

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

## **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Koncept trakčního motoru pro vozidla MHD – modulární  
řešení**



**Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je věnována návrhu trakčního asynchronního motoru s kotvou nakrátko pro trolejbus a tvorbě výkonové řady. Motor je následně porovnán s již úspěšně navrženým a ozkoušeným motorem. Výkonová řada vychází z tohoto motoru, její prvky jsou vytvořeny pomocí změny zapojení vinutí a změny obsahu statorové drážky. Bylo vybráno pět vhodných členů. Lineární řady bylo dosaženo změnou elektromagnetického využití stroje a změnou frekvence. Tato řada je tvořena stroji s cizí ventilací. U trolejbusů je možné použít motor s vlastní ventilací. Pro tu byla vytvořena další řada o stejných délkách paketu ale odlišných výkonech.

**Klíčová slova**

asynchronní motor s kotvou nakrátko, trakční motor, výkonová řada, cizí ventilace, vlastní ventilace

**Abstract**

This thesis consists in design of traction squirrel cage induction motor for trolleybus and creation of power series. The motor is compared with successfully designed and tested motor. The power series is based on this motor. Its elements are created by the winding connection and slot content changing. There are chosen five suitable elements. Linear power series was achieved by changing of utilization factor and frequency. This series consists of motors with forced ventilation. It is possible to use self-ventilated motors in trolleybuses. There was made another series for this ventilation with same lengths of stator packets, but different powers.

**Key words**

squirrel-cage induction motor, traction motor, power series, forced ventilation, self-ventilation

## **Prohlášení**

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 6.5.2015

Jan Laksar

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Karlovi Hruškovi, Ph.D. a konzultantovi Ing. Pavlovi Dvořákovi, Ph.D. za cenné rady a připomínky při vedení práce. Také bych chtěl poděkovat všem členům rodiny za trpělivost a podporu po celou dobu studia.

# Obsah

<b>OBSAH</b> .....	<b>7</b>
<b>SEZNAM POUŽITÉ SYMBOLIKY (LATINSKÉ PÍSMO)</b> .....	<b>9</b>
<b>SEZNAM POUŽITÉ SYMBOLIKY (ŘECKÉ PÍSMO)</b> .....	<b>12</b>
<b>POUŽITÉ INDEXY</b> .....	<b>13</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>14</b>
<b>1 TRAKČNÍ MOTORY</b> .....	<b>15</b>
1.1 ROZDĚLENÍ TRAKČNÍCH MOTORŮ .....	15
1.1.1 Druhy trakčních motorů .....	16
1.1.2 Vozidla elektrické trakce.....	18
1.2 SHRNUÍ .....	21
<b>2 NÁVRH TRAKČNÍHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU</b> .....	<b>22</b>
2.1 ZADANÉ HODNOTY .....	22
2.2 FYZIKÁLNÍ PARAMETRY POUŽITÝCH PLECHŮ .....	22
2.3 ZÁKLADNÍ VÝPOČTY.....	23
2.3.1 Návrh vinutí.....	24
2.3.2 Essonův činitel, dopočet hlavních rozměrů.....	26
2.3.3 Upřesnění vnitřního výkonu.....	26
2.4 DIMENZOVÁNÍ MAGNETICKÉHO OBVODU.....	28
2.4.1 Statorový zub a drážka .....	28
2.4.2 Jho statoru a vzduchová mezera .....	30
2.4.3 Hlavní parametry rotoru.....	31
2.4.4 Klec nakrátko.....	31
2.4.5 Rotorový zub a drážka.....	33
2.4.6 Jho rotoru a průměr hřídele .....	34
2.5 VÝPOČET MAGNETICKÉHO OBVODU .....	34
2.5.1 Náhradní vzduchová mezera.....	35
2.5.2 Magnetické napětí zubů statoru a rotoru.....	35
2.5.3 Magnetické napětí jha statoru a rotoru .....	38
2.5.4 Zploštění indukce ve vzduchové mezeře.....	41
2.5.5 Magnetizační proud.....	42
2.6 ODPORY A INDUKČNOSTI .....	43
2.6.1 Odpor statorového vinutí.....	43
2.6.2 Odpor jedné fáze klece nakrátko.....	45
2.6.3 Magnetizační indukčnost .....	45
2.6.4 Rozptylová indukčnost statoru .....	46
2.6.5 Rozptylová indukčnost rotoru .....	47
2.6.6 Činitel elektromotorické síly.....	48
2.7 ZTRÁTY A ÚČINNOST .....	49
2.7.1 Jouleovy ztráty ve vinutí .....	49
2.7.2 Ztráty v železe .....	50
2.7.3 Mechanické ztráty .....	54
2.7.4 Účinnost.....	54
2.8 PARAMETRY NÁHRADNÍHO SCHÉMATU, ÚČINÍK.....	55
2.8.1 Přepoččet rotorových impedancí .....	55
2.8.2 Odpor příčné větve.....	55
2.8.3 Jmenovitý skluz .....	57
2.8.4 Účíník.....	57
2.9 SROVNÁNÍ ODBRŽENÝCH HODNOT.....	58

<b>3</b>	<b>VÝKONOVÁ ŘADA.....</b>	<b>63</b>
3.1	OMEZENÍ A MOŽNOSTI PŘÍSTUPU K PROBLÉMU .....	63
3.2	PŘÍMÁ VOLBA DÉLKY PAKETU .....	65
3.2.1	<i>Zhodnocení přímé volby délky paketu .....</i>	<i>69</i>
3.3	ZMĚNA ZAPOJENÍ VINUTÍ .....	70
3.3.1	<i>Zhodnocení změny zapojení vinutí.....</i>	<i>72</i>
3.4	ZMĚNA OBSAHU DRÁŽKY .....	73
3.4.1	<i>Možnosti a omezení vyplnění drážky .....</i>	<i>73</i>
3.4.2	<i>Volba počtu vodičů, zapojení vinutí .....</i>	<i>74</i>
3.4.3	<i>Zhodnocení změny obsahu drážky.....</i>	<i>77</i>
3.5	ZMĚNA CHLAZENÍ.....	77
3.5.1	<i>Zhodnocení změny chlazení .....</i>	<i>78</i>
3.6	VÝBĚR ČLENŮ VÝKONOVÉ ŘADY .....	78
3.6.1	<i>Lineární řada výkonů .....</i>	<i>78</i>
3.6.2	<i>Výsledné výkonové řady.....</i>	<i>79</i>
<b>4</b>	<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>81</b>
	<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ .....</b>	<b>82</b>
	<b>PŘÍLOHY .....</b>	<b>1</b>



**Seznam použité symboliky (latinské písmo)**

$2p$	počet pólů	[-]
$2u$	počet cívkových stran v drážce	[-]
$A$	lineární obvodová proudová hustota	[Am <sup>-1</sup> ]
$a$	počet paralelních větví	[-]
$a_{kn}$	výška kruhu nakrátko	[m]
$B$	délka přímé části cívky při výstupu z drážky	[m]
$b_0$	šířka otevření drážky	[m]
$b_c$	šířka cívky	[m]
$b_d$	šířka drážky	[m]
$B_j$	indukce ve jhu	[m]
$b_{kn}$	šířka kruhu nakrátko	[m]
$B_p$	amplituda indukce pulsace	[T]
$B_z$	indukce v zubu	[m]
$b_z$	šířka zubu	[m]
$B_\delta$	indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$C$	Essoňův činitel	[VA m <sup>-3</sup> min]
$c_1$	činitel pro výpočet momentové charakteristiky	[-]
$\cos \varphi$	účinník	[-]
$D_1$	průměr vrtání statoru	[m]
$D_2$	vnější průměr rotoru	[m]
$D_e$	vnější průměr plechu statoru	[m]
$D_h$	průměr hřídele	[m]
$D_k$	průměr ventilačního kanálu	[m]
$D_{kn}$	průměr kruhu nakrátko	[m]
$D_{Sk}$	průměr kružnice nesoucí středy ventilačních kanálů	[m]
$F_m$	magnetické napětí celého obvodu	[A]
$f_z$	frekvence bodu zlomu	[Hz]
$H$	intenzita magnetického pole	[Am <sup>-1</sup> ]
$h_0$	výška otevření drážky	[m]
$h_d$	výška drážky	[m]
$h_{ekv}$	náhradní výška mezikruží ventilačních kanálů	[m]
$H_j$	intenzita magnetického pole ve jhu	[Am <sup>-1</sup> ]

$h_j$	výška jha	[m]
$H_z$	intenzita magnetického pole v zubu	[Am <sup>-1</sup> ]
$h_z$	výška zubu	[m]
$I_\mu$	magnetizační proud	[A]
$I_0$	proud naprázdno	[A]
$I_1$	proud statoru	[A]
$I_2$	proud rotoru	[A]
$I_{kn}$	proud kruhem nakrátko	[A]
$I_{o\check{c}}$	činná složka proudu naprázdno	[A]
$I_t$	proud rotorovou tyčí	[A]
$J$	proudová hustota	[Am <sup>-2</sup> ]
$k$	činitel sycení	[-]
$k_B$	činitel tvaru pole	[-]
$k_c$	Carterův činitel	[-]
$K_{\check{c}}, K_v$	činitelé pro výpočet délky čela vinutí	[-]
$k_d$	činitel odlehčení	[-]
$k_E$	činitel elektromotorické síly	[-]
$k_F$	činitel vlivu železa na vzduchovou mezeru	[-]
$k_{Fe}$	činitel plnění	[-]
$k_i$	činitel pro výpočet proudu rotoru	[-]
$k_{kop}$	činitel zploštění magnetické indukce	[-]
$k_m$	činitel respektující způsob chlazení	[-]
$k_p$	činitel respektující zvětšení ztrát	[-]
$k_r$	činitel kroku	[-]
$k_v$	činitel vinutí	[-]
$k_y$	činitel rozlohy	[-]
$k_\beta, k'_\beta$	činitelé respektující zkrácení kroku vinutí	[-]
$L$	celková délka vodičů jedné fáze	[m]
$l$	délka siločáry	[m]
$L_\mu$	magnetizační indukčnost	[H]
$l_{av}$	střední délka závitů cívky	[m]
$l_{\check{c}}$	délka čela cívky	[m]
$l_d$	délka drážkové části cívky	[m]

