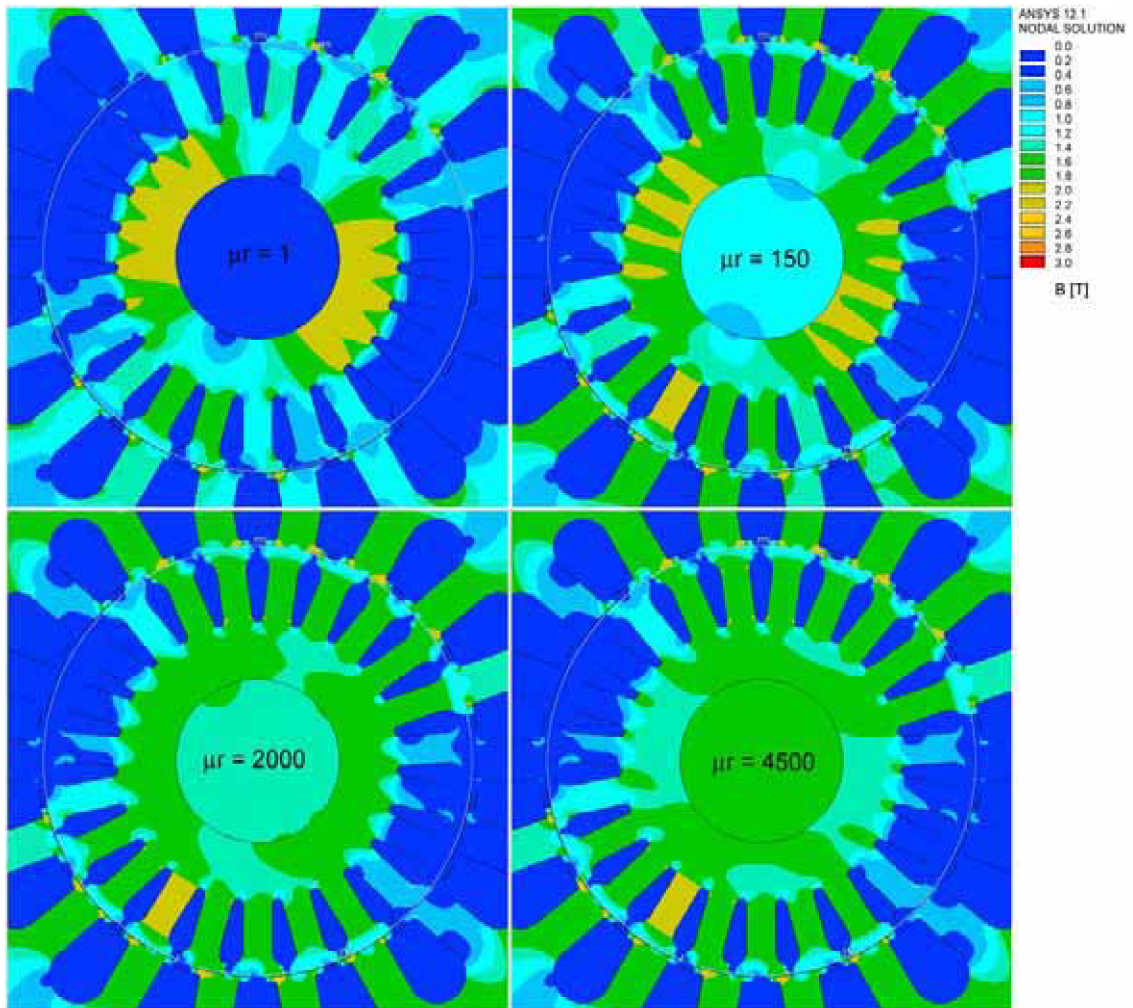
8.5. Materiál hřídele

Uvažování hřídele při elektromagnetickém výpočtu má svá opodstatnění, neboť dochází ke změně velikosti magnetické indukce v zubech statoru i rotoru, zatímco střední hodnota magnetické indukce uprostřed rotorového jha zůstala přibližně stejná. Dochází k rovnoměrnějšímu rozložení elektromagnetického pole v rotoru (Obr. 8.36) a oblasti přesycení magnetického obvodu nad 2,2T (oblast hlav zubů) se zvětší o ~16%.

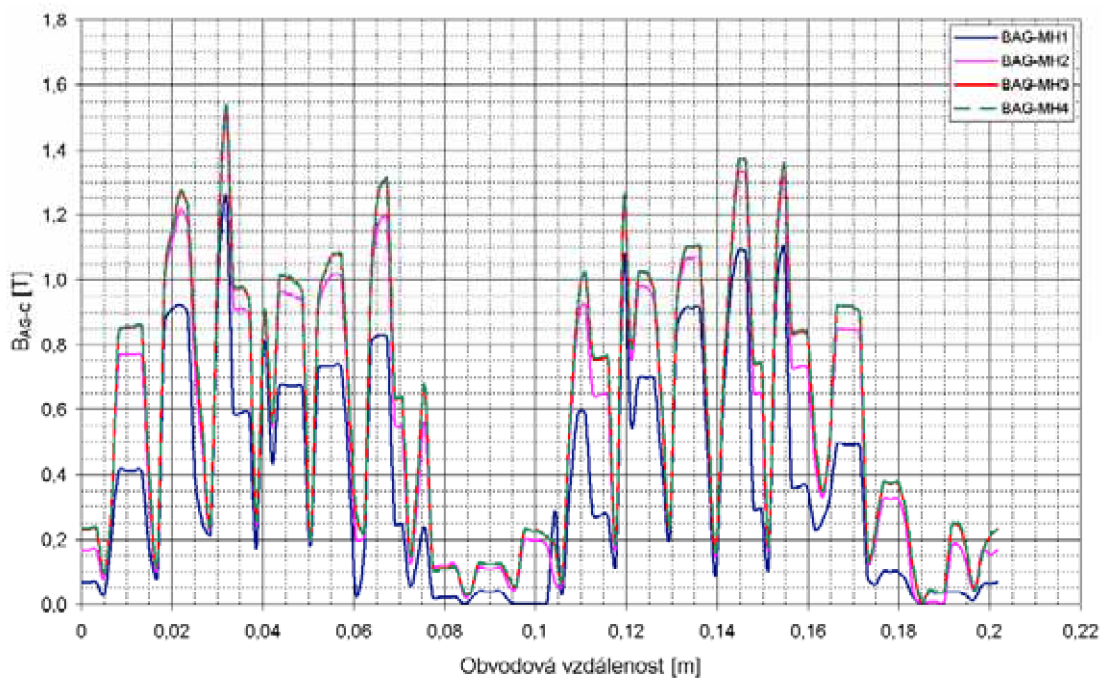
Při materiálu hřídele o permeabilitě $\mu_r = 1$ dosahuje velikost elektromagnetického momentu 34,692Nm/m (2,602Nm), pro $\mu_r = 150$ vzroste moment na hodnotu 48,942Nm/m (3,671Nm), pro $\mu_r = 2000$ vzroste moment na hodnotu 52,245Nm/m (3,918Nm) a pro $\mu_r = 4500$ hodnota momentu vzroste na 52,403Nm/m (3,930Nm). Nejvýraznější nárůst nastal pro permeabilitu $\mu_r = 4500$, kdy moment vzrostl o ~51% vzhledem k materiálu o permeabilitě $\mu_r = 1$.



Obr. 8.35. Zobrazení magnetických siločar v rotorovém jhu pro různé materiály hřídele.



Obr. 8.36. Rozložení magnetické indukce v rotorovém jhu pro různé materiály hřídele.



Obr. 8.37. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery pro různé materiály hřídele.

8.6. Materiál magnetického obvodu

Magnetické vlastnosti materiálů jsou dány pohybem elektronů a protonů v atomech. Pohyb elektronů okolo jádra – po orbitu vyvolává dráhový moment elektronu. Spinový pohyb vyvolává spinový moment elektronu nebo protonu. Součet všech magnetických momentů určuje výsledný magnetický moment atomu a to určuje magnetické vlastnosti daného materiálu. Dráhové a spinové magnetické momenty se mohou částečně, nebo i zcela vykompenzovat. To závisí na obsazení vnitřních drah atomového obalu elektrony. Magnetické vlastnosti materiálu charakterizujeme permeabilitou μ nebo susceptibilitou κ . Tyto veličiny nejsou obvykle konstantní, ale závisí na intenzitě magnetického pole.

Rozdělení magnetických látek podle permeability:

- diamagnetické látky $\mu_r < 1$

(inertní plyny, kovy: Cu, Hg, Bi, Au, Mg, nekovy, grafit, Si, P, S, J, Sb a mnohé

organické sloučeniny)

- paramagnetické látky $\mu_r > 1$

(některé plyny O₂, kapaliny, soli Fe vzácné zeminy, cer, erbium, thalium, Pt, Pd, Al, CaO)

- feromagnetické látky $\mu_r \gg 1$

(Fe, Co, Ni, Gd a jejich slitiny – při určité teplotě se látka změní na paramagnetickou nebo diamagnetickou, tzv. Curieova teplota)

- antiferomagnetické látky

(magnetické momenty jsou uspořádány antiparalelně)

- ferimagnetika

(ferity – vyznačují se špatnou elektrickou vodivostí, takže jsou použitelné i při vysokých frekvencích, neboť mají nízké ztráty způsobené vířivými proudy)

- metamagnetické látky

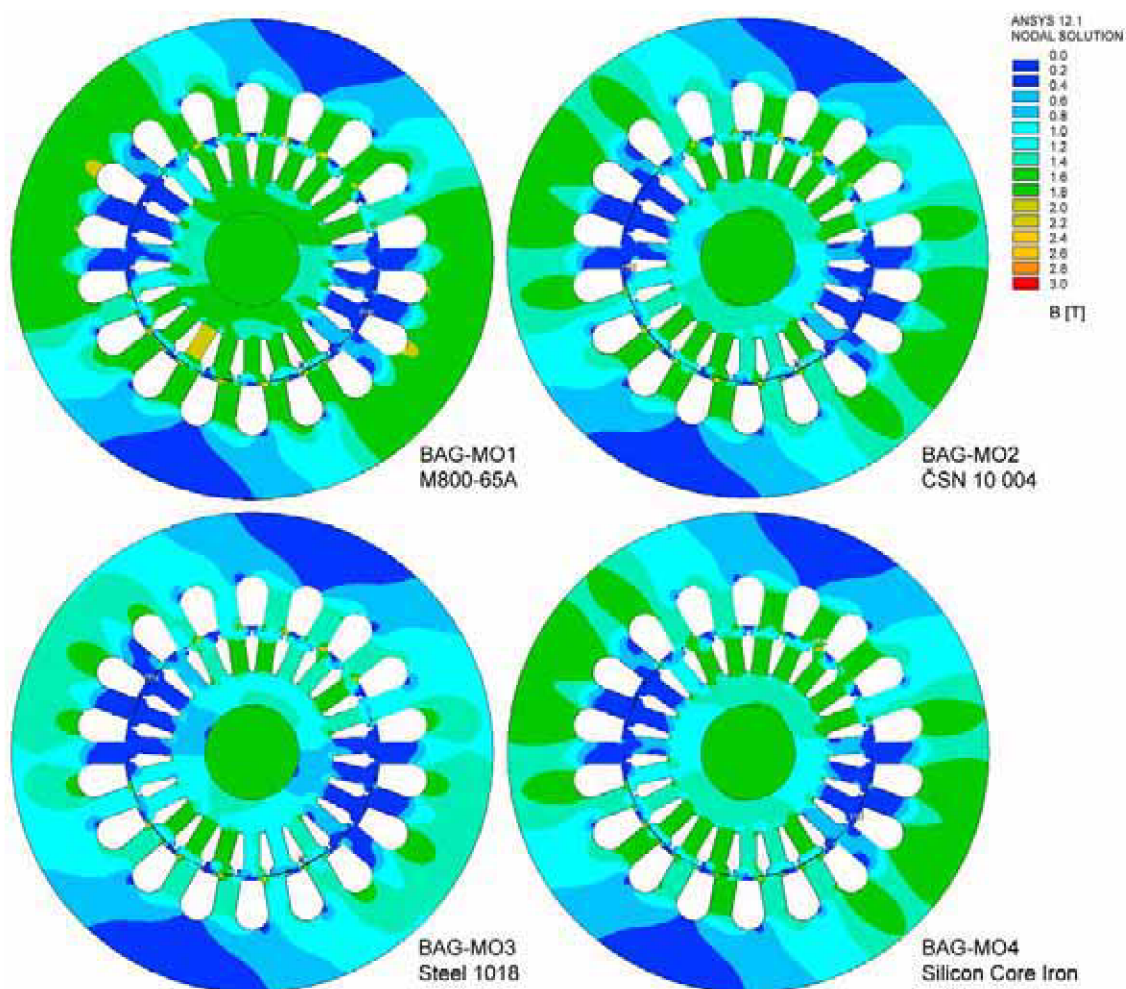
(ve slabých magnetických polích se chovají jako antiferomagnetické, kdežto v silných magnetických polích jako feromagnetické)

Látky diamagnetické a paramagnetické se považují za nemagnetické. Pro technickou praxi jsou nejdůležitější materiály feromagnetické – skupiny atomů

vytvářejí malé oblasti (domény), jejichž magnetické momenty jsou z počátku rozloženy v náhodných směrech, takže se navenek ruší. Po vložení tohoto materiálu do vnějšího magnetického pole nastává postupně orientace těchto domén do jednoho směru, což označujeme jako zmagnetování materiálu, které končí nasycením. Při určité vyšší teplotě (Curieova teplota) se materiál vrací do původního stavu. Sycení materiálu je reprezentováno hysterezní křivkou.

Označení	Materiál obvodu (radius)	B _{ST} [T] (0,03910)	B _{RT} [T] (0,02586)	B _{SH} [T] (0,03266)	B _{RH} [T] (0,03146)	B _{AG} [T] (0,032125)	B _{MAX} [T] (-)
BAG-MO1	M800-65A	0,509	0,707	0,848	0,712	0,593	2,893
BAG-MO2	ČSN 10 004	0,463	0,643	0,766	0,649	0,540	2,690
BAG-MO3	Steel 1018	0,413	0,575	0,685	0,584	0,481	2,639
BAG-MO4	Silicon Core Iron	0,468	0,650	0,757	0,661	0,546	2,438

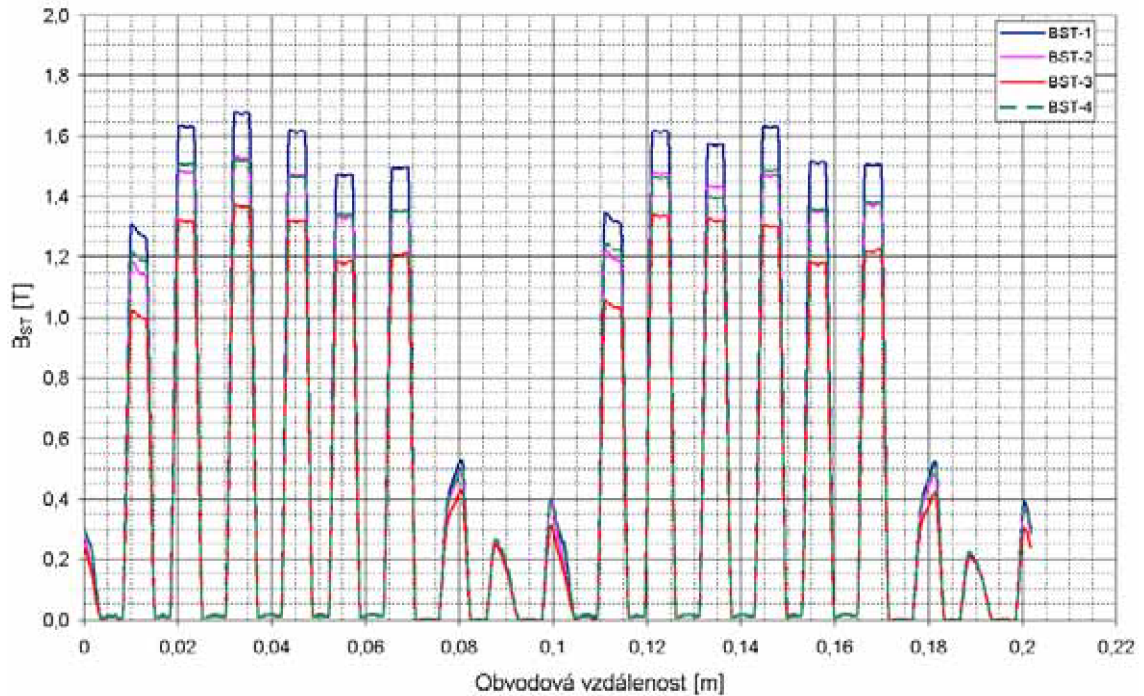
Tab. 8.2. Srovnávací tabulka sycení magnetického obvodu v určitých oblastech pro různé materiály (hodnoty pro jmenovitý skluz).



