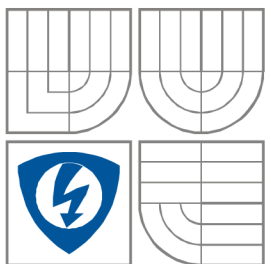


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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

VÝPOČET PŘÍDAVNÝCH ZTRÁT ASYNCHRONNÍHO MOTORU

STRAY LOSSES CALCULATION OF INDUCTION MACHINE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

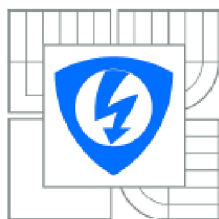
Bc. TOMÁŠ JIRÁSEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. ČESTMÍR ONDRŮŠEK, CSc.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Tomáš Jirásek
Ročník: 2

ID: 72993
Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Výpočet přídavných ztrát asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte analýzu přídavných ztrát
2. Vypočtete přídavné ztráty pro zadaný stroj
3. Sestavte program v MATLABu pro výpočet přídavných ztrát.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího

Termín zadání: 17.9.2012

Termín odevzdání: 28.5.2013

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vitek, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Hlavním cílem práce je určení přídatných ztrát v asynchronním motoru naprázdno, a vytvoření výpočetního programu v MATLABu pro výpočet těchto ztrát. Přídatné ztráty jsou způsobeny především vířivými proudy na povrchu statoru a rotoru, pulzací těchto proudů vlivem periodické změny magnetické vodivosti vzduchové mezery, proměnlivou magnetickou indukcí v zubech statoru a rotoru a diferenčním rozptylem. Velikost přídatných ztrát se liší konstrukcí motoru a to především tím, zda-li jsou drážky izolované, neizolované, rovné nebo zešíkmené.

Abstract

The main goal of this thesis is a determination of an idle stray losses in induction machine and creation calculation program in MATLAB. The stray losses are caused especially by the eddy currents on the surface of stator and rotor, further by a pulsation of these currents owing to the periodical change of air-gap permeance, magnetic induction in stator and rotor teeth and a differential leakage. Value of stray losses are different of engine construction especially by it are scoring insulated, uninsulated, straight or slant.

Klíčová slova

Magnetická vodivost, magnetické pole, magnetický tok, povrchové ztráty, pulzační ztráty, přídavné ztráty, vzduchová mezera.

Keywords

Magnetic conductivity, magnetic field, magnetic flux, surface losses, pulsation losses, additional losses, air-gap.

Bibliografická citace

Jirásek, T. Výpočet přídatných ztrát asynchronního motoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 50 s.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou Diplomovou práci na téma Výpočet přídavných ztrát asynchronního motoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené Diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této Diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne.....

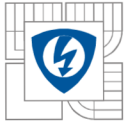
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu Diplomové práce doc. Ing. Čestmíru Ondruškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé Diplomové práce.

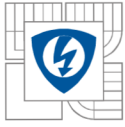
V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

Seznam obrázků.....	7
Seznam tabulek.....	8
Přehled symbolů a značek.....	9
1. Úvod.....	10
1.1. Rozsah parametrů asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát.....	11
1.2. Parametry asynchronního motoru 1LA7083-2AA10.....	12
2. Vliv drážkování na magnetické pole ve vzduchové mezeře.....	13
2.1. Carterův činitel.....	13
2.2. Magnetická vodivost vzduchové mezery při drážkování.....	16
3. Povrchové ztráty naprázdno.....	18
3.1. Příklad výpočtu povrchových ztrát naprázdno.....	21
4. Pulzační ztráty naprázdno.....	24
4.1. Příklad výpočtu pulzačních ztrát naprázdno.....	26
5. Ztráty klecové kotvy naprázdno.....	27
5.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno.....	33
6. Ztráty klecové kotvy naprázdno při zešikmení drážek.....	36
6.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno při zešikmení drážek.....	41
7. Přídatné ztráty při zatížení.....	42
8. Vliv zešikmení drážek na přídatné ztráty při zatížení.....	43
9. Měření přídatných ztrát při zatížení.....	46
10. Práce v programu Výpočet přídatných ztrát v 3f asynchronním motoru	47
11. Závěr.....	49
Použitá literatura.....	50



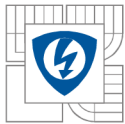
SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Ilustrativní detail drážek asynchronního motoru.....	11
Obr. 2. Průběh magnetické indukce nad drážkou.....	13
Obr. 3. Průběh veličiny γ jako funkce poměru o/δ	14
Obr. 4. Průběh veličiny β jako funkce poměru o/δ	15
Obr. 5. K stanovení magnetické vodivosti nad drážkovou roztečí.....	16
Obr. 6. Hodnoty veličin F_1, F_2, F_3 jako funkce poměru (o_1/t_{d1})	17
Obr. 7. Průběh přídatného pole.....	18
Obr. 8. K výpočtu povrchových ztrát.....	19
Obr. 9. a), b) Průběh magnetické indukce nad drážkovou roztečí t_{d1}	24
Obr. 10. K stanovení diferenciální permeability μ_{dif}	28
Obr. 11. Průběh funkce $(1/\text{tg } \alpha)_0$ jako funkce indukce B_Z	29
Obr. 12. Průběh funkce $f(B_Z)$	31
Obr. 13. K výpočtu vlivu zešíkmení rotorových drážek.....	36
Obr. 14. K výpočtu vlivu zešíkmení rotorových drážek na přídatné ztráty.....	37
Obr. 15. K výpočtu vlivu zešíkmení rotorových drážek na přídatné ztráty.....	38
Obr. 16. Vektorový diagram proudů v rotoru.....	38
Obr. 17. a), b) K výpočtu přídatných ztrát vlivem příčných proudů.....	43
Obr. 18. a), b) Průběh gradientů napětí v tyčích a příčných proudů.....	44
Obr. 19. Uživatelské prostředí programu.....	47
Obr. 20. Příklad výpisu dat Přídatných ztrát.....	48

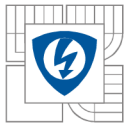


Seznam tabulek

Tab. 1. Rozsah parametrů asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát.....	11
Tab. 2. Číselné hodnoty koeficientů k_0 pro různé materiály.....	20

**SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK**

$a_0, a_1 [-]$	koeficienty základní harmonické Fourierova rozvoje
$B_{01} [T]$	amplituda magnetické indukce nad drážkovou roztečí statoru
$B_{02} [T]$	amplituda magnetické indukce nad drážkovou roztečí rotoru
$B_{p1} [T]$	amplituda magnetické indukce pulzujícího toku v zubu statoru
$B_{p2} [T]$	amplituda magnetické indukce pulzujícího toku v zubu rotoru
$\beta [-]$	koeficient funkce poměru o/δ
$\gamma [-]$	koeficient funkce poměru o/δ
$\delta' [mm]$	fiktivní zvětšení šířky vzduchové mezery
$\tau_{dZ1} [-]$	činitel diferenčního rozptylu bez uvažování nasycení zubů
$\tau'_{dZ1} [-]$	činitel diferenčního rozptylu při uvažování nasycení zubů
$F_1 [-]$	funkce poměru o_1/td_1
$k_C [-]$	Carterův činitel
$n_S [ot/min]$	synchronní otáčky
$t_{d1} [mm]$	drážková rozteč statoru
$t'_{d1} [mm]$	drážková rozteč statoru v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou
$t_{d2} [mm]$	drážková rozteč rotoru
$t'_{d2} [mm]$	drážková rozteč rotoru v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou
$r_1 [mm]$	vnitřní poloměr statoru
$r'_1 [mm]$	poloměr statoru v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou
$r_2 [mm]$	poloměr rotoru
$r'_2 [mm]$	poloměr rotoru v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou
$R_2 [\Omega]$	odpor představující rezistivitu tyče rotorové klece
$I_t [A]$	proud v tyči rotoru
$I_k [A]$	proud v kruhu rotoru
$k_f [-]$	koeficient udávající zvýšení R_2 vlivem zvýšeného kmitočtu f'



1. ÚVOD

Cílem této práce je analýza a výpočet přídavných ztrát v asynchronních motorech, na základě které je vytvořen výpočetní program v MATLABu. Tento program bude sloužit především návrhářům a konstruktérům asynchronních motorů, neboť správnost výsledků je podmíněna patřičnou znalostí asynchronních motorů.

V odborné literatuře a především v katalogových listech uváděných výrobcí asynchronních motorů jsou přídavné ztráty vyčísleny většinou pouze jako ztráty dodatečné. Běžně se tyto ztráty určují jako “zbytek“ ztrát po odečtení základních běžně udávaných ztrát v asynchronních motorech.

Ačkoliv přídavné ztráty jsou velmi malé, řádově do 1,5%, musíme s nimi počítat při konstrukci daného stroje, protože u strojů velkých výkonů už nejsou tyto ztráty tak zanedbatelné. To platí především v dnešní době, kdy jsou na výrobce elektrických motorů kladeny požadavky na vysokou účinnost, a tedy pokud možno co nejnižší ztráty.

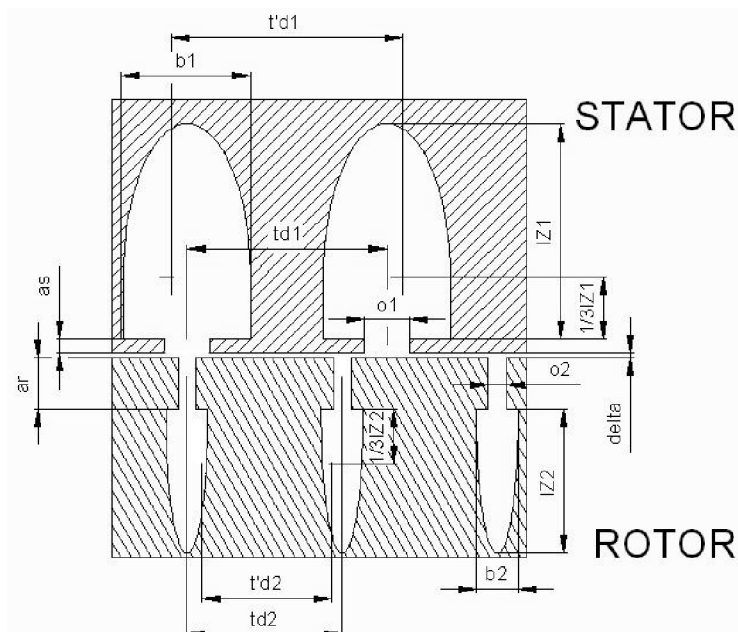
Přídavné ztráty se rozdělují na ztráty povrchové, pulzační a ztráty klecové kotvy, a to naprázdno i při zatížení. Drážkování statoru a rotoru deformuje průběh magnetického pole vzduchové mezery, čímž vznikají na povrchu statoru a rotoru vířivé proudy, které mají za následek přídavné povrchové ztráty. Tyto ztráty jsou ovlivňovány počtem drážek statoru a rotoru, velikostí vzduchové mezery a počtem pólů. V neposlední řadě má vliv na přídavné povrchové ztráty konstrukce stroje, tedy zda-li je rotor či stator vyroben jako odlitek nebo skládaný z plechů. Během otáčivého pohybu rotoru uvnitř statoru se mění vzájemná poloha statorových a rotorových zubů proti sobě, čímž dochází k periodické změně magnetické indukce v zubech. Dále se periodicky mění magnetická vodivost a magnetický tok nad drážkovou roztečí, který pulzuje mezi svojí minimální a maximální velikostí, čímž vznikají ve statoru a rotoru ztráty vířivými proudy. Tyto ztráty nazýváme pulzační. Na klecové vinutí rotoru působí drážkové pole prvního řádu způsobující přídavné ztráty. Na tyto ztráty má dále vliv velikost magnetomotorické síly rotoru, rezistivita rotorových tyčí, počty statorových a rotorových drážek, velikost vzduchové mezery a její magnetická indukce, hloubka vniku magnetického pole do rotoru a činitel diferenčního rozptylu. [6]

Definovat přídavné ztráty je proto velice složité, jsou těžko změřitelné s poměrně velkou nepřesností. V podstatě jediný způsob určení přídavných ztrát je na základě dále uvedených a praxí ověřených výpočtů, daných především geometrickými rozměry asynchronního motoru.

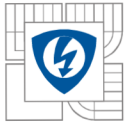
1.1. Rozsah parametrů asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát

Parametr asynchronního motoru		min	max	jednotka
Frekvence napájecího napětí	f	50	60	[Hz]
Jmenovitý výkon	P	1,1	15000	[kW]
Počet pólů	$2p$	2	4	[-]
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře	B_{δ}	0,65	0,75	[T]
Šířka vzduchové mezery	δ	0,25	6	[mm]
Počet drážek statoru	Z_1	18	84	[-]
Otevření drážky statoru	o_1	2,55	17	[mm]
Výška zubu statoru	a_s	0,7	2,9	[mm]
Hloubka drážky statoru	l_{Z1}	11,6	24,2	[mm]
Šířka drážky statoru	b_1	6,4	12,9	[mm]
Magnetická indukce v zubu statoru	B_{Z1}	1,2	1,4	[T]
Hmotnost statoru	m_1	4,28	10200	[kg]
Počet drážek rotoru	Z_2	23	70	[-]
Otevření drážky rotoru	o_2	1	5	[mm]
Výška zubu rotoru	a_r	2,6	5,2	[mm]
Hloubka drážky rotoru	l_{Z2}	9,9	22,1	[mm]
Šířka drážky rotoru	b_2	2,1	5,6	[mm]
Magnetická indukce v zubu rotoru	B_{Z2}	0,9	1,6	[T]
Hmotnost rotoru	m_2	1,28	5000	[kg]
Průměr rotoru	D	64	940	[mm]
Osová délka rotoru	l	75	1420	[mm]
Průřez tyče rotoru	S_r	23	58	[mm ²]
Rezistivita materiálu rotoru	ρ	1/43	1/17	[$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$]
Koeficient zohledňující povrch rotoru	k_0	2,5	3	[-]

Tab. 1. Rozsah parametrů asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát.