$L_{dif}$	indukčnost diferenčního rozptylu	[H]
$l_{Fe}$	délka statorového paketu	[m]
$l_{kn}$	délka kruhů nakrátko příslušných jedné tyči	[m]
$l_t$	délka tyče	[m]
$L_\sigma$	rozptylová indukčnost	[H]
$M$	moment síly	[Nm]
$m$	počet fází	[-]
$m_{Fe}$	hmotnost magnetického obvodu	[kg]
$n$	otáčky motoru	[min <sup>-1</sup> ]
$N$	počet závitů v sérii jedné fáze	[-]
$N_c$	počet závitů cívky	[-]
$n_k$	počet ventilačních kanálů	[-]
$n_p$	počet paralelně navíjených vodičů	[-]
$p$	počet pólpárů	[-]
$P_2$	výkon na hřídeli	[W]
$p_i$	převod proudů	[-]
$p_z$	převod impedancí	[-]
$q$	počet drážek na pól a fázi	[-]
$Q$	počet drážek	[-]
$R$	odpor vinutí	[Ω]
$r$	poměrná hodnota odporu	[p.u.]
$R_{2t}$	odpor rotorové tyče	[Ω]
$R_{kn}$	odpor kruhů nakrátko příslušných jedné tyči	[Ω]
$s$	skluz	[-]
$S$	vzdálenost mezi mědí vodičů sousedních cívek	[m]
$S_{ef}$	efektivní průřez vodiče	[m <sup>2</sup> ]
$S_i$	vnitřní výkon	[VA]
$S_t$	průřez tyče rotoru	[m <sup>2</sup> ]
$S_v$	průřez vodiče	[m <sup>2</sup> ]
$t_d$	drážková rozteč	[m]
$t_p$	pólová rozteč	[m]
$t_{pd}$	pólová rozteč v počtu drážek	[-]
$U_f$	maximální fázové napětí	[V]

$U_i$	indukované napětí	[V]
$U_m$	magnetické napětí	[A]
$U_s$	maximální sružené napětí	[V]
$v$	rychlost	[m s <sup>-1</sup> ]
$V_d$	počet vodičů v drážce	[-]
$X_\sigma$	poměrná rozptylová reaktance	[p.u.]
$X_\sigma$	rozptylová reaktance	[Ω]
$y_l$	krok vinutí	[-]
$y_{ld}$	krok vinutí v počtu drážek	[-]
$y_2$	spojkový krok	[-]
$y_k$	krok na komutátoru	[-]
$Z_{lh}$	impedance příčné větve náhradního schématu	[Ω]
$Z_n$	velikost jmenovité impedance	[Ω]

## Seznam použité symboliky (řecké písmo)

$\alpha$	úhel čel vinutí vůči plechu statoru	[°]
$\alpha_{Cu}$	teplotní součinitel měrného odporu mědi	[K <sup>-1</sup> ]
$\alpha_{el}$	elektrický úhel mezi osami dvou drážek	[°]
$\alpha_p$	převrácené hodnota činitele pólového krytí	[-]
$\alpha_\delta$	činitel pólového krytí	[-]
$\beta$	činitel zkrácení kroku	[-]
$\beta_0$	činitel deformace pole drážkováním	[-]
$\gamma$	úhel mezi osami drážek jedné cívk	[°]
$\gamma_{Cu}$	měrná vodivost mědi	[Sm <sup>-1</sup> ]
$\delta$	velikost vzduchové mezery	[m]
$\delta_e$	velikost náhradní vzduchové mezery	[m]
$\Delta P$	celkové ztráty	[W]
$\Delta p$	ztrátové číslo	[W kg <sup>-1</sup> ]
$\Delta P_0$	ztráty naprázdno	[W]
$\Delta P_{Fe}$	celkové ztráty v železe	[W]
$\Delta P_{Feh}$	hlavní ztráty v železe	[W]
$\Delta P_j$	Jouleovy ztráty	[W]

$\Delta P_{j_0}$	Jouleovy ztráty naprázdno	[W]
$\Delta P_m$	mechanické ztráty	[W]
$\Delta P_p$	pulsační ztráty	[W]
$\Delta P_{PWM}$	ztráty při napájení ze střídače	[W]
$\Delta P_{\delta p}$	povrchové ztráty	[W]
$\eta$	účinnost	[-]
$\vartheta_{Cu}$	teplota mědi	[°C]
$\kappa$	koeficient pro určení Carterova činitele	[-]
$\lambda_{\tilde{\epsilon}}$	činitel magnetické vodivosti rozptylu čela	[-]
$\lambda_d$	činitel magnetické vodivosti rozptylu drážky	[-]
$\mu_0$	permeabilita vakua	[Hm <sup>-1</sup> ]
$\mu_r$	relativní permeabilita	[-]
$\rho$	hustota	[kg m <sup>-3</sup> ]
$\tau_{dif}$	činitel diferenčního rozptylu	[-]
$\varphi$	fáze impedance	[°]
$\Phi$	magnetický indukční tok	[Wb]
$\omega$	úhlová rychlost	[rad s <sup>-1</sup> ]

## Použité indexy

'	prvotní, výpočtové, zdánlivé, přepočtené hodnoty
1,2	stator, rotor
1,2,3	v zubu, na různém průměru
av	střední hodnota
j,z, $\delta$	jho, zub, vzduchová mezera
n	jmenovitá hodnota
s	synchronní
$\vartheta$	při pracovní teplotě

## Úvod

Asynchronní stroje jsou dnes nejpoužívanější ze všech elektrických točivých strojů. To je zapříčiněno především relativně snadnou konstrukcí a nízkými nároky na údržbu, hlavně u strojů s kotvou nakrátko. Nasazení těchto motorů a využití jejich výhod však nebylo v oblasti elektrické trakce dlouho možné. Trakční vozidla potřebují pohon s regulací otáček, které jsou u asynchronních motorů dány napájecí frekvencí. Jejich rozmach přinesl až vývoj výkonové elektroniky. Dnes již mají asynchronní motory v elektrické trakci většinové zastoupení, i přes rozvoj motorů s permanentními magnety v posledních letech. Proto je tato práce věnována právě trakčním asynchronním motorům s kotvou nakrátko.

Výkonové řady obecně jsou nejvíce využívány u sériové výroby součástek a zařízení, zejména pro jejich standardizaci a ušetření nákladů na výrobu. V oblasti elektrické trakce jsou motory často navrhovány individuálně podle požadavků zákazníka na parametry nebo podle dovoleného zástavbového prostoru. Tvorba výkonové řady umožní nabídnout zákazníkovi jeden z již připravených motorů. Při jeho souhlasu by bylo možné snížit celkovou dobu potřebnou na výpočet, návrh uspořádání a samotnou výrobu motorů. Zároveň lze použít například shodné plechy, průřezy vodičů nebo štíty pro všechny motory navržené řady.

Úvod této práce je věnován přehledu rozdělení trakčních vozidel a vhodnosti použití motorů dle krytí a chlazení. Následuje návrh daného asynchronního motoru. Ten bude následně porovnáván s již úspěšně navrženým a ozkoušeným motorem. Proto bude důležité, aby rozměry obou motorů byly co nejvíce shodné a porovnávání se zaměřovalo pouze na další parametry jako proudy, účinnost, ztráty apod. Pro návrh výkonové řady je popsáno několik možných přístupů včetně změny způsobu chlazení a zhodnocení jejich vhodnosti použití.

# 1 Trakční motory

Trakční elektrické motory jsou běžnou součástí života každého z nás, ať už si to uvědomujeme či nikoliv. Tisíce lidí dennodenně dojíždějících do práce či do školy spoléhají na lokomotivy, metra, tramvaje, trolejbusy, jejichž srdcem je právě trakční motor. Samozřejmě nebylo tomu tak vždy. Základem vzniku těchto dopravních prostředků bylo bezpochyby objevení principu točivého elektrického stroje. Během první poloviny 19. století byly provedeny první úspěšné pokusy o převedení elektrické energie na mechanickou ve formě rotující součásti. Tato zařízení byla pouze experimentální, bez možnosti praktického uplatnění. Ve druhé polovině 19. století došlo ke zdokonalení těchto strojů, zvýšila se účinnost a získávaný výkon. Teď už nic nebránilo použití elektromotorů v praxi a elektromotory začaly nahrazovat málo účinné parní stroje. V českých zemích se o rozvoj elektrické dopravy zasloužil především František Křižík, když v roce 1891 uvedl do provozu první pražskou tramvaj poháněnou sériovým trakčním motorem o výkonu 5 kW [1]. Za více, než sto let vývoje elektrické trakce se zlepšily teoretické znalosti, konstrukční a materiálové možnosti, technologické postupy a způsoby ovládání motorů. Tím došlo samozřejmě k velkému pokroku a změnám jak v trakčních motorech, tak v dopravních prostředcích jako celku. Dnešní trakční motory lze dělit do skupin podle různých kritérií, jako druh motoru nebo typ prostředku, ve kterém se používá.

## 1.1 Rozdělení trakčních motorů

S vývojem poznání elektrických točivých strojů a vývojem elektrotechniky obecně došlo k výzkumu různých principů, na kterých elektrické stroje fungují a tím i rozdělení do několika hlavních kategorií:

- stroje stejnosměrné
- stroje asynchronní
- stroje synchronní
- lineární stroje.

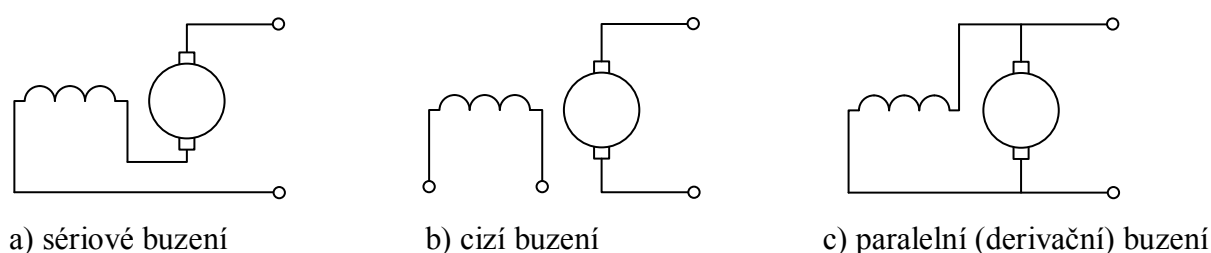
V elektrické trakci je však důležitým faktorem, pro jaký dopravní prostředek bude motor používán. To nám určí důraz na jednotlivé parametry pohonu a vhodnost použití daného typu motoru. Elektrickou trakci lze obecně rozdělit na závislou či nezávislou, přičemž některá vozidla můžeme zařadit do obou těchto kategorií. Druhy trakčních vozidel:

- lokomotivy
- předměstské jednotky
- metro
- tramvaje
- trolejbusy a elektrobusesy
- ostatní trakční vozidla [2].

