



**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

# **NÁVRH A ANALÝZA SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY A SOUSTŘEDĚNÝM VINUTÍM**

**DESIGN AND ANALYSIS OF PMSM WITH CONCENTRATED WINDING**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

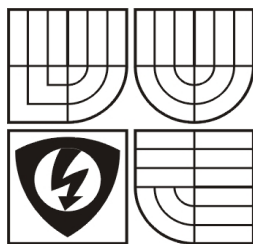
**Bc. Pavel Macek**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Diplomová práce

magisterský studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

**Student:** Bc. Pavel Macek

**Ročník:** 2

**ID:** 119317

**Akademický rok:** 2014/15

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh a analýza synchronních strojů s permanentními magnety a soustředěným vinutím

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip funkce, konstrukci a vlastnosti jednotlivých provedení synchronních strojů s PM a se soustředěným vinutím.
2. Provedte zjednodušený návrh synchronního stroje s PM a s dvouvrstvým soustředěným vinutím. Parametry navrženého stroje ověřte v programu RMxprt a metodou konečných prvků v programu Maxwell. Dosažené výsledky porovnejte.
3. Provedte návrh synchronního stroje s PM a s jednovrstvým soustředěným vinutím. Parametry navržených strojů ověřte pomocí programu Maxwell, popř. i RMxprt.
4. Porovnejte vlastnosti a parametry jednotlivých variant, diskutujte jejich výhody a nevýhody.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Hendershot, J. R. Jr., Miller, T.J.E. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Magna Physic Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [2] Vorel, P. Synchronní stroje s permanentními magnety. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2005. ISBN 80-7204-417-6
- [3] Petrov, G.N. Elektrické stroje 2. Praha: Academia. 1982.
- [4] Časopisecké a konferenční články z databáze IEEE Xplore.

**Termín zadání:** 22.9.2014

**Termín odevzdání:** 26.5.2015

**Vedoucí projektu:** Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

**Ing. Ondřej Vítek, 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

## **Abstrakt**

Synchronní stroje s permanentními magnety (PMSM) jsou v dnešní době široce využívány v mnoha průmyslových aplikacích.

V úvodu této diplomové práce je provedeno seznámení s vlastnostmi a konstrukcí jednotlivých typů synchronních strojů s permanentními magnety. Jsou popsány vlastnosti a možné rozdělení střídavých vinutí. Byl realizován analytický návrh čtyř strojů se dvěma různými typy vinutí. Tyto návrhy byly porovnány se simulacemi provedenými za pomoci programu RMXprt a následně byly jejich vlastnosti ověřeny metodou konečných prvků v programu Maxwell 2D.

Na závěr této práce bylo u všech navržených strojů provedeno jejich zhodnocení a porovnání z hlediska užitečných vlastností.

## **Abstract**

Permanent magnet synchronous machine (PMSM) are widely used in many industrial applications.

This thesis starts with familiarization with the properties and structure of each type of synchronous machines with permanent magnets. Subsequently there are described properties and possible division of AC winding types. Afterward analytical designs of four machines with two different types of winding were realized. These designs were compared by means of simulations using the RMXprt program and their properties were subsequently verified by method of finite element using the Maxwell 2D program.

Evaluation and comparison in terms of utility properties for all designs of machines were performed at the conclusion of this thesis.

## **Klíčová slova**

Synchronní stroj s permanentními magnety; vnitřní rotor; program Ansys/RMxprt; Maxwell 2D; permanentní magnety; magnetická indukce; koncentrované vinutí; metoda konečných prvků; nerovnoměrně rozložené drážky.

## **Keywords**

Permanent magnet synchronous machine; inner rotor; Ansys/RMxprt program; Maxwell 2D; permanent magnets; flux density; concentrated winding; Finite Element Analysis; unequally distributed slots.

## **Bibliografická citace**

MACEK, P. *Návrh a analýza synchronních strojů s permanentními magnety a soustředěným vinutím*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 87 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Víttek, Ph.D.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma **Návrh a analýza synchronních strojů s permanentními magnety a soustředěným vinutím** 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 26.5.2015

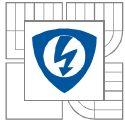
Podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ondřeji Vítkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

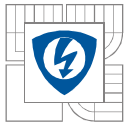
V Brně dne 26.5.2015

Podpis autora



## OBSAH

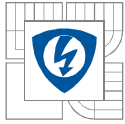
<b>OBSAH</b> .....	<b>7</b>
<b>SEZNAM OBRÁZKŮ</b> .....	<b>9</b>
<b>SEZNAM TABULEK</b> .....	<b>11</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>12</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>16</b>
<b>1 SYNCHRONNÍ STROJE</b> .....	<b>17</b>
<b>1.1 SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY</b> .....	<b>20</b>
1.1.1 SYNCHRONNÍ STROJE S RADIÁLNÍM TOKEM.....	21
1.1.2 SYNCHRONNÍ STROJE S AXIÁLNÍM TOKEM.....	23
1.1.3 SYNCHRONNÍ STROJE S TRANSVERSÁLNÍM TOKEM.....	24
<b>1.2 VINUTÍ SYNCHRONNÍCH STROJŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY</b> .....	<b>25</b>
1.2.1 ROZLOŽENÉ VINUTÍ.....	26
1.2.2 SOUSTŘEDĚNÉ VINUTÍ.....	26
1.2.3 JEDNOVRSTVÉ ZLOMKOVÉ VINUTÍ.....	28
1.2.4 DVOJVRSTVÉ ZLOMKOVÉ VINUTÍ.....	31
<b>1.3 PERMANENTNÍ MAGNETY</b> .....	<b>34</b>
1.3.1 ALNiCo MAGNETY.....	34
1.3.2 FERITOVÉ MAGNETY.....	35
1.3.3 MAGNETY SmCo.....	36
1.3.4 MAGNETY NdFeB.....	36
1.3.5 MAGNETOVÁNÍ PERMANENTNÍCH MAGNETŮ.....	37
<b>2 PMSM S DVOUVRSTVÝM SOUSTŘEDĚNÝM VINUTÍM</b> .....	<b>38</b>
<b>2.1 ANALYTICKÝ NÁVRH STROJE 1</b> .....	<b>38</b>
2.1.1 ZÁKLADNÍ GEOMETRIE.....	40
2.1.2 DRÁŽKY STATORU.....	44
2.1.3 VÝŠKA PERMANENTNÍCH MAGNETŮ A MAGNETICKÁ NAPĚTÍ.....	46
2.1.4 SYNCHRONNÍ REAKTANCE A INDUKČNOST.....	47
2.1.5 ZTRÁTY.....	49
2.1.6 ÚČINÍK A ÚČINNOST.....	51
2.1.7 HMOTNOST AKTIVNÍHO MATERIÁLU.....	52
<b>2.2 KONTROLA DEMAGNETIZACE PERMANENTNÍCH MAGNETŮ</b> .....	<b>52</b>
<b>2.3 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ STROJE 1</b> .....	<b>54</b>
<b>3 PMSM S JEDNOVRSTVÝM SOUSTŘEDĚNÝM VINUTÍM</b> .....	<b>60</b>
<b>3.1 ANALYTICKÝ NÁVRH STROJE 2</b> .....	<b>60</b>
<b>3.2 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ STROJE 2</b> .....	<b>64</b>



---

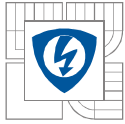
<b>4 PMSM S NEROVNOU MĚRNĚ ROZLOŽENÝMI DRÁŽKAMI.....</b>	<b>71</b>
<b>4.1 ANALYTICKÝ NÁVRH STROJE 3 .....</b>	<b>71</b>
4.1.1 ÚČINÍK A ÚČINNOST .....	74
4.1.2 HMOTNOST AKTIVNÍHO MATERIÁLU .....	74
<b>4.2 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ STROJE 3 .....</b>	<b>75</b>
<b>5 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ NAVRŽENÝCH STROJŮ 1, 2, 3.....</b>	<b>78</b>
<b>6 ZÁVĚR .....</b>	<b>82</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>84</b>
<b>PŘÍLOHY .....</b>	<b>86</b>





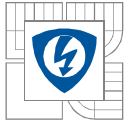
## SEZNAM OBRÁZKŮ

<b>Obr.1.1:</b> Princip činnosti synchronního stroje. [5] .....	18
<b>Obr.1.2:</b> Synchronní stroj: a) obvodový model, b) fázorový diagram, c) momentová charakteristika. [5].....	18
<b>Obr.1.3:</b> Průběhy napětí při a) sinusovém napájení, b) obdélníkovém napájení. [3].....	20
<b>Obr.1.4:</b> RFM s vyznačením směru magnetického toku. [10] .....	21
<b>Obr.1.5:</b> RFM s permanentními magnety a) na povrchu rotoru, b),c) uvnitř rotoru. ....	21
<b>Obr.1.6:</b> RFM s a) vnitřním rotorem, b) vnějším rotorem.....	22
<b>Obr.1.7:</b> Zlomkové vinutí: a) jednovrstvé soustředěné, b) dvouvrstvé soustředěné, c) jednovrstvé soustředěné s nerovnoměrně rozloženými drážkami. [11].....	22
<b>Obr.1.8:</b> AFM s vyznačením směru magnetického toku. [10] .....	23
<b>Obr.1.9:</b> AFM „Torus“, a) konstrukce, b) směr magnetického toku.[4] .....	24
<b>Obr.1.10:</b> Lineární TFM s permanentními magnety na povrchu. [4].....	24
<b>Obr.1.11:</b> Rozložené vinutí. [8] .....	26
<b>Obr.1.12:</b> Soustředěné vinutí a) jednovrstvé, b) dvouvrstvé. [8] .....	27
<b>Obr.1.13:</b> Způsob vinutí zubů pro a) jednovrstvé vinutí, b) dvouvrstvé vinutí. [8] .....	27
<b>Obr.1.14:</b> Napěťový diagram PMSM s 12/10 a 1-vrstvým vinutím. a) Princip , b) rozložení vinutí.....	30
<b>Obr.1.15:</b> PMSM s 12/10 a 1-vrstvým vinutím. a) Uložení, b) zapojení. ....	30
<b>Obr.1.16:</b> Napěťový diagram PMSM s 12/10 a 2-vrstvým vinutím. a) Princip, b) rozložení vinutí. ....	32
<b>Obr.1.17:</b> PMSM s 12/10 a 2-vrstvým vinutím. a) Uložení, b) zapojení. ....	32
<b>Obr.1.18:</b> Činitele vinutí vyšších harmonických pro oba druhy vinutí PMSM s 12/10. [4] .....	33
<b>Obr.1.19:</b> Magnety AlNiCo. [16] .....	35
<b>Obr.1.20:</b> Feritové magnety. [17] .....	35
<b>Obr.1.21:</b> SmCo magnety. [16] .....	36
<b>Obr.1.22:</b> Neodymové magnety. [19].....	37
<b>Obr.2.1:</b> Magnetizační charakteristika elektrotechnického plechu M400-50A. [21].....	39
<b>Obr.2.2:</b> Základní geometrie stroje.....	40
<b>Obr.2.3:</b> Magnetický tok ve feromagnetických částech stroje a vzduchové mezeře. [13].....	44
<b>Obr.2.4:</b> Řez statoru stroje 1. a) Umístění závitů, b) konstrukce střední délky závitu.....	49
<b>Obr.2.5:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 1 v RMxprt.....	57
<b>Obr.2.6:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 1 v RMxprt. ....	57
<b>Obr.2.7:</b> Rozložení magnetické indukce ve stroji 1. ....	58
<b>Obr.2.8:</b> Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 1. ....	58
<b>Obr.2.9:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 1. ....	59
<b>Obr.2.10:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 1.....	60
<b>Obr.3.1:</b> Řez statoru stroje 2-V2. a) Umístění závitů, b) konstrukce střední délky závitu.....	62
<b>Obr.3.2:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 2-V2 v RMxprt.....	66
<b>Obr.3.3:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V2 v RMxprt. ....	66
<b>Obr.3.4:</b> Rozložení magnetické indukce ve stroji 2-V1. ....	67
<b>Obr.3.5:</b> Rozložení magnetické indukce ve stroji 2-V2. ....	67
<b>Obr.3.6:</b> Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 2-V1. ....	68
<b>Obr.3.7:</b> Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 2-V2. ....	68



---

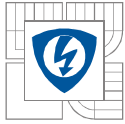
<b>Obr.3.8:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 2-V1. ....	69
<b>Obr.3.9:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 2-V2. ....	70
<b>Obr.3.10:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V1. ....	70
<b>Obr.3.11:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V2. ....	70
<b>Obr.4.1:</b> Rozložení magnetické indukce ve stroji 3. ....	76
<b>Obr.4.2:</b> Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 3. ....	76
<b>Obr.4.3:</b> Průběh statorového proudu ve stroji 3. ....	77
<b>Obr.4.4:</b> Průběh indukovaného napětí ve stroji 3. ....	77
<b>Obr.5.1:</b> Přehled ztrát a účinností analyzovaných strojů. ....	78
<b>Obr.5.2:</b> Ztráty v železe stroje 1. ....	79
<b>Obr.5.3:</b> Ztráty v železe stroje 2-V1. ....	79
<b>Obr.5.4:</b> Ztráty v železe stroje 2-V2. ....	79
<b>Obr.5.5:</b> Ztráty v železe stroje 3. ....	80
<b>Obr.5.6:</b> Porovnání účinností analyzovaných strojů se zahrnutím ztrát v PM. ....	80
<b>Obr.5.7:</b> Moment na hřídelu stroje 1. ....	81
<b>Obr.5.8:</b> Moment na hřídelu stroje 2-V1. ....	81
<b>Obr.5.9:</b> Moment na hřídelu stroje 2-V2. ....	82
<b>Obr.5.10:</b> Moment na hřídelu stroje 3. ....	82



---

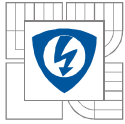
## SEZNAM TABULEK

<b>Tab.1.1:</b> Některé základní vlastností vinutí. [8] .....	28
<b>Tab.1.2:</b> Základní činitele vinutí pro jednovrstvé vinutí. [4].....	29
<b>Tab.1.3:</b> Základní činitele vinutí pro dvouvrstvé vinutí. [4].....	33
<b>Tab.2.1:</b> Souhrn a porovnání výsledků stroje s dvouvrstvým soustředěným vinutím.....	56
<b>Tab.2.2:</b> Souhrn vybraných výsledků stroje 1. ....	59
<b>Tab.3.1:</b> Souhrn a porovnání výsledků strojů s jednovrstvým soustředěným vinutím.....	65
<b>Tab.3.2:</b> Souhrn vybraných výsledků strojů 2-V1 a 2-V2.....	69
<b>Tab.4.1:</b> Souhrn vybraných výsledků stroje 3. ....	75

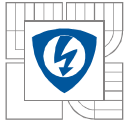


## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

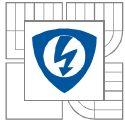
Značka	Název veličiny	Jednotka
$2p$	počet pólových dvojic	[-]
$A$	lineární hustota proudu	[Am <sup>-1</sup> ]
$a$	počet paralelních větví vinutí statoru	[-]
$B_D$	demagnetizační magnetická indukce	[T]
$B_{m\delta}$	maximální magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$B_{m\delta l}$	amplituda magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$B_{PM}$	magnetická indukce od permanentních magnetů	[T]
$B_r$	remanentní magnetická indukce	[T]
$B_t$	magnetická indukce v zubu statoru	[T]
$B_{ys}$	magnetická indukce ve jhu statoru	[T]
$B_{yr}$	magnetická indukce ve jhu rotoru	[T]
$b_0$	šířka otevření drážky	[m]
$b_t$	šířka zubu statoru	[m]
$b_{s1}$	šířka horní části drážky	[m]
$b_{s2}$	šířka drážky u paty zubu	[m]
$b_{s,av}$	střední šířka statorové drážky	[m]
$\cos\varphi$	účinník	[-]
$D_h$	průměr hřídelu	[m]
$D_i$	vnitřní průměr statoru	[m]
$D_o$	vnější průměr statoru	[m]
$D_{ri}$	vnitřní průměr rotoru	[m]
$D_{ro}$	vnější průměr rotoru	[m]
$D_{r,PM}$	vnější průměr rotoru, včetně PM	[m]
$d_{lv,NORM.}$	normalizovaný průměr vodiče statorového vinutí	[m]
$E_{(1)}$	indukované napětí	[V]
$E_f$	fázové indukované napětí	[V]
$f$	frekvence	[Hz]
$H_c$	koercitivní síla permanentního magnetu	[Am <sup>-1</sup> ]
$H_D$	demagnetizační intenzita magnetického pole	[Am <sup>-1</sup> ]
$h_0$	výška otevření drážky	[m]
$h_1$	výška rozevření drážky	[m]
$h_2$	aktivní výška drážky	[m]
$h_{PM}$	výška permanentních magnetů	[m]
$h_s$	celková výška drážky	[m]
$h_t$	výška zubu statoru	[m]
$h_{ys}$	výška jha statoru	[m]
$h_{yr}$	výška jha rotoru	[m]
$h'$	tloušťka izolace drážky	[m]
$I_d$	momentotvorná složka proudu	[A]
$I_q$	magnetizační složka proudu	[A]
$I_{max}/I_n$	proudové přetížení	[A]
$I_s$	proud statoru	[A]
$I_{tot}$	celkový proud stroje	[A]
$J_s$	proudová hustota	[Amm <sup>-2</sup> ]
$k_C$	Carterův činitel	[-]
$k_{Cu}$	činitel plnění drážky	[-]



$k_{Fe}$	činitel plnění železa	[-]
$k_w$	činitel vinutí	[-]
$k_\rho$	koeficient pro výpočet mechanických ztrát	[Ws <sup>2</sup> m <sup>-4</sup> ]
$L_d$	synchronní indukčnost v ose d	[H]
$L_q$	synchronní indukčnost v ose q	[H]
$L_{md}$	magnetizační indukčnost	[H]
$L_s$	rozptylová indukčnost drážky	[H]
$L_{s\sigma}$	celková rozptylová indukčnost statoru	[H]
$L_t$	rozptylová indukčnost v zubu	[H]
$L_w$	rozptylová indukčnost čel vinutí	[H]
$L_\delta$	rozptylová indukčnost ve vzduchové mezeře	[H]
$l_{av}$	střední délka závitů vinutí statoru	[m]
$l_{ew}$	koeficient rozptylové indukčnosti	[m]
$l_i$	délka rotoru	[m]
$l_i'$	ekvivalentní délka rotoru	[m]
$l_w$	koeficient rozptylové indukčnosti	[m]
$M$	točivý moment	[Nm]
$M_n$	jmenovitý točivý moment	[Nm]
$m$	počet fází stroje	[-]
$m_{Cu}$	hmotnost mědi	[kg]
$m_{PM}$	hmotnost PM	[kg]
$m_{ys}$	hmotnost statorového jha	[kg]
$m_{yr}$	hmotnost rotorového jha	[kg]
$m_t$	hmotnost zubů	[kg]
$m_{tot}$	celková hmotnost aktivního materiálu	[kg]
$N$	počet závitů vinutí statoru	[-]
$n_n$	jmenovité otáčky	[s <sup>-1</sup> ]
$P_{cu}$	Jouleovy ztráty ve vinutí	[W]
$P_d$	přídavné (dodatečné) ztráty	[W]
$P_{Fe}$	ztráty v železe	[W]
$P_{Feys}$	ztráty ve statorovém jhu	[W]
$P_{Feyr}$	ztráty v rotorovém jhu	[W]
$P_{in}$	příkon	[W]
$P_{mech}$	mechanické ztráty	[W]
$P_{out}$	výstupní výkon	[W]
$q$	počet drážek na pól a fázi	[-]
$Q$	počet drážek statoru	[-]
$R_{Cu}$	odpor vinutí statoru	[Ω]
$S_{Iv}$	průřez jednoho vodiče	[m <sup>2</sup> ]
$S_{Iv,NORM.}$	normalizovaný průřez vodiče statorového vinutí	[m <sup>2</sup> ]
$S_{elm}$	zdánlivý elektromagnetický výkon	[W]
$S_{Cu}$	celkový průřez vodičů	[m <sup>2</sup> ]
$S_{slot}$	aktivní průřez drážky statoru	[m <sup>2</sup> ]
$S_{slot,tot}$	celkový průřez drážky statoru	[m <sup>2</sup> ]
$s_r$	split ratio	[-]
$t_{IZOL.}$	tloušťka izolace vodiče vinutí statoru	[m]
$t_p$	pólová rozteč	[m]
$t_s$	drážková rozteč	[m]
$t_{s,av}$	drážková rozteč ve středu výšky drážky	[m]
$U_0$	indukované napětí	[V]

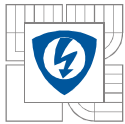


$U_1$	svorkové napětí	[V]
$U_f$	fázové napětí	[V]
$U_{m,Fe}$	celkové magnetické napětí v železe	[A]
$U_{m,PM}$	magnetické napětí permanentních magnetů	[A]
$U_{m,reakce}$	reakční magnetické napětí	[A]
$U_{m,tot}$	celkové magnetické napětí	[A]
$U_{m,\delta}$	magnetické napětí ve vzduchové mezeře	[A]
$U_s$	sdužené napětí	[V]
$V_d$	počet vodičů v drážce	[-]
$V_{d1}$	počet vodičů v jedné vrstvě	[-]
$V_s$	celkový objem statoru	[m <sup>3</sup> ]
$V_{slot}$	objem drážek statoru	[m <sup>3</sup> ]
$V_t$	objem zubů statoru	[m <sup>3</sup> ]
$V_{ys}$	objem jha statoru	[m <sup>3</sup> ]
$V_{yr}$	objem jha rotoru	[m <sup>3</sup> ]
$W_{ew}$	délka čela vinutí	[m]
$X_d$	synchronní reaktance v ose d	[Ω]
$X_s$	synchronní reaktance celková	[Ω]
$X_q$	synchronní reaktance v ose q	[Ω]
$v_r$	obvodová rychlost	[ms <sup>-1</sup> ]
$\alpha_{Cu}$	teplotní součinitel odporu mědi	[K <sup>-1</sup> ]
$\alpha_{PM}$	činitel pólového krytí	[-]
$\alpha_{ph}$	fázorový úhel	[°]
$\alpha_s$	drážkový úhel	[°]
$\beta$	zátěžný úhel	[°]
$\delta$	vzduchová mezera	[m]
$\delta_e$	ekvivalentní vzduchová mezera	[m]
$\delta_{ef}$	efektivní vzduchová mezera	[m]
$\Delta P$	celkové ztráty	[W]
$\Delta p_{10}$	měrné ztráty pro mag. indukci 1,0T	[Wkg <sup>-1</sup> ]
$\Delta p_{13}$	měrné ztráty pro mag. indukci 1,3T	[Wkg <sup>-1</sup> ]
$\Delta t$	oteplení vinutí	[K],[°C]
$\varepsilon$	poměr indukovaného a fázového napětí	[-]
$\eta$	účinnost	[%]
$L_t$	rozptylová indukčnost v zubu	[H]
$\lambda_{lew}$	koeficient měrné magnetické vodivosti	[-]
$\lambda_s$	měrná magnetická vodivost drážky	[-]
$\lambda_t$	měrná magnetická vodivost zubu	[-]
$\lambda_w$	koeficient měrné magnetické vodivosti	[-]
$\lambda_w$	měrná magnetická vodivost čel vinutí	[-]
$\Theta$	teplota	[K],[°C]
$\kappa$	součinitel zmenšení otevření drážky	[-]
$\mu_0$	permeabilita vakua	[Hm <sup>-1</sup> ]
$\mu_{rPM}$	relativní permeabilita PM	[-]
$\rho_{Cu}$	hustota mědi	[kgm <sup>-3</sup> ]
$\rho_{Fe}$	hustota železa	[kgm <sup>-3</sup> ]
$\rho_{PM}$	hustota permanentního magnetu	[kgm <sup>-3</sup> ]
$\sigma_{Cu}$	měrná vodivost mědi	[Sm <sup>-1</sup> ]
$\sigma_\delta$	rozptylový faktor	[-]
$\Phi_\delta$	magnetický tok ve vzduchové mezeře	[Wb]



---

$\Phi_{ys}$	magnetický tok ve jhu statoru	[Wb]
$\Phi_{yr}$	magnetický tok ve jhu rotoru	[Wb]
$\omega_l$	úhlová rychlost rotoru	[rads <sup>-1</sup> ]
$\omega_s$	synchronní úhlová rychlost magnetického pole	[rads <sup>-1</sup> ]
AFM	stroj s axiálním magnetickým tokem	
BLDC	elektronicky komutovaný stroj	
MMN	magnetomotorické napětí	
PM	permanentní magnet(y)	
PMSM	synchronní stroj s permanentními magnety	
RFM	stroj s radiálním magnetickým tokem	
TFM	stroj s transversálním magnetickým tokem	
stroj 1	stroj s radiálním tokem a dvouvrstvým soustředěným vinutím	
stroj 2-V1	stroj s radiálním tokem a jednovrstvým soustředěným vinutím, varianta 1	
stroj 2-V2	stroj s radiálním tokem a jednovrstvým soustředěným vinutím, varianta 2	
stroj 3	stroj s radiálním tokem, jednovrstvým soustředěným vinutím a nerovnoměrně rozloženými drážkami	



## ÚVOD

Historie synchronních strojů s permanentními magnety (PM) na rotoru je poměrně krátká, první články týkající se této problematiky se začaly objevovat až v 70-tých letech 20. století. Od té doby došlo k významnému rozvoji výzkumu v této oblasti elektrických strojů a v současné době je možné najít nespočet prací zabývajících se touto tematikou.

Synchronní stroje s PM mají v dnešní době celou řadu uplatnění a díky jejich rozvoji se počet aplikací, ve kterých jsou obsaženy, neustále zvyšuje. Stejně jako klasické synchronní stroje mohou i ty s permanentními magnety pracovat v motorickém i generátorickém režimu, což je v tomto směru nijak neomezuje. Asi nejjednodušší aplikací, kterou lze realizovat, je obyčejná náhrada klasického synchronního stroje s budícím vinutím za stroj s permanentními magnety. To může být vyžadováno zejména kvůli úspoře prostoru, ve kterém má být stroj provozován, ale také třeba nároky na rychlejší reakci stroje na řídicí impulzy. Největší uplatnění tyto elektrické stroje nacházejí v systémech, které pracují při proměnných otáčkách, v dynamickém režimu a s proměnným zátěžným momentem. Jako příklad lze uvést například vodní čerpadla, kompresory nebo pohony pro automatické výrobní linky. Své kvality synchronní stroje s PM také uplatňují při výrobě energie z obnovitelných zdrojů. Jako generátory je můžeme nalézt například u větrných elektráren.

Velmi významné zastoupení mají také v dopravní technice. Můžeme je nalézt například u hybridních automobilů, kde pracují jako dynamo, ale také jako hlavní hnací prvky. Takové stroje používá ve svých vozech například firma Toyota (typ Lexus). V současné době se hybridními pohony zabývá každý větší výrobce automobilů.

Rovněž se používají v kolejové dopravní technice. Zde se hlavně využívá jejich schopnosti vytvářet vysoký záběrný moment i při nízkých otáčkách stroje, což je důležité hlavně u tramvají.

Obrovskou výhodou synchronních strojů s PM v tramvajových vozech jsou také jejich malé rozměry, což významně usnadňuje jejich konstrukci, zvyšuje užitečný prostor a ve finále poskytuje vyšší komfort cestujícím. Jejich nevýhodou při aplikaci v tramvajových vozech je trvalé buzení při provozu.

Synchronní stroje s PM můžeme také nalézt u trakčních pohonů vlaků nebo pohonu lodí. V této oblasti v čím dál větší míře nahrazují asynchronní nebo stejnosměrné stroje. [4]



# 1 SYNCHRONNÍ STROJE

Jako každý točivý elektrický stroj, i synchronní se skládá ze dvou částí a to ze statoru a rotoru. Stator je tvořen složenými segmenty elektrotechnických plechů, v jehož drážkách je uloženo vinutí. Toto vinutí je nejčastěji připojeno k trojfázové střídavé soustavě a průchodem elektrického proudu se ve vzduchové mezeře stroje vytváří točivé magnetické pole. Jednotlivé fáze jsou prostorově posunuty vůči sobě o  $120^\circ$  elektrických. Stator synchronního stroje je konstrukčně shodný (podobný) se statorem asynchronního stroje. Synchronní stroje s PM jsou prakticky vždy napájeny z předřazeného střídače.

Hlavními parametry, které toto pole určují, jsou počet pólů stroje a frekvence napájecího napětí. Jak je patrné z (1.1), rychlost otáčení stroje je přímo závislá na frekvenci. Rychlost točivého magnetického pole statoru označujeme jako „synchronní úhlová rychlost  $\omega_s$ “ a její velikost je dána vztahem:

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p} \quad [rads^{-1}; Hz, -], \quad (1.1)$$

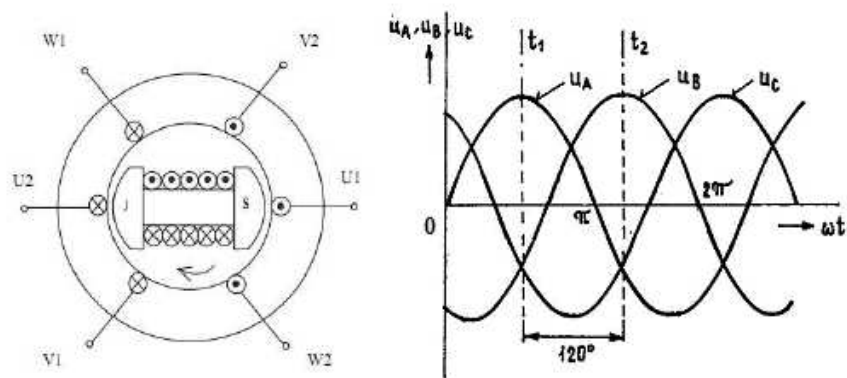
kde  $f$  je frekvence napájecího napětí a  $p$  je počet pólových dvojic stroje.

U synchronních strojů obecně může být rotor dvojího provedení, konkrétně válcový hladký, nebo s vyniklými póly. Hladký rotor se používá především u turboalternátorů a turbomotorů, které se vyznačují větší axiální délkou stroje vzhledem k průměru stroje. Jedná se o rychloběžné stroje s malým počtem pólových dvojic ( $2p = 2$  nebo  $4$ ).

Naproti tomu rotor s vyniklými póly je běžný u hydroalternátorů, které se vyznačují malou osovou délkou vzhledem k průměru stroje. Jedná se o pomaloběžné stroje, z toho důvodu jsou osazeny větším množstvím pólových dvojic. Tyto póly jsou tvořeny elektromagnety společně s budícím vinutím nebo permanentními magnety. Synchronní stroje s PM mohou být i v dalších provedeních, které budou více popsány dále.

Princip synchronního stroje lze vysvětlit následovně: průchodem stejnosměrného proudu budícím vinutím (nebo působením permanentních magnetů) se vytváří ve vzduchové mezeře stacionární magnetické pole. Vzájemnou interakcí mezi točivým magnetickým polem statoru a stacionárním polem rotoru vznikne silové působení statoru na rotor, tedy moment. Synchronní stroj může pracovat pouze v synchronních otáčkách. Z toho je zřejmé, že pokud stroj zatížíme, bude se rotor snažit kopírovat synchronní otáčky dané rychlostí otáčení magnetického točivého pole statoru. Snížení nebo zvýšení zatížení stroje nemá vliv na synchronní otáčky, ale na obě magnetické pole ve stroji, které se vůči sobě posunou o takzvaný zátěžný úhel  $\beta$ .

Podle velikosti úhlu  $\beta$  rozlišujeme tři pracovní režimy stroje. Pokud je  $\beta=0$ , synchronní stroj má nulové zatížení a výsledné magnetické pole statoru a rotoru a magnetické pole rotoru mají stejný směr, nevzniká tedy moment. Je-li zátěžný úhel  $\beta>0$ , synchronní stroj se chová jako motor a magnetické pole rotoru je za výsledným magnetickým polem statoru a rotoru opožděno právě o tento úhel. Naopak, pokud magnetické pole rotoru předbíhá výsledné magnetické pole statoru a rotoru, synchronní stroj pracuje v generátorickém režimu a zátěžný úhel má velikost  $\beta<0$ .



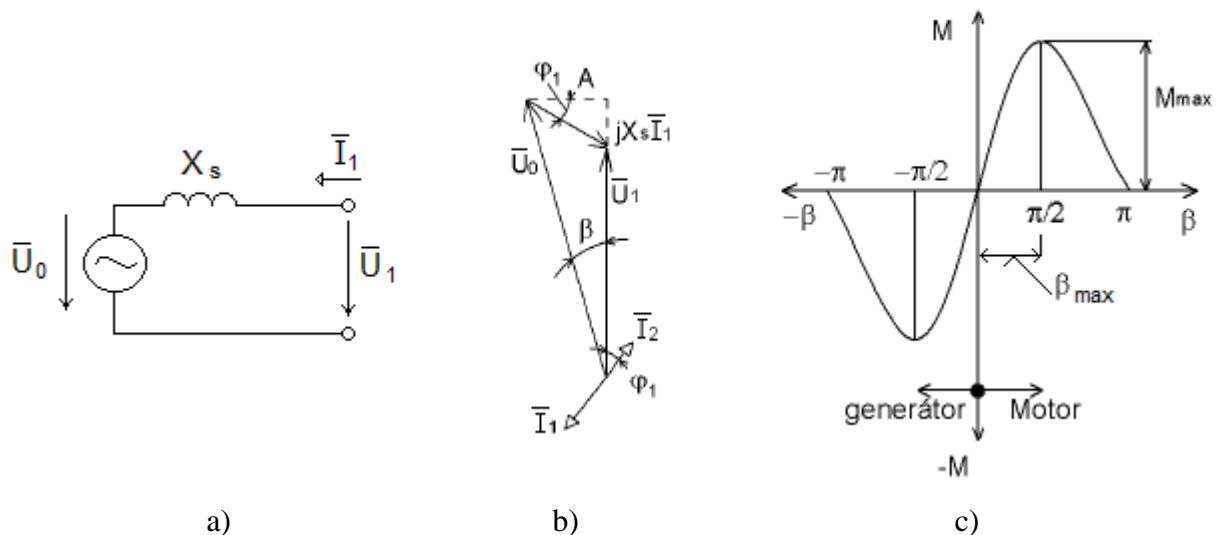
**Obr.1.1:** Princip činnosti synchronního stroje. [5]

Velikost momentu, který vznikne vzájemným působením magnetických polí statoru a rotoru, zjistíme podle vztahu:

$$M = \frac{mU_1 U_0 \sin \beta}{\omega_1 X_s}, \quad (1.2)$$

kde  $m$  je počet fází stroje,  $U_1$  svorkové napětí,  $U_0$  napětí indukované budícím tokem,  $X_s$  synchronní reaktance,  $\omega_1$  úhlová rychlost hřídele a  $\beta$  je zátěžný úhel.

Při provozu synchronního stroje je velikost zátěžného úhlu klíčová, protože pokud překročí tento úhel hodnotu  $\beta_{\max}$  ( $\pi/2$ ), stroj takzvaně „vypadne ze synchronizmu“ (**Obr.1.2c**) a tím může dojít k jeho poškození. [5]



**Obr.1.2:** Synchronní stroj: a) obvodový model, b) fázorový diagram, c) momentová charakteristika. [5]

Hlavní výhodou synchronních strojů s PM, oproti klasickým strojům s elektromagnety, je absence budícího vinutí v rotoru stroje. Díky tomu není také třeba zdroj stejnosměrného budícího

proudu a také odpadají komplikace jeho přívodu k elektromagnetům rotoru. V permanentních magnetech také nevznikají ztráty jako v budícím vinutí, což zvyšuje celkovou účinnost stroje.