Obr.1. Ilustrativní detail drážek asynchronního motoru. [6]



1.2. Parametry asynchronního motoru 1LA7083-2AA10 [6]

Jmenovitý výkon.....	$P = 1,1 \text{ kW}$
Jmenovité napětí.....	$U_S = 400\text{V}/50\text{Hz}$
Jmenovitý moment.....	$M_N = 3,8 \text{ Nm}$
Magnetizační proud.....	$I_{m0} = 1,52 \text{ A}$
Proud nakrátko.....	$I_k = 16,4 \text{ A}$
Počet pólů.....	$2p = 2$
Magnetická indukce ve vzduchové mezeře.....	$B_\delta = 0,65 \text{ T}$
Šířka vzduchové mezery.....	$\delta = 0,25 \text{ mm}$
Rezistivita materiálu rotoru.....	$\rho = 1/43 \text{ }\Omega\text{mm}^2/\text{m}$
Počet drážek statoru.....	$Z_1 = 18$
Otevření drážky statoru.....	$o_1 = 2,55 \text{ mm}$
Šířka drážky statoru.....	$b_1 = 7,15 \text{ mm}$
Hloubka drážky statoru.....	$l_{Z1} = 12,9 \text{ mm}$
Magnetická indukce v zubu statoru.....	$B_{Z1} = 1,2 \text{ T}$
Výška zubu statoru.....	$a_s = 0,8 \text{ mm}$
Hmotnost statoru.....	$m_1 = 4,28 \text{ kg}$
Průřez tyče rotoru.....	$S_r = 25,5 \text{ mm}^2$
Počet drážek rotoru.....	$Z_2 = 23$
Otevření drážky rotoru.....	$o_2 = 1 \text{ mm}$
Šířka drážky rotoru.....	$b_2 = 2,32 \text{ mm}$
Hloubka drážky rotoru.....	$l_{Z2} = 11 \text{ mm}$
Magnetická indukce v zubu rotoru.....	$B_{Z2} = 0,9 \text{ T}$
Výška zubu rotoru.....	$a_r = 2,9 \text{ mm}$
Hmotnost rotoru.....	$m_2 = 1,276 \text{ kg}$
Průměr rotoru.....	$D = 64 \text{ mm}$
Osová délka rotoru.....	$l = 75 \text{ mm}$
Koeficient zohledňující povrch rotoru.....	$k_0 = 3$

2. Vliv drážkování na magnetické pole ve vzduchové mezeře

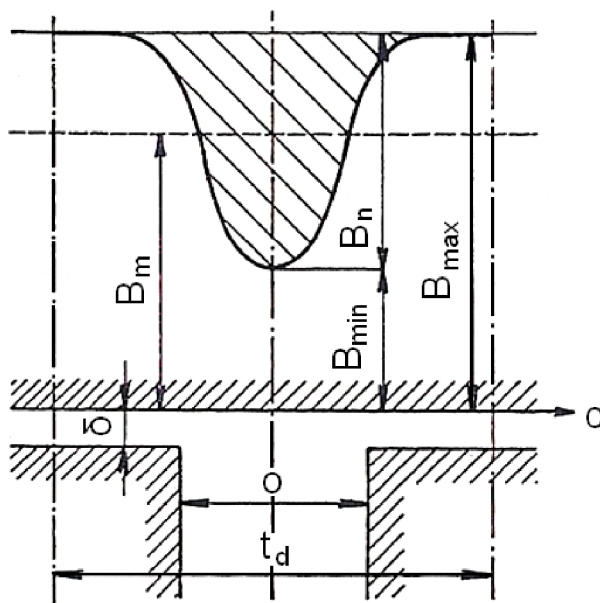
2.1. Carterův činitel

Carterův činitel zohledňuje vliv drážkování na magnetickou vodivost vzduchové mezery. Drážky pro uložení vinutí jsou vytvořeny v magneticky vodivém materiálu. Předpokládejme nejprve, že je proti hladkému magnetickému pólu drážkovaná kotva. Měla-li magnetická indukce ve vzduchové mezeře při nedrážkované kotvě hodnotu B_{max} , klesla tato indukce při stejné magnetomotorické síle v ose drážky na hodnotu B_{min} . Tato hodnota B_{min} je funkcí otevření drážky o , velikosti původní mezery (nyní mezery nad zubem) δ a drážkové rozteče t_d . Střední indukce přitom klesla z původní hodnoty B_{max} na hodnotu B_m . Této změně střední indukce nad drážkovou roztečí bude tedy odpovídat fiktivní zvětšení vzduchové mezery nedrážkovaného obvodu z hodnoty δ na hodnotu δ' . Vztah mezi těmito veličinami udává rovnice

$$\delta' = k_c \delta, \quad (2.1.1)$$

z níž dále vyplývá vztah

$$B_m = \frac{1}{k_c} B_{max}. \quad (2.1.2)$$



Obr. 2. Průběh magnetické indukce nad drážkou. [6]

Výpočet činitele k_c provedl jako první Carter [2] konformním zobrazením nekonečně hluboké drážky o nekonečné rozteči t_d vytvořené v materiálu s nekonečnou permeabilitou ($\mu = \infty$). Po něm tento činitel k_c má název *Carterův činitel*.

Podle Cartera [2] platí

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \gamma\delta}, \quad (2.1.3)$$

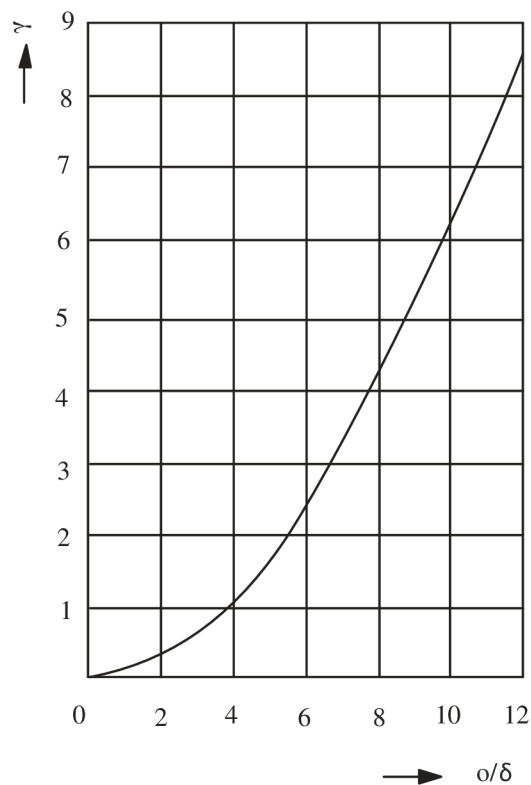
kde veličina γ je funkcí poměru o/δ dle rovnice

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[\frac{o}{2\delta} \operatorname{arctg} \frac{o}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{o}{2\delta}\right)^2} \right] \quad (2.1.4)$$

nebo přibližně

$$\gamma = \frac{\left(\frac{o}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{o}{\delta}} \text{ při } \frac{o}{\delta} > 1. \quad (2.1.5)$$

Průběh veličiny γ jako funkce poměru o/δ je vynesena na Obr. 3.

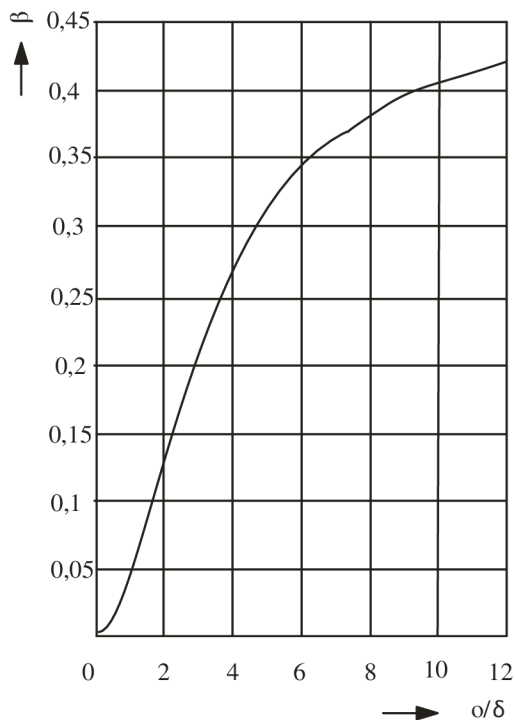


Obr. 3. Průběh veličiny γ jako funkce poměru o/δ . [3]

Amplituda poklesu indukce v ose drážky B_n (viz obr. 2) je dána vztahem

$$B_n = 2\beta B_{max}, \quad (2.1.6)$$

v němž veličina β je funkcí poměru o/δ . Její průběh je vynesena na Obr. 4.



Obr. 4. Průběh veličiny β jako funkce poměru o/δ . [3]

Je-li B střední indukce nad drážkovou roztečí, platí podle rovnice (2.1.6) a obr. 2 analogicky

$$B_0 = \beta k_c B, \quad (2.1.7)$$

kde k_c je Carterův činitel.

Při oboustranném drážkování, tj. drážkování statoru i rotoru, jsou magnetické poměry velmi složité a závislé na okamžité poloze obou systémů drážek, takže výpočet výsledného Carterova činitele je složitý. Přibližně lze stanovit výsledný Carterův činitel k_{c12} při oboustranném drážkování jako

$$k_{c12} = k_{c1} k_{c2}. \quad (2.1.8)$$

2.2. Magnetická vodivost vzduchové mezery při drážkování

Za předpokladu radiálního průběhu siločiviek a nekonečné permeability železa má magnetická indukce B při jednotkovém magnetickém napětí mezi státorem a rotorem, u nedrážkovaného stroje, stálou hodnotu

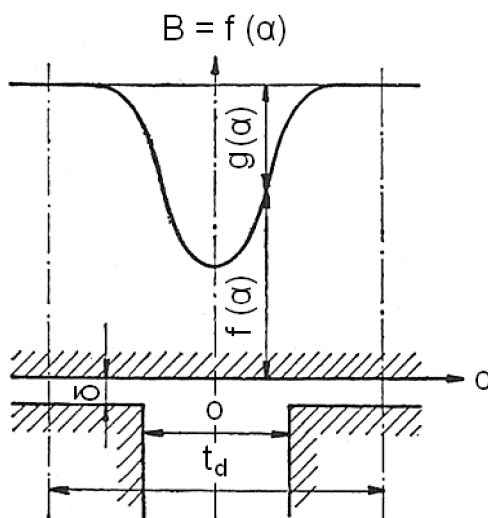
$$B = \frac{1}{\delta}. \quad (2.2.1)$$

Magnetická vodivost vzduchové mezery λ je v tomto případě

$$\lambda = \frac{1}{\delta} = B. \quad (2.2.2)$$

Uvažujme drážkovaný stator a hladký rotor. Průběh indukce ve vzduchové mezeře bude při stejném jednotkovém napětí proměnlivý. Obdobně jako v předešlé úvaze můžeme vliv drážkování na průběh indukce respektovat zavedením proměnné vzduchové mezery. Podle obecného průběhu na obr. 5 můžeme napsat

$$B(\alpha) = f(\alpha) = \frac{1}{\delta(\alpha)}. \quad (2.2.3)$$



Obr. 5. K stanovení magnetické vodivosti nad drážkovou roztečí. [6]

Pro fiktivní vzduchovou mezeru $\lambda(\alpha)$ můžeme tedy napsat

$$\delta(\alpha) = \frac{1}{f(\alpha)}. \quad (2.2.4)$$

Je-li drážkovaný stator i rotor, platí pro výslednou mezeru v místě α vztah

$$\delta(\alpha) = \frac{1}{f_1(\alpha)} + \frac{1}{f_2(\alpha)} - \delta. \quad (2.2.5)$$

Funkce $f(\alpha)$ jsou periodické funkce s periodou úhlu drážkové rozteče statoru, respektive rotoru. Má-li například stator Z_1 drážek, platí pro funkci $f_1(\alpha)$, je-li počátek souřadnic v ose statorové drážky

$$f_1(\alpha) = a_0 - \sum_{v=1}^{v=\infty} a_v \cos vZ_1\alpha . \quad (2.2.6)$$

V rovnici (2.2.6) platí

$$a_0 = \frac{D}{t_{d1}} \int_0^{\frac{1}{2}\alpha_{d1}} f_1(\alpha) d\alpha = \frac{1}{k_{c1}\delta} . \quad (2.2.7)$$

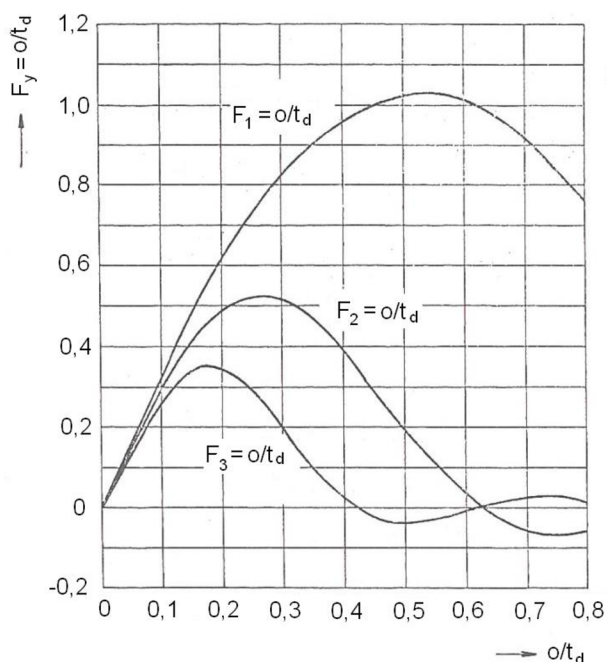
Pro koeficient a_1 základní harmonické Fourierova rozvoje platí podle [2]

$$a_1 = \frac{2D}{t_d} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos \frac{2\pi}{\alpha_d} \alpha d\alpha = \frac{\beta}{\delta} F_1\left(\frac{o}{t_d}\right), \quad (2.2.8)$$

kde značí

$$F_1\left(\frac{o}{t_d}\right) = \frac{4}{\pi} \left[0,5 + \frac{\left(\frac{o}{t_d}\right)^2}{0,78 - 2\left(\frac{o}{t_d}\right)^2} \right] \sin 1,6\pi \frac{o}{t_d} . \quad (2.2.9)$$

Hodnoty funkce $F_1(o/t_d)$ jsou pro různé poměry o/t_d vyneseny v obr. 6. S rostoucím otevřením drážky stoupá jak veličina β , tak i veličina $F_1(o/t_d)$, tím se amplituda základní zubové harmonické velmi zvětšuje. [2]



Obr. 6. Hodnoty veličin F_1, F_2, F_3 jako funkce poměru (o_1/t_{d1}) . [6]

3. Povrchové ztráty naprázdno

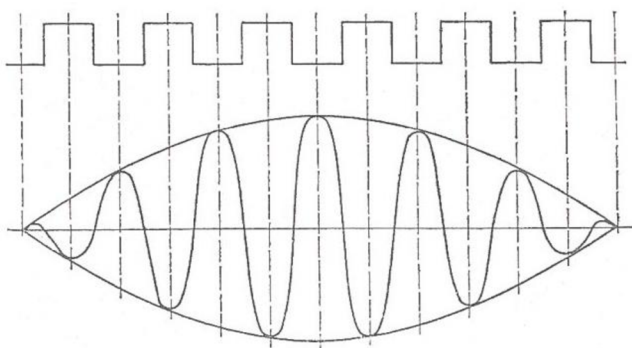
Uvažujme nejprve poměry u stroje s drážkovaným státorem a hladkým rotorem. Průběh intenzity magnetického pole o p pólových dvojicích se vlivem drážkování statoru deformuje. Výsledné pole je dáno superposicí původního pole o intenzitě

$$H_0(\alpha, t) = H_0 \cos(\omega t - p\alpha) \quad (3.1)$$

a přidavné pole o intenzitě

$$H_1(\alpha, t) = H_1 \cos(\omega t - p\alpha) \cos Z_1\alpha \quad (3.2)$$

při zanedbání vyšších harmonických. Průběh tohoto pole je znázorněn na obr. 7.