### 1.1.1 Druhy trakčních motorů

#### *Stejnoseměrné motory*

Stejnoseměrné motory a generátory (dynama) jsou nejstarší stroje, které byly a jsou průmyslově využívány k přeměně elektrické energie na mechanickou a naopak. Nespornou výhodou použití stejnosměrných motorů v elektrické trakci oproti ostatním druhům byla snadná možnost regulace jejich rychlosti. Díky tomu se pohony se stejnosměrnými motory používají dodnes. Podle zapojení budícího vinutí můžeme stejnosměrné motory dělit, viz Obr. 1.1 V elektrické trakci jsou používané první dva.



Obr. 1.1: Základní způsoby zapojení budícího vinutí

Sériové motory byly nejpoužívanější trakční motory. Budící vinutí je protékáno proudem kotvy a magnetický tok je úměrný zatížení. V trakci našly využití především pro velký záběrný moment a silnou závislost rychlosti na zatížení. Motor může být napájen stejnosměrným i stejnosměrným zvlněným proudem, dokonce ho lze využívat i s napájením střídavým proudem. Vzhledem k vlastnostem a možnostem řídit sériový motor skokovou změnou napětí byl výhradně používán až do zavedení polovodičové techniky. [3][4]

Cize buzené motory jakožto ideální zdroje točivého momentu se jeví pro použití v elektrické trakci jako výhodnější, než sériové. Motory mají však tvrdé otáčkové charakteristiky a proto je plynulá regulace napájecího napětí a buzení podmínkou jejich



použití jako trakčního pohonu. Toho bylo možné ve vozidlech dosáhnout až s příchodem polovodičových měničů. [5]

Výhodami stejnosměrných motorů je již zmiňované jednoduché řízení rychlosti, dále pak velký točivý moment, velký rozsah otáček nezávislý na napájecí síti, snadná změna smyslu otáčení. Velkou nevýhodou představuje komutátor, který omezuje maximální rychlost, napětí stroje (maximální mezilamelové napětí) a vzhledem k provozním podmínkám v elektrické trakci (povětrnostní vlivy, nečistoty, proměnlivé zatížení, přetěžování) vyžaduje komutátor pravidelnou a častou údržbu. [3]

### *Asynchronní motory*

Asynchronní stroje jsou střídavé indukční točivé stroje s řadou výhod. Nepotřebují žádné budící vinutí, protože budící proud je odebírán ze zdroje jako součást statorového proudu. Obecně můžeme asynchronní stroje dělit na dvě skupiny, podle provedení rotorového vinutí, na stroj s vinutou kotvou a stroj s kotvou nakrátko. Stroje s vinutou kotvou umožňují připojení externích odporů pro úpravu momentové charakteristiky a zlepšení rozběhu, avšak za cenu přidání kluzných kontaktů – kroužků a kartáčů, které vyžadují častější údržbu a tedy snižují životnost stroje. Proto se často používají stroje s kotvou nakrátko. Vinutí není nijak vyvedeno a stroj je prakticky bezúdržbový. Limitujícím faktorem se tak stává životnost použitých ložisek. Otáčivá rychlost asynchronního motoru je pevně spjata s frekvencí napájecího napětí a nelze ji měnit jiným způsobem (rychlost se mírně změní se zatížením, což však nelze považovat za regulaci rychlosti). Proto muselo využití asynchronních motorů v elektrické trakci počkat na vývoj frekvenčních měničů. Pomocí nich lze zvolit „libovolnou“ napájecí frekvenci a provozovat motor na příslušné otáčivé rychlosti. Motor se provozuje výhradně ve stabilní části momentové charakteristiky, čímž odpadají problémy s rozběhem a omezením záběrných proudů. V elektrické trakci se výhradně používají třífázové motory s kotvou nakrátko, které pro své provozní vlastnosti a jednoduchost konstrukce mají dominantní zastoupení mezi trakčními motory.

### *Synchronní motory*

Synchronní motory jsou střídavé točivé stroje, které pro vybuzení potřebného magnetického toku používají různé budící systémy. Tato zařízení znamenají větší prostorovou náročnost a zároveň zvýšení složitosti daného motoru. Přestože se toto uspořádání nejeví jako vhodné pro použití v trakčních vozidlech, najdou se i výjimky. Synchronní motory s budícím

vinutím byly použity pro soupravy TGV Atlantique mezi lety 1989 až 1992 nebo pro ruské dielelektrické lokomotivy z roku 1996 [6]. Synchronní motory avšak našly širší použití až s objevem permanentních magnetů na bázi vzácných zemin. Permanentní magnety byly známé dávno před jejich použitím v elektrických strojích, avšak až magnety na bázi vzácných zemin lze využít v tak energeticky náročné soustavě, jako je trakční motor. Použitím permanentních magnetů se vyřeší problémy spojené s buzením a zvýší se účinnost díky omezení budících ztrát. Zároveň získáme stroj o menších rozměrech a nižší hmotnosti. Synchronní motory s permanentními magnety (zkratkou PMSM z anglického permanent magnet synchronous machines) ztrácí možnost regulace buzení, která se využívá při vyšších otáčkách stroje. To lze však obejít správným řízením motoru, kdy můžeme dosáhnout celkového napětí menšího, než je budicí napětí.

### *Lineární motory*

Lineární motor lze zjednodušeně interpretovat jako rozříznutý a rozvinutý motor točivý. Lze takto rozříznout např. PMSM motor, kdy „rotor“ s permanentními magnety je součástí dopravního prostředku (např. vlaku), který nepotřebuje napájení, a „statorové“ vinutí je nataženo po celé délce trati. Reálné uspořádání je však mnohem složitější, kdy je nutné získat potřebnou sílu k magnetické levitaci vozidla (proto se zde také používají supravodivé elektromagnety) – pro tento druh dopravy se používá zkratka Maglev. Toto uspořádání vytváří přímo posuvný pohyb, není tedy nutné přenášet pohyb točivý na posuvný. Dalšími výhodami jsou zejména vysoké dosahované rychlosti a nízká hlučnost díky bezkontaktnímu provozu (některá vozidla používají kola při nižších rychlostech – při rozjezdu a dojezdu). Mezi nevýhody magnetické levitace patří náročnost stavby kolejiště, ať už z infrastrukturního nebo finančního hlediska. Vysoké provozní rychlosti kladou důraz na co nejrovnější trať s malými stoupáními a poloměry zatáček. Z povahy pohonu je také patrné, že vinutí pro posuvný pohyb i pro magnetickou levitaci musí být umístěno po celé délce trati. Tato negativa brání masovému rozšíření Maglev systémů i přes jeho nesporné výhody.

### **1.1.2 Vozidla elektrické trakce**

Z hlediska trakčního motoru je kromě požadovaného výkonu, otáček a momentu důležité prostředí a umístění motoru ve vozidle, které má přímý vliv na jeho rozměry, ochranu před cizími předměty a vodou (IP), konstrukční uspořádání (IM), chlazení (IC) a ochrana před rázy (IK).

### *Lokomotivy*

Lokomotivy jsou jediná trakční vozidla, která neslouží pro přepravu nákladu a cestujících [2]. Celý prostor lokomotivy je tedy možno využít pro obsluhu a technické vybavení vozidla. Elektrické lokomotivy se často staví jako vícesystémové, možné používat na různých napěťových úrovních a různých kmitočtech. Vzhledem k velkým hmotám, které musí lokomotivy utáhnout, jsou na tyto trakční motory kladeny nejvyšší výkonové nároky.

Trakční motory pro lokomotivy od společnosti Škoda Electric se vyrábějí ve výkonech 500 až 1600 kW. Motory jsou uloženy v podvozku příčně ke směru jízdy, pro každou nápravu jeden [2]. Jejich krytí je většinou IP 20 (ochrana před malými předměty a dotykem prstem, žádná ochrana před vniknutím vody) s chlazením IC17 (cizí vzduchová ventilace s přívodem chladiva z prostředí mimo umístění stroje) tam, kde lze očekávat častější jízdu při nízkých otáčkách nebo IC01 (vlastní ventilace s volným okruhem chladicího vzduchu). [7]

### *Předměstské jednotky*

V okolí městských aglomerací a velkých měst se často využívají předměstské jednotky, které tvoří přechod mezi městskou a klasickou železniční dopravou. Pro snahu o co největší přepravní výkony se tyto jednotky staví často jako dvoupodlažní. Dolní patro bývá využito pro cestující nebo částečně pro elektrickou výzbroj, horní patro je plně určeno cestujícím. [2]

Pro vysokou hmotnost těchto jednotek jsou instalované motory podobných výkonů, jako u lokomotiv, a vzhledem k podobnému uspořádání podvozků obou kolejových vozidel mají předměstské jednotky stejné konstrukční uspořádání, IP a IC. [7]

### *Metro*

Jízdní vlastnosti vozů metra jsou podobné jako u ostatních kolejových vozidel s motorem také uloženým příčně ke směru jízdy v rámu podvozku. Přesto se provozními podmínkami např. od lokomotiv značně odlišují. Metro je podzemní dráha, pro kterou se ve velkoměstech staví samostatná kolejiště. Vozy metra se tak nemohou potkat s ostatními dopravními prostředky nebo chodci. To společně s nástupišti v úrovni dveří a srovnatelné délce soupravy a nástupiště umožňuje maximalizovat přepravní výkony [2]. Podlahy vozu tedy mohou být umístěny vysoko a veškerá elektrická výzbroj se nachází pod podlahou (včetně napájení ze třetí / boční kolejnice). Díky provozu téměř výhradně v tunelech musí být zvýšen důraz na spolehlivost a bezpečnost, zároveň ale nepůsobí na vozidla (a tedy ani na

motory) povětrnostní vlivy jako slunce, déšť, sníh, apod. Proto je pro tyto motory dostačující krytí IP 20 a při provozu ve velkých rychlostech vlastní vzduchové chlazení IC 01 nebo vlastní chlazení povrchem kostry IC 41 [7].