Na druhou stranu v PM vznikají ztráty vířivými proudy vlivem časových a prostorových harmonických. Bohužel mají synchronní stroje s PM také řadu nevýhod, mezi ty hlavní patří vyšší cena, technologická náročnost, ale například i stav, kdy dojde k odmagnetování stroje při jeho přehřátí. Nevýhodou je i trvalé magnetické pole (buzení) od PM. Následuje přehled základních odlišností od ostatních střídavých strojů [14]:

Výhody:

- rotor neobsahuje vinutí a tedy
  - je možno jej konstruovat menší, což je velmi výhodné v aplikacích, kde záleží na co nejmenší velikosti pohonu
  - je možno jej konstruovat lehčí, což snižuje hmotnost celého stroje (zařízení)
  - má menší moment setrvačnosti a tím rychlejší odezvu na řídicí impulsy
  - není třeba složitě přivádět napájení na rotor
  - nedojde k poruše rotorového vinutí
- není třeba motor před rozběhem budit a nepotřebuje zdroj budícího proudu
- odpadá problém s přívodem proudu do buzení, absence kroužků
- vyšší účinnost, protože nejsou Jouleovy ztráty v:
  - rotoru oproti asynchronnímu stroji
  - buzení oproti synchronnímu stroji s buzením
- vyšší momentová přetížitelnost
- možnost konstrukce pomaluběžného stroje s dostatečným výkonem, který nepotřebuje převodovku, a tedy výhody spojené s absencí převodovky
- vyšší flexibilita uplatnění v průmyslu

Nevýhody:

- technologicky složitější výroba - připevnění permanentních magnetů na rotor
- složitější opravy
- vyšší cena z důvodu nezanedbatelných nákladů na permanentní magnety
- menší robustnost
- problematické odbuzování a klesající účinnost při odbuzování
- závislost magnetických vlastností permanentních magnetů na teplotě a dobrém chlazení, hrozba demagnetizace
- stálá přítomnost budícího pole ve stroji, má vždy nějaké svorkové napětí při otáčení rotoru
- problematika zkratu, při které může teoreticky dojít až k demagnetizaci permanentních magnetů
- problematika spojená s návrhem řízení těchto strojů

## 1.1 Synchronní stroje s permanentními magnety

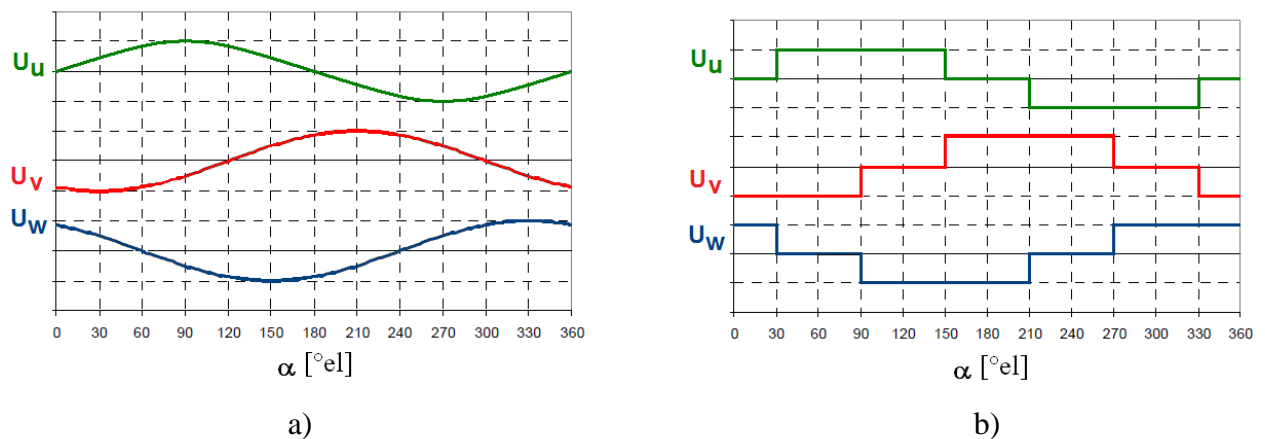
Podle způsobu napájení můžeme synchronní stroje s PM rozdělit na dvě skupiny:

- synchronní stroje s permanentními magnety (PMSM)
- elektronicky komutované stroje (BLDC)

PMSM a BLDC stroje se od sebe liší pouze způsobem napájení a řízení. PMSM jsou napájeny sinusovým napětím, zatímco BLDC jsou napájeny obdélníkovým napětím. Průběh napájecích napětí obou typů strojů je znázorněn na obrázku **Obr.1.3**.

Stroje napájené sinusovým napětím dosahují vyšší hustoty momentu a vyšší účinnosti než stroje napájené obdélníkovým napětím. Stroje s magnety na povrchu rotoru napájené sinusovým napětím vytvářejí maximální moment, pokud jsou řízeny v příčné ose (osa magnetického napětí - MMN - vinutí statoru, je elektricky kolmá na osu MMN rotorových pólů). Z tohoto důvodu musí být PMSM vybaveny přesným snímačem polohy, který tuto regulaci umožní (snímače polohy v této práci nejsou řešeny).

Naopak tomu BLDC potřebují pro svou regulaci pouze tři Hallovy sondy, které zajistí správné spínání. Díky nižším nákladům na řízení se BLDC používají hlavně v momentově méně náročných aplikacích, nevyžadujících přesnou regulaci polohy. Naopak PMSM se používají hlavně v aplikacích, ve kterých výhody přesného polohového řízení a vyšší dosažitelné hustoty momentu předčí vyšší náklady na řízení stroje. [4]



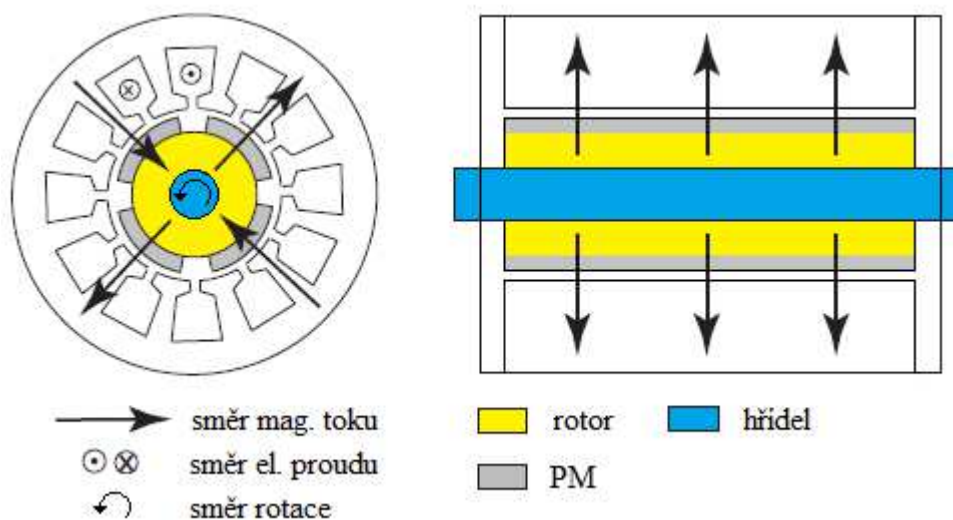
**Obr.1.3:** Průběhy napětí při a) sinusovém napájení, b) obdélníkovém napájení. [3]

Synchronní stroje se zapařtými magnety v rotoru je možné řídit i bez snímače polohy. Tyto metody využívají pro určení přesné polohy při nízkých otáčkách rozdílných hodnot indukčnosti v příčné a podélné ose. PMSM lze podle směru působení magnetického toku rozdělit na několik základních typů:

- stroje s radiálním tokem (RFM)
- stroje s axiálním tokem (AFM)
- stroje s transverzálním tokem (TFM)

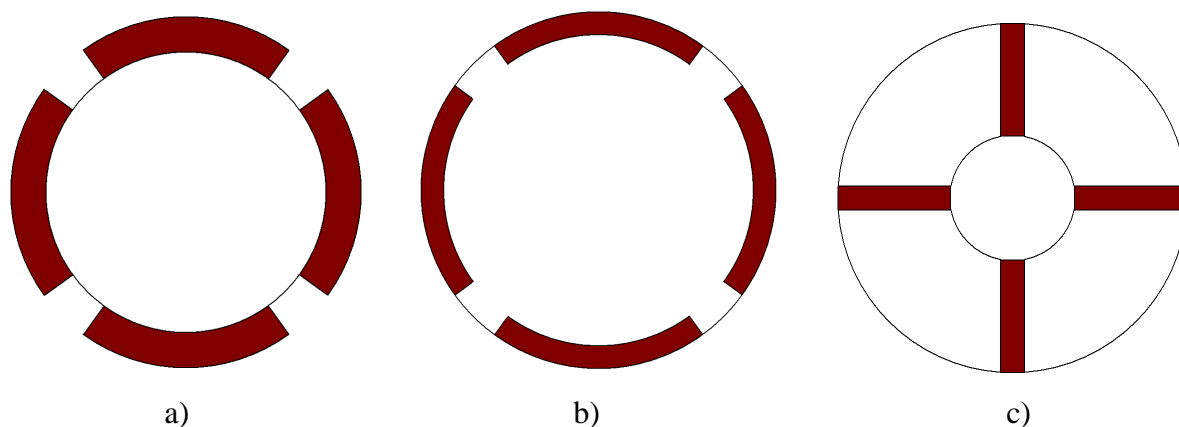
### 1.1.1 Synchronní stroje s radiálním tokem

Nejvíce používané jsou stroje s radiálním tokem (RFM). Na **Obr.1.4** je naznačen řez RFM se směrem magnetického toku. Výhodou těchto strojů je výrazně jednodušší výroba oproti zbývajícím typům.



**Obr.1.4:** RFM s vyznačením směru magnetického toku. [10]

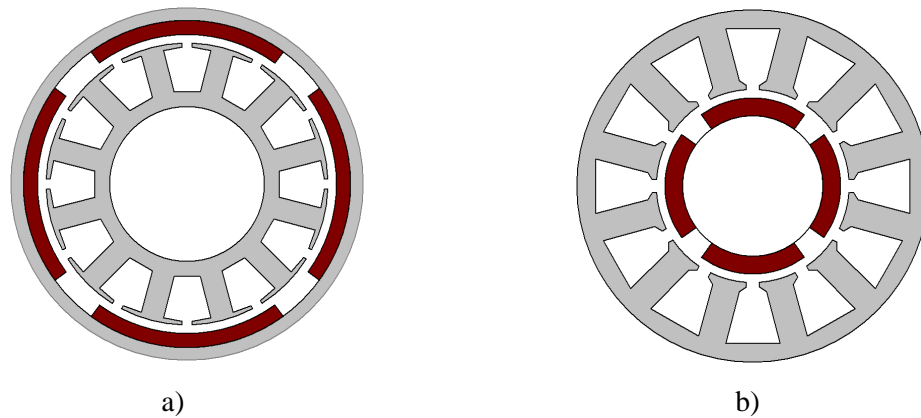
Stator je vyroben z izolovaných plechů, v jehož drážkách je umístěno nejčastěji třífázové vinutí zapojené do hvězdy. Na rotoru, který může být složen jak z plechů tak z plného materiálu, jsou umístěny permanentní magnety. Magnety mohou být nalepeny přímo na povrchu motoru, nebo jsou vloženy do tělesa rotoru (**Obr.1.5** b,c). Nevýhodou provedení strojů s magnety, uloženými uvnitř rotoru, je větší rozptyl magnetického toku, zejména kolem magnetů.



**Obr.1.5:** RFM s permanentními magnety a) na povrchu rotoru, b),c) uvnitř rotoru.

Výhodou strojů s vnějším rotorem, oproti provedení s vnitřním rotorem, je vyšší dosažitelný moment, který stroj vytvoří při zachování stejného objemu a el. proudu stroje.

Moment u RFM je závislý na jeho objemu, magnetické indukci ve vzduchové mezeře, počtu závitů vinutí a el. proudu procházejícím tímto vinutím.



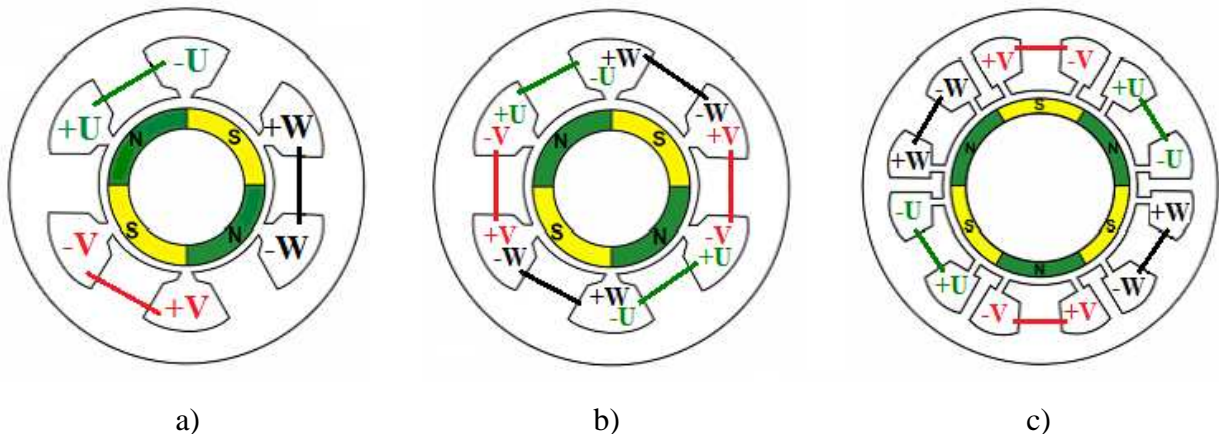
**Obr.1.6:** RFM s a) vnitřním rotorem, b) vnějším rotorem.

Průměr vzduchové mezery je u strojů s vnějším rotorem vyšší než u strojů s vnitřním rotorem, a proto mohou stroje s vnějším rotorem vytvořit vyšší moment při stejném el. proudu.

Výhodami RFM s vnitřním rotorem je jednodušší výroba vinutí i lepší tepelné vlastnosti. U RFM vzniká podstatná část ztrát ve statoru. Platí to pro pomaluběžné momentové stroje, kde jsou dominantní ztráty ve vinutí, i pro stroje vysokootáčkové, kde podstatnou část tvoří ztráty v železe statoru. U strojů s vnitřním rotorem jsou ztráty ze statoru přímo odváděny do okolního prostředí. U strojů s vnějším rotorem je odvod ztrát z vnitřního prostoru mnohem komplikovanější a je nutno brát větší ohled na správnost tepelného návrhu.

U strojů, určených pro nízké otáčky, je vhodné použít vícepólové stroje s vinutím navinutým kolem každého nebo každého druhého zubu statoru - zlomkovým vinutím. Tento typ zlomkového vinutí má počet drážek na pól a fázi vždy menší než jedna.

Výhodou těchto strojů je kratší délka čel vinutí, nižší odpor vinutí a ztráty, které ve vinutí stroje vznikají. Nevýhodou je naopak vysoký obsah vyšších harmonických MMN, buzených vinutím statoru.



**Obr.1.7:** Zlomkové vinutí: a) jednovrstvé soustředěné, b) dvouvrstvé soustředěné, c) jednovrstvé soustředěné s nerovnoměrně rozloženými drážkami. [11]



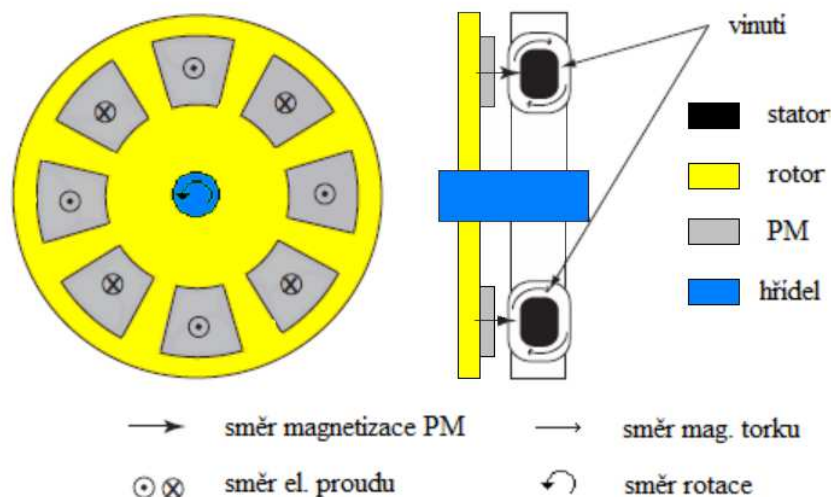
Stroje se zlomkovým vinutím mohou mít různé kombinace počtu drážek a pólů. Vhodné kombinace počtu drážek a počtu pólů jsou uvedeny například v [7][9][10][12].

Nejčastěji používanými kombinacemi počtu pólů a počtu drážek jsou takové kombinace, kde na 3 drážky statoru připadají 2 póly na rotoru, na 6 drážek připadá 5 pólů rotoru a na 12 drážek připadá 11 pólů. U rotačních strojů musí být vždy počet pólů sudý, proto možné použitelné kombinace jsou např. 12 drážek statoru / 10 pólů motoru, 24 drážek / 22 pólů atd. Pro stroje větších průměrů se mohou tato zapojení několikrát opakovat.

### 1.1.2 Synchronní stroje s axiálním tokem

Tyto stroje (AFM) mohou mít mnoho různých provedení. Výhodou všech těchto strojů je jejich malá axiální délka, která může být mnohem menší než u strojů s radiálním tokem. Proto se používají v aplikacích, kde jsou vyžadovány diskové motory s malou axiální délkou (pohony jízdnicích kol, invalidních vozíků, ...). Nevýhodou naopak je velmi komplikovaná výroba, která neumožňuje uplatnění strojního navíjení, a tím i širší využití těchto strojů v praxi. Schematický řez AFM je na **Obr.1.8**.

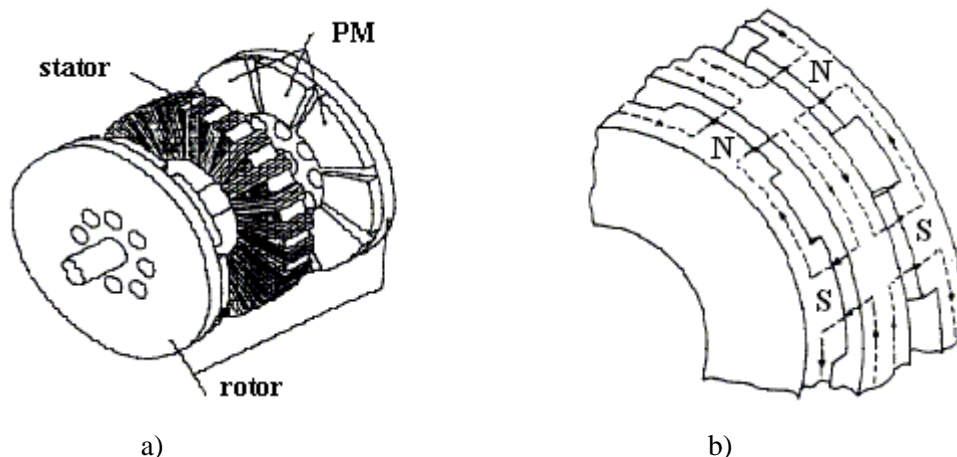
Rotor AFM je nejčastěji vyroben z plného magnetického materiálu, na jehož povrchu jsou nalepeny segmenty PM. Mnohem náročnější je výroba statoru. Pro dosažení vysokého momentu stroje je nutno, aby byl stator vyroben z magnetického materiálu. Z důvodu omezení ztrát v železe je nevhodný stator z plného materiálu. Proto je obvykle vyroben z neorientovaných elektromagnetických plechů, na jejichž obou stranách je v „drážkách“ umístěno nejčastěji třífázové vinutí. Statory strojů pro vyšší otáčky často bývají vyrobeny z amorfních slitin.



**Obr.1.8:** AFM s vyznačením směru magnetického toku. [10]

Nevýhodou AFM jsou i poměrně velké axiální síly, které vznikají mezi rotorem a státorem. Tyto síly musí být kompenzovány robustní konstrukcí celého stroje.

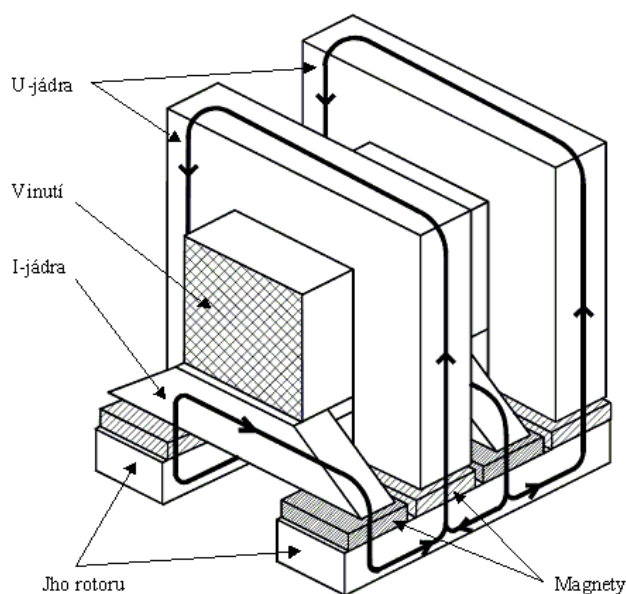
Zvláštním případem AFM je stroj, který je v anglické literatuře nejčastěji nazýván jako „TORUS“. Torus je oboustranný bezdrážkový AFM, kde vinutí statoru je navinuto přímo na prstenc, složený z pásek magnetického materiálu (**Obr.1.9**). Vinutí stroje je umístěno přímo ve vzduchové mezeře, a proto je nutno volit kompromis mezi objemem vinutí a šířkou vzduchové mezery. Výhodou tohoto provedení je mnohem jednodušší výroba statoru AFM. [4]



**Obr 1.9:** AFM „Torus“ , a) konstrukce, b) směr magnetického toku.[4]

### 1.1.3 Synchronní stroje s transversálním tokem

Stroje s transversálním tokem (TFM) jsou poměrně novým typem strojů a patří k nejméně používaným. Důvodem je velmi komplikovaná výroba, zejména statoru. Pro praktické použití jsou vhodné především jednostranné TFM, jejichž případná výroba je nejméně komplikovaná. Schématický obrázek jedné fáze lineárního TFM s magnety na povrchu je na **Obr.1.10**.



**Obr.1.10:** Lineární TFM s permanentními magnety na povrchu. [4]



Stator TFM je tvořen  $U$  a  $I$  jádry (viz **Obr.1.10**), které jsou vyrobeny z důvodu omezení ztrát v železe z izolovaných plechů. Vinutí jedné fáze je tvořeno pouze jednou cívkou, která je obklopena zmíněnými  $U$  i  $I$  jádry. Rotor jedné fáze je tvořen dvěma jhy z magnetického materiálu, na jejichž povrchu jsou nalepeny PM. Jha jedné fáze jsou vůči sobě natočena o  $180^\circ$  elektrických. U trojfázového TFM jsou pak další fáze vzájemně posunuty o  $120^\circ$ , respektive  $240^\circ$  elektrických.

Díky vhodné konstrukci jsou TFM ve většině případů vícepólové stroje s malou pólovou roztečí. Optimální pólová rozteč je přibližně 15 mm. Při kratší pólové rozteči se výrazně zvyšuje rozptylový tok mezi jednotlivými póly. Naopak při delší pólové rozteči se snižuje dosažitelná hustota momentu. Stroje s transversálním tokem se vyznačují vyšší dosažitelnou hustotou momentu než PMSM s radiálním tokem. Hustotu momentu lze dále zvýšit i použitím rotoru s koncentrací toku.

U všech typů TFM a zejména u TFM s koncentrací toku je velmi důležité správně navrhnout magnetický obvod stroje, aby nedošlo k velkému přesycení některé části magnetického obvodu. Nejkritičtějšími místy jsou zejména  $I$  jádra. Jedním z řešení, jak se vyhnout problémům s přesycením magnetického obvodu, je vyrobít stator z amorfních slitin železa. Při použití dílů z amorfních slitin stator TFM může mnohem lépe vyplnit prostor stroje, a tím zvýšit průřez magnetického obvodu. Nevýhodou amorfních slitin je horší magnetizační charakteristika i vyšší ztráty v železe, než u běžně používaných plechů. [4]

## 1.2 Vinutí synchronních strojů s permanentními magnety

Jednou z hlavních částí, stejně jako u ostatních elektrických strojů, je u strojů s PM statorové vinutí, které bývá nejčastěji trojfázové. Účelem je vytvářet točivé magnetické pole potřebné k práci stroje. V případě strojů s PM se toto pole skládá s magnetickým polem od PM a společně vytváří vnitřní moment stroje. Základním prvkem vinutí je závit (spojení dvou vodičů uložených v drážkách, které jsou od sebe vzdáleny o pólovou rozteč při plném kroku vinutí). Cívky se navíjejí izolovaným vodičem do drážek statoru. Ve vinutí vznikají Jouleovy ztráty úměrné odporu vinutí a kvadrátu el. proudu. Použitá třída izolace se odvíjí od tepelného výpočtu stroje a taktéž se musí respektovat provozní teplota PM, aby vlivem tepla od vinutí nedocházelo k přehřátí permanentních magnetů a nezměnila se jejich magnetizační charakteristika (hrozba demagnetizace). Teplo vzniklé těmito ztrátami je odváděno prouděním vzduchu a statorovým svazkem na povrch. U uzavřených strojů se vinutí zalévá epoxidovou pryskyřicí, která má lepší tepelnou vodivost než vzduch a více ochlazuje, zejména čela vinutí.

Vodiče pro statorové vinutí jsou vyráběny z elektrotechnické mědi (čistota 99,99% Cu). Pro výpočty je důležité znát tzv. činitel plnění drážky - ten udává poměr mezi plochou drážky a součtem průřezů jednotlivých vodičů v drážce. Tento činitel stanovuje technolog na základě tvaru drážky, typu vinutí a dostupných výrobních strojů. Rozsah se pohybuje v rozmezí 0,3 - 0,45 pro menší stroje a 0,5 - 0,7 pro větší stroje. [1]

Vinutí lze klasifikovat např. podle následujících kritérií :

Podle počtu drážek na pól a fázi:

- vinutí s celým počtem drážek (počet drážek na pól a fázi je celé číslo)
- vinutí zlomkové (počet drážek na pól a fázi není celé číslo)

Podle provedení:

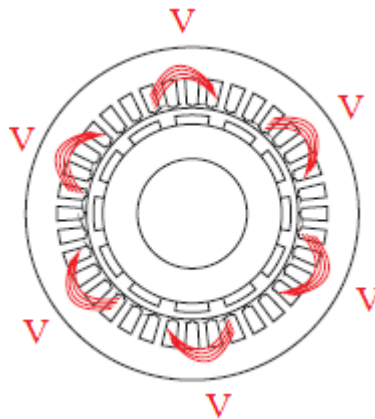
- rozložené vinutí
- soustředěné vinutí

Podle počtu vrstev v drážkách:

- jednovrstvé vinutí
- dvouvrstvé vinutí

### 1.2.1 Rozložené vinutí

Běžnější způsob navíjení trojfázových vinutí. Značnou nevýhodou je fakt, že se čela vinutí vzájemně překrývají, takže skutečný závit je delší, než jeho užitečná část ve statorovém svazku. To výrazně navyšuje ztráty ve vinutí a spotřebu materiálu, tedy cenu stroje.



**Obr.1.11:** Rozložené vinutí. [8]

Navíjení je poměrně jednoduché a levné, použitelné na širokou škálu průřezů vodiče. Cívky se do drážek natahují protahovačkou. Při tomto procesu se vzájemně obtočí a zakrotí, čímž se snižuje činitel plnění mědi. Vzhledem k potlačení reluktančního momentu je snaha o co nejmenší otevření drážky, to však zhoršuje možnosti navíjení.

Do jednotlivých drážek je vložena přídatná izolace kolem vnitřní stěny drážky. U otevření drážky je také izolace, případně se vinutí v drážce zajišťuje klínem proti pohybu.

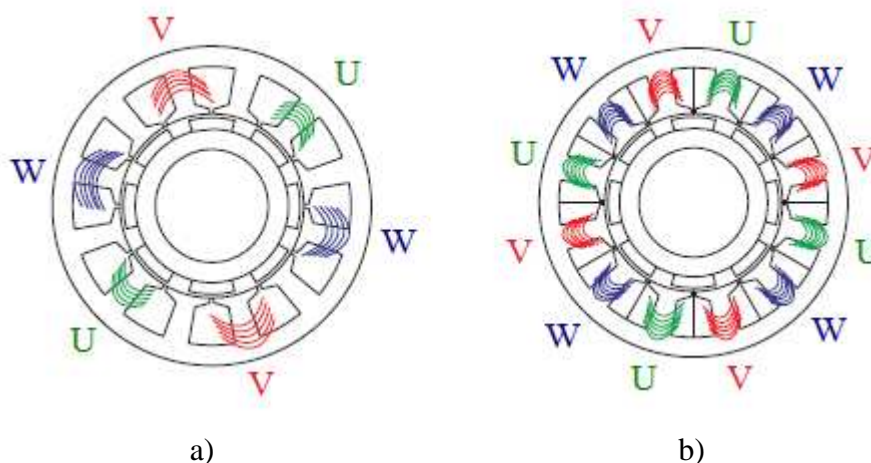
### 1.2.2 Soustředěné vinutí

Je u synchronních strojů s permanentními magnety v poslední době dost rozšířená varianta klasického rozloženého vinutí. Jeho výhoda spočívá v tom, že se čela vinutí nepřekrývají, závit daleko přesněji kopíruje zub statorového plechu. S použitím soustředěného vinutí lze dosáhnout vyššího činitele vinutí.

Činitelem vinutí uvažujeme zmenšení napětí indukovaného ve fázi vinutí el. stroje, uloženého v drážkách, ve srovnání s napětím, které by se indukovalo ve vinutí s týmž počtem závitů, ale s plným krokem, rovným pólové rozteči, a jež by bylo soustředěno do jedné cívky. [2]

Navíjení se provádí prošívačkou do celistvého statorového svazku, nebo se navíjí každý zub zvlášť a celý stator se skládá ze segmentů, které jsou po navinutí spojeny (nevýhodou jsou parazitní vzduchové mezery mezi segmenty vzniklé nemožností dokonale je spojit). Stroje s tímto vinutím jsou účinnější a menší pro stejný výkon než s rozloženým vinutím. Tento typ vinutí se provádí jako:

- jednovrstvé - vinutý každý druhý zub
- dvouvrstvé - každý statorový zub je vinutý zvlášť

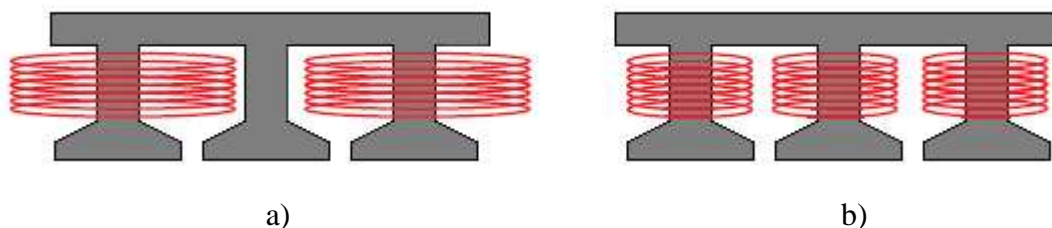


**Obr.1.12:** Soustředěné vinutí a) jednovrstvé, b) dvouvrstvé. [8]

Výhody tohoto typu vinutí, v kombinaci s vyšším počtem pólů, umožňuje dosáhnout vysokého činitele vinutí. Nevýhodou při použití vyššího počtu pólů je vysoká frekvence magnetické indukce. Pro soustředěné vinutí se používají kombinace různého počtu pólů a drážek.

Vhodnost jednotlivých kombinací lze vyčíst z technických tabulek. Jednou z nejčastějších kombinací je např. 12 drážek na 10 pólů (12/10), která je s těžší pro tuto práci.

Na **Obr.1.12** a **Obr.1.13** jsou zobrazeny rozdíly navinutí statoru s jednovrstvým soustředěným a dvouvrstvým soustředěným vinutím.



**Obr.1.13:** Způsob vinutí zubů pro a) jednovrstvé vinutí, b) dvouvrstvé vinutí. [8]

Každý typ vinutí je vhodnější pro jiný druh stroje, každý typ má své výhody i nevýhody. Přehled některých základních vlastností je uspořádán do **Tab.1.1**.

**Tab.1.1:** Některé základní vlastností vinutí. [8]

vlastnosti vinutí	jednovrstvé	dvouvrstvé
činitel vinutí 1. harmonické	vyšší	nižší
konce vinutí	delší	kratší
ztráty vířivými proudy	vyšší	nižší
momentová přetížitelnost	vyšší	nižší
celkový obsah vyšších harmonických	vyšší	nižší
zvlnění točivého momentu (cogging)	vyšší	nižší

### 1.2.3 Jednovrstvé zlomkové vinutí

U jednovrstvého zlomkového vinutí je v každé drážce umístěna pouze jedna cívková strana. Řez strojem a schéma zapojení vinutí pro stroj s 12 drážkami a 10 pólů je na **Obr.1.15**.

Výhodou tohoto typu vinutí, vzhledem k vinutí dvouvrstvému, je jednodušší výroba i zapojení vinutí. V tomto případě je nutno navinout a zapojit pouze polovinu cívek, oproti vinutí dvouvrstvému, při stejném počtu drážek statoru. Jednovrstvé vinutí dosahuje pro nejpoužívanější kombinace drážek a pólů většinou i vyššího činitele vinutí. Činitel vinutí lze nejpřesněji určit z napětového fázorového diagramu (např. **Obr.1.14**).

Pro výpočet činitele vinutí u nejpoužívanějších kombinací počtu drážek a pólů strojů s jednovrstvým vinutím lze použít následující vztahy, vypočítané hodnoty jsou pak uvedeny v **Tab.1.2**.

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{z}{n} \quad (1.3)$$

$$k_w = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} \quad (1.4)$$

$$k_w = \sin\left(\frac{2p}{Q} \frac{\pi}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} \quad (1.5)$$

Tab.1.2: Základní činitele vinutí pro jednovrstvé vinutí. [4]

Počet drážek		Počet pólů							
		Činitel vinutí							
6	2p		2	4	6	8			
	$k_w$		1,000	0,866	X	0,866			
12	2p		8	10	12	14	16		
	$k_w$		0,866	0,966	X	0,966	0,866		
18	2p		12	16	18	20	24		
	$k_w$		0,866	0,945	X	0,945	0,866		
24	2p	16	18	20	22	24	26	28	32
	$k_w$	0,866	X	0,966	0,958	X	0,958	0,966	0,866
36	2p	24	30	32	34	36	38	40	42
	$k_w$	0,866	0,966	0,945	0,956	X	0,956	0,945	0,966

V rovnici (1.3) je zlomek zkrácen na nejmenší celé hodnoty parametrů  $z$  a  $n$ . Pokud  $n$  je liché číslo, vypočítá se činitel vinutí pomocí vztahu (1.4). Pokud je  $n$  číslo sudé, vypočítá se činitel vinutí pomocí vztahu (1.5). U jednovrstvého vinutí, aby vinutí mělo praktický význam, musí být počet drážek dělitelný 6. U rotačních strojů musí být počet pólů vždy sudý.

**Příklad 1:** Určete graficky i početně činitel vinutí stroje s  $Q = 12$  a  $2p = 5$  a jednovrstvým soustředěným vinutím.

