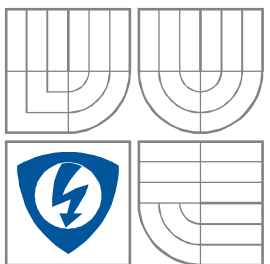


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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

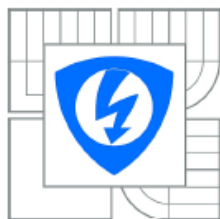
Bc. TOMÁŠ JIRÁSEK

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 částí 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 indukci 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.....

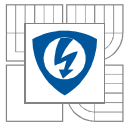
Podpis autora .....

## **Poděkování**

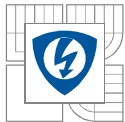
Děkuji vedoucímu Diplomové práce doc. Ing. Čestmíru Ondruškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé Diplomové práce.

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 mezeři.....	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 zešíkmení drážek.....	36
6.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno při zešíkmení drážek.....	41
7. Přídatné ztráty při zatížení.....	42
8. Vliv zešíkmení 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 $\gamma$ jako funkce poměru $o/\delta$ .....	14
Obr. 4. Průběh veličiny $\beta$ jako funkce poměru $o/\delta$ .....	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 přídavného 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 $\mu_{dif}$ .....	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 zešikmení rotorových drážek.....	36
Obr. 14. K výpočtu vlivu zešikmení rotorových drážek na přídavné ztráty.....	37
Obr. 15. K výpočtu vlivu zešikmení rotorových drážek na přídavné ztráty.....	38
Obr. 16. Vektorový diagram proudů v rotoru.....	38
Obr. 17. a), b) K výpočtu přídavných 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 Přídavných ztrát.....	48

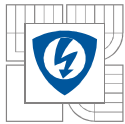




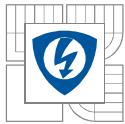
---

## 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 $o/\delta$
$\gamma$ [-]	koeficient funkce poměru $o/\delta$
$\delta'$ [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 přídatných 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 přídatné 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 přídatné 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.

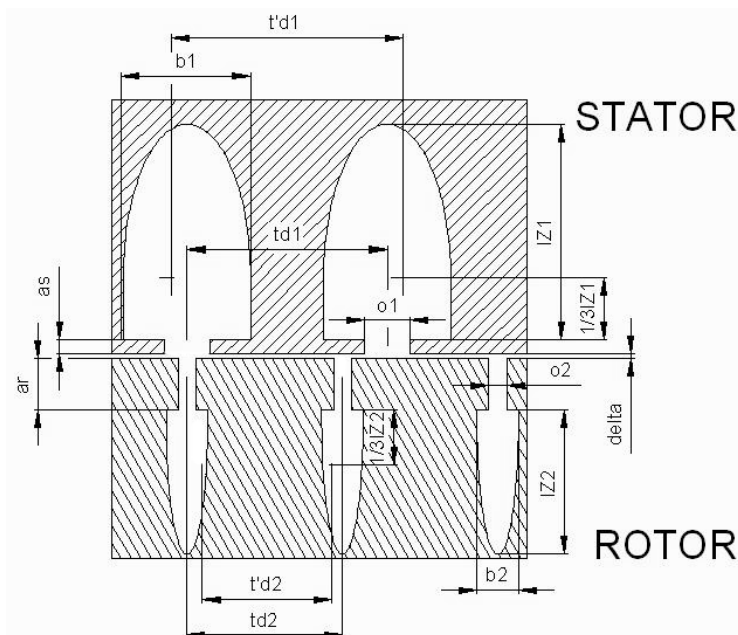
Přídatné ztráty se rozdělují na ztráty povrchové, pulzační a ztráty klecové kotvy, a to naprázdno i při zatížení. Drážkování statoru a rotoru deformuje průběh magnetického pole vzduchové mezery, čímž vznikají na povrchu statoru a rotoru vířivé proudy, které mají za následek přídatné povrchové ztráty. Tyto ztráty jsou ovlivňovány počtem drážek statoru a rotoru, velikostí vzduchové mezery a počtem pólů. V neposlední řadě má vliv na přídatné 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 přídatné 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 přídatné ztráty je proto velice složité, jsou těžko změřitelné s poměrně velkou nepřesností. V podstatě jediný způsob určení přídatných ztrát je na základě dále uvedených a praxí ověřených výpočtů, daných především geometrickými rozměry asynchronního motoru.