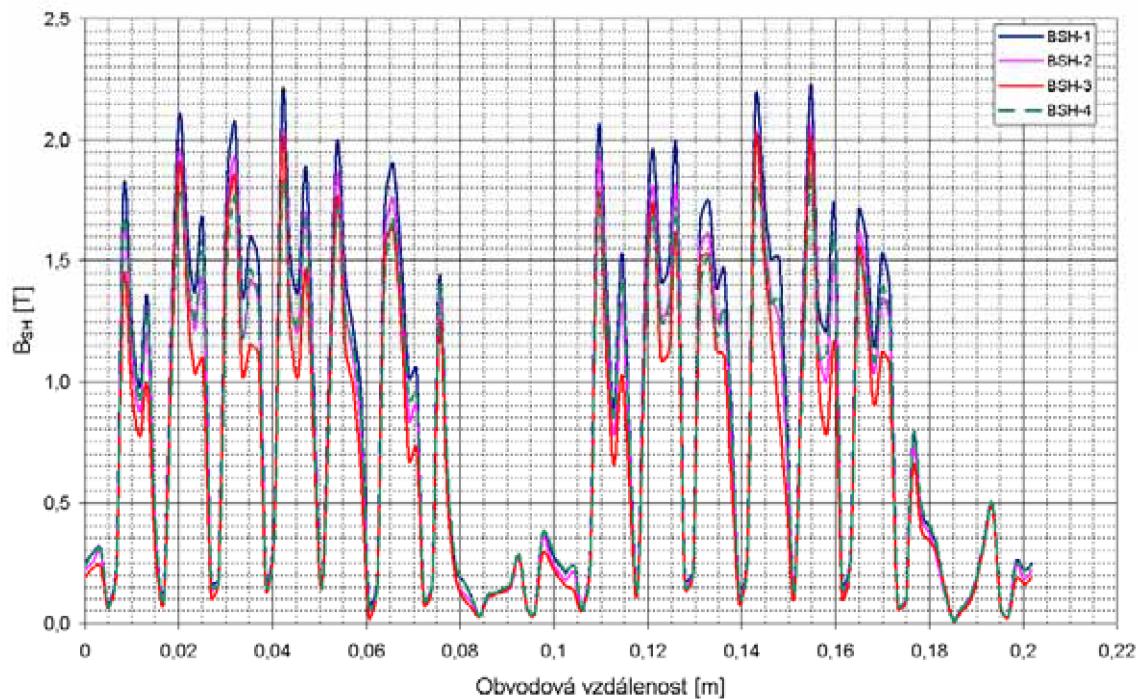
Obr. 8.38. Rozložení magnetické indukce pro různé materiály magnetického obvodu.

Materiál magnetického obvodu nejvíce ovlivňuje rozložení magnetického pole v elektrickém stroji. Z porovnávaných materiálů je zřejmé, že materiál M800-65A

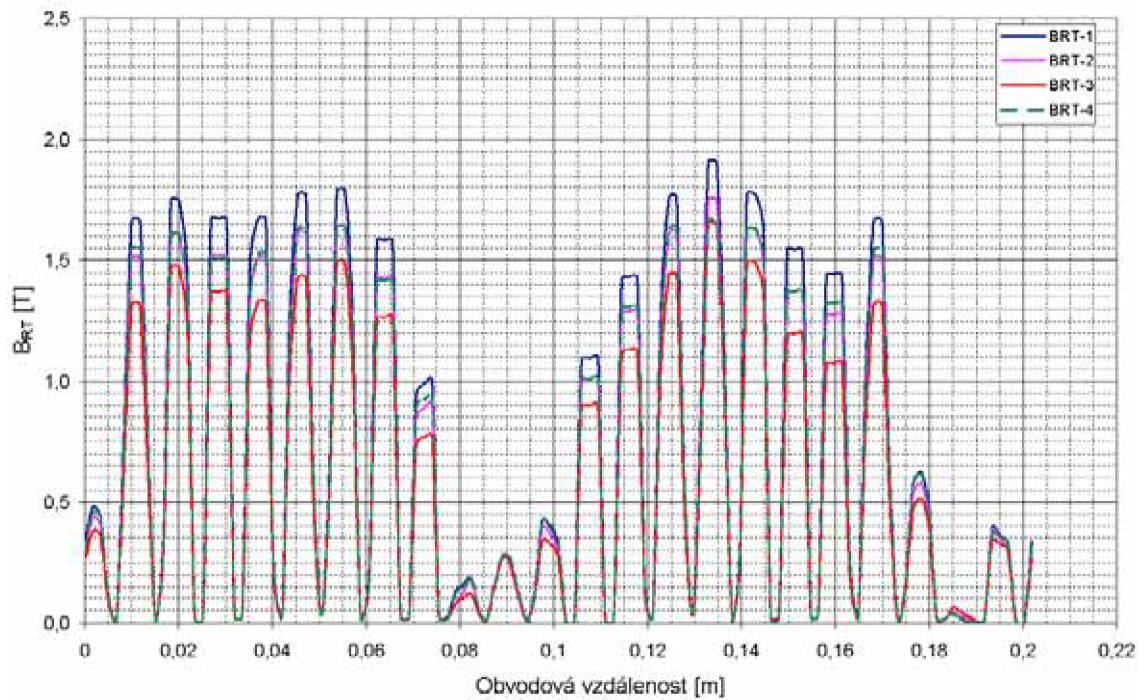
(BAG-MO1) je nejlepší z hlediska rozložení pole a velikosti sycení magnetického obvodu. Naopak nejhorším se jeví materiál Steel 1018 (BAG-MO3).



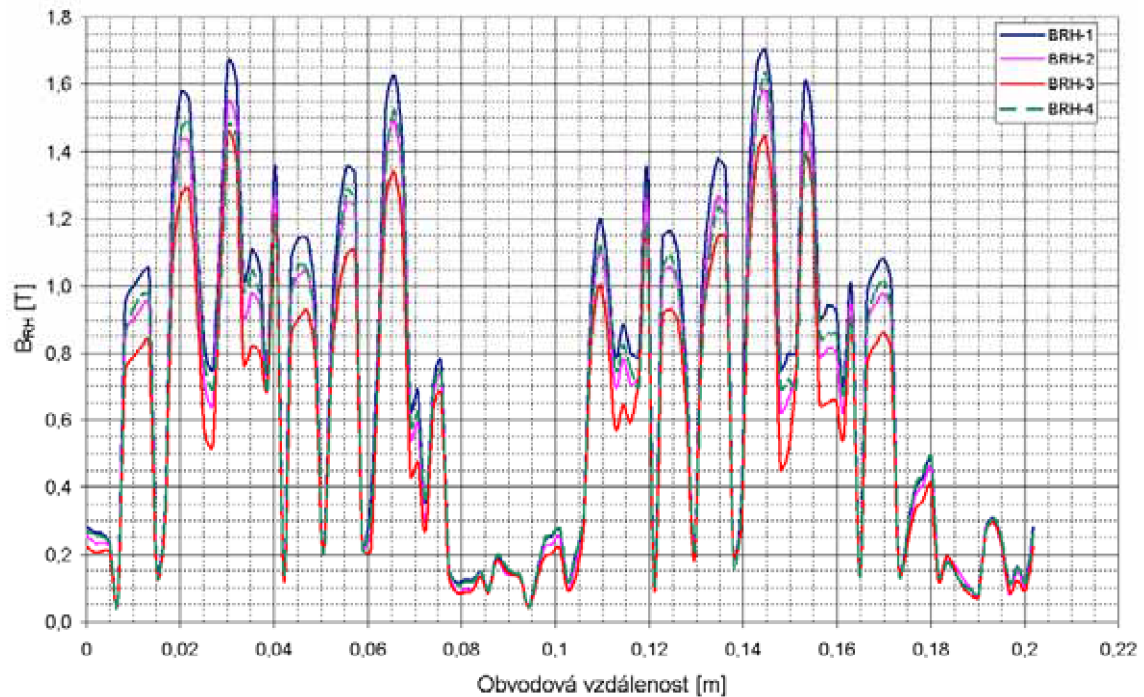
Obr. 8.39. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce statorovými zuby B_{ST} (střed) pro různé materiály magnetického obvodu.



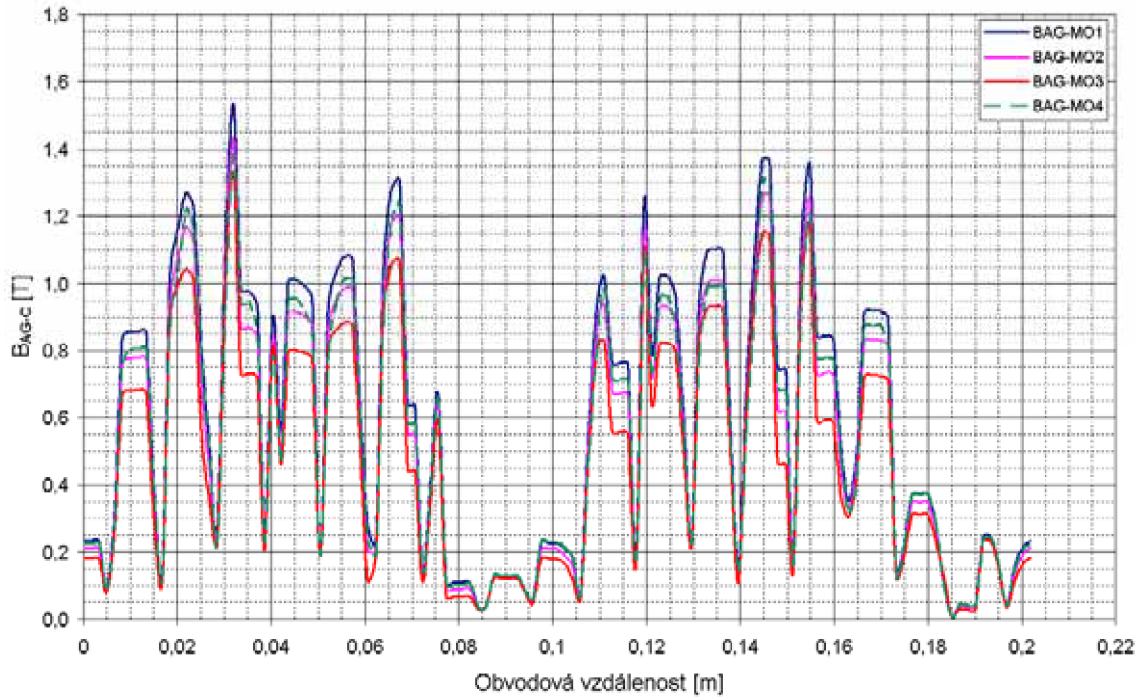
Obr. 8.40. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce hlavami statorových zubů B_{SH} (střed) pro různé materiály magnetického obvodu.



Obr. 8.41. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce rotorovými zuby B_{RT} (střed) pro různé materiály magnetického obvodu.



Obr. 8.42. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce hlavami rotorových zubů B_{RH} (střed) pro různé materiály magnetického obvodu.



Obr. 8.43. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery B_{AG-C} pro různé materiály magnetického obvodu.

Při materiálu magnetického obvodu M800-65A (BAG-MO1) dosahuje velikost elektromagnetického momentu 52,403Nm/m (3,930Nm), pro materiál ČSN 10 004 (BAG-MO2) moment poklesl na hodnotu 47,476Nm/m (3,561Nm), pro materiál Steel 1018 (BAG-MO3) moment poklesl na hodnotu 42,740Nm/m (3,185Nm) a pro materiál Silicon Core Iron (BAG-MO4) hodnota momentu klesla na 47,275Nm/m (3,546Nm). Nejvýraznější pokles nastal pro materiál Steel 1018, kdy moment poklesl o ~19% vzhledem k použitému materiálu (BAG-MO1).

9. Elektromagnetický moment a jeho parazitní složky

Elektromagnetický moment je jedním z výsledků předložené disertační práce a je počítán na základě elektromagnetické energie soustavy pomocí programu ANSYS. Je určován při zachování vzájemného úhlu mezi vektory statorového a rotorového proudu v závislosti na poloze rotoru vůči statoru. V důsledku změn velikosti momentů pro různé vzájemné polohy statoru a rotoru lze usuzovat na velikost parazitních pulsačních složek momentů. Odvození přídatného asynchronního momentu je převzato z [37].

9.1. Přídatný asynchronní moment

Elektromagnetické pole ve vzduchové mezeře lze rozložit na řadu harmonických vyvolaných od vinutí a od drážkování (nerovnoměrnost vzduchové mezery). Každá z těchto harmonických působí na rotor a vyvolá přídatné momenty, které se nejvíce projeví při rozběhu stroje.

Výsledný moment je tedy dán součtem momentů všech harmonických elektromagnetického pole při určité úhlové rychlosti rotoru ω_r . Pro moment působící mezi státorem a rotorem lze obecně psát

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \Delta} \quad (9.1)$$

kde W je energie elektromagnetického pole ve vzduchové mezeře a Δ je obvodový úhel v radiánech, který opíše rotor vzhledem ke stojícímu statoru.

Pro nedrážkovaný stroj s rovnoměrnou vzduchovou mezerou a $\Delta = \alpha$ lze psát

$$M = -\frac{l\delta}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \Delta} \cdot \int_0^{2\pi} [B(\alpha, t)]^2 d\alpha \quad (9.2)$$

pak

$$B(\alpha, t) = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot F(\alpha, t) \quad (9.3)$$

kde $F(\alpha, t)$ je výsledná magnetomotorická síla daná součtem statorové a rotorové magnetomotorické síly, a pak lze psát

$$M = -\frac{\mu_0 l}{2\delta} \frac{\partial}{\partial \Delta} \cdot \int_0^{2\pi} [F_1(\alpha, t) + F_2(\alpha, t)]^2 d\alpha \quad (9.4)$$

Pro stator je pouze rotorová magnetomotorická síla závislá na poloze rotoru vzhledem k souřadnému systému svázaného se státorem.

$$M = -\frac{\mu_0 l}{2\delta} \cdot \int_0^{2\pi} [F_1(\alpha, t) + F_2(\alpha, t)] \cdot \frac{\partial F_2(\alpha, t)}{\partial \Delta} d\alpha \quad (9.5)$$

V případě m-fázového vinutí lze psát pro statorovou magnetomotorickou sílu

$$F_1(\alpha, t) = \sum_{v=1}^{v=\infty} F_{mv} \sin(v\alpha \mp \omega t) \quad (9.6)$$

Tato síla vybudí ve vzduchové mezeře magnetickou indukci

$$B_1(\alpha, t) = \frac{\mu_0}{\delta} F_1(\alpha, t) = \frac{\mu_0}{\delta} \sum_{v=1}^{v=\infty} F_{mv} \sin(v\alpha \mp \omega t) \quad (9.7)$$

Libovolná harmonická magnetické indukce ν -řádu postupuje vzhledem ke statoru úhlovou rychlostí $\pm \omega/\nu$ a otáčí-li se rotor úhlovou rychlostí ω_r , je relativní rychlost dané harmonické vzhledem k rotoru

$$\omega_{rv} = \pm \frac{\omega}{\nu} - \omega_r \quad (9.8)$$

Tato harmonická indukuje v rotorovém vinutí napětí, které vyvolá spektrum harmonických rotorové magnetomotorické síly

$$F_{2v} = \frac{\delta}{\mu_0} \sum_{v=1}^{v=\infty} B_{\mu v} \sin[\mu\alpha' \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \quad (9.9)$$

Vzhledem ke statorovému souřadnicovému systému se rovnice (9.9) změni

$$F_{2v} = \frac{\delta}{\mu_0} \sum_{v=1}^{v=\infty} B_{\mu v} \sin[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \quad (9.10)$$

Výsledná rotorová magnetomotorická síla je dána součtem harmonických pro všechna ν

$$F_2(\alpha, t) = \frac{\delta}{\mu_0} \sum_{\mu=1}^{\mu=\infty} \sum_{v=1}^{v=\infty} B_{\mu v} \sin[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \quad (9.11)$$

Dosazením rovnic (9.6) a (9.11) do rovnice (9.5) obdržíme obecný vztah pro moment

$$M = -\frac{\mu_0 l}{\delta} \cdot \left\{ \int_0^{2\pi} \left(\sum_{v=1}^{v=\infty} F_{mv} \sin(v\alpha \mp \omega t) \cdot \sum_{v=1}^{v=\infty} \sum_{\mu=1}^{\mu=\infty} B'_{\mu v} \cos[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \right) d\alpha \right\} + \left\{ \int_0^{2\pi} \left(\sum_{v=1}^{v=\infty} \sum_{\mu=1}^{\mu=\infty} B_{\mu v} \sin[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \cdot \sum_{v=1}^{v=\infty} \sum_{\mu=1}^{\mu=\infty} B'_{\mu v} \cos[\mu(\alpha - \omega_r t) \mp (\pm \omega - \nu\omega_r) \cdot t - \varphi_u] \right) d\alpha \right\} \quad (9.12)$$

Lze tedy říci, že moment může vzniknout pouze v případě, že k určité statorové harmonické lze najít ve spektru všech rotorových harmonických rovněž harmonickou stejného řádu. Čili, vybuze-li určitá statorová harmonická magnetomotorické síly řádu ρ ve spektru rotorových magnetomotorických sil harmonickou stejného řádu, tvoří tyto harmonické asynchronní moment. Existují-li však ve spektru statorových i rotorových harmonických magnetomotorických sil harmonické stejného řádu a je-li rotorová harmonická tohoto řádu vybuze statorovou harmonickou jiného řádu, tvoří tyto harmonické synchronní moment.

U klecových vinutí mohou vznikat značné momenty od vyšších harmonických, obzvláště od všech harmonických řádů $\nu < Z_2/2$, které mohou být v těchto vinutích indukovány.

$$M_\nu = \frac{3}{2} \frac{U}{I_{m0}} \frac{\nu}{\omega} \frac{I_k^2}{1 + \tau_{2d\nu}} \left(\frac{p\zeta_\nu}{\nu\zeta_p} \right)^2 \quad (9.13)$$

kde U je jmenovité svorkové napětí, I_{m0} je magnetizační proud (naprázdno), ν je řád (stupeň) harmonické, ω je úhlová rychlost základní harmonické ($= 2\pi f$), I_k je proud nakrátko, $\tau_{2d\nu}$ je diferenční rozptyl klece pro budící pole o 2ν pólech a výraz $(\zeta_\nu / \zeta_p)^2$ představuje poměr činitelů statorového vinutí pro uvažovanou vyšší harmonickou a pracovní harmonickou a výraz $(p/\nu)^2$ je poměr řádu pracovní harmonické k uvažované vyšší harmonické.