### *Tramvaje*

Tramvaje jsou kolejová vozidla MHD patřící mezi závislou trakci (některá vozidla mají náhradní bateriový zdroj pro provoz na úseku bez trakčního vedení). Existují různá uspořádání s požadavky na pohon, které vycházejí z infrastruktury města a jízdního profilu trati. Tramvaje lze dělit na jednosměrné nebo obousměrné, vícesoupravové nebo samostatná vozidla a trendem poslední doby jsou tramvaje po celé své délce nízkopodlažní. Nízkopodlažní tramvaje urychlují výstup a nástup cestujících. Klasické tramvaje mají elektrickou výzbroj umístěnou částečně pod podlahou a částečně na střeše soupravy. Trakční motory bývají umístěny podélně po obou stranách vozidla, kdy každý vždy pohání jednu nápravu a jsou tedy omezeny jak svojí délkou, tak i maximálním průměrem. Naproti tomu v nízkopodlažních tramvajích je veškerá elektrovýzbroj kromě motorů umístěná na střeše. Problematiku nízké podlahy lze vyřešit použitím kolového pohonu, kdy je každé kolo poháněno zvlášť a motor je jeho součástí. Proto je nutné omezit zejména délku motoru. Toho lze dosáhnout zmenšením výkonu stroje, kdy se celkově zmenší jeho rozměry, ale aby se nezměnil celkový instalovaný výkon, je nutné pohánět každé kolo. Další možností zmenšení délky motoru je např. použití vsypávaného vinutí, kdy se výrazně zkrátí délka čelního prostoru a v neposlední řadě použití výše jmenovaných PMSM motorů, nejlépe s dutým hřídelem pro ušetření místa a snížení hmotnosti stroje.

Vzhledem k umístění motorů a provozu tramvajů je kladen velký důraz na ochranu trakčních motorů. Motory jsou chráněny před jakýmkoliv předmětem a částečně před prachem s ochranou proti stříkající vodě (IP 54) nebo proti tryskající vodě (IP 55). Motor je potom otevřený s vlastním vzduchovým chlazením IC 01 nebo častěji uzavřený s povrchovým chlazením IC 41. Často se ale také používá intenzivnější vodní chlazení IC 9W7 nebo IC 3W7. [7]

### *Trolejbusy a elektrobusy*

Trolejbusy a elektrobusy plně vycházejí z autobusů, včetně řízení pomocí volantu a pedálů. Vozidlo bývá poháněno jedním motorem, který je umístěn podélně a často uschován uvnitř vozidla tak, že nepotřebuje žádnou velkou ochranu. Krytí samotného motoru je pak IP

20, výjimečně IP 54, zatímco chlazení nijak nevybočuje z výše uvedených druhů, používá se hlavně IC 01, IC 17, možno také IC 41 [7].

Elektrobus se od trolejbusu odlišuje pouze v rozdílném zdroji elektrického napětí. Tím je tedy soustava baterií, která se vždy na konečné stanici dobije. Z toho vyplývá větší hmotnost vozidla, která se musí při návrhu pohonu vzít v úvahu.

### *Ostatní trakční vozidla*

Tato vozidla nespádají do společné kategorie, ale jsou buď upravenou verzí výše uvedených, nebo atypická vozidla.

*Rychlé soupravy* jsou nejrychlejší železniční vozidla. Ke svému provozu potřebují vysokorychlostní trati, které zabezpečí pohodlí cestujících ovšem s ohledy na bezpečnostní rizika spojená s velkými rychlostmi. [2]

*Elektromobily* jsou nejspecifičtější vozidla, která jako jediná neslouží pro hromadnou dopravu cestujících nebo nákladu. Jejich vývoj jako náhrada automobilů se spalovacím motorem má především ekologický charakter. Kvůli požadavkům na co nejnižší hmotnost pohonu se upřednostňují PMSM motory, avšak největší problém je umístění co nejlehčí a nejvýkonnější baterie zaručující dostatečnou dojezdovou vzdálenost.

Tím výčet trakčních vozidel nekončí. Existují také další speciální vozidla, jako např. posunovací lokomotivy pro pohyb po kolejích i vozovce, lokomotivy pro tažení lodí skrz průplavy a mnoho dalších. [2]

## **1.2 Shrnutí**

Trakční motory prošly za dobu své existence určitým evolučním procesem, na jehož vrcholu se nyní nacházejí motory asynchronní s klecí nakrátko. Tento fakt je dán především jednoduchostí jejich provozu a údržby a překonáním problému s řízením otáček. V posledních letech se hlásí o slovo také synchronní motory s permanentními magnety. Těžko předpovídat, který z motorů ovládne roky následující nebo nenastane-li průlom v jiném druhu nebo jiném uspořádání motoru.

Vozidla MHD jsou velice různorodá ohledně provozních podmínek a umístění motoru a používají se v nich prakticky všechny uvedené typy motorů s různým krytím, konstrukčním uspořádáním i chlazením. Většina z těchto vozidel je dnes osazena asynchronními motory. Proto je návrh asynchronního motoru s kotvou nakrátko jedním z hlavních bodů této práce.

## 2 Návrh trakčního asynchronního motoru

Zadaný trakční asynchronní motor s kotvou nakrátko odpovídá již úspěšně navrženému, vyzkoušenému a zprovozněnému trolejbusovému motoru. Cílem této kapitoly je provést návrh tohoto motoru a porovnat s hodnotami z již hotového návrhu. Zároveň pro další účely je vhodné, aby rozměrově motor odpovídal reálnému. Proto budou rozměry s reálným motorem kontrolovány. Pokud nebude upřesněno nebo řečeno jinak, je možné použít rovnice (s drobnými obměnami nebo jiným označením) najít ve všech třech zdrojích [8], [9] a [10].

### 2.1 Zadané hodnoty

Počítaný motor je třífázový, s kotvou nakrátko, napájený ze střídače o těchto parametrech, které platí pro zatížení S1 (trvalý chod):

výkon na hřídeli	$P_2 = 240 \text{ kW}$
maximální sdružené napětí	$U_s = 420 \text{ V}$
frekvence bodu zlomu	$f_z = 50 \text{ Hz}$
počet fází	$m = 3$
počet pólů	$2p = 4$
druh vinutí	smyčkové, dvouvrstvé
spojení vinutí	Y

Návrh bude prováděn pro zlomovou frekvenci  $f_z$ , kdy je stroj ještě plně nasycen a napájen maximálním napětím  $U_s$  (podrobněji viz kapitola 3.1).

### 2.2 Fyzikální parametry použitých plechů

Pro magnetický obvod statoru i rotoru byly použity plechy M330-50A s těmito vlastnostmi:

ztrátové číslo ( $B = 1\text{T}, f = 50 \text{ Hz}$ )	$\Delta p_{1,0} = 1,3 \text{ W kg}^{-1}$
hustota plechů	$\rho = 7650 \text{ kg m}^{-3}$
tloušťka plechů	0,5 mm
činitel plnění	$k_{\text{Fe}} = 0,97$
BH charakteristika	viz Příloha 1

### 2.3 Základní výpočty

Než začne samotný výpočet, je nutné zvolit některé počáteční hodnoty veličin, které budou v průběhu návrhu upřesňovány. Jsou to účinník  $\cos \varphi$ , účinnost  $\eta$  a činitel elektromotorické síly  $k_E$ , který lze určit jako poměr indukovaného napětí  $U_i$  k fázovému napětí statoru  $U_f$ :

$$\cos \varphi = 0,88$$

$$\eta = 0,92$$

$$k_E = 0,95$$

Nyní lze z těchto hodnot dopočítat výpočtový vnitřní výkon  $S_i$ .

$$S_i = P_2 \frac{k_E}{\eta \cdot \cos \varphi} = 240 \frac{0,95}{0,92 \cdot 0,88} \doteq 281,62 \text{ kVA} \quad (2.3.1)$$

K určení hlavních rozměrů průměru vrtání statoru  $D_1$  a délky statorového paketu  $l_{Fe}$  dospějeme použitím výkonové rovnice

$$S_i = CD_1^2 l_{Fe} n_s, \quad (2.3.2)$$

kteřá udává vztah mezi základními rozměry, výkonem a otáčkami stroje. Synchronní otáčky motoru  $n_s$ , se kterými bude prováděn výpočet, vychází ze zlomové frekvence a počtu pólů  $p$

$$n_s = \frac{60 \cdot f_z}{p} = \frac{60 \cdot f_z}{\frac{2p}{2}} = \frac{60 \cdot 50}{2} = 1500 \text{ min}^{-1} \quad (2.3.3)$$

Hlavní rozměry stroje budou určeny tak, že jeden z nich zvolíme a druhý dopočteme. Proto lze např. průměr  $D_1$  zvolit nyní. S ohledem na již hotový motor volíme:

$$D_1 = 260 \text{ mm}.$$

Volbou drážkové rozteče statorového vinutí  $t'_{d1} = 17 \text{ mm}$  na průměru  $D_1$  získáme počet drážek statoru  $Q_1$  (číslo celé) a zpětným dosazením skutečnou hodnotu  $t_{d1}$ .

$$Q_1 = \frac{\pi D_1}{t'_{d1}} = \frac{\pi \cdot 260}{17} \doteq 48 \quad (2.3.4)$$

$$t_{d1} = \frac{\pi D_1}{Q_1} = \frac{\pi \cdot 260}{48} = 17,02 \doteq 17 \text{ mm} \quad (2.3.5)$$

Nyní je známo vše potřebné pro výpočet statorového vinutí.