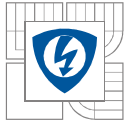
**1.1. Rozsah parametrů asynchronního motoru pro výpočet přídatných ztrát**

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	$B_{\delta}$	0,65	0,75	[T]
Šířka vzduchové mezery	$\delta$	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 <sup>2</sup> ]
Rezistivita materiálu rotoru	$\rho$	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 pólpárů.....	$2p = 2$
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

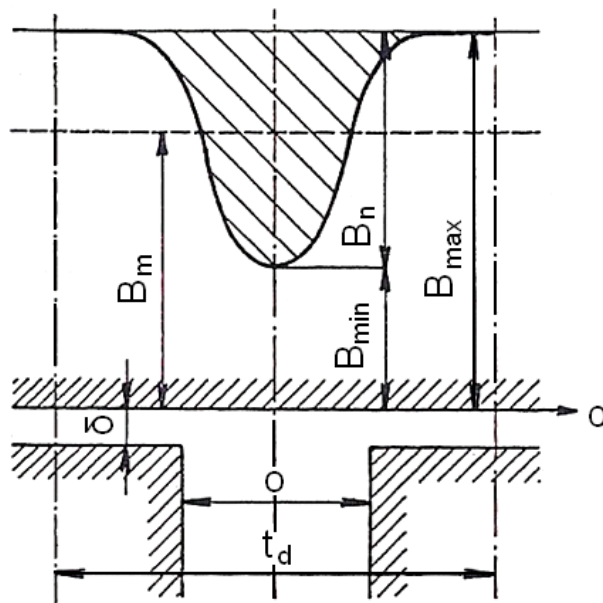
### 2.1. Carterův činitel

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  $\alpha$ , velikosti původní mezery (nyní mezery nad zubem)  $\delta$  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  $\delta$  na hodnotu  $\delta'$ . 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

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

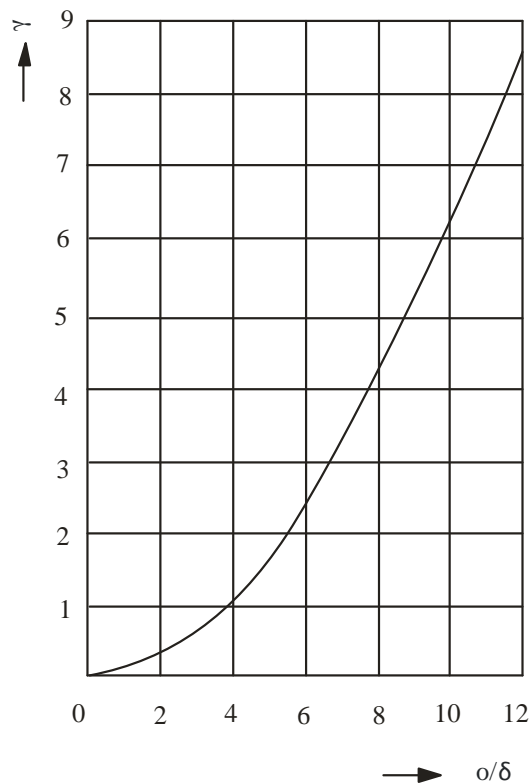
kde veličina  $\gamma$  je funkcí poměru  $o/\delta$  dle rovnice

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

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  $\gamma$  jako funkce poměru  $o/\delta$  je vynesena na Obr. 3.

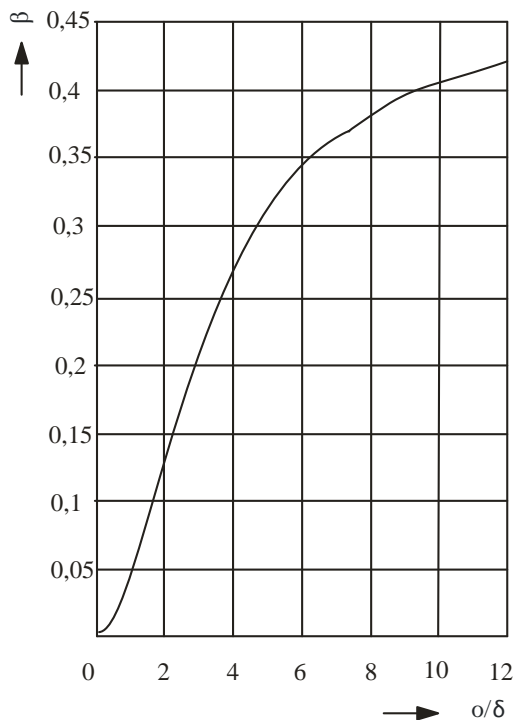


Obr. 3. Průběh veličiny  $\gamma$  jako funkce poměru  $o/\delta$ . [3]

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  $\beta$  je funkcí poměru  $o/\delta$ . Její průběh je vynesena na Obr. 4.



