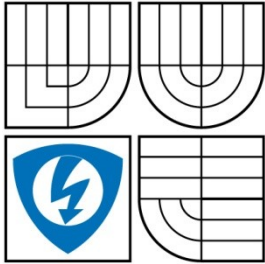


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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 STROJE

CALCULATION OF INDUCTION MACHINE STRAY LOOSES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

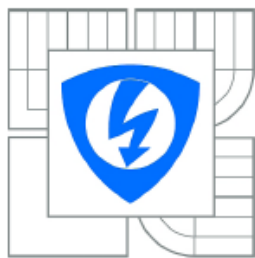
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

TOMÁŠ JIRÁSEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Tomáš Jirásek

ID: 72993

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Výpočet přídatných ztrát asynchronního stroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte teoretický rozbor problematiky přídatných ztrát.
2. Určete povrchové ztráty naprázdno.
3. Určete pulzační ztráty naprázdno.
4. Určete přídatné ztráty klecové kotvy naprázdno.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Termín zadání: 1.10.2009

Termín odevzdání: 27.5.2010

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

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Abstrakt

Hlavním cílem práce je určení přídatných ztrát naprázdno v elektrických točivých strojích a výpočet těchto ztrát pro zadaný asynchronní motor. Přídatné ztráty jsou způsobeny především vířivými proudy na povrchu statoru a rotoru, dále pulzací těchto proudů vlivem periodické změny magnetické vodivosti vzduchové mezery, magnetickou indukcí v zubech statoru a rotoru, a diferenčním rozptylem.

Abstract

The main goal of this thesis is a determination of an idle additional losses in an electric rotary machines and a calculation of these losses for induction machine. The additional 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.

Klíčová slova

Diferenční rozptyl; magnetická vodivost; magnetické pole; magnetický tok; povrchové ztráty; pulzační ztráty; přídatné ztráty; vzduchová mezera; ztráty klecové kotvy.

Keywords

Differential leakage; permeance; magnetic field; magnetic flux; surface losses; impulse losses; additional losses; air-gap; cage rotor losses.

Bibliografická citace

JIRÁSEK, T. *Výpočet přídatných ztrát asynchronního stroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 41 s.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma *Výpočet přídatných ztrát asynchronního stroje* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 bakalářské práce doc. Ing. ČESTMÍRU ONDRŮŠKOVI, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

OBSAH

Seznam obrázků.....	9
Seznam tabulek.....	10
1. Úvod.....	11
1.1. Parametry asynchronního motoru pro výpočet přídavných ztrát.....	12
2. Vliv drážkování na magnetické pole ve vzduchové mezeře.....	14
2.1. Carterův činitel.....	14
2.2. Magnetická vodivost vzduchové mezery při drážkování.....	17
3. Povrchové ztráty naprázdno.....	19
3.1. Příklad výpočtu povrchových ztrát naprázdno.....	22
4. Pulzační ztráty naprázdno.....	25
4.1. Příklad výpočtu pulzačních ztrát naprázdno.....	28
5. Ztráty klecové kotvy naprázdno.....	29
5.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno.....	36
6. Závěr.....	39
Použitá literatura.....	40
Přehled symbolů a značek.....	41

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Detail drážek.....	13
Obr. 2. Průběh magnetické indukce nad drážkou.....	14
Obr. 3. Průběh veličiny γ jako funkce poměru o/δ	15
Obr. 4. Průběh veličiny β jako funkce poměru o/δ	16
Obr. 5. K stanovení magnetické vodivosti nad drážkovou roztečí.....	17
Obr. 6. Hodnoty veličin F_1, F_2, F_3 jako funkce poměru (o_1/t_{d1})	18
Obr. 7. Průběh přídatného pole.....	19
Obr. 8. K výpočtu povrchových ztrát.....	20
Obr. 9. Průběh B_{\max} nad drážkovou roztečí t_{d1}	25
Obr. 10. Průběh B_{\min} nad drážkovou roztečí t_{d1}	25
Obr. 11. K stanovení diferenciální permeability μ_{dif}	30
Obr. 12. Průběh funkce $(1/\operatorname{tg} \alpha)_0$ jako funkce indukce B_z	31
Obr. 13. Průběh funkce $f(B_z)$	33

SEZNAM TABULEK

Tab. 1. Číselné hodnoty koeficientů k_0 pro různé materiály.....	21
--	----

1. Úvod

Asynchronní stroj patří do velké skupiny elektrických strojů, umožňující elektromechanickou přeměnu energie. Dělíme je na motory, u nichž dochází k přeměně elektrické energie na mechanickou, a generátory, které mění mechanickou energii na elektrickou. Asynchronní stroje se používají téměř výhradně jako motory s výstupním mechanickým pohybem otáčivým nebo lineárním. Díky své konstrukční a principiální jednoduchosti, tudíž i nižší ceně, jsou v praxi velmi často využívány. Jejich provozní spolehlivost vyžadující nízký stupeň údržby znamená časté využití k pohonům zařízení jednoduchých konstrukcí, ale i provozně rozsáhlých celků.

Jako všechna zařízení, sloužící k elektromechanické přeměně energie, sestává asynchronní stroj z pevné části (statoru) a pohyblivé části, která se u strojů s otáčivým pohybem nazývá rotor. Stator se skládá z litinové konstrukce a dvou ložiskových štítů. V kostře statoru jsou zalisovány plechy, které jsou navzájem izolovány a tvoří část magnetického obvodu stroje. Rotorové plechy jsou nalisovány na hřídeli, která se otáčí v ložiskách upevněných v ložiskových štítech, vymezující polohu rotoru uvnitř statoru. Mezi státorem a rotorem je vzduchová mezeza.