Obr. 7. Průběh přidavného pole. [6]

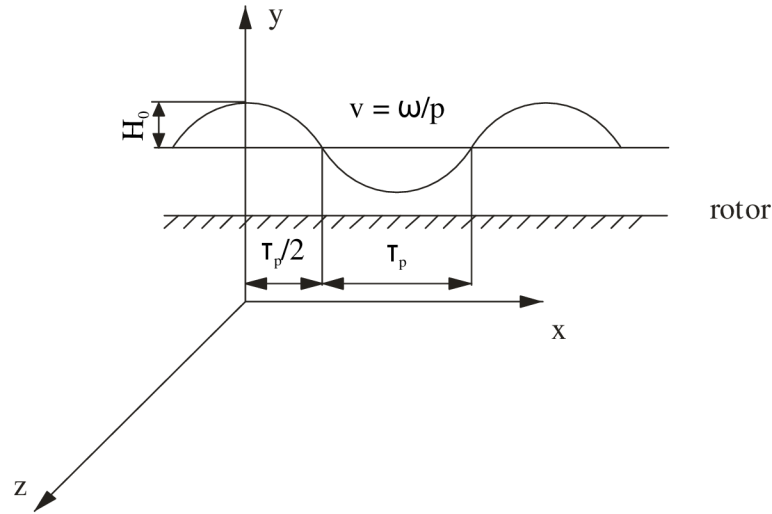
Otáčí-li se železný rotor při normálním chodu vzhledem k přidavnému poli o intenzitě $H_1(\alpha, t)$ prakticky synchronní rychlostí ω , vznikají na povrchu rotoru vířivé proudy, mající za následek přidavné ztráty, a tím i oteplení rotoru. Obdobně vznikají další přidavné ztráty na povrchu statoru vlivem drážkování rotoru.

Pro výpočet povrchových ztrát budeme nejprve sledovat případ velmi dlouhého masivního válce (rotoru), kolem něhož obíhá magnetické pole o intenzitě

$$H'(\alpha, t) = H_0 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right), \quad (3.3)$$

které dostaneme podle obr. 7.

V rovnici (3.3) značí $\tau_p = \pi D/2p$ rozteč pólů [m] a x vzdálenost od počátku souřadnic po ose x [m]. Toto pole indukuje v masivním rotoru o permeabilitě μ a specifickém odporu ρ vířivé proudy.



Obr. 8. K výpočtu povrchových ztrát. [4]

Celkový výkon P_v vířivých proudů na povrchu rotoru je při velikosti povrchu $S = 2p\tau_p l$

$$P_v = \frac{2pl}{\kappa} (a\tau_p)^3 \left(\frac{B_0}{\pi\mu_0\mu_r} \right)^2 [W], \quad (3.4)$$

kde $\kappa = 1/\rho$ udává měrnou vodivost železa rotoru.

Abychom mohli rovnice (3.4) správně použít pro výpočet povrchových ztrát na rotoru způsobených drážkováním statoru, je nutno dosadit za počet pólpárů indukujícího pole počet drážek statoru Z_1 , za pólovou rozteč τ_p polovinu drážkové rozteče $1/2 t_{d1}$ a za časovou kruhovou frekvenci $\omega = \frac{1}{30} \pi Z_1 n_s$, kde n_s jsou synchronní otáčky stroje. Úpravou rovnice (3.4) dostaneme

$$P_v = \frac{2Z_1 l}{\kappa} \left(a' \frac{t_{d1}}{2} \right)^3 \left(\frac{B_0}{\pi\mu_0\mu_r} \right)^2 [W], \quad (3.5)$$

$$a' = \sqrt{\frac{\pi\kappa\mu_0\mu_r Z_1 n_s}{60}} [1/m]. \quad (3.6)$$

S ohledem na uvažovaný povrch $S = lZ_1 t_d$ jsou měrné povrchové ztráty vztažené na jednotku plochy povrchu

$$P'_v = \frac{P_v}{S} = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{1}{\pi\rho\mu_0\mu_r}} \left(\frac{Z_1 n_s}{60} \right)^{1,5} (B_0 t_d)^2 [W/m^2]. \quad (3.7)$$

Dosaďme-li do rovnice (3.7) B_0 [T], t_d [m] a ρ [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$], dostaneme po úpravě

$$P'_v = k_0 (Z_1 n_s)^{1,5} (B_0 t_d)^2 [W/m^2], \quad (3.8)$$

kde

$$k_0 = \frac{272}{\sqrt{\mu_r \rho}}. \quad (3.9)$$

Rovnice (3.7) udává vířivé ztráty na povrchu masivního rotoru, za předpokladů, že střední hodnota magnetické indukce B je ve vzduchové mezeře podél celého vrtání konstantní. Tento případ odpovídá na příklad poměrům v synchronním stroji při konstantní vzduchové mezeře pro stanovení ztrát na povrchu masivního pólu vlivem drážkování statoru. Pro střední poměry při $\rho = 0,1 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ a $\mu_r = 2000$ je v rovnici (3.8) koeficient $k_0 = 19,3$. Měřením byly zjištěny pro různé případy hodnoty koeficientu k_0 viz. Tab. 2.

Použitím tenkých plechů se povrchové ztráty značně snižují. To ovšem platí pouze pro případ, že se povrch rotoru po složení již neopravovává. Jinak v případě dodatečného opracování je nutno dosadit hodnoty jako pro masivní povrch.

masivní povrch z kujného železa	$k_0 = 23,3$
masivní povrch z litiny	$k_0 = 17,5$
rotor skládaný z plechů o tloušťce 2 mm	$k_0 = 8,6$
rotor skládaný z plechů o tloušťce 0,55 mm	$k_0 = 2,8$

Tab. 2. Číselné hodnoty koeficientů k_0 pro různé materiály. [4]

Pro stanovení přídatných ztrát u asynchronních strojů na povrchu rotoru vlivem drážkování statoru je nutno ještě uvážit, že střední indukce B_δ ve vzduchové mezeře je podél vrtání sinusově rozložena. To znamená, že musíme v rovnici (3.7) a (3.8) dosadit místo B_0 efektivní hodnotu $B_0/\sqrt{2}$. Pro přídatné ztráty na povrchu rotoru P_{v2} , vzniklé drážkováním statoru platí analogicky k rovnici (3.8)

$$P_{v2} = \frac{k_0}{2} (Z_1 n_s)^{1,5} (B_{01} t_{d1})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d1} - o_1}{t_{d1}} \right) [W], \quad (3.10)$$

kde amplituda B_{01} je dána vztahem

$$B_{01} = \beta_1 k_{c12} B_\delta, \quad (3.11)$$

β_1 určíme z obr. 4. a k_{c12} dle rovnice (2.1.8).

V rovnici (3.10) je l osová délka rotoru [m] a D jeho průměr [m].

Obdobně je velikost přídatných ztrát na povrchu statoru, vzniklých drážkováním rotoru, dána vztahem

$$P_{v1} = \frac{k_0}{2} (Z_2 n_s)^{1,5} (B_{02} t_{d2})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d2} - o_2}{t_{d2}} \right) [W], \quad (3.12)$$

kde

$$B_{02} = \beta_2 k_{c12} B_\delta. \quad (3.13)$$

3.1. Příklad výpočtu povrchových ztrát naprázdno

Parametry dle kap. 1.2.

Určení koeficientu β_1 z obr. 4

$$\beta_1 \left(\frac{o_1}{\delta} \right) = \beta_1 \left(\frac{2,55}{0,25} \right) = \beta_1(10,2) = \mathbf{0,403}$$

Určení koeficientu β_2 z obr. 4

$$\beta_2 \left(\frac{o_2}{\delta} \right) = \beta_2 \left(\frac{1}{0,25} \right) = \beta_2(4) = \mathbf{0,275}$$

Určení koeficientu γ_1 z obr. 3

$$\gamma_1 \left(\frac{o_1}{\delta} \right) = \gamma_1 \left(\frac{2,55}{0,25} \right) = \gamma_1(10,2) = \mathbf{6,9}$$

Určení koeficientu γ_2 z obr. 3

$$\gamma_2 \left(\frac{o_2}{\delta} \right) = \gamma_2 \left(\frac{1}{0,25} \right) = \gamma_2(4) = \mathbf{1,8}$$

Výpočet koeficientu γ_1 podle rovnice (2.1.5)

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{o_1}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{o_1}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,55}{0,25} \right)^2}{5 + \frac{2,55}{0,25}} = \mathbf{6,845}$$

Výpočet koeficientu γ_2 podle rovnice (2.1.5)

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{o_2}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{o_2}{\delta}} = \frac{\left(\frac{1}{0,25} \right)^2}{5 + \frac{1}{0,25}} = \mathbf{1,778}$$

Výpočet drážkové rozteče rotoru t_{d2} [5]

$$t_{d2} = \frac{2\alpha_2\pi r_2}{360} = \frac{2 \cdot 15,65 \cdot \pi \cdot 32}{360} = \mathbf{8,74 \text{ mm}}$$

$$\alpha_2 = \frac{360}{Z_2} = \frac{360}{23} = \mathbf{15,65^\circ}$$

$$r_2 = \frac{D}{2} = \frac{64}{2} = \mathbf{32 \text{ mm}}$$

Výpočet drážkové rozteče statoru t_{d1} [5]

$$t_{d1} = \frac{2\alpha_1\pi r_1}{360} = \frac{2 \cdot 20 \cdot \pi \cdot 32,25}{360} = \mathbf{11,26 \text{ mm}}$$

$$\alpha_1 = \frac{360}{Z_1} = \frac{360}{18} = \mathbf{20^\circ}$$

$$r_1 = r_2 + \delta = \mathbf{32 + 0,25 = 32,25 \text{ mm}}$$

Výpočet synchronních otáček [6]

$$n_s = \frac{60f}{p} = \frac{60 \cdot 50}{1} = \mathbf{3000 \text{ ot/min}}$$

Výpočet Carterova činitele k_{c1} dle rovnice (2.1.3)

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_1\delta} = \frac{11,26}{11,26 - 6,84 \cdot 0,25} = \mathbf{1,179}$$

Výpočet Carterova činitele k_{c2} dle rovnice (2.1.3)

$$k_{c2} = \frac{t_{d2}}{t_{d2} - \gamma_2\delta} = \frac{8,74}{8,74 - 1,78 \cdot 0,25} = \mathbf{1,054}$$

Z rovnice (2.1.8) platí pro výsledný Carterův činitel k_{c12} při oboustranném drážkování

$$k_{c12} = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,180 \cdot 1,054 = \mathbf{1,242}$$

Amplituda magnetické indukce nad drážkovou roztečí statoru viz. rovnice (3.11)

$$B_{01} = \beta_1 k_{c12} B_\delta = 0,405 \cdot 1,242 \cdot 0,65 = \mathbf{0,326 \text{ T}}$$

Amplituda magnetické indukce nad drážkovou roztečí rotoru viz. rovnice (3.13)

$$B_{02} = \beta_2 k_{c12} B_\delta = 0,275 \cdot 1,242 \cdot 0,65 = \mathbf{0,222 \text{ T}}$$

Analogicky k rovnici (3.8) s příslušně změněnými parametry platí pro měrné povrchové ztráty rotoru vzniklé vlivem drážkování statoru

$$P'_{v2} = \frac{k_0}{2} (Z_1 n_s)^{1,5} (B_{01} t_{d1})^2 = \frac{3}{2} (18 \cdot 3000)^{1,5} (0,327 \cdot 11,26 \cdot 10^{-3})^2 = \mathbf{252,98 \text{ W/m}^2}$$

Povrchové ztráty rotoru vzniklé drážkováním statoru viz. rovnice (3.10)

$$P_{v2} = P'_{v2} \cdot \pi \cdot D \cdot l \cdot \left(\frac{t_{d1} - o_1}{t_{d1}} \right) = 252,92 \cdot \pi \cdot 0,064 \cdot 0,075 \cdot \left(\frac{11,26 - 2,55}{11,26} \right) = \mathbf{2,95 \text{ W}}$$

Analogicky k rovnici (3.8) s příslušně změněnými parametry platí pro měrné povrchové ztráty statoru vzniklé vlivem drážkování rotoru

$$P'_{v1} = \frac{k_0}{2} (Z_2 n_s)^{1,5} (B_{02} t_{d2})^2 = \frac{3}{2} (23 \cdot 3000)^{1,5} (0,222 \cdot 8,74 \cdot 10^{-3})^2 = \mathbf{102,75 \text{ W/m}^2}$$

Povrchové ztráty statoru vzniklé drážkováním rotoru viz. rovnice (3.12)

$$P_{v1} = P'_{v1} \cdot \pi \cdot D \cdot l \cdot \left(\frac{t_{d2} - o_2}{t_{d2}} \right) = 102,35 \cdot \pi \cdot 0,064 \cdot 0,075 \cdot \left(\frac{8,74 - 1}{8,74} \right) = \mathbf{1,37 \text{ W}}$$

Celkové povrchové ztráty P_v jsou

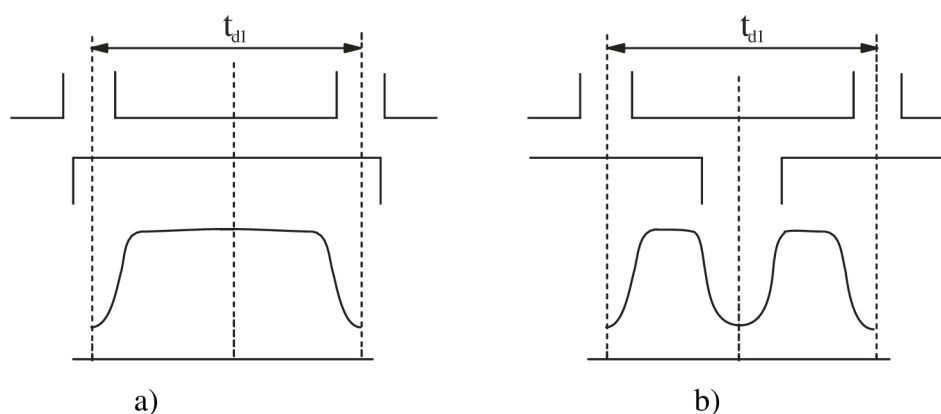
$$P_v = P_{v1} + P_{v2} = 1,37 + 2,93 = \mathbf{4,32 \text{ W}}$$

Celkové procentní povrchové ztráty p_v jsou

$$p_v = \frac{P_v}{P} \cdot 100 = \frac{4,3}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,39 \%}$$

4. Pulzační ztráty naprázdno

Vlivem drážkování statoru a rotoru je magnetická indukce v zubech závislá na vzájemné poloze statorových a rotorových zubů proti sobě. Je-li zub statoru proti zubu rotoru, je magnetická vodivost vzduchové mezery maximální. Průběh magnetické indukce nad statorovou drážkovou roztečí t_{d1} při jednotkovém magnetickém napětí mezi státorem a rotorem je na obr. 9a. Je-li však zub statoru proti drážce rotoru, je magnetická vodivost vzduchové mezery minimální, viz. obr. 9b.



Obr. 9 a), b). Průběh magnetické indukce nad drážkovou roztečí t_{d1} . [6]

Pohybuje-li se rotor relativně ke statoru, mění se periodicky magnetická vodivost, a tím i magnetický tok drážkovou roztečí statoru. Tok Φ procházející statorovým zubem pak pulzuje mezi svou maximální hodnotou Φ_{\max} a minimální hodnotou Φ_{\min} , tím vznikají v železe statoru přídavné ztráty vířivými proudy. Těmto ztrátám říkáme *pulzační ztráty*. Pro rotor pak platí obdobné úvahy.