Obr. 4. Průběh veličiny  $\beta$  jako funkce poměru  $o/\delta$ . [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

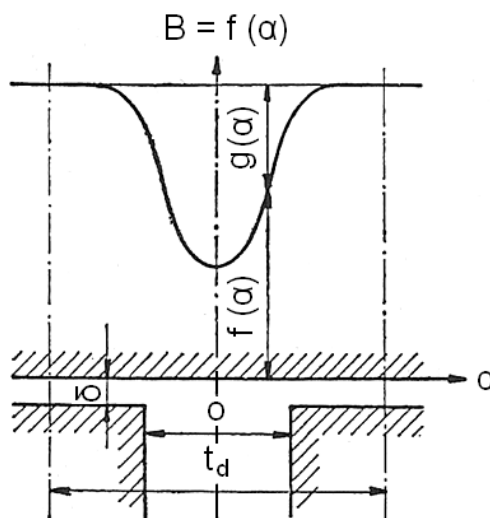
$$B = \frac{1}{\delta}. \quad (2.2.1)$$

Magnetická vodivost vzduchové mezery  $\lambda$  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  $\alpha$  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

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

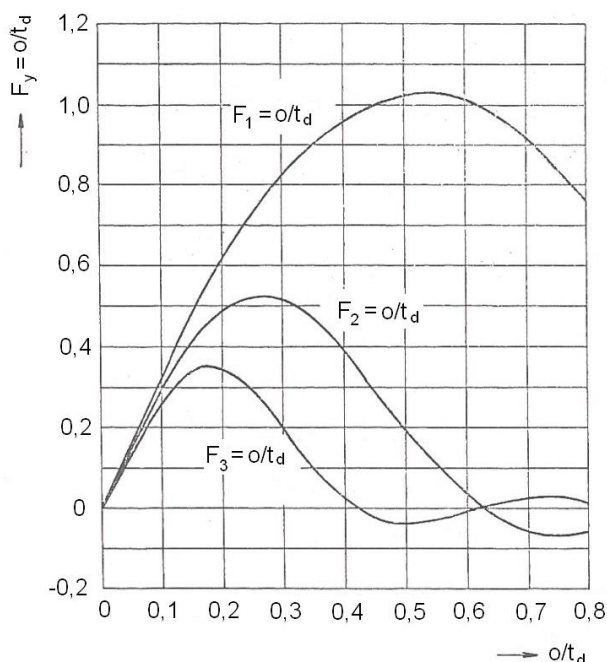
Pro koeficient  $a_1$  základní harmonické Fourierova rozvoje platí podle [2]

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

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  $\beta$ , 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

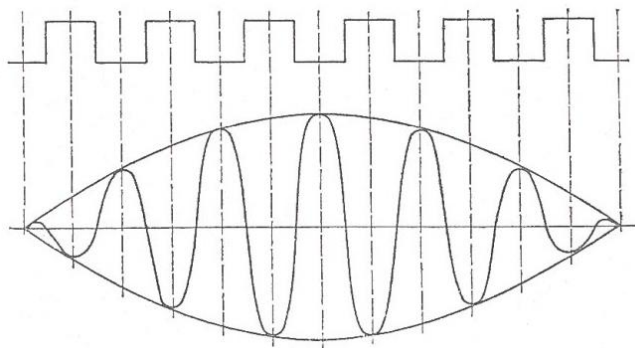
Uvažujme nejprve poměry u stroje s drážkovaným státorem a hladkým rotorem. Průběh intenzity magnetického pole o  $p$  pólových dvojicích se vlivem drážkování statoru deformuje. Výsledné pole je dáno superposicí původního pole o intenzitě

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

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]

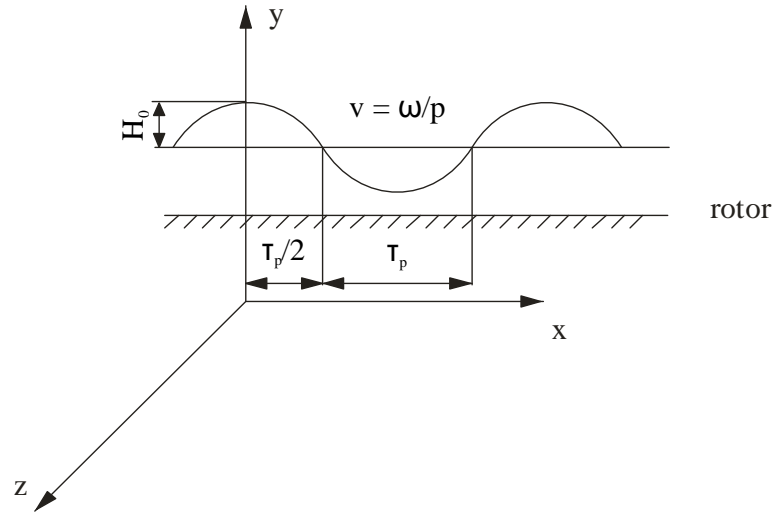
Otáčí-li se železný rotor při normálním chodu vzhledem k přidavnému poli o intenzitě  $H_1(\alpha, t)$  prakticky synchronní rychlostí  $\omega$ , vznikají na povrchu rotoru vířivé proudy, mající za následek přidavné ztráty, a tím i oteplení rotoru. Obdobně vznikají další přidavné ztráty na povrchu statoru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