Protože je moment závislý na čtverci těchto výrazů, uplatní se především stupňové harmonické prvního řádu $\nu = Z_1 \pm p$ (přídavné asynchronní momenty jsou tvořeny hlavně stupňovými harmonickými tohoto řádu). Všechny uvedené výpočty jsou provedeny na základě [37]. Podle (9.13) je maximální hodnota momentu vyšší harmonické závislá na čtverci poměru $(\zeta_\nu / \zeta_p)^2$. Tento poměr je roven jedné pro stupňové harmonické řádu $\nu = cZ_1 \pm p$ a pro všechny ostatní harmonické je menší než jedna, neboť $\zeta_\nu \ll \zeta_p$.

Úhlová rychlost elektromagnetického pole stupňové harmonické řádu $\nu = Z_1 \pm p$ vzhledem ke statoru je $\omega_\nu = \omega / (Z_1 + p)$ (toto pole postupuje ve směru postupu pole pracovní harmonické řádu p). Rotor bude s tímto polem v synchronismu při úhlové rychlosti $\omega_r = \omega / (Z_1 + p)$. Při této rychlosti bude přídavný moment nulový, při nižších úhlových rychlostech rotoru ($\omega_r < \omega / (Z_1 + p)$) bude kladný a naopak při vyšších

úhlových rychlostech rotoru ($\omega_r > \omega / (Z_1 + p)$) bude záporný. Maximální přídavný asynchronní moment způsobený stupňovou harmonickou řádu $\nu = Z_1 \pm p$ bude u skutečného stroje

$$M_\nu = \frac{3}{2} \frac{U}{I_{m0}} \frac{(Z_1 \pm p)}{\omega} \frac{I_k^2}{1 + \tau_{d(Z_1 \pm p)}} \left(\frac{p}{(Z_1 \pm p)} \right)^2 \cdot \xi_{(Z_1 \pm p)} \quad (9.14)$$

a vzniká v okolí otáček rotoru

$$n_r = \pm \frac{60 \cdot f}{(Z_1 \pm p)} \quad (9.15)$$

Výpočet asynchronních momentů stupňových harmonických pro uvedené parametry.

Napájecí napětí U_f [V]	Jmenovitý moment M_n [Nm]	Jmenovitý výkon P [W]	Napájecí frekvence f [Hz]	Počet drážek statoru Z_1 [-]	Otevření drážek statoru σ_1 [mm]
240	3,875	1100	50	18	2,55
Počet drážek rotoru Z_2 [-]	Otevření drážek rotoru σ_2 [mm]	Vzduchová mezera δ [mm]	Magnetizační proud I_{m0} [A]	Proud nakrátko I_k [A]	Počet pólů $2p$ [-]
23	1,0	0,25	1,542	17,8	2

Tab. 9.1. Parametry analyzovaného asynchronního stroje.

Stupňová harmonická $\nu = Z_1 + p$

$$\nu = Z_1 + p = 19 \quad (9.16)$$

Synchronní otáčky 19 harmonické podle (9.15)

$$n_r = \frac{60 \cdot f}{\nu} = 157,9 \text{ min}^{-1} \quad (9.17)$$

Činitele diferenčního rozptylu

$$1 + \tau_{d(Z_1+p)} = \frac{\left[\frac{\pi}{Z_2} (Z_1 + p) \right]^2}{\left[\sin \left(\frac{\pi}{Z_2} (Z_1 + p) \right) \right]^2} \Rightarrow 1 + \tau_{d19} = 24,95 \quad (9.18)$$

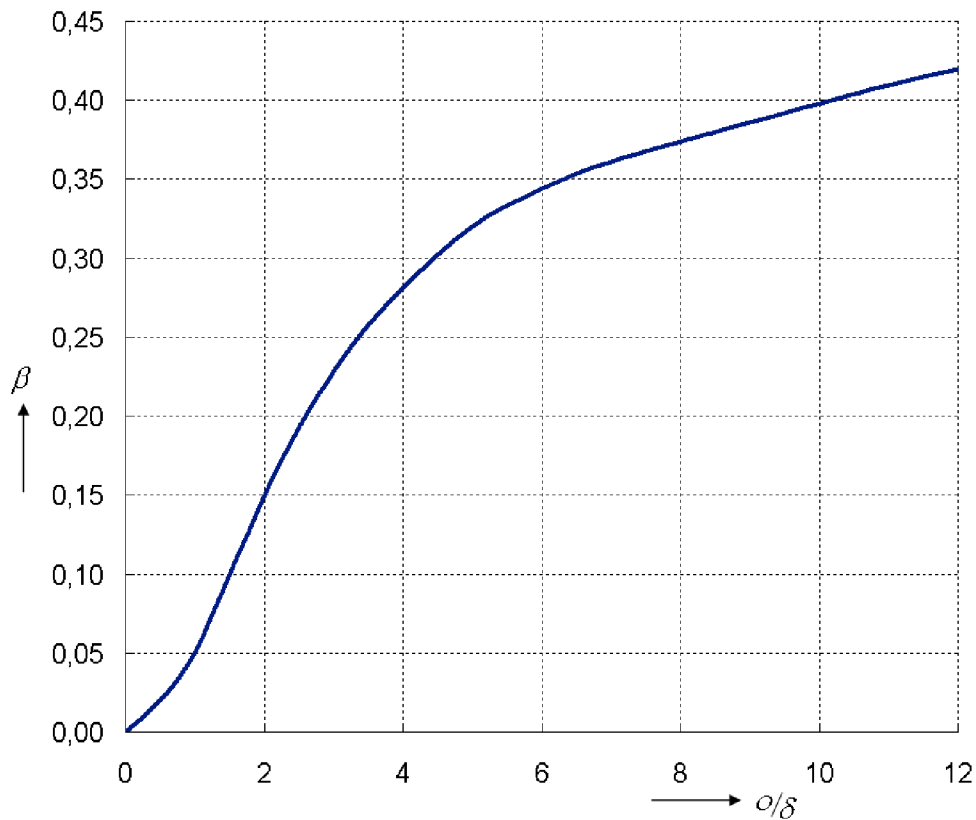
$$1 + \tau_{d(Z_2-(Z_1+p))} = \frac{\left[\frac{\pi}{Z_2} [Z_2 - (Z_1 + p)] \right]^2}{\left[\sin \left(\frac{\pi}{Z_2} [Z_2 - (Z_1 + p)] \right) \right]^2} \Rightarrow 1 + \tau_{d4} = 1,106$$

Koeficienty $a_0; a_1; b_1$ pro základní harmonickou

$$f\left(\frac{o_x}{t_{dx}}\right) = \frac{4}{\pi} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{\left(\frac{o_x}{t_{dx}}\right)^2}{0.78 - 2 \cdot \left(\frac{o_x}{t_{dx}}\right)^2} \right] \cdot \sin\left(1.6 \cdot \pi \cdot \left(\frac{o_x}{t_{dx}}\right)\right); \quad (9.19)$$

$$a_0 = \frac{t_{d1} - 1.6 \cdot \beta \cdot o_1}{t_{d1} \cdot \delta}; \quad a_1 = \frac{\beta_1}{\delta} \cdot f\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right); \quad b_1 = \frac{\beta_2}{\delta} \cdot f\left(\frac{o_2}{t_{d2}}\right)$$

kde $t_{d1} = 11,214\text{mm}$, $t_{d2} = 8,776\text{mm}$. Koeficienty $\beta_1 = 0,4$ a $\beta_2 = 0,27$ dle Grafu 9.1.



Graf. 9.1. Závislost koeficientu β jako funkce o/δ [37].

Koeficient β reprezentuje pokles magnetické indukce v ose drážky a poměr o/δ je vztah mezi otevřením drážky a šířkou vzduchové mezery (průběhy jsou popsány v [37]).

Po dosazení obdržíme

$$f\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right) = 0,668 \quad a_0 = 3,995$$

$$; \quad a_1 = 1,069 \quad (9.20)$$

$$f\left(\frac{o_2}{t_{d2}}\right) = 0,357 \quad b_1 = 0,386$$

Neboť platí vztah $Z_2 > (Z_1 + p)$, pak je činitel zesílení

$$\xi_{(Z_1+p)} = 1 - \frac{a_1}{2a_0} \frac{Z_1 + p}{p} \frac{I_{m0}}{I_k} + \frac{1 + \tau_{d(Z_1+p)}}{1 + \tau_{d(Z_2-(Z_1+p))}} \cdot \left[1 + \frac{b_1}{2a_0} \frac{Z_1 + p}{Z_2 - (Z_1 + p)} \right] \cdot \left[\frac{Z_2 - (Z_1 + p)}{Z_2 - p} \frac{a_1}{2a_0} + \frac{Z_2 - (Z_1 + p)}{Z_1 + p} \frac{b_1}{2a_0} \right] = 1,976 \quad (9.21)$$

Pak dosáhne přídatný asynchronní moment od 19 (podle 9.14) harmonické maximální hodnoty

$$M_{19\max} = 0,98 Nm \quad (9.22)$$

Stupňová harmonická řádu $\nu = Z_1 - p$ vyvolává asynchronní moment v oblasti skluzů $s > 1$, tj. reverzaci nebo brždění protiproudem.

$$\nu = 17 \quad (9.23)$$

Synchronní otáčky 17 harmonické podle (9.15)

$$n_r = -176,47 \text{ min}^{-1} \quad (9.24)$$

Činitele diferenčního rozptylu

$$\begin{aligned} 1 + \tau_{d17} &= 10,095 \\ 1 + \tau_{d6} &= 1,257 \end{aligned} \quad (9.25)$$

Obdobně získáme činitel zesílení

$$\xi_{(Z_1-p)} = 1,658 \quad (9.26)$$

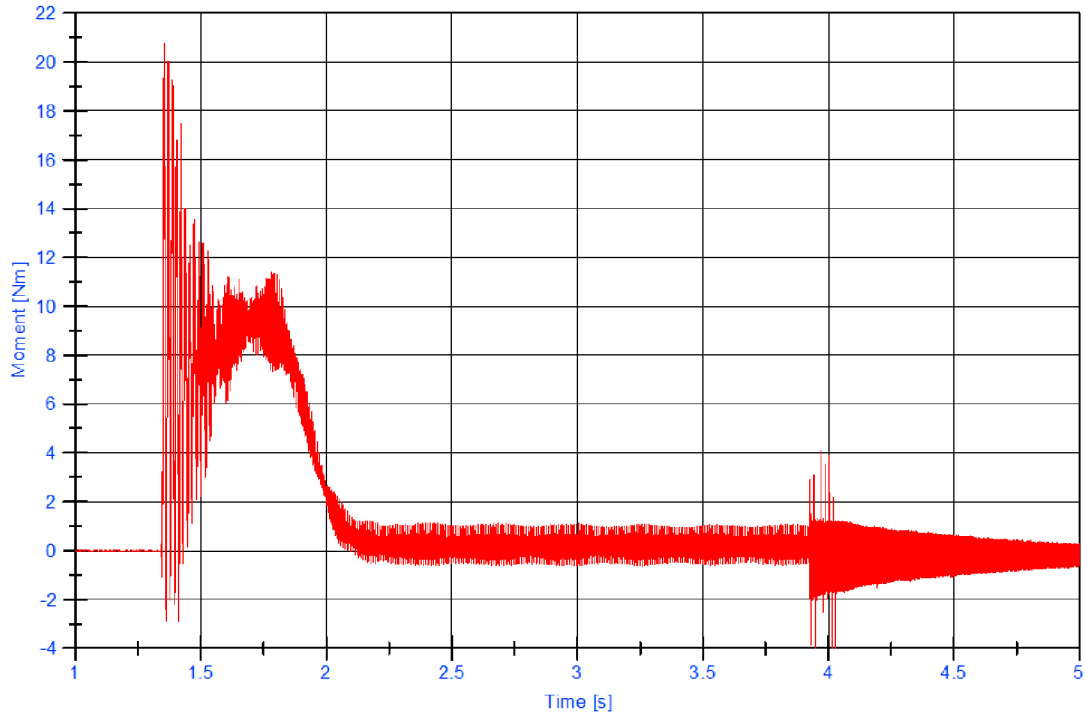
Pak dosáhne přídatný asynchronní moment od 17 harmonické (podle 9.14) maximální hodnoty (platí pro oblasti skluzů $s > 1$)

$$M_{17\max} = 2,275 Nm \quad (9.27)$$

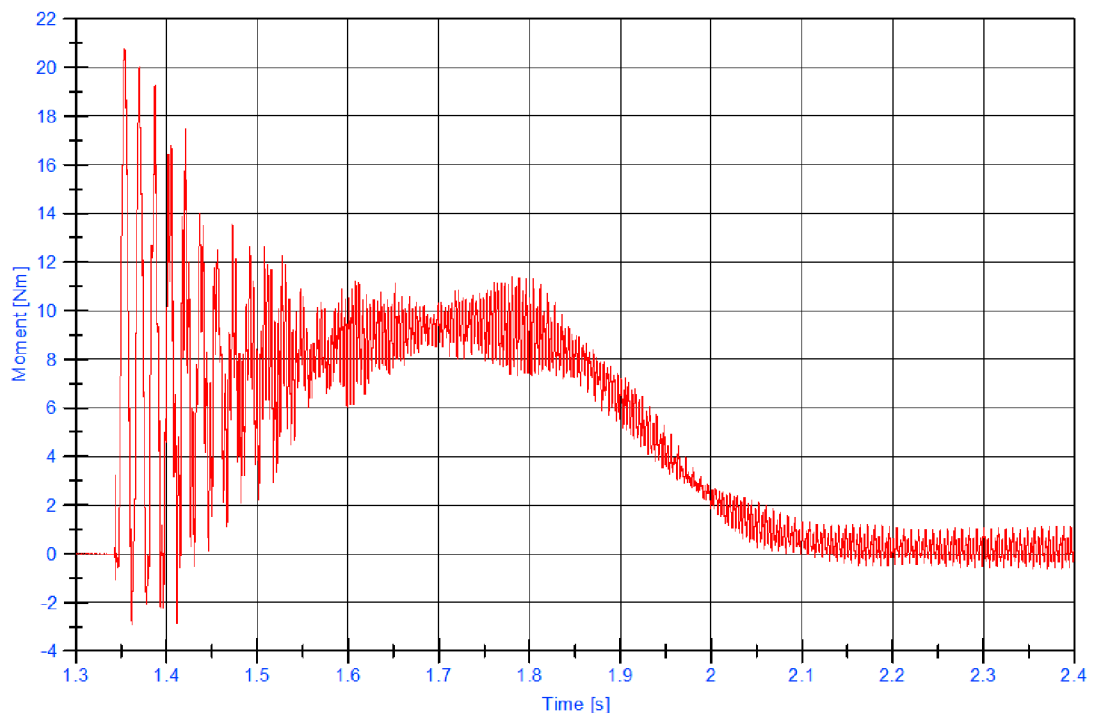


Obr. 9.1. Měřicí karta NI PCIe-6361 [38] a hřídel DATAFLEX 22/20 [39].

Experimentální měření bylo provedeno s použitím měřicí karty NI PCIe-6361 a hřídele DATAFLEX 22/20 (Obr. 9.1). Výsledky experimentálního měření momentu při rozběhu, motor byl zatížen setrvačником s momentem setrvačnosti $J_{SET} = 0,0182kg.m^2$, byly zpracovány v programu DIAdem. V čase $Time = 1,34s$ byl stroj připojen na napájecí napětí $U_s = 400V$ a v čase $Time = 3,8s$ došlo k odpojení napájecího napětí.

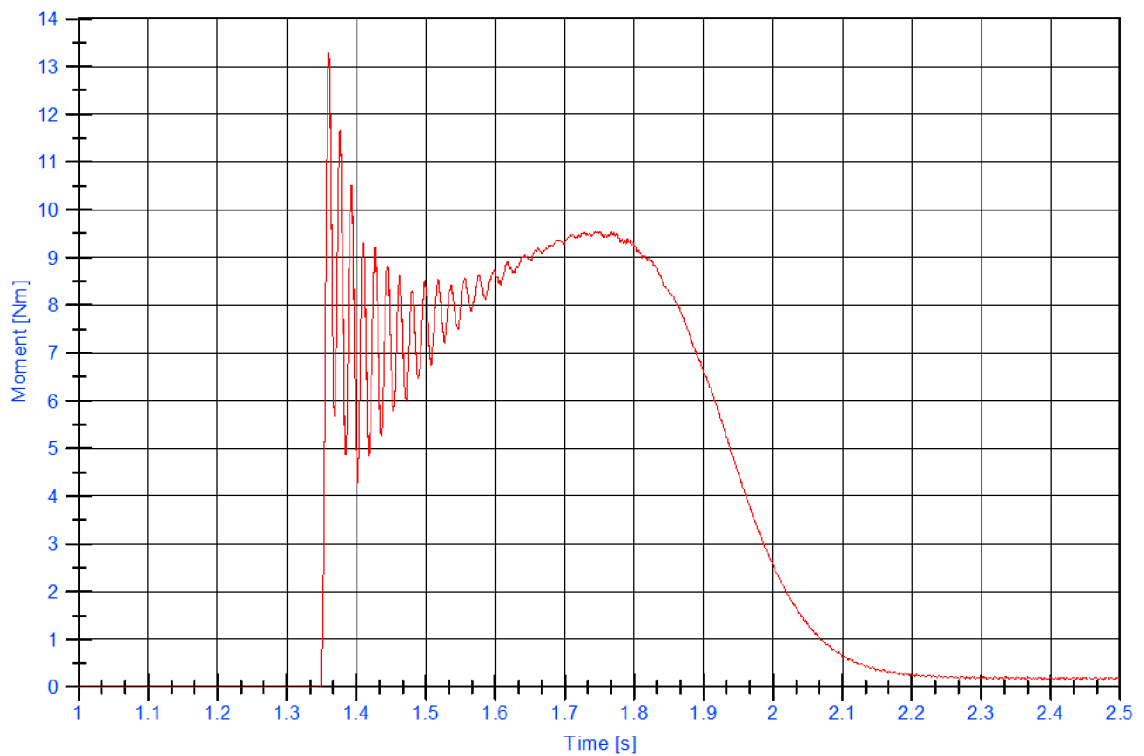


Obr. 9.2. Průběh momentu - rozběh a část doběhu.