Je-li průběh magnetické indukce nad statorovou drážkovou roztečí t_{d1} při jednotkovém magnetickém napětí mezi státorem a rotorem určen pro případ naznačený na obr. 9 obecným vztahem $B = f(x)$, je magnetický tok, jdoucí zubem statoru dán vztahem

$$\Phi_1 = \int_{-\frac{1}{2}t_{d1}}^{+\frac{1}{2}t_{d1}} f(x) dx. \quad (4.1)$$

Obdobně je magnetický tok statorovým zubem při poloze podle obr. 9 určen výrazem

$$\Phi_2 = \int_{-\frac{1}{2}t_{d1}}^{+\frac{1}{2}t_{d1}} f(x) dx. \quad (4.2)$$

Otáčí-li se rotor synchronními otáčkami $n_s = 60f/p$ [ot/min], mění se vzájemná poloha statorových a rotorových zubů s kmitočtem $f_1 = Z_2 f$.

Magnetický tok v zubech pulzuje s tímto kmitočtem f_1 , přičemž amplituda střídavé složky toku je

$$\Phi_P = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = k_\Phi \Phi_0, \quad (4.3)$$

kde $\Phi_0 = \frac{1}{2}(\Phi_1 + \Phi_2)$ je střední magnetický tok zubem statoru a k_Φ je

$$k_\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{\Phi_1 + \Phi_2}. \quad (4.4)$$

V tomto případě musí tedy pro odpovídající indukci pulzujícího toku v zubu statoru B_P platit rovněž

$$B_P = k_\Phi B_{0Z}, \quad (4.5)$$

kde B_{0Z} značí střední indukci v zubu statoru.

Koeficient k_Φ lze určit integrací pomocí rovnic (4.1, 4.2) a (4.4) jako

$$k_\Phi = \frac{\gamma_1 \delta}{2t_{d1}}. \quad (4.6)$$

Funkci γ_1 určíme pro otevření rotorové drážky z rovnice (2.1.5) nebo odečteme z obr. 3.

Dosadíme-li do rovnice (4.5) z rovnice (4.6), můžeme rovnici (4.5) upravit pro stator do tvaru

$$B_{P1} = B_{0Z1} \frac{\gamma_1 \delta}{2t_{d1}}. \quad (4.7)$$

Při značném nasycení zubů se uplatní ještě vliv konečné permeability železa, který zmenšuje velikost pulzace. Měření však ukázala, že hodnoty vypočtené z rovnice (4.7) odpovídají přibližně hodnotám při běžně používaném sycení zubů, takže není nutné do rovnice (4.7) zavádět žádnou korekci.

Měrné pulzační ztráty v zubech statoru vlivem pulzace toku s frekvencí $f_Z = Z_1 f$ jsou

$$P_{P1} = \sigma \left(\frac{f_Z B_{P1}}{100} \right)^2 [W/kg; 1/s, T]. \quad (4.8)$$

Pro dynamoplech o tloušťce 0,5mm a ztrátovém čísle $V_{10} = 3 [W/kg]$ platí přibližně $\sigma = 3,5 [Ws^2/kgT^2]$.

Střední indukce B_{0Z1} , a tím i amplituda pulzace B_{P1} je u asynchronního stroje rozložena podél vrtání sinusově. Proto musíme místo B_{P1} dosadit do rovnice (4.8) efektivní hodnotu $B_{P1}/\sqrt{2}$. Dosadíme-li ještě za frekvenci $f_Z = n_S Z_1 / 60$ a respektujeme-li vliv opracování koeficientem 1,8, dostaneme úpravou rovnice (4.8)

$$P'_{P1} \doteq (3n_S Z_1 B_{P1})^2 \cdot 10^{-8} [W/kg]. \quad (4.9)$$

Amplitudu pulzujícího toku B_{P1} udává rovnice (4.7). Měrné rotorové pulzační ztráty určíme analogicky z rovnice (4.9) s příslušně změněnými koeficienty. [4]

4.1. Příklad výpočtu pulzačních ztrát naprázdno

Pro koeficient $k_{\phi 1}$ platí rovnice (4.6)

$$k_{\phi 1} = \frac{\gamma_1 \delta}{2t_{d1}} = \frac{6,84 \cdot 0,25}{2 \cdot 11,26} = \mathbf{0,076}$$

Pro koeficient $k_{\phi 2}$ platí rovnice (4.6)

$$k_{\phi 2} = \frac{\gamma_2 \delta}{2t_{d2}} = \frac{1,78 \cdot 0,25}{2 \cdot 8,74} = \mathbf{0,025}$$

Výpočet amplitudy magnetické indukce pulzujícího toku v zubu statoru z rovnice (4.5)

$$B_{P1} = k_{\phi 1} B_{Z1} = 0,076 \cdot 1,2 = \mathbf{0,092 T}$$

Výpočet amplitudy magnetické indukce pulzujícího toku v zubu rotoru z rovnice (4.5)

$$B_{P2} = k_{\phi 2} B_{Z2} = 0,026 \cdot 0,9 = \mathbf{0,023 T}$$

Měrné statorové pulzační ztráty určíme pomocí rovnice (4.9)

$$P'_{P1} \doteq (3n_S Z_1 B_{P1})^2 \cdot 10^{-8} = (3 \cdot 3000 \cdot 18 \cdot 0,092)^2 \cdot 10^{-8} = \mathbf{2,18 W/kg}$$

Přepočet na hmotnost statoru

$$P_{P1} = P'_{P1} \cdot m_1 = 2,222 \cdot 4,28 = \mathbf{9,34 W}$$

Měrné rotorové pulzační ztráty určíme analogicky z rovnice (4.9) s příslušně změněnými koeficienty

$$P'_{P2} \doteq (3n_S Z_2 B_{P2})^2 \cdot 10^{-8} = (3 \cdot 3000 \cdot 23 \cdot 0,023)^2 \cdot 10^{-8} = \mathbf{0,22 W/kg}$$

Přepočet na hmotnost rotoru

$$P_{P2} = P'_{P2} \cdot m_2 = \mathbf{0,227} \cdot 1,276 = \mathbf{0,29 W}$$

Celkové pulzační ztráty P_P jsou

$$P_P = P_{P1} + P_{P2} = 9,51 + 0,29 = \mathbf{9,63 W}$$

Celkové procentní pulzační ztráty p_P jsou

$$p_P = \frac{P_P}{P} \cdot 100 = \frac{9,63}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,88 \%}$$

5. Přídavné ztráty klecové kotvy naprázdno

Nejprve budeme uvažovat, že na klecové vinutí rotoru, mající Z_2 tyčí, působí drážkové pole prvního řádu o magnetické indukci

$$B(\alpha, t) = B_\delta \frac{a_1}{2a_0} \sin(\omega t - Z_1 \alpha), \quad (5.1)$$

kteřé způsobuje přídavné ztráty. V rovnici (5.1) určuje a_0 rovnice (2.2.7) a a_1 rovnice (2.2.8).

Je-li I_2 efektivní hodnota proudu v jedné tyči rotoru, platí pro amplitudu magnetomotorické síly rotoru o Z_2 tyčích na pólpár, vybuzené polem o Z_1 pólových dvojicích

$$F_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{Z_2}{Z_1} I_2. \quad (5.2)$$

Rotorový kmitočet je $f' = (Z_1/p)f$, z čehož plyne $f' \gg f$. Můžeme proto s dobrým přiblížením předpokládat, že rotorový proud I_2 je čistě reaktivní [5].

Potom platí

$$B_\delta \frac{a_1}{2a_0} = \mu_0 a_0 I_2 \frac{Z_2 \sqrt{2}}{Z_1 \pi} (1 + \tau), \quad (5.3)$$

kde τ určuje celkový činitel rozptylu.

Z rovnice (5.3) vyplývá

$$I_2 = \frac{1}{\mu_0} \frac{\pi}{\sqrt{2}} B_\delta \frac{a_1}{2a_0} \frac{1}{a_0} \frac{Z_1}{Z_2} \frac{1}{1 + \tau} [A], \quad (5.4)$$

což lze upravit pro $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [Vs/Am]$ do tvaru

$$I_2 = 1,77 B_\delta \frac{a_1}{2a_0} \frac{1}{a_0} \frac{Z_1}{Z_2} \frac{1}{1 + \tau} 10^6 [A] \quad (5.5)$$

Respektujeme-li zvýšení odporu tyče klece R_2 vlivem zvýšeného kmitočtu $f' = (Z_1/p)f$ koeficientem k_f , platí pro ztráty v celé kleci způsobené polem jehož indukce je určena rovnicí (5.1), vztah

$$P'_{20} = I_2^2 R_2 k_f Z_2. \quad (5.6)$$

Celkové ztráty od obou drážkových polí budou dvojnásobné $P_{20} = 2P'_{20}$ a můžeme je pomocí rovnic (5.5, 5.6) určit ze vztahu

$$P_{20} = 6,25 B_\delta^2 (k_{c1} \delta)^2 \left(\frac{a_1}{2a_0}\right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \frac{R_2 Z_2 k_f}{(1 + \tau)^2} 10^3 [kW]. \quad (5.7)$$

Činitel rozptylu τ je dán součtem činitelů drážkového, v čelech a diferenčního. Budeme v dalším vycházet z úvahy, že se magnetická pole o kmitočtu $f' = (Z_1/p)f$, buzená proudem I_2 , uzavírají vzduchovou mezerou a železným obvodem statoru a rotoru, který je nasycen magnetickým polem pracovní harmonické o p pólpárech. Za předpokladu, že je celkový magnetický odpor soustředěn v zubech statoru, platí pro harmonickou magnetomotorické síly rotoru řádu ϱ , vytvořenou proudem I_2 o kmitočtu $f' = (Z_1/p)f$, že její amplituda F_ϱ je dána součtem magnetického napětí na vzduchové mezeře a magnetického napětí podél zuby statoru.

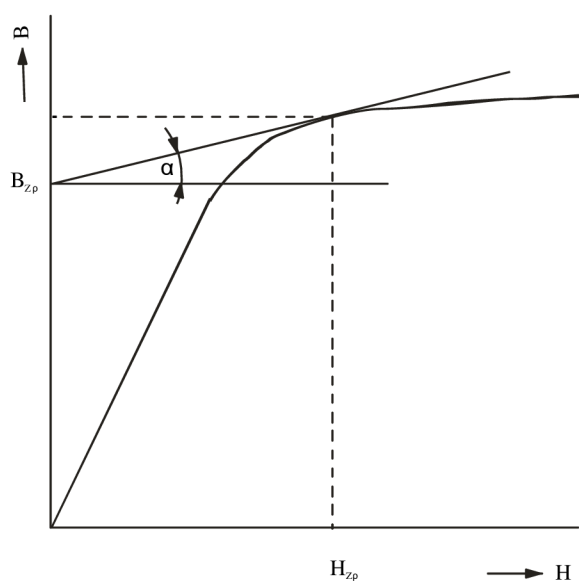
$$F_\varrho = 0,8B_\varrho\delta' \cdot 10^6 + H_{Z\varrho}l_Z [A] \quad (5.8)$$

V rovnici (5.8) značí B_ϱ [T] magnetickou indukci harmonické řádu ϱ ve vzduchové mezeře, $\delta' = k_C\delta$, k_C je Carterův činitel a δ [mm] je vzduchová mezera, l_Z [m] je délka zuby statoru a $H_{Z\varrho}$ [A/m] je magnetické napětí na 1 m délky zuby pro indukci $B_{Z\varrho}$ v zuby. Pro $H_{Z\varrho}$ neplatí hodnota podle magnetizační charakteristiky, protože stav sycení zubů je určen magnetickým polem pracovní harmonické. Pro sledování magnetických poměrů v zubech statoru za současné magnetizace indukci B_Z od pracovního pole a indukci $B_{Z\varrho}$ od přídavného vysokofrekvenčního pole, přičemž platí $B_{Z\varrho}/B_Z \ll 1$, je nutno počítat s reversibilní permeabilitou μ_{rev} v bodě $B = B_Z$ magnetizační charakteristiky zubů. Pro značné přesycení zubů pracovním polem lze s dobrým přiblížením zavést v nasycené oblasti místo reversibilní permeability μ_{rev} diferenciální permeabilitu μ_{dif} . Podle obr. 10 platí

$$\frac{B_{Z\varrho}}{H_{Z\varrho}} = tg \alpha, \quad (5.9)$$

rovnice (5.9) potom přejde do tvaru

$$F_\varrho = 0,8B_\varrho\delta' \cdot 10^6 + l_Z \frac{B_{Z\varrho}}{tg \alpha} [A]. \quad (5.10)$$



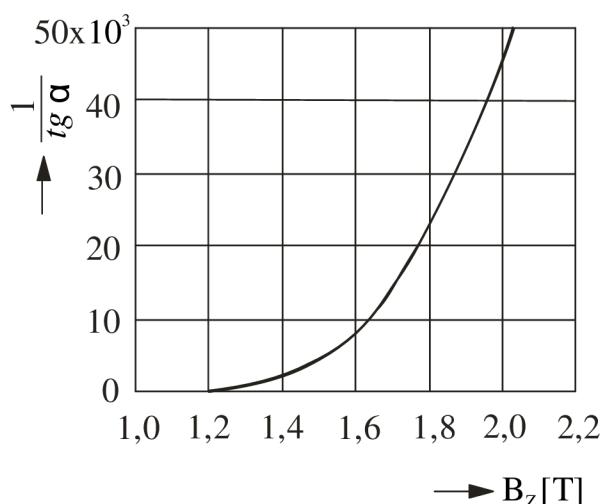
Obr. 10. K stanovení diferenciální permeability μ_{dif} . [5]

Protože je hodnota $tg \alpha \propto$ funkcí předsycení železa pracovním polem, musíme v rovnici (5.10) dosadit její střední hodnotu podél pólové rozteče pracovního pole. Střední hodnota $(1/tg \alpha)_0$ byla stanovena za předpokladu harmonického rozložení indukce pracovního pole ve vzduchové mezeře a vynesena graficky na obr. 11 pro různé hodnoty indukce B_Z v $1/3$ výšky zubu od vzduchové mezery. Jak ukazuje bližší vyšetření, má zploštění pole následkem nasycení jen malý vliv na střední hodnotu $(1/tg \alpha)_0$, proto lze v tomto případě nahradit μ_{rev} diferenciální permeabilitou μ_{dif} i v nenasyčené oblasti pólové rozteče.

Pro přídatnou indukci v zubu $B_{Z\varrho}$ v $1/3$ výšky zubu platí [5]

$$B_{Z\varrho} = B'_\varrho \frac{t_{d1}}{(t'_{d1} - b_1)0,9}, \quad (5.11)$$

kde B'_ϱ je střední indukce harmonické řádu ϱ nad drážkovou roztečí statoru, t_{d1} je drážková rozteč statoru u vzduchové mezery, t'_{d1} je drážková rozteč statoru v $\frac{1}{3}$ výšky zubu od vzduchové mezery a b_1 je šířka drážky statoru.