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

Dosadíme-li do rovnice (3.7)  $B_0$  [T],  $t_d$  [m] a  $\rho$  [ $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ], 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  $B_\delta$  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

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

$\beta_1$  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  $\beta_1$  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  $\beta_2$  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  $\gamma_1$  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  $\gamma_2$  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  $\gamma_1$  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  $\gamma_2$  podle rovnice (2.1.5)

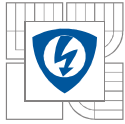
$$\gamma_2 = \frac{\left( \frac{o_2}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{o_2}{\delta}} = \frac{\left( \frac{1}{0,25} \right)^2}{5 + \frac{1}{0,25}} = \mathbf{1,778}$$

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

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

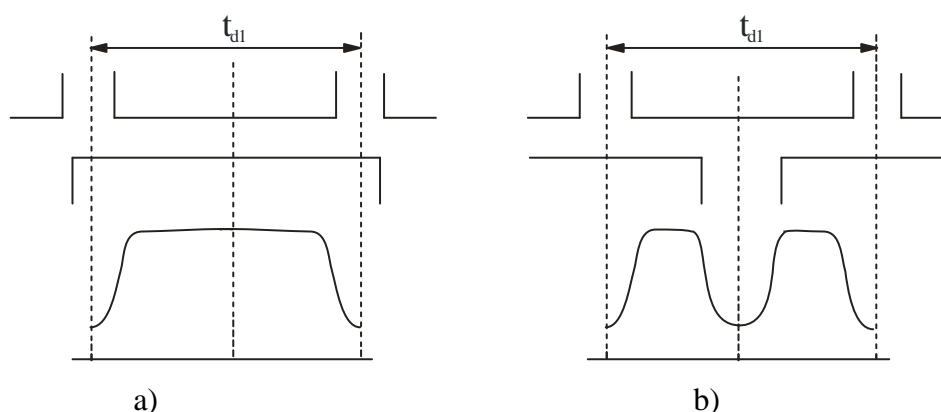
Celkové procentní povrchové ztráty  $p_v$  jsou

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



#### 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  $\Phi$  procházející statorovým zubem pak pulzuje mezi svou maximální hodnotou  $\Phi_{\max}$  a minimální hodnotou  $\Phi_{\min}$ , 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  $k_\Phi$  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  $k_\Phi$  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  $\gamma_1$  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  $\tau$  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  $\tau$  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  $\varrho$ , vytvořenou proudem  $I_2$  o kmitočtu  $f' = (Z_1/p)f$ , že její amplituda  $F_\varrho$  je dána součtem magnetického napětí na vzduchové mezeře a magnetického napětí podél zuby statoru.

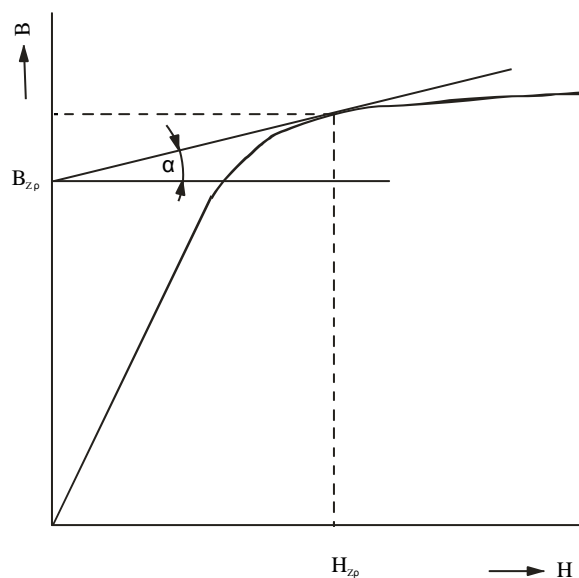
$$F_\varrho = 0,8B_\varrho\delta' \cdot 10^6 + H_{Z\varrho}l_Z [A] \quad (5.8)$$

V rovnici (5.8) značí  $B_\varrho$  [T] magnetickou indukci harmonické řádu  $\varrho$  ve vzduchové mezeře,  $\delta' = k_C\delta$ ,  $k_C$  je Carterův činitel a  $\delta$  [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  $\mu_{rev}$  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  $\mu_{rev}$  diferenciální permeabilitu  $\mu_{dif}$ . Podle obr. 10 platí

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

rovnice (5.9) potom přejde do tvaru

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



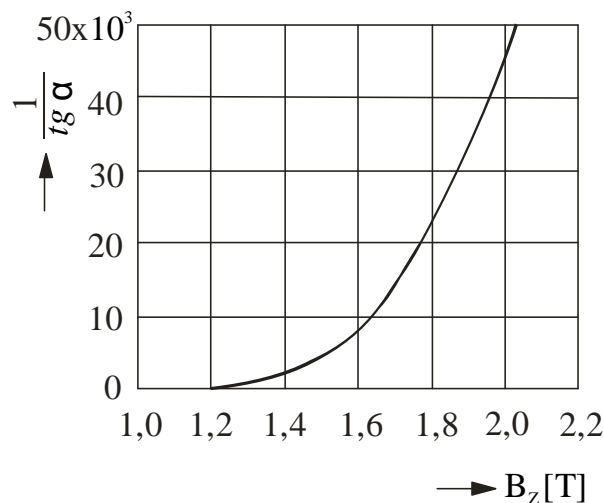
Obr. 10. K stanovení diferenciální permeability  $\mu_{dif}$ . [5]