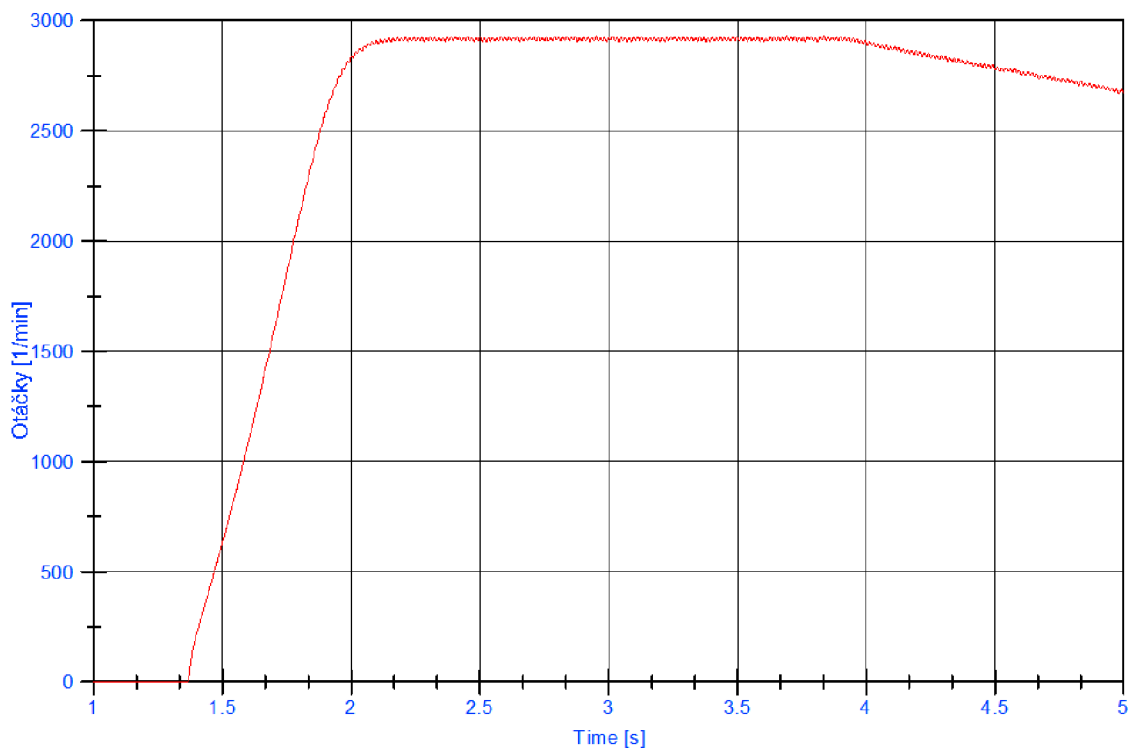


Obr. 9.3. Detail průběhu momentu při rozběhu.

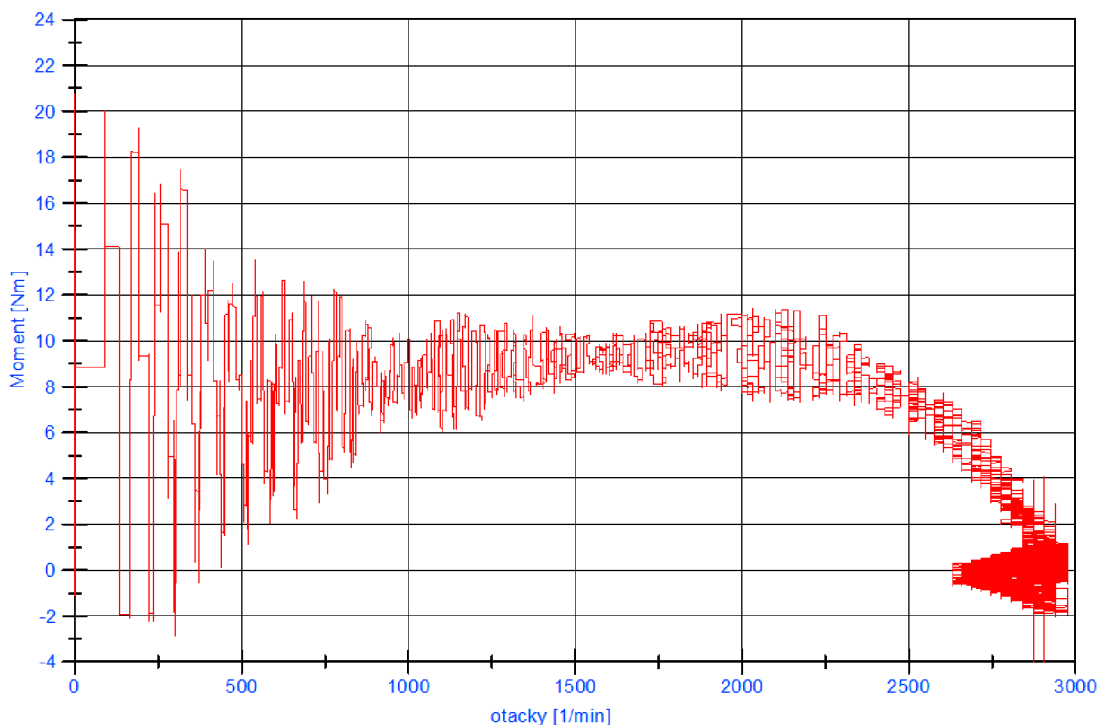
Pro další zpracování byl použit filtr dolní propusti (10Hz) k odstranění šumu z měřeného signálu. Vyfiltrovaný signál byl dále použit k vyjádření aproximačního polynomu změřené rozběhové momentové charakteristiky $M = f(n)$.



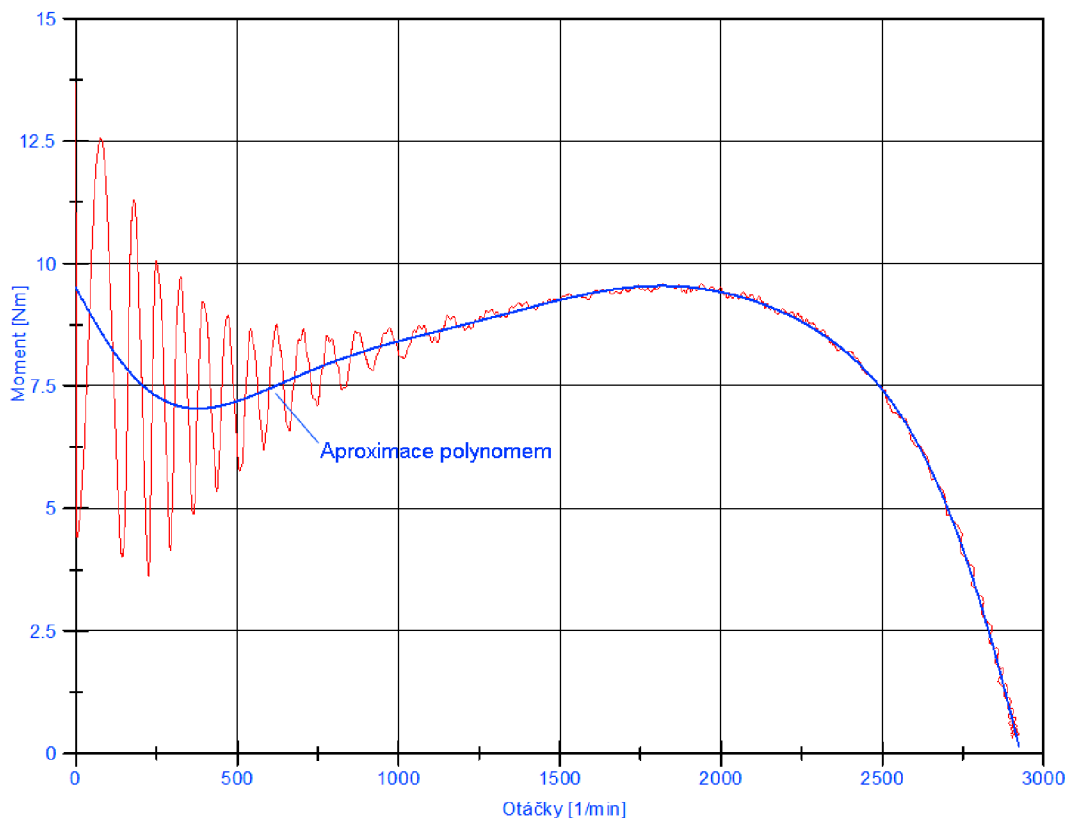
Obr. 9.4. Průběh momentu při rozběhu – použit filtr.



Obr. 9.5. Průběh otáček při rozběhu – použit filtr.



Obr. 9.6. Momentová charakteristika – rozběh.



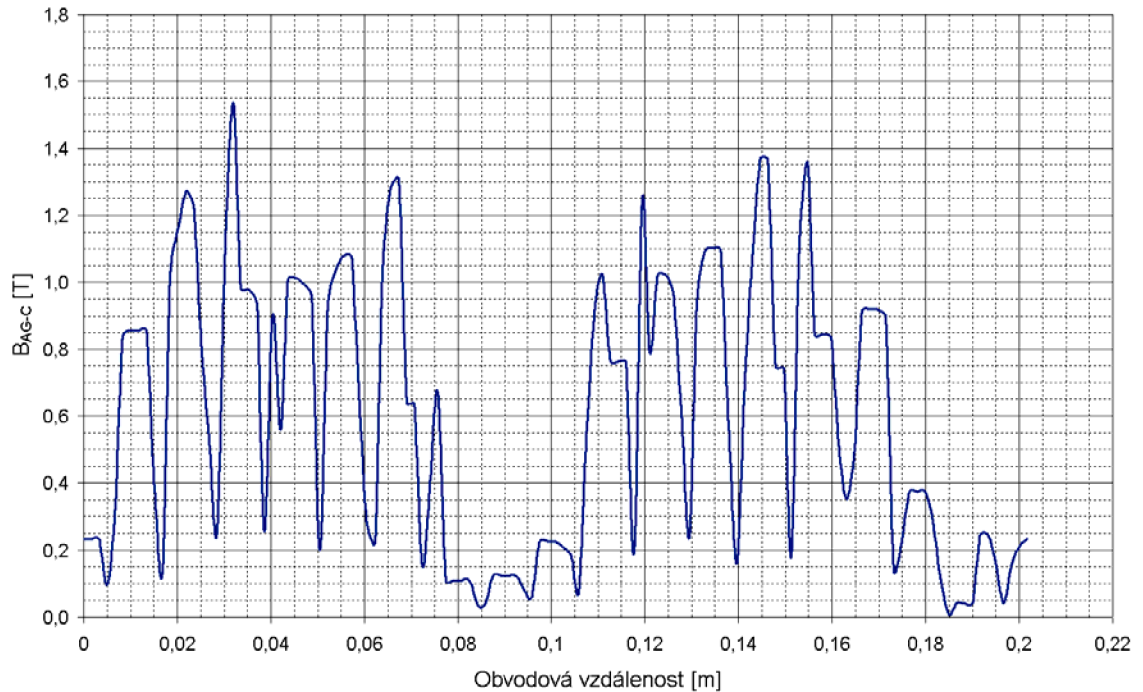
Obr. 9.7. Momentová charakteristika – rozběh (použit filtr a aproximační polynom).

Aproximační polynom vyfiltrovaného signálu $M = f(n)$:

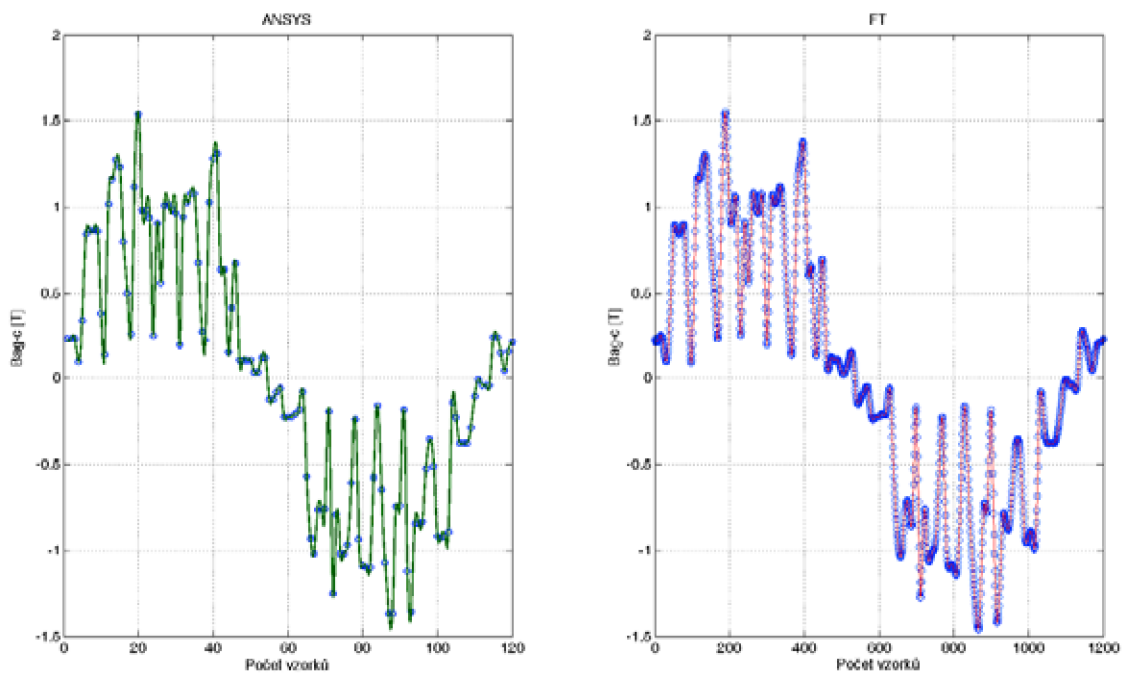
$$y(x) = 9,496817 - 0,011797x - 2,772e^{-6}x^2 + 1,006e^{-7}x^3 - 2,166e^{-10}x^4 + 2,223e^{-13}x^5 - 1,286e^{-16}x^6 + 4,276e^{-20}x^7 - 7,639e^{-24}x^8 + 5,677e^{-28}x^9 \quad (9.28)$$

9.2. Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře

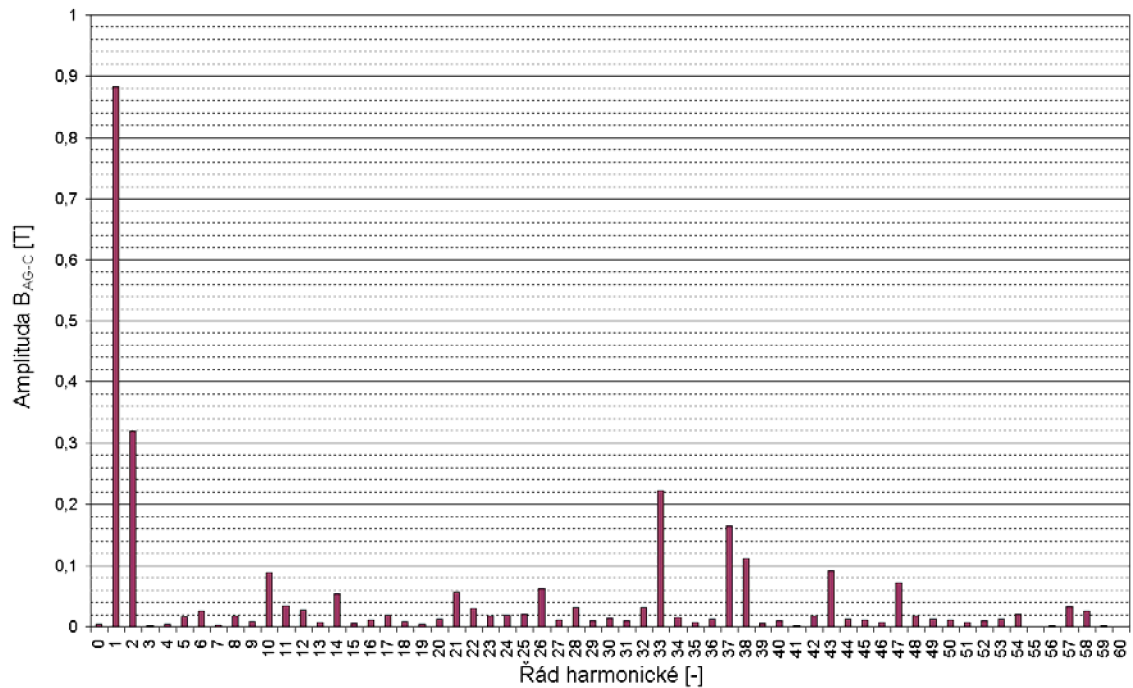
Průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery je zobrazen pro motorický režim (jmenovitý skluz) a pro generátorický režim (jmenovitý skluz, jmenovitý moment).