Graficky:

Úhel mezi fázory napěťového diagramu bude

$$\alpha_{ph} = \frac{360^\circ}{Q} = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ \quad (1.6)$$

a úhel mezi fázory jednotlivých fází (drážkový úhel)

$$\alpha_s = \frac{p \cdot 360^\circ}{Q} = \frac{5 \cdot 360^\circ}{12} = 150^\circ. \quad (1.7)$$

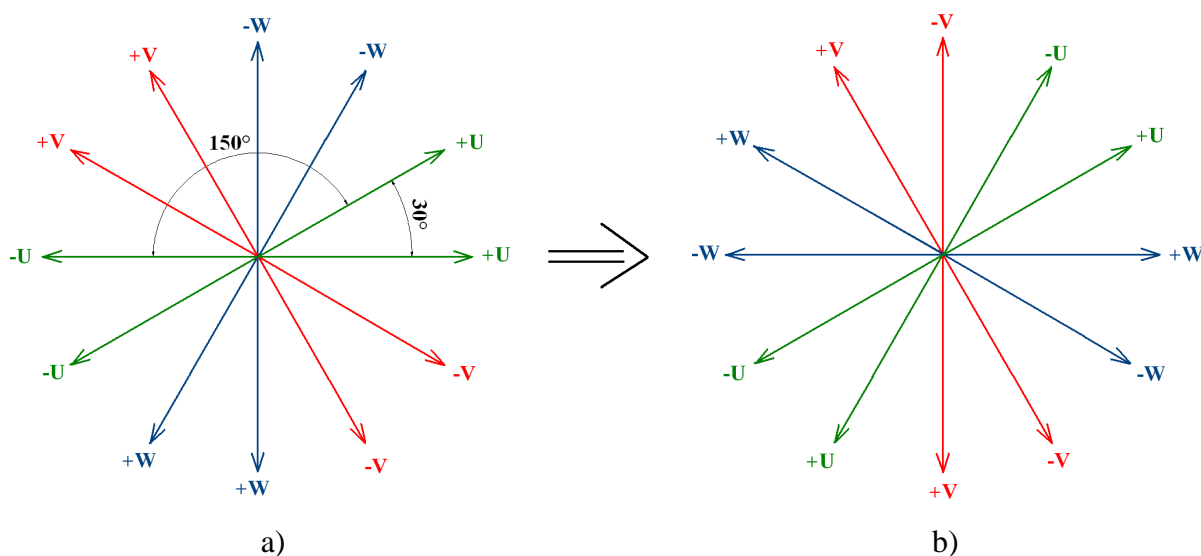
Činitel vinutí

$$k_w = \frac{E}{\sum E_1} = \frac{4 \cdot E_1 \cdot \cos 15^\circ}{4} = \frac{3,8637}{4} \doteq 0,966. \quad (1.8)$$

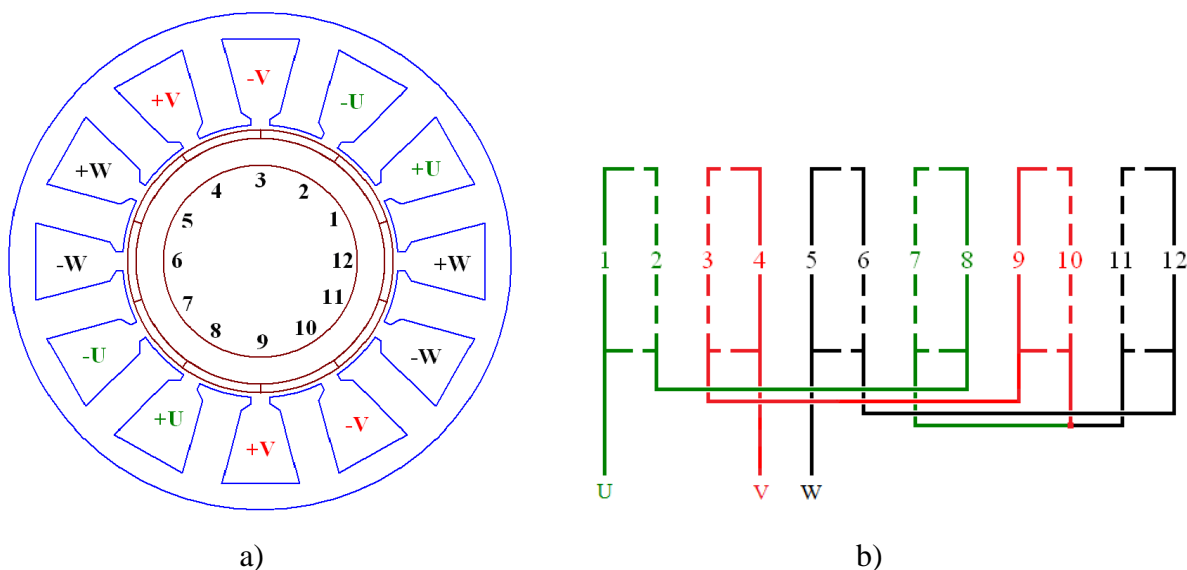
Početně:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{2 \cdot 5 \cdot 3} = \frac{12}{30} = \frac{2}{5}, \quad (1.9)$$

$$k_w = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{5 \cdot 0,4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 0,4}\right)} \doteq 0,966. \quad (1.10)$$



**Obr.1.14:** Napěťový diagram PMSM s 12/10 a 1-vrstvým vinutím. a) Princip , b) rozložení vinutí.



**Obr.1.15:** PMSM s 12/10 a 1-vrstvým vinutím. a) Uložení, b) zapojení.

Pro zjednodušení výroby jednovrstvého vinutí mohou být použity speciální řezy s obdélníkovou nebo lichoběžníkovou drážkou. U takového řezu může být rozdílná šířka vinutého i nevinutého zubu, díky tomu se může zvýšit průřez drážky a snížit ztráty ve vinutí. Tato úprava má ovšem za následek mírné snížení momentu motoru a zvýšení coggingu (parazitního reluktančního momentu) stroje. [4]

### 1.2.4 Dvojvrstvé zlomkové vinutí

U dvouvrstvého zlomkového vinutí jsou v každé drážce uloženy dvě cívkové strany (**Obr.1.17**), počet cívek je rovný počtu drážek, a proto je výroba i zapojení tohoto vinutí komplikovanější.

Činitel dvouvrstvého vinutí je pro nejpoužívanější kombinace počtu drážek a pólů stejný nebo nižší než u jednovrstvého vinutí. Činitel dvouvrstvého vinutí lze opět určit z napěťového fázorového diagramu nebo pomocí vztahů (1.3) a (1.5).

U dvouvrstvého vinutí musí být počet drážek dělitelný 3, díky tomu pro dvouvrstvé vinutí existuje mnohem více kombinací počtu drážek a pólů, než pro jednovrstvá vinutí.

**Příklad 2:** Určete graficky i početně činitel vinutí stroje s  $Q = 12$  a  $2p = 5$  a dvouvrstvým soustředěným vinutím.

Graficky:

Úhel mezi fázory napěťového diagramu bude

$$\alpha_{ph} = \frac{360^\circ}{Q} = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ \quad (1.11)$$

a úhel mezi fázory jednotlivých fází (drážkový úhel)

$$\alpha_s = \frac{p \cdot 360^\circ}{Q} = \frac{5 \cdot 360^\circ}{12} = 150^\circ. \quad (1.12)$$

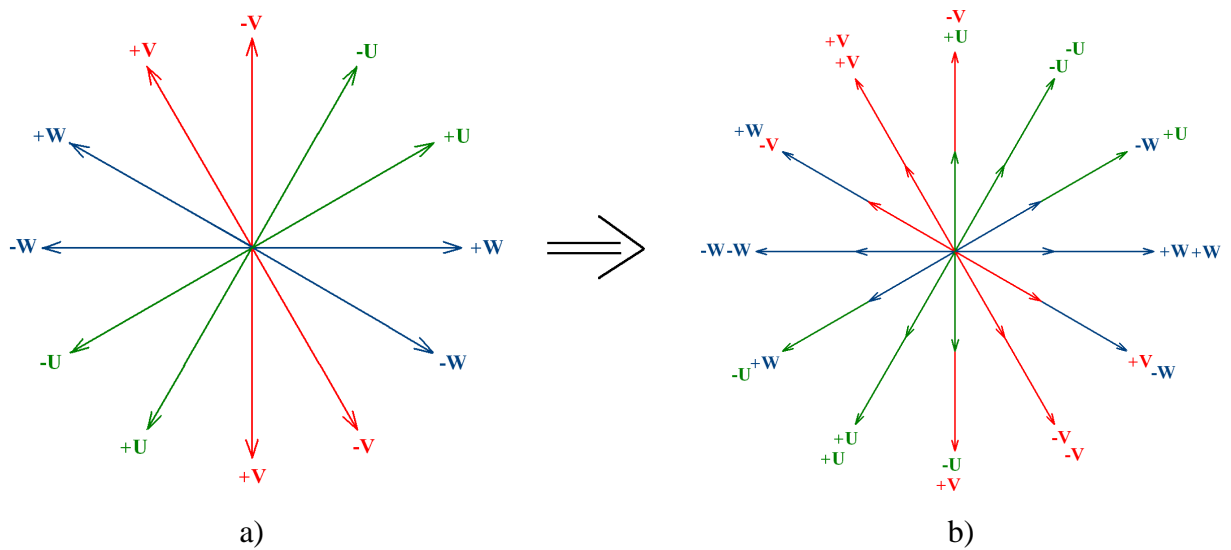
Činitel vinutí

$$k_w = \frac{E}{\sum E_1} = \frac{4 \cdot E_1 + 4 \cdot E_1 \cdot \cos 30^\circ}{8} = \frac{7,4641}{8} \doteq 0,933. \quad (1.13)$$

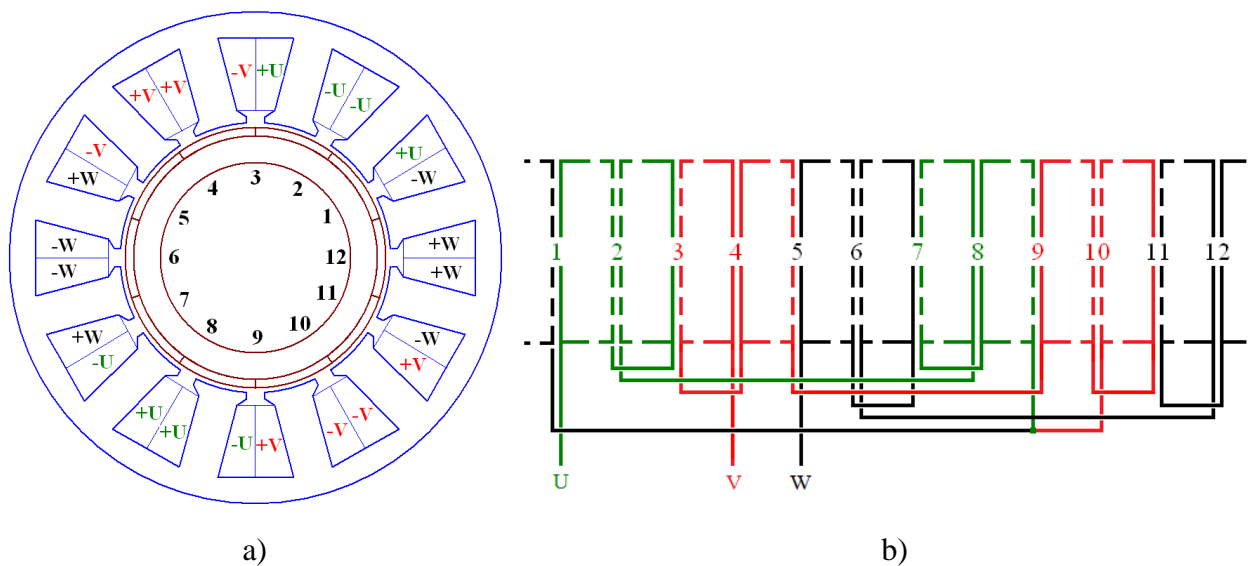
Početně:

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{2 \cdot 5 \cdot 3} = \frac{12}{30} = \frac{2}{5}, \quad (1.14)$$

$$k_w = \sin\left(\frac{2p\pi}{Q}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} = \sin\left(\frac{2 \cdot 5 \pi}{12 \cdot 2}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{5 \cdot 0,4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 0,4}\right)} \doteq 0,933. \quad (1.15)$$



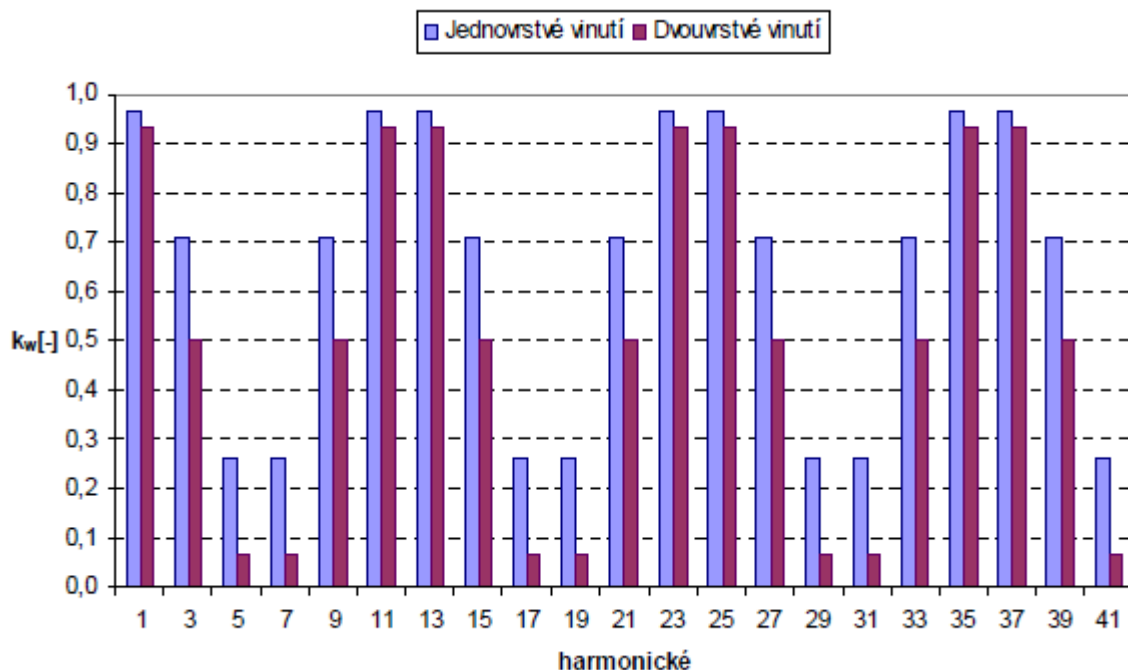
**Obr.1.16:** Napěťový diagram PMSM s 12/10 a 2-vrstvým vinutím. a) Princip, b) rozložení vinutí.



**Obr.1.17:** PMSM s 12/10 a 2-vrstvým vinutím. a) Uložení, b) zapojení.

Výhod dvouvrstvého vinutí oproti jednovrstvému vinutí je hned několik. Díky uložení dvou cívkových stran v každé drážce a menšímu průřezu cívek dojde ke zkrácení čel vinutí i ke zmenšení ztrát ve vinutí, i zkrácení celkové axiální délky stroje. Při použití dvouvrstvého vinutí se zmenší amplituda vyšších harmonických MMN tohoto vinutí, viz **Obr.1.18**. [4]





**Obr.1.18:** Činitele vinutí vyšších harmonických pro oba druhy vinutí PMSM s 12/10. [4]

Činitele základní harmonické dvouvrstvého vinutí pro vybrané kombinace počtu pólů a drážek jsou uvedeny v **Tab.1.3**.

**Tab.1.3:** Základní činitele vinutí pro dvouvrstvé vinutí. [4]

Počet drážek		Počet pólů								
		Činitel vinutí								
6	2p			4	6	8				
	$k_w$			0,866	X	0,866				
9	2p		6	8	10	12				
	$k_w$		0,866	0,945	0,945	0,866				
12	2p		8	10	12	14	16			
	$k_w$		0,866	0,933	X	0,933	0,866			
18	2p		12	14	16	18	20	22	24	
	$k_w$		0,866	0,902	0,945	X	0,945	0,902	0,866	
24	2p		16	20	22	24	26	28	32	
	$k_w$		0,866	0,933	0,949	X	0,949	0,933	0,866	
36	2p		24	30	32	34	36	38	40	42
	$k_w$		0,866	0,933	0,945	0,953	X	0,953	0,945	0,933
48	2p		38	40	44	46	48	50	52	56
	$k_w$		0,905	0,933	0,949	0,954	X	0,954	0,949	0,933

Z porovnání hodnot v **Tab.1.2** a **Tab.1.3** je zřejmé, že se u stroje s 10/12 a dvouvrstvým vinutím zmenšila amplituda základní harmonické, oproti vinutí jednovrstvému, z hodnoty 0,966 na hodnotu 0,933. Současně se zmenšily i vyšší harmonické dvouvrstvého vinutí (viz **Obr.1.18**). Při použití jiné kombinace počtu drážek a pólů může být pokles základní harmonické i menší.

Zmenšení amplitud vyšších harmonických vinutí má za následek snížení přídavných ztrát ve stroji.

Stroje s dvouvrstvým zlomkovým vinutím vytvářejí moment s menším zvlněním, což je vhodné zejména pro aplikace, kdy je vyžadována velmi přesná regulace polohy stroje (servomotory). Další výhodou dvouvrstvého vinutí je rovnoměrnější rozložení magnetické indukce v celém statorovém řezu. Rozdíl je patrný zejména při vyšším zatížení. [4]

### 1.3 Permanentní magnety

Permanentní magnety (PM) jsou základem každého stroje, jenž je využívá ke své činnosti, a zásadně ovlivňují vlastnosti tohoto stroje. Důležité jsou jejich charakteristiky (magnetizační, demagnetizační) i závislost na okolních vlivech, případně jejich vlastnosti jako obrobitelnost, tvárnost, odolnost vůči vnějším vlivům atd. Demagnetizační charakteristika je závislá na teplotě - remanentní magnetická indukce  $B_r$ , a koercitivní intenzita magnetického pole  $H_c$  (koercitivní síla) klesají s rostoucí teplotou magnetů (viz **Příloha B**).

Rozdělení v současné době používaných PM v průmyslových aplikacích:

- **AlNiCo** - sloučeniny hliníku, niklu, kobaltu a železa.
- **Ferity** - tvořeny sloučeninami baria a stroncia.
- **Magnety ze vzácných zemin** -  $\text{SmCo}_5$  (samarium - kobalt),  $\text{NdFeB}$  (neodym - železo - bor)

#### 1.3.1 AlNiCo magnety

„Magnety AlNiCo se masově vyrábějí již více jak 50 let. Obsahují 7-10% Al, 13-16% Ni, 20-40% Co a zbytek je Fe. Navíc se může přidávat 3-5% Cu, 1-8% Ti, někdy i niob a tantal. Magnety je možné vyrábět metalurgickými metodami (odlíváním) nebo práškovou metalurgií (spékáním). V současnosti se nejčastěji vyrábějí jako izotropní. Magnetované mohou být pouze v axiálním směru.“

„AlNiCo magnety se vyznačují nejvyšší teplotní stabilitou magnetických parametrů mezi všemi magnety, a taktéž vysokou Curieho teplotou a s ní související pracovní teplotou. Mají nejvyšší odolnost proti korozi. Maximální energetický součin je o něco větší než u anizotropních feritových magnetů. Vyznačují se vysokou remanencí, avšak malou koercitivitou, což znemožňuje jejich použití v přítomnosti silných demagnetizačních polí. Navíc má nízká koercitivita vliv na ustálení pracovního bodu. AlNiCo je tvrdý materiál a opracovává se pouze broušením.“

„Základní oblastí použití AlNiCo magnetů jsou měřicí přístroje, různé typy měničů a snímačů, motory a proudové generátory a všude tam, kde je třeba stabilní magnetické pole nezávislé na teplotě a konstrukční prostor je dostatečně velký pro umístění magnetu (demagnetizace).“ [15][16]



Obr.1.19: Magnety AlNiCo. [16]

### 1.3.2 Feritové magnety

„Feritový magnet je permanentní magnet vyrobený z keramických oxidů - feritů. Z tvrdých feritů se vyrábějí cenově nejpříznivější a celosvětově nejpoužívanější permanentní magnety. Jejich celosvětová spotřeba dosahuje ročně cca 300 000 tun a nadále stoupá. Kvalita i sortiment zaznamenávají rovněž neustálý pokrok. Výhodou feritů je nejlevnější cena za kilogram a velký rozměrový i tvarový rozsah.“

„Kromě rozšířených barnatých feritů se stále více používají vysoce koercitivní strontnaté ferity. Feritové magnety se skládají z cca 86 %  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  a cca 14 % BaO nebo SrO ( $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$  nebo  $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$ ). Suroviny jsou dobře dosažitelné a cenově výhodné. Feritové permanentní magnety jsou odolné vůči mnohým chemikáliím, jako jsou ředidla, louhy a slabé kyseliny. U silných organických a anorganických kyselin (šřavelové, sírové, chlorovodíkové a fluorovodíkové) je odolnost v podstatě určována teplotou, koncentrací a časem styku.“



Obr.1.20: Feritové magnety. [17]

„Konečný tvar a pevnost dostávají permanentní magnety výpalem (sintrováním) při teplotách přes 1200 °C. Potom jsou dle potřeby magnetovány a po konečné kontrole expedovány.“

„Feritové magnety mají velmi široké možnosti použití. Uplatňují se jako přídržné magnety v průmyslovém, kancelářském i domácím provedení. Montují se do elektromotorů a generátorů, jsou součástí magnetických spojek a brzd. Používají se například při výrobě hraček, slouží jako senzory polohy a otáčení, jako spínače a nejčastěji jsou využity v reproduktorech.“ [15][16][17]

### 1.3.3 Magnety SmCo

„Samarium-kobaltové magnety (SmCo) patří k magneticky vzácným zeminám. Základní vyráběné typy mají chemické složení  $\text{SmCo}_5$  a  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ . Vyrábí se lisováním v magnetickém poli a následným spékáním. Představují skupinu s druhou nejvyšší vnitřní energií, hned po magnetech NdFeB. Nabízí nejlepší poměr ve srovnání rozměrů, výkonu a odolnosti vůči vysokým teplotám i nepříznivým podmínkám. Jsou velice odolné vůči korozi, a proto nevyžadují povrchovou úpravu.“

„Jejich nevýhodou je vyšší cena. Dalšími jejich nevýhodami jsou velká křehkost, malá odolnost vůči proudícím silám a obzvláště velká náchylnost ke štěpení. SmCo magnety jsou extrémně odolné vůči působení vnějšího demagnetizačního pole díky vysokému maximálnímu energetickému součinu. Tato vlastnost dělá tyto magnety obzvláště vhodné pro elektromechanické aplikace.“



**Obr.1.21:** SmCo magnety. [16]

„Tyto magnety mohou být používány při podstatně vyšších teplotách než magnety neodymové, maximální provozní teplota SmCo magnetů se pohybuje okolo 250 až 300 °C. Jejich teplotní koeficient je 0,04% na 1 °C. Další faktor, který má vliv na odolnost magnetu, je jeho tvar a případná přítomnost vnějšího magnetického obvodu. Magnety, které jsou tenké (při typickém tvaru tyče), jsou demagnetizovány snadněji než magnety tlusté.“

„SmCo magnety jsou extrémně silné a vyžadují velké magnetizační pole. Anizotropní povaha těchto spěkaných magnetů vyústí v jediný směr magnetizace. Tento směr magnetizace při zmagnetizování musí být zachován, když je magnet umístěn do konečné montáže. Často se měří indikátorem, který pozná specifický magnetický pól pro daný stroj či zařízení při výrobě. Tento pól je označen barevnou tečkou nebo laserovým výřezem.“ [15][16][18]

### 1.3.4 Magnety NdFeB

„Neodymové magnety, přesněji NdFeB, jsou směsí neodymu, železa a boru. Tyto magnety nabízí nejlepší poměr ve srovnání výkonu a ceny. Ještě do nedávné doby byly nejsilnějšími známými permanentní magnety materiály na bázi samaria a kobaltu. V roce 1982 však byly překonány materiálem, jehož chemické složení je  $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ . Tento materiál je v současnosti nejnovějším a nejsilnějším typem magnetu s vynikajícími magnetickými vlastnostmi.“

„Magnety uvedeného typu jsou schopny unést více než tisícinásobek vlastní hmotnosti a magnet o velikosti malé mince tak může udržet železný předmět o hmotnosti kolem 10 kg. Zajímavé je, že i výrobní cena těchto magnetů je nižší než u SmCo magnetů.“



**Obr.1.22:** Neodymové magnety. [19]

„Vzhledem ke své síle jsou poměrně levné a malé. Velice snadno korodují, proto je třeba u nich provádět povrchovou úpravu nejčastěji niklováním, zinkováním nebo pryskyřicí. Jejich další nevýhodou je malá tepelná odolnost oproti magnetům SmCo. Naopak magnety NdFeB mají dobrou odolnost proti působení vnějšího demagnetizačního pole vzhledem k jejich vysoké koercitivitě. Proto jsou tyto magnety obzvláště vhodné pro elektromechanické aplikace.“

„Neodymové magnety ztrácejí magnetické vlastnosti již při teplotě nad 80 °C, zatímco běžné feritové magnety jsou použitelné i při teplotách kolem 300 °C. Jejich vysoká magnetická síla může způsobit vymazání dat na magnetických záznamových médiích (disketa, pevný disk, VHS), ale i na bankovních kartách, znemožnit funkci některých zařízení jako elektroměrů, vodoměrů, nebo poškození obrazovek počítačových monitorů typu CRT!“ [15][16][19]

### 1.3.5 Magnetování permanentních magnetů

K namagnetování až k nasycení potřebují permanentní magnety ze vzácných zemin ve srovnání s tvrdými ferity přibližně dvou- až čtyřnásobnou intenzitu magnetického pole.

Takové potřebné intenzity magnetického pole však už nelze dosáhnout pomocí systémů pro trvalé magnety. K tomuto jsou nezbytné systémy magnetovacích cívek s vysokým výkonem. Z diagramů lze vybrat intenzitu magnetického pole, potřebnou k nasycení příslušného magnetického materiálu. Křivky se vztahují na jednotlivé skupiny materiálu a znázorňují intenzitu magnetického pole pro první namagnetování.

K přemagnetování nebo novému namagnetování kusů, odmagnetovaných ve střídavém poli, jsou nutné značně vyšší intenzity magnetického pole. Permanentní magnety s axiální nebo diametrální orientací jsou magnetovány v cívkách s pulzním polem. Vyžaduje-li aplikace určitý způsob magnetování (např. vícepólové sektorové), musí být zhotoveny speciální cívkové systémy, přizpůsobené tvaru a rozměru permanentního magnetu. [15][16]

## 2 PMSM S DVOUVRSTVÝM SOUSTŘEDĚNÝM VINUTÍM

V současné době existuje několik variant obecných postupů návrhů el. strojů, např. v [1], [2] a [3]. Každá další varianta se zaměřuje na možné zlepšení specifických parametrů stroje s tím, že ty další (ostatní) důležité vlastnosti zůstanou stejné nebo se zásadně nezhorší. Ideální je zlepšení všech parametrů stroje, což je námětem mnoha prací, např. v [7], [8], [9], [10] a [11].

Tato kapitola je zaměřena na analytický návrh PMSM s vnitřním rotorem a dvouvrstvý soustředěným vinutím (stroj 1). Půjde pouze o základní výpočet hlavních parametrů stroje, jenž budou dále využity pro analýzu navrženého stroje v programu RMxprt a Maxwell 2D. Postup výpočtu bude proveden jako obecný návod, který lze uplatnit na velkou většinu PMSM, konkrétně RFM. Tento druh strojů s vnitřním rotorem patří mezi konstrukčně nejjednodušší a také nejvíce používané v průmyslové praxi. Pro návrh a výpočet byly použity podklady z literatury [1], [2] a [3].

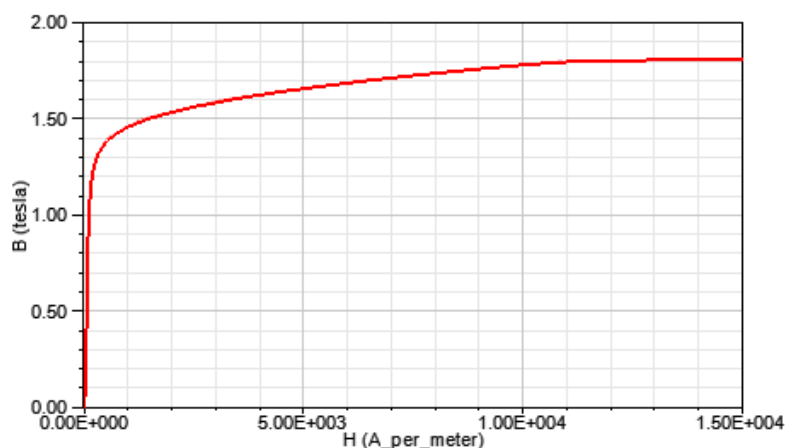
Vyskytuje se zde několik důležitých aspektů, které je třeba vzít v úvahu při návrhu, jako např. volba PM, jejich uspořádání, tvar, ochrana proti demagnetizaci (souvisí s magnetickým a tepelným namáháním). Dále je nutno vhodně navrhnout magnetické zatížení jednotlivých částí stroje s ohledem na použitý druh PM a jakost elektrotechnických plechů stroje. Nedílnou součástí je i správná volba proudového zatížení, charakterizovaná lineární proudovou hustotou.

### 2.1 Analytický návrh stroje 1

Samotný návrh lze začít definicí základních konstrukčních požadavků a limitů, které jsou kladeny na navrhovaný stroj. Tyto vstupní parametry jsou společné pro všechny v této práci navrhované stroje. Definovány jsou následující požadavky (parametry):

- Typ motoru: *PMSM (RFM) s vnitřním rotorem*
- Jmenovitý moment:  $M_n = 0,7 Nm$
- Jmenovité otáčky:  $n_n = 1200 \text{ min}^{-1} = 20 \text{ s}^{-1}$
- Sdružené napájecí napětí:  $U_s = 230V$
- Počet fází stroje:  $m = 3$
- Maximální vnější průměr statoru:  $D_o = 80 mm$
- Maximální proudové přetížení:  $I_{\max} / I_n = 3$
- Počet drážek statoru:  $Q = 12$
- Počet pólových dvojic rotoru:  $2p = 10$
- frekvence napájecího napětí :  $f = n p = 20 \cdot 5 = 100 Hz$  (2.1)

- Charakteristika použitých permanentních magnetů [19]:
  - Typ PM: *NdFeB 35 UH*
  - Remanentní magnetická indukce:  $B_r = 1,11T$
  - Koercitivní intenzita magnetického pole:  $H_c = 850\,000\text{ Am}^{-1}$
  - Maximální pracovní teplota:  $\Theta = 80^\circ\text{C}$
  - Relativní permeabilita:  $\mu_{r,PM} = 1,0392$
  - Demagnetizační magnetická indukce (předpoklad):  $B_D = -0,2T$
- Magnetické zatížení:
  - Maximální magnetická indukce ve vzduchové mezeře:  $B_{m\delta 1} = 0,84T$
  - Maximální magnetická indukce v zubu statoru:  $B_t = 1,3T$
  - Maximální magnetická indukce ve jhu statoru:  $B_{ys} = 1,0T$
  - Maximální magnetická indukce ve jhu rotoru:  $B_{yr} = 1,0T$
- Dodatečné požadavky a konstanty:
  - Měrná elektrická vodivost Cu při  $20^\circ\text{C}$ :  $\sigma_{Cu20} = 58e^6\text{ S [1]}$
  - Teplotní součinitel odporu Cu:  $\alpha_{Cu} = 0,00318\text{ K}^{-1}\text{ [1]}$
  - Činitel plnění železa:  $k_{Fe} = 0,96$
  - Měrná hmotnost Fe:  $\rho_{Fe} = 7\,700\text{ kgm}^{-3}\text{ [1]}$
  - Měrná hmotnost PM:  $\rho_{PM} = 7\,500\text{ kgm}^{-3}\text{ [1]}$
  - Měrná hmotnost Cu:  $\rho_{Cu} = 8\,900\text{ kgm}^{-3}\text{ [1]}$
  - Permeabilita vakua:  $\mu_0 = 4\pi e^{-7}$
- Typ elektromagnetických plechů: *M 400 – 50A* (možná alternativa *M 270 – 35A*) [21]

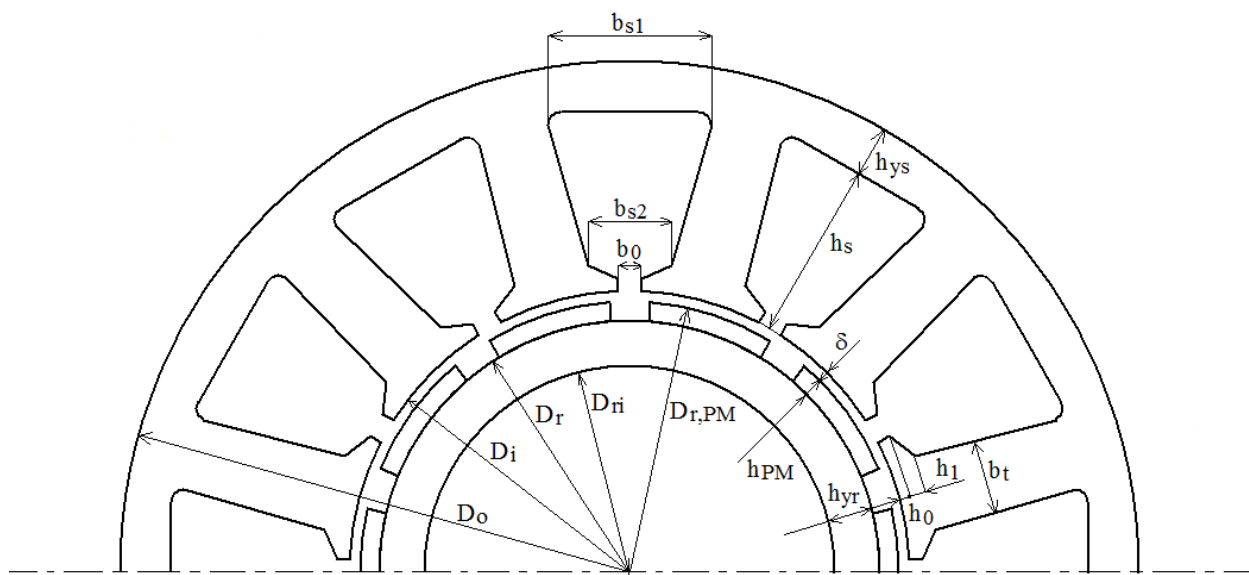


Obr.2.1: Magnetizační charakteristika elektrotechnického plechu M400-50A. [21]



### 2.1.1 Základní geometrie

Na **Obr.2.2** jsou vyznačeny základní rozměry stroje. Jejich výpočet je důležitý jak ke konstrukci, tak k následné analýze stroje.



**Obr.2.2:** Základní geometrie stroje.

Pro zdánlivý elektromagnetický (vnitřní) výkon přes vzduchovou mezeru stroje lze použít rovnici

$$S_{elm} = m E_f I_s = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} k_w A B_{m\delta} D_i^2 l_i n_n, \quad (2.2)$$

ale také vztah

$$S_{elm} = \frac{\varepsilon P_{out}}{\eta \cos \varphi}. \quad (2.3)$$

Sloučením obou rovnic získáme základní výkonovou rovnici pro výpočet elektrického stroje

$$\frac{\varepsilon P_{out}}{\eta \cos \varphi} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} k_w A B_{m\delta} D_i^2 l_i n_n. \quad (2.4)$$

$P_{out}$  [W] je výstupní výkon podle vztahu

$$P_{out} = 2\pi n_n M_n = 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 0,7 \doteq 88 W, \quad (2.5)$$

kde  $n_n$  [ $s^{-1}$ ] jsou jmenovité otáčky stroje a  $M_n$  [Nm] je jmenovitý moment na hřídeli stroje. Dále  $\varepsilon$  [-] je poměr indukovaného napětí od PM ku fázovému napětí statoru. Koeficient se pohybuje v rozmezí hodnot 0,9 - 1,1 pro AC motory s PM [1] v závislosti na výstupním výkonu  $P_{out}$ . Pro prvotní výpočty volíme  $\varepsilon = 1$ , tj.  $U_f = E_{PM} = 230 / \sqrt{3} \doteq 132,8 V$ .