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  $\mu_{rev}$  diferenciální permeabilitou  $\mu_{dif}$  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  $B'_\varrho$  je střední indukce harmonické řádu  $\varrho$  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  $B'_\varrho$  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  $\rho$  se vlivem nasycení zubů statoru zmenší v poměru  $1/K_{\rho}$ . Je-li  $B_{\rho\infty}$  hodnota harmonické magnetické indukce řádu  $\rho$  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  $\rho$  na diferenčním rozptylu pro harmonickou řádu  $\nu$

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

nebo podle rovnice (5.17)

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

Vlivem nasycení zubů statoru se tedy zmenšuje podíl harmonické řádu  $\rho$  na diferenčním rozptylu harmonické řádu  $\nu$  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

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

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

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

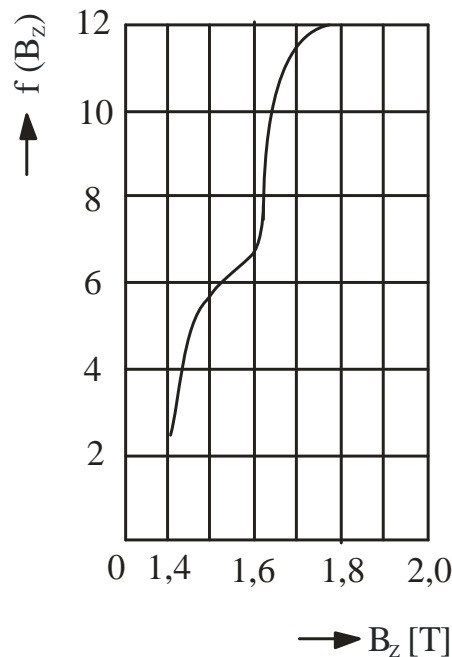
po úpravě přejde do tvaru

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

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),  $F_{\delta}$  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

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

### 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  $\tau_{dz1}$  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  $\delta'$  viz. rovnice (2.1.1)

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

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

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

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

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

Diferenční rozptyl při uvažování nasycení zubů  $\tau'_{dz1}$  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

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

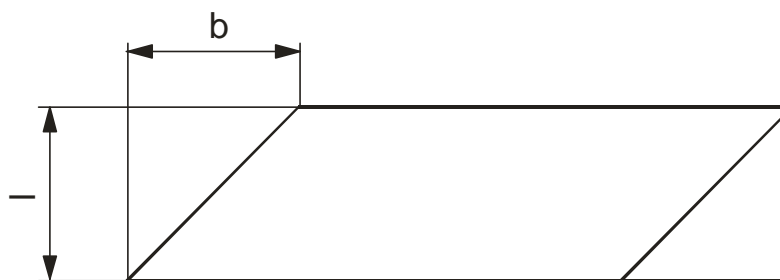
kde  $P_{20}$  jsou ztráty klece při rovných tyčích,  $Z_1$  je počet statorových drážek,  $t_{d1}$  drážková rozteč statoru a  $b$  velikost zešikmení měřená podle vrtání (obr. 13). Při natočení o jednu statorovou rozteč platí  $b = t_{d1}$  a rovnice (6.1) přejde do tvaru

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

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

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

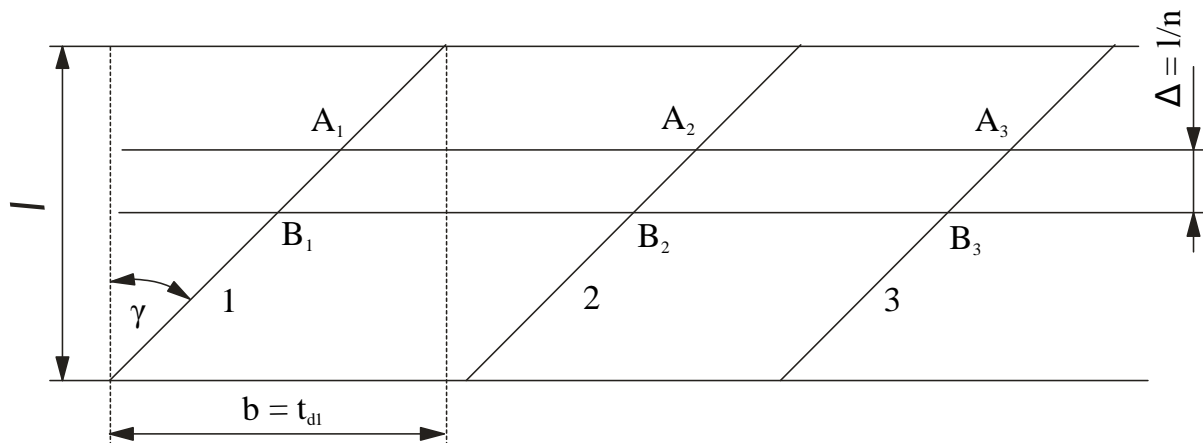
Z rovnice (6.3) tedy vyplývá, že se u izolovaných tyčí zešikmených o jednu statorovou rozteč sníží přídavné ztráty na zanedbatelnou hodnotu.