### 2.3.1 Návrh vinutí

zadání satorového vinutí:

počet drážek	$Q = 48$
počet pólů	$2p = 4$
počet cívkových stran v drážce	$2u = 2$
počet fází	$m = 3$
matematický počet fází	$m' = 6$
vinutí smyčkové, se zkráceným krokem	

Počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q_1}{2pm} = \frac{48}{4 \cdot 3} = 4 \quad (2.3.6)$$

Pólová rozteč v počtu drážek:

$$t_{pd} = \frac{Q_1}{2p} = \frac{48}{4} = 12 \quad (2.3.7)$$

Ideální činitel zkrácení kroku k potlačení vyšších harmonických je  $\beta = \frac{5}{6} = 0,8\bar{3}$ . Krok vinutí

v počtu drážek získáme:

$$y_{1d} = \beta \cdot t_{pd} = \frac{5}{6} \cdot 12 = 10 \quad (2.3.8)$$

Krok vinutí (v počtu cívkových stran):

$$y_1 = 2u \cdot y_{1d} + 1 = 2 \cdot 10 + 1 = 21 \quad (2.3.9)$$

Určení kroku komutátoru pro vinutí smyčkové se zkráceným krokem přechází v rovnici:

$$y_k = \frac{a}{p}, \quad (2.3.10)$$

kde  $a$  je počet paralelních větví. Protože  $y_k$  musí být číslo celé a  $p = 2$ , volíme  $a = 2$  a krok na

komutátoru  $y_k = \frac{a}{p} = \frac{2}{2} = 1$ .

Cívkový krok určíme ze vztahu:

$$y = 2y_k = 2 \cdot 1 = 2 \quad (2.3.11)$$

Posledním krokem vinutí je spojkový krok  $y_2$ , rozdíl mezi krokem vinutí a cívkovým.



$$y_2 = y - y_1 = 2 - 21 = -19 \quad (2.3.12)$$

Schéma zapojení celého vinutí je v Příloze 2. Činitel statorového vinutí  $k_{v1}$  je možné určit více způsoby, my použijeme pro kontrolu dva z nich – Tingleyho schéma a analytický výpočet. Nyní známe všechny potřebné údaje k sestrojení Tingleyho schématu o  $m \cdot n = 3 \cdot 4 = 12$  sloupcích  $\left(q = \frac{n}{c} = \frac{4}{1} \Rightarrow n = 4\right)$  a  $2p = 4$  řádcích pro šest matematických fází.

**Tab. 2.1:** Tingleyho schéma s vyznačenou osou fáze C

A A'				C' C				B B'			
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
25	27	29	31	33	35	37	39	41	43	45	47
26	28	30	32	34	36	38	40	42	44	46	48
49	51	53	55	57	59	61	63	65	67	69	71
50	52	54	56	58	60	62	64	66	68	70	72
73	75	77	79	81	83	85	87	89	91	93	95
74	76	78	80	82	84	86	88	90	92	94	96

Elektrický úhel mezi osami dvou sousedních drážek je:

$$\alpha_{el} = \frac{180^\circ}{m \cdot n} = \frac{180^\circ}{3 \cdot 4} = 15^\circ \quad (2.3.13)$$

Činitel vinutí pak získáme jako průměr cosinů úhlů mezi osami cívkových stran a osou fáze:

$$k_{v1} = \frac{16 \cdot \cos 75^\circ + 8 \cdot \cos 22,5^\circ + 8 \cdot \cos 37,5^\circ}{32} = 0,925 \quad (2.3.14)$$

Analyticky lze činitel vinutí určit jako součin činitele kroku a činitele rozlohy,  $k_v = k_y k_r$ .

Činitel kroku respektuje zkrácení kroku vinutí oproti pólové rozteči, vypočte se jako:

$$k_y = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{5}{6} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \doteq 0,966 \quad (2.3.15)$$

Činitel rozlohy je dán rozložením vinutí do drážek na obvodu stroje. Lze ho určit jako:

$$k_r = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2mq}} = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot 3}}{4 \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 4}} \doteq 0,958 \quad (2.3.16)$$

Činitel statorového vinutí je tedy:

$$k_{v1} = k_y k_r = 0,966 \cdot 0,958 = 0,925 \quad (2.3.17)$$

Oběma způsoby jsme dosáhli stejného výsledku, vinutí je tedy úspěšně navrženo.

### 2.3.2 Essonův činitel, dopočet hlavních rozměrů

Další neznámou z výkonové rovnice je Essonův činitel  $C$ , který vyjadřuje elektromagnetické využití stroje vztahem

$$C = \frac{\pi^2}{60} \alpha_\delta B_\delta A k_B k_{v1} , \quad (2.3.18)$$

kde  $\alpha_\delta$  je činitel pólového krytí,  $B_\delta$  amplituda indukce ve vzduchové mezeře,  $A$  obvodová proudová hustota,  $k_B$  činitel tvaru pole a  $k_{v1}$  činitel statorového vinutí. Činitel pólového krytí  $\alpha_\delta$  je definován jako poměr střední k maximální hodnotě, zatímco činitel tvaru pole je poměr mezi efektivní a střední hodnotou indukce ve vzduchové mezeře. Pro začátek budeme předpokládat její sinusový průběh, a proto

$$\alpha_\delta = \frac{2}{\pi} \doteq 0,64 , \quad k_B = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \doteq 1,11 .$$

K doplnění rovnice ( 2.3.18 ) zbývá určit prvotní hodnoty  $B_\delta$  a  $A$ , které budou později upřesněny:

$$B_\delta = 0,82 \text{ T} , \quad A = 72000 \text{ Am}^{-1} .$$

Nyní je již možné vypočítat hodnotu Essonova činitele (zatím pořád předběžnou, pro předběžné  $B_\delta$  a  $A$ ).

$$\begin{aligned} C &= \frac{\pi^2}{60} \alpha_\delta B_\delta A k_B k_{v1} = \\ &= \frac{\pi^2}{60} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,82 \cdot 72000 \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 0,925 = 6352,2 \text{ VAm}^{-3}\text{min} \end{aligned} \quad (2.3.19)$$

Dosažením do rovnice ( 2.3.2 ) získáme délku statorového paketu:

$$l_{Fe} = \frac{S_i}{CD_1^2 n_s} = \frac{281,62 \cdot 10^3}{6352,2 \cdot 0,26^2 \cdot 1500} \doteq 0,44 \text{ m} \quad (2.3.20)$$

Hlavní rozměry jsou  $D_1 = 260 \text{ mm}$  a  $l_{Fe} = 440 \text{ mm}$ . Pro tyto rozměry lze nyní upřesnit hodnotu Essonova činitele a vnitřního výkonu stroje.

### 2.3.3 Upřesnění vnitřního výkonu

Pro další výpočty je nutné získat reálnou hodnotu indukce ve vzduchové mezeře a lineární proudové hustoty.

*Zpřesnění obvodové proudové hustoty A*

Obvodová proudová hustota odpovídá celkovému proudovému obsahu drážek statoru. Proto je nutné vypočítat statorový proud a počet závitů spojených do série. Jmenovitý statorový proud je:

$$I_1 = \frac{P_2}{mU_f \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{240 \cdot 10^3}{3 \cdot 242,5 \cdot 0,92 \cdot 0,88} = 407,5 \text{ A} , \quad (2.3.21)$$

$$\text{kde } U_f = \frac{U_s}{\sqrt{3}} = \frac{420}{\sqrt{3}} = 242,5 \text{ V} .$$

Předběžný počet efektivních vodičů v drážce je:

$$V_d' = \frac{\pi D_1 A}{I_1 Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,260 \cdot 72000}{407,5 \cdot 48} \doteq 3 \quad (2.3.22)$$

S ohledem na počet paralelních větví bude výsledný počet vodičů v drážce

$$V_d = a \cdot V_d' = 2 \cdot 3 = 6 . \quad (2.3.23)$$

Počet závitů v sérii jedné fáze pak určíme jako

$$N_1 = \frac{V_d Q_1}{2am} = \frac{6 \cdot 48}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 24 . \quad (2.3.24)$$

Počet závitů jedné cívky je potom:

$$N_c = N_1 \frac{ma}{Q_1 u} = 24 \cdot \frac{3 \cdot 2}{48 \cdot 1} = 3 \quad (2.3.25)$$

Konečná lineární proudová hustota má hodnotu:

$$A = \frac{2mN_1 I_1}{\pi D_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 24 \cdot 407,5}{\pi \cdot 0,26} = 71840,1 \text{ Am}^{-1} \quad (2.3.26)$$

*Zpřesnění indukce  $B_\delta$* 

Z rovnice pro indukované napětí vypočítáme magnetický indukční tok stroje:

$$\Phi = \frac{k_E U_f}{4k_B N_1 f_z k_{v1}} = \frac{0,95 \cdot 242,5}{4 \cdot 1,11 \cdot 24 \cdot 50 \cdot 0,925} = 0,0467 \text{ Wb} \quad (2.3.27)$$

Pólová rozteč na průměru  $D_1$  je:

$$t_p = \frac{\pi D_1}{2p} = \frac{\pi \cdot 260}{4} = 204,2 \text{ mm} \quad (2.3.28)$$

Pro amplitudu magnetické indukce ve vzduchové mezeře platí:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_\delta t_p l_{Fe}} = \frac{0,0467}{\frac{2}{\pi} \cdot 0,2042 \cdot 0,44} = 0,817 \text{ T} \quad (2.3.29)$$

### Essonův činitel a vnitřní výkon motoru

Se znalostí lineární obvodové proudové hustoty a indukce ve vzduchové mezeře získáme novou hodnotu Essonova činitele:

$$\begin{aligned} C &= \frac{\pi^2}{60} \alpha_\delta B_\delta A k_B k_{v1} = \\ &= \frac{\pi^2}{60} \cdot 0,64 \cdot 0,817 \cdot 71840,1 \cdot 1,11 \cdot 0,925 = 6312,1 \text{ VAm}^{-3} \text{min} \end{aligned} \quad (2.3.30)$$

A konečně vnitřní výkon stroje:

$$S_i = CD_1^2 l_{Fe} n_s = 6312,1 \cdot 0,26^2 \cdot 0,44 \cdot 1500 = 281620 \text{ VA} = 281,60 \text{ kVA} \quad (2.3.31)$$

Srovnáním s hodnotou vypočtenou v rovnici ( 2.3.1 ) získáváme dobrou shodu obdržných výsledků. Proto se můžeme posunout k další fázi návrhu.

## 2.4 Dimenzování magnetického obvodu

K určení rozměrů magnetického obvodu patří také určení velikosti drážky, která je dána rozměry vodičů a použité izolace.