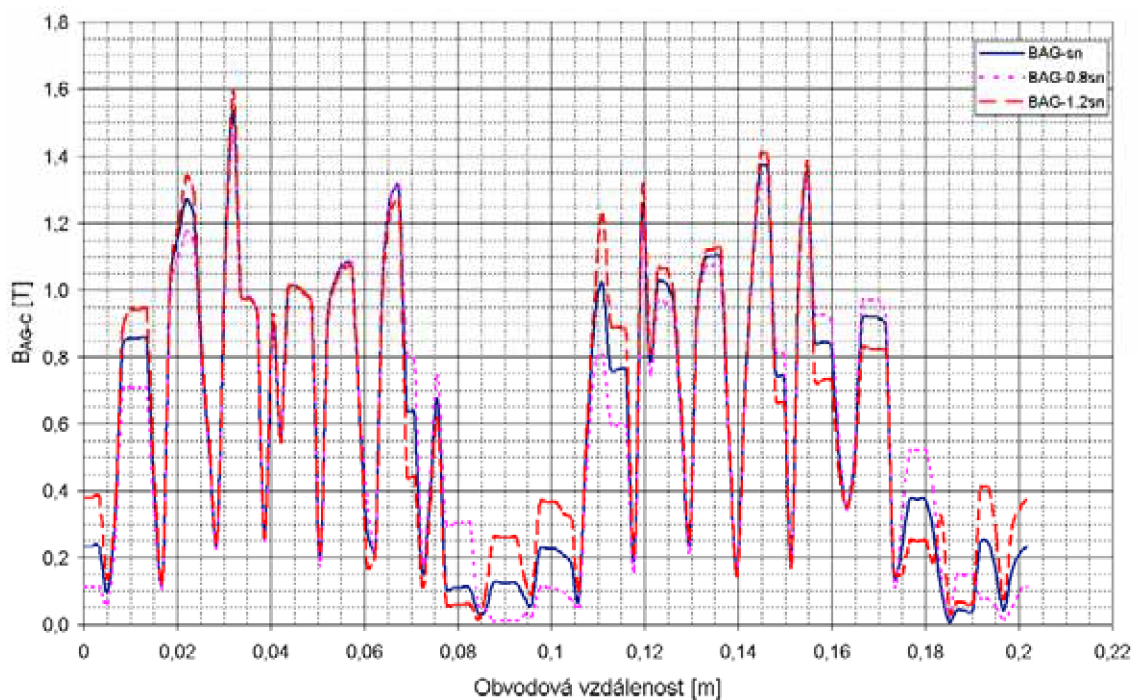
Obr. 9.8. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C} sum) – motor s_n .



Obr. 9.9. Spektrální analýza průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) motor s_n původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí FT) průběh.



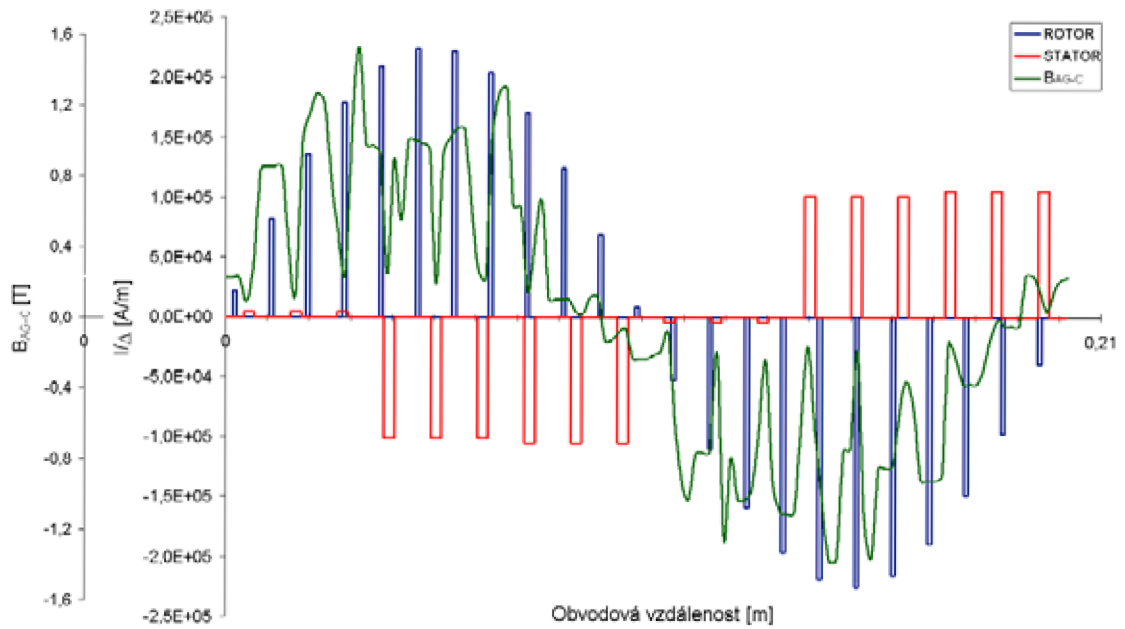
Obr. 9.10. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) motor s_n .



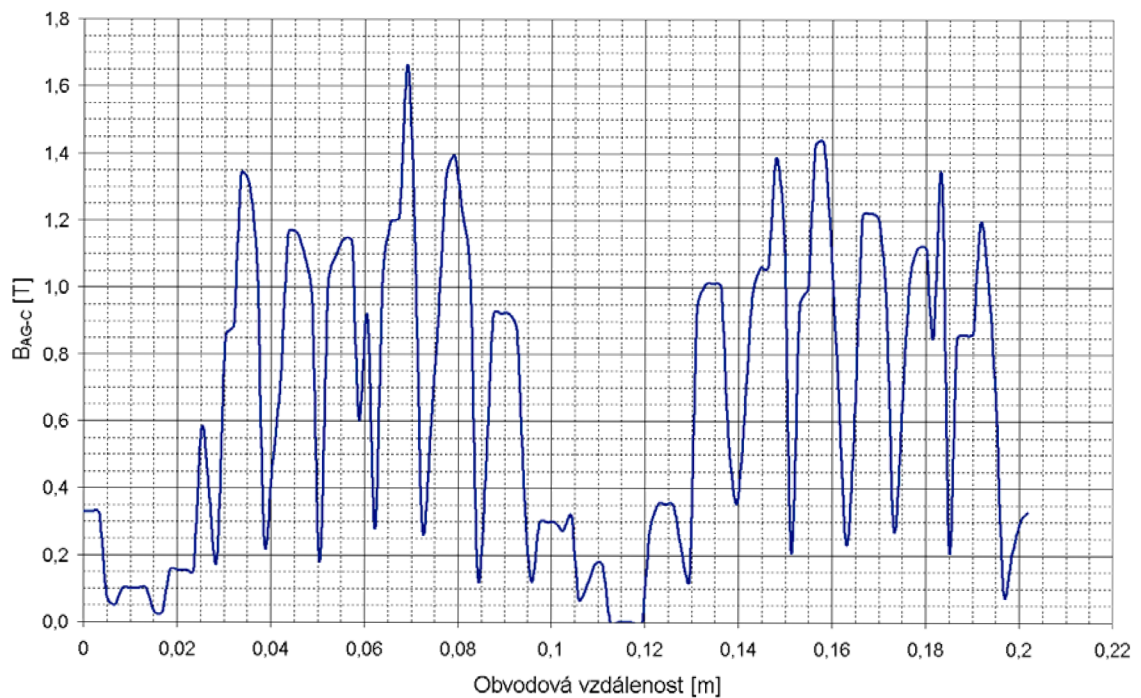
Obr. 9.11. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery B_{AG-C} (sum) pro motor: skluzu $\pm 20\% s_n$.

Pokud známe rozložení proudů v jednotlivých drážkách a známe rozměry drážek, je možné vypočítat tzv. proudovou vrstvu připadající statoru a rotoru. Jestliže takto vzniklou proudovou vrstvu proložíme průběhem magnetické indukce podél vzduchové mezery (Obr.9.12) můžeme vypočítat elektromagnetický moment.

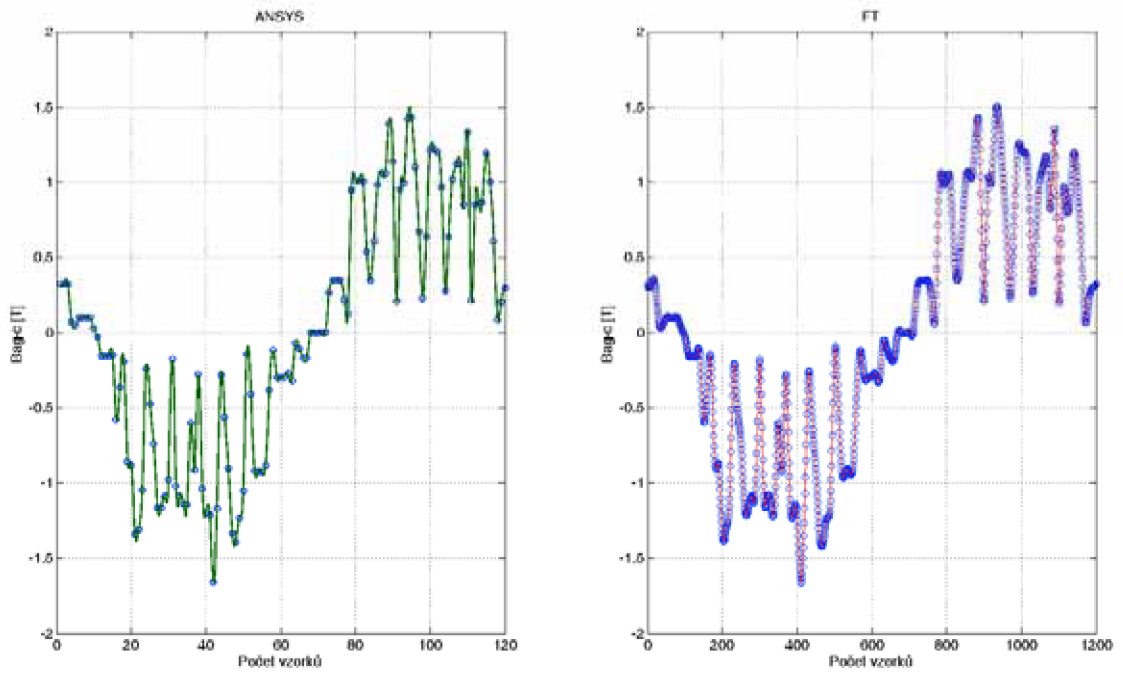
Elektromagnetický moment je dán jako integrál magnetické indukce podél vzduchové mezery přes výslednou proudovou vrstvu. Proudová vrstva a průběh magnetické indukce je zobrazen pro jmenovitý skluz (moment) stroje.



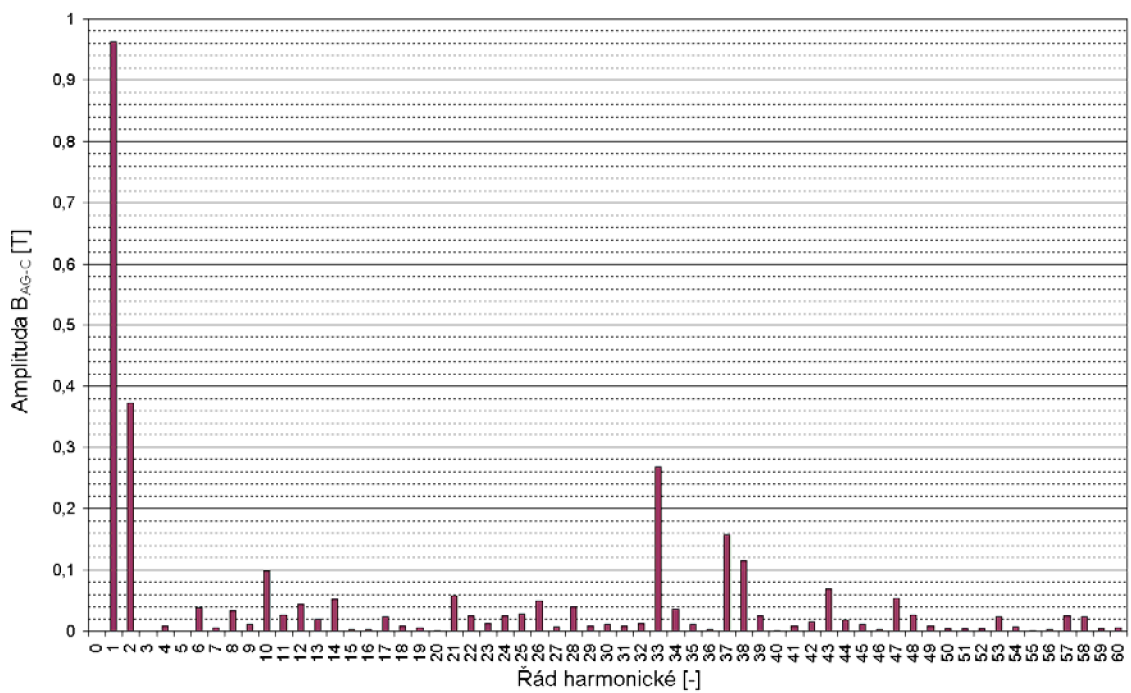
Obr. 9.12. Proudová vrstva statoru a rotoru s průběhem magnetické indukce podél vzduchové mezery.



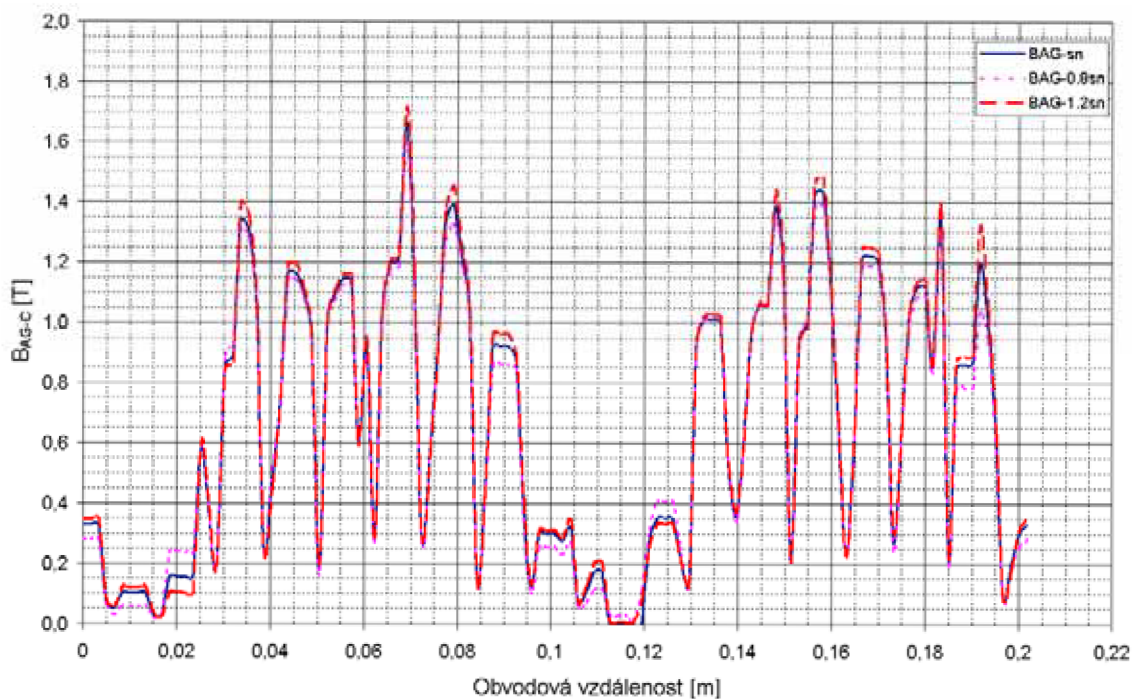
Obr. 9.13. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C} - sum) – generátor s_n .



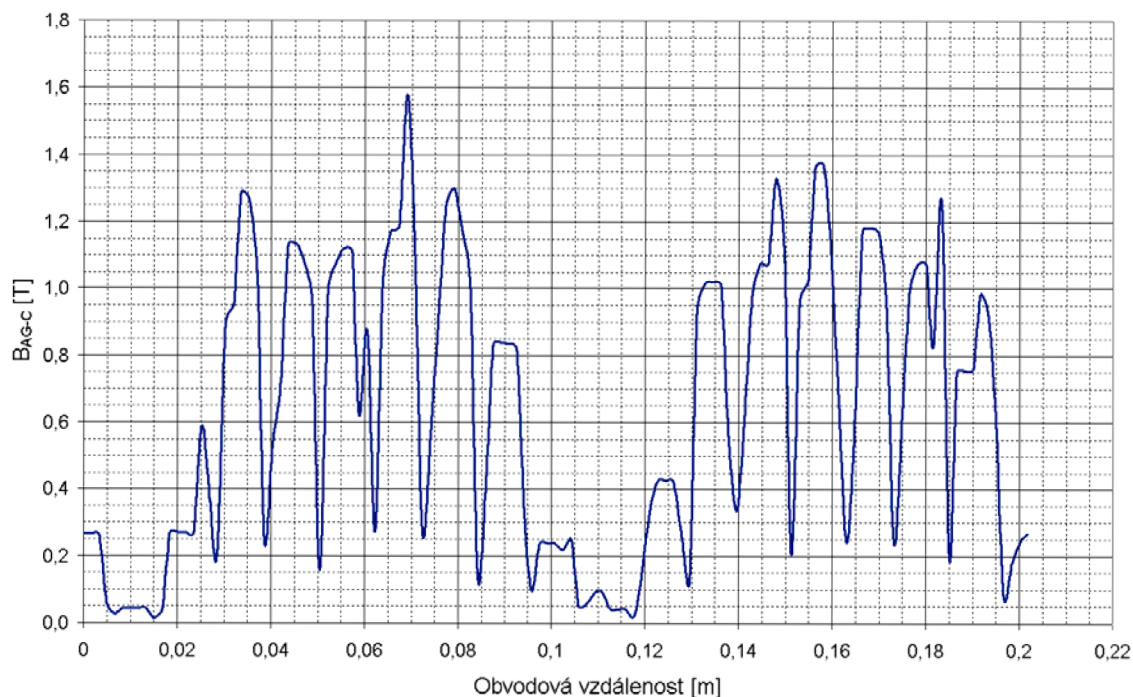
Obr. 9.14. Spektrální analýza průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) generátor s_n původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí FT) průběh.