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 ( $A_1A_2A_3...A_{22}$ ) a ( $B_1B_2B_3...B_{22}$ ), 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 přídatné 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  $\gamma_P$ , 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  $\gamma_P$

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

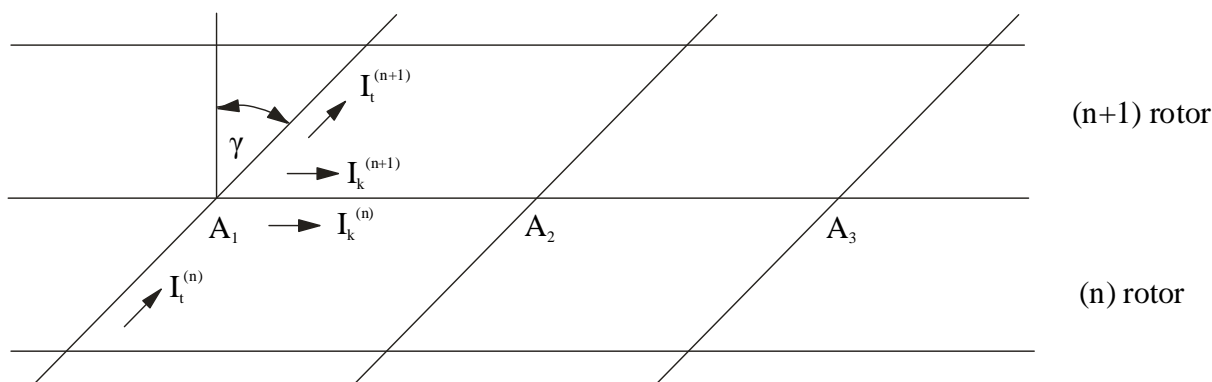
Budeme-li v dalším uvažovat  $\gamma_P = 0,35$ , dostaneme pro proud v tyči

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

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.



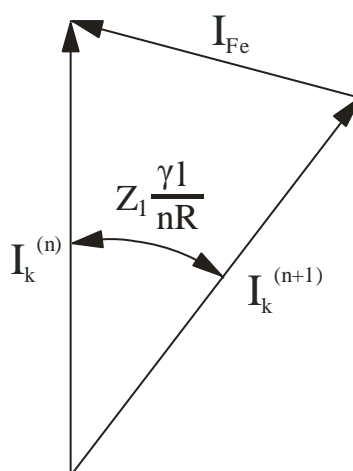
Obr. 15. K výpočtu vlivu zešikmení rotorových drážek na přídavné ztráty. [4]

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

$$I_{Fe} = 2I_k \sin \frac{l Z_1 \gamma}{R 2n} \doteq I_k \frac{bZ_1}{Rn}. \quad (6.7)$$

Jak z této rovnice vyplývá, je proud železem  $I_{Fe}$  u nezešikmených 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 [m<sup>2</sup>] 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  $I_k$  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 přídavné ztráty je uveden v kapitole 8.

### 6.1. Příklad výpočtu ztrát klecové kotvy naprázdno při zešíkmení drážek

Výpočet přidavných ztrát izolované klecové kotvy při zešíkmení 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 zešíkmení 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 zešíkmení 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 zešíkmení drážek

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

Celkové přidavné ztráty při zešíkmených 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 zešíkmených drážkách izolovaných

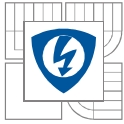
$$p_{Cš} = \frac{P_{Cš}}{P} \cdot 100 = \frac{13,96}{1100} \cdot 100 = 1,27 \%$$

Celkové přidavné ztráty při zešíkmených 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 zešíkmených 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 zešikmení drážek na přídavné ztráty při zatížení

Zešikmením 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 zešikmení drážek rotoru pouze v případě, jsou-li tyče rotoru plně izolovány proti železu rotoru. U neizolovaných tyčí zůstanou přídavné ztráty prakticky stejné jako u nezešikmených drážek.

Příčinou těchto přídavných ztrát u zešikmených 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.