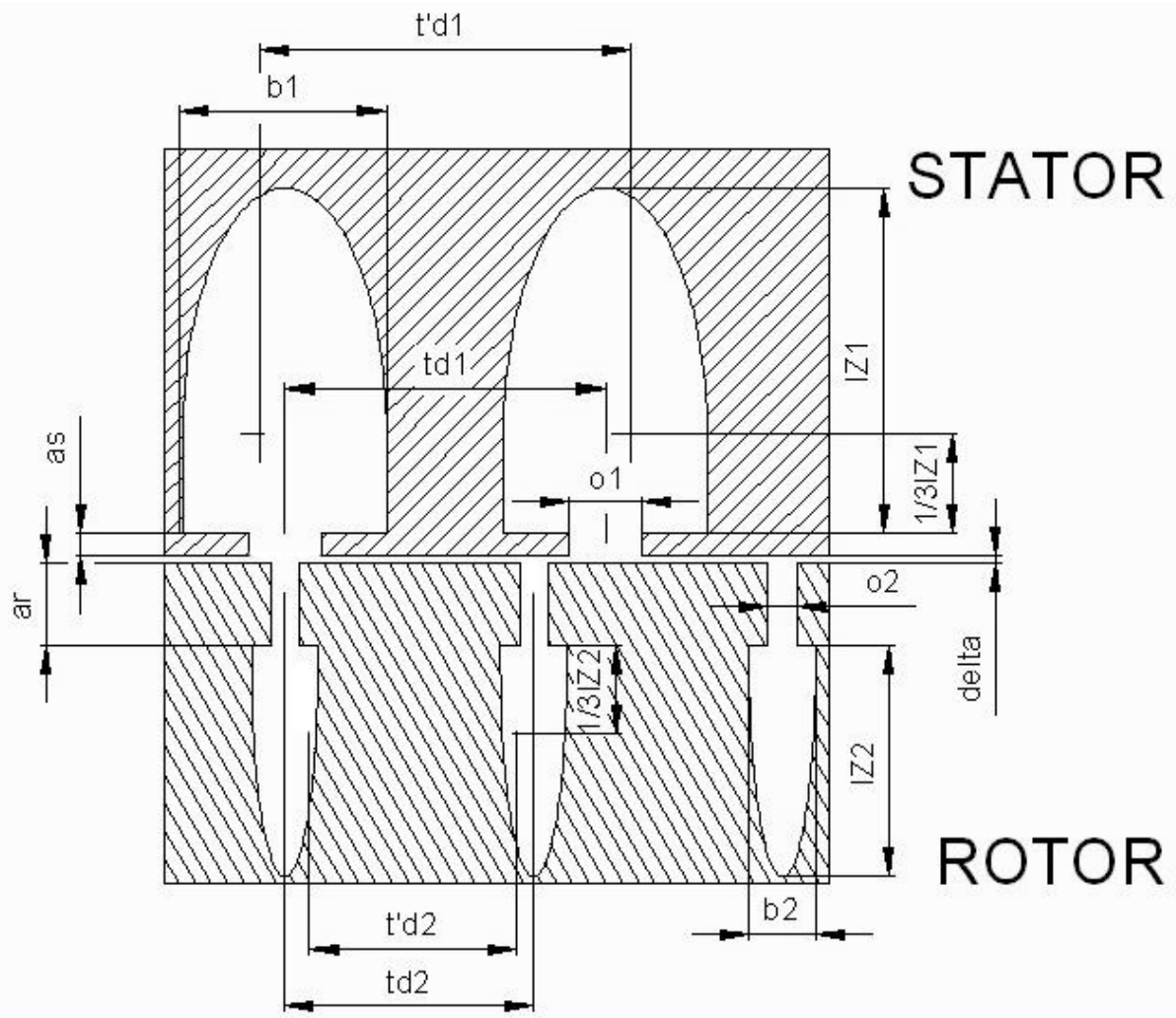
V drážkách statorových a rotorových plechů je uloženo vinutí stroje. Na statoru bývá obvykle trojfázové vinutí (ale také jedno a dvoufázové), jehož začátky a konce jsou vyvedeny na svorkovnici. V rotorových drážkách je uloženo vinutí, kterému se říká kotva. U motoru s kotvou nakrátko jsou v drážkách rotoru neizolované měděné nebo mosazné, nejčastěji však hliníkové spojovací kruhy nakrátko. U motorů menších výkonů se vinutí odlévá, spolu s větracími lopatkami z hliníku, metodou tlakového lití. Takovému vinutí se říká klec. U motoru s vinutým rotorem a kroužky je v drážkách uloženo trojfázové vinutí z izolovaných vodičů, začátky fází jsou spojeny do uzlu, a konce připojeny ke třem sběracím kroužkům, ke kterým přiléhají kartáče. Takové vinutí rotoru umožňuje připojit zařízení, sloužící k regulaci otáček motoru (v dnešní době se již s výhodou využívá frekvenčních měničů).

Přídavné ztráty jsou obvykle vířivého charakteru a jsou způsobovány především vířivými proudy ve vinutích, na povrchu a v zubech statoru a rotoru, dále rozptylovými toky prostorových harmonických, nerovnoměrnostmi ve vzduchové mezeře a pulzací toku. Definovat přídavné ztráty je proto mnohem složitější. [1]

1.1. Parametry asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát

Jmenovitý výkon.....	$P = 1,1 \text{ kW}$
Jmenovité napětí.....	$U_S = 400\text{V}/50\text{Hz}$
Jmenovitý moment.....	$M_N = 3,8 \text{ Nm}$
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.....	$k_0 = 3$

[4]



Obr.1. Detail drážek.