Činitelem vinutí  $k_w = 0,933 [-]$  zohledňujeme zmenšení indukovaného napětí ve fázi vinutí stroje (viz. kapitola 1.2.4, **Příklad 2**). U stroje s dvouvrstvým soustředěným vinutím je vinutý každý zub statoru, na každém zubu je navinuto poloviční množství závitů oproti jednovrstvému soustředěnému vinutí.

$A$  [A/m] označuje efektivní hodnotu lineární hustoty proudu, která charakterizuje elektrické zatěžování stroje. Hodnoty pro návrh se pohybují v rozmezí od 10 000 A/m pro malé motory až po 55 000 A/m pro motory středního výkonu [3]. Volíme elektrické zatížení  $A = 13000$  A/m.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře  $B_{m\delta}$  [T] představuje magnetické zatěžování stroje a silně závisí na druhu použitých magnetů. Hodnotu, v tomto případě pro magnety NdFeB, lze volit v rozsahu  $B_{m\delta} \approx (0,6-0,8)B_r$  [3], kde  $B_r$  je remanentní magnetická indukce použitých magnetů pro dané teplotní zatížení. Literatura [1] uvádí hodnotu amplitudy základní harmonické  $B_{m\delta 1}$  v intervalu  $0,85T-1,05T$ , nebo hodnoty  $B_{m\delta}$  o něco vyšší než  $(0,5-0,6)B_r$ . Protože předpokládáme přibližně obdélníkový tvar magnetické indukce, vztah mezi základní harmonickou, jejíž velikost volíme  $B_{m\delta 1} = 0,84T$ , a maximální hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře můžeme napsat jako

$$B_{m\delta} = \frac{\pi}{4} B_{m\delta 1} \sin\left(\frac{\alpha_{PM} \pi}{2}\right) = \frac{\pi}{4} \cdot 0,84 \cdot \sin\left(\frac{1 \cdot \pi}{2}\right) \doteq 0,66T, \quad (2.6)$$

kde  $\alpha_{PM}$  představuje pólové krytí magnetů.

Relativní šířka  $\alpha_{PM} [-]$  vyjadřuje korekci ztrát použitých PM, souvisí s druhem a tvarem použitých magnetů. Přibližně 5-8% magnetického toku vytvořeným magnety je ztraceno jako rozptylový tok, proto použité magnety by měly být o 5-8% širší, než je uvažováno ve výpočtu. [1] Uvažujeme  $\alpha_{PM} = 1$ , tzn. úplné pólové krytí, protože magnety budou pokrývat celý povrch rotoru.

Tzv. kubatura stroje (objem materiálu aktivní části stroje - rotoru) je dána součinem  $D_i^2 l_i$  [m<sup>3</sup>], kde  $D_i$  [m] je vnitřní průměr statoru a  $l_i$  [m] skutečná délka stroje (statoru, rotoru).

Výhodnější je zvolit velikost vnitřního průměru statoru  $D_i$  a dopočítat délku stroje  $l_i$ . Literatura [12] uvádí ideální poměr vnitřního ku vnějšímu průměru statoru jako poměr  $s_r$  (split ratio) v rozmezí 0,3 - 0,7. Naproti tomu v literatuře [1] se jako ideální poměr uvažuje hodnota 0,6 a literatura [13] prezentuje ideální poměr jako 53,5% s ohledem na celkové ztráty ve stroji. Volíme poměr 0,55 a vnitřní průměr statoru potom bude

$$s_r = \frac{D_i}{D_o} \Rightarrow D_i = s_r D_o = 0,55 \cdot 80 = 44 \text{ mm}. \quad (2.7)$$

Ze vztahu (3.4) vyjádříme délku stroje  $l_i$ , rovnice poté bude mít tvar

$$l_i = \frac{\sqrt{2} \varepsilon P_{out}}{\pi^2 k_w A B_{m\delta} D_i^2 n_n \eta \cos \varphi} =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 88}{\pi^2 \cdot 0,933 \cdot 13000 \cdot 0,66 \cdot 0,044^2 \cdot 20 \cdot 0,8 \cdot 0,92} \doteq 55 \text{ mm} . \quad (2.8)$$

V rovnici (2.8) představuje  $\eta$  [-] účinnost stroje, v počáteční fázi volíme  $\eta = 0,85$ , a  $\cos \varphi$  [-] je účinník stroje, volíme  $\cos \varphi = 0,87$ . Výhodnější pro výpočet je volit součin těchto dvou parametrů, přesné hodnoty by pak vycházely z dalších upřesnění.

Vzduchová mezera  $\delta$  [m] mezi statorom a rotorem (rotorovými póly) se doporučuje v rozmezí 0,3 - 1mm pro malé PMSM. Platí předpoklad, že čím menší je vzduchová mezera, tím nižší je zapínací (záběrný) proud motoru. Na druhou stranu ale vzrůstá reakce kotvy a cogging (parazitní reluktanční moment) [2].

Volba vzduchové mezery je vždy otázkou kompromisu. Vzduchovou mezeru je nutno volit poněkud větší u PMSM s vnitřním rotorem a s magnety přilepenými na rotoru, s ohledem na bandážování PM k povrchu rotoru. Důvodem jsou značné odstředivé síly vznikající hlavně u vysokootáčekových PMSM. Proto zvolíme vzduchovou mezeru poněkud vyšší, a to  $\delta = 0,8 \text{ mm}$ .

Průměr rotoru, včetně PM, bude

$$D_{r,PM} = D_i - 2 \delta = 44 - 2 \cdot 0,8 = 42,4 \text{ mm} . \quad (2.9)$$

Délka železa stroje bude bez chladících kanálků ( $n_v = 0$ ,  $b_v = 0$ ,  $b_{ve} = 0$ ) a délka statoru bude shodná s délkou rotoru a délkou PM. Ekvivalentní délka stroje bude o něco větší [1]

$$l'_i \approx l_i + 2 \delta = 55 - 2 \cdot 0,8 = 56,6 \text{ mm} , \quad (2.10)$$

protože zohledňuje rozptylový magnetický tok ve vzduchové mezeře na koncích stroje.

Počet drážek na pól a fázi  $q$  [-] vypočítáme podle vztahu

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{12}{2 \cdot 5 \cdot 3} = \frac{2}{5} = 0,4 , \quad (2.11)$$

kde  $Q$  [-] je počet drážek statoru,  $2p$  [-] je počet pólových dvojic umístěných na rotoru a  $m$  [-] je počet fází napájecího napětí. Výsledek  $q = 0,4$  značí, že vinutí bude zlomkové.

Drážková rozteč statoru je uvažována jako podíl vnitřního průměru statoru a počtu drážek statoru

$$t_s = \frac{\pi D_i}{Q} = \frac{\pi \cdot 44}{12} \doteq 11,52 \text{ mm} . \quad (2.12)$$

Pólovou rozteč rotoru vypočteme jako podíl vnitřního průměru statoru a počtu pólových dvojic

$$t_p = \frac{\pi D_i}{2p} = \frac{\pi \cdot 44}{2 \cdot 5} \doteq 13,82 \text{ mm} . \quad (2.13)$$

Statorový proud vypočteme z výstupního výkonu a fázového napájecího napětí stroje jako

$$I_s = \frac{P_{out}}{m \eta U_f \cos \varphi} = \frac{88}{3 \cdot 0,85 \cdot 132,8 \cdot 0,87} \doteq 0,299 \text{ A} . \quad (2.14)$$

Počet vodičů v drážce je dán jako podíl lineární proudové hustoty a satorového proudu ve vodičích vinutí satoru

$$V_d = \frac{\pi D_i A}{Q \sqrt{2} I_s} = \frac{\pi \cdot 0,044 \cdot 13000}{12 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,300} \doteq 354 . \quad (2.15)$$

Potom počet závitů na jednu fázi stroje bude

$$N = \frac{V_d Q}{2 a m} = \frac{354 \cdot 12}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 708 , \quad (2.16)$$

kde  $a$  [-] je počet paralelních vodičů ( $a = 1$ ).

Jelikož počítáme dvě vrstvy vinutí v drážce, bude počet vodičů v jedné vrstvě o polovinu menší

$$V_{d1} = \frac{V_d}{2} = \frac{354}{2} = 177 . \quad (2.17)$$

Velikost magnetického toku ve vzduchové mezeře získáme z předpokládaného indukovaného napětí stroje jako

$$\Phi_\delta = \frac{\varepsilon E_{PM}}{\pi \sqrt{2} f k_w N} = \frac{1 \cdot 132,8}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 100 \cdot 0,933 \cdot 708} \doteq 0,000453 \text{ Wb} . \quad (2.18)$$

Magnetické toky ve jhu satoru a rotoru jsou dány vztahy

$$\Phi_{ys} = k_{Fe} B_{ys} h_{ys} l_i , \quad (2.19)$$

$$\Phi_{yr} = k_{Fe} B_{yr} h_{yr} l_i , \quad (2.20)$$

kde  $h_{ys}$  [m] a  $h_{yr}$  [m] jsou výšky jha satoru a rotoru,  $k_{Fe}$  [-] je činitel plnění satorových plechů a jeho velikost se pohybuje v rozmezí 0,9 - 1 v závislosti na izolaci plechových segmentů satoru, popř. rotoru (pokud není z plného materiálu).

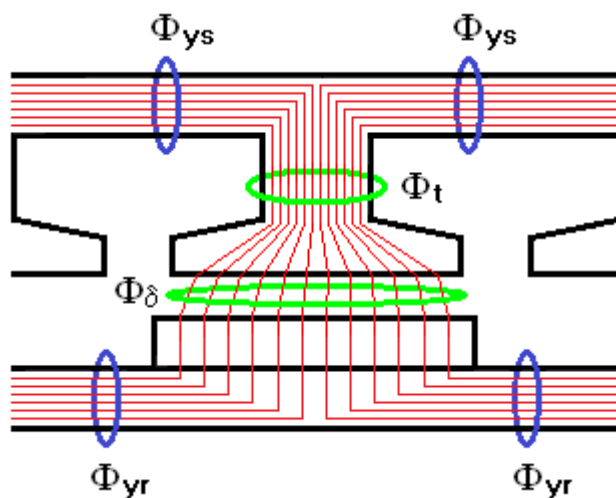
Jak ukazuje **Obr.2.3**, magnetický tok  $\Phi_\delta$  prochází zubem satoru jako  $\Phi_t$  a dále se dělí na dvě poloviny ve jhu satoru jako  $\Phi_{ys}$ . Na opačné straně magnetický tok probíhá pod magnetem, kde se dělí na dvě poloviny ve jhu rotoru jako  $\Phi_{yr}$ . Potom zřejmě platí, že

$$\Phi_{ys} = \Phi_{yr} = \frac{\Phi_\delta}{2} . \quad (2.21)$$

Výšku satorového jha vypočítáme sloučením rovnic (2.19) a (2.21) podle vztahu

$$h_{ys} = \frac{\Phi_\delta}{2 k_{Fe} B_{ys} l_i} = \frac{0,000453}{2 \cdot 0,96 \cdot 1,0 \cdot 0,055} \doteq 4,3 \text{ mm} , \quad (2.22)$$

kde  $B_{ys}$  [T] je zvolená maximální hodnota magnetická indukce jha satoru. Velikost závisí na druhu použitých plechů a odečítá se z lineární části magnetizační charakteristiky pro daný materiál (**Obr.2.1**) tak, aby nedocházelo k přesycování železa. To by mělo za následek další možné zvýšení ztrát v železe stroje.



**Obr.2.3:** Magnetický tok ve feromagnetických částech stroje a vzduchové mezeře. [13]

Výšku jha rotoru při stejné zvolené magnetické indukci  $B_{yr} = B_{ys}$  vypočteme sloučením rovnic (2.20) a (2.21) jako

$$h_{yr} = \frac{\Phi_{\delta}}{2k_{Fe} B_{yr} l_i} = \frac{0,000453}{2 \cdot 0,96 \cdot 1,0 \cdot 0,055} \doteq 4,3 \text{ mm} . \quad (2.23)$$

Předpokládaná maximální hodnota magnetická indukce v zubu statoru  $B_t$  [T] je stanovena rovněž z magnetizační charakteristiky (její lineární část) daného materiálu a platí zde obdobná pravidla jako pro  $B_{ys}$  a  $B_{yr}$ . Potom šířka statorového zubu je dána vztahem

$$b_t = \frac{B_{m\delta} t_s l'_i}{k_{Fe} B_t l_i} = \frac{0,66 \cdot 11,52 \cdot 56,6}{0,96 \cdot 1,3 \cdot 55} \doteq 6,27 \text{ mm} . \quad (2.24)$$

### 2.1.2 Drážky statoru

Hloubka statorové drážky bude stejná jako výška zubu statoru a to podle vztahu

$$h_s = h_t = \frac{D_o - D_i}{2} - h_{ys} = \frac{80 - 44}{2} - 4,3 = 13,7 \text{ mm} . \quad (2.25)$$

Volíme otevření drážky  $b_0 = 3 \text{ mm}$ , výšku otevření drážky  $h_0 = 1 \text{ mm}$  a výšku rozevření drážky  $h_1 = 1 \text{ mm}$ . Šířka drážky v její horní části bude podle vztahu

$$b_{s1} = \frac{\pi(D_i + 2h_s)}{Q} - b_t = \frac{\pi(44 + 2 \cdot 13,7)}{12} - 6,27 \doteq 12,42 \text{ mm} \quad (2.26)$$

a šířka drážky u paty zubu

$$b_{s2} = \frac{\pi(D_i + 2(h_0 + h_1))}{Q} - b_t = \frac{\pi(44 + 2 \cdot (1 + 1))}{12} - 6,27 \doteq 6,30 \text{ mm} . \quad (2.27)$$

Aktivní výška drážky

$$h_2 = h_s - h_0 - h_1 = 13,7 - 1 - 1 = 11,7 \text{ mm} . \quad (2.28)$$

Celková aktivní plocha drážky (plocha vhodná pro uložení vinutí) bude

$$S_{slot} = \frac{b_{s1} + b_{s2}}{2} h_2 = \frac{12,42 + 6,30}{2} \cdot 11,7 \doteq 109,51 \text{ mm}^2 . \quad (2.29)$$

Plocha drážky je tedy zmenšena o prostor, který je určen pro případný klín. V tomto případě to však nebude nezbytné.

Činitel plnění drážky  $k_{Cu}$  [-] je pro malé PMSM volen v rozmezí 0,3 - 0,45 [1]. Plocha drážky vyplněná vodiči při zvoleném činiteli plnění drážky  $k_{Cu} = 0,3$  bude

$$S_{Cu} = k_{Cu} S_{slot} = 0,3 \cdot 109,51 = 32,853 \text{ mm}^2 . \quad (2.30)$$

Z celkové plochy vodičů, uložených v drážce, vypočítáme průřez jednoho vodiče v drážce jako

$$S_{1v} = \frac{S_{Cu}}{V_d} = \frac{32,853}{354} \doteq 0,0928 \text{ mm}^2 . \quad (2.31)$$

Průřez vodičů volíme menší s ohledem na použitou izolaci jednotlivých vodičů (tepelná třída izolace Y - do 90°C), popř. izolaci drážky i cívek navzájem, protože tím se samozřejmě zvýší činitel plnění drážky. S nižším průřezem vodičů se ale zvětšuje proudová hustota, kterou je třeba kontrolovat. Taktéž ztráty ve vinutí statoru rostou s menším průřezem vodičů (větší odpor vinutí). Efektivní hodnotu proudové hustoty pro statorové vinutí stroje uvažujeme v rozmezí  $J = 2 - 4 \text{ Amm}^{-2}$  [1]. Proto zvolíme, např. podle literatury [2], normalizovaný průřez vodiče  $S_{1vNORM.} = 0,0779 \text{ mm}^2$ . Tomuto průřezu odpovídá průměr vodiče  $d_{1vNORM.} = 0,315 \text{ mm}$ . K průměru vodiče musíme připočítat izolaci, např. tereftalátovým lakem, jejíž tloušťka bude  $t_{IZOL.} = 0,035 \text{ mm}$ . Potom plocha drážky vyplněná vodiči normalizovaného průřezu, vč. izolace, bude

$$S_{Cu} = V_d \frac{\pi (d_{1vNORM.} + t_{IZOL.})^2}{4} = 354 \cdot \frac{\pi (0,315 + 0,035)^2}{4} \doteq 34,06 \text{ mm}^2 . \quad (2.32)$$

Po přepočítání skutečný činitel plnění drážky bude mít hodnotu

$$k_{Cu} = \frac{S_{Cu}}{S_{slot}} = \frac{34,06}{109,51} \doteq 0,311 . \quad (2.33)$$

V tomto případě neuvažujeme izolaci statorové drážky. Tím by se samozřejmě ještě výrazněji zvýšil činitel plnění drážky, nebo při stejném činiteli by se musel zmenšit efektivní průřez (průměr) vodiče vinutí, viz předcházející odstavec.

Proudová hustota vodičů statorového vinutí bude

$$J_s = \frac{I_s}{S_{1vNORM.}} = \frac{0,299}{0,0779} \doteq 3,84 \text{ Amm}^{-2} . \quad (2.34)$$

### 2.1.3 Výška permanentních magnetů a magnetická napětí

Pro výpočet výšky PM je nutno nejprve stanovit tzv. Carterův součinitel  $k_C$  [-], jenž zohledňuje vliv drážkování na velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Součinitel zmenšení otevření drážky bude přibližně, ovšem dosti přesně, podle vztahu

$$\kappa \approx \frac{\frac{b_0}{\delta}}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\frac{3}{0,8}}{5 + \frac{3}{0,8}} = 0,4286 . \quad (2.35)$$

Carterův součinitel lze vyjádřit jako

$$k_C = \frac{t_s}{t_s - \kappa b_0} = \frac{11,52}{11,52 - 0,4286 \cdot 3} \doteq 1,126 . \quad (2.36)$$

V místě otevření drážky se délka vzduchové mezery zvětší, což lze vyjádřit její ekvivalentní hodnotou

$$\delta_e = k_C \delta = 1,126 \cdot 0,8 \doteq 0,901 \text{ mm} . \quad (2.37)$$

Následně lze vypočítat magnetické napětí ve vzduchové mezeře. V případě rotoru s PM na povrchu lze zjednodušeně předpokládat  $B_{m\delta} \approx B_{PM}$ , i když ve skutečnosti se obě hodnoty liší vlivem nestejně plochy vzduchové mezery a permanentních magnetů.

$$U_{m,\delta} = \frac{B_{m\delta}}{\mu_0} \delta_e = \frac{0,66}{4\pi e^{-7}} \cdot 0,000901 \doteq 473,2 \text{ A} . \quad (2.38)$$

Výška permanentních magnetů při zanedbání magnetického napětí v železe stroje (viz níže)

$$h_{PM} = \frac{U_{m,\delta}}{H_c - \frac{H_c}{B_r} B_{PM}} = \frac{473,2}{850\,000 - \frac{850\,000}{1,11} \cdot 0,66} \doteq 1,4 \text{ mm} . \quad (2.39)$$

Magnetické napětí permanentních magnetů je dáno vztahem

$$U_{m,PM} = \frac{H_c}{B_r} B_{PM} h_{PM} = \frac{850\,000}{1,11} \cdot 0,66 \cdot 0,0014 \doteq 707,6 \text{ A} . \quad (2.40)$$

Celkové magnetické napětí lze vypočítat jako

$$U_{m,tot} = H_c h_{PM} = 850\,000 \cdot 0,0014 = 1190 \text{ A} . \quad (2.41)$$

Magnetické napětí feromagnetických částí (jha statoru, jha rotoru a zubů statoru) elektrického stroje je malé v porovnání s magnetickým napětím přes vzduchovou mezeru, nebo dokonce permanentních magnetů. Jinými slovy, u strojů s PM na povrchu rotoru lze tato magnetická napětí zcela ignorovat bez větší chyby, což lze dokázat na následujícím kontrolním výpočtu

$$U_{m,Fe} = U_{m,tot} - U_{m,PM} - U_{m,\delta} = 1190 - 707,6 - 473,2 = 9,2 \text{ A} . \quad (2.42)$$

Ještě lze dodatečně dopočítat vnější průměr rotoru bez PM, jenž bude

$$D_{ro} = D_{r,PM} - 2h_{PM} = 42,4 - 2 \cdot 1,4 = 39,6 \text{ mm} \quad (2.43)$$

a také vnitřní průměr rotoru neboli možný průměr hřídele stroje

$$D_{ri} = D_h = D_{ro} - 2h_{yr} = 39,6 - 2 \cdot 4,3 = 31,0 \text{ mm} . \quad (2.44)$$

### 2.1.4 Synchronní reaktance a indukčnost

Výpočet synchronní reaktance a indukčnosti není při analýze tohoto stroje nezbytný, ale je součástí návrhu každého stroje, tedy i v tomto případě. Potřebný by byl v případě konstrukce fázorového diagramu pro nalezení velikosti indukovaného napětí stroje.

#### Magnetizační indukčnost

Efektivní vzduchová mezera

$$\delta_{ef} = \frac{U_{m,\delta} + U_{m,PM}}{U_{m,\delta}} \delta = \frac{473,2 + 707,6}{473,2} \cdot 0,0008 \doteq 0,002 \text{ m} . \quad (2.45)$$

Magnetizační indukčnost

$$\begin{aligned} L_{md} &= \frac{m}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \mu_0 \cdot l'_i \cdot \frac{1}{2p} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{t_p}{\delta_{ef}} \cdot (k_w \cdot N)^2 = \\ &= \frac{3}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 0,0566 \cdot \frac{1}{2 \cdot 5} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{0,01382}{0,002} \cdot (0,933 \cdot 708)^2 \doteq 0,026 \text{ H} . \end{aligned} \quad (2.46)$$

Pokud je stroj symetrický, platí  $L_{md} = L_{mq} \doteq 0,026 \text{ H}$  . Dále je potřeba určit rozptylové indukčnosti jednotlivých částí stroje.

#### Rozptylová indukčnost vzduchové mezery

Činitelé  $k_{\delta_1} = 0,0103$  a  $k_{\delta_2} = 0,0132$  pro prvních 600 harmonických.[1]

Rozptylový faktor

$$\sigma_{\delta} = k_{\delta_1} + k_{\delta_2} = 0,0103 + 0,0132 = 0,0235 . \quad (2.47)$$

Rozptylová indukčnost vzduchové mezery

$$L_{\delta} = \sigma_{\delta} \cdot L_{md} = 0,0235 \cdot 0,026 \doteq 0,61 e^{-3} \text{ H} . \quad (2.48)$$

#### Rozptylová indukčnost drážky statoru

Měrná magnetická vodivost drážky (předpokládaná tloušťka izolace  $h' = 0,0005 \text{ m}$ )

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \frac{h_d - h'}{3 \cdot b_{s2}} + \frac{h'}{b_{s2}} + \frac{h_0}{b_0} + \frac{h_1}{b_{s2} - b_0} \cdot \ln \frac{b_{s2}}{b_0} + \frac{h'}{4 \cdot b_{s2}} = \\ &= \frac{0,0137 - 0,0005}{3 \cdot 0,0063} + \frac{0,0005}{0,0063} + \frac{0,001}{0,003} + \frac{0,001}{0,0063 - 0,003} \cdot \ln \frac{0,0063}{0,003} + \frac{0,0005}{4 \cdot 0,0063} \doteq 1,356 . \end{aligned} \quad (2.49)$$

Rozptylová indukčnost drážky statoru

$$L_s = \frac{4m}{Q} \cdot \mu_0 \cdot l'_i \cdot N^2 \cdot \lambda_d = \frac{4 \cdot 3}{12} \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 0,0556 \cdot 708^2 \cdot 1,356 \doteq 0,048 H . \quad (2.50)$$

### Rozptylová indukčnost zubu statoru

Měrná magnetická vodivost zubu

$$\lambda_t = \frac{5 \cdot \frac{\delta}{b_0}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta}{b_0}} = \frac{5 \cdot \frac{0,0008}{0,003}}{5 + 4 \cdot \frac{0,0008}{0,003}} \doteq 0,22 . \quad (2.51)$$

Rozptylová indukčnost zubu statoru

$$L_t = \frac{4m}{Q} \cdot \mu_0 \cdot l'_i \cdot N^2 \cdot \lambda_t = \frac{4 \cdot 3}{12} \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 0,0556 \cdot 708^2 \cdot 0,22 \doteq 7,71 e^{-3} H . \quad (2.52)$$

### Rozptylová indukčnost čel vinutí

Měrné magnetické indukčnosti  $\lambda_{ew} = 0,518$  a  $\lambda_w = 0,138$  určeny z literatury [1]. Jednotlivé koeficienty jsou uvažovány následovně

$$W_{ew} = t_d = 0,01152 m , \quad (2.53)$$

$$l_w = \frac{l_{av}}{2} - l_i = \frac{0,13724}{2} - 0,055 = 0,01362 m , \quad (2.54)$$

$$l_{ew} = \frac{l_w - W_{ew}}{2} = \frac{0,01362 - 0,01152}{2} = 0,00105 m , \quad (2.55)$$

Měrná magnetická indukčnost čel vinutí

$$\lambda_w = \frac{2 \cdot l_{ew} \cdot \lambda_{ew} + W_{ew} \cdot \lambda_w}{l_w} = \frac{2 \cdot 0,00105 \cdot 0,518 + 0,01152 \cdot 0,138}{0,01362} \doteq 0,197 . \quad (2.56)$$

Rozptylová indukčnost čel vinutí

$$L_w = \frac{4m}{Q} \cdot q \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot N^2 \cdot \lambda_w = \frac{4 \cdot 3}{12} \cdot 0,4 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 0,01362 \cdot 708^2 \cdot 0,197 \doteq 0,68 e^{-3} H . \quad (2.57)$$

### Celková reaktance a indukčnost statoru

Celková rozptylová indukčnost

$$L_{s\sigma} = L_\delta + L_d + L_t + L_w = 0,61 e^{-3} + 0,048 + 7,71 e^{-3} + 0,68 e^{-3} = 0,057 H . \quad (2.58)$$

Synchronní reaktance a indukčnost v ose d a ose q bude shodná (předpokládáme symetrický stroj)

$$L_d = L_q = L_{s\sigma} + L_{md} = 0,057 + 0,026 = 0,083 H , \quad (2.59)$$

$$X_d = X_q = L_d \cdot 2 \cdot \pi \cdot f = 0,083 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100 = 52,15 \Omega . \quad (2.60)$$



## 2.1.5 Ztráty

Jedním z nejdůležitějších parametrů elektrických strojů je velikost ztrát, tj. rozdíl mezi el. příkonem přiváděným na svorkovnici stroje a mechanickým výkonem na hřídeli stroje. Velikost ztrát ve stroji zásadně ovlivňuje jeho účinnost, účinník a jeho optimální využití. Celkové ztráty můžeme určit jako součet následujících dílčích ztrát ve stroji

$$\Delta P = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mech} + P_d, \quad (2.61)$$

kde  $P_{Cu}$  [W] jsou ztráty ve statorovém vinutí,  $P_{Fe}$  [W] jsou ztráty v železe statoru (popř. rotoru),  $P_{mech}$  [W] jsou mechanické ztráty a  $P_d$  [W] jsou ztráty dodatečné. Ztráty v PM, které jsou tvořeny převážně časovými a prostorovými vyššími harmonickými, zde nebudou zahrnuty.

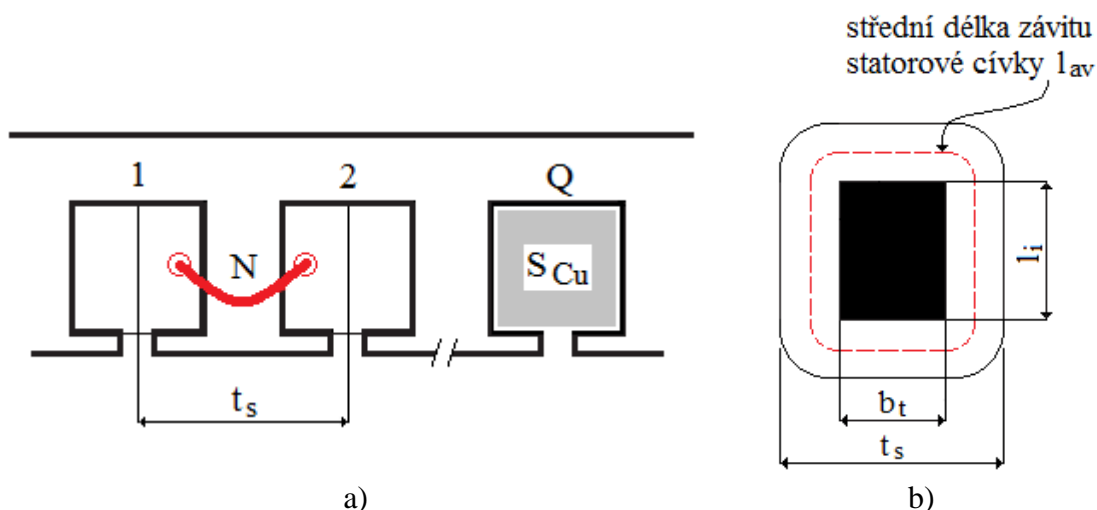
### Ztráty ve vodičích statorového vinutí (tzv. Jouleovy ztráty v mědi)

Ztráty v mědi vznikají v cívkách statorového vinutí, které jsou tvořeny závitů vodičů z mědi. Tvar střední délky závitu pro dvouvrstvé soustředěné vinutí je zobrazen na **Obr.2.4**. Pro výpočet střední délky závitu cívky je nutno zjistit drážkovou rozteč v polovině výšky drážky, to je

$$t_{s,av} = \frac{\pi(D_i + 2(h_0 + h_1) + h_2)}{Q} = \frac{\pi(44 + 2(1+1) + 11,7)}{12} \doteq 15,63 \text{ mm}. \quad (2.62)$$

Velikost střední délky závitu u dvouvrstvého soustředěného vinutí lze vypočítat, s přihlédnutím k **Obr.3.4**, jako

$$l_{av} = 2l_i + 2b_t + \pi \frac{(t_{s,av} - b_t)}{2} = 2 \cdot 55 + 2 \cdot 6,27 + \pi \cdot \frac{(15,63 - 6,27)}{2} \doteq 137,24 \text{ mm}, \quad (2.63)$$



**Obr.2.4:** Řez statoru stroje 1. a) Umístění závitů, b) konstrukce střední délky závitu.

Měrná vodivost mědi  $\sigma_{Cu20}$  [S] je uvažována pro teplotu 20°C, např. v [1]. Při oteplení o  $\Delta t = 60^\circ\text{C}$  na maximální hodnotu 80°C bude měrná vodivost mědi

$$\sigma_{Cu80} = \frac{\sigma_{Cu20}}{(1 + \Delta t \alpha_{Cu})} = \frac{58\,000\,000}{(1 + 60 \cdot 0,00381)} \doteq 47\,208\,204 \text{ S}, \quad (2.64)$$

kde  $\sigma_{Cu20}$  je měrná vodivost mědi při 20°C a  $\alpha_{Cu}$  [1/K] je teplotní součinitel odporu mědi [1].

Nyní lze vypočítat odpor  $R_{Cu}$  jedné fáze statorového vinutí jako

$$R_{Cu} = \frac{N l_{av}}{\sigma_{Cu80} S_{1vNORM}} = \frac{708 \cdot 0,13724}{47\,208\,204 \cdot 0,0779e^{-6}} \doteq 26,42 \Omega. \quad (2.65)$$

Vztah pro výpočet ztrát v mědi vinutí je dán rovnicí

$$P_{Cu} = m R_{Cu} I_s^2 = 3 \cdot 26,42 \cdot 0,299^2 \doteq 7,086 W. \quad (2.66)$$

### **Ztráty ve jhu statoru a v zubech statoru (tzv. ztráty v železe)**

Ztráty v železe jsou dány ztrátami hysterezí a ztrátami vířivými proudy. Celkové ztráty v železe vypočteme jako součet ztrát ve jhu statoru a ztrát v zubech statoru jako

$$P_{Fe} = P_{Feys} + P_{Fet}. \quad (2.67)$$

Abychom mohli vypočítat ztráty ve statorovém jhu i statorových zubech, je třeba znát hmotnost jednotlivých částí. Hmotnosti získáme z objemů částí statoru.

Celkový objem statoru bude

$$V_s = \frac{\pi}{4} (D_o^2 - D_i^2) l_i = \frac{\pi}{4} (0,08^2 - 0,044^2) \cdot 0,055 \doteq 192,83e^{-6} m^3 \quad (2.68)$$

a objem statorového jha

$$\begin{aligned} V_{ys} &= \pi \left[ \left( \frac{D_o}{2} \right)^2 - \left( \frac{D_o}{2} - h_{ys} \right)^2 \right] l_i = \\ &= \pi \left[ \left( \frac{0,08}{2} \right)^2 - \left( \frac{0,08}{2} - 0,0043 \right)^2 \right] \cdot 0,055 \doteq 56,24e^{-6} m^3. \end{aligned} \quad (2.69)$$

Pro objem statorových zubů je třeba znát celkový objem drážek, který lze vypočítat jako

$$V_{slot} = S_{slot,tot} Q l_i = 117,16e^{-6} \cdot 12 \cdot 0,055 \doteq 77,33e^{-6} m^3, \quad (2.70)$$

kde  $S_{slot,tot} = S_{slot} + h_0 b_0 + \frac{b_{s2} + b_0}{2} h_1 =$

$$= 109,51e^{-6} + (1 \cdot 3)e^{-6} + \left( \frac{(6,3+3)}{2} \cdot 1 \right) e^{-6} = 117,16e^{-6} m^3 \quad (2.71)$$

a zohledňuje i část plochy pro případný klín.