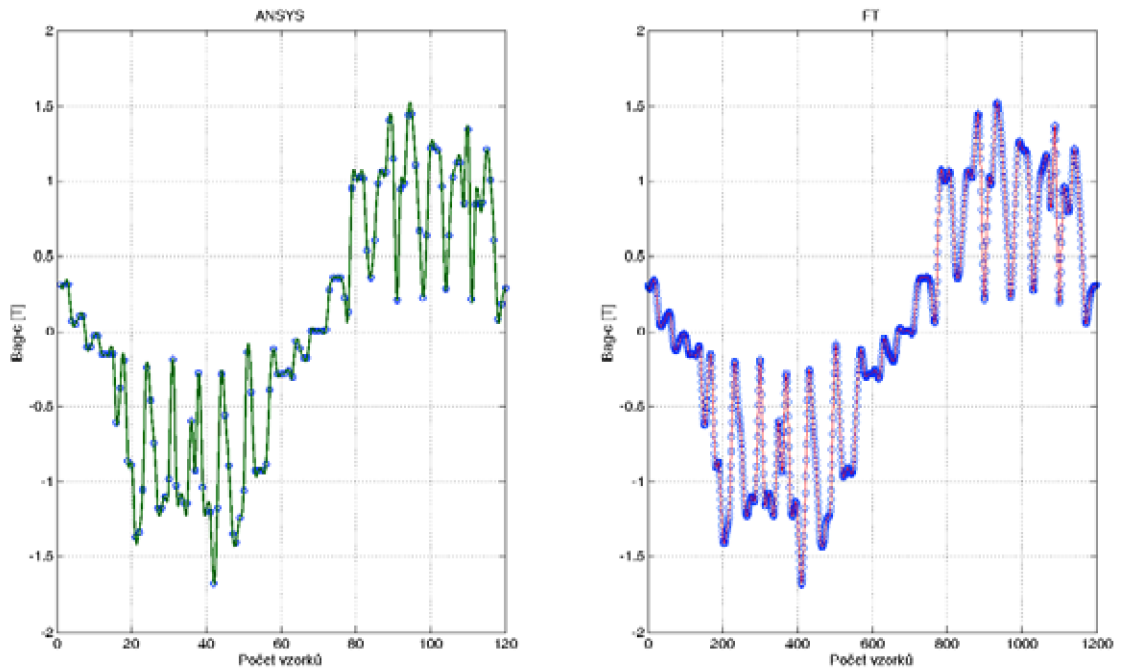
Obr. 9.15. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery generátor s_n .



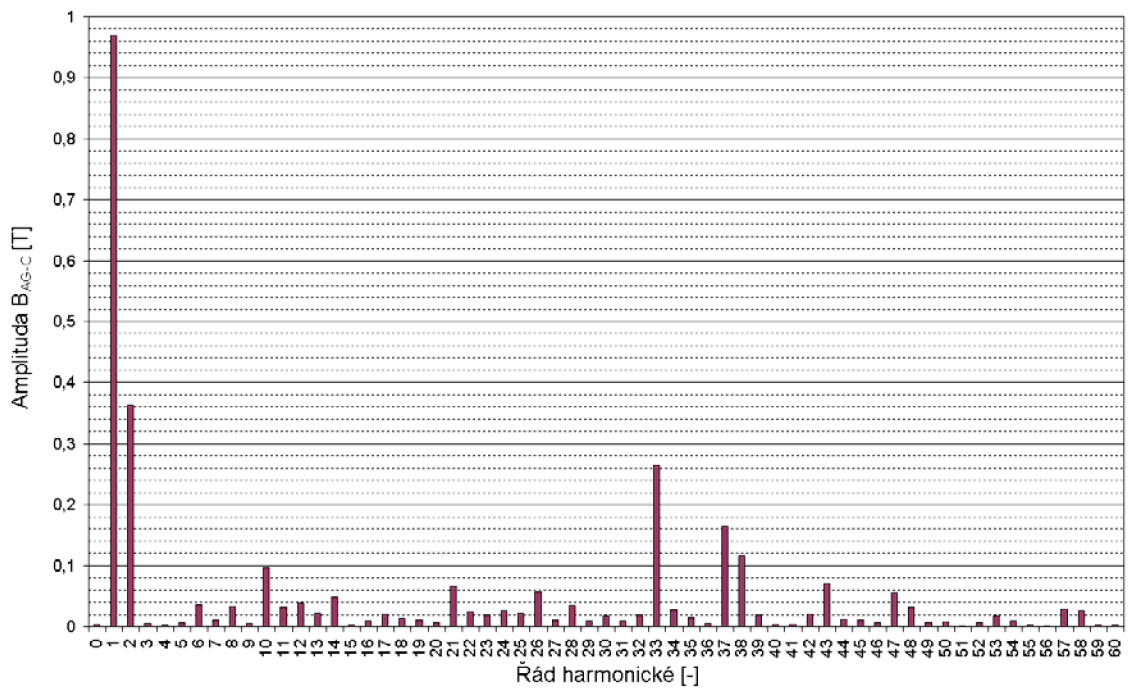
Obr. 9.16. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery B_{AG-C} (sum) pro generátor: skluzu $\pm 20\% s_n$.



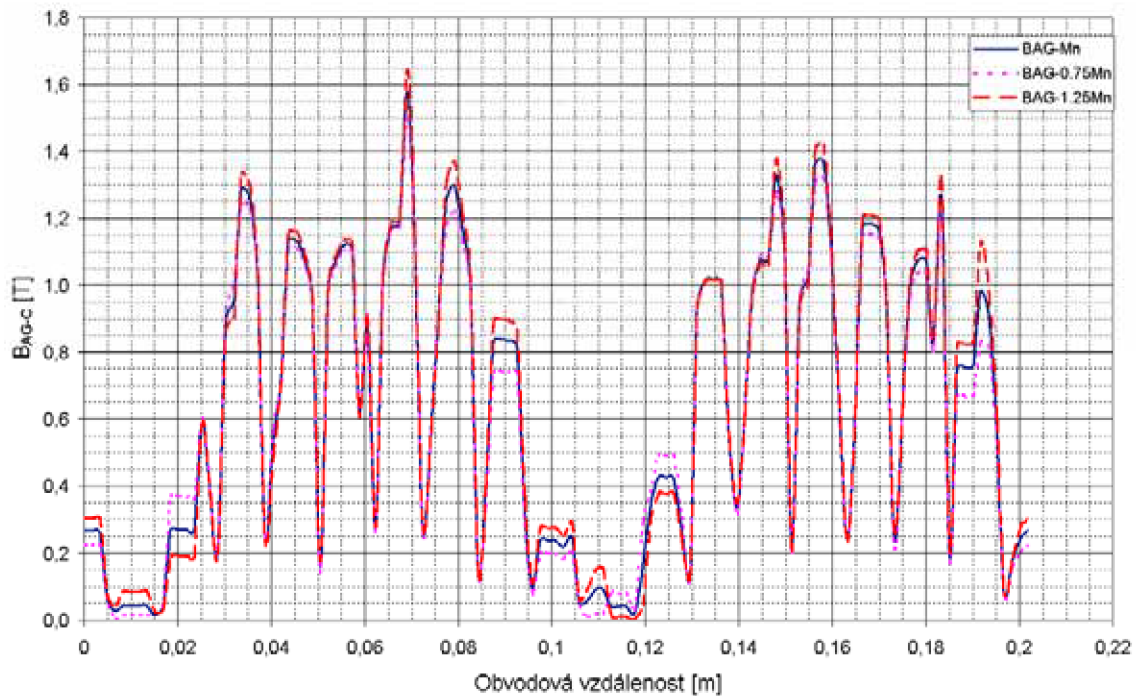
Obr. 9.17. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C} - sum) – generátor M_n .



Obr. 9.18. Spektrální analýza průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) generátor M_n původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí FT) průběh.



Obr. 9.19. Spektrální analýza (FT) průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery generátor M_n .



Obr. 9.20. Průběh absolutní hodnoty magnetické indukce podél vzduchové mezery B_{AG-C} (sum) pro generátor: moment $\pm 25\% M_n$.

9.3. Pulzační moment

K výpočtu momentu tělesa na základě elektromagnetického pole je vhodné použít příkazu TORQ2D. Těleso musí být kompletně uzavřeno do vzduchu a model navíc musí umožňovat řez skrz elementy obklopujícího vzduchu analyzovaného tělesa. Velikost momentu lze uložit do parametru, je-li to nezbytné. Výsledný moment je počítán na základě Maxwell Stress Tensoru. Maxwell stress tensor je použit pro stanovení sil na magnetické oblasti (regionu) – výstupní veličinou elementu je pak síla F_{MX} . Výpočet této síly se provádí na povrchu elementů s materiálovou vlastností vzduchu, na kterých je aplikována nenulová zátěž. Pro 2-D aplikace tato metoda využívá extrapolace dat z pole a výsledky jsou integrovány plošným integrálem:

$$\bar{F}_{MX} = \frac{1}{\mu_0} \int \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} ni_1 \\ ni_2 \end{Bmatrix} ds \quad (9.29)$$

kde $T_{11} = B_x^2 - \frac{1}{2}|B^2|$

$$T_{12} = B_x B_y$$

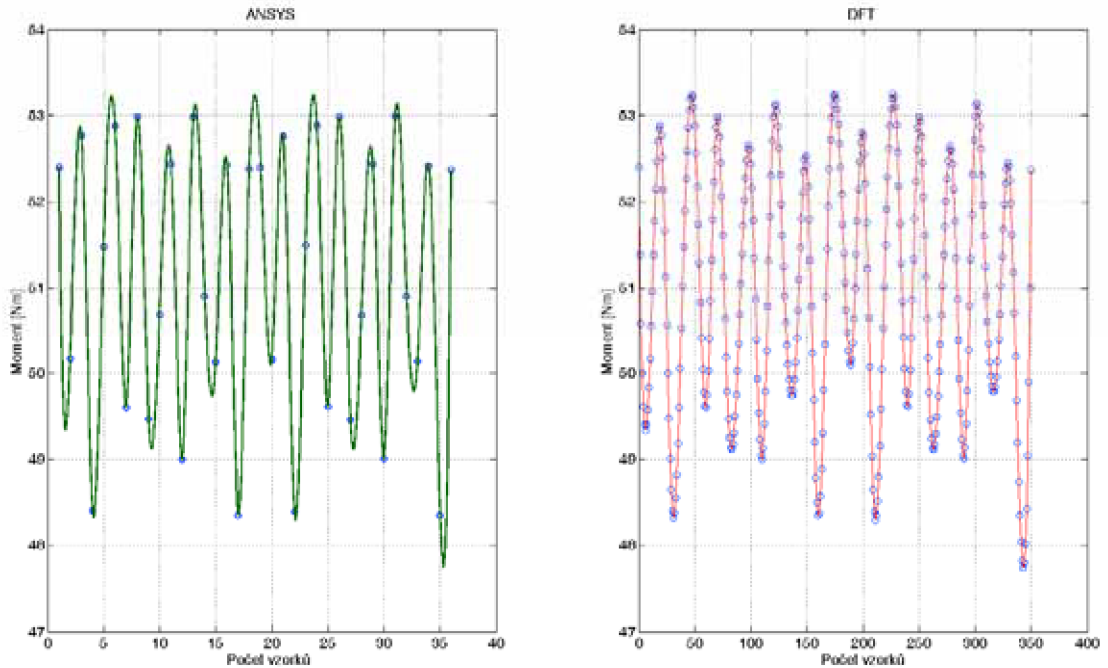
$$T_{21} = B_x B_y$$

$$T_{22} = B_y^2 - \frac{1}{2}|B^2|$$

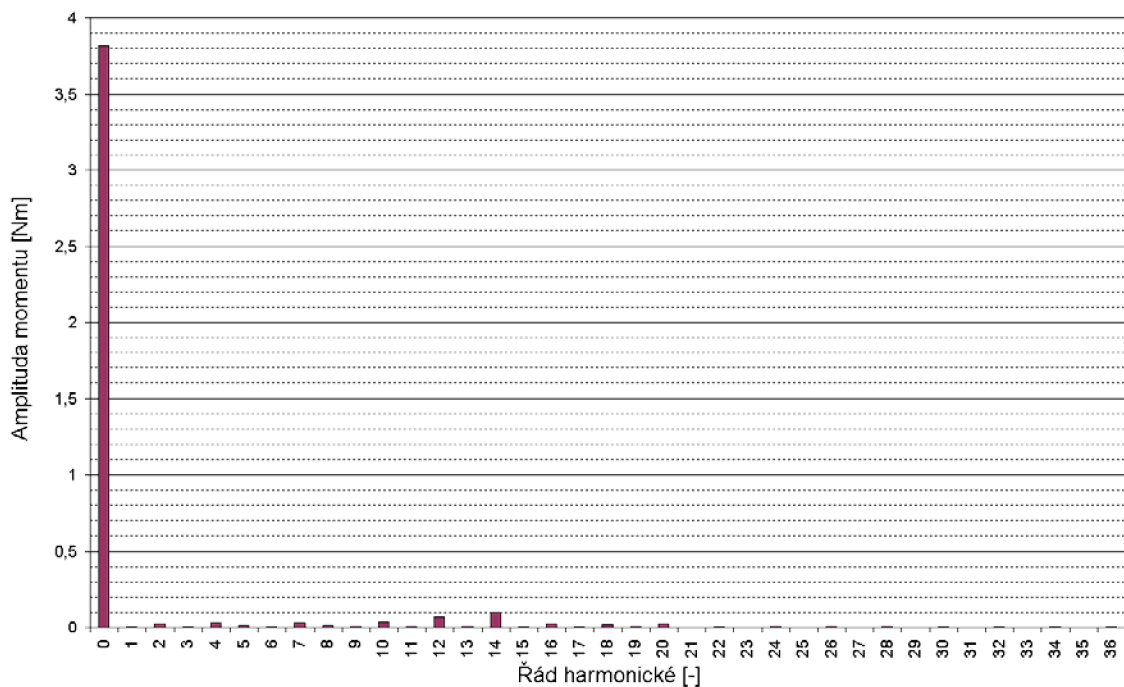
μ_0 – permeabilita vakua

ni – počet integrací

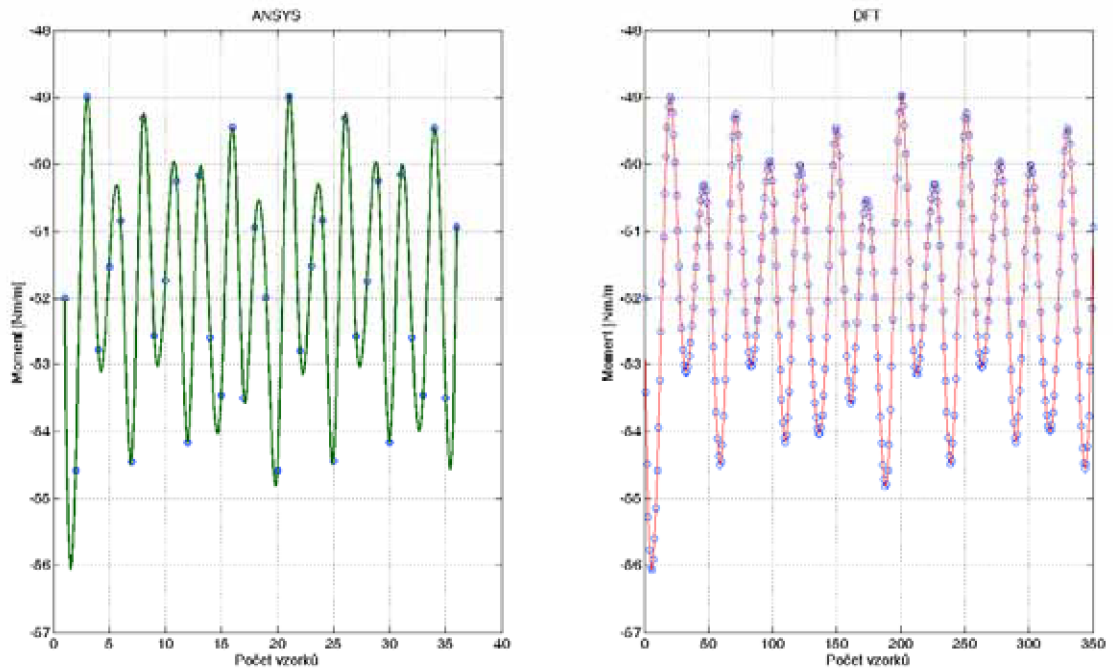
Pulzační moment byl vyšetřován pro motorický režim (jmenovitý skluz) a pro generátorický režim (jmenovitý skluz, jmenovitý moment). Nejprve je provedeno vykreslení analyzovaného průběhu a následně s aplikací DFT (Diskrétní Fourierova Transformace) je provedena rekonstrukce průběhu pomocí Fourierovy transformace.