2. Vliv drážkování na magnetické pole ve vzduchové mezeře

2.1. Carterův činitel

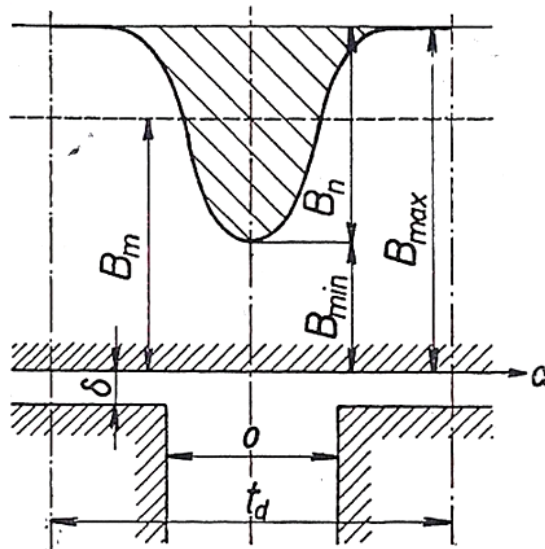
Carterův činitel zohledňuje vliv drážkování na magnetickou vodivost vzduchové mezery. Drážky pro uložení vinutí jsou vytvořeny v magneticky vodivém materiálu. Předpokládejme nejprve, že je proti hladkému magnetickému pólu drážkovaná kotva. Měla-li magnetická indukce ve vzduchové mezeře při nedrážkované 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' . [2]

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. [3]

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

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

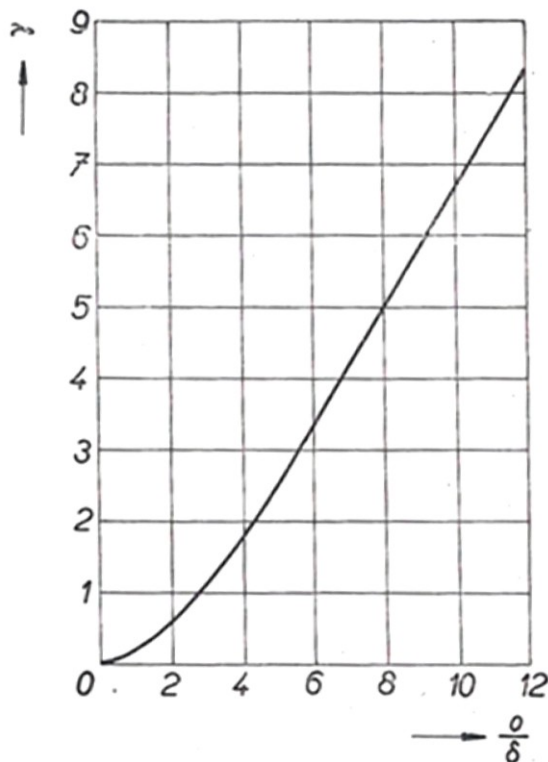
kde veličina γ je funkcí poměru o/δ dle rovnice

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

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.

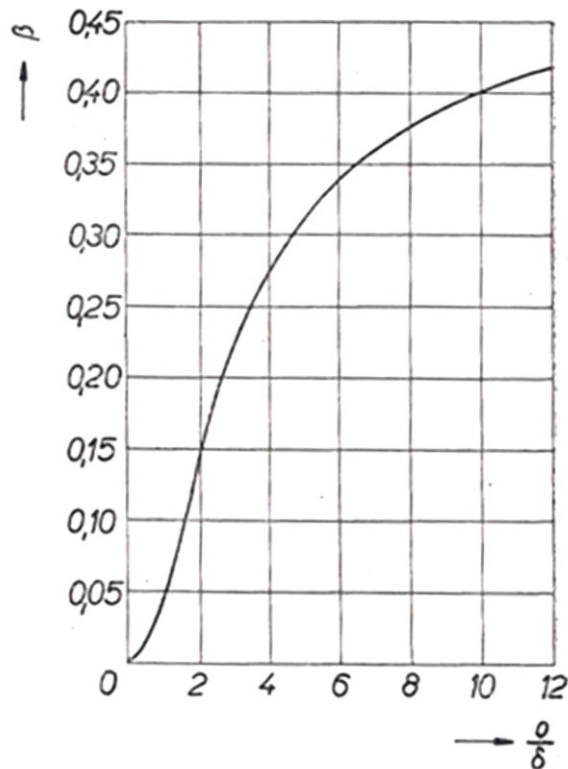


Obr. 3. Průběh veličiny γ jako funkce poměru o/δ . [3]

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 statorem a rotorem, u nedrážkovaného stroje, stálou hodnotu

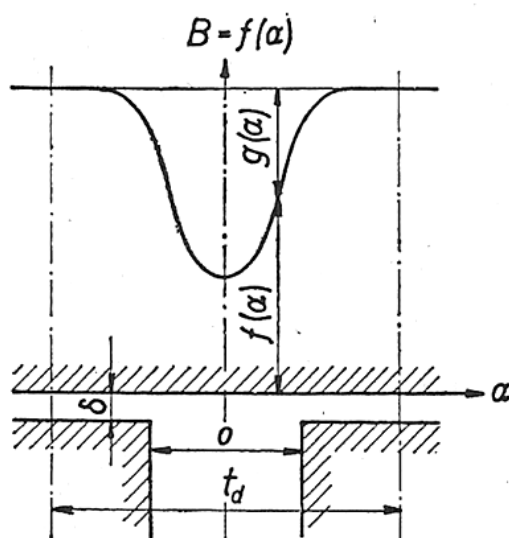
$$B = \frac{1}{\delta}. \quad (2.2.1)$$

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 [2]