Obr. 11. Průběh funkce $(1/tg \alpha)_0$ jako funkce indukce B_Z . [4]

Střední indukce B'_ϱ má hodnotu

$$B'_\varrho = \frac{Z_1}{2\pi} \int_{(\alpha-\pi/Z_1)}^{(\alpha+\pi/Z_1)} B_\varrho \sin \varrho\pi \, d\alpha = B_\varrho \frac{\sin \frac{\varrho\pi}{Z_1}}{\frac{\varrho\pi}{Z_1}}. \quad (5.12)$$

Pro amplitudu $B_{Z\varrho}$ v $\frac{1}{3}$ výšky zubu platí

$$B_{Z\varrho} = B_\varrho \frac{\sin \frac{\varrho\pi}{Z_1}}{\frac{\varrho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}}{(t'_{d1} - b_1)0,9}. \quad (5.13)$$

Rovnici (5.10) můžeme potom upravit do tvaru

$$F_{\rho} = 0,8B_{\rho}\delta' \cdot 10^6 \left[1 + \frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_1}}{\frac{\rho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}}{(t'_{d1} - b_1)0,9} \left(\frac{1}{tg \alpha} \right)_0 \frac{l_z}{0,8\delta' \cdot 10^6} \right] [A]. \quad (5.14)$$

Zavedením faktoru

$$K_{\rho} = 1 + \frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_1}}{\frac{\rho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}}{(t'_{d1} - b_1)0,9} \left(\frac{1}{tg \alpha} \right)_0 \frac{l_z}{0,8\delta'} \cdot 10^{-6} [-] \quad (5.15)$$

lze napsat

$$F_{\rho} = 0,8B_{\rho}\delta' K_{\rho} \cdot 10^6 [A] \quad (5.16)$$

Z rovnice (5.16) je tedy patrné, že harmonická magnetické indukce řádu ρ se vlivem nasycení zubů statoru zmenší v poměru $1/K_{\rho}$. Je-li $B_{\rho\infty}$ hodnota harmonické magnetické indukce řádu ρ při nekonečné permeabilitě železa, platí

$$B_{\rho} = \frac{B_{\rho\infty}}{K_{\rho}}. \quad (5.17)$$

Podle definice diferenčního rozptylu [5] platí pro poměrný podíl harmonické řádu ρ na diferenčním rozptylu pro harmonickou řádu ν

$$\Delta \rho \tau_{\rho\nu} = \left(\frac{B_{\rho}}{B_{\nu}} \right)^2 \quad (5.18)$$

nebo podle rovnice (5.17)

$$\Delta \rho \tau_{\rho\nu} = \left(\frac{B_{\rho\infty}}{B_{\nu}} \right)^2 \frac{1}{K_{\rho}^2} = \left(\frac{F_{\rho}}{F_{\nu}} \right)^2 \frac{1}{K_{\rho}^2}. \quad (5.19)$$

Vlivem nasycení zubů statoru se tedy zmenšuje podíl harmonické řádu ρ na diferenčním rozptylu harmonické řádu ν o hodnotu

$$\left(\frac{F_{\rho}}{F_{\nu}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{K_{\rho}^2} \right]. \quad (5.20)$$

Tím dostaneme pro činitel diferenčního rozptylu s ohledem na nasycení zubů statoru

$$\tau'_{\rho\nu} = \tau_{\rho\nu} - \sum \left(\frac{F_{\rho}}{F_{\nu}} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{K_{\rho}^2} \right), \quad (5.21)$$

kde $\tau_{\rho\nu}$ je činitel diferenčního rozptylu harmonické řádu ν při nekonečné permeabilitě železa. Jsou-li jak statorové, tak i rotorové zuby vlivem pracovního pole nasyceny, platí pro koeficient K_{ρ} , respektující zeslabení pole harmonické řádu ρ , výraz

$$K_{\rho} = 1 + \left[\frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_1}}{\frac{\rho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}B_{\delta}}{(t'_{d1} - b_1)0,9} \frac{l_{z1}}{(tg \alpha)_{01}} + \frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_2}}{\frac{\rho\pi}{Z_2}} \frac{t_{d2}B_{\delta}}{(t'_{d2} - b_2)0,9} \frac{l_{z2}}{(tg \alpha)_{02}} \right] \frac{10^{-6}}{0,8\delta' B_{\delta}}, \quad (5.22)$$

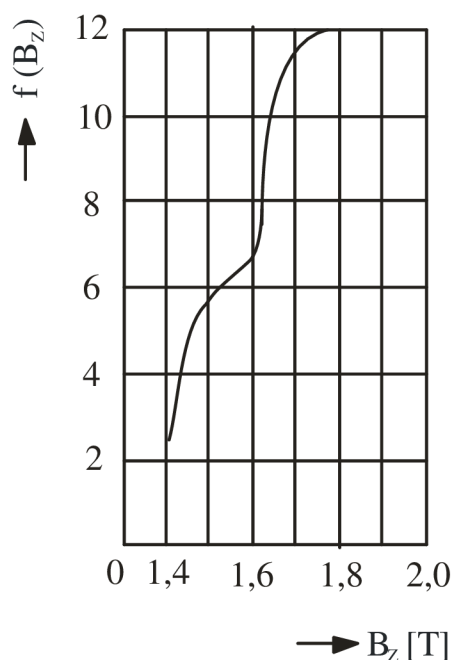
po úpravě přejde do tvaru

$$K_{\varrho} = 1 + \frac{\sin \frac{\varrho\pi}{Z_1}}{\frac{\varrho\pi}{Z_1}} \frac{F_{Z1}}{F_{\delta}} f(B_{Z1}) + \frac{\sin \frac{\varrho\pi}{Z_2}}{\frac{\varrho\pi}{Z_2}} \frac{F_{Z2}}{F_{\delta}} f(B_{Z2}), \quad (5.23)$$

kde

$$f(B_Z) = \frac{B_Z}{H_Z} \left(\frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \right)_0. \quad (5.24)$$

V rovnicích (5.23) a (5.24) je F_Z úbytek magnetomotorické síly spotřebovaný pracovním polem v zubech (ampéřzávity v zubech), F_{δ} jsou ampéřzávity pro vzduchovou mezeru, B_Z je indukce v zubech a H_Z [A/m] je magnetické napětí v $\frac{1}{3}$ výšky zubů potřebné pro vybuzení indukce B_Z . Grafické znázornění funkce $f(B_Z)$ s korekcí na zploštění pole je na obr. 12. *Vlivem nasycení zubů se zmenší hlavně velikost dlouhovlnných polí.*



Obr. 12. Průběh funkce $f(B_Z)$. [4]

Pro případ klecové kotvy, na niž působí drážkové pole statoru o Z_1 pólových dvojicích, dostaneme vlivem sycení snížení diferenčního rozptylu pro harmonickou řadu Z_1 , dosadíme-li

$$v = Z_1 \pm p \doteq Z_1,$$

$$\varrho = cZ_2 \pm Z_1,$$

kde $c = 1, 2, 3, \dots$

Pak platí

$$\frac{F_{\varrho}}{F_v} = \frac{Z_1}{\varrho}. \quad (5.25)$$

Podle rovnice (5.21) platí tedy pro klecovou kotvu

$$\tau'_{dz_1} = \tau_{dz_1} - \sum \left(\frac{Z_1}{cZ_2 \pm Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{K_\rho^2} \right) [-]. \quad (5.26)$$

Ve skupině polí magnetomotorické síly klece řádu $\rho = cZ_2 \pm Z_1$ je nejdelší subharmonická řádu $\rho = Z_2 - Z_1$. Zmenšení této harmonické vlivem nasycení zubů bude mít rozhodující vliv na zmenšení diferenčního rozptylu. Uvažujeme-li pouze snížení této harmonické, přejde rovnice (5.26) do tvaru

$$\tau'_{dz_1} = \tau_{dz_1} - \left(\frac{Z_1}{Z_2 - Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{K_{(Z_2 - Z_1)}^2} \right) [-]. \quad (5.27)$$

Dále pro tento případ platí

$$\tau_{dz_1} = \left(\frac{\pi Z_1}{Z_2} \right)^2 \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi Z_1}{Z_2}} - 1 [-]. \quad (5.28)$$

R_2 představuje odpor tyče klece při 20°C

$$R_2 = \rho_{20} \frac{l}{S} [\Omega] \quad (5.29)$$

Koeficient k_f udává zvýšení odporu tyče klece R_2 vlivem zvýšeného kmitočtu $f' = (Z_1/p)f$.

$$k_f = h_{Al} \sqrt{\frac{f'}{f}} [-], \quad (5.30)$$

kde h_{Al} je hloubka vniku do rotoru, pro kterou platí [5]

$$h_{Al} = 3,3 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2}\pi p I_k \cdot 10}{Z_1 l}} \cdot 10^{-3} [m], \quad (5.31)$$

Pro proud v kruhu I_k platí [5]

$$I_k = \frac{I_t}{2 \sin \left(\frac{Z_1}{Z_2} \pi \right)} [A], \quad (5.32)$$

kde I_t je proud v tyči rotoru [5]

$$I_t = 0,31 \frac{B_\delta a_1 Z_1}{a_0 a_0 Z_2} \frac{1}{1 + \tau_d} \cdot 10^3 [A]. \quad (5.33)$$

Přídavné ztráty v klecovém rotoru způsobené drážkováním statoru, respektuje-li se vliv sycení, dostaneme podle rovnice (5.7) z výrazu

$$P_{20} = 6,25 B_\delta^2 (k_{c1} \delta)^2 \left(\frac{a_1}{2a_0} \right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 \frac{R_2 Z_2 k_f}{(1 + \tau'_{dz_1})^2} 10^3 [kW]. \quad (5.34)$$

5.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno

Koeficient a_0 viz. rovnice (2.2.7)

$$a_0 = \frac{1}{k_{C12}\delta} = \frac{1}{1,244 \cdot 0,25} = \mathbf{3,219}$$

Koeficient a_1 viz. rovnice (2.2.8)

$$a_1 = \frac{\beta_1}{\delta} F_1\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right) = \frac{0,405}{0,25} \cdot 0,7 = \mathbf{1,074}$$

Hodnoty funkce $F_1(o_1/t_{d1})$ určíme z obr. 6.

$$F_1\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right) = F_1\left(\frac{2,55}{11,21}\right) = F_1(0,23) = \mathbf{0,67}$$

Výpočet drážkové rozteče statoru t'_{d1} v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou

$$t'_{d1} = \frac{2\alpha_1\pi r'_1}{360} = \frac{2 \cdot 20 \cdot \pi \cdot 37,35}{360} = \mathbf{13,04 \text{ mm}}$$

$$r'_1 = r_2 + \delta + a_s + \frac{1}{3} \cdot l_{z1} = 32 + 0,25 + 0,8 + \frac{1}{3} \cdot 12,9 = \mathbf{37,35 \text{ mm}}$$

Výpočet drážkové rozteče rotoru t'_{d2} v 1/3 hloubky drážky nad vzduchovou mezerou

$$t'_{d2} = \frac{2\alpha_2\pi r'_2}{360} = \frac{2 \cdot 15,65 \cdot \pi \cdot 25,43}{360} = \mathbf{6,95 \text{ mm}}$$

$$r'_2 = r_2 - a_r - \frac{1}{3} \cdot l_{z2} = 32 - 2,9 - \frac{1}{3} \cdot 11 = \mathbf{25,43 \text{ mm}}$$

Výpočet diferenčního rozptylu τ_{dz1} určíme pomocí rovnice (5.28)

$$\tau_{dz1} = \left(\frac{\pi Z_1}{Z_2}\right)^2 \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi Z_1}{Z_2}} - 1 = \left(\frac{\pi \cdot 18}{23}\right)^2 \cdot \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi \cdot 18}{23}} - 1 = \mathbf{14,18}$$

Fiktivní zvětšení vzduchové mezery δ' viz. rovnice (2.1.1)

$$\delta' = k_{C12}\delta = 1,244 \cdot 0,25 = \mathbf{0,31 \text{ mm}}$$

Pro nejdelší subharmonickou řadu $\rho = Z_2 - Z_1$ platí podle rovnice (5.22)

$$K_\rho = 1 + \left[\frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_1}}{\frac{\rho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}}{(t_{d1} - b_1)0,9} \frac{l_{Z1}}{(\tan \alpha)_{01}} + \frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_2}}{\frac{\rho\pi}{Z_2}} \frac{t_{d2}}{(t_{d2} - b_2)0,9} \frac{l_{Z2}}{(\tan \alpha)_{02}} \right] \frac{10^{-6}}{0,8\delta'}$$

$$K_\rho = 1 + \left[\frac{\sin \frac{5 \cdot \pi}{18}}{\frac{5 \cdot \pi}{18}} \cdot \frac{11,21}{(13,04 - 7,15) \cdot 0,9} \cdot 12,9 \cdot 15 \cdot 10^3 + \frac{\sin \frac{5 \cdot \pi}{23}}{\frac{5 \cdot \pi}{23}} \cdot \frac{8,74}{(6,95 - 2,32) \cdot 0,9} \cdot 11 \cdot 2 \cdot 10^3 \right] \frac{10^{-6}}{0,8 \cdot 0,31} = 1$$

Kde $\rho = Z_2 - Z_1 = 23 - 18 = 5$

Diferenční rozptyl při uvažování nasycení zubů τ'_{dz1} udává rovnice (5.27)

$$\tau'_{dz1} \doteq \tau_{dz1} - \left(\frac{Z_1}{Z_2 - Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{K_{(Z_2 - Z_1)}^2} \right) = 14 - \left(\frac{18}{23 - 18} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{2,615^2} \right) = \mathbf{14,18}$$

Určení $(1/\tan \alpha)_{01}$ z obr. 11.

$$B_{Z1\max} = \sqrt{2}B_{Z1} = \sqrt{2} \cdot 1,2 = \mathbf{1,7 T}$$

pro $B_{Z1\max} = 1,7 T$ je $(1/\tan \alpha)_{01} = \mathbf{15 \cdot 10^3}$

Určení $(1/\tan \alpha)_{02}$ z obr. 11.

$$B_{Z2\max} = \sqrt{2}B_{Z2} = \sqrt{2} \cdot 0,9 = \mathbf{1,27 T}$$

pro $B_{Z2\max} = 1,27 T$ je $(1/\tan \alpha)_{02} = \mathbf{2 \cdot 10^3}$

Výpočet odporu R_2 představující odpor tyče klece – hliník při 20°C dle rovnice (5.29)

$$R_2 = \rho \frac{l}{S} = \frac{1}{43} \cdot \frac{0,075}{25,5} = \mathbf{6,84 \cdot 10^{-5} \Omega}$$

Proud I_t v tyči rotoru dle rovnice (5.33)

$$I_t = 0,31 \frac{B_\delta a_1 Z_1}{a_0 a_0 Z_2} \frac{1}{1 + \tau_d} \cdot 10^3 = 0,31 \cdot \frac{0,65}{3,213} \cdot \frac{1,134}{3,213} \cdot \frac{18}{23} \cdot \frac{1}{1 + 2,935} \cdot 10^3 = \mathbf{1,08 A}$$

Proud v kruhu I_k dle rovnice (5.32)

$$I_k = \frac{I_t}{2 \sin\left(\frac{Z_1}{Z_2} \pi\right)} = \frac{1,08}{2 \sin\left(\frac{18}{23} \pi\right)} = \mathbf{0,85 A}$$

Hloubka vniku h_{Al} do rotoru dle rovnice (5.31)

$$h_{Al} = 3,3 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \pi p I_k \cdot 10}{Z_1 l}} = 3,3 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \pi \cdot 1 \cdot 1,74 \cdot 10}{18 \cdot 0,075}} = \mathbf{17,48 mm}$$

Výpočet koeficientu k_f pomocí rovnice (5.30)

$$k_f = h_{Al} \cdot \sqrt{\frac{f'}{f}} = 25 \cdot \sqrt{\frac{900}{50}} = \mathbf{74,17}$$