### 2.4.1 Statorový zub a drážka

Základem výpočtu rozměrů drážky je volba proudové hustoty, ze které lze vyčíst průřez vodiče. Počáteční zvolená proudová hustota je  $J_1' = 7,2 \text{ A mm}^{-2}$ . Pro prvotní průřez efektivního vodiče platí:

$$S'_{ef} = \frac{I_1}{a \cdot J_1'} = \frac{407,5}{2 \cdot 7,2} = 28,3 \text{ mm}^2 \quad (2.4.1)$$

Průřez jednoho skutečného vodiče je však  $S_v = 6,8 \text{ mm}^2$ . Proto musí být cívka navijena z více paralelních vodičů, a to konkrétně:

$$n_p = \frac{S'_{ef}}{S_v} = \frac{28,3}{6,8} = 4,16 \Rightarrow n_p = 4 \quad (2.4.2)$$

Skutečný průřez efektivního vodiče je:

$$S_{ef} = n_p S_v = 4 \cdot 6,8 = 27,2 \text{ mm}^2 \quad (2.4.3)$$

Potom je již možné dopočítat skutečnou proudovou hustotu:

$$J_1 = \frac{I_1}{a \cdot S_v \cdot n_p} = \frac{407,5}{2 \cdot 6,8 \cdot 4} \doteq 7,49 \text{ A mm}^{-2} \quad (2.4.4)$$

Nyní známe průřez jednoho vodiče, ale žádný z jeho rozměrů. Vodiče statorové vinutí budeme předpokládat obdélníkového průřezu. Drážka tedy bude obdélníková, vinutí zajištěné drážkovým klínem a zub lichoběžníkový. K určení šířky vodiče pomůže šířka zubu statoru na průměru  $D_1$  (ozn.  $b_{z11}$ ), která vychází z maximální dovolené zdánlivé indukce ve statoru. Volíme  $B'_{z1\max} = 2,15 \text{ T}$ .

$$b_{z11} = \frac{B'_\delta t_{d1}}{B'_{z1\max} k_{Fe}} = \frac{0,817 \cdot 17}{2,15 \cdot 0,97} \doteq 6,7 \text{ mm} \quad (2.4.5)$$

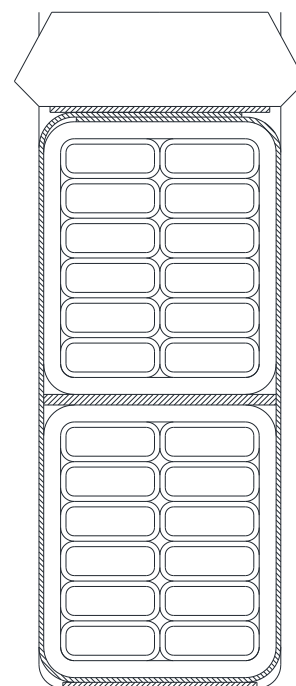
Konečná hodnota zdánlivé indukce na průměru  $D_1$  je tedy:

$$B'_{z1} = \frac{B'_\delta t_{d1}}{b_{z11} k_{Fe}} = \frac{0,817 \cdot 17}{6,7 \cdot 0,97} \doteq 2,14 \text{ T} \quad (2.4.6)$$

Šířka drážky pak vychází:

$$b_{d1} = t_{d1} - b_{z11} = 17 - 6,7 = 10,3 \text{ mm} \quad (2.4.7)$$

Vzhledem k průřezu jednoho vodiče  $S_v$  a šířce drážky  $b_{d1}$ , budou paralelní vodiče umístěny dva vedle sebe ve dvou vrstvách nad sebou. V následující tabulce je zobrazen obsah drážky, na základě kterého lze určit rozměry holého vodiče a hloubku drážky. Podrobněji je drážka rozkreslena na Obr. 2.1, kde je dobře vidět, jak se získá celková šířka a hloubka drážky. Vůle na šířku je dostatečně velká, na výšku však je vůle téměř nulová. Hloubka drážky a tedy i výška statorového zubu je  $h_{d1} = h_{z1} = 28,7 \text{ mm}$ .



Obr. 2.1: Příčný řez drážkou navrhovaného motoru

**Tab. 2.2:** Obsah statorové drážky

část	šířka [mm]	výška [mm]
rozměr vodiče	4,25	1,6
oboustranný přírůstek izolace vodiče	0,23	0,23
oboustranný přírůstek izolace cívk	0,72	0,72
vložka pod klín	-	0,08
vložka na dno	-	0,08
mezivložka	-	0,51
vyložení drážky	0,2	0,2
drážkový klín	-	4
suma	10,08	28,67
konečný rozměr	10,3	28,7

Na průměru, který odpovídá dnu statorové drážky je šířka zubu:

$$b_{z13} = t_{d1} \left( 1 + \frac{2h_{d1}}{D_1} \right) - b_{d1} = 17 \left( 1 + \frac{2 \cdot 28,7}{260} \right) - 10,3 \doteq 10,5 \text{ mm} \quad (2.4.8)$$

#### 2.4.2 Jho statoru a vzduchová mezera

Dimenzování jha statoru vychází z magnetického toku a zvolené indukce  $B_{j1} = 1,21 \text{ T}$ .

Výpočtová výška jha

$$h'_{j1} = \frac{\Phi}{2B_{j1}l_{Fe}k_{Fe}} = \frac{0,0467}{2 \cdot 1,21 \cdot 0,44 \cdot 0,97} \cdot 10^3 \doteq 45,2 \text{ mm} \quad (2.4.9)$$

Pro zlepšení odvodu tepla bude statorové i rotorové jho obsahovat axiální ventilační kanály.

Pro předběžný výpočet bylo zvoleno  $n_{k1} = 36$  statorových kanálů o průměru  $D_{k1} = 20 \text{ mm}$ ,

jejichž středy se nachází na průměru  $D_{Sk1} = 370 \text{ mm}$ . Při zachování stejné plochy aktivní

části jha se musí zvětšit skutečná výška jha statoru o  $h_{ekv1}$ , viz Obr. 2.2. Mezikruží o výšce

$h_{ekv1}$  má stejný obsah, jako všechny ventilační kanály statoru. Platí tedy rovnice:

$$n_{k1} \cdot S_{k1} = n_{k1} \cdot \pi \left( \frac{D_{k1}}{2} \right)^2 = \pi \left( \frac{D'_e}{2} + h_{ekv1} \right)^2 - \pi \left( \frac{D'_e}{2} \right)^2, \quad (2.4.10)$$

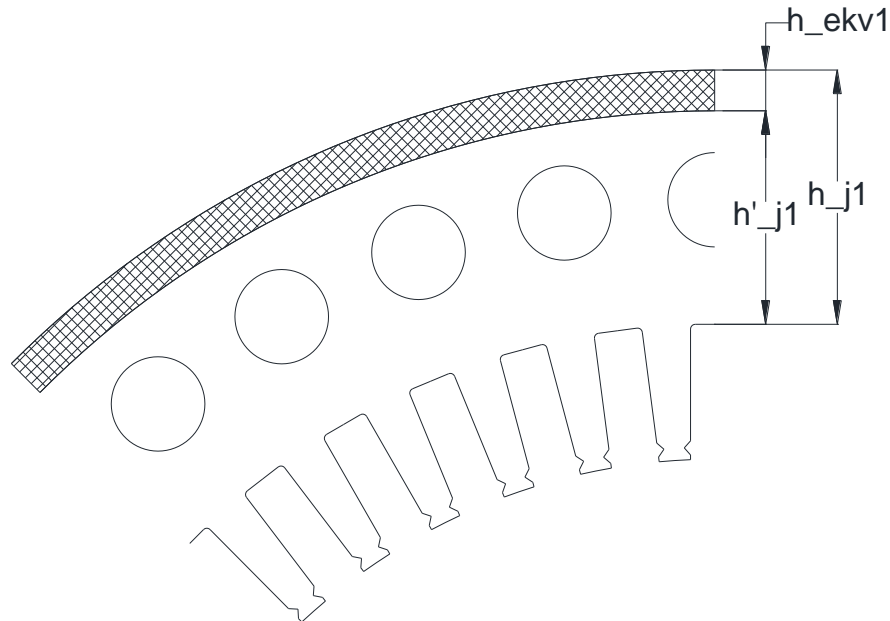
kde  $D'_e$  je výpočtový vnější průměr statoru,  $D'_e = D_1 + 2 \cdot (h_{z1} + h'_{j1})$ . Dosazením a úpravou

rovnice získáme konečnou hodnotu  $h_{ekv1} \doteq 8,64 \text{ mm}$ , skutečnou výšku jha a externí průměr

statoru:

$$h_{j1} = h'_{j1} + h_{ekv1} = 45,2 + 8,64 = 53,8 \text{ mm}$$

$$D_e = D_1 + 2 \cdot (h_{z1} + h_{j1}) = 260 + 2 \cdot (28,7 + 53,8) = 425 \text{ mm} \quad (2.4.11)$$



Obr. 2.2: K výpočtu výšky jha statoru

Poslední otazník před navrhováním rotoru visí nad velikostí vzduchové mezery. Existují pro ni různé empirické vzorce v závislosti na výkonu nebo průměru  $D_1$  (např. podle [8]), zde je ovšem důležité, aby tato hodnota plně odpovídala již navrženému motoru, proto je zvoleno  $\delta = 1,05 \text{ mm}$ .

### 2.4.3 Hlavní parametry rotoru

Rotorová klec nakrátko je tvořena měděnými tyčemi, které jsou vkládány do drážek, roztemovány pro uchycení a indukčně spojeny s kruhy nakrátko. Z důvodu zabránění přesycování magnetického obvodu jsou drážky lichoběžníkové a zuby obdélníkové, v oblasti otevření drážky rozšířené. Pro začátek můžeme určit vnější průměr rotoru:

$$D_2 = D_1 - 2 \cdot \delta = 260 - 2 \cdot 1,05 = 257,9 \text{ mm} \quad (2.4.12)$$

Počet drážek rotoru zvolíme shodně s navrženým motorem  $Q_2 = 56$ . Nyní je možno přikročit k výpočtu kotvy nakrátko.