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



Obr. 5. K stanovení magnetické vodivosti nad drážkovou roztečí. [2]

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 [2]

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

V rovnici (2.2.6) platí

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

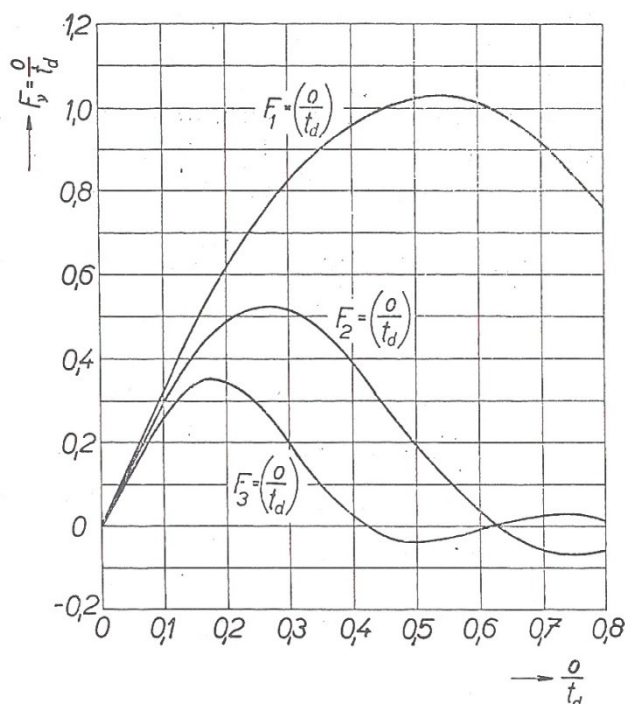
Pro koeficient a_1 základní harmonické Fourierova rozvoje platí podle [2]

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

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}) . [2]

3. Povrchové ztráty naprázdno

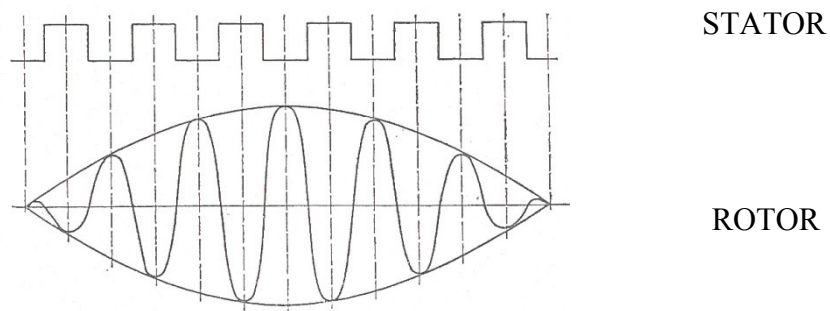
Uvažujme nejprve poměry u stroje s drážkovaným statorem a hladkým rotorem. Průběh intenzity magnetického pole o p pólových dvojicích se vlivem drážkování statoru deformuje. Výsledné pole je dáno superpozicí původního pole o intenzitě

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

a přídavného 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 přídavného pole. [5]

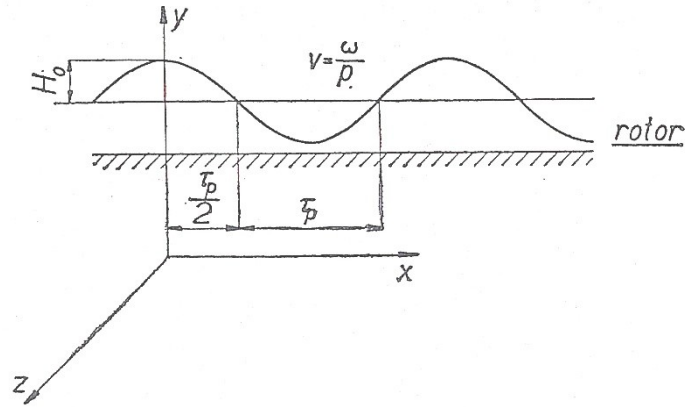
Otáčí-li se železný rotor při normálním chodu vzhledem k přídavnému poli o intenzitě $H_1(\alpha, t)$ prakticky synchronní rychlostí ω , vznikají na povrchu rotoru vířivé proudy, mající za následek přídavné ztráty, a tím i oteplení rotoru. Obdobně vznikají další přídavné ztráty na povrchu statoru vlivem drážkování rotoru. [5]

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. [5]

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

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

kde $\kappa = 1/\rho$ udává měrnou vodivost železa rotoru [5].

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

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

kde

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

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

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

Dosadíme-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 $\varrho = 0,1 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ 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. 1.

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 [5].

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.1. Číselné hodnoty koeficientů k_0 pro různé materiály. [5]

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)

$$P_{v2} = \frac{k_0}{2} (Z_1 n_s)^{1,5} (B_{01} t_{d1})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d1} - o_1}{t_{d1}} \right) [W], \quad (3.12)$$

kde amplituda B_{01} je dána vztahem

$$B_{01} = \beta_1 k_{c12} B_\delta [T], \quad (3.13)$$

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

V rovnici (3.12) je l osová délka rotoru [m] a D jeho průměr [m].