Přídavné ztráty klecové kotvy naprázdno při rovných drážkách

$$P_{20} = 6,25 B_{p\delta}^2 (k_{c1} \delta)^2 \left(\frac{a_1}{2a_0}\right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \frac{R_2 Z_2 k_f}{(1 + \tau_{dz1})^2} 10^3$$
$$P_{20} = 6,25 \cdot 0,65^2 \cdot (1,242 \cdot 0,25)^2 \cdot \left(\frac{1,074}{2 \cdot 3,22}\right)^2 \cdot \left(\frac{18}{23}\right)^2 \cdot \frac{6,84 \cdot 10^{-5} \cdot 23 \cdot 74,17}{(1 + 14,18)^2} \cdot 10^3$$
$$P_{20} = \mathbf{1,98 W}$$

Procentní přídavné ztráty klecové kotvy naprázdno při rovných drážkách

$$p_{20} = \frac{P_{20}}{P} \cdot 100 = \frac{1,98}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,18 \%}$$

Celkové přídavné ztráty naprázdno při rovných drážkách jsou

$$P_C = P_v + P_p + P_{20} = 4,32 + 9,63 + 1,98 = \mathbf{15,93 W}$$

Celkové procentní přídavné ztráty naprázdno při rovných drážkách jsou

$$p_C = \frac{P_C}{P} \cdot 100 = \frac{15,93}{1100} \cdot 100 = \mathbf{1,45 \%}$$

6. Přídavné ztráty klecové kotvy naprázdno při zešikmení

Jsou-li rotorové tyče zešikmeny, je potřeba rozlišit dva zásadní případy, zda-li jsou rotorové tyče proti železu rotoru izolovány, nebo neizolovány. Pro šikmé izolované tyče platí při chodu naprázdno pro ztráty v kleci vztah

$$P_{20\text{š}} = \frac{P_{20}}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \frac{b\pi}{t_{d1}Z_1} (Z_1 + p)}{\frac{b\pi}{t_{d1}Z_1} (Z_1 + p)} \right]^2 + \left[\frac{\sin \frac{b\pi}{t_{d1}Z_1} (Z_1 - p)}{\frac{b\pi}{t_{d1}Z_1} (Z_1 - p)} \right]^2 \right\} [W], \quad (6.1)$$

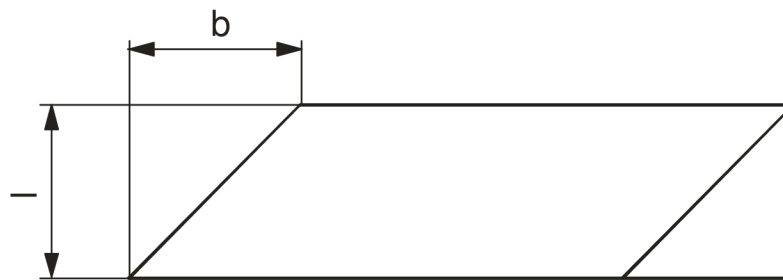
kde P_{20} jsou ztráty klece při rovných tyčích, Z_1 je počet statorových drážek, t_{d1} drážková rozteč statoru a b velikost zešikmení měřená podle vrtání (obr. 13). Při natočení o jednu statorovou rozteč platí $b = t_{d1}$ a rovnice (6.1) přejde do tvaru

$$P_{20\text{š}} = \frac{P_{20}}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \pi \frac{Z_1 + p}{Z_1}}{\pi \frac{Z_1 + p}{Z_1}} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi \frac{Z_1 - p}{Z_1}}{\pi \frac{Z_1 - p}{Z_1}} \right]^2 \right\} [W], \quad (6.2)$$

který je dále možné upravit pro $Z_1 \gg p$ na jednoduchý výraz

$$P_{20\text{š}} \doteq P_{20} \left(\frac{p}{Z_1} \right)^2 [W]. \quad (6.3)$$

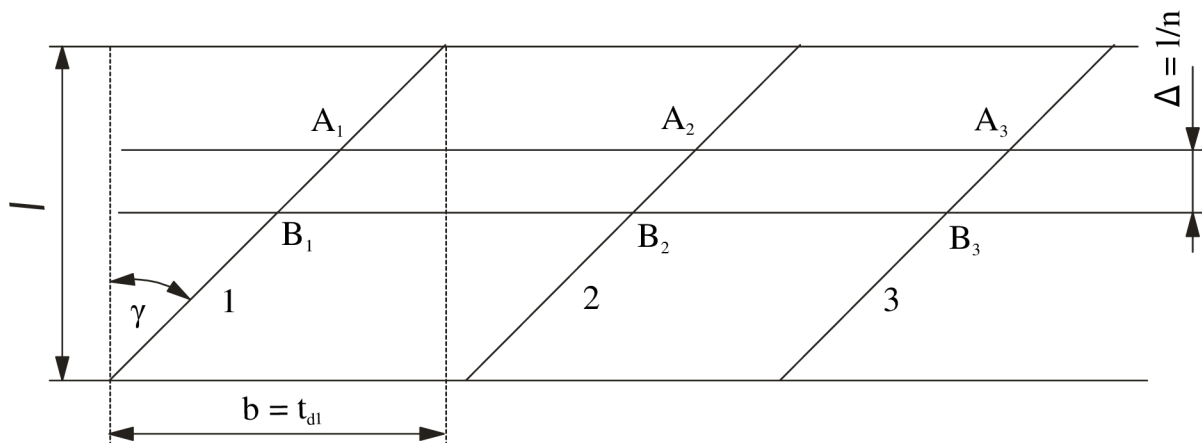
Z rovnice (6.3) tedy vyplývá, že se u izolovaných tyčí zešikmených o jednu statorovou rozteč sníží přídavné ztráty na zanedbatelnou hodnotu.



Obr. 13. K výpočtu vlivu zešikmení rotorových drážek. [1]

Složitější jsou poměry u zešikmených tyčí neizolovaných od železa, protože v tomto případě mohou vzniknout tzv. příčné proudy, tekoucí železem rotoru od jedné tyče k sousední tyči. Vzhledem k tomu, že není přesně známa řada parametrů, jako na příklad příčná impedance železa, ovlivněná přechodovým odporem mezi tyčí a železem, bude v dalším uveden jednoduchý přibližný způsob výpočtu, dávající dobrý přehled o celém tomto fyzikálním pochodu. Jak bylo měřením potvrzeno, vystihuje tento postup dobře vliv hlavních veličin na přídavné ztráty u neizolovaných tyčí zešikmených o jednu statorovou drážkovou rozteč.

Na obr. 14 je naznačen rozvinutý povrch rotoru o osové délce l , jehož neizolované tyče jsou zešíkmeny ve směru vrtání o délku $b = t_{dl}$. Příčnou vodivost budeme respektovat fiktivními příčnými spojkami, které spojují jednotlivé tyče mezi sebou. Na obr. 14 jsou naznačeny dvě takové spojky ($A_1A_2A_3...A_{Z2}$) a ($B_1B_2B_3...B_{Z2}$), vzdálené od sebe o $\Delta = l/n$, kde n je počet fiktivních spojek. Tím se celá klecová kotva rozpadá do $(n+1)$ fiktivních elementárních klecí, z nichž každá má Z_2 tyčí a axiální délku $\Delta = l/n$. Jak je z obr. 14 patrné, je každá tato fiktivní elementární klec tvořena Z_2 "tyčemi" (A_1B_1), (A_2B_2), a dvěma fiktivními čelními kruhy ($A_1A_2A_3...$) a ($B_1B_2B_3...$).



Obr. 14. K výpočtu vlivu zešíkmení rotorových drážek na přídavné ztráty. [4]

Je-li impedance fiktivních čelních kruhů nulová, platí při přizpůsobení statorového drážkového pole o Z_1 pólových dvojicích na klec o Z_2 tyčích pro proud v tyči I_t

$$I_t = 1,77B_\delta \frac{a_1}{2a_0} \frac{1}{a_0} \frac{Z_1}{Z_2} \frac{1}{1 + \tau_d} 10^6 [A] \quad (6.4)$$

Ve skutečnosti je oproti uvažovanému případu impedance fiktivních čelních kruhů elementární klece vlivem přechodového odporu mnohonásobně vyšší než impedance Z_l tyčí této elementární klece. Je tedy příčná impedance $Z_q \gg Z_l$. Skutečný proud v tyči I_t bude proto mnohem menší, než udává rov. (6.4). Toto snížení proudu I_t vlivem vysoké příčné impedance budeme respektovat součinitelem γ_P , kterým rov. (6.4) vynásobíme. Jak vyplývá z řady měření, platí pro střední hodnoty při poměru průměru vrtání stroje D k osové délce l $D/l > 1$ pro součinitel γ_P

$$\gamma_P = 0,3 \div 0,4 [-].$$

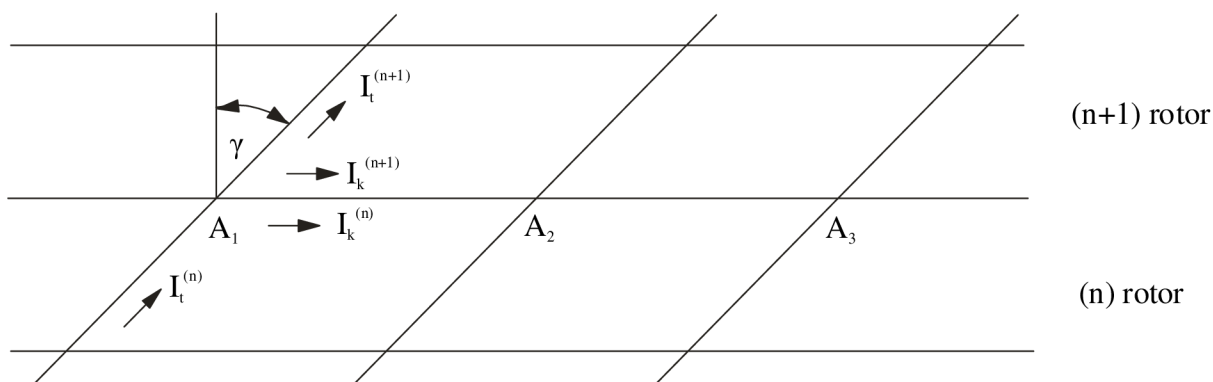
Budeme-li v dalším uvažovat $\gamma_P = 0,35$, dostaneme pro proud v tyči

$$I_t = 0,31 \frac{B_\delta a_1 Z_1}{a_0 a_0 Z_2} \frac{1}{1 + \tau_d} \cdot 10^6 [A]. \quad (6.5)$$

Pro proud v kruhu $I_k^{(n)}$ n -tého elementárního rotoru platí

$$I_k^{(n)} = \frac{I_t^{(n)}}{2 \sin \frac{Z_1}{Z_2} \pi} [A]. \quad (6.6)$$

Obdobné vztahy platí pro proudy $(n+1)$ elementárního rotoru, ale příslušné vektory $I^{(n+1)}$ jsou natočeny oproti proudům $I^{(n)}$ o elektrický úhel $(l/R)Z_1(\gamma/n)$, kde podle obr. 14 je $\tan \gamma = b/l$ a R je poloměr vrtání stroje.



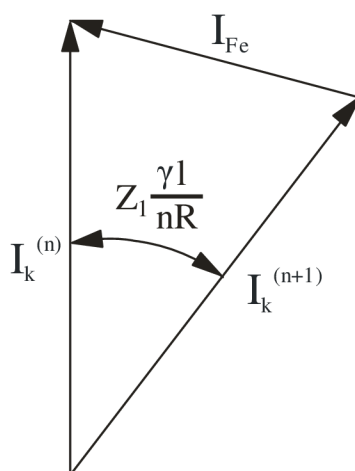
Obr. 15. K výpočtu vlivu zešíkmení rotorových drážek na přídavné ztráty. [4]

Poloměry pro n a $(n+1)$ elementární rotor jsou naznačeny na obr.15. Jak je patrné, je fiktivní čelní kruh (A_1A_2) protékán výsledným proudem I_{Fe} , který je určen vektorovým rozdílem proudů $I_k^{(n)}$ a $I_k^{(n+1)}$. Z obr. 16, kde je naznačen příslušný vektorový diagram, určíme pro proud I_{Fe} vztah

$$I_{Fe} = 2I_k \sin \frac{l Z_1 \gamma}{R 2n} \doteq I_k \frac{b Z_1}{R n}. \quad (6.7)$$

Jak z této rovnice vyplývá, je proud železem I_{Fe} u nezešíkmených drážek ($\gamma = 0$) nulový.

Nenatočená neizolovaná klec je s ohledem na příčné proudy ekvivalentní izolované kleci s natočenými tyčemi. Tento výsledek však platí přesně jen tehdy, je-li impedance skutečných čelních kruhů nulová, nebo když poměr příčných podélných impedancí je mnohem větší než 1 ($Z_q/Z_l \gg 1$), což je u neizolovaných klecí vždy prakticky splněno.



Obr. 16. Vektorový diagram proudů v rotoru. [4]

Pro ztráty vyvolané proudem I_{Fe} v železe na délce $\overline{A_1A_2}$ platí

$$P_{A_1A_2} = I_{Fe}^2 R_{A_1A_2} \text{ [W]}, \quad (6.8)$$

kde $R_{A_1A_2}$ je odpor části (A_1A_2) fiktivního čelního kruhu. Položíme-li odpor $R_{A_1A_2}$ roven odporu v železe mezi A_1 a A_2 , dostaneme

$$R_{A_1A_2} = \rho_{Fe} \frac{\pi D}{Z_2 S} \text{ [\Omega]}. \quad (6.9)$$

V rovnici (6.9) je D průměr kotvy [m], S průřez železa [m²] protékaný proudem I_{Fe} o kmitočtu $f' = Z_1 f$ [c/s].

$$S = h \Delta \text{ [m}^2\text{]}. \quad (6.10)$$

Vliv přechodového odporu mezi tyčí a železem je již respektován při určení proudu I_t součinitelem $\gamma \doteq 0,35$. Pro hloubku vniku h v rovnici (6.10) platí podle Algera [9] při síťovém kmitočtu $f = 50\text{Hz}$

$$h \doteq \frac{3,32}{\sqrt{\frac{50Z_1}{p}}} \sqrt{\frac{2,5I_{Fe}}{\Delta}} \cdot 10^{-4} \text{ [m]}. \quad (6.11)$$

Dosadíme-li za proud I_{Fe} z rovnice (6.7), dostaneme při zešíkmení o jednu statorovou drážkovou rozteč ($b = t_{d1}$)

$$h = 3,3 \sqrt{\frac{p}{10Z_1} \frac{\pi I_k}{\Delta n}} \cdot 10^{-4} \text{ [m]}. \quad (6.12)$$

Celková ztráta v celém fiktivním čelním kruhu n -tého elementárního rotoru je

$$P^{(n)} = Z_2 P_{A_1A_2} = \frac{(2\pi I_k)^2}{n^2} \cdot \frac{\rho_{Fe}}{h} \cdot \frac{n}{l} \cdot \pi D \text{ [W]}, \quad (6.13)$$

a ztráta v celém rotoru

$$P_S = \sum^n P^{(n)} = (2\pi I_k)^2 \rho_{Fe} \frac{\pi D}{hl} \cdot 10^{-3} \text{ [kW]}. \quad (6.14)$$

Vzhledem k tomu, že na klec působí drážková pole statoru o $(Z_1 + p)$ a $(Z_1 - p)$ pólových dvojicích, dostaneme pro celkovou ztrátu obou drážkových polí

$$P_{cFe} = 0,145 I_k^2 \rho_{Fe} \frac{D}{hl} \cdot 10^{-3} \text{ [kW]}, \quad (6.15)$$

kde hloubka vniku h je podle rovnice (6.12) pro síťový kmitočet $f = 50\text{Hz}$

$$h = 3,3 \sqrt{\frac{\sqrt{2} \pi p I_k \cdot 10}{Z_1 l}} \cdot 10^{-3} \text{ [m]} \quad (6.16)$$

a proud I_k je určen rovnicí (6.6).