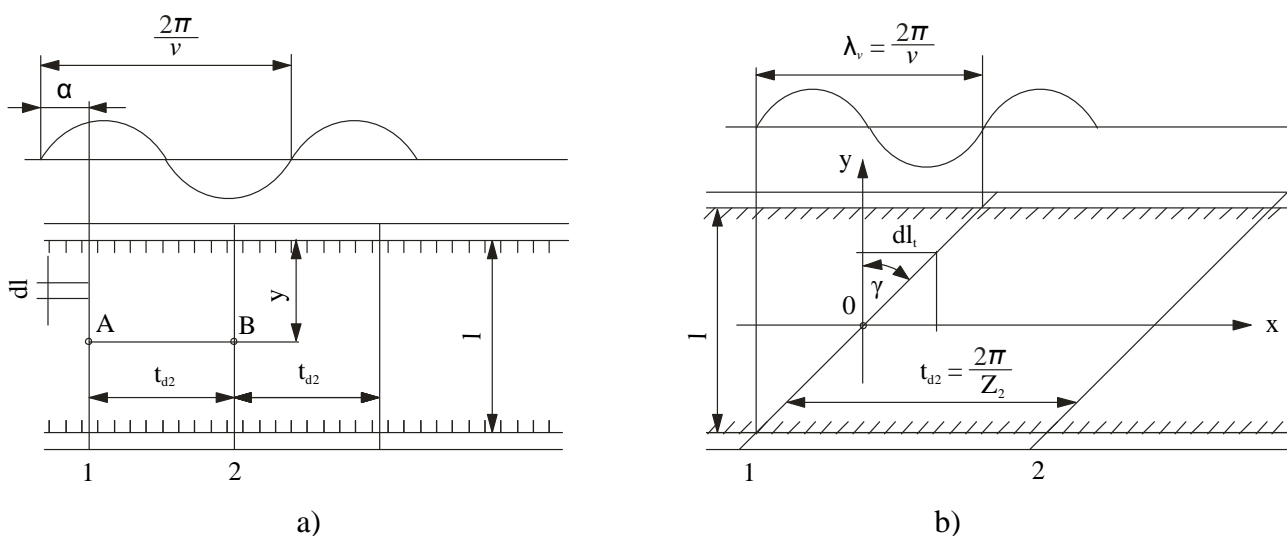
Uvažujme nejdříve neizolovanou rovnou klec, pohybující se v magnetickém poli harmonické řádu  $v$  (obr. 17) rychlostí  $v$ . V tomto případě se v každém elementu  $dl$  tyče 1 indukuje napětí  $de = B \sin \alpha dlv$  a v každém elementu tyče 2 napětí  $de = B \sin(\alpha + vt_{d2})dlv$ . Podobně v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

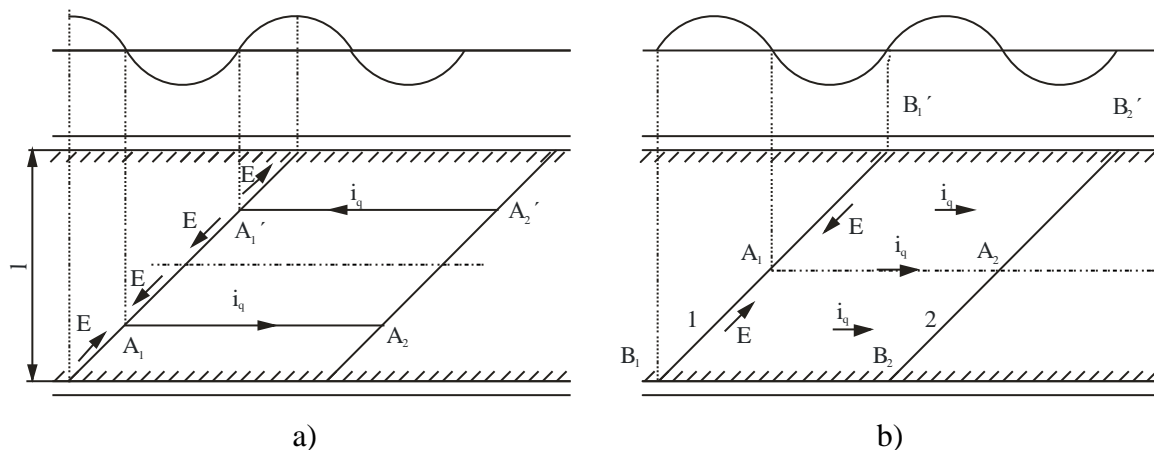
$$de = B \sin(\alpha + vy \tan \gamma) v dy, \quad (8.3)$$

kde  $\gamma$  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:

- U strojů s polouzavřenými drážkami na statoru se doporučuje podle možnosti rotor s rovnými drážkami. V tomto případě je izolování tyčí klece rotoru zbytečné.
- 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.
- U strojů s poměrem  $D/l < 1$  se doporučuje rotor vždy s natočenými drážkami a plně izolovanými tyčemi.
- U strojů s natočenými drážkami je vhodné volit statorové vinutí dvouvrstvové 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  $P_\Delta$ . 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