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

$$P_{v1} = \frac{k_0}{2} (Z_2 n_s)^{1,5} (B_{02} t_{d2})^2 \pi D l \left(\frac{t_{d2} - o_2}{t_{d2}} \right) [W], \quad (3.14)$$

kde

$$B_{02} = \beta_2 k_{c12} B_\delta [T]. \quad (3.15)$$

3.1. Příklad výpočtu povrchových ztrát naprázdno

Určení koeficientu β_1 z obr. 4

$$\beta_1\left(\frac{o_1}{\delta}\right) = \beta_1\left(\frac{2,55}{0,25}\right) = \beta_1(10,2) = \mathbf{0,405}$$

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)

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{o_1}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{o_1}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,55}{0,25}\right)^2}{5 + \frac{2,55}{0,25}} = \mathbf{6,84}$$

Výpočet koeficientu γ_2 podle rovnice (2.1.5)

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{o_2}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{o_2}{\delta}} = \frac{\left(\frac{1}{0,25}\right)^2}{5 + \frac{1}{0,25}} = \mathbf{1,78}$$

Výpočet drážkové rozteče rotoru t_{d2} [6]

$$t_{d2} = \frac{2\pi r_2}{Z_2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 32}{23} = \mathbf{8,74 \text{ mm}}$$

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

Výpočet drážkové rozteče statoru t_{d1} [6]

$$t_{d1} = \frac{2\pi r_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 32,25}{18} = \mathbf{11,26 \text{ mm}}$$

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

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)

$$k_{c1} = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma_1 \delta} = \frac{11,26}{11,26 - 6,84 \cdot 0,25} = \mathbf{1,180}$$

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

$$k_{c12} = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,180 \cdot 1,054 = \mathbf{1,244}$$

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

$$B_{01} = \beta_1 k_{c12} B_\delta = 0,405 \cdot 1,224 \cdot 0,65 = \mathbf{0,327 \text{ T}}$$

Amplituda magnetické indukce nad drážkovou roztečí rotoru viz. rovnice (3.15)

$$B_{02} = \beta_2 k_{c12} B_\delta = 0,275 \cdot 1,224 \cdot 0,65 = \mathbf{0,222 \text{ T}}$$

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

$$P'_{v2} = \frac{k_0}{2} (Z_1 n_s)^{1,5} (B_{01} t_{d1})^2 = \frac{3}{2} (18 \cdot 3000)^{1,5} (0,327 \cdot 11,26 \cdot 10^{-3})^2 = \mathbf{252,92 \text{ W/m}^2}$$

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

$$P_{v2} = P'_{v2} \cdot \pi \cdot D \cdot l \cdot \left(\frac{t_{d1} - o_1}{t_{d1}} \right) = 252,92 \cdot \pi \cdot 0,064 \cdot 0,075 \cdot \left(\frac{11,26 - 2,55}{11,26} \right) = \mathbf{2,93 \text{ W}}$$

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

$$P'_{v1} = \frac{k_0}{2} (Z_2 n_s)^{1,5} (B_{02} t_{d2})^2 = \frac{3}{2} (23 \cdot 3000)^{1,5} (0,222 \cdot 8,74 \cdot 10^{-3})^2 = \mathbf{102,35 \text{ W/m}^2}$$

Povrchové ztráty rotoru vzniklé drážkováním statoru viz. rovnice (3.14)

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

Celkové povrchové ztráty P_v jsou

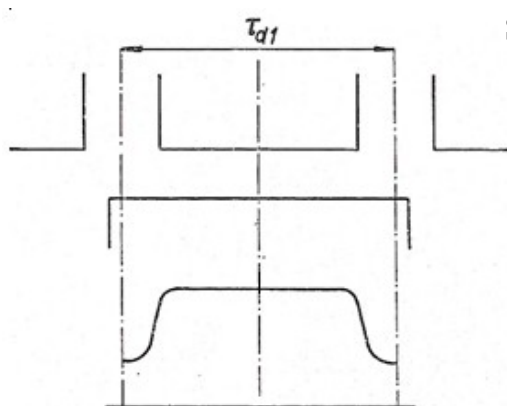
$$P_v = P_{v1} + P_{v2} = 1,37 + 2,93 = \mathbf{4,3 \text{ W}}$$

Celkové procentní povrchové ztráty p_v jsou

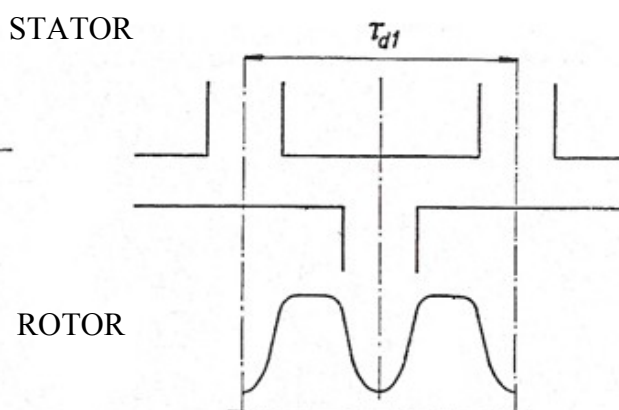
$$p_v = \frac{P_v}{P} \cdot 100 = \frac{4,3}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,39 \%}$$

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, viz. obr. 9. Je-li však zub statoru proti drážce rotoru, je magnetická vodivost vzduchové mezery minimální, viz. obr.10.



Obr. 9. Průběh B_{\max} nad drážkovou roztečí t_{d1} . [5]



Obr. 10. Průběh B_{\min} nad drážkovou roztečí t_{d1} . [5]

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. [5]

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.10 určen výrazem

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

Otáčeli-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 [5]

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

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

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

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

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

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 [5]

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

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

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

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. [5]

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 zubovoz frekvenci $f_Z = n_S Z_1 / 60$ a respektujeme-li vliv opracování koeficientem 1,8 [5], 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.