Hloubka vniku h byla odvozena pro výsledný efektivní proud $I_k\sqrt{2}$. Tento proud je dán výsledným působením obou drážkových polí o $Z_1 + p$ a $Z_1 - p$ pólových dvojicích na rotor. Dílčí indukované proudy I_k mají různé frekvence.

Dosadíme-li výraz (6.12) do rovnice (6.15), dostaneme pro $\rho_{Fe} = 0,13 \cdot 10^{-6} [\Omega m]$ po úpravě

$$P_{cFe} = 1,45D \sqrt{\frac{I_k^3 Z_1}{pl}} \cdot 10^{-3} [kW]. \quad (6.17)$$

Celková ztráta P_{20n} v tyčích a v železe rotoru při natočených neizolovaných tyčích se pak rovná součtu ztrát v tyčích $P_{2t} = 0,13P_{20}$, kde P_{20} udává rovnice (5.34) a ztráty v železe P_{cFe} podle rovnice (6.17)

$$P_{20n} = 0,13P_{20} + P_{cFe} [kW]. \quad (6.18)$$

Faktor $0,13 = (0,31/0,88)^2$ vznikne z poměru (I_t/I_2) , viz rovnice (6.4) a (6.5).

Jak je patrné z předešlé úvahy, zmenší se sice značně ztráty v samotné kleci, avšak přibudou další ztráty vlivem příčných proudů v železe, takže v celkových ztrátách nebude u neizolovaných šikmých tyčí velký rozdíl oproti kleci s rovnými tyčemi.

V závěru je nutno ještě znovu upozornit, že odvozené vztahy (6.17) a (6.18) jsou pouze přibližné, hlubší rozbor vlivu zešikmení na přídatné ztráty je uveden v kapitole 8.

6.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno při zešikmení drážek

Výpočet přidavných ztrát izolované klecové kotvy při zešikmení drážek dle rovnice (6.3)

$$P_{20s} \doteq P_{20} \left(\frac{p}{Z_1} \right)^2 = 1,98 \left(\frac{1}{18} \right)^2 = 0,006 \text{ W}$$

Procentní přidavné ztráty izolované klecové kotvy při zešikmení drážek

$$p_{20s} = \frac{P_{20s}}{P} \cdot 100 = \frac{0,006}{1100} \cdot 100 = 0,0006 \%$$

Výpočet ztrát vzniklých vlivem příčných proudů dle rovnice (6.17)

$$P_{cFe} = 1,45D \sqrt{\frac{I_k^3 Z_1}{pl}} \cdot 10^{-3} = 1,45 \cdot 0,064 \sqrt{\frac{0,85^3 \cdot 18}{1 \cdot 0,075}} = 1,13 \text{ W}$$

Procentí ztráty vzniklé vlivem příčných proudů

$$p_{cFe} = \frac{P_{cFe}}{P} \cdot 100 = \frac{1,13}{1100} \cdot 100 = 0,1 \%$$

Výpočet přidavných ztrát neizolované klecové kotvy při zešikmení drážek dle rovnice (6.18)

$$P_{20n} = 0,13P_{20} + P_{cFe} = 0,13 \cdot 1,98 + 1,13 = 1,39 \text{ W}$$

Procentní přidavné ztráty neizolované klecové kotvy při zešikmení drážek

$$p_{20n} = \frac{P_{20n}}{P} \cdot 100 = \frac{1,39}{1100} \cdot 100 = 0,13 \%$$

Celkové přidavné ztráty při zešikmených drážkách izolovaných

$$P_{Cš} = P_v + P_p + P_{20s} = 4,33 + 9,63 + 0,006 = 13,96 \text{ W}$$

Celkové procentní přidavné ztráty při zešikmených drážkách izolovaných

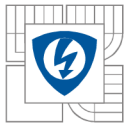
$$p_{Cš} = \frac{P_{Cš}}{P} \cdot 100 = \frac{13,96}{1100} \cdot 100 = 1,27 \%$$

Celkové přidavné ztráty při zešikmených drážkách neizolovaných

$$P_{Cn} = P_v + P_p + P_{20n} = 4,32 + 9,63 + 1,39 = 15,34 \text{ W}$$

Celkové procentní přidavné ztráty při zešikmených drážkách neizolovaných

$$p_{Cn} = \frac{P_{Cn}}{P} \cdot 100 = \frac{15,34}{1100} \cdot 100 = 1,39 \%$$



7. Přídavné ztráty při zatížení

Měření na asynchronních strojích dokázala, že mimo ztráty naprázdno a nakrátko se vyskytují další ztráty, závislé na zatížení stroje. Jsou to tzv. přídavné ztráty při zatížení, které se měřením určují jako rozdíl ztrát daných diferencí příkonu a výkonu a součtu dílčích ztrát naprázdno a nakrátko. Tyto ztráty byly odhadnuty na 0,5% výkonu a toto číslo bylo převzato do řady norem.

Fyzikální podstatou těchto ztrát jsou vyšší harmonické magnetomotorické síly, které vyvolávají povrchové a pulzační ztráty. U strojů s kotvou nakrátko se navíc vyskytují při rovných tyčích přídavné ztráty v kleci a při zešikmených neizolovaných tyčích ztráty vlivem proudů, tekoucích železem rotoru napříč od jedné tyče ke druhé.

Přesný výpočet těchto ztrát je velmi složitý a v případě šikmé klece je pro neurčitost příčné impedance téměř nerealizovatelný. Podle měření Odokova [8] se totiž velikost přechodového odporu mezi tyčí klece a železem rotoru mění až o tři řády.

8. Vliv zešíkmení drážek na přídavné ztráty při zatížení

Zešíkmením rotorových drážek o jednu statorovou rozteč lze potlačit parazitní momenty, vyvolané stupňovými harmonickými. Tímto způsobem lze rovněž dosáhnout prakticky úplného odstranění přídavných ztrát v klecové kotvě, způsobených při chodu naprázdno otevřením statorových drážek a stupňovými harmonickými při zatížení. Dle úvah v kapitole 6, které byly potvrzeny provozními zkušenostmi, se uplatní vliv zešíkmení drážek rotoru pouze v případě, jsou-li tyče rotoru plně izolovány proti železu rotoru. U neizolovaných tyčí zůstanou přídavné ztráty prakticky stejné jako u nezešíkmených drážek.

Příčinou těchto přídavných ztrát u zešíkmených neizolovaných drážek jsou proudy tekoucí od tyče k tyči železem rotoru. Přesný analytický rozbor poměrů u rotoru se šikmými neizolovanými tyčemi je z důvodů obtížně zjistitelného a neurčitého přechodového odporu mezi tyčí a železem prakticky bezúčelný. Proto rozbor, podávaný v této kapitole, má převážně kvalitativní charakter, umožňující pochopení složitých dějů, které se při šikmých neizolovaných tyčích v rotoru vyskytují.

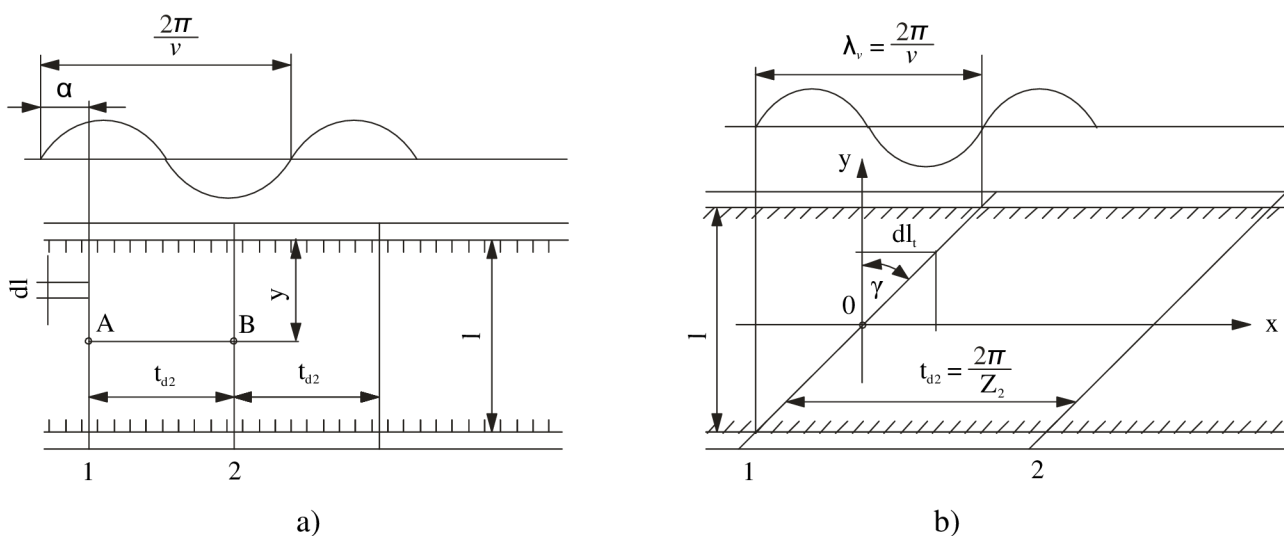
Uvažujme nejdříve neizolovanou rovnou klec, pohybující se v magnetickém poli harmonické řádu v (obr. 17) rychlostí v . V tomto případě se v každém elementu dl tyče 1 indukuje napětí $de = B \sin \alpha dlv$ a v každém elementu tyče 2 napětí $de = B \sin(\alpha + vt_{d2})dlv$. Podobně v elementu n -té tyče se indukuje napětí

$$de = B \sin[\alpha + v(n - 1)t_{d2}] dl v \quad (8.1)$$

Výsledné napětí indukované v celé n -té tyči bude

$$e_n = B \sin[\alpha + v(n - 1)t_{d2}] lv \quad (8.2)$$

Je-li impedance čelních kruhů zanedbatelná ($\lim Z_{\check{c}k} \rightarrow 0$), spotřebuje se napětí de indukované v elementu tyče dl (viz. rovnice (8.1)) na krytí úbytku v tomto elementu. Z toho plyne, že mezi body A a B na sousedních tyčích 1 a 2 (obr. 17), ležících ve stejné vzdálenosti y od kraje rotoru, není žádný potenciální rozdíl a nemůže tedy také vzniknout příčný proud, tekoucí z bodu A železem do bodu B nebo naopak.



Obr. 17 a), b). K výpočtu přídavných ztrát vlivem příčných proudů. [4]

Je-li impedance čelních kruhů zanedbatelná, nemohou u nezešíkmené neizolované klece vzniknout žádné příčné proudy tekoucí mezi tyčemi železem rotoru.

U klece, jejíž neizolované tyče jsou natočeny o vlnovou délku harmonické řádu v ,

$$\lambda_v = \frac{2\pi}{v},$$

jsou poměry jiné. Napětí indukované v elementu tyče dl_t (obr. 17b) v místě (x, y) má hodnotu

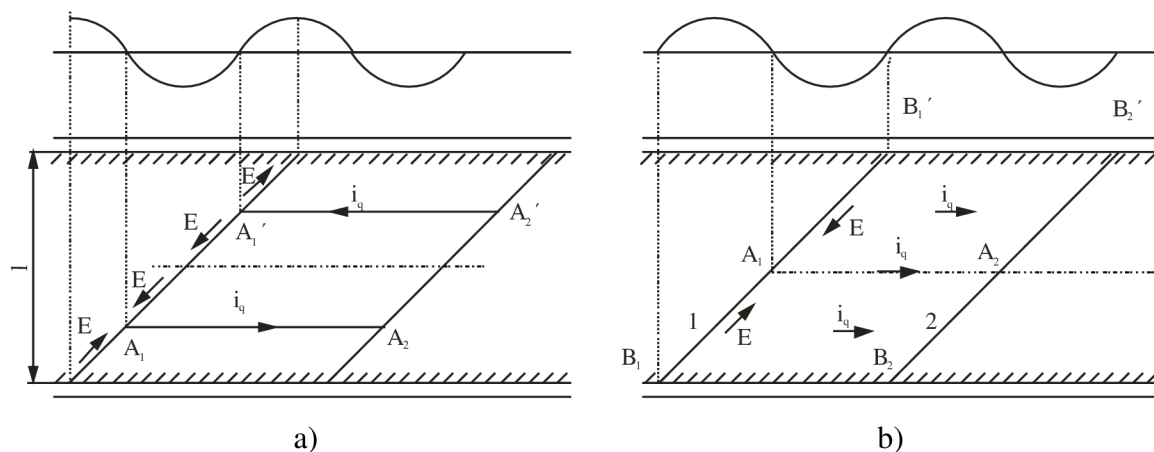
$$de = B \sin(\alpha + vy \tan \gamma) v dy, \quad (8.3)$$

kde γ je úhel zešíkmení tyče, pro nějž platí $l \tan \gamma = 2\pi/v$.

Zvolený souřadný systém má počátek v bodě O v polovině délky tyče l . Pro výsledné napětí e indukované v celé tyči harmonickou řádu v platí

$$e = Bv \int_{-1/2l}^{1/2l} \sin(\alpha + vy \tan \gamma) dy = 0. \quad (8.4)$$

Při natočení klece o vlnovou délku harmonické řádu v je výsledné napětí indukované tímto polem v celé tyči nulové. Nemůže tedy vzniknout žádný proud tekoucí obvodem složeným z tyčí a čelních kruhů.



Obr. 18. a), b) Průběh gradientů napětí v tyčích a příčných proudů. [4]

Průběhy gradientu napětí podél tyče jsou pro dvě polohy indukujícího pole znázorněny na obr. 18a,b. Jak je z obr. 18a patrné, je celkové napětí mezi body A_1B_1 stejně veliké, ale opačného smyslu než napětí mezi body A_1B_1' . Nejsou-li tyče proti železu izolovány, vznikají dvě smyčky ($A_1B_1B_2A_2$) a ($A_1B_1'B_2'A_2'$), v nichž působí dvě stejná napětí opačného smyslu. Tím vzniknou v obou smyčkách proudy i_q , tekoucí z tyče 1 železem rotoru do tyče 2 a uzavírají se zpět přes čelní kruhy.

U klecového rotoru se zešíkmenými neizolovanými tyčemi mohou vlivem vodivosti železa vzniknout proudy tekoucí tyčemi, železem rotoru a čelními kruhy, i když výsledné napětí celé tyče je při zešíkmení o vlnovou délku indukujícího pole nulové.

Z předchozích úvah lze ještě vyvodit zajímavý závěr o vlivu délky rotoru l na velikost ztrát způsobených příčnými proudy i_q . Označíme-li r_q měrný odpor mezi dvěma tyčemi vztaženými na jednotku délky l , má celkový příčný odpor velikost

$$R_q = \frac{r_q}{l} [\Omega]. \quad (8.5)$$

Pro podélný (osový) odpor jednotlivých tyčí R_l platí

$$R_l = r_l l [\Omega], \quad (8.6)$$

kde r_l je měrný odpor tyče na jednotku osové délky stroje l .