Potom objem statorových zubů získáme jako

$$V_t = V_s - V_{ys} - V_{slot} = 192,83e^{-6} - 56,24e^{-6} - 77,33e^{-6} = 59,26e^{-6} m^3. \quad (2.72)$$

Hmotnost statorového jha je dána vztahem

$$m_{ys} = \rho_{Fe} k_{Fe} V_{ys} = 7700 \cdot 0,96 \cdot 56,24e^{-6} \doteq 0,416 kg \quad (2.73)$$

a hmotnost statorových zubů následně podle

$$m_t = \rho_{Fe} k_{Fe} V_t = 7700 \cdot 0,96 \cdot 59,26e^{-6} \doteq 0,438 \text{ kg} . \quad (2.74)$$

Měrné ztráty statorového jha  $\Delta p_{10} = 4,14 \text{ Wkg}^{-1}$  byly odečteny v **Příloze A** pro magnetickou indukci  $B = 1,0 \text{ T}$  a kmitočet  $f = 100 \text{ Hz}$ . Ztráty ve statorovém jhu potom budou

$$P_{Fe_{ys}} = \Delta p_{10} m_{ys} = 4,14 \cdot 0,416 \doteq 1,722 \text{ W} . \quad (2.75)$$

Také měrné ztráty statorových zubů  $\Delta p_{13} = 6,88 \text{ Wkg}^{-1}$  byly odečteny v **Příloze A** pro magnetickou indukci  $B = 1,3 \text{ T}$  a kmitočet  $f = 100 \text{ Hz}$ . Ztráty ve statorových zubech budou

$$P_{Fe_t} = \Delta p_{13} m_t = 6,88 \cdot 0,438 \doteq 3,013 \text{ W} . \quad (2.76)$$

Celkové ztráty v železe statoru podle (2.67)

$$P_{Fe} = P_{Fe_{ys}} + P_{Fe_t} = 1,722 + 3,013 = 4,735 \text{ W} .$$

### Ztráty mechanické

Mechanické ztráty budeme v tomto případě uvažovat jako kombinaci ztrát ventilačních, ztrát třením v ložiskách a ztrát ventilátoru, který bývá zpravidla u malých strojů umístěn na společném hřídeli. Pro mechanické ztráty můžeme v tomto případě použít vztah

$$P_{mech} = k_\rho D_{r,PM} (I_i + 0,6t_p) v_r^2 = 10 \cdot 0,0424 \cdot (0,055 + 0,6 \cdot 0,01382) \cdot 2,66^2 \doteq 0,190 \text{ W} , \quad (2.77)$$

kde  $k_\rho = 10 \text{ W s}^2 \text{ m}^{-4}$  [1] je koeficient zohledňující ventilační ztráty i ztráty třením v ložiskách a  $v_r$  [m/s] je obvodová rychlost rotoru, dána vztahem

$$v_r = \pi n_n D_{r,PM} = \pi \cdot 20 \cdot 0,0424 \doteq 2,66 \text{ ms}^{-1} . \quad (2.78)$$

### Ztráty dodatečné

Mezi dodatečné ztráty se řadí všechny ostatní elektromagnetické ztráty, jež nejsou zahrnuty v předcházejících ztrátových výkonech. Tyto ztráty jsou velmi obtížně zjistitelné. Proto se většinou udávají v procentech z výstupního výkonu. Literatura [1] pro synchronní stroje s hladkým rotorem tyto ztráty udává v rozmezí 0,05% - 0,15% z výstupního výkonu. Odhadněme ztráty na 0,1%, potom dodatečné ztráty budou

$$P_d = 0,001 P_{out} = 0,001 \cdot 88 = 0,088 \text{ W} . \quad (2.79)$$

Celkové ztráty jsou dány součtem všech ztrátových výkonů ve stroji a budou

$$\Delta P = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mech} + P_d = 7,086 + 4,735 + 0,190 + 0,088 \doteq 12,10 \text{ W} . \quad (2.80)$$

## 2.1.6 Účinník a účinnost

Příkon stroje vypočítáme jako součet výstupního výkonu a celkových ztrát

$$P_{in} = P_{out} + \Delta P = 88 + 12,10 \doteq 100,10 \text{ W} . \quad (2.81)$$

Účinník stroje je dán vztahem

$$\cos \varphi = \frac{P_{in}}{\sqrt{3} U_s I_s} = \frac{100,10}{\sqrt{3} \cdot 230 \cdot 0,299} \doteq 0,840. \quad (2.82)$$

Účinnost stroje bude

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100 = \frac{88}{100,10} \cdot 100 = 87,91\%. \quad (2.83)$$

### 2.1.7 Hmotnost aktivního materiálu

Hmotnost PM lze vypočítat jako

$$\begin{aligned} m_{PM} &= \pi \frac{D_{r,PM} + D_{ro}}{2} \alpha_{PM} h_{PM} \rho_{PM} l_i = \\ &= \pi \cdot \frac{0,0424 + 0,0396}{2} \cdot 1 \cdot 0,0014 \cdot 7\,500 \cdot 0,055 \doteq 0,0744 \text{ kg}. \end{aligned} \quad (2.84)$$

Hmotnost mědi ve statorových drážkách

$$m_{Cu} = V_d S_{1vNORM} Q l_{av} \rho_{Cu} = 354 \cdot 0,0779 e^{-6} \cdot 12 \cdot 0,13724 \cdot 8900 \doteq 0,404 \text{ kg}. \quad (2.85)$$

Hmotnost aktivní části rotoru

$$m_{yr} = \frac{\pi}{4} (D_{ro}^2 - D_{ri}^2) l_i k_{Fer} \rho_{Fe} = \frac{\pi}{4} (0,0396^2 - 0,031^2) \cdot 0,055 \cdot 0,96 \cdot 7\,700 \doteq 0,194 \text{ kg}. \quad (2.86)$$

Celková hmotnost aktivního materiálu stroje je součtem všech dílčích hmotností

$$m_{tot} = m_{ys} + m_t + m_{PM} + m_{Cu} + m_{yr} = 0,416 + 0,438 + 0,0744 + 0,404 + 0,194 \doteq 1,526 \text{ kg}. \quad (2.87)$$

## 2.2 Kontrola demagnetizace permanentních magnetů

Stroj by měl podle zadání odolat trojnásobnému proudovému přetížení, aniž by došlo k demagnetizaci magnetů. Obecně platí, že magnetické napětí permanentního magnetu  $U_{m,PM}$  musí pokrýt úbytky magnetických napětí ve vzduchové mezeře  $U_{m,\delta}$ , ve feromagnetických částech  $U_{m,Fe}$  a v případě nelineární BH charakteristiky feromagnetických materiálů také demagnetizační účinek příčné reakce kotvy  $U_{m,reakce}$  při zatížení, což lze popsat vztahem

$$U_{m,PM} = U_{m,\delta} + U_{m,Fe} + \frac{U_{m,reakce}}{2}. \quad (2.88)$$

Jak jsme ukázali v kapitole 2.1.3, lze magnetické napětí v železe stroje zanedbat, aniž bychom se dopustili velké nepřesnosti. Výsledný vztah pro reakční magnetické napětí potom plyne přímo z rovnice (2.88)

$$U_{m,reakce} = 2(U_{m,PM} - U_{m,\delta}) \quad (2.89)$$

Toto reakční napětí lze stanovit i jiným způsobem (opět zanedbáme vliv magnetického napětí feromagnetických částí), a to z celkového proudu stroje, s ohledem na povolené trojnásobné přetížení stroje, jako

$$U_{m,reakce} = \frac{I_{tot}}{2p} \frac{I_{max}}{I_n} = \frac{Q}{2p} V_d S_{lvNORM} J_s \frac{I_{max}}{I_n} =$$

$$= \frac{12}{10} \cdot 354 \cdot 0,0779 e^{-6} \cdot 3,84 e^6 \cdot 3 \doteq 381,2 A \quad (2.90)$$

Permanentní magnety z NdFeB mají koleno demagnetizační charakteristiky umístěno ve třetím kvadrantu, který není na obrázku patrný (**Příloha B**). S ohledem na bezpečnostní rezervu budeme požadovat, aby magnetická indukce při trojnásobném proudovém přetížení ve satorovém vinutí nepoklesla v žádném místě PM pod hranici  $B_D = -0,2T$  pod zubem statoru (předpokládáme  $B_{PM} \approx B_{m\delta}$ ) při uvažované maximální pracovní teplotě PM 80°C.

Nejprve zjistíme intenzitu demagnetizačního magnetického pole  $H_D$  [A/m] v místě demagnetizace  $B_D$

$$H_D = \frac{B_D - B_r}{\mu_0 \mu_{rPM}} = \frac{-0,2 - 1,11}{4\pi e^{-7} \cdot 1,0392} \doteq -1003142 Am^{-1}, \quad (2.91)$$

kde  $\mu_{rPM}$  [-] představuje relativní permeabilitu PM podle vztahu

$$\mu_{rPM} = \frac{B_r}{\mu_0 H_c} = \frac{1,11}{4\pi e^{-7} \cdot 850000} = 1,0392. \quad (2.92)$$

Odpovídající výška magnetů bude

$$h_{PM,min} = \frac{1}{H_D} \left( \frac{B_D}{\mu_0} \delta + \frac{U_{m,reakce}}{2} \right) = \frac{1}{1003142} \left( \frac{-0,2}{4\pi e^{-7}} \cdot 0,0008 + \frac{381,2}{2} \right) \doteq 0,063 mm. \quad (2.93)$$

Z výpočtu je patrné, že trojnásobnému proudovému přetížení z hlediska nevratné demagnetizace rozhodně odolají permanentní magnety o výšce  $h_{PM,min} = 0,063 mm$ , a proto výška permanentních magnetů  $h_{PM} = 1,4 mm$ , navržená pro jmenovitý stav, jistě vyhovuje.

## 2.3 Vyhodnocení výsledků stroje 1

Pro ověření funkce a navržených parametrů stroje 1 použijeme grafický software Maxwell 14.0, jeden z řady programů ANSYS ANSOFT, které jsou určeny pro precizní a rychlé elektronické, elektromagnetické a elektromechanické simulace.

### RMxpert

„**RMxpert (Rotation Machine expert)** je speciální program pro rychlý návrh a optimalizaci **elektrických strojů točivých**. Umožňuje porovnávat počáteční návrhy a provádět stovky parametrických analýz během několika vteřin. Lze jím simulovat kritické parametry strojů za normálních provozních podmínek, při stavu bez zatížení i zablokování rotoru. Typickými výstupními veličinami jsou momentové charakteristiky, ztráty, účinnost, indukce ve vzduchové mezeře, indukčnost vinutí a rozptyl.“

„Na základě vstupních údajů a předdefinovaných šablon elektrických strojů **RMxpert** provádí analýzu elektrických strojů a automaticky generuje jejich geometrické, obvodové i konečnoprvkové modely. Charakteristiky stroje pak mohou být zpřesněny konečnoprvkovým programem **Maxwell 2D, 3D**.“

„**RMxpert** využívá klasickou analytickou teorii elektrických strojů točivých a magnetických obvodů. Pro výpočet indukce ve vzduchové mezeře se využívá zpřesněná Schwarz-Christoffelova transformace. Hysterezní ztráty, ztráty vířivými proudy, rozptyl, indukčnost, vliv laminace, způsobu vinutí a některé 3D efekty jako např. zkosení rotoru a vliv čela vinutí se stanovují na základě analytických vztahů. Díky vylepšeným iteračním algoritmům je výpočet saturace v náhradním obvodovém schématu velice rychlý a přesný, což umožňuje efektivně zohlednit nelineární magnetické vlastnosti materiálů u všech podporovaných typů elektrických strojů.“ [23]

### **Charakteristika:**

- intuitivní grafické uživatelské rozhraní
- předdefinované šablony elektrických strojů točivých
- jednoduché spuštění simulace a automatická tvorba charakteristik a výstupního protokolu
- extrakce obvodových modelů elektrických strojů pro rozsáhlé systémové simulace
- knihovna lineárních, nelineárních, izotropních, anizotropních a laminovaných materiálů
- parametrické a optimalizační simulace (**Optimetrics**)

### Maxwell

„**Maxwell** je program na simulaci elektromagnetických polí při návrhu a analýze elektromotorů, generátorů, transformátorů, cívek a senzorů. Je založen na metodě konečných prvků (MKP) a umožňuje precizní simulaci elektromagnetických polí v časové i frekvenční oblasti.“

„Klíčovým prvkem **Maxwellu** je schopnost extrahovat stavové modely z konečnoprvkových simulací a spolupráce se specializovanými programy (**Simplorer**, **Rmxprt**, **PExprt**, **Workbench**). Tato schopnost je základem pro efektivní simulace rozsáhlých elektronických systémů s přesnými modely komponent.“ [23]

#### Charakteristika:

- Simulace stacionárních a kvazistacionárních elektromagnetických polí v časové i frekvenční oblasti
- Intuitivní grafické uživatelské rozhraní
- Automatická tvorba sítě s adaptivním zjemněním v kritických místech
- Jednoduchá simulace rotačního a translačního pohybu těles v elektromagnetickém poli, podpora simulace elektrických strojů a pohonů
- Pokročilé magnetické materiálové modely (dynamická demagnetizace, nelineární laminace, anizotropie)
- Různé možnosti zohlednění elektromagnetických ztrát na základě dostupných materiálových dat (BP charakteristiky)
- Rozsáhlá knihovna elektromagnetických a magnetických materiálů (**Shin-Etsu**, **VACUUMSCHMELZE**, **Magnequench**)
- Jednoduchá parametrizace modelů, optimalizační a statistické výpočty, možnosti využití více procesorů při optimalizaci i jednotlivých simulacích
- Extrakce stavových modelů pro rozsáhlé systémové simulace
- Simulace sdružených úloh (např.): **Maxwell** + **Rmxprt** (automatická tvorba modelů elektrických strojů)

V programu **Rmxprt** byl vybrán model stroje „Adjust-Speed Synchronous Machine“, kde byly postupně zadávány hodnoty analytického výpočtu. Hodnoty byly zadány podle požadavku programu. V programu byl nastaveny rozměry statoru, rotoru, drážky (zuby), výška PM, počet závitů, průřez vodiče a tloušťka izolace vodiče pro automatický návrh. Návrh modelu v **Rmxprt** sloužil pro porovnání s analytickým návrhem.

V **Tab.2.1** je uveden souhrn důležitých parametrů analyzovaného PMSM. V prvním sloupci jsou hodnoty dosažené analytickým výpočtem, ve druhém sloupci jsou hodnoty vypočtené v **Rmxprt**.

Problém u PMSM je ten, že na rozdíl od klasického synchronního stroje nelze regulovat buzení (což je jedna z nevýhod strojů s PM), které má v případě PM konstantní hodnotu.

Znamená to, že modelu PMSM v podstatě musíme vnutit jeho pracovní bod. V **Rmxprt** lze s výhodou využít rovnosti proudu s analytickým výpočtem. Proud lze ovlivnit počtem závitů, tedy abychom dosáhli porovnatelné úrovně, musíme snížit (zvýšit) statorový proud na hodnotu získanou analyticky, tzn. že toho dosáhneme postupným zvyšováním (snižováním) počtu závitů v **Rmxprt**, až budou proudy přibližně stejné. Jedná se o to, že stroji v podstatě vnutíme takový pracovní bod, na jehož základě je realizován analytický výpočet. V případě stroje 1 shodou okolností není potřeba uvedeného zásahu, u následujících analýz dalších strojů však už ano.

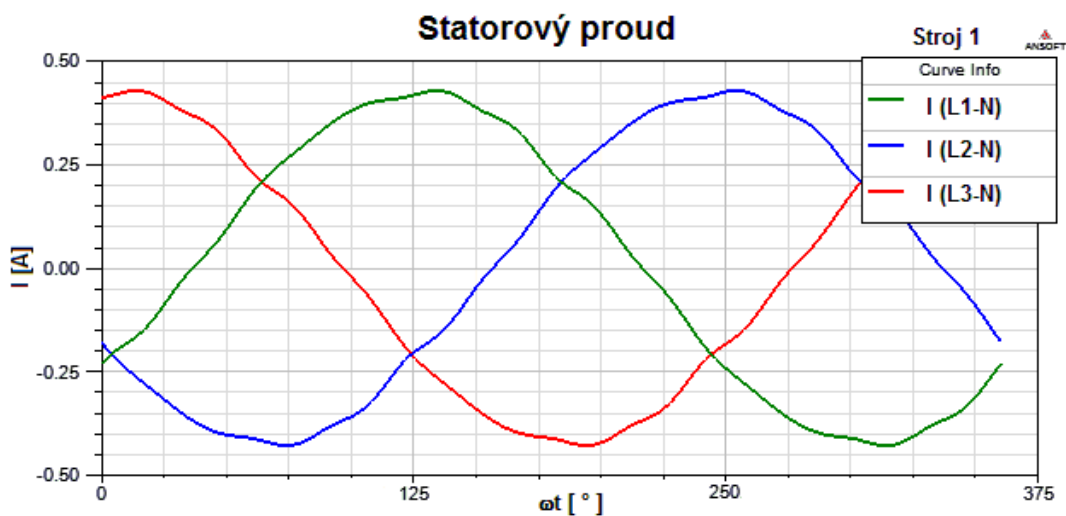


**Tab.2.1:** Souhrn a porovnání výsledků stroje s dvouvrstevným soustředěným vinutím.

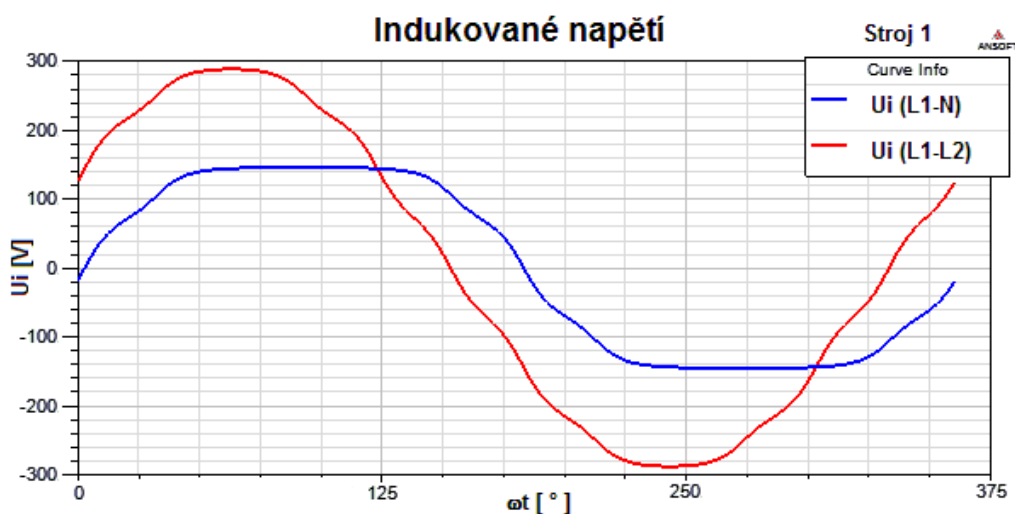
Název parametru	Značka [rozměr]	2-vrstvé soustředěné vinutí - stroj 1	
		Výpočet	RMxprt
počet drážek statoru	Q [-]	12	
počet pólových dvojic	2p [-]	10	
materiál PM		NdFeB - N35UH	
výška permanentních magnetů	h <sub>PM</sub> [mm]	1,4	
materiál plechů statoru, rotoru		M400-50A	
vnější průměr statoru	D <sub>o</sub> [mm]	80	
vnitřní průměr statoru	D <sub>i</sub> [mm]	44	
délka statorového svazku	l <sub>i</sub> [mm]	55	
magnetická indukce v zubu statoru	B <sub>t</sub> [T]	1,3	1,274
magnetická indukce ve jhu statoru	B <sub>ys</sub> [T]	1,0	1,008
magnetická indukce ve jhu rotoru	B <sub>yr</sub> [T]	1,0	1,008
magnetická indukce ve vzd. mezeře	B <sub>δ</sub> [T]	0,66	0,654
magnetická indukce PM	B <sub>PM</sub> [T]	0,66	0,646
počet vodičů v drážce	N [-]	354	354
statorový proud	I <sub>s</sub> [A]	0,299	0,298
proudová hustota	J <sub>s</sub> [A/mm <sup>2</sup> ]	3,84	3,82
lineární proudová hustota	A [A/m]	13 000	12 941
el. odpor 1. fáze vinutí statoru	R <sub>Cu</sub> [Ω]	26,42	27,49
výkon	P <sub>out</sub> [W]	88,00	88,08
ztráty v železe statoru	P <sub>Fe</sub> [W]	4,735	4,488
ztráty ve vinutí	P <sub>Cu</sub> [W]	7,086	7,314
celkové ztráty	P <sub>tot</sub> [W]	12,10	12,08
příkon	P <sub>in</sub> [W]	100,10	100,16
účinnost	η [%]	87,91	87,94
účinník	cos φ [-]	0,840	0,844
hmotnost PM	m <sub>PM</sub> [kg]	0,0744	0,0744
hmotnost mědi	m <sub>Cu</sub> [kg]	0,404	0,404
hmotnost statoru	m <sub>s</sub> [kg]	0,854	0,847
hmotnost rotoru	m <sub>r</sub> [kg]	0,194	0,194
hmotnost aktivních částí celkem	m <sub>tot</sub> [kg]	1,526	1,519

Průběhy proudů statorového vinutí a indukovaného napětí, získané simulací v RMxprt, jsou znázorněny níže na **Obr.2.5** a **Obr.2.6**. Zde lze vidět, že průběhy nejsou zcela ideálního sinusového tvaru, uplatňuje se zde tvar a rozložení PM. To je příčinou téměř obdélníkového průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, protože průběh indukce je závislý na tvaru PM, jejichž výška je po celém obvodu rotoru stejná.





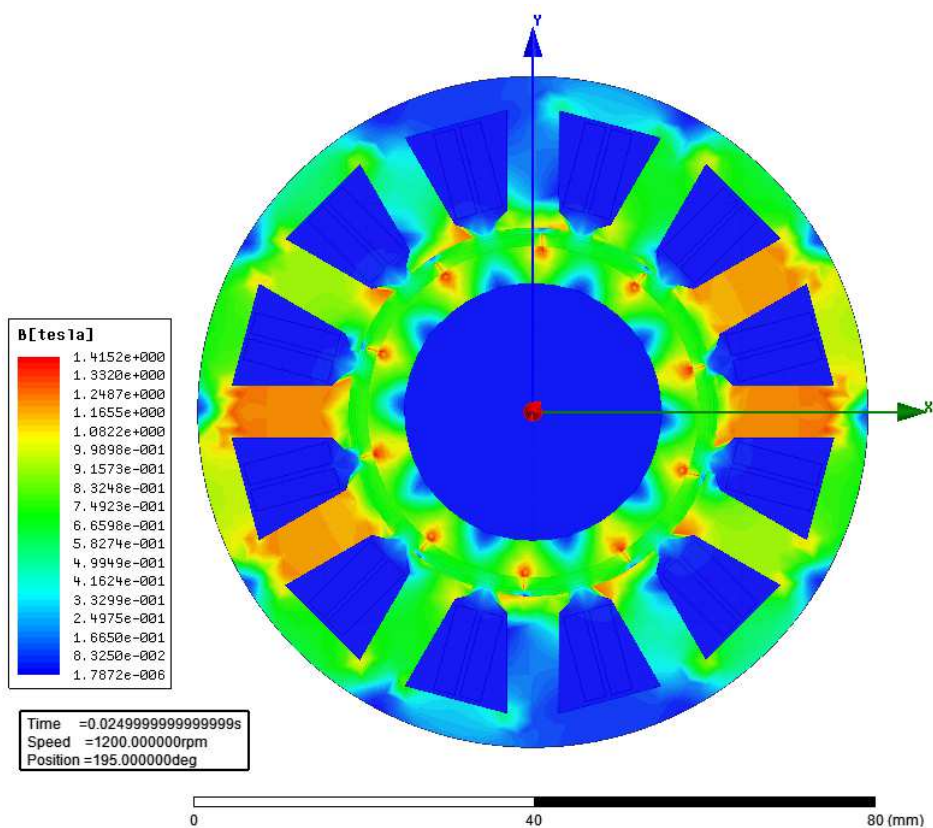
Obr.2.5: Průběh statorového proudu ve stroji 1 v RMxprt.



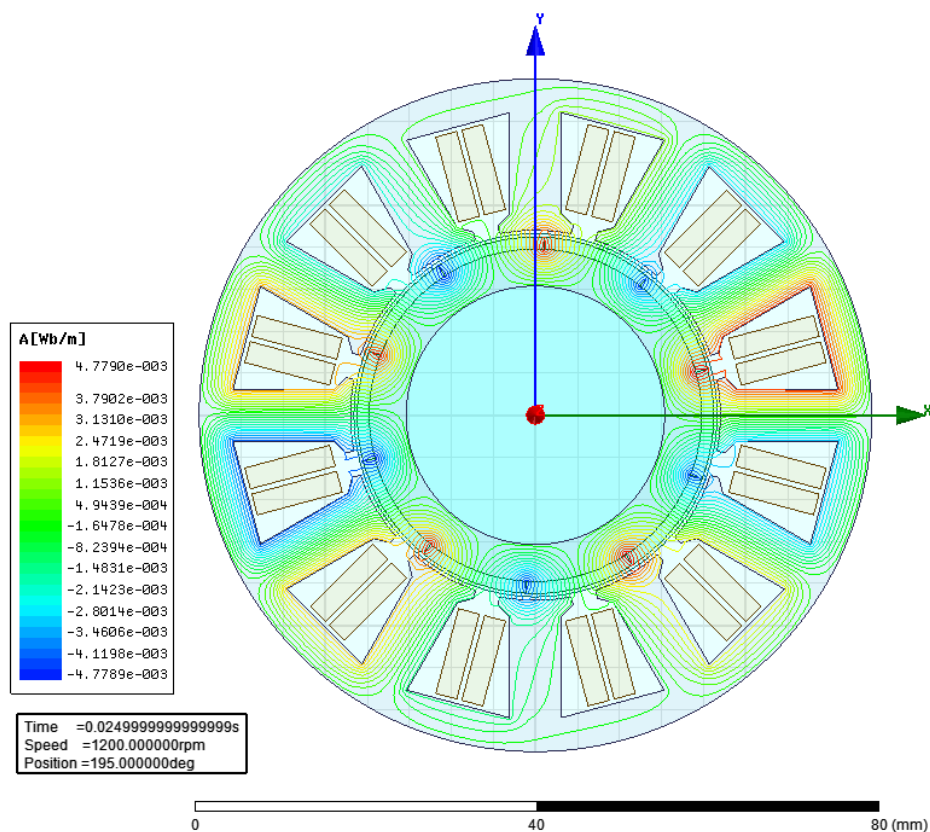
Obr.2.6: Průběh indukovaného napětí ve stroji 1 v RMxprt.

Následně byl stroj převeden do Maxwell 2D, kde byla provedena jeho analýza metodou konečných prvků. Analýza ukazuje rozložení magnetické indukce ve stroji (Obr.2.7) a rozložení a hustotu siločár magnetického pole (Obr.2.8).

Některé důležité parametry modelu Maxwellu 2D jsou uspořádány v Tab.2.2 a porovnány s předcházejícími analýzami stroje 1 (výpočet, RMxprt).



Obr.2.7: Rozložení magnetické indukce ve stroji 1.

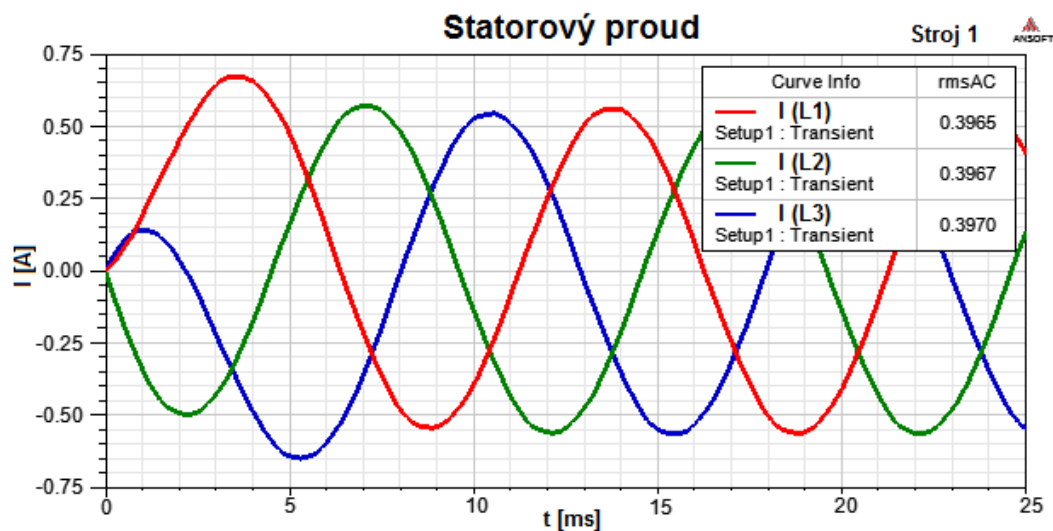


Obr.2.8: Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 1.

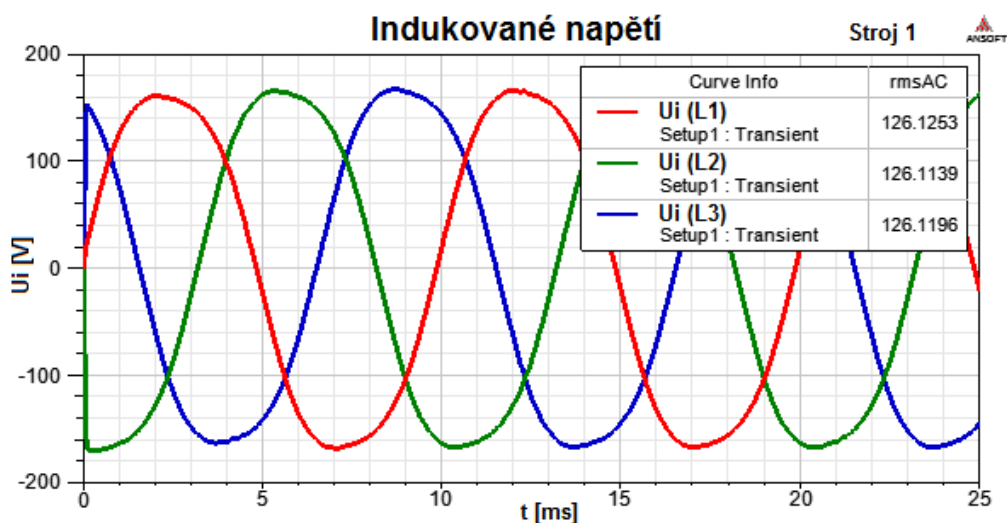
Tab.2.2: Souhrn vybraných výsledků stroje 1.

Název parametru	Značka [rozměr]	2-vrstvé soustředěné vinutí - stroj 1		
		Výpočet	RMxprt	Maxwell 2D
mag. indukce v zubu statoru	$B_t$ [T]	1,3	1,274	1,415
magnetická indukce ve jhu statoru	$B_{ys}$ [T]	1,0	1,008	1,166
magnetická indukce ve jhu rotoru	$B_{yr}$ [T]	1,0	1,008	1,332
mag. indukce ve vzd. mezeře	$B_\delta$ [T]	0,66	0,654	0,666
magnetická indukce PM	$B_{PM}$ [T]	0,66	0,646	0,666
proudová hustota	$J_s$ [A/mm <sup>2</sup> ]	3,84	3,82	3,67
ztráty v železe statoru	$P_{Fe}$ [W]	4,735	4,488	4,764
ztráty ve vinutí	$P_{Cu}$ [W]	7,086	7,314	7,670
celkové ztráty	$P_{tot}$ [W]	12,10	12,08	12,48

Na Obr.2.9 a Obr.2.10 lze vidět průběhy statorového proudu a indukovaného napětí, vytvořené simulací v Maxwell 2D programu. Oba průběhy se vyznačují téměř ideálním sinusovým průběhem. Je to způsobeno jednak použitým typem vinutí, ale hlavně provedenou analýzou metodou konečných prvků, která je kvalitnější, než analýza v RMxprt (viz Obr.2.5 a Obr.2.6).



Obr.2.9: Průběh statorového proudu ve stroji 1.



Obr.2.10: Průběh indukovaného napětí ve stroji 1.

### 3 PMSM S JEDNOVRSTVÝM SOUSTŘEDĚNÝM VINUTÍM

V této kapitole budeme analyzovat stroj s jiným typem vinutí a to s jednovrstvým soustředěným. Většina vypočtených parametrů z předchozí druhé kapitoly je platná i pro tento stroj. Z toho důvodu bude výpočet proveden jen u parametrů, které se budou měnit, popř. budou uváděny výpočty z předešlé kapitoly z důvodu kontextu práce.

#### 3.1 Analytický návrh stroje 2

Stroje s jednovrstvým soustředěným vinutím se vyznačují tím, že je navinut každý druhý zub statoru. Na každém zubu bude ovšem navinut dvojnásobek závitů oproti zubům u dvouvrstvého soustředěného vinutí. To znamená, i když je počet závitů v drážce stejný jako u dvouvrstvého vinutí, je zde relativně více prostoru pro manipulaci, třeba z důvodu absence izolace mezi vrstvami jednotlivých vinutí.

Pro analýzu stroje 2 lze zvolit dvě varianty návrhu. První varianta (V1) spočívá v použití stejné lineární proudové hustoty jako u stroje 1, druhá varianta (V2) preferuje zase stejnou délku stroje jako u návrhu stroje 1.

Při použití V1 se bude měnit délka stroje, magnetický tok, plocha drážky (rozměry drážky), změní se i ztráty ve vinutí a ztráty v železe, tedy i účinnost a účinník stroje. Při použití V2 se bude měnit lineární proudová hustota, počet závitů, tedy ztráty ve vinutí, účinník i účinnost stroje. Změny v obou variantách jsou vztaženy ke stroji 1.

Další změnou oproti stroji 1 je změna typu vinutí analyzovaného stroje 2. Jednovrstvé soustředěné vinutí má obecně lepší využití, tzn. lepší činitel vinutí oproti dvouvrstvému soustředěnému vinutí.

- Typ motoru: *PMSM s vnitřním rotorem a jednovrstvým soustředěným vinutím.*
- Činitel vinutí:  $k_w = 0,966$  (viz. kapitola 1.2.3, **Příklad 1**).

Z důvodu srovnatelnosti a rozmanitosti návrhu provedeme analýzu stroje 2-V2 s tím, že výsledky důležitých parametrů stroje 2-V1 budou uvedeny v závěrečné tabulce. Výpočet stroje 2-V1 zde proto nebude uváděn.

Změna činitele vinutí se samozřejmě projeví ihned v základní elektromagnetické rovnici, v níž počítáme velikost lineární proudové hustoty stroje 2-V2 jako

$$A = \frac{\sqrt{2} \varepsilon P_{out}}{\pi^2 k_w B_{m\delta} D_i^2 l_i n_n \eta \cos \varphi} =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 88}{\pi^2 \cdot 0,966 \cdot 0,66 \cdot 0,044^2 \cdot 0,055 \cdot 20 \cdot 0,85 \cdot 0,87} \doteq 12559 \text{ Am}^{-1}. \quad (3.1)$$

Počet vodičů v drážce závisí právě na lineární proudové hustotě a statorovém proudu, který je stejný jako u stroje 1.

$$V_d = \frac{\pi D_i A}{Q \sqrt{2} I_s} = \frac{\pi \cdot 0,044 \cdot 12618}{12 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,299} \doteq 342. \quad (3.2)$$

Potom počet závitů na 1. fázi bude

$$N = \frac{V_d Q}{2 a m} = \frac{342 \cdot 12}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 684, \quad (3.3)$$

kde  $a = 1$  je počet paralelních vodičů.

Velikost magnetického toku ve vzduchové mezeře vypočítáme z předpokládaného indukovaného napětí a počtu závitů jako

$$\Phi_\delta = \frac{\varepsilon E_{PM}}{\pi \sqrt{2} f k_w N} = \frac{1 \cdot 132,8}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 100 \cdot 0,966 \cdot 684} \doteq 0,000453 \text{ Wb}. \quad (3.4)$$

Lze vidět, že velikost magnetického toku u stroje s jednovrstvým vinutím je totožná s hodnotou u stroje 1. Je to logické, protože počet závitů je úměrný zmenšené hodnotě lineární proudové hustoty vlivem vyššího činitele vinutí. Proto musí platit rovnost pro součin počtu závitů a činitele vinutí u stroje 1 i stroje 2 - pokud zanedbáme vliv zaokrouhlování výsledných hodnot ( $N_{stroj1} k_{wstroj1} = N_{stroj2} k_{wstroj2} \Rightarrow \Phi_{\delta1} = \Phi_{\delta2}$ ).