4.1. 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)

$$k_{\phi 2} = \frac{\gamma_2 \delta}{2t_{d2}} = \frac{1,78 \cdot 0,25}{2 \cdot 8,74} = \mathbf{0,026}$$

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)

$$P'_{P1} \doteq (3n_S Z_1 B_{P1})^2 \cdot 10^{-8} = (3 \cdot 3000 \cdot 18 \cdot 0,092)^2 \cdot 10^{-8} = \mathbf{2,222 W/kg}$$

Statorové pulzační ztráty

$$P_{P1} = P'_{P1} \cdot m_1 = 2,222 \cdot 4,28 = \mathbf{9,51 W}$$

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

$$P'_{P2} \doteq (3n_S Z_2 B_{P2})^2 \cdot 10^{-8} = (3 \cdot 3000 \cdot 23 \cdot 0,023)^2 \cdot 10^{-8} = \mathbf{0,227 W/kg}$$

Rotorové pulzační ztráty

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

Celkové pulzační ztráty P_p jsou

$$P_p = P_{P1} + P_{P2} = 9,51 + 0,29 = \mathbf{9,8 W}$$

Celkové procentní pulzační ztráty p_p jsou

$$p_p = \frac{P_p}{P} \cdot 100 = \frac{9,8}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,89 \%}$$

5. Ztráty klecové kotvy naprázdno

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

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

které 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

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

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 indukčního charakteru. [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 [5]

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

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

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

kam dosazujeme $B_\delta [T]$ a velikost vzduchové mezery $\delta [mm]$.

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 q , vytvořenou proudem I_2 o kmitočtu $f' = (Z_1/p)f$, že její amplituda F_q je dána součtem magnetického napětí na vzduchové mezeře a magnetického napětí podél zuby statoru [6]

$$F_q = 0,8B_q\delta' \cdot 10^6 + H_{Zq}l_Z [A]. \quad (5.8)$$

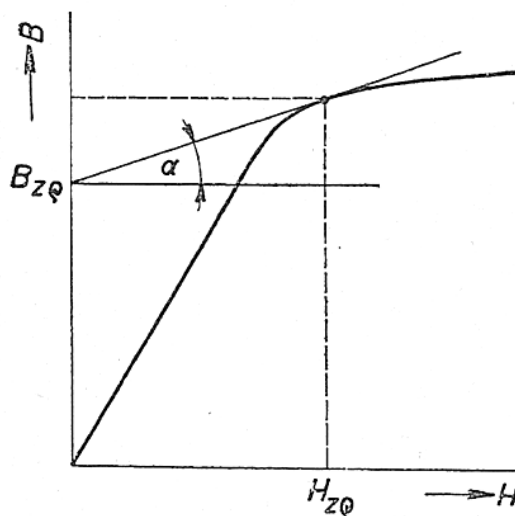
V rovnici (5.8) značí B_q [T] magnetickou indukci harmonické řádu q ve vzduchové mezeře, $\delta' = k_C\delta$, k_C je Carterův činitel a δ [mm] je vzduchová mezera, l_Z [m] je délka zuby statoru a H_{Zq} [A/m] je magnetické napětí na 1 m délky zuby pro indukci B_{Zq} v zuby. Pro H_{Zq} neplatí hodnota 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_{Zq} od přídavného vysokofrekvenčního pole, přičemž platí $B_{Zq}/B_Z \ll 1$, 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} . [6]

Podle obr. 11 platí

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

rovnice (5.9) potom přejde do tvaru

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



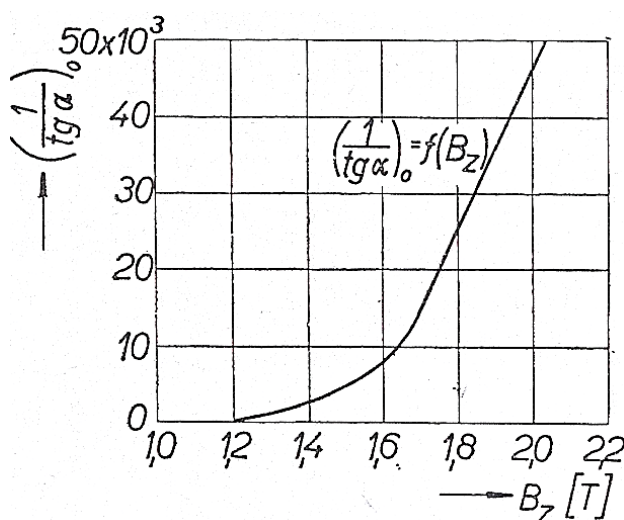
Obr. 11. K stanovení diferenciální permeability μ_{dif} . [6]

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. 12 pro různé hodnoty indukce B_Z v $\frac{1}{3}$ hloubky drážky 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 $\frac{1}{3}$ hloubky drážky 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 $\frac{1}{3}$ hloubky drážky od vzduchové mezery a b_1 je šířka drážky statoru.