### 2.4.4 Klec nakrátko

Klecové vinutí má své specifické vlastnosti. Lze určit počet paralelních větví jako největší společný dělitel počtu drážek a pólů:

$$a_2 = D(Q_2; p) = D(56; 2) = 2 \quad (2.4.13)$$

Počet fází rotoru se následně určí jako

$$m_2 = \frac{Q_2}{a_2} = \frac{56}{2} = 28 \quad (2.4.14)$$

V každé fázi je v sérii pouze jedna tyč, tedy počet závitů v sérii jedné fáze je  $N_2 = 0,5$  a činitel vinutí  $k_{v,2} = 1$ . Činitel přepočtu proudů mezi statorem a rotorem je:

$$p_i = \frac{m_1 N_1 k_{v,1}}{m_2 N_2 k_{v,2}} = \frac{2a_2 m N_1 k_{v,1}}{Q_2} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 24 \cdot 0,925}{56} \doteq 4,76 \quad (2.4.15)$$

Fázový proud rotoru lze určit jako

$$I_2 = k_i I_1 p_i = 0,92 \cdot 407,5 \cdot 4,76 \doteq 1783,4 \text{ A}, \quad (2.4.16)$$

kde  $k_i$  je činitel uvažující vliv magnetizačního proudu a odporu vinutí [8]. Proud jednou tyčí je tedy

$$I_t = \frac{I_2}{a_2} = \frac{1783,4}{2} \doteq 891,7 \text{ A}, \quad (2.4.17)$$

Volbou proudové hustoty  $J_2 = 5,2 \text{ A mm}^{-2}$  získáváme předběžný průřez tyče rotoru:

$$S'_t = \frac{I_t}{J_2} = \frac{891,7}{5,2} \doteq 171,5 \text{ mm}^2 \quad (2.4.18)$$

Tyče rotoru jsou fyzicky rozloženy po jeho obvodu. Jednu fázi tvoří vždy dvě protilehlé tyče, procházející proudy tyčí sousedních jsou vždy fázově posunuté o úhel  $\alpha = \frac{2p\pi}{Q_2}$ .

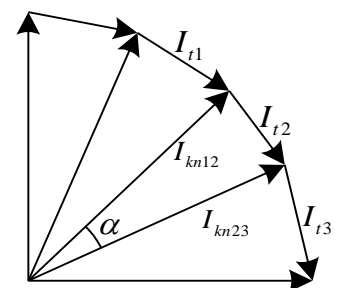
Proud kruhem nakrátko ve vztahu k proudu tyče si lze dobře představit podle fázorového diagramu na

Obr. 2.3, z něhož vyplývá:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{I_t}{I_{kn}} \quad (2.4.19)$$

Úpravou a dosazením získáváme vztah

$$I_{kn} = \frac{I_t}{2 \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{I_t}{2 \sin \frac{p\pi}{Q_2}} = \frac{891,7}{2 \sin \frac{2\pi}{56}} = 3982,2 \text{ A} \quad (2.4.20)$$



Obr. 2.3: Fázorový diagram klece nakrátko [8]



Volbou proudové hustoty podobné tyčím  $J_{kn} = 5,1 \text{ A mm}^{-2}$  získáme předběžný průřez kruhu nakrátko

$$S'_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{3982,2}{5,1} \doteq 780,8 \text{ mm}^2 \quad (2.4.21)$$

Při použití čtvercového průřezu kruhu nakrátko jsou jeho rozměry:

$$a_{kn} = b_{kn} = \sqrt{S'_{kn}} = \sqrt{780,8} \doteq 28 \text{ mm} \quad (2.4.22)$$

Zpětným přepočtem získáme skutečný průřez kruhu nakrátko  $S_{kn} = 784 \text{ mm}^2$ .

#### 2.4.5 Rotorový zub a drážka

Rotorový zub má také za úkol upevnit tyče proti odstředivým silám. Proto je jeho určitá část rozšířená. Výška této části bude  $h_{02} = 2 \text{ mm}$ . Zároveň není vhodné, aby drážka byla úplně uzavřená (z důvodu nasouvání tyčí do drážek a rozptylových toků). Otevření drážky zvolíme  $b_{02} = 2,75 \text{ mm}$ . V místě konstantní šířky zubu volíme zdánlivou hodnotu indukce  $B'_{z2} = 2,12 \text{ T}$ . Pro velikost drážkové rozteče

$$t_{d2} = \frac{\pi D_2}{Q_2} = \frac{\pi \cdot 257,9}{56} \doteq 14,47 \text{ mm} \quad (2.4.23)$$

získáme šířku zubu

$$b_{z2} = \frac{B_\delta t_{d2}}{B'_{z2} k_{Fe}} = \frac{0,817 \cdot 14,47}{2,12 \cdot 0,97} \doteq 5,75 \text{ mm} \quad (2.4.24)$$

V nejširším místě drážky (tzn. na průměru  $D_2 - 2h_{02}$ ) získáme šířku drážky

$$b_{d21} = t_{d2} \frac{D_2 - 2h_{02}}{D_2} - b_{z2} = 14,47 \frac{257,9 - 2 \cdot 2}{257,9} - 5,75 \doteq 8,5 \text{ mm} \quad (2.4.25)$$

S ohledem na již navržený stroj volíme  $h_{z2} = 26 \text{ mm}$ . Pro hloubku drážky dostáváme

$$h_{d2} = h_{z2} - h_{02} = 26 - 2 = 24 \text{ mm} \quad (2.4.26)$$

Obsah tyče rotoru (předběžný) můžeme vyjádřit jako obsah lichoběžníka:

$$S'_t = \frac{b_{d21} + b_{d23}}{2} h_{d2}, \quad (2.4.27)$$

kde  $b_{d23}$  je šířka drážky u jejího dna, kterou z výše uvedené rovnice vyjádříme a vypočteme:

$$b_{d23} = \frac{2S'_t}{h_{d2}} - b_{d21} = \frac{2 \cdot 171,5}{24} - 8,5 \doteq 5,8 \text{ mm} \quad (2.4.28)$$

S ohledem na zaoblení hran bude při daných rozměrech skutečný průřez tyče přibližně  $S_t = 170 \text{ mm}^2$ .

### 2.4.6 Jho rotoru a průměr hřídele

Nyní už není možnost si indukci ve jhu volit a podle toho je dimenzovat. Průměr rotoru je daný, stejně jako výška zubů. Do zbývajících prostoru se musí vejít hřídel a jho rotoru s ventilačními kanály. Rotor bude obsahovat  $n_{k2} = 16$  kanálů o průměru  $D_{k2} = 22$  mm, jejichž středy se nachází na průměru  $D_{Sk2} = 164$  mm. Hřídel musí vyhovovat především pevnostnímu výpočtu, ze kterého vychází jeho průměr  $D_h = 90$  mm. Skutečná výška jha rotoru je tedy:

$$h_{j2} = \frac{D_2 - 2h_{z2} - D_h}{2} = \frac{257,9 - 2 \cdot 26 - 90}{2} = 57,95 \text{ mm} \quad (2.4.29)$$

Určení výpočtové výšky jha rotoru  $h'_{j2}$  je analogický s tím statorovým, mezikruží ekvivalentní s plochou ventilačních kanálů bude však umístěno u vnitřního průměru jha (na průměru hřídele). Platí rovnice podobná s (2.4.10):

$$n_{k2} \cdot S_{k2} = n_{k2} \cdot \pi \left( \frac{D_{k2}}{2} \right)^2 = \pi \left( \frac{D_h}{2} + h_{ekv2} \right)^2 - \pi \left( \frac{D_h}{2} \right)^2 \quad (2.4.30)$$

Dosazením a úpravou rovnice získáme konečnou hodnotu  $h_{ekv2} \doteq 17,94$  mm a výpočtovou výšku jha:

$$h'_{j2} = h_{j2} - h_{ekv2} = 57,95 - 17,94 \doteq 40 \text{ mm} \quad (2.4.31)$$

Nyní již lze dopočítat indukci ve jhu rotoru:

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2h'_{j2} l_{Fe} k_{Fe}} = \frac{0,0467}{2 \cdot 0,04 \cdot 0,44 \cdot 0,97} \doteq 1,37 \text{ T} \quad (2.4.32)$$

Tato indukce je větší, než ve statorovém jhu, ale nikterak výrazně. Nyní máme kompletně navrženy rozměry magnetického obvodu a můžeme přikročit k jeho samotnému výpočtu.

## 2.5 Výpočet magnetického obvodu

Cílem této kapitoly je především výpočet úbytků magnetických napětí v jednotlivých částech navrženého magnetického obvodu. Základním vztahem pro výpočet magnetického napětí je první Maxwellova rovnice:

$$U_m = \oint H dl, \quad (2.5.1)$$

kde  $H$  je intenzita magnetického pole na siločáře délky  $dl$ . Intenzitu  $z$  magnetické indukce získáme ve feromagnetickém materiálu dle BH charakteristiky. Po výpočtu magnetických napětí bude určena hodnota potřebného magnetizačního proudu.

### 2.5.1 Náhradní vzduchová mezera

Vlivem drážkování stroje se magnetická indukce ve vzduchové mezeře při jeho otáčení mění v závislosti na pozici (zub – zub, zub – drážka, drážka – drážka). Indukční čáry se tím na určitých místech zahušťují, což je také spojeno s jejich prodloužením ve vzduchové mezeře (viz Obr. 2.4). Toto prodloužení je respektováno Carterovým činitelem  $k_c$ . Jeho určení je v literatuře prakticky stejné, jen postup se mírně odlišuje. Při použití vztahu (viz [9]) platí:

$$k_c = \frac{t_d}{t_d - \kappa b_0}, \quad (2.5.2)$$

kde  $b_0$  je obecně otevření drážky a koeficient  $\kappa$  se určí jako

$$\kappa = \frac{\frac{b_0}{\delta}}{5 + \frac{b_0}{\delta}}. \quad (2.5.3)$$

Při drážkovaném rotoru i statoru se určí Carterův činitel nejprve pro stator s uvažováním hladkého rotoru a poté naopak. Výsledný Carterův činitel je pak jejich součin:

$$\begin{aligned} k_{c1} &= 1,67 \\ k_{c2} &= 1,07 \\ k_c &= k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,67 \cdot 1,07 = 1,79 \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

Velikost náhradní vzduchové mezery je tedy

$$\delta_e = k_c \cdot \delta = 1,79 \cdot 1,05 \doteq 1,875 \text{ mm} \quad (2.5.5)$$

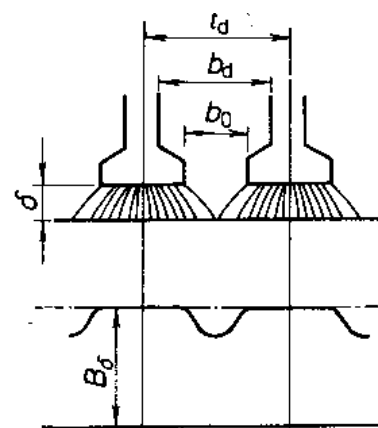
Magnetické napětí vzduchové mezery získáme jako:

$$U_{m\delta} = H_\delta \delta_e = \frac{1}{\mu_0} B_\delta \delta_e = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,817 \cdot 1,875 \cdot 10^{-3} \doteq 1218,6 \text{ A}, \quad (2.5.6)$$

kde  $\mu_0$  je permeabilita vakua.