Celková aktivní plocha drážky (plocha vhodná pro uložení vinutí) bude stejná jako u stroje 1. Pouze zopakujme, že

$$S_{slot} = \frac{b_{s1} + b_{s2}}{2} h_2 = \frac{12,42 + 6,30}{2} \cdot 11,7 \doteq 109,51 \text{ mm}^2. \quad (3.5)$$

Plocha drážky vyplněná vodiči při stejné zvoleném činiteli plnění drážky  $k_{Cu} = 0,3$  bude

$$S_{Cu} = k_{Cu} S_{slot} = 0,3 \cdot 109,51 = 32,853 \text{ mm}^2. \quad (3.6)$$

Z celkové plochy vodičů takto uložených v drážce vypočítáme průřez jednoho vodiče, který bude o něco větší vzhledem k menšímu počtu vodičů uložených v drážce

$$S_{1v} = \frac{S_{Cu}}{V_d} = \frac{32,853}{342} \doteq 0,096 \text{ mm}^2 . \quad (3.7)$$

Průřez vodiče, tedy i průměr vodiče včetně izolace, volíme stejný jako u stroje 1. Potom plocha drážky vyplněná vodiči normalizovaného průřezu, vč. izolace, bude menší vzhledem k nižšímu počtu vodičů uložených v drážce

$$S_{Cu} = V_d \frac{\pi (d_{1vNORM.} + t_{IZOL.})^2}{4} = 342 \cdot \frac{\pi (0,315 + 0,035)^2}{4} \doteq 32,92 \text{ mm}^2 . \quad (3.8)$$

Skutečný činitel plnění drážky bude mít o něco menší hodnotu

$$k_{Cu} = \frac{S_{Cu}}{S_{slot}} = \frac{32,92}{109,51} \doteq 0,301 . \quad (3.9)$$

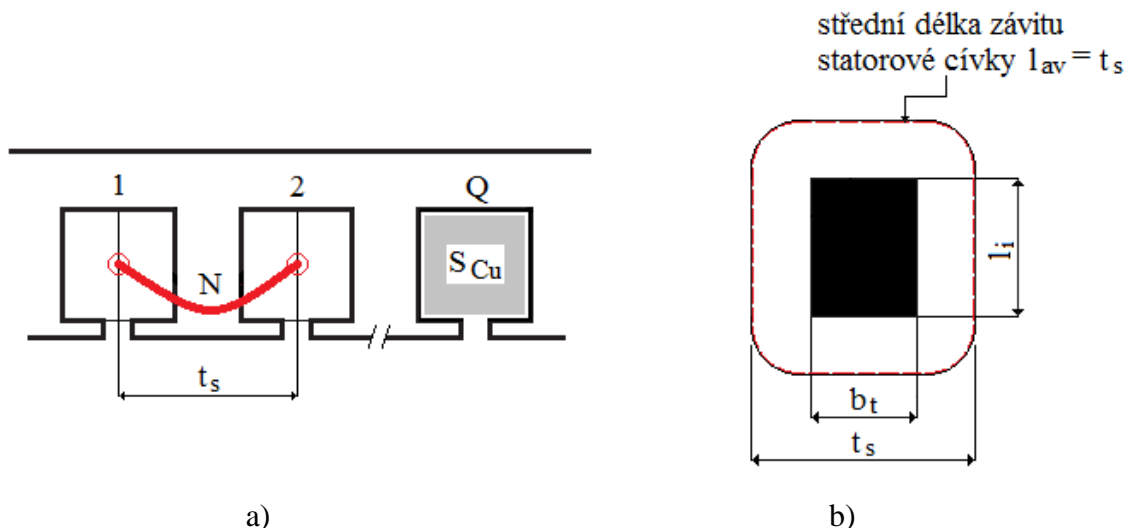
V případě zvětšení průřezu vodiče o stupeň nahoru bude činitel drážky  $k_{Cu} \doteq 0,336$ , což je už dost vysoká hodnota vzhledem k tomu, že neuvažujeme izolaci statorové drážky. Tím by se činitel plnění drážky samozřejmě ještě výrazněji zvýšil.

Jak už jsme avizovali na začátku této kapitoly, ztráty ve vinutí statoru se změní zcela určitě. Zvětší se střední délka závitu, protože kolem zubu bude navinuto dvojnásobné množství závitů. Odpor vodiče tedy bude větší a větší budou i z toho plynoucí ztráty ve vinutí. Drážková rozteč v polovině výšky drážky zůstává stejná, zde uvedeme pouze pro kontinuitu výpočtu, že

$$t_{s,av} = \frac{\pi (D_i + 2(h_0 + h_1) + h_2)}{Q} = \frac{\pi (44 + 2(1+1) + 11,7)}{12} \doteq 15,63 \text{ mm} . \quad (3.10)$$

Velikost střední délky závitu u jednovrstvého vinutí se zvětší na hodnotu

$$l_{av} = 2l_i + 2b_t + \pi(t_{s,av} - b_t) = 2 \cdot 55 + 2 \cdot 6,27 + \pi \cdot (15,63 - 6,27) \doteq 151,95 \text{ mm} . \quad (3.11)$$



**Obr.3.1:** Řez statoru stroje 2-V2. a) Umístění závitů, b) konstrukce střední délky závitu.

Při stejné měrné vodivosti odpor  $R_{Cu}$  jedné fáze satorového vinutí bude

$$R_{Cu} = \frac{N l_{av}}{\sigma_{Cu80} S_{lvNORM.}} = \frac{684 \cdot 0,15195}{47\,208\,204 \cdot 0,0779e^{-6}} \doteq 28,26 \Omega , \quad (3.12)$$

kde  $\sigma_{Cu80}$  je měrná vodivost mědi přepočtená na teplotu 80°C.

Vztah pro výpočet ztrát v mědi vinutí je dán rovnicí

$$P_{Cu} = m R_{Cu} I_s^2 = 3 \cdot 28,26 \cdot 0,299^2 \doteq 7,579 W . \quad (3.13)$$

Celkové ztráty budou

$$\Delta P = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mech} + P_d = 7,579 + 4,735 + 0,190 + 0,088 \doteq 12,59 W \quad (3.14)$$

s tím, že změna bude jen u ztrát ve vinutí statoru.

Příkon stroje vypočítáme opět jako součet výstupního výkonu a všech ztrát ve stroji

$$P_{in} = P_{out} + \Delta P = 88 + 12,59 = 100,59 W . \quad (3.15)$$

Účinník stroje bude

$$\cos \varphi = \frac{P_{in}}{\sqrt{3} U_s I_s} = \frac{100,59}{\sqrt{3} \cdot 230 \cdot 0,299} \doteq 0,844 \quad (3.16)$$

a účinnost stroje

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{88}{100,59} \cdot 100 \doteq 87,48 \% . \quad (3.17)$$

Hmotnost aktivního materiálu stroje 2-V2 se bude měnit z důvodu nové střední délky závitů.

Hmotnost mědi ve satorových drážkách

$$m_{Cu} = V_d S_{lvn} Q l_{av} \rho_{Cu} = 342 \cdot 0,0779e^{-6} \cdot 12 \cdot 0,15195 \cdot 8900 \doteq 0,432 kg \quad (3.18)$$

a celková hmotnost aktivního materiálu stroje je součtem všech hmotností

$$m_{tot} = m_{ys} + m_t + m_{PM} + m_{Cu} + m_{yr} = 0,416 + 0,438 + 0,0744 + 0,432 + 0,194 \doteq 1,554 kg . \quad (3.19)$$

Na závěr lze ještě zkontrolovat odolnost PM vůči demagnetizaci. Opět budeme vycházet z rovnice pro celkový proud stroje a předpokládané reakční napětí, včetně trojnásobného přetížení. Potom reakční magnetické napětí bude mít hodnotu

$$\begin{aligned} U_{m,reakce} &= \frac{I_{tot}}{2p} \frac{I_{max}}{I_n} = \frac{Q}{2p} V_d S_{lvNORM} J_s \frac{I_{max}}{I_n} = \\ &= \frac{12}{10} \cdot 342 \cdot 0,0779e^{-6} \cdot 3,84e^6 \cdot 3 \doteq 368,3 A, \end{aligned} \quad (3.20)$$

což je hodnota menší než u stroje s dvouvrstvým vinutím.



Pokud budeme předpokládat přibližnou rovnost  $B_{PM} \approx B_{\delta}$ , při uvažované maximální pracovní teplotě magnetů  $80^{\circ}\text{C}$  bude intenzita demagnetizačního magnetického pole  $H_D$  v místě demagnetizace  $B_D$  stejná jako u stroje 1

$$H_D = \frac{B_D - B_r}{\mu_0 \mu_{rPM}} = \frac{-0,2 - 1,11}{4\pi e^{-7} \cdot 1,0392} \doteq -1003142 \text{ Am}^{-1}, \quad (3.21)$$

kde  $\mu_{rPM}$  představuje relativní permeabilitu PM podle vztahu (2.92).

Odpovídající výška magnetů bude

$$h_{PM, \min} = \frac{1}{H_D} \left( \frac{B_D}{\mu_0} \delta + \frac{U_{m,reakce}}{2} \right) = \frac{1}{1003142} \left( \frac{-0,2}{4\pi e^{-7}} \cdot 0,0008 + \frac{368,3}{2} \right) \doteq 0,057 \text{ mm}. \quad (3.22)$$

Trojnásobnému proudovému přetížení u stroje s jednovrstvým vinutím z hlediska nevratné demagnetizace odolají permanentní magnety o výšce  $h_{PM \min} = 0,057 \text{ mm}$ , a proto výška permanentních magnetů  $h_{PM} = 1,4 \text{ mm}$ , navržená pro jmenovitý stav, opět jistě vyhovuje.

### 3.2 Vyhodnocení výsledků stroje 2

Analýzu v RMxprt jsme prováděli pro obě varianty stroje 2. Opět byl v programu RMxprt byl vybrán model stroje „Adjust-Speed Synchronous Machine“, kde byly postupně zadávány hodnoty analytického výpočtu. Hodnoty byly zadány podle požadavku programu. V programu byl nastaveny rozměry statoru, rotoru, drážky (zubu), výška PM, počet závitů, průřez vodiče a tloušťka izolace vodiče pro automatický návrh. Návrh modelu v RMxprt sloužil pro porovnání s analytickým návrhem i pro porovnání s parametry první varianty.

V **Tab.3.1** je uvedeno porovnání důležitých parametrů analyzovaného stroje 2. V prvním sloupci jsou uvedeny hodnoty nepočítaného stroje 2-V1. Ve druhém jsou hodnoty získané pro 2-V1 z RMxprt. Třetí sloupec obsahuje hodnoty pro stroj 2-V2, dosažené analytickým výpočtem a ve čtvrtém sloupci jsou hodnoty vypočtené v RMxprt pro 2-V2.

V RMxprt jsme museli měnit počet závitů, abychom dosáhli shodných pracovních bodů pro porovnání s analytickým výpočtem. Důvod tohoto zásahu je vysvětlen v kapitole 2.3.

Z **Tab.3.1** je zřejmé, že analytický výpočet je, až na malé chyby, jenž jsou zanedbatelné, téměř shodný se simulací v RMxprt. Předpoklad byl, že pokud bude nastaven přibližně stejný pracovní bod, hodnoty by se měly lišit minimálně, což ukazují i výsledky obou porovnání.

Pokud budeme hodnotit výsledky obou variant, upozorníme zejména na tyto skutečnosti:

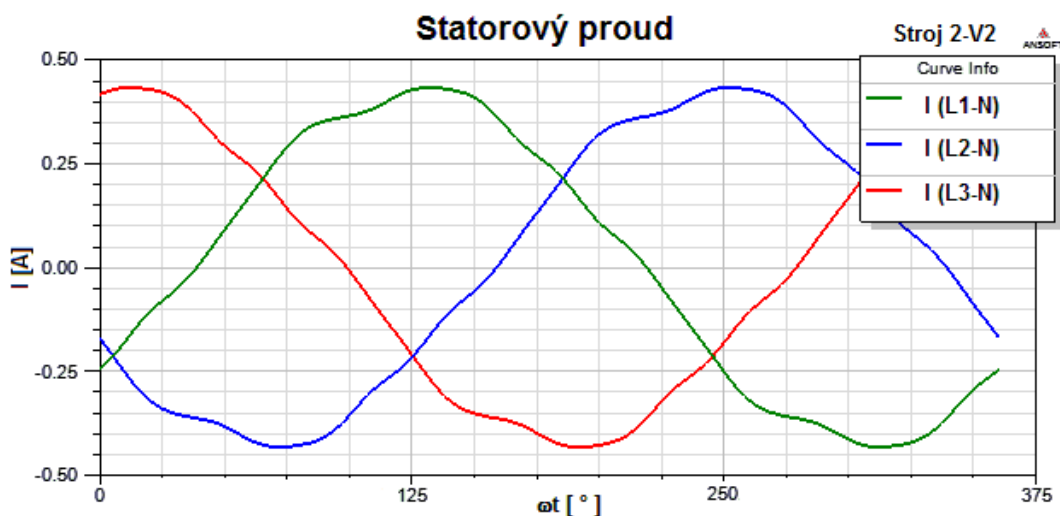
- ztráty v železe statoru jsou menší u 2-V1 - menší délka železa.
- ztráty ve vinutí jsou menší u 2-V2 - délka železa větší, tzn. větší střední délka závitu, ale menší počet závitů dávají v součtu příznivější výsledek.
- celkové ztráty nižší u 2-V1 - viz oba předcházející body, menší mechanické ztráty
- a z toho plynoucí lepší účinnost 2-V1.
- celková hmotnost nižší u 2-V1 - větší hmotnost Cu, ale menší hmotnost Fe a PM.



**Tab.3.1:** Souhrn a porovnání výsledků strojů s jednovrstvým soustředěným vinutím.

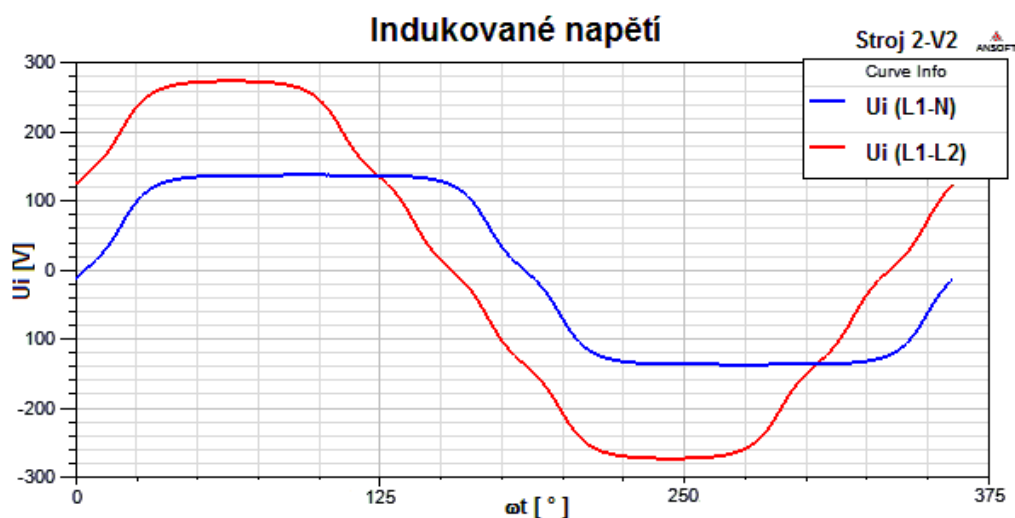
Název parametru	Značka [rozměr]	1-vrstvé soustředěné vinutí - stroj 2			
		Stroj 2-V1	RMxpřt 2-V1	Stroj 2-V2	RMxpřt 2-V2
počet drážek statoru	Q [-]	12			
počet pólových dvojic	2p [-]	10			
materiál PM		NdFeB - N35UH			
výška permanentních magnetů	h <sub>PM</sub> [mm]	1,4			
materiál plechů statoru, rotoru		M400-50A			
vnější průměr statoru	D <sub>o</sub> [mm]	80			
vnitřní průměr statoru	D <sub>i</sub> [mm]	44			
délka statorového svazku	l <sub>i</sub> [mm]	53		55	
mag. indukce v zubu statoru	B <sub>t</sub> [T]	1,3	1,272	1,3	1,274
magnetická indukce ve jhu statoru	B <sub>ys</sub> [T]	1,0	1,008	1,0	1,008
magnetická indukce ve jhu rotoru	B <sub>yr</sub> [T]	1,0	1,008	1,0	1,008
mag. indukce ve vzd. mezeře	B <sub>δ</sub> [T]	0,66	0,654	0,66	0,654
magnetická indukce PM	B <sub>PM</sub> [T]	0,66	0,646	0,66	0,646
počet vodičů v drážce	N [-]	354	345	342	334
statorový proud	I <sub>s</sub> [A]	0,299	0,300	0,299	0,299
proudová hustota	J <sub>s</sub> [A/mm <sup>2</sup> ]	3,84	3,85	3,84	3,83
lineární proudová hustota	A [A/m]	13 000	12 722	12 559	12 243
el. odpor 1. fáze vinutí statoru	R <sub>Cu</sub> [Ω]	28,48	28,88	28,26	28,72
výkon	P <sub>out</sub> [W]	88,00	88,12	88,00	88,13
ztráty v železe statoru	P <sub>Fe</sub> [W]	4,563	4,324	4,735	4,488
ztráty ve vinutí	P <sub>Cu</sub> [W]	7,638	7,817	7,579	7,681
celkové ztráty	P <sub>tot</sub> [W]	12,47	12,41	12,59	12,45
příkon	P <sub>in</sub> [W]	100,47	100,54	100,59	100,58
účinnost	η [%]	87,59	87,65	87,48	87,62
účinník	cos φ [-]	0,843	0,840	0,844	0,844
hmotnost PM	m <sub>PM</sub> [kg]	0,0717	0,0717	0,0744	0,0744
hmotnost mědi	m <sub>Cu</sub> [kg]	0,436	0,415	0,432	0,412
hmotnost statoru	m <sub>s</sub> [kg]	0,823	0,817	0,854	0,847
hmotnost rotoru	m <sub>r</sub> [kg]	0,187	0,187	0,194	0,194
hmotnost aktivních částí celkem	m <sub>tot</sub> [kg]	1,518	1,491	1,554	1,527

Na **Obr.3.2** a **Obr.3.3** jsou znázorněny průběhy statorového proudu ve vinutí a fázové a sružené indukované napětí stroje 2-V2, průběhy stroje 2-V1 jsou po porovnání prakticky totožné, proto zde nejsou uváděny.



**Obr.3.2:** Průběh statorového proudu ve stroji 2-V2 v RMxpřt.

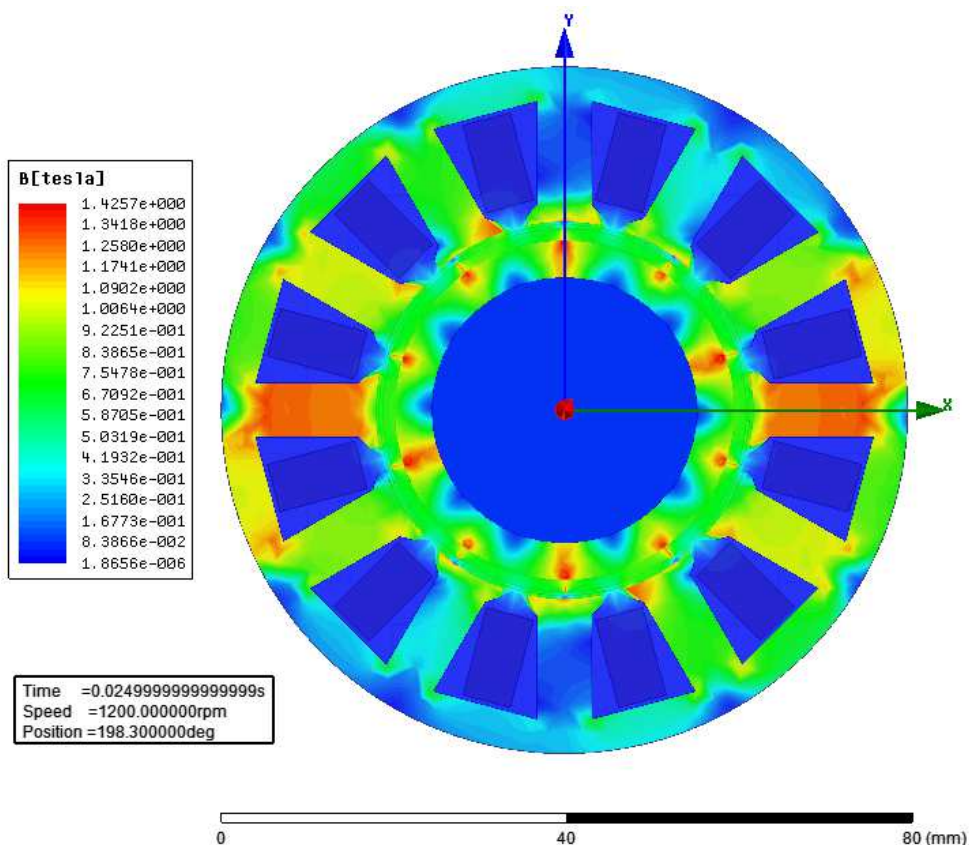
V porovnání s průběhem proudu u stroje 1, je průběh proudu u strojů 2-V1, 2-V2 více nerovnoměrný, respektive u stroje 1 je průběh proudu rovnoměrnější, protože se projevuje výrazněji vliv rozložení vinutí po obvodu stroje, kdy je navinut každý druhý zub statoru.



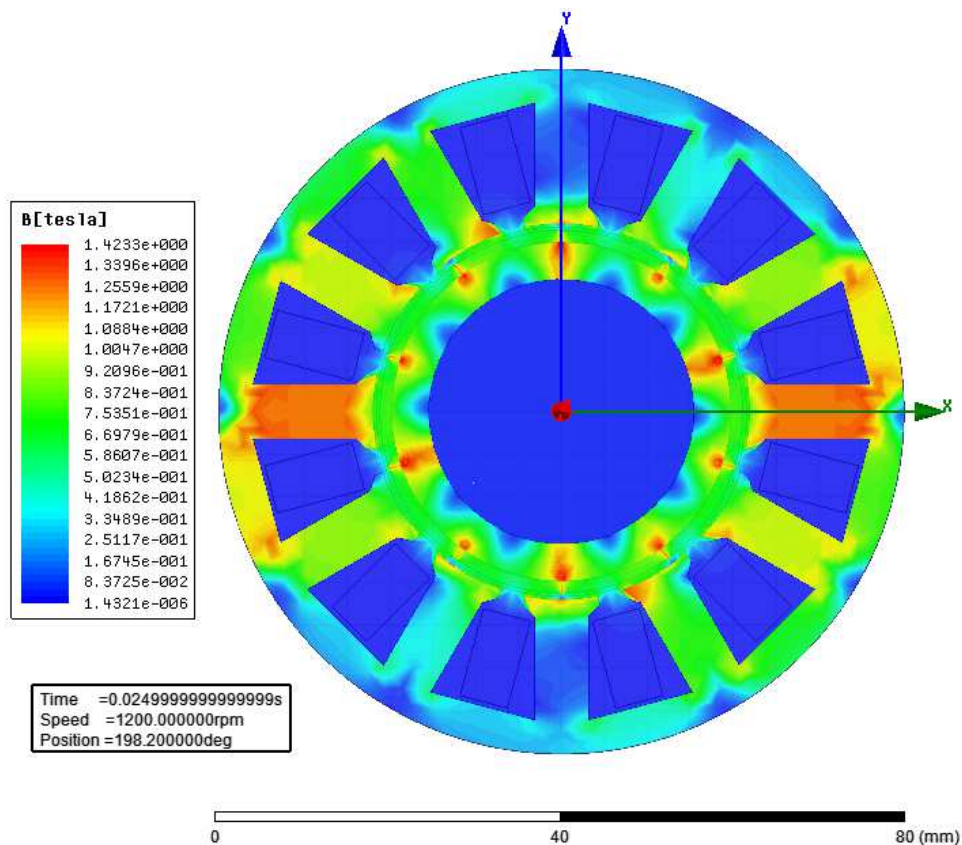
**Obr.3.3:** Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V2 v RMxpřt.

To lze pozorovat i při průběhu indukovaného napětí, kde je situace podobná, jako u předchozího odstavce.

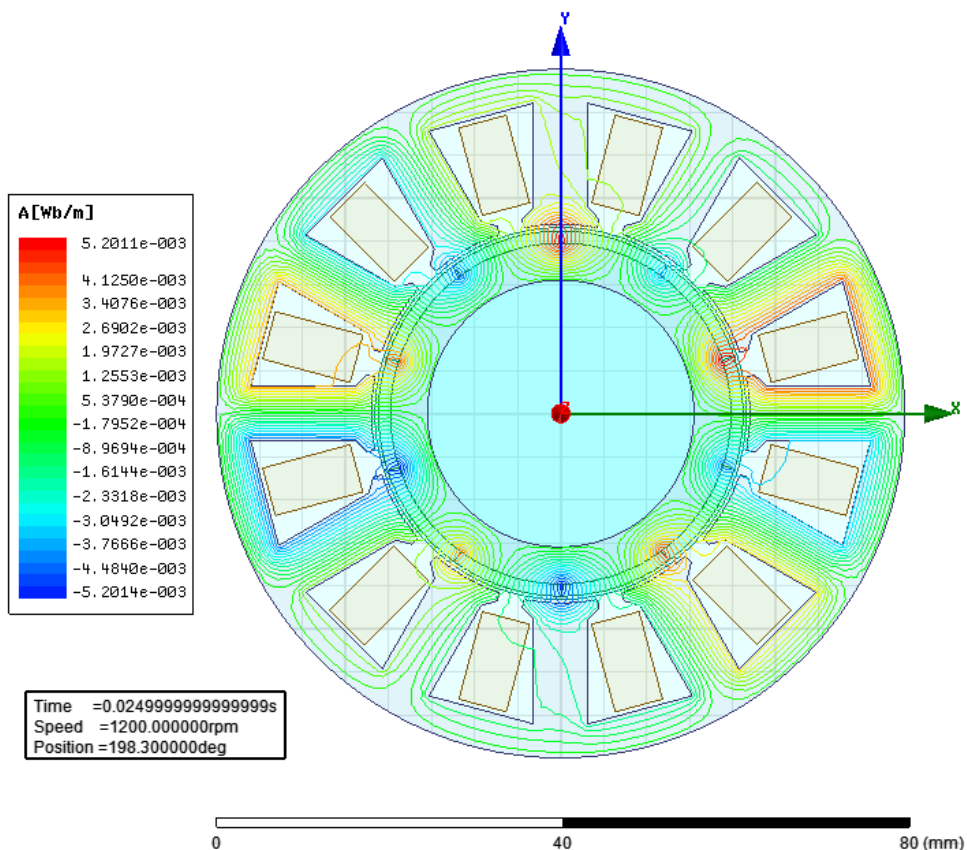
Po porovnání výsledků se simulací v RMxpřt byly modely strojů 2-V1, 2-V2 převedeny do programu Maxwell 2D, kde byla opět provedena analýza, tentokrát metodou konečných prvků. Výsledky této analýzy jsou zobrazeny na následujících obrázcích. Na **Obr.3.4** a **Obr.3.5** je zobrazeno rozložení magnetické indukce v řezu strojů 2-V1 a 2-V2. Na **Obr.3.6** a **Obr.3.7** zase rozložení a hustota siločar magnetického pole strojů 2-V1 a 2-V2.



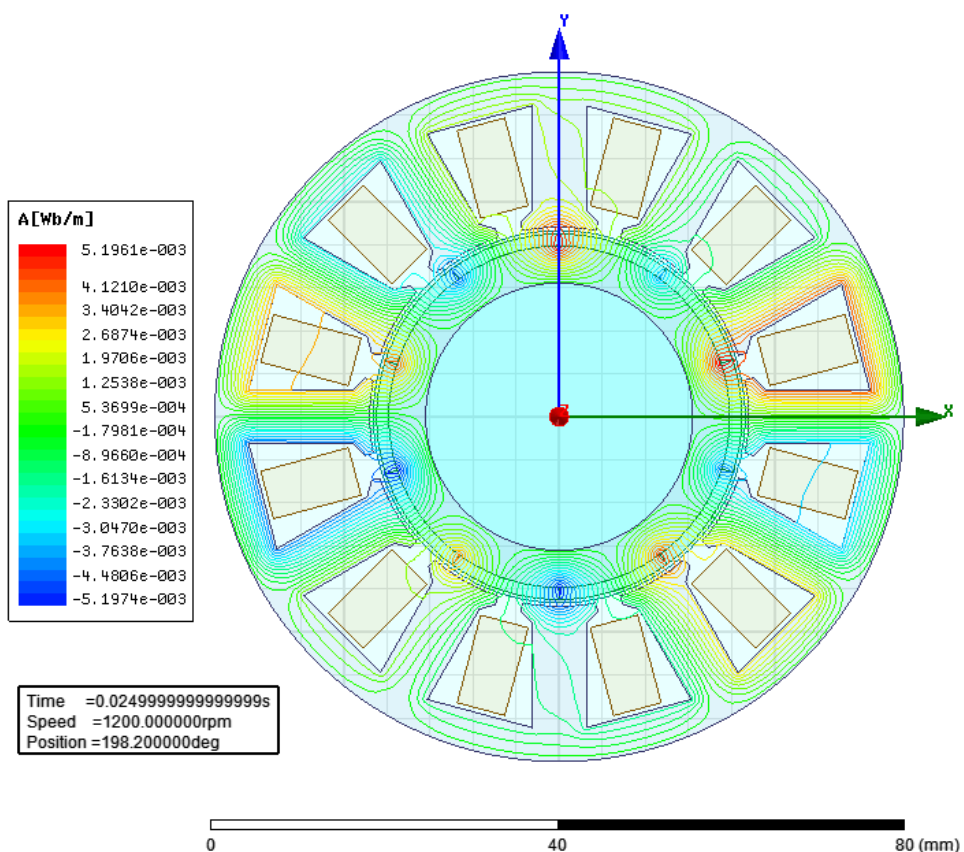
Obr.3.4: Rozložení magnetické indukce ve stroji 2-V1.



Obr.3.5: Rozložení magnetické indukce ve stroji 2-V2.



**Obr.3.6:** Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 2-V1.



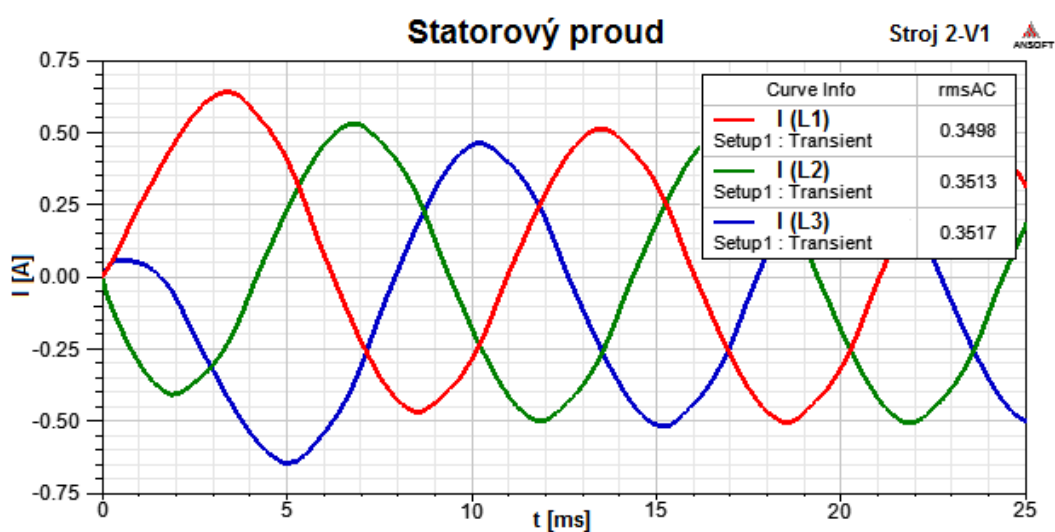
**Obr.3.7:** Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 2-V2.

V **Tab.3.2** jsou seřazeny vybrané parametry stroje 2 z obou jeho navržených variant. Pro porovnání jsou ve třetím a čtvrtém sloupci vybrané hodnoty získané analýzou v Maxwell 2D.

**Tab.3.2:** Souhrn vybraných výsledků strojů 2-V1 a 2-V2.

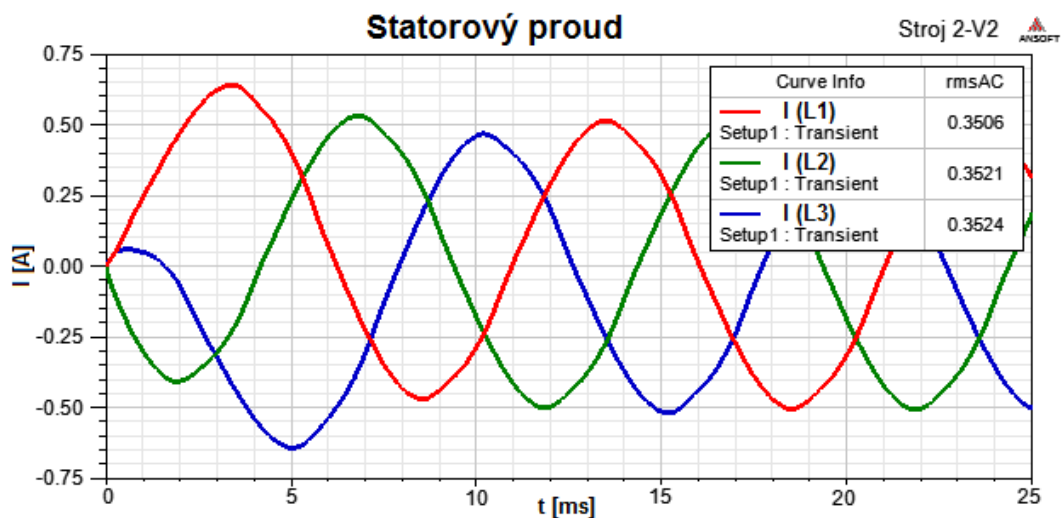
Název parametru	Značka [rozměr]	1-vrstvé soustředěné vinutí - stroj 2			
		Varianta V1	Varianta V2	Maxwell 2D 2-V1	Maxwell 2D 2-V2
mag. indukce v zubu statoru	$B_t$ [T]	1,3	1,3	1,426	1,423
magnetická indukce ve jhu statoru	$B_{ys}$ [T]	1,0	1,0	1,174	1,172
magnetická indukce ve jhu rotoru	$B_{yr}$ [T]	1,0	1,0	1,342	1,339
mag. indukce ve vzd. mezeře	$B_\delta$ [T]	0,66	0,66	0,671	0,669
magnetická indukce PM	$B_{PM}$ [T]	0,66	0,66	0,671	0,669
proudová hustota	$J_s$ [A/mm <sup>2</sup> ]	3,84	3,84	3,831	3,8294
ztráty v železe statoru	$P_{Fe}$ [W]	4,563	4,735	4,532	4,661
ztráty ve vinutí	$P_{Cu}$ [W]	7,638	7,579	7,066	6,996
celkové ztráty	$P_{tot}$ [W]	12,47	12,59	11,94	12,27

Vliv použitého vinutí, ale i vliv drážkování, je patrnější i na průbězích vytvořených v Maxwell 2D, uvedených na **Obr.3.8** až **Obr.3.11**.