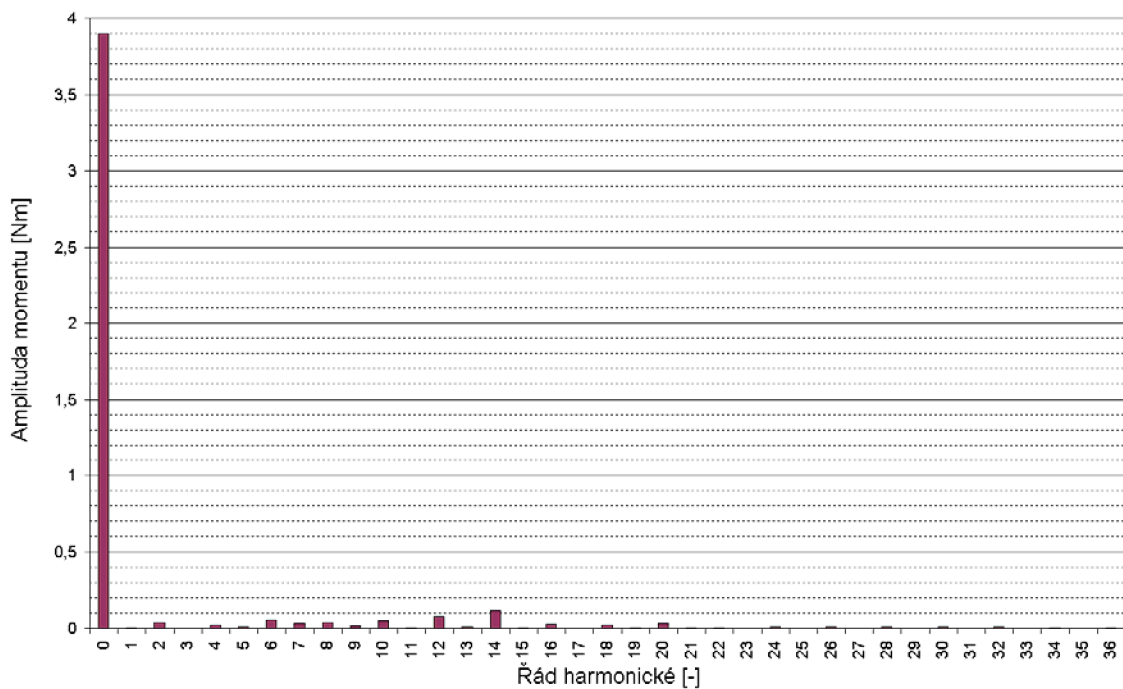
Obr. 9.21. Spektrální analýza pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery pro motor s_n (původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí DFT) průběh).



Obr. 9.22. Spektrální analýza průběhu pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery motor s_n .

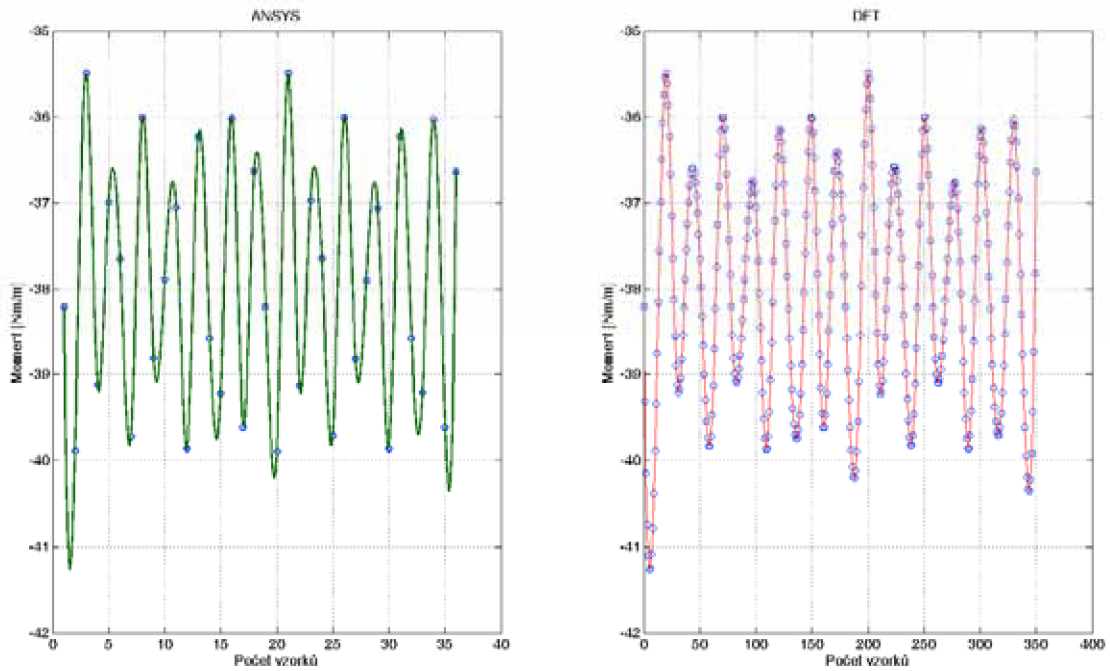


Obr. 9.23. Spektrální analýza pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery pro generátor s_n (původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí DFT) průběh).

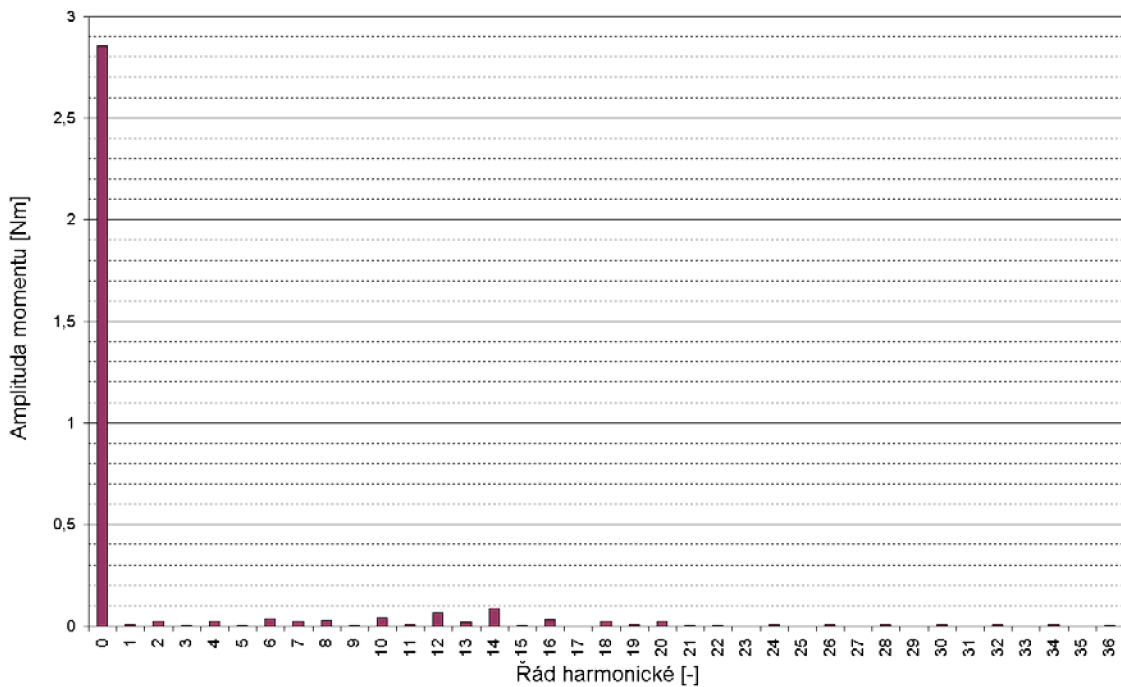


Obr. 9.24. Spektrální analýza průběhu pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery generátor s_n .

V obou spektrech pulzačního momentu (generátor: M_n ; s_n) jsou rovněž obsaženy prostorové harmonické vyšších řádů, převážně 2., 4., 7., 10., 12. a 14. řádu. V generátorickém režimu se navíc ve spektru objevuje prostorová harmonická 6., 8., a 13. řádu a v případě drážkových harmonických došlo k nepatrnému snížení jejich amplitud.



Obr. 9.25. Spektrální analýza pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery pro generátor M_n (původní (ANSYS) a rekonstruovaný (pomocí DFT) průběh).



Obr. 9.26. Spektrální analýza průběhu pulzačního momentu podél obvodu vzduchové mezery generátor M_n .

Lze tedy usuzovat na nepatrný pokles obsahu vyšších prostorových harmonických elektromagnetického momentu v případě jmenovitého momentu na hřídeli u generátorického chodu. Prostorová harmonická 7. a 22. řádu má přibližně stejnou amplitudu, nehledě na režim chodu stroje. V generátorickém režimu je potlačena prostorová harmonická 17. řádu, avšak vznikla prostorová harmonická 21. řádu.

10. Závěr

Hlavním cílem disertační práce byla analýza vlivu mechanického momentu asynchronního stroje na sycení magnetického obvodu, klasifikace oblastí přesycení a možnosti redukce jejich vlivů na vlastnosti stroje. Daná problematika je řešena pomocí metody konečných prvků s využitím programu ANSYS. Mezi vstupní veličiny výpočetního elektromagnetického modelu (ANSYS) a náhradního schématu (MATLAB) patří statorový a rotorový proud, přičemž statorový proud byl změřen a rotorový proud byl na základě výsledku měření stanoven pomocí analytických rovnic popisujících náhradní schéma. Parametry náhradního schématu byly určovány z měření naprázdno a nakrátko a byly korigovány na základě výsledků měření při různých skluzech.

Praktické měření proběhlo na asynchronním stroji v laboratořích Ústavu Termomechaniky AV ČR, v.v.i. v Praze a ÚVEE FEKT v Brně, a sice: měření naprázdno, zkouška nakrátko a měření zatěžovací charakteristiky. Zatěžovací charakteristika byla měřena pro skluzu od -10% (generátor) až do $+15\%$ (motor). Na základě těchto měření (Obr.4.8.-9.) je možno postupně určit parametry náhradního schématu, potřebná data jsou uvedena v Tab.4.5., a tím získat potřebné vstupní informace pro výpočet elektromagnetické analýzy.

Daná úloha byla v konečné fázi řešena na jednoprocessorové 8-jádrové výpočetní stanici s operační pamětí 12GB a byl použit Sparse solver. Procedura jednoho výpočtu byla oproti předchozím výpočetním stanicím s využitím APDL zkrácena z původních 63min na pouhých 5min, což je snížení času procedury o $\sim 92\%$ a snížení CPU time o $\sim 84\%$ oproti původní výpočetní stanici. Na první výpočetní stanici a bez použití APDL byla doba trvání jedné výpočetní procedury přibližně 100min, což činí zefektivnění celého výpočetního procesu o 95%.

Z podkapitoly 8.1. plyne, že vliv laminování magnetického obvodu ovlivňuje výpočet sycení jen nepatrně a jevy uplatňující se v čelech vinutí je nutné uvažovat jen u strojů velkých výkonů. Proto je možné pro další analýzu využít pouze dvourozměrného modelu stroje, což opět vede ke značnému zkrácení doby analýzy. Z hlediska velkých nároků na paměť při tvorbě 3D výpočetního modelu magnetického obvodu složeného z plechů (laminování) bylo přistoupeno k provedení analýzy vlivu laminování na rozložení elektromagnetického pole (sycení) na jednoduchém výpočetním modelu

transformátoru. Vlivem laminování je takto vytvořený konečnoprvkový model obrovský (byl tvořen více než 14,5mil elementy, tj. příliš velká časová výpočetní náročnost). V případě konečnoprvkového modelu asynchronního stroje by tento počet byl mnohonásobně vyšší.

V případě jmenovitého napájecího napětí je sycení magnetického obvodu stroje závislé na skluzu (největšího sycení je dosahováno v oblasti malých skluzů), poloze rotoru vůči statoru v rámci rotorové drážkové rozteče, otevření drážky a použití magnetických klínů, materiály hřídele a magnetického obvodu. Tvar drážky/zubu dále ovlivňuje parametry magnetického obvodu.

Vliv polohy rotoru vůči statoru na sycení magnetického obvodu je proveden pro jmenovitý skluz a moment (motorický režim) ve 20 krocích. Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře je 0,5885T. V rámci jedné drážkové rozteče dochází k periodickému zvětšování a zmenšování velikosti oblasti přesycení s periodou $7,826^\circ$ – polovina úhlu drážkové rozteče. Poloha rotoru vůči statoru rovněž ovlivňuje velikost pulsací elektromagnetického momentu v rozmezí $\pm 2,5Nm/m$, což představuje pulsace přepočteného elektromagnetického momentu přibližně $\pm 0,18Nm$ ($\pm 4,55\%$). Provedená spektrální analýza (moment vypočtený na základě elektromagnetického modelu analyzovaného stroje) dokládá vznik harmonické složky momentu 8. řádu (stupně) při pootočení o jednu drážkovou rozteč.

Velikost přesycení magnetického obvodu dosahuje přibližně 1% pro jmenovité zatížení (jmenovitý skluz a moment). V tomto případě je magnetická indukce ve vzduchové mezeře přibližně 0,6T (na Obr.8.23. je zobrazeno porovnání průběhů absolutních hodnot magnetické indukce podél vzduchové mezery stroje pro vyšetřované pracovní režimy) a výpočtem stanovená velikost elektromagnetického momentu je 3,93Nm. Na Obr. 8.24 je průběh velikosti mechanického (určen měřením) a elektromagnetického (určen výpočtem) momentu v závislosti na otáčkách stroje. Největšího rozdílu bylo dosaženo při skluzu 10% v generátorickém chodu stroje. Velikost elektromagnetického momentu celkem dobře opisuje momentovou charakteristiku, obzvláště v okolí pracovního bodu stroje. Pro stejné podmínky (jmenovitý moment, jmenovitý skluz) v generátorickém režimu došlo ke zvětšení oblastí přesycení magnetického obvodu přibližně na 8,5% (což je více než 8-mi násobek oproti motorickému režimu).

Graf uvedený na Obr. 8.25 znázorňuje velikost sycení magnetického obvodu v závislosti na mechanickém momentu. Je zřejmé, že v generátorickém režimu (chodu

stroje) je velikost oblastí přesycení magnetického obvodu několikanásobně větší, než-li je tomu v případě motorického režimu. Na základě toho bylo vyšetřeno rozložení elektromagnetického pole v motorickém i generátorickém režimu pro jmenovitý skluz a jeho změnu o $\pm 20\%$.

Použitím magnetických klínů dochází ke zvětšování rozptylového toku, tj. k přesycení magnetického obvodu v oblasti hlav statorových zubů. Tvar drážky, její otevření a tím i velikost a materiálové vlastnosti klínu ovlivňují velikost výsledného elektromagnetického momentu – mohou do jisté míry omezit pulsace momentu vznikající drážkováním. Při použití magnetického klínu o permeabilitě $\mu_r = 10$ oproti nemagnetickému klínu o $\mu_r = 1$ poklesne hodnota elektromagnetického momentu pro tento stroj o 1,65%.

Provedená harmonická analýza dokládá snížení drážkových harmonických magnetické indukce podél vzduchové mezery při použití drážkového klínu o permeabilitě $\mu_r = 10$. Drážkové harmonické magnetické indukce $v = 17;19$ poklesly v průměru o více než 30% pro motorický i generátorický chod stroje.

Uvažování hřídele při elektromagnetickém výpočtu má svá opodstatnění, neboť dochází ke změně velikosti magnetické indukce v zubech statoru i rotoru, zatímco střední hodnota magnetické indukce uprostřed rotorového jha zůstala přibližně stejná. Dochází k rovnoměrnějšímu rozložení elektromagnetického pole v rotoru a oblastí přesycení magnetického obvodu nad 2,2T (oblast hlav zubů) se zvětší o 16%. Při použití materiálu hřídele o permeabilitě $\mu_r = 4500$ hodnota elektromagnetického momentu pro tento stroj vzroste o 51% vzhledem k materiálu hřídele s permeabilitou $\mu_r = 1$.

Materiál magnetického obvodu nejvíce ovlivňuje rozložení elektromagnetického pole v elektrickém stroji. Z porovnávaných materiálů je zřejmé, že materiál M800-65A (BAG-MO1) je nejlepší z hlediska rozložení pole a velikosti sycení magnetického obvodu. Naopak nejhorším se jeví materiál Steel 1018 (BAG-MO3). Při materiálu magnetického obvodu M800-65A (BAG-MO1) dosahuje velikost elektromagnetického momentu 52,403Nm/m (3,930Nm), pro materiál ČSN 10 004 (BAG-MO2) moment poklesl na hodnotu 47,476Nm/m (3,561Nm), pro materiál Steel 1018 (BAG-MO3) moment poklesl na hodnotu 42,740Nm/m (3,185Nm) a pro materiál Silicon Core Iron (BAG-MO4) hodnota momentu klesla na 47,275Nm/m (3,546Nm). Nejvýraznější pokles nastal pro materiál Steel 1018, kdy moment poklesl o $\sim 19\%$ vztaženo k materiálu magnetického obvodu M800-65A.

Výsledky experimentálního měření momentu při rozběhu byly zpracovány programem DIAdem, kde v čase $Time = 1,34s$ došlo k připojení stroje na napájecí napětí $U_s = 400V$ a v čase $Time = 3,8s$ k jeho odpojení od napájecího napětí. Získaný vyfiltrovaný signál byl použit k vyjádření aproximačního polynomu, kde konstanta z polynomu je rovna $C = 9,496817$, což představuje velikost záběrného momentu $M_z = 2,45 \cdot M_n$, dle výrobce je velikost záběrného momentu $M_z = (1,9 - 2,6)M_n$.

Elektromagnetický moment je jedním z výsledků předložené disertační práce a je počítán na základě elektromagnetické energie soustavy – je určován při zachování vzájemného úhlu mezi fázory statorového a rotorového proudu v závislosti na poloze rotoru vůči statoru. V důsledku změn velikosti momentů pro různé vzájemné polohy statoru a rotoru lze usuzovat na velikost parazitních pulzačních složek momentů. Průběh magnetické indukce podél vzduchové mezery je zobrazen pro motorický režim (jmenovitý skluz) a pro generátorický režim (jmenovitý skluz, jmenovitý moment).