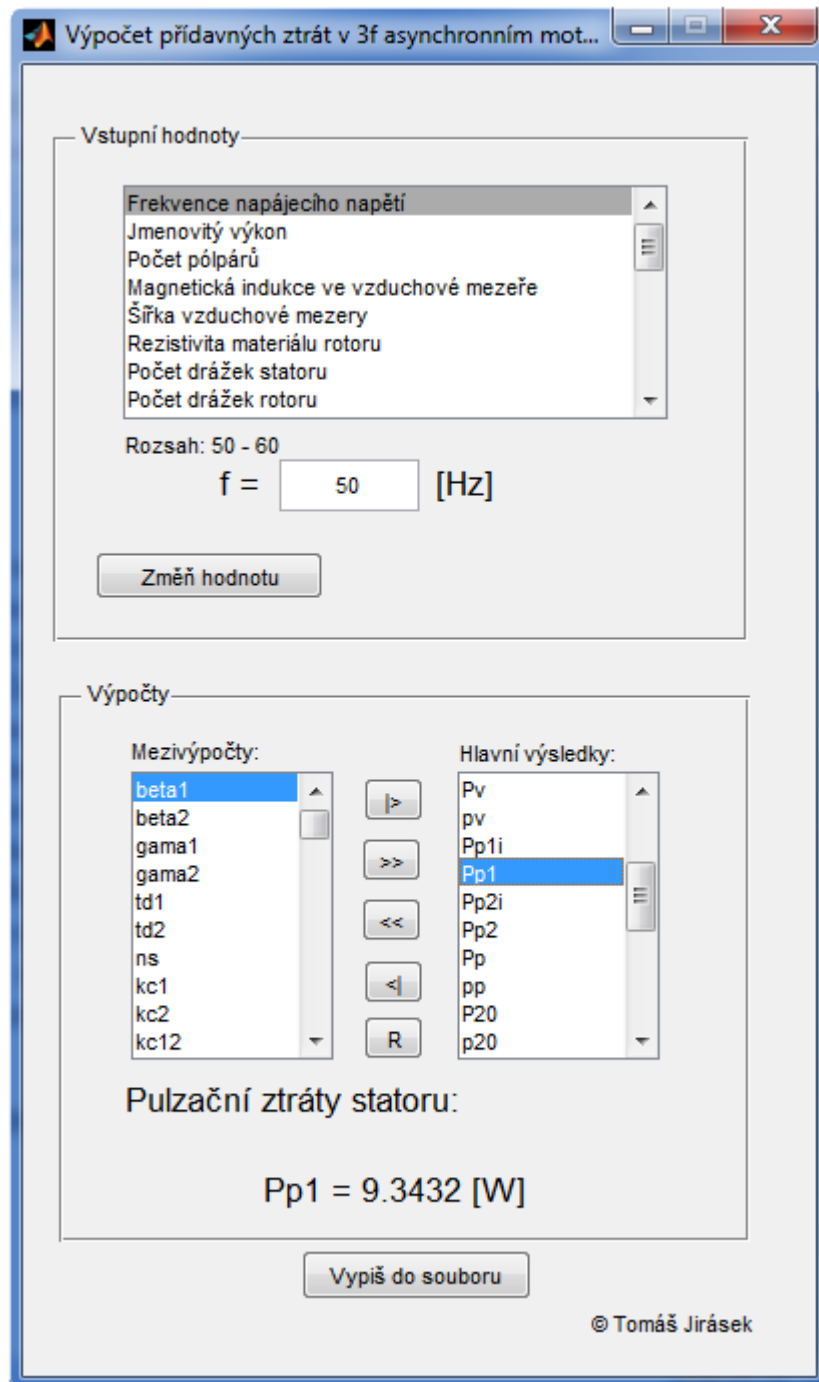
$$P_\Delta = P_{rot} + P_{Cu1} - P_{stat} - P_m [W]. \quad (9.3)$$

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 přídatných 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.

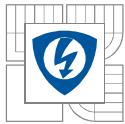
Hlavní výsledky:			
Drážková rozteč statoru:	td1	=	11.2574 [mm]
Drážková rozteč rotoru:	td2	=	8.7418 [mm]
Synchronní otáčky:	ns	=	3000.0000 [ot/min]
Carterův činitel statoru:	kc1	=	1.1793 [-]
Carterův činitel rotoru:	kc2	=	1.0536 [-]
Výsledný Carterův činitel:	kc12	=	1.2424 [-]
Měrné povrchové ztráty statoru:	Pv1i	=	102.7458 [w/m2]
Povrchové ztráty statoru:	Pv1	=	1.3721 [w]
Měrné povrchové ztráty rotoru:	Pv2i	=	252.9851 [w/m2]
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 pólpárů 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.