Z rovnic (8.5) a (8.6) plyne

$$\frac{R_q}{R_l} = \frac{r_q}{r_l} \cdot \frac{1}{l^2}. \quad (8.7)$$

Podle rovnice (8.7) je příčný odpor R_q úměrný vztahu

$$R_q \sim \frac{1}{l^2} [\Omega]. \quad (8.8)$$

S ohledem na to, že ztráty od příčných proudů $P_{\Delta q}$ jsou přibližně úměrné vodivosti $1/R_q$, bude

$$P_{\Delta q} \sim \frac{1}{R_q} = l^2. \quad (8.9)$$

Jak tedy plyne z této úvahy, rostou tyto přídavné ztráty $P_{\Delta q}$ nejméně s druhou mocninou délky stroje, ale všechny ostatní ztráty jsou přímo úměrné délce l .

Z výše uvedených teoretických úvah plynou tyto závěry, týkající se zešíkmení tyčí:

- a) U strojů s polouzavřenými drážkami na statoru se doporučuje podle možnosti rotor s rovnými drážkami. V tomto případě je izolování tyčí klece rotoru zbytečné.
- b) U strojů s otevřenými drážkami na statoru se doporučuje klecový rotor s drážkami natočenými o jednu statorovou rozteč a s plně izolovanými tyčemi proti železu rotoru.
- c) U strojů s poměrem $D/l < 1$ se doporučuje rotor vždy s natočenými drážkami a plně izolovanými tyčemi.
- d) U strojů s natočenými drážkami je vhodné volit statorové vinutí dvouvrstvé se zkráceným krokem.

9. Měření přídavných ztrát při zatížení

Měření přídavných ztrát je poměrně složitou záležitostí. U strojů malých a středních výkonů lze tyto ztráty určit z rozdílu přivedeného a odevzdaného výkonu – viz. Kapitola 7.

Jednou z metod je určování přídavných ztrát tzv. “točením proti poli” (reverse rotation test). Motor se připojí na takové snížené napětí, aby při otáčení rotoru synchronní rychlostí proti směru statorového pole (při skluzu $s = 2$) odebíral ze sítě jmenovitý proud. Stroj tedy pracuje v brzdě oblasti. Celkové ztráty stroje jsou kryty jak elektricky ze sítě, tak mechanicky pomocným poháněcím motorem. Elektricky se ze sítě přivádí výkon odpovídající ztrátám ve vinutí statoru a ztrátám v železe. Ztráty v mědi rotoru jsou při skluzu $s = 2$ kryty stejným dílem elektricky ze sítě a mechanicky hřídelí. Mechanicky jsou kryty ztráty mechanické P_m a přídavné ztráty P_Δ . Při zanedbání relativně malých ztrát v železe platí pro elektrický příkon statoru vztah

$$P_{stat} \doteq P_{Cu1} + \frac{1}{2}P_{Cu2} [W]. \quad (9.1)$$

Pro mechanický příkon rotoru pak platí

$$P_{rot} = P_m + P_\Delta + \frac{1}{2}P_{Cu2} [W]. \quad (9.2)$$

Přídavné ztráty při zatížení (při jmenovitém proudu ve statoru) dostaneme

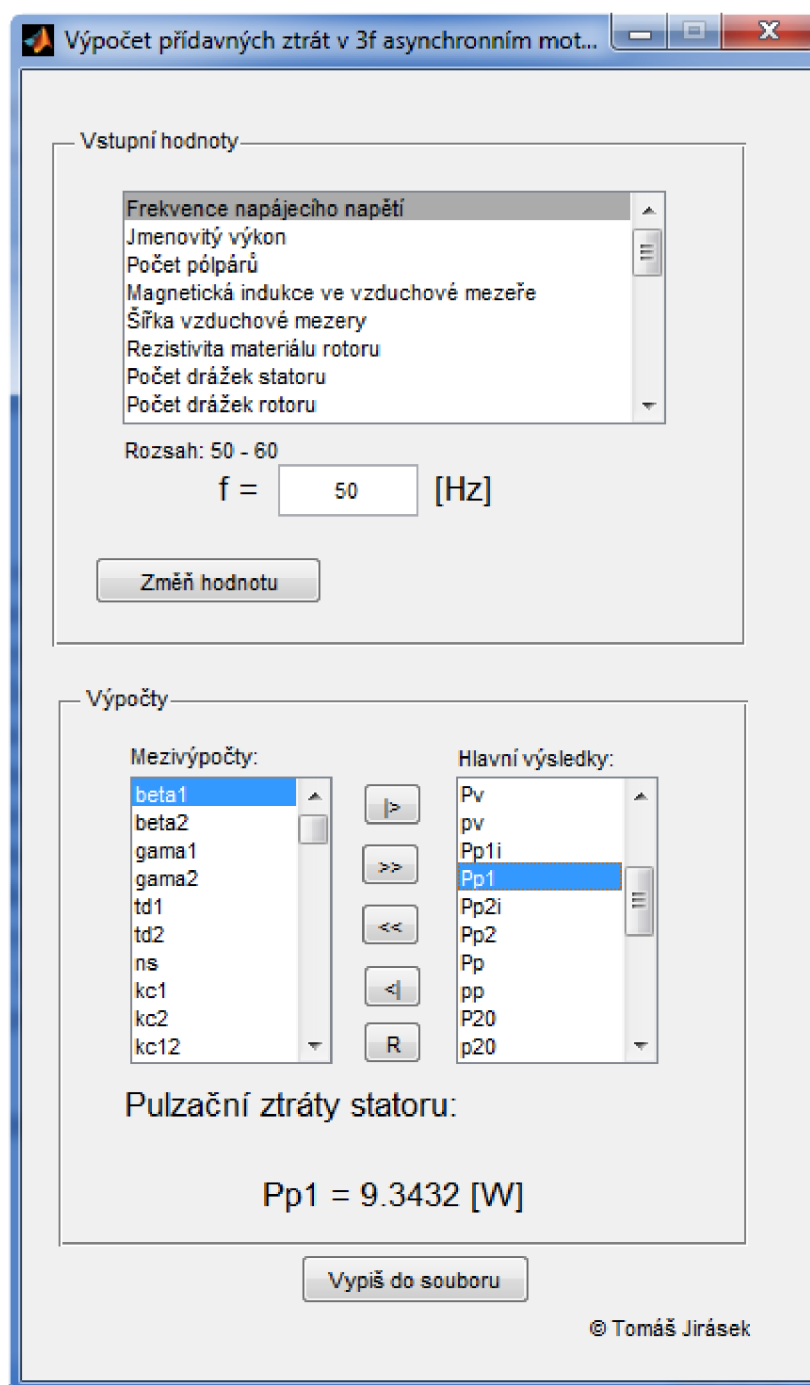
$$P_\Delta = P_{rot} + P_{Cu1} - P_{stat} - P_m [W]. \quad (9.3)$$

Je nutno připomenout, že magnetické poměry ve stroji při skluzu $s = 0$ jsou jiné než v brzdě oblasti při skluzu $s = 2$. Velká řada měření [7] však potvrzuje, že je tento vliv na velikost přídavných ztrát nepatrný.

Výhodou měření točením proti poli je, že v tomto případě představují přídavné ztráty 20 – 30% celého příkonu, naproti tomu při přímém měření při normálním provozu jsou tyto ztráty jen 2 – 3% celého příkonu. Výsledky změřené metodou točení proti poli jsou tedy méně citlivé na případné měřicí chyby. Další výhodou je, že jako poháněcí motor postačuje stroj o výkonu 15 – 20% výkonu zkoušeného motoru, což je vhodné při měření přídavných ztrát strojů velkých výkonů.

10. Práce v programu Výpočet přídavných ztrát v 3f asynchronním motoru

Program uskutečňuje výpočty na základě vztahů a definic uvedených v této Diplomové práci.



Obr. 19. Uživatelské prostředí programu.

Uživatelské prostředí je rozděleno na 2 části, a to na Vstupní hodnoty a Výpočty. V části Vstupní hodnoty uživatel zadává parametry asynchronního motoru dle Tab. 1., hodnoty odpovídají parametrům asynchronních motorů běžně vyráběných v ČR. Při změně jednotlivých parametrů musí uživatel tuto změnu potvrdit tlačítkem Změň hodnotu, tím se zároveň spustí celý výpočet Přídavných ztrát. Část Výpočty je rozdělena na sloupce, a to na Mezivýpočty a Hlavní výsledky. Ve sloupci Mezivýpočty se po kliknutí na vybranou zkratku veličiny zobrazí její název a číselná hodnota. Mezi sloupci Mezivýpočty a Hlavní výsledky jsou tlačítka umožňující přemísťování výsledků mezi sloupci, tlačítko R umožňuje opětovné zobrazení pouze hlavních výsledků. Výsledky zobrazené ve sloupci Hlavní výsledky je možné po kliknutí na tlačítko Vypiš do souboru vypsat v Textovém souboru a následně vytisknout či jinak dále zpracovávat. Při ukončení programu je uživateli nabídnuta možnost uložení rozpracovaných výsledků, při opětovném otevření programu lze tyto výsledky načíst a pokračovat ve výpočtech.

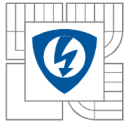
Parameter	Value	Unit
Drážková rozteč statoru:	td1	= 11.2574 [mm]
Drážková rozteč rotoru:	td2	= 8.7418 [mm]
Synchronní otáčky:	ns	= 3000.0000 [ot/min]
Carterův činitel statoru:	kc1	= 1.1793 [-]
Carterův činitel rotoru:	kc2	= 1.0536 [-]
Výsledný Carterův činitel:	kc12	= 1.2424 [-]
Měrné povrchové ztráty statoru:	Pv1i	= 102.7458 [W/m ²]
Povrchové ztráty statoru:	Pv1	= 1.3721 [W]
Měrné povrchové ztráty rotoru:	Pv2i	= 252.9851 [W/m ²]
Povrchové ztráty rotoru:	Pv2	= 2.9508 [W]
Celkové povrchové ztráty:	Pv	= 4.3229 [W]
Celkové povrchové ztráty:	pv	= 0.3930 [%]
Měrné pulzační ztráty statoru:	Pp1i	= 2.1830 [W/kg]
Pulzační ztráty statoru:	Pp1	= 9.3432 [W]
Měrné pulzační ztráty rotoru:	Pp2i	= 0.2243 [W/kg]
Pulzační ztráty rotoru:	Pp2	= 0.2862 [W]
Celkové pulzační ztráty:	Pp	= 9.6294 [W]
Celkové pulzační ztráty:	pp	= 0.8754 [%]
Diferenční rozptyl:	Taudz1	= 14.1778 [-]
Diferenční rozptyl - nasycení zubů:	Taudz1i	= 14.1778 [-]
Odpor tyče klece při teplotě t:	R2	= 0.0001 [ohm]
Proud v tyči rotoru:	It	= 1.0763 [A]
Proud v kruhu rotoru:	Ik	= 0.8527 [A]
Hloubka vniku do rotoru:	hA1	= 17.4817 [mm]
Přídavné ztráty klecové kotvy:	P20	= 1.9798 [W]
Procentní ztráty klecové kotvy:	p20	= 0.1800 [%]
Celkové přídavné ztráty - rovné drážky:	Pc	= 15.9321 [W]
Celkové přídavné ztráty - rovné drážky:	pc	= 1.4484 [%]
Přídavné ztráty izolované klecové kotvy při zešikmení:	P20s	= 0.0061 [W]
Přídavné ztráty izolované klecové kotvy při zešikmení:	p20s	= 0.0006 [%]
Ztráty vzniklé vlivem příčných proudů:	PcFe	= 1.1320 [W]
Ztráty vzniklé vlivem příčných proudů:	pcFe	= 0.1029 [%]
Přídavné ztráty neizolované klecové kotvy při zešikmení:	P20n	= 1.3894 [W]
Přídavné ztráty neizolované klecové kotvy při zešikmení:	p20n	= 0.1263 [%]
Celkové přídavné ztráty - zešikmené drážky izolované:	Pcs	= 13.9584 [W]
Celkové přídavné ztráty - zešikmené drážky izolované:	pcs	= 1.2689 [%]
Celkové přídavné ztráty - zešikmené drážky neizolované:	Pcn	= 15.3417 [W]
Celkové přídavné ztráty - zešikmené drážky neizolované:	pcn	= 1.3947 [%]

Obr. 20. Příklad výpisu dat Přídavných ztrát.

11. ZÁVĚR

V této Diplomové práci jsem analyzoval přídavné ztráty naprázdno v asynchronních motorech, a v programu MATLAB jsem vytvořil výpočetní program sloužící k výpočtu těchto přídavných ztrát. Ačkoliv celkové přídavné ztráty naprázdno jsou velmi malé, musíme s nimi počítat při konstrukci daného stroje, protože u strojů velkých výkonů už nejsou tyto ztráty tak zanedbatelné. Přídavné ztráty se rozdělují na ztráty povrchové, pulzační a ztráty klecové kotvy. Drážkování statoru a rotoru deformuje průběh magnetického pole vzduchové mezery, čímž vznikají na povrchu statoru a rotoru vířivé proudy, které mají za následek povrchové ztráty. Tyto ztráty jsou ovlivňovány počtem drážek statoru a rotoru, velikostí vzduchové mezery, počtem pólů a konstrukcí stroje, tedy zda-li je rotor či stator vyroben jako odlitek nebo skládaný z plechů. Během otáčivého pohybu rotoru uvnitř statoru se mění vzájemná poloha statorových a rotorových zubů proti sobě, čímž dochází k periodické změně magnetické indukce v zubech. Dále se periodicky mění magnetická vodivost a magnetický tok nad drážkovou roztečí, který pulzuje mezi svojí minimální a maximální velikostí, čímž vznikají ve statoru a rotoru ztráty vířivými proudy. Tyto ztráty nazýváme pulzační. Na klecové vinutí rotoru působí drážkové pole prvního řádu způsobující přídavné ztráty. Na tyto ztráty má vliv velikost magnetomotorické síly rotoru, rezistivita rotorových tyčí, počty statorových a rotorových drážek, velikost vzduchové mezery a její magnetická indukce, hloubka vniku magnetického pole do rotoru a činitel diferenčního rozptylu. Celkové přídavné ztráty asynchronního motoru se liší především konstrukcí statorových a rotorových drážek, a to zda-li jsou tyto drážky izolované, neizolované, rovné či zešíkmené.

Výsledné hodnoty dílčích přídavných ztrát odpovídají teoretickým předpokladům [4].



LITERATURA

- [1] G. N. Petrov.: *Elektrické stroje 2*; Academia Praha 1982
- [2] HAMATA, V.: *Hluk elektrických strojů*. Academia ČSAV Praha 1987.
- [3] JIRÁSEK, T. *Vliv vyšších harmonických na hluk v elektrických strojích*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008.
- [4] B. Heller – V. Hamata: *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Academia ČSAV, Praha 1961.
- [5] Ladislav Cigánek - Miroslav Bauer: *Elektrické stroje a přístroje*. Státní nakladatelství technické literatury, Praha 1955.
- [6] JIRÁSEK, T. *Výpočet přídavných ztrát asynchronního stroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010.
- [7] AIEE Committee Report: Stray-load loss measurement in induction machines, Power Appar., 1959.
- [8] ODOK ADNAN: Stray-load losses and stray torques in induction machines, Power Apparatus, 1958.
- [9] ALGER P. L.: The magnetic noise of polyphase induction motors, TAIEE, 1954.