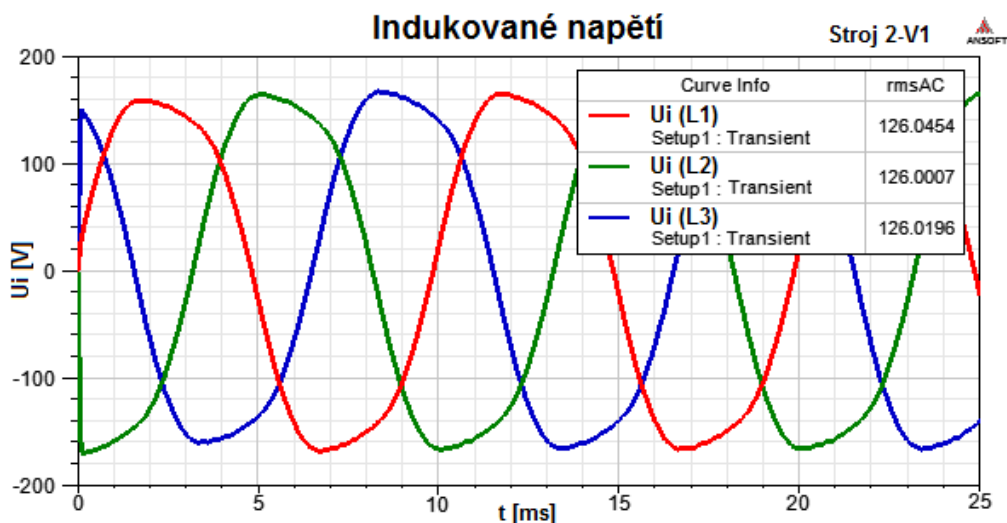


**Obr.3.8:** Průběh statorového proudu ve stroji 2-V1.

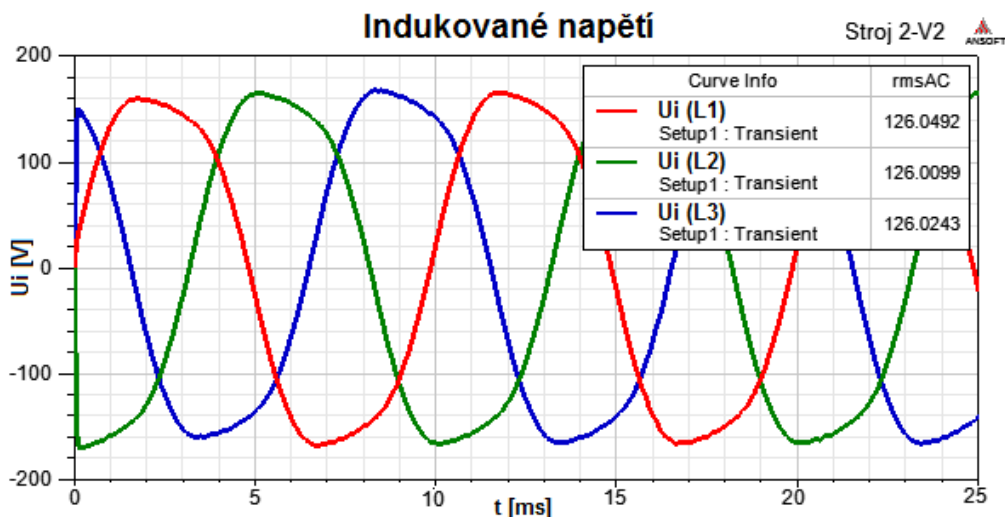




**Obr.3.9:** Průběh satorového proudu ve stroji 2-V2.



**Obr.3.10:** Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V1.



**Obr.3.11:** Průběh indukovaného napětí ve stroji 2-V2.

Pokud porovnáme oba stroje mezi sebou, pak stroj 2-V1, který má větší lineární proudovou hustotu, se vyznačuje o něco vyšší maximální hodnotou magnetické indukce, viz **Obr.3.4**, a také vyšší hustotou siločar magnetického pole, viz **Obr.3.6**. Na druhou stranu stroj 2-V2 se vyznačuje větší průměrnou efektivní hodnotou statorového proudu (**Obr.3.9**) i indukovaného napětí (**Obr.3.11**).

## 4 PMSM S NEROVNOMĚRNĚ ROZLOŽENÝMI DRÁŽKAMI

V současné době se stále více dostávají do pozornosti početné alternativy modelů strojů, jejichž konstrukce umožňuje zlepšení užitných vlastností stroje. Za jednu z takových alternativ lze považovat i stroj s nerovnoměrně rozloženými drážkami (stroj 3). Stroje s nerovnoměrně rozloženými drážkami nepatří mezi rozšířené konstrukce, přesto se vyznačují některými vlastnostmi, které jsou srovnatelné s předchozími typy konstrukcí.

Hlavní odlišností od konstrukce předchozích typů je nestejná šířka zubů statoru, kde při stejné ploše drážky se střídá užší zub a širší zub. Vinutí je umístěno na širších zubech.

Smyslem tohoto uspořádání je nalézt šířku vinutých zubů takovou, aby se činitel vinutí teoreticky rovnal 1. Toho docílíme tak, že rozšíříme rozměry vinutých zubů (šířku zubu i šířku paty zubu) o 1,2 násobek (protože máme stroj 12/10) a zároveň snížíme i rozměry nevinutých zubů. Takto zůstane plocha drážky (její rozměry) zachována. Při 100% pólovém krytí je pólová rozteč rovna šířce PM. Také drážková rozteč vinutých zubů je rovna pólové rozteči, tzn. i šířce PM.

### 4.1 Analytický návrh stroje 3

- Typ motoru: *PMSM s vnitřním rotorem, jednovrstvým soustředěným vinutím a nerovnoměrně rozloženými drážkami.*
- Předpokládaný činitel vinutí:  $k_w = 1$ .

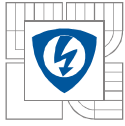
Při analýze budeme vycházet z návrhu předchozí verze stroje 2-V1 ( $A = konst.$ ). Zvýšení činitele vinutí má za následek snížení délky stroje

$$l_i = \frac{\sqrt{2} \varepsilon P_{out}}{\pi^2 k_w B_{m\delta} D_i^2 A n_n \eta \cos \varphi} =$$
$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 88}{\pi^2 \cdot 0,966 \cdot 0,66 \cdot 0,044^2 \cdot 13000 \cdot 20 \cdot 0,85 \cdot 0,87} \doteq 0,051 m. \quad (4.1)$$

Rozměry drážek, jha statoru i jha rotoru ponecháme stejné jako u stroje 2-V1. Počet závitů statorového vinutí, průřez vodičů vinutí, proudová hustota i statorový proud jsou shodné jako u stroje 2-V1.

Velikost magnetického toku ve vzduchové mezeře vypočítáme z předpokládaného indukovaného napětí a počtu závitů jako

$$\Phi_\delta = \frac{\varepsilon E_{PM}}{\pi \sqrt{2} f k_w N} = \frac{1 \cdot 132,8}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 100 \cdot 1 \cdot 688} \doteq 0,000422 Wb. \quad (4.2)$$



Magnetický tok vlivem vyššího činitele vinutí mírně klesl oproti magnetickému toku ve stroji 2-V1, ale v tomto případě to nemá významný vliv na výšku jhu statoru, ani rotoru.

Pólová a drážková rozteč stroje 3 je  $t_p = 13,82 \text{ mm}$  a  $t_s = 11,52 \text{ mm}$ . Mezi nimi je poměr

$$\frac{t_p}{t_s} = \frac{13,82}{11,52} = \frac{2\pi Q}{2p 2\pi} = \frac{Q}{2p} = \frac{12}{10} = 1,2. \quad (4.3)$$

Původní šířka zubů stroje 3 byla  $b_t = 6,28 \text{ mm}$ . Šířku vinutých zubů rozšíříme v poměru 1,2x na

$$b_{t1} = 1,2 b_t = 1,2 \cdot 6,28 \doteq 7,54 \text{ mm} \quad (4.4)$$

a pro šířku paty vinutých zubů platí

$$b_{t10} = 1,2 t_s - b_0 = 1,2 \cdot 11,52 - 3 \doteq 10,82 \text{ mm}, \quad (4.5)$$

kde  $b_0 = 3 \text{ mm}$  je šířka otevření drážky.

Šířku nevinutých zubů zmenšíme na

$$b_{t2} = b_t - (b_{t1} - b_t) = 6,28 - (7,54 - 6,28) = 5,02 \text{ mm}. \quad (4.6)$$

a šířku paty nevinutých zubů vypočítáme jako

$$b_{t20} = 2 t_s - 1,2 t_s - b_0 = 2 \cdot 11,52 - 1,2 \cdot 11,52 - 3 \doteq 6,22 \text{ mm}. \quad (4.7)$$

Výška PM, ani magnetické napětí ve stroji 3 se měnit nebude.

Ztráty ve stroji 3 se měnit jistě budou. Nejprve zjistíme ztráty ve vinutí statoru. Při výpočtu střední délky závitu u stroje 3 budeme postupovat poněkud odlišným způsobem, než u strojů 1 a 2, ale výsledek bude stejný. Předpokládáme, že se rozměry drážky nezměnily. Potom určíme střední šířku drážky jako

$$b_{s,av} = \frac{b_{s1} + b_{s2}}{2} = \frac{12,41 + 6,29}{2} \doteq 9,35 \text{ mm}. \quad (4.8)$$

Velikost střední délky závitu bude

$$l_{av} = 2 l_i + 2 b_t + \pi b_{s,av} = 2 \cdot 51 + 2 \cdot 7,54 + \pi \cdot 9,35 \doteq 146,45 \text{ mm} \quad (4.9)$$

a potom odpor  $R_{Cu}$  jedné fáze statorového vinutí

$$R_{Cu} = \frac{N l_{av}}{\sigma_{Cu80} S_{1vNORM.}} = \frac{708 \cdot 0,14645}{47\,208\,204 \cdot 0,0779 e^{-6}} \doteq 28,19 \Omega. \quad (4.10)$$

Celkové ztráty v mědi vinutí budou

$$P_{Cu} = m R_{Cu} I_s^2 = 3 \cdot 28,19 \cdot 0,299^2 \doteq 7,561 \text{ W}. \quad (4.11)$$

Celkové ztráty v železe se skládají ze ztrát ve statorovém jhu a ztrát ve statorových zubech. Abychom mohli vypočítat tyto ztráty, je třeba znát hmotnost jednotlivých komponent. Hmotnosti získáme z objemů jednotlivých částí statoru.



Celkový objem statoru stroje 3 bude

$$V_s = \frac{\pi}{4} (D_o^2 - D_i^2) l_i = \frac{\pi}{4} (0,08^2 - 0,044^2) \cdot 0,051 \doteq 178,81 e^{-6} m^3, \quad (4.12)$$

objem statorového jha

$$\begin{aligned} V_{ys} &= \pi \left[ \left( \frac{D_o}{2} \right)^2 - \left( \frac{D_o}{2} - h_{ys} \right)^2 \right] l_i = \\ &= \pi \left[ \left( \frac{0,08}{2} \right)^2 - \left( \frac{0,08}{2} - 0,0043 \right)^2 \right] \cdot 0,051 \doteq 52,15 e^{-6} m^3. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Pro objem statorových zubů potřebujeme znát celkový objem drážek

$$V_{slot} = S_{slot, tot} Q l_i = 117,05 e^{-6} \cdot 12 \cdot 0,051 \doteq 71,63 e^{-6} m^3, \quad (4.14)$$

$$\text{kde } S_{slot, tot} = S_{slot} + h_0 b_0 + \frac{b_{s2} + b_0}{2} h_1 =$$

$$= 109,4 e^{-6} + (1 \cdot 3) e^{-6} + \left( \frac{(6,29 + 3)}{2} \cdot 1 \right) e^{-6} = 117,05 e^{-6} m^3. \quad (4.15)$$

Potom objem statorových zubů získáme jako

$$V_t = V_s - V_{ys} - V_{slot} = 178,81 e^{-6} - 52,15 e^{-6} - 71,63 e^{-6} = 55,03 e^{-6} m^3. \quad (4.16)$$

Hmotnost statorového jha je dána vztahem

$$m_{ys} = \rho_{Fe} k_{Fe} V_{ys} = 7700 \cdot 0,96 \cdot 52,15 e^{-6} \doteq 0,385 kg \quad (4.17)$$

a hmotnost statorových zubů následně podle

$$m_t = \rho_{Fe} k_{Fe} V_t = 7700 \cdot 0,96 \cdot 55,03 e^{-6} \doteq 0,407 kg. \quad (4.18)$$

Měrné ztráty statorového jha  $\Delta p_{10} = 4,14 Wkg^{-1}$  byly odečteny v **Příloze A** pro magnetickou indukci  $B = 1,0 T$  a kmitočet  $f = 100 Hz$ . Ztráty ve statorovém jhu budou

$$P_{Feys} = \Delta p_{10} m_{ys} = 4,14 \cdot 0,385 \doteq 1,594 W. \quad (4.19)$$

Také měrné ztráty statorových zubů  $\Delta p_{13} = 6,88 Wkg^{-1}$  byly odečteny v **Příloze A** pro magnetickou indukci  $B = 1,3 T$  a kmitočet  $f = 100 Hz$ . Ztráty ve statorových zubech budou

$$P_{Fet} = \Delta p_{13} m_t = 6,88 \cdot 0,407 \doteq 2,800 W. \quad (4.20)$$

Celkové ztráty v železe statoru budou

$$P_{Fe} = P_{Feys} + P_{Fet} = 1,594 + 2,800 = 4,394 W. \quad (4.21)$$

Mechanické ztráty se zmenší vlivem menší délky železa stroje

$$P_{mech} = k_{\rho} D_{rPM} (l_i + 0,6 t_p) v_r^2 = 10 \cdot 0,0424 \cdot (0,051 + 0,6 \cdot 0,01382) \cdot 2,66^2 \doteq 0,178 W, \quad (4.22)$$

kde  $k_p = 10 \text{Ws}^2 \text{m}^{-4}$  [1] je koeficient zohledňující ventilační ztráty i ztráty třením v ložiskách a  $v_r$  je obvodová rychlost rotoru, dána vztahem

$$v_r = \pi n_n D_{r,PM} = \pi \cdot 20 \cdot 0,0424 \doteq 2,66 \text{ms}^{-1}. \quad (4.23)$$

Ztráty dodatečně zůstávají stejné, protože jsou brány jako procentuální část z výstupního výkonu, který je téměř konstantní. Potom celkové ztráty jsou dány součtem všech ztrátových výkonů ve stroji a budou

$$\Delta P = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mech} + P_d = 7,561 + 4,394 + 0,178 + 0,088 \doteq 12,22 \text{W}. \quad (4.24)$$

#### 4.1.1 Účinník a účinnost

Příkon stroje vypočítáme jako součet výstupního výkonu a celkových ztrát

$$P_{in} = P_{out} + \Delta P = 88 + 12,22 \doteq 100,22 \text{W}. \quad (4.25)$$

Účinník stroje je dán vztahem

$$\cos \varphi = \frac{P_{in}}{\sqrt{3} U_s I_s} = \frac{100,22}{\sqrt{3} \cdot 230 \cdot 0,299} \doteq 0,841. \quad (4.26)$$

Účinnost stroje bude

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100 = \frac{88}{100,22} \cdot 100 = 87,81\%. \quad (4.27)$$

#### 4.1.2 Hmotnost aktivního materiálu

Hmotnost PM lze vypočítat jako

$$\begin{aligned} m_{PM} &= \pi \frac{D_{r,PM} + D_{ro}}{2} \alpha_{PM} h_{PM} \rho_{PM} l_i = \\ &= \pi \cdot \frac{0,0424 + 0,0396}{2} \cdot 1 \cdot 0,0014 \cdot 7500 \cdot 0,051 \doteq 0,067 \text{kg}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Hmotnost mědi ve statorových drážkách

$$m_{Cu} = V_d S_{lvNORM} Q l_{av} \rho_{Cu} = 354 \cdot 0,0779 e^{-6} \cdot 12 \cdot 0,14645 \cdot 8900 \doteq 0,431 \text{kg}. \quad (4.29)$$

Hmotnost aktivní části rotoru

$$m_{yr} = \frac{\pi}{4} (D_{ro}^2 - D_{ri}^2) l_i k_{Fer} \rho_{Fe} = \frac{\pi}{4} (0,0396^2 - 0,031^2) \cdot 0,051 \cdot 0,96 \cdot 7700 \doteq 0,180 \text{kg}. \quad (4.30)$$

Celková hmotnost aktivního materiálu stroje je součtem všech hmotností

$$m_{tot} = m_{ys} + m_t + m_{PM} + m_{Cu} + m_{yr} = 0,385 + 0,407 + 0,067 + 0,431 + 0,18 \doteq 1,47 \text{kg}. \quad (4.31)$$

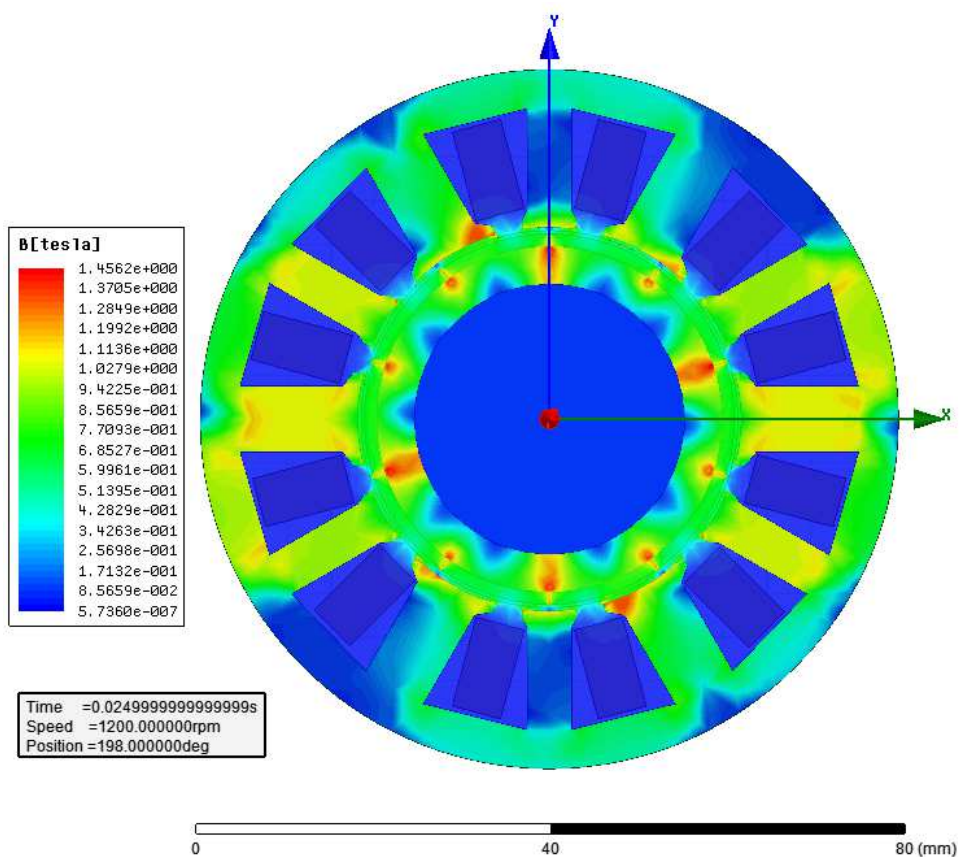
## 4.2 Vyhodnocení výsledků stroje 3

Analýzou stroje 3 jsme zjistili, že strojem s nerovnoměrně rozloženými drážkami jsme schopni dosáhnout nejnižších ztrát ve vinutí statoru v porovnání se stroji s jednovrstvým vinutím. Nic na tom nemění ani větší střední délka závitů. Ztráty v železe jsou nejnižší ze všech analyzovaných strojů (pokud nepočítáme ztráty v PM, viz níže v kapitole 5). Důvodem je nejmenší délka stroje v důsledku nejvyššího předpokládaného činitele vinutí. Účinnost je vyšší, než u strojů s jednovrstvým vinutím (beze ztrát v PM).

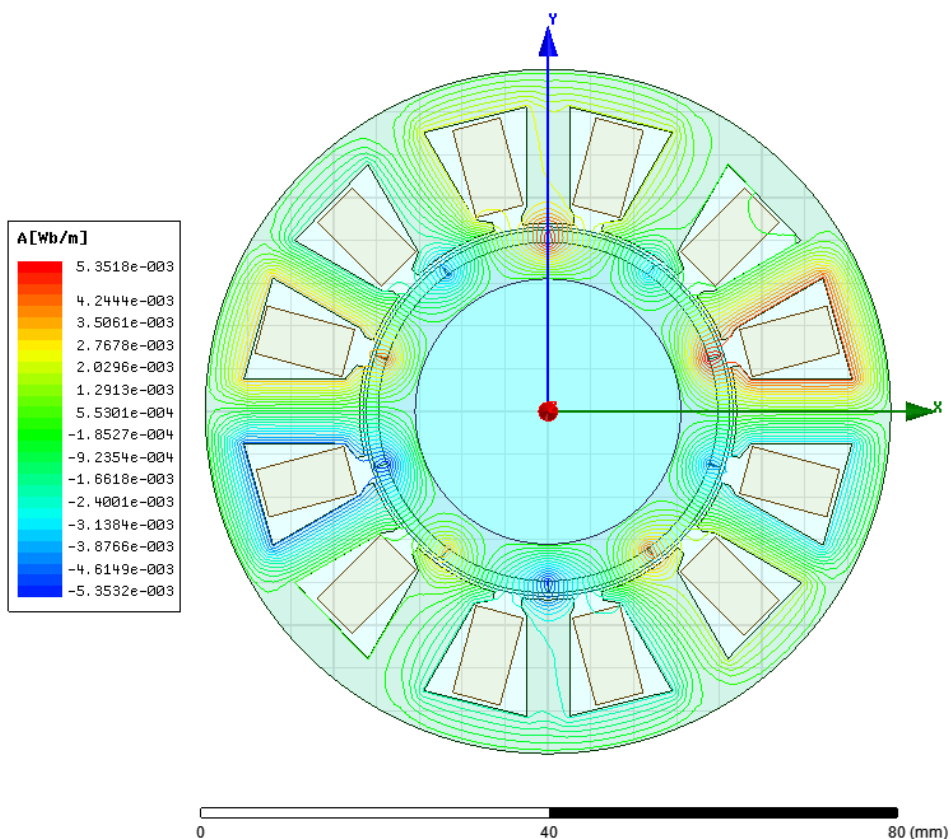
Stroj 3 jsme nemodelovali v RMxpert, protože tento neumí vykreslit stator s různou šířkou zubů. Postupovali jsme tak, že jsme použili jako předlohu model stroje 2-V1, u kterého jsme doplnili parametry platné pro stroj 3. Dále jsme postupovali tak, že jsme model stroje s jednovrstvým vinutím převedli do Maxwellu 2D a nahradili stávající stator statorem importovaným, který byl vytvořen v CAD systému [24]. Poté jsme nakonfigurovali železo statoru a rozmístili stávající cívky tak, aby správně „dosedli“ do drážek. Nastavili jsme hodnoty parametrů, nutných pro analýzu stroje 3. Další postup byl stejný jako u předchozích analýz ostatních strojů. Byla provedena analýza stroje metodou konečných prvků. Výsledky jsou uvedeny na obrázcích níže a důležité parametry jsou shrnuty v **Tab.4.1**, kde je uvedeno i vyhodnocení analytického návrhu.

**Tab.4.1:** Souhrn vybraných výsledků stroje 3.

Název parametru	Značka [rozměr]	nerovnoměrně rozložené drážky - stroj 3	
		Výpočet	Maxwell 2D
magnetická indukce v zubu statoru	$B_t$ [T]	1,3	1,456
magnetická indukce ve jhu statoru	$B_{ys}$ [T]	1,0	1,114
magnetická indukce ve jhu rotoru	$B_{yr}$ [T]	1,0	0,942
mag. indukce ve vzd. mezeře	$B_\delta$ [T]	0,66	0,685
magnetická indukce PM	$B_{PM}$ [T]	0,66	0,685
proudová hustota	$J_s$ [A/mm <sup>2</sup> ]	3,38	3,41
lineární proudová hustota	$A$ [A/m]	13 000	
el. odpor 1. fáze vinutí statoru	$R_{Cu}$ [ $\Omega$ ]	28,19	
výkon	$P_{out}$ [W]	88,00	
ztráty v železe statoru	$P_{Fe}$ [W]	4,394	3,88
ztráty ve vinutí	$P_{Cu}$ [W]	7,561	7,02
celkové ztráty	$P_{tot}$ [W]	12,22	11,98
příkon	$P_{in}$ [W]	100,22	
účinnost	$\eta$ [%]	87,81	
účinník	$\cos \varphi$ [-]	0,841	
hmotnost PM	$m_{PM}$ [kg]	0,067	
hmotnost mědi	$m_{Cu}$ [kg]	0,431	
hmotnost statoru	$m_s$ [kg]	0,792	
hmotnost rotoru	$m_r$ [kg]	0,180	
hmotnost aktivních částí celkem	$m_{tot}$ [kg]	1,470	



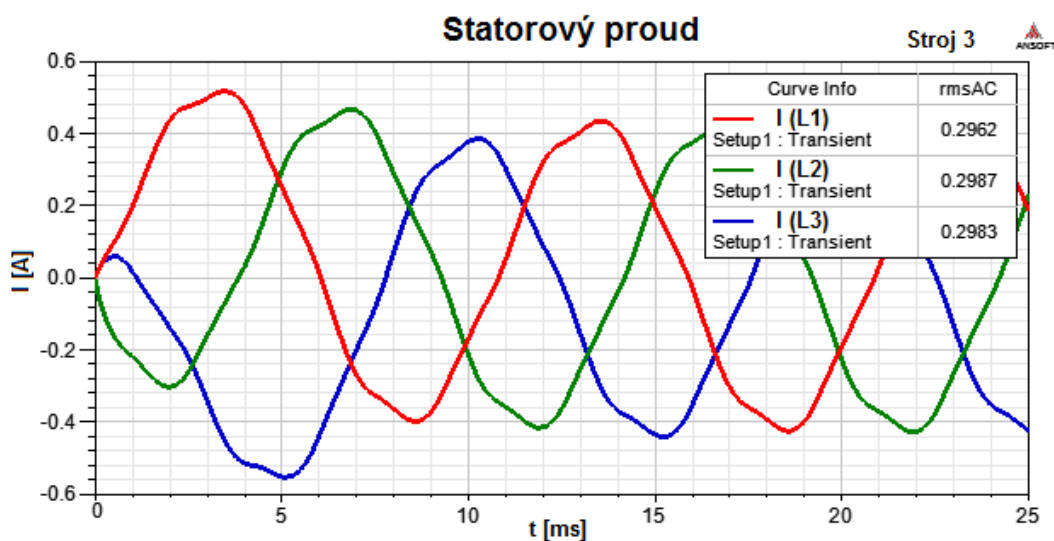
**Obr.4.1:** Rozložení magnetické indukce ve stroji 3.



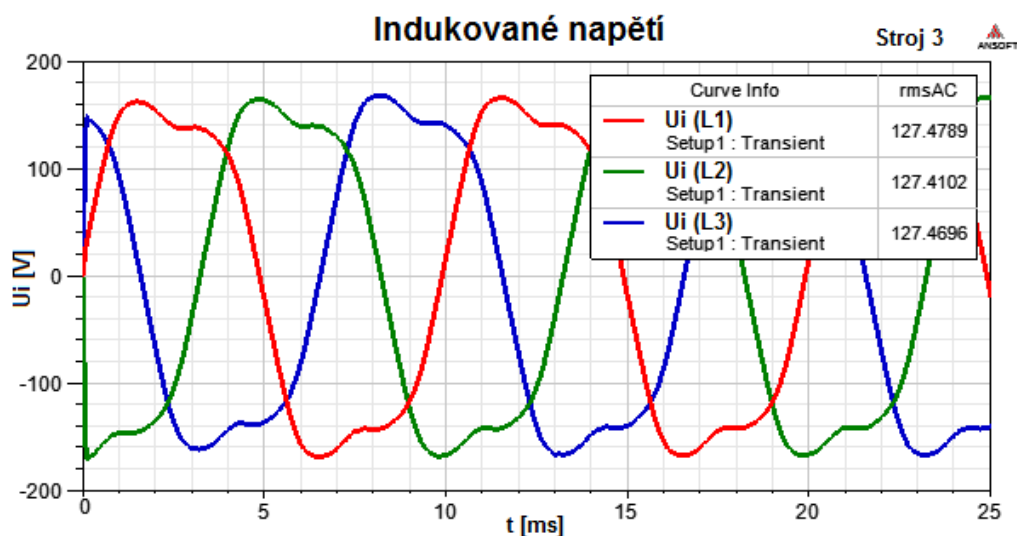
**Obr.4.2:** Rozložení a hustota siločar magnetického pole ve stroji 3.

Na **Obr.4.1** je zobrazen řez strojem 3 s rozložením magnetické indukce. Je vidět, že nevinuté zuby nejsou přesycovány. To je způsobeno tím, že jsme zmenšili spolu se šířkou zubů i šířku paty zubů ve stejném poměru, takže magnetická indukce v zubech bude téměř konstantní. **Obr.4.2** znázorňuje rozložení a hustotu siločar magnetického pole v řezu stroje 3.

Na **Obr.4.3** a **Obr.4.4** jsou zobrazeny průběhy proudů statorovým vinutím a indukovaných napětí, odvozených od těchto proudů. Nerovnoměrný průběh proudů je zapříčiněn právě nerovnoměrně rozloženými drážkami.



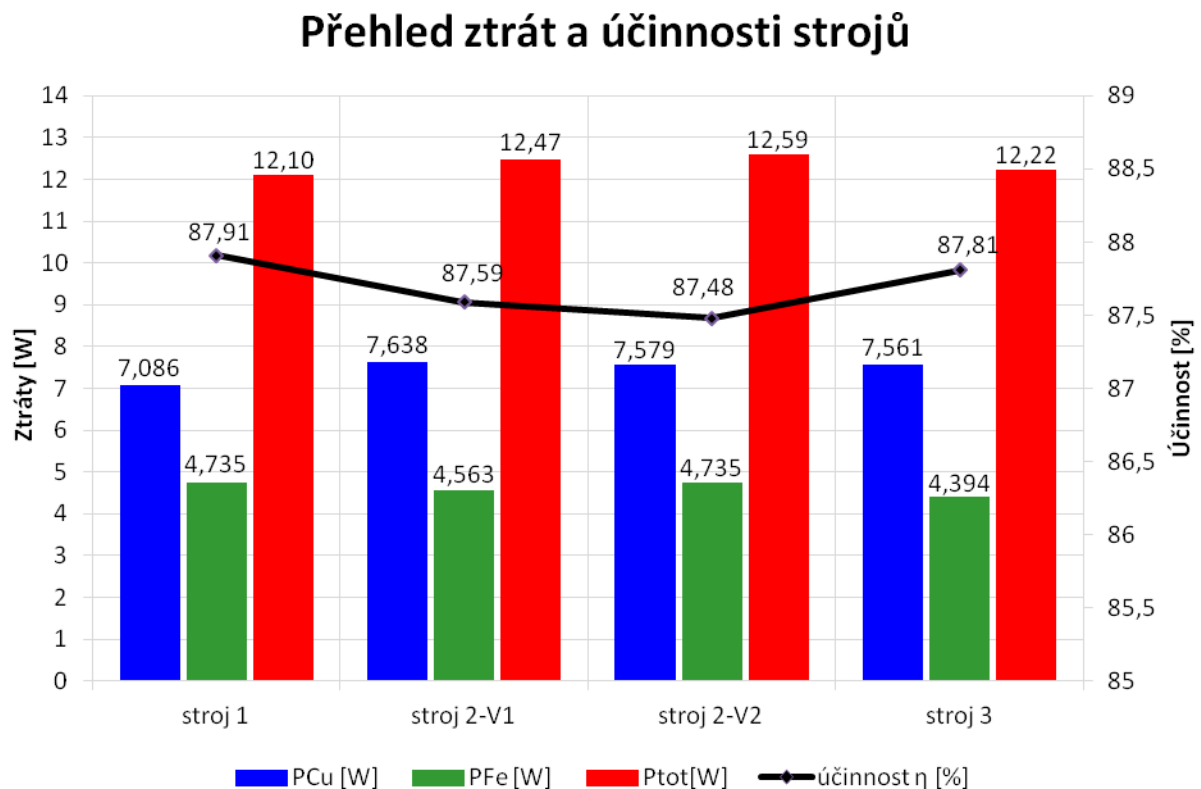
**Obr.4.3:** Průběh statorového proudu ve stroji 3.



**Obr.4.4:** Průběh indukovaného napětí ve stroji 3.

## 5 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ NAVRŽENÝCH STROJŮ 1, 2, 3

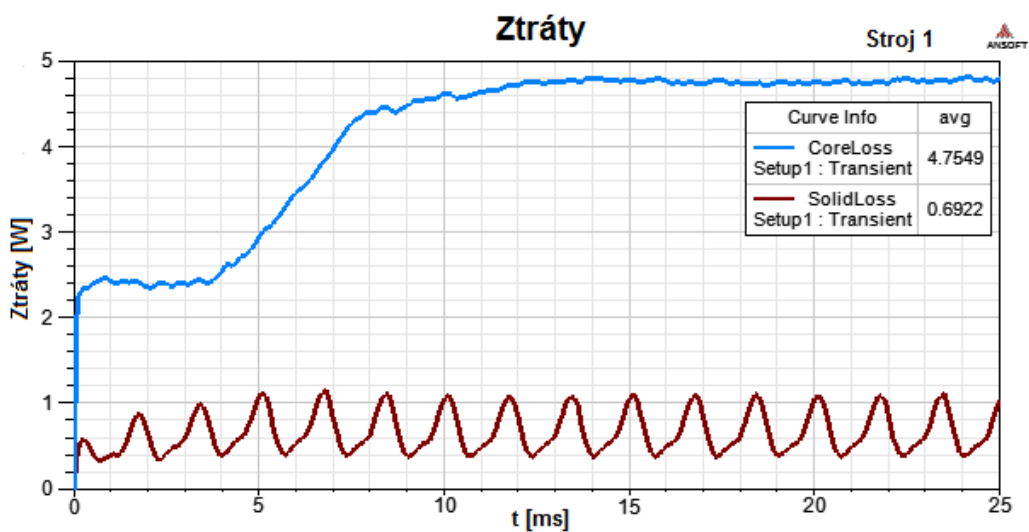
Na následujícím **Obr.5.1** jsou v grafické podobě přehledně seřazeny celkové ztráty a účinnosti všech analyzovaných strojů.



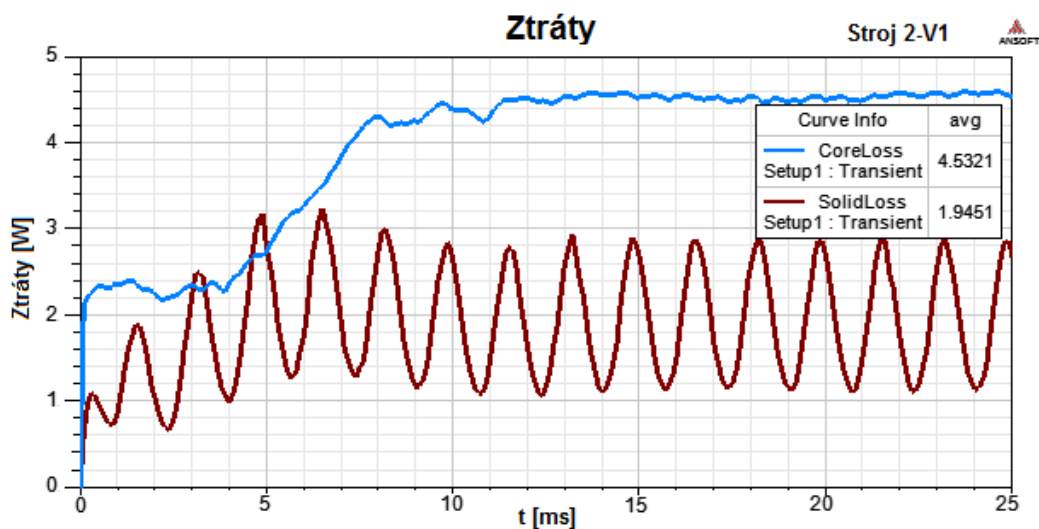
**Obr.5.1:** Přehled ztrát a účinnosti analyzovaných strojů.

Porovnáním analýz všech čtyř strojů jsme dospěli k závěru, že nejlepšími a nejvýhodnějšími provozními vlastnostmi se vyznačuje stroj 1. Charakteristické pro tento stroj je rovnoměrné rozložení magnetické indukce v celém magnetickém obvodu stroje (**Obr.2.7**), což je způsobeno použitým typem vinutí. Průběhy satorových proudů i indukovaných napětí se blíží ideálnímu sinusovému tvaru, tomu odpovídají i vysoké efektivní hodnoty těchto veličin.