V podkapitolách 9.2 a 9.3 jsou zobrazeny výsledky spektrálních analýz průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery (B_{AG-C}) a FFT pro původní a rekonstruovaný signál a dále spektrálních analýz průběhu pulzačního momentu podél vzduchové mezery a FFT pro původní a rekonstruovaný signál. Výsledný pulzační moment je mimo svou stejnosměrnou složku složen z různě velkých složek stupňových harmonických. V obou spektrech pulzačního momentu (generátor: $M_n; s_n$) jsou rovněž obsaženy prostorové harmonické vyšších řádů. V generátorickém režimu se navíc ve spektru objevuje prostorová harmonická 6., 8., a 13. řádu a v případě drážkových harmonických došlo k nepatrnému snížení jejich amplitud. Lze tedy usuzovat na nepatrný pokles obsahu vyšších prostorových harmonických elektromagnetického momentu v případě jmenovitého momentu na hřídeli u generátorického chodu. Prostorová harmonická 7. a 22. řádu má přibližně stejnou amplitudu, nehledě na režim chodu stroje. V generátorickém režimu je téměř potlačena prostorová harmonická 17. řádu, avšak vznikla prostorová harmonická 21. řádu a podíl harmonických složek v průběhu magnetické indukce podél vzduchové mezery je podstatně vyšší.

Cíle disertační práce byly splněny:

- byly určeny parametry náhradního schématu asynchronního stroje
- byl vytvořen výpočetní model a proveden výpočet elektromagnetického pole pomocí MKP
- byla provedena analýza vlivu použitého materiálu magnetického obvodu na rozložení magnetického pole ve stroji
- byl stanoven průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře a následně vypočten elektromagnetický moment a jeho parazitní složky

Hlavní přínos práce a možná oblast dalšího studia spočívá v:

- analýze vlivu mechanického momentu na sycení magnetického obvodu stroje
- nalezení oblastí přesycení magnetického obvodu
- možnosti konstrukčních úprav vedoucí ke zlepšení např. THD a účinnosti
- posouzení vhodnosti volby počtu drážek na základě předložené analýzy

Použitá literatura a odkazy

- [1] SCHREIER, L.; BENDL, J.; CHOMÁT, M.: Contribution to Analysis of Steady-State Operation of Induction Machine. *AiM 2007*, Page(s): 1–6, ISBN 978-80-7231-314-3.
- [2] CHAN, T.F.; LAI, L.L.: Steady-state Analysis and Performance of a Stand-alone Three-Phase Induction Generator with Asymmetrically Connected Load Impedances and Excitation Capacitances. *Energy Conversion, IEEE Transaction on* Vol. 16, Issue 4, Dec 2001, Page(s): 327–333, Digital Object Identifier 10.1109/60.969471.
- [3] CHAN, T.F.; LAI, L.L.: Single-Phase Operation of a Three-Phase Induction Generator with the Smith Connection. *Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE Transaction on* Vol. 2, Issue 1, April 2002, Page(s): 1238, Digital Object Identifier 10.1109/PESW.2002.985213.
- [4] CHAN, T.F.; LAI, L.L.: Capacitance Requirements of a Three-Phase Induction Generator Self-Excited with a Single Capacitance and Supplying a Single-Phase Load. *Energy Conversion, IEEE Transaction on* Vol. 17, Issue 1, March 2002, Page(s): 90–94, Digital Object Identifier 10.1109/60.986443.
- [5] FAIZ, J.; REZAEELAM, B.; YAMADA, S.: Coupled Finite-Element/Boundary-Element Analysis of a Reciprocating Self-Excited Induction Generator in a Harmonic Domain. *Magnetics, IEEE Transaction on* Vol. 41, Issue 11, November 2005, Page(s): 4250–4256, Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2005.855326.
- [6] APANASOV, V.V.; CHECHURIN, V.L.: Magnetic field calculations for end zone of large electric machines. *Izv. Akad. Nauk, SSR, USSR*, Vol. 12, Page(s): 153, 1974.
- [7] CARPENTER, C.J.: The Application of the Method of Images to Machine End Winding Fields. *Proc. Inst. Elect. Eng. A*, Vol. 107, No. 35, Page(s): 47-60, 1960.
- [8] CARPENTER, C.J.; LOCKE, D.H.: Numerical Models of Three-Dimensional End Winding Arrays. *Proc. Compumag*, Oxford, Page(s): 47-55, 1976.
- [9] JACOBS, D.A.H.; MINORS, R.H.; STEEL, J.G.; MYERSCOUGH, C.J.; ROLLASON, M.J.: Calculation of Losses in the End Region of Turbogenerators. *Proc. Inst. Elect. Eng. A*, Vol. 124, No. 4, Page(s): 356-368, 1977.
- [10] PRESTON, T.W.; REECE, A.B.J.: The Prediction of Machine End Region Fluxes, Allowing for Eddy Current Losses in Thick Components. *Proc. Compumag*, Oxford, Page(s): 213-217, 1976.
- [11] REECE, A.B.J.; PRAMANIK, A.: Calculation of the End Region Field of AC Machines. *Proc. Inst. Elect. Eng. A*, Vol. 112, No. 7, Page(s): 1355-1358, 1965.
- [12] DAVEY, K.R.: The Equivalent T Circuit of the Induction Motor: Its Nonuniqueness and Use to the Magnetic Field Analyst. *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 43, Issue 4, April 2007, Page(s): 1745–1748, Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2006.892290.

- [13] TANDON, S.C.: Finite Element Analysis of Induction Machines. *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 18, Issue 6, Nov 1982, Page(s): 1722–1724.
- [14] JANG, G.H.; PARK, S.J.: Characterization of a Single-Phase Induction Motor due to the Effect of Slot Opening. *Magnetics, IEEE Transactions on* Vol. 40, Issue 4, July 2004, Page(s): 2065–2067, Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2004.829163.
- [15] MOREAU, S.; TRIGEASSOU, J.C.: Modelling and Identification of a Non-Linear Saturated Magnetic Circuit: Theoretical Study and Experimental Results. *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 71, Issues 4-6, Page(s): 446–459, June 2006.
- [16] GAVRIL, S.; MOR, A.: Influence of Stator Slotting on the Performance of Solid Rotor Induction Machines. *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 324, Issue 2, Page(s): 219–236, 1987.
- [17] HRIBERNIK, B.: Influence of Cutting Strains and Magnetic Anisotropy of Electrical Steel on the Air Gap Flux Distribution of an Induction Motor. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 41, Issue 13, Page(s): 427–430, February 1984.
- [18] CHAN, C.C.; CHAU, K.T.: Design of Electrical Machines by the Finite Element Method Using Distributed Computing. *Computers in Industry*, Vol. 17, Issue 4, Page(s): 367–374, December 1991.
- [19] SHIRKOOHI, G.H.: Prediction of Improvement in Efficiency of Induction Machines by Replacing the Core Materials Using FEM Technique. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 112, Issue 1-3, Page(s): 416–418, July 1992.
- [20] KALOKIRIS, G.K.; KLADAS, A.G.; HATZILAU, I.K.; COFINAS, S.; GYPARIS, I.K.: Advances in Magnetic Materials and their Impact on Electric machine Design. *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 181, Issue 1-3, Page(s): 148–152, January 2007.
- [21] WULF, M.; JACOBS, S.; MELKEBEEK, J.: Influence of Material Quality on the Magnetic and Mechanical Properties of Steel Sheet for Salient Pole Electrical Machines. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 254–255, Page(s): 621–623, 2003.
- [22] WAECKERLEH, T.; FRAISSE, H.; CHAPUT, L.; LEROY, M.: Low Cobalt Content Electrical Sheets for Optimized High Power Density Rotating Machines. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 215–216, Page(s): 207–209, 2000.
- [23] SHOKROLLAHI, H.; JANGHORBAN, K.: Soft Magnetic Composite Materials (SMCs). *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 189, Page(s): 1–12, February 2007.
- [24] TSOUVALAS, N.; XYDIS, I.; TSAKIRAKIS, I.; PAPAZACHAROPOULOS, Z.: Asynchronous Motor Drive Loss Optimization. *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 181, Page(s): 301–306, 2007.
- [25] JABR, H.M.; KAR, N.C.: Leakage Flux Saturation Effects on the Transient Performance of Wound-Rotor Induction Motors. *Electric Power Systems Research*, Vol. 78, Page(s): 1280–1289, 2008.
- [26] CHOMÁT, M.; NEČESANÝ, J.; DOLEŽEL, I.: Analysis of Inductances in Saturated Induction Machine. *Fifth IEE International Conference on Computation in Electromagnetic (CEM 2004)*, Page(s): 57–58, ISBN 0-86341-400-1.

- [27] MUKHERJEE, A.; KARMAKAR, R. SAMANTARAY, A.K.: Modeling of Basic Induction Motors and Source Loading in Rotor/Motor Systems with Regenerative Force Field. *Simulation Practice and Theory*, Vol. 7, Page(s): 563–576, 1999.
- [28] VILLIAMSON, S; SMITH, S.: Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No.4, Page(s): 986–993, July 2003.
- [29] DEPREZ, W.; DEXTERS, A.; DRIESEN, J.; BELMANS, R: Energy Efficiency of small Induction Machines: Comparison between Motor and Generator Mode. *Proceedings of ICEM 2006: XVII International Conference on Electrical Machines*. ICEM 2006, Chania, Crete Island, Greece, Page(s): 6, September 2006.
- [30] BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A.; LAZZARI, M.: Induction Motor Model for Taking Into Account Additional Losses. *Proceedings of ICEM 2006: XVII International Conference on Electrical Machines*. ICEM 2006, Chania, Crete Island, Greece, Page(s): 6, September, 2006.
- [31] BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A.; FERRARIS, L.; LAZZARI, M.: Induction Motor Equivalent Circuit Including the Stray Load Losses in the Machine Power Balance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, No.3, Page(s): 796–803, September 2008.
- [32] BASTIENSEN, C.; DEPREZ, W.; STEVENS, S.; DRIESEN, J.: The influence of stochastic properties on the motor parameters of an induction machine. *Proceedings of ICEM 2006: XVII International Conference on Electrical Machines*. ICEM 2006, Chania, Crete Island, Greece, Page(s): 6, September 2006.
- [33] DĚDEK, L.; DĚDKOVÁ, J.: *Elektromagnetismus*, VUT Brno, 2000, ISBN 80-214-1548-7.
- [34] Manual for program ANSYS: “ANSYS Guide 10.0”
- [35] Product list: *Electrical steel strip*, Union Steel Products Ltd., Worcester, United Kingdom, <http://www.unionsteelproducts.co.uk/products/index.php> [21/10/2010].
- [36] Katalog: <http://www1.siemens.cz/ad/current/file.php?fh=031908e542&aid=1192719>, firma Siemens, [02/04/2009 – K02-0605CZ].
- [37] HELLER, B.; HAMATA, V.: *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Akademie Věd, Praha, Československo, 1961.
- [38] NI PCIe-6361 X Series Data Acquisition, <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/207411>, National Instruments – Image Gallery [25/08/2010].
- [39] Katalog: http://www.ktr.com/root/img/pool/pdf/produktkataloge/fi/fi_gesamt/011_dataflex_fi.pdf, firma KTR [25/08/2010].
- [40] Uživatelský manuál měřicího přístroje YOKOGAWA WT1600, IM 760101-S15E.
- [41] Produktový katalog VUES: http://www.vues.cz/doc/CZ_ASD_10____090218.PDF?docid=195, [21/10/2010 – CZ_ASD_10____090218.PDF].

Autorovy publikace

- [1] SKALKA, M.; JANDA, M.; ONDRŮŠEK, Č.; SCHREIER, L.: Additional Asynchronous and Pulsating Torque Analysis of 3-Phase Induction Machine. *Proceeding ICEM2010. XIX International Conference on Electrical Machines*. ROME, Italy, 2010. Page(s): 1–5, ISBN: 978-1-4244-4175-4.
- [2] SKALKA, M.; ONDRŮŠEK, Č.; JANDA, M. Induction Machine Pulsating Torque Analysis. *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne*, 2010, No.88, Page(s): 165–168, ISSN: 0239-3646.
- [3] SKALKA, M.; SCHREIER, L.; BENDL, J.; CHOMÁT, M.: Contribution to Analysis of Induction Machine with Two Three-Phase Stator Windings. *Proceeding on International Conference Low Voltage Electrical Machines*. Brno, 2009, Page(s): 14–17, ISBN 978-80-214-3975-7.
- [4] SKALKA, M.; SCHREIER, L.; BENDL, J.; CHOMÁT, M.: Third Space Harmonic in Five-Phase Induction Machines. *Proceeding ISEM 2009, International Symposium on Electric Machinery in Prague*, 2009, Page(s): 235–243, ISBN 978-80-01-04417-9.
- [5] SKALKA, M.; SCHREIER, L.; JANDA, M.; ONDRŮŠEK, Č. Induction Machine Operation Mode Type Effect onto the Losses. *In Low Voltage Electrical Machines*. Brno, 2009, Page(s): 37–38, ISBN: 978-80-214-3975-7.
- [6] SKALKA, M.; SCHREIER, L.; BENDL, J.; CHOMAT, M. Influence of Spatial Harmonics on Properties of Five- phase Induction Machines. *In 15th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics - EDPE2009*. Dubrovnik, 2009, Page(s): 1–8, ISBN: 978-953-6037-56-8.
- [7] SKALKA, M. Magnetic Circuit Saturation of Induction Machine due to the rotor position. *In Proceedings of the 15th Conference STUDENT EEICT 2009*, Vol.3, Brno, 2009, Page(s): 107–110, ISBN: 978-80-214-3869-9.
- [8] SKALKA, M.; JANDA, M.; ONDRŮŠEK, Č. Identification of Oversaturated Areas of Induction Machine Magnetic Circuit for Different Equivalent Circuit Parameters. *In XIV Scientific Conference Computer Applications in Electrical Engineering*. Poznan, 2009, Page(s): 239–240, ISBN: 978-83-89333-19-3.
- [9] SKALKA, M.; ONDRŮŠEK, Č.; JANDA, M. Influence of Rotor Position on Oversaturated Areas Size of Induction Machine Magnetic Circuit. *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne*, 2009, No.84, Page(s): 91–313, ISSN: 0239-3646.
- [10] SKALKA, M.; JANDA, M.; SCHREIER, L.; ONDRŮŠEK, Č. Influence of Induction Machine Operation Mode Type onto the Equivalent Circuit. *In ISEM 2009 - XVII. International Symposium on Electric Machinery*. Praha, 2009, Page(s): 1–8, ISBN: 978-80-01-04417-9.

- [11] SKALKA, M.; JANDA, M.; DEEB, R.; ONDRŮŠEK, Č. Laminated Stacks Effect onto the Finite Element Analysis. *In Low Voltage Electrical Machines*. Brno, 2009, Page(s): 47–50, ISBN: 978-80-214-3975-7.
- [12] SKALKA, M.; ONDRŮŠEK, Č. Electromagnetic Field Calculation of Induction Machine for Different Equivalent Circuit Parameters. *In International Conference on Low Voltage Electrical Machines*. Brno, 2008, Page(s): 1–4, ISBN: 978-80-214-3795-1.
- [13] SKALKA, M.; SCHREIER, L.; BENDL, J.; CHOMÁT, M.: Analysis of Steady-State Operation of Induction Generators. *Proceedings on LVEM2008. International Conference on Low Voltage Electrical Machines*. Brno, 2008, Page(s): 102–105, ISBN 978-80-214-3795-1.
- [14] SKALKA, M.; ONDRŮŠEK, Č.: Vliv mechanické zátěže na velikost příčné větve náhradního obvodu a výpočet rozložení elektromagnetického pole asynchronního stroje. *Elektrorevue - Internetový časopis*. Brno, 2008, No. 37, Page(s): 1–7, ISSN: 1213-1539.
- [15] SKALKA, M.; ONDRŮŠEK, Č.; SCHREIER, L. Equivalent Circuit Parameters Definition and Electromagnetic Field Calculation of IM. *In ISEM 2008 - XVI. International Symposium on Electric Machinery*. Praha, 2008, Page(s): 1–7, ISBN: 978-80-01-04172-7.
- [16] SKALKA, M. INDUCTION MACHINE 2-D MAGNETIC FIELD MODEL. *In STUDENT EEICT 2007*. Brno, 2007, Page(s): 198–202, ISBN: 978-80-214-3409-7.
- [17] SKALKA, M.; BOK, R.; ONDRŮŠEK, Č. Rozložení magnetického pole v elektrických strojích – část 1. *Elektrorevue – Internetový časopis*. Brno, 2007, No. 31, Page(s): 1–12, ISSN 1213-1539.

Přílohy

- [1] Tabulka naměřených hodnot - měření naprázdno a nakrátko.
- [2] Tabulka naměřených hodnot - měření při zatížení.
- [3a] Uživatelský manuál měřicího přístroje YOKOGAWA WT1600.
- [3b] Symboly a použité funkce měřicího přístroje v průběhu měření.
- [4] Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře.
- [5] Průběh magnetické indukce v hlavě rotorového zubu (střed).
- [6] Průběh magnetické indukce v rotorovém zubu (střed).
- [7] Průběh magnetické indukce v hlavě statorového zubu (střed).
- [8] Průběh magnetické indukce ve statorového zubu (střed).
- [9] Rozložení magnetické indukce v magnetickém obvodu.
- [10] Rozložení magnetické indukce v magnetickém obvodu (detail).
- [11] Průběh magnetických siločar v magnetickém obvodu.
- [12] Průběh magnetických siločar v oblasti magnetických klínů.
- [13] Výpočet elektromagnetického momentu.
- [14] Discrete Fourier Transform (DFT).
- [15] Vstupní parametry pro výpočetní model (ANSYS).
- [16] BH křivka materiálu M800–65A.
- [17] Electrical Steel Strip – Union Steel Products.
- [18] BH křivka materiálu ČSN 10 004.
- [19] BH křivka materiálu STEEL 1018.
- [20] BH křivka materiálu SILICON CORE IRON.
- [21] Parametry dynamometru ASD 10K-2.