Obr. 12. Průběh funkce $(1/tg \alpha)_0$ jako funkce indukce B_Z . [5]

Střední indukce B'_ϱ má hodnotu [5]

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

Pro amplitudu $B_{Z\varrho}$ v $\frac{1}{3}$ hloubky drážky 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

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

Zavedením faktoru [5]

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

lze napsat

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

Z rovnice (5.16) je tedy patrné, že harmonická magnetické indukce řádu ϱ se vlivem nasycení zubů statoru zmenší v poměru $1/K_{\varrho}$. Je-li $B_{\varrho\infty}$ hodnota harmonické magnetické indukce řádu ϱ při nekonečné permeabilitě železa, platí [5]

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

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

$$\Delta_{\varrho}\tau_{d\nu} = \left(\frac{B_{\varrho}}{B_{\nu}} \right)^2 \quad (5.18)$$

nebo podle rovnice (5.17)

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

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

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

Tím dostaneme pro činitel diferenčního rozptylu s ohledem na nasycení zubů statoru [5]

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

kde $\tau_{d\nu}$ 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 [5]

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

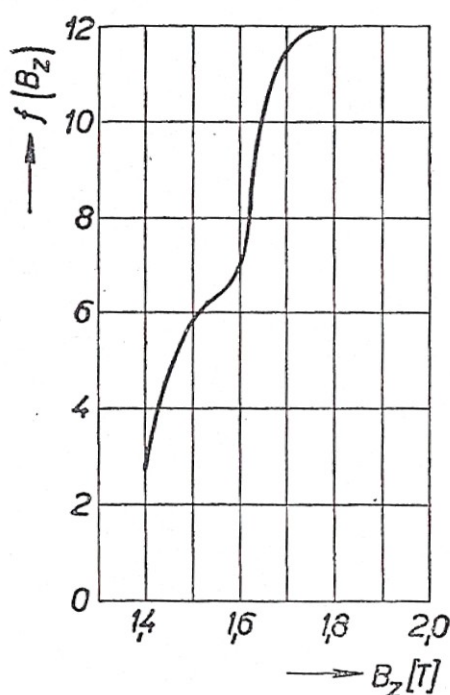
po úpravě přejde do tvaru

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

kde

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

V rovnicích (5.23) a (5.24) je F_Z [Az] úbytek magnetomotorické síly spotřebovaný pracovním polem v zubech (ampérvávity v zubech), F_δ jsou ampérvávity pro vzduchovou mezeru, B_Z [T] je indukce v zubech a H_Z [A/m] je magnetické napětí v $\frac{1}{3}$ hloubky drážky potřebné pro vybuzení indukce B_Z . Grafické znázornění funkce $f(B_Z)$ s korekcí na zploštění pole je na obr. 13. *Vlivem nasycení zubů se zmenší hlavně velikost dlouhovlnných polí.* [5]



Obr. 13. Průběh funkce $f(B_Z)$. [5]

Pro případ klecové kotvy, na niž působí drážkové pole statoru o Z_1 pólových dvojicích, dostaneme vlivem sycení snížení diferenčního rozptylu pro harmonickou řádu Z_1 , dosadíme-li [5]

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

$$q = cZ_2 \pm Z_1,$$

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

Pak platí

$$\frac{F_q}{F_v} = \frac{Z_1}{q}. \quad (5.25)$$

Podle rovnice (5.21) platí tedy pro klecovou kotvu

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

Ve skupině polí magnetomotorické síly klece řádu $q = cZ_2 \pm Z_1$ je nejdelší subharmonická řádu $q = Z_2 - Z_1$. Zmenšení této harmonické vlivem nasycení zubů bude mít rozhodující vliv na zmenšení diferenčního rozptylu [5]. 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 [5]

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

R_2 představuje odpor tyče klece [6]

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

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]

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

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

$$P_{20} = 6,25 B_\delta^2 (k_{c1} \delta)^2 \left(\frac{a_1}{2a_0}\right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \frac{R_2 Z_2 k_f}{(1 + \tau'_{dz1})^2} 10^3 [kW], \quad (5.34)$$

kde τ'_{dz1} udává rovnice (5.27) a velikost vzduchové mezery δ dosazujeme v *mm*.

5.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno

Koeficient a_0 viz. rovnice (2.2.7)

$$a_0 = \frac{1}{k_{C12}\delta} = \frac{1}{1,244 \cdot 0,25} = \mathbf{3,215}$$

Koeficient a_l viz. rovnice (2.2.8)

$$a_l = \frac{\beta_1}{\delta} F_1\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right) = \frac{0,405}{0,25} \cdot 0,7 = \mathbf{1,134}$$

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

$$F_1\left(\frac{o_1}{t_{d1}}\right) = F_1\left(\frac{2,55}{11,21}\right) = F_1(0,23) = \mathbf{0,7}$$

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

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

$$r'_1 = r_2 + \delta + a_s + \frac{1}{3} \cdot l_{Z1} = 32 + 0,25 + 0,8 + \frac{1}{3} \cdot 12,9 = \mathbf{37,25 \text{ mm}}$$

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

$$t'_{d2} = \frac{2\pi r'_2}{Z_2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 25,43}{360} = \mathbf{6,95 \text{ mm}}$$

$$r'_2 = r_2 - a_r - \frac{1}{3} \cdot l_{Z2} = 32 - 2,9 - \frac{1}{3} \cdot 11 = \mathbf{25,43 \text{ mm}}$$

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

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

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

$$\delta' = k_{C12}\delta = 1,244 \cdot 0,25 = \mathbf{0,311 \text{ mm}}$$

Pro nejdelší subharmonickou řádu $\varrho = Z_2 - Z_1$ platí podle rovnice (5.22)

$$K_\rho = 1 + \left[\frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_1}}{\frac{\rho\pi}{Z_1}} \frac{t_{d1}}{(t'_{d1} - b_1)0,9} \frac{l_{Z1}}{(\tan \alpha)_{01}} + \frac{\sin \frac{\rho\pi}{Z_2}}{\frac{\rho\pi}{Z_2}} \frac{t_{d2}}{(t'_{d2} - b_2)0,9} \frac{l_{Z2}}{(\tan \alpha)_{02}} \right] \frac{10^{-6}}{0,8\delta'}$$

$$K_\rho = 1 + \left[\frac{\sin \frac{5 \cdot \pi}{18}}{\frac{5 \cdot \pi}{18}} \cdot \frac{11,21}{(13,04 - 7,15) \cdot 0,9} \cdot \frac{12,9}{15 \cdot 10^{-3}} + \frac{\sin \frac{5 \cdot \pi}{23}}{\frac{5 \cdot \pi}{23}} \cdot \frac{8,74}{(6,95 - 2,32) \cdot 0,9} \cdot \frac{11}{2 \cdot 10^{-3}} \right] \frac{10^{-6}}{0,8 \cdot 0,311} = \mathbf{2,615}$$

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

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

$$\tau'_{dz1} \doteq \tau_{dz1} - \left(\frac{Z_1}{Z_2 - Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{K_{(Z_2 - Z_1)}^2} \right) = 14 - \left(\frac{18}{23 - 18} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{2,615^2} \right) = \mathbf{2,935}$$

Určení $(1/\tan \alpha)_{01}$ z obr. 12.