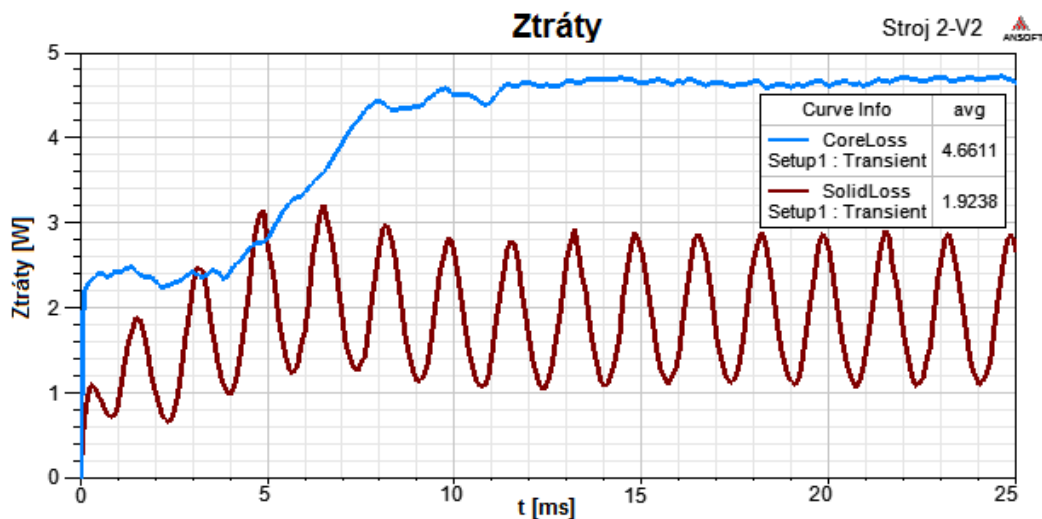
Jako stroj s nejméně příznivými provozními vlastnostmi lze označit stroj 3. Charakteristické pro tento typ stroje jsou sice nízké ztráty ve vinutí satoru, a také nízké ztráty v železe, tzn. účinnost je velmi dobrá. Na druhou stranu se ale vyznačuje značným kolísáním momentu, takže není vůbec vhodný pro přesné polohové aplikace, viz **Obr.5.10**. Na **Obr.5.2** až **Obr.5.5** jsou zobrazeny celkové ztráty v železe strojů. *CoreLoss* jsou ztráty v laminovaných částech stroje (sator, rotor), *SolidLoss* představují ztráty v plném materiálu (v tomto případě v PM). Tyto ztráty nejsou zahrnuty do výpočtu celkových ztrát jednotlivých strojů. Avšak podle obrázků níže je v případě některých analyzovaných strojů tento druh ztrát již nezanedbatelně velký a ve výsledku zcela jistě ovlivní výslednou účinnost těchto strojů. Proto je nutno zahrnout ztráty *SolidLoss*, získané metodou konečných prvků, do celkových ztrát všech strojů, získaných analyticky.



Obr.5.2: Ztráty v železe stroje 1.

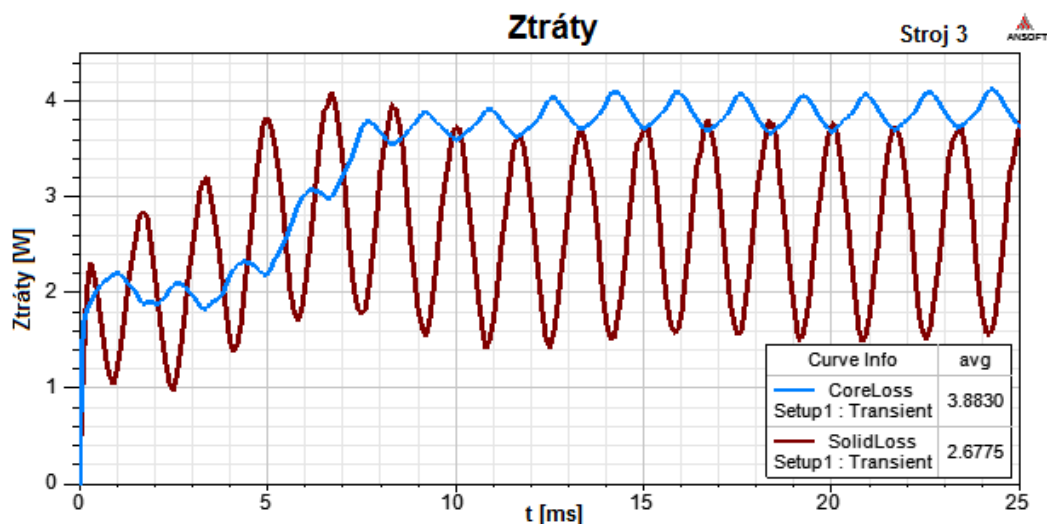


Obr.5.3: Ztráty v železe stroje 2-V1.



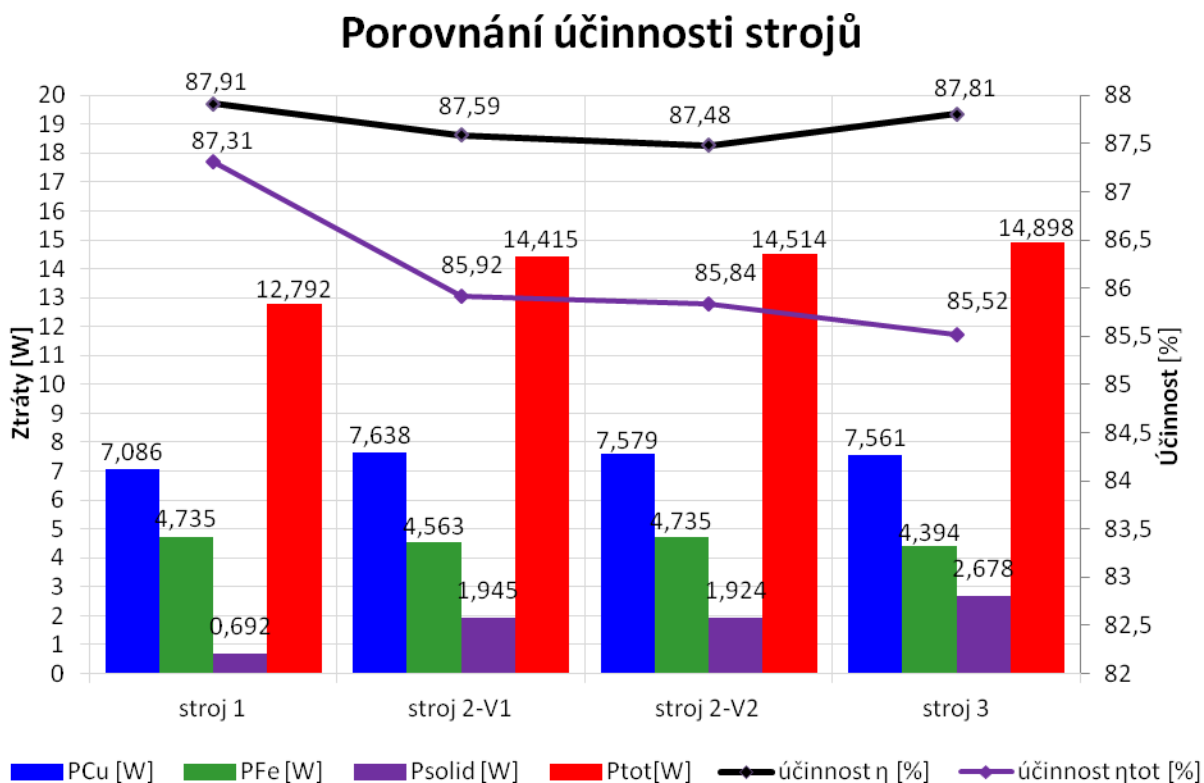
Obr.5.4: Ztráty v železe stroje 2-V2.





Obr.5.5: Ztráty v železe stroje 3.

Pokud tedy zahrneme i ztráty *SolidLoss* do celkových ztrát, výsledné účinnosti se změní a budou se více přibližovat realitě. Na Obr.5.6 lze vidět porovnání účinností jednotlivých strojů bez zahrnutí ztrát *SolidLoss* a se zahrnutím těchto ztrát. Tyto ztráty ovlivňují hlavně účinnost u strojů s jednovrstvým vinutím. Je zřejmé, že ačkoliv např. stroj s nerovnoměrně rozloženými drážkami přinese teoreticky vyšší činitel vinutí, ve skutečnosti, při zahrnutí dalších jevů, se jeho účinnost zhorší.

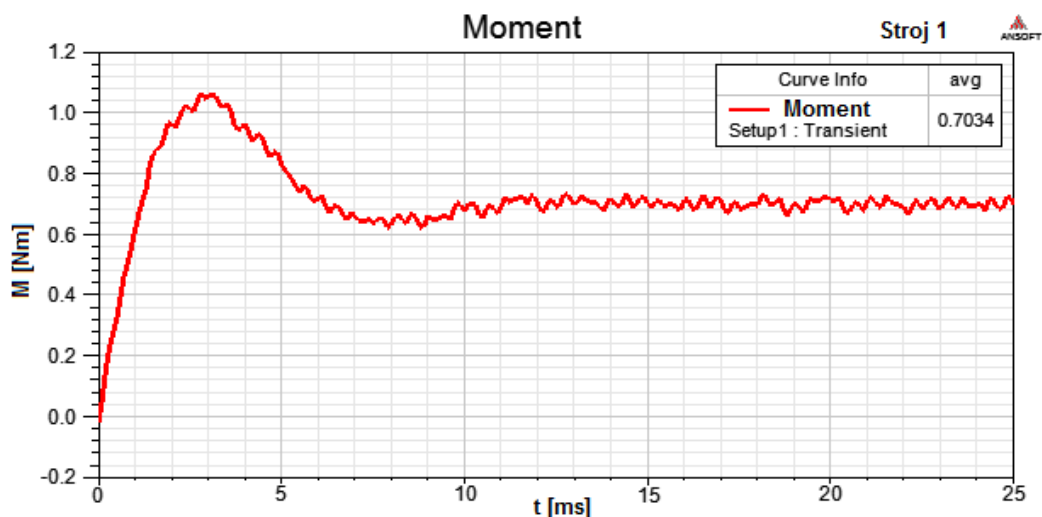


Obr.5.6: Porovnání účinností analyzovaných strojů se zahrnutím ztrát v PM.

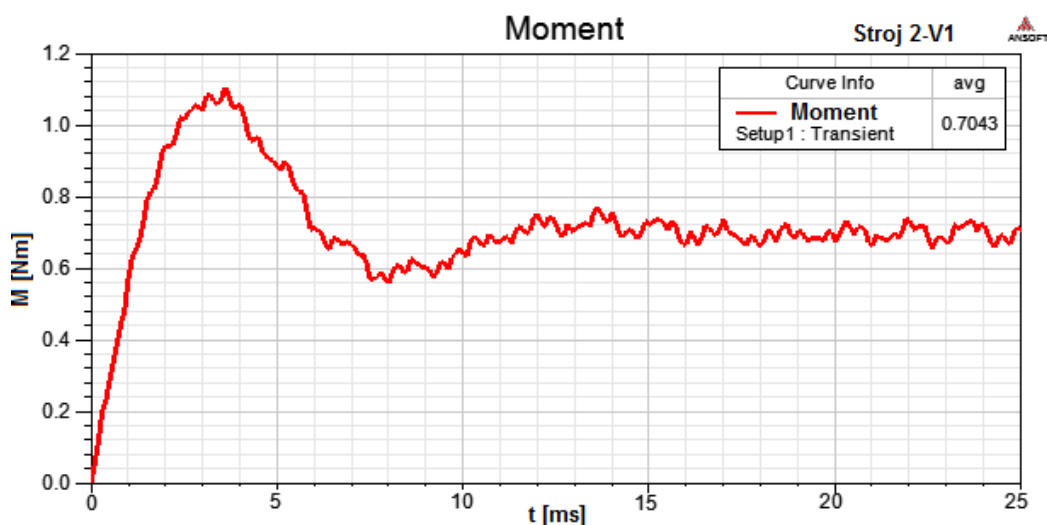


Další výhodou strojů s dvouvrstevným soustředěným vinutím je, že vytvářejí moment s menším zvlněním, což je výhodné zejména u aplikací, kde je vyžadována velmi přesná regulace polohy (servopohony). Z porovnání **Obr.5.7** až **Obr.5.10** je zřejmé, že tomu tak opravdu je. Průběh momentu je rovnoměrnější, než u strojů 2-V1, 2-V2.

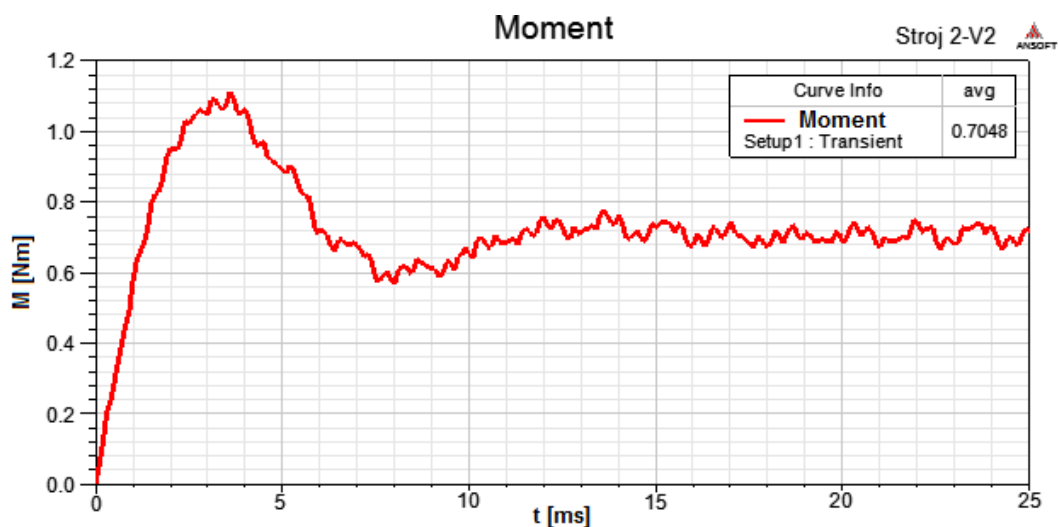
Výhodou strojů 2-V1, 2-V2 je jednodušší konstrukce a možnost přidání závitů statorového vinutí (kapacita drážky na úkor činitele plnění drážky), čímž se lze přiblížit vlastnostem stroje 1. Moment u stroje 3 (**Obr.5.10**) se vyznačuje značně pulsujícím průběhem, tyto stroje rozhodně nelze použít u přesných polohových aplikací. Toto zvlnění je způsobeno různou šířkou zubů statoru. Ztráty v železe stroje 3 jsou podle analýzy nízké, ovšem jakmile do nich započteme i ztráty v PM, které jsou podle **Obr.5.5** již nezanedbatelné, účinnost stroje poklesne (**Obr.5.6**).



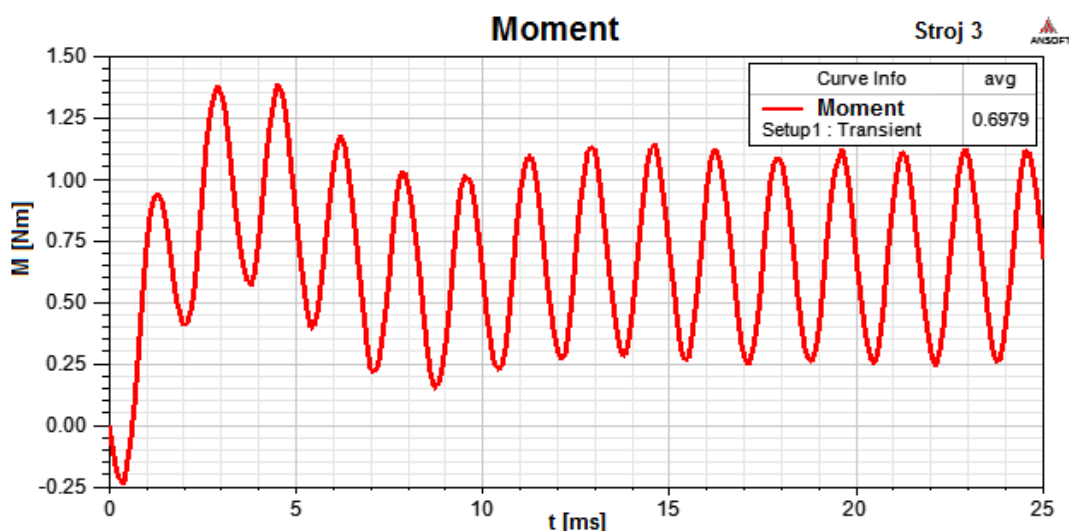
**Obr.5.7:** Moment na hřídelu stroje 1.



**Obr.5.8:** Moment na hřídelu stroje 2-V1.



Obr.5.9: Moment na hřídelu stroje 2-V2.



Obr.5.10: Moment na hřídelu stroje 3.

## 6 ZÁVĚR

V této diplomové práci bylo diskutováno téma synchronních strojů s permanentními magnety na povrchu rotoru a soustředěným vinutím.

V první části byl popsán princip a rozdělení synchronních strojů obecně, dále bylo zde pojednáno o jednom z možných rozdělení PMSM do skupin podle průběhu magnetického toku v pracovní mezeře. Je zde i popis a možné členění střídavého vinutí, jako i rozdělení permanentních magnetů, jejich vlastností a vyzdvižení jejich předností.

Druhá kapitola byla věnována samotnému návrhu synchronního stroje s PM na povrchu rotoru a dvourstvým soustředěným vinutím podle zadaných parametrů. Na začátku byly zvoleny základní parametry pro návrh, se kterými se bez dalších úprav počítalo v celém návrhu. Jednalo

se o zjednodušený analytický návrh, nicméně byly získány všechny základní parametry stroje pro další výpočty a modelování v programu Maxwell. Zde byl stroj nejprve sestaven v grafickém prostředí RMXprt a podroben analýze. Výsledky, dosažené analytickým výpočtem, byly porovnány se simulací motoru v programu RMXprt a seřazeny do tabulky. Dále byl stroj převeden do prostředí Maxwell 2D, kde byla provedena analýza metodou konečných prvků. Na závěr této kapitoly byly dosažené výsledky porovnány.

Ve třetí kapitole byl proveden analytický návrh synchronního stroje s PM na rotoru a jednovrstvým soustředěným vinutím. Byly nastíněny dvě možné varianty řešení a to varianta V1 se stejnou lineární proudovou hustotou jako u stroje 1, a varianta V2 se stejnou délkou stroje jako u stroje 1. Pro analýzu byla zvolena varianta V2. Opět byl analyticky navržen model stroje podle zadání z části předchozí. Navržený stroj byl namodelován v RMXprt podle vypočtených parametrů, důležité hodnoty byly porovnány s analýzou a seřazeny v tabulce. V tabulce byly seřazeny i výsledky varianty 1, který byl také analyzován v RMXprt. Oba stroje byly převedeny do Maxwellu 2D, kde byly podrobeny analýze metodou konečných prvků. Na závěr této kapitoly byly diskutovány dosažené výsledky.

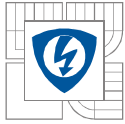
V kapitole čtvrté byl analyticky navržen synchronní stroj s PM na povrchu rotoru, jednovrstvým soustředěným vinutím a nerovnoměrně rozloženými drážkami. Postup byl stejný jako pro stroje v předcházejících kapitolách 2 a 3. Rozdíl spočíval pouze v importu statoru stroje do prostředí Maxwellu 2D, protože v RMXprt nebyla možnost konstrukce statoru s nerovnoměrně rozloženými drážkami. Byly porovnány výsledky analýzy s výsledky získané metodou konečných prvků v Maxwell 2D.

V kapitole páté byly porovnány významné vlastnosti všech čtyř analyzovaných strojů. Byly vyzvednuty výhody a diskutovány nevýhody navržených variant.

Jako nejvhodnější pro náročné polohové aplikace lze použít stroj s dvouvrstvým soustředěným vinutím (stroj 1), který se vyznačuje poměrně rovnoměrným průběhem momentu (**Obr.5.7**) bez většího zvlnění a také nižšími celkovými ztrátami, tzn. nejvyšší účinností v porovnání se strojem s jednovrstvým soustředěným vinutím (stroj 2-V1 i stroj 2-V2) i se strojem s nerovnoměrně rozloženými drážkami (stroj 3), viz **Obr.5.1**. Pokud porovnáme obě varianty stroje 2, tak lépe vyhovuje z hlediska celkových ztrát i účinnosti stroj 2-V1, tj. stroj s konstantní lineární proudovou hustotou ( $A=\text{konst.}$ ). Zde hrály rozhodující roli ztráty v železe, které byly u této varianty podstatně menší, a ve výsledku ovlivnily celkové ztráty i účinnost stroje. Pokud do celkových ztrát jednotlivých strojů zahrneme i ztráty *SolidLoss* (**Obr.5.6**), získaných analýzou metodou konečných prvků, tak největší celkové ztráty a nejnižší účinnost nabízí stroj s nerovnoměrně rozloženými drážkami (stroj 3). Průběh momentu stroje 3 je značně kolísavý a nerovnoměrný (**Obr.5.10**), průběh statorového proudu i indukovaného napětí je spíše obdélníkového tvaru. Proto se jeví jako vhodnější využití stroje 3 s touto konstrukcí jako elektronicky komutovaného stroje a volit napájení obdélníkovým napětím.

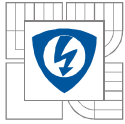
I když se jednalo o zjednodušené návrhy, dosažené výsledky snesou přísná kritéria v případě přesnosti analýzy. Nebyla provedena optimalizace jednotlivých strojů z důvodu časové náročnosti zpracování této práce.

Vzhledem k dosaženým výsledkům byly cíle této diplomové práce beze zbytku splněny.



## LITERATURA

- [1] PYRHÖNEN J., JOKINEN T., HRABOVCOVÁ V. *DESIGN OF ROTATING ELECTRICAL MACHINES*. JOHN WILEY & SONS, LTD. ISBN: 978-0-470-69516-6, 2008, 512 STR.
- [2] KOPYLOV I.P. A KOL. *STAVBA ELEKTRICKÝCH STROJŮ*. SNTL, PRAHA, 1988, 688 STR.
- [3] GIERAS J. F. *PERMANENT MAGNET MOTOR TECHNOLOGY. DESIGN AND APPLICATIONS*. TAYLOR AND FRANCIS GROUP, LLC, ISBN: 978-1-4200-6440-7. 2010, 600 STR.
- [4] HÖLL J. *VYSOKOMOMENTOVÉ MOTORY PRO POHONY NEZÁVISLÉ TRAKCE V OBORU NEZÁVISLÉ TRAKCE*. DIZERTAČNÍ PRÁCE, VEDOUČÍ DOC. DR. ING. KUCHYŇKOVÁ H. BRNO, 2011, 108 STR.
- [5] ONDRŮŠEK Č. *ELEKTRICKÉ STROJE*. SKRIPTA VUT. BRNO, 111 STR.
- [6] VÍTEK O. *VÝPOČET MAGNETICKÉHO OBVODU BLDC MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY*. STUDIJNÍ PODKLADY. BRNO, 2012, 17 STR.
- [7] SALMINEN P. *FRACTIONAL SLOT PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR LOW SPEED APPLICATIONS*. ISBN 951-764-983-5 (PDF). DOCTOR THESIS. LAPPEENRANTA, 2004, 152 STR.
- [8] MARTÍNEZ D. *DESIGN OF PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE WITH NON-OVERLAPPING CONCENTRATED WINDINGS FOR THE SHELL ECO MARATHON URBAN PROTOTYPE*. DEGREE PROJECT IN ELECTRICAL ENGINEERING MASTER OF SCIENCE. STOCKHOLM, 2012, 114 STR.
- [9] LIBERT F. *DESIGN, OPTIMIZATION AND COMPARISON OF PERMANENT MAGNET MOTOR FOR A LOW-SPEED DIRECT-DRIVEN MIXER*. ISBN 91-7283-901-5 (PDF). DOCTOR THESIS. STOCKHOLM, 2004, 142 STR.
- [10] MEIER F. *PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES WITH NON-OVERLAPPING CONCENTRATED WINDINGS FOR LOW-SPEED DIRECT - DRIVE APPLICATION*. MASTER THESIS, ROYAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY, DEPARTEMENT OF ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELECTRONICS, ISBN: 91-7283-901-5 (PDF), STOCKHOLM, 2002, 142 STR.
- [11] OLSZEWSKI M. *FRACTIONAL-SLOT SURFACE MOUNTED PM MOTORS WITH CONCENTRATED WINDINGS FOR HEV TRACTION DRIVES*. OAK RIDGE NATIONAL LABORATORY. ENGINEERING SCIENCE & TECHNOLOGY DIVISION. ORNL/TM-2005/183 (PDF). TENNESSEE, OCTOBER 2005, 43 STR.
- [12] BIANCHI N., BOLOGNANI S., DAI PRÉ M., GREZZANI G. *DESIGN CONSIDERATIONS FOR FRACTIONAL-SLOT WINDING CONFIGURATIONS OF SYNCHRONOUS MACHINES*. IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 42, NO. 4, JULY/AUGUST 2006
- [13] BIANCHI N., BOLOGNANI S., FRARE P. *DESIGN CRITERIA FOR HIGH-EFFICIENCY SPM SYNCHRONOUS MOTORS*. IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY CONVERSION, VOL. 21, NO.2, JUNE 2006
- [14] *SYNCHRONNÍ STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY* [ONLINE], DOSTUPNÉ Z <http://www.mys.utia.cas.cz:1800/trac/bdm/export/1441/.../dual/.../kapitola1.pdf>



- [15] PERMANENTNÍ MAGNETY. *CO JE TŘEBA VĚDĚT O MAGNETECH*. DOSTUPNÉ Z [http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni\\_magnety.pdf](http://www.sinomag.cz/sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni_magnety.pdf)
- [16] *MAGNETY* [ONLINE], 2015, ENES MAGNESY, DOSTUPNÉ Z <http://www.magnety-magnety.com>
- [17] *FERITOVÝ MAGNET* [ONLINE], 2015, DOSTUPNÉ Z [http://cs.wikipedia.org/wiki/Feritov%C3%BD\\_magnet](http://cs.wikipedia.org/wiki/Feritov%C3%BD_magnet)
- [18] *SAMARIUM- KOBALTOVÝ MAGNET* [ONLINE], 2015, DOSTUPNÉ Z [http://cs.wikipedia.org/wiki/Samarium-kobaltov%C3%BD\\_magnet](http://cs.wikipedia.org/wiki/Samarium-kobaltov%C3%BD_magnet)
- [19] *NEODYMOVÝ MAGNET* [ONLINE], 2015, DOSTUPNÉ Z [http://cs.wikipedia.org/wiki/Neodymov%C3%BD\\_magnet](http://cs.wikipedia.org/wiki/Neodymov%C3%BD_magnet)
- [20] *NEODYMIUM-IRON-BORON MAGNET CATALOGS*. ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES CORPORATION [ONLINE]. 2015, DOSTUPNÉ Z <http://www.arnoldmagnetics.com/WorkArea/DownloadAsset.aspx?id=5022>
- [21] *TYPICAL DATA FOR SURA M400-50A, M235-35A*. PLECHY COGENT, TATA STEEL GROUP [ONLINE]. 2015, DOSTUPNÉ Z [http://www.sura.se/Sura/hp\\_main.nsf/startupFrameset?ReadForm](http://www.sura.se/Sura/hp_main.nsf/startupFrameset?ReadForm)
- [22] ANSYS INC. *USER'S GUIDE-MAXWELL 2D. ELECTRONIC DESIGN AUTOMATION SOFTWARE*. CANONSBURG, 2010, DOSTUPNÉ Z <http://www.ansys.com>
- [23] ANSYS ANSOFT SOFTWARE. SPOLEČNOST SVS FEM S.R.O. [ONLINE], 2015, DOSTUPNÉ Z <http://www.svsfem.cz/content/ansys-ansoft>
- [24] *PROGECAD 2011 PROFESSIONAL CZ*. ZKUŠEBNÍ VERZE. DOSTUPNÉ Z : <http://www.mujscad.cz/stazeni-zdarma>



## PŘÍLOHY

### Příloha A - katalogový list statorových plechů M400-50A

#### Typical data for SURA® M400-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,07	32,6	0,07	0,16	0,48	2,12	8,64
0,2	0,09	0,18	43,5	0,26	0,64	1,80	7,49	30,1
0,3	0,19	0,33	50,8	0,54	1,35	3,77	15,3	62,7
0,4	0,31	0,50	57,2	0,88	2,25	6,29	25,7	109
0,5	0,46	0,69	63,4	1,27	3,33	9,37	39,0	172
0,6	0,62	0,91	69,9	1,73	4,58	13,1	56,1	256
0,7	0,81	1,16	77,3	2,24	6,03	17,5	77,1	367
0,8	1,01	1,46	86,0	2,80	7,68	22,7	103,1	509
0,9	1,24	1,81	97,2	3,44	9,58	28,8	135,0	685
1,0	1,49	2,23	113,2	4,15	11,7	35,9	173,3	899
1,1	1,76	2,79	137,8	4,95	14,2	44,2	218,8	1155
1,2	2,09	3,60	180,2	5,85	17,0	53,8	272,4	1453
1,3	2,46	5,07	269,5	6,88	20,2	64,9	334,6	1793
1,4	2,96	8,80	516,8	8,18	23,8	77,4	405,6	2130
1,5	3,57	21,6	1307	9,82	28,3	91,7	488,4	
1,6	4,38	57,2	3180					
1,7	5,02	128	6361					
1,8	5,47	243	10890					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg	3,57
Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg	1,49
Anisotropy of loss, %	8

#### Magnetic polarization at 50 Hz

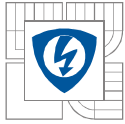
H = 2500 A/m, T	1,59
H = 5000 A/m, T	1,68
H = 10000 A/m, T	1,79

Coercivity [DC], A/m	50
Relative permeability at 1.5 T	1050
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	42

Yield strength, N/mm <sup>2</sup>	325
Tensile strength, N/mm <sup>2</sup>	465
Young's modulus, RD, N/mm <sup>2</sup>	200 000
Young's modulus, TD, N/mm <sup>2</sup>	210 000
Hardness HV5 (VHN)	165

RD represents the rolling direction  
TD represents the transverse direction  
Values for yield strength (0.2 % proof strength)  
and tensile strength are given for the rolling direction  
Values for the transverse direction are approximately 5% higher





**Příloha B - katalogový list NdFeB, typ N35UH [10]**



**N35UH**

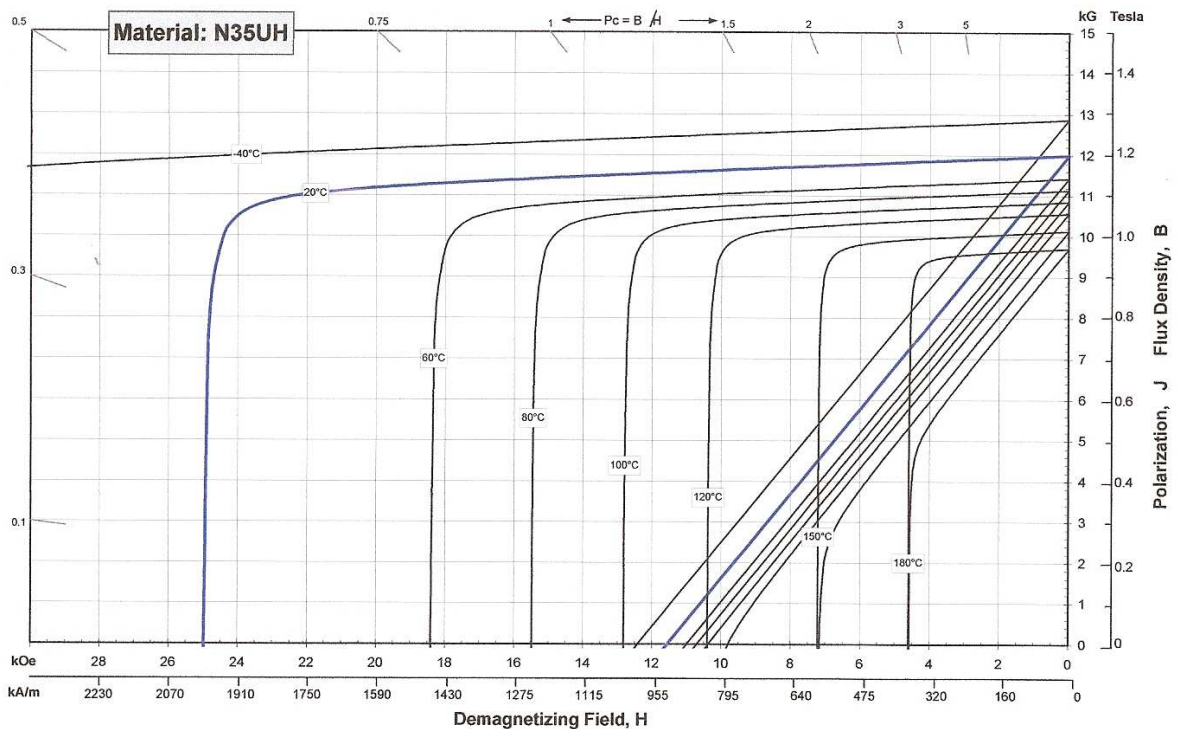
**Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets**

These are also referred to as "Neo" or NdFeB magnets. They offer a combination of high magnetic output at moderate cost. Please contact Arnold for additional grade information and recommendations for protective coating. Assemblies using these magnets can also be provided.

Characteristic	Units	Units		
		min.	nominal	max.
<b>Br</b> , Residual Induction	Gauss	11,800	12,000	12,200
	mT	1180	1200	1220
<b>H<sub>cB</sub></b> , Coercivity	Oersteds	11,000	11,350	11,700
	kA/m	875	903	931
<b>H<sub>cJ</sub></b> , Intrinsic Coercivity	Oersteds	25,000		
	kA/m	1,990		
<b>BH<sub>max</sub></b> , Maximum Energy Product	MGOe	33	35	36
	kJ/m <sup>3</sup>	263	275	287

Characteristic	Units	C // C ⊥		
		C //	C ⊥	
Thermal Properties	Reversible Temperature Coefficients <sup>(1)</sup>			
	of Induction, α(Br)	%/°C	-0.12	
	of Coercivity, α(H <sub>c</sub> )	%/°C	-0.51	
	Coefficient of Thermal Expansion <sup>(2)</sup>	ΔL/L per °C×10 <sup>-6</sup>	7.5	-0.1
	Thermal Conductivity	kcal/mhr°C	5.3	5.8
Specific Heat <sup>(3)</sup>	cal/g°C	0.11		
Curie Temperature, T <sub>c</sub>	°C	375		
Other Properties	Flexural Strength	psi	41,300	
		MPa	285	
	Density	g/cm <sup>3</sup>	7.5	
	Hardness, Vickers	Hv	620	
	Electrical Resistivity, ρ	μΩ · cm	180	

Notes: (1) Coefficients measured between 20 and 180 °C  
 (2) Between 20 and 200 °C  
 (3) Between 20 and 140 °C



1 kA/m = 12.566 Oe 1 kOe = 79.577 kA/m

**Notes** The material data and demagnetization curves shown above represent typical properties that may vary due to product shape and size. Demagnetization curves show nominal Br and minimum H<sub>c</sub>. Magnets can be supplied thermally stabilized or magnetically calibrated to customer specifications. Additional grades are available. Please contact the factory for information.