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

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

Určení $(1/\tan \alpha)_{02}$ z obr. 12.

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

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

Výpočet odporu R_2 představující rezistivitu 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)

$$I_t = 0,31 \frac{B_\delta a_1 Z_1}{a_0 a_0 Z_2} \frac{1}{1 + \tau'_d} \cdot 10^3 = 0,31 \cdot \frac{0,65}{3,213} \cdot \frac{1,134}{3,213} \cdot \frac{18}{23} \cdot \frac{1}{1 + 2,935} \cdot 10^3 = \mathbf{4,4 A}$$

Proud v kruhu I_k dle rovnice (5.32)

$$I_k = \frac{I_t}{2 \sin\left(\frac{Z_1}{Z_2} \pi\right)} = \frac{4,4}{2 \sin\left(\frac{18}{23} \pi\right)} = \mathbf{3,49 A}$$

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

$$h_{Al} = 3,3 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \pi p I_k \cdot 10}{Z_1 l}} \cdot 10^{-3} = 3,3 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \pi \cdot 1 \cdot 3,49 \cdot 10}{18 \cdot 0,075}} \cdot 10^{-3} = \mathbf{1,12 mm}$$

Výpočet koeficientu k_f pomocí rovnice (5.30)

$$k_f = h_{Al} \cdot \sqrt{\frac{f'}{f}} = 1,12 \cdot \sqrt{\frac{900}{50}} = \mathbf{4,75}$$

Přídavné ztráty P_{20} v klecovém rotoru způsobené drážkováním statoru, respektuje-li se vliv sycení

$$P_{20} = 6,25 B_{p\delta}^2 (k_{c1} \delta)^2 \left(\frac{a_1}{2a_0}\right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \frac{R_2 Z_2 k_f}{(1 + \tau'_{dz1})^2} 10^3$$

$$P_{20} = 6,25 \cdot 0,65^2 \cdot (1,244 \cdot 0,25)^2 \cdot \left(\frac{1,134}{2 \cdot 3,215}\right)^2 \cdot \left(\frac{18}{23}\right)^2 \cdot \frac{6,84 \cdot 10^{-5} \cdot 23 \cdot 4,75}{(1 + 2,935)^2} \cdot 10^3$$

$$P_{20} = \mathbf{2,35 W}$$

Celkové procentní ztráty p_{20} v klecové kotvě

$$p_{20} = \frac{P_{20}}{P} \cdot 100 = \frac{2,35}{1100} \cdot 100 = \mathbf{0,21 \%}$$

Celkové přídavné ztráty P_C asynchronního motoru jsou

$$P_C = P_v + P_p + P_{20} = 4,3 + 9,8 + 2,35 = \mathbf{16,45 W}$$

Celkové procentní přídavné ztráty p_C asynchronního motoru jsou

$$p_C = \frac{P_C}{P} \cdot 100 = \frac{16,45}{1100} \cdot 100 = \mathbf{1,5 \%}$$

6. Závěr

V této bakalářské práci jsem analyzoval přídavné ztráty naprázdno v elektrických točivých strojích, a dále jsem provedl příklad výpočtu pro zadaný asynchronní motor. 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 a počtem pólpárů, které určují synchronní otáčky stroje. V neposlední řadě má vliv na povrchové ztráty naprázdno konstrukce stroje, tedy zda-li je rotor či stator vyroben jako odlitek nebo skládaný například 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.

Celkové přídavné ztráty naprázdno pro zadaný asynchronní stroj jsem vypočetl na 1,5% celkového jmenovitého výkonu, což dobře odpovídá teoretickým předpokladům [5].

Použitá literatura

[1] G. N. Petrov.: *Elektrické stroje 2*. Academia ČSAV, Praha 1982.

[2] HAMATA, V.: *Hluk elektrických strojů*. Academia ČSAV, Praha 1987.

[3] JIRÁSEK, T.: *Vliv vyšších harmonických na hluk v elektrických strojích*. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Semestrální projekt, Brno 2008.

[4] SIEMENS Mohelnice. Katalog EM – 0607 CZ. Typ stroje: 1LA7083-2AA10.

[5] B. Heller – V. Hamata: *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Academia ČSAV, Praha 1961.

[6] Ladislav Cigánek - Miroslav Bauer: *Elektrické stroje a přístroje*. Státní nakladatelství technické literatury, Praha 1955.

PŘEHLED SYMBOLŮ A ZNAČEK

$a_0, a_1 [-]$	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 mezeru
$\pi [3,14\dots]$	Ludolfovo číslo
$\tau_{dz1} [-]$	diferenčního rozptylu
$\tau'_{dz1} [-]$	diferenční rozptyl při uvažování nasycení zubů
$f [Hz]$	kmitočet napájecí sítě
$F_1 [-]$	funkce poměru o_1/t_{d1}
$k_C [-]$	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