### 2.5.2 Magnetické napětí zubů statoru a rotoru

Až dosud se při výpočtu magnetické indukce předpokládalo, že veškerý tok protéká zuby. To ale neplatí, protože při nasycování magnetického obvodu je část toku vytlačována i do méně magneticky vodivé drážky. Pro skutečnou indukci v zubu platí následující vztah, odvozený v [8].



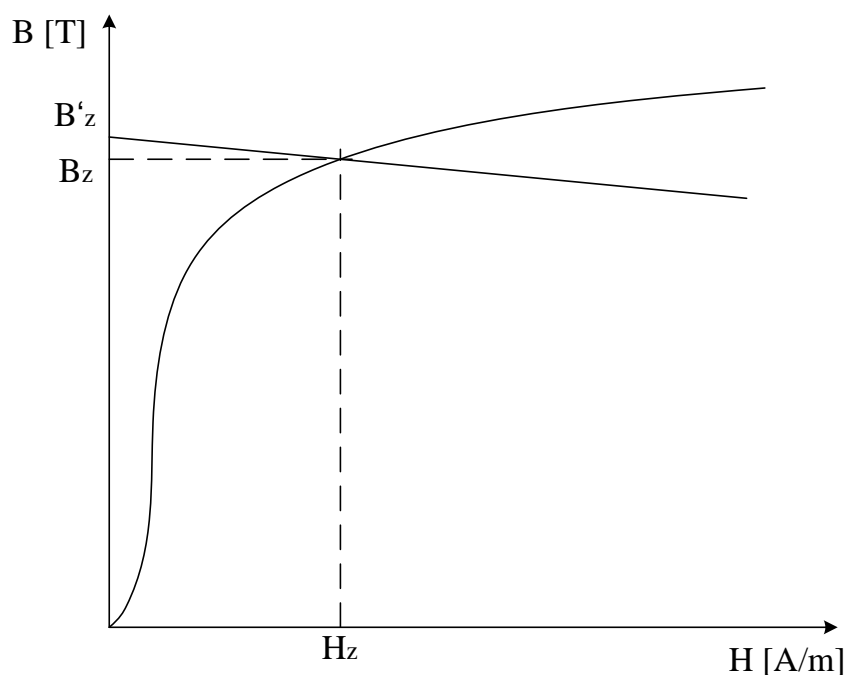
Obr. 2.4: Vysvětlení Carterova činitele [8]

$$B_z = B'_z - k_d \mu_0 H_z \quad (2.5.7)$$

$B'_z$  je indukce v zubu při uvažování veškerého magnetického toku procházejícího zuby (tedy hodnota zdánlivá),  $B_z$  je skutečná indukce a  $k_d$  je činitel odlehčení, vypočítaný jako poměr příčných řezů drážky a zubu:

$$k_d = \frac{S_d}{S_z} = \frac{b_d l_{Fe}}{b_z l_{Fe} k_{Fe}} = \frac{b_d}{b_z l_{Fe}} \quad (2.5.8)$$

Rovnice ( 2.5.7 ) je vlastně rovnicí přímky, která je s BH charakteristikou elektrotechnické oceli na Obr. 2.5. Z obrázku je patrné, že čím bude zdánlivá indukce  $B'_z$  větší, tím výraznější bude rozdíl mezi touto a skutečnou hodnotou. Sklon přímky je dán hodnotou  $k_d$ , tedy pro větší poměr drážka – zub bude magnetický tok drážkou větší. Je tedy nutné pro každou hodnotu  $k_d$  a  $B'_z$  určit průsečík přímky a BH charakteristiky. Pro tento výpočet byl vytvořen skript v programu MATLAB – viz Příloha 3



Obr. 2.5: K výpočtu indukce v zubech statoru a rotoru

Princip výpočtu je jednotný, ale bude se lišit pro stator a pro rotor.

### Statorový zub

Statorová drážka je obdélníková, s rozšířením na drážkový klín. Zub je tedy lichoběžníkový, avšak zúžený právě pro tento klín. Zub lze rozdělit na tři části podle Obr. 2.6.

Část A je malé výšky a šířku zuby můžeme určit jako střední hodnotu minimální a maximální šířky. Šířku zuby v části B určíme obdobně. Avšak část C je vysoká, indukce se již mění výrazně. Proto je nutné určit skutečnou indukci ve třech bodech, v nejmenší, střední a největší šířce této části zuby. Střední hodnotu intenzity magnetického pole lze určit podle Simpsonova pravidla jako:

$$H_{z1C} = \frac{1}{6} (H_{z1C \min} + 4H_{z1C \text{av}} + H_{z1C \max}) \quad (2.5.9)$$

V následující tabulce je přehled všech hodnot potřebných pro výpočet magnetického napětí zuby statoru. Neznáme hodnoty  $B'_z$  lze určit z předpokladu  $B'_z \cdot S_z = \text{konst.}$

**Tab. 2.3:** Parametry pro výpočet mg. napětí zuby statoru

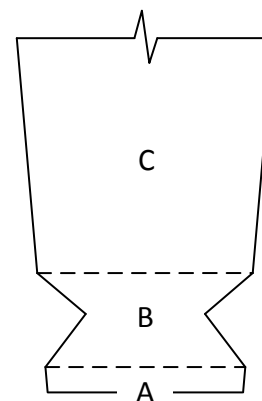
oblast	$b_d$ [mm]	$b_z$ [mm]	$k_d$	$B'_z$ [T]	$B_z$ [T]	$H_z$ [ $\text{Am}^{-1}$ ]	$l$ [mm]
A	10,3	6,71	1,58	2,14	2,05	47965	1
B	11,6	5,73	1,85	2,51	2,25	97253	3
C	max	10,3	1,47	1,98	1,93	31871	24,7
	av	10,3	1,20	1,62	1,61	8900	
	min	10,3	1,01	1,37	1,37	4012	

Dosazením do rovnice ( 2.5.9 ) získáme  $H_{z1C} = 11913,8 \text{ Am}^{-1}$ . Pro magnetické napětí zuby statoru tedy platí:

$$\begin{aligned} U_{mz1} &= U_{mz1A} + U_{mz1B} + U_{mz1C} = H_{z1A} l_{z1A} + H_{z1B} l_{z1B} + H_{z1C} l_{z1C} = \\ &= 47965 \cdot 0,001 + 97253 \cdot 0,003 + 11913,8 \cdot 0,0247 \doteq 634,0 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.5.10)$$

### Rotorový zub

Zub rotoru lze rozdělit na dvě části. V té první, v oblasti rozšíření zuby, lze na celé výšce  $h_0$  považovat šířku otevření drážky  $b_0$  i šířku zuby za konstantní. Ve druhé části se šířka zuby také nemění, ale je proměnná šířka drážky, činitel odlehčení  $k_d$  a tedy i skutečná hodnota indukce  $B_z$ . Indukci zde budeme opět počítat ve třech bodech a intenzitu určíme dle Simpsonova pravidla. V Tab. 2.4 jsou hodnoty pro určení magnetického napětí rotoru.



Obr. 2.6: Rozdělení statorového zuby

**Tab. 2.4:** Parametry pro výpočet mg. napětí zuby rotoru

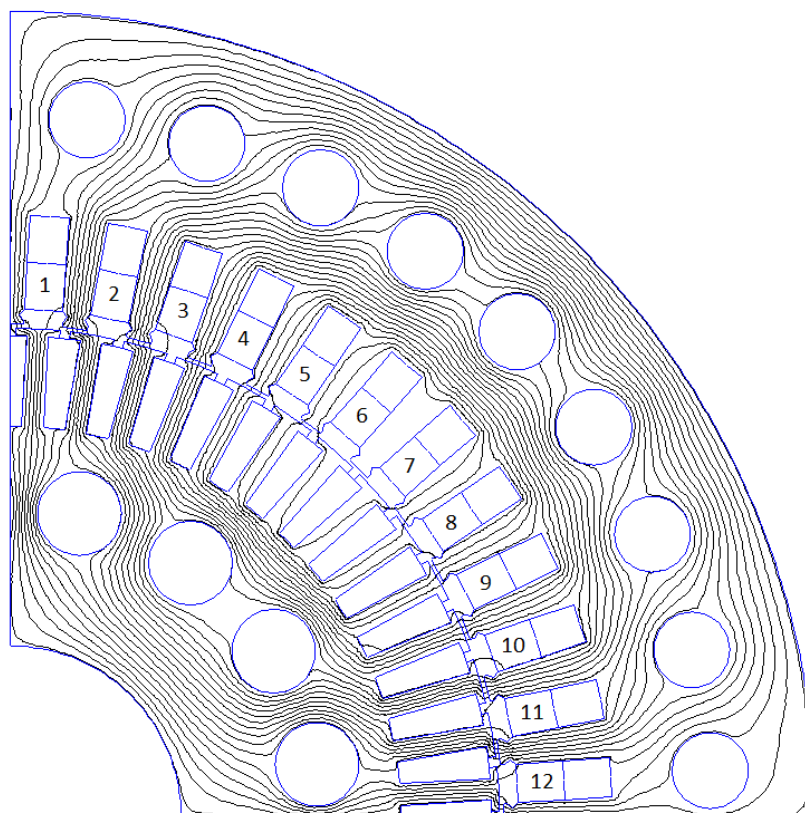
označení	$b_d$ [mm]	$b_z$ [mm]	$k_d$	$B'_z$ [T]	$B_z$ [T]	$H_z$ [ $\text{Am}^{-1}$ ]	$l$ [mm]
0	2,75	11,61	0,24	1,05	1,05	660	2
1	8,5	5,75	1,52	2,12	2,03	44627	24
2	7,15	5,75	1,28	2,12	2,04	46296	
3	5,8	5,75	1,04	2,12	2,06	49918	

Střední hodnota intenzity ve druhé oblasti je  $H_{z2} = 46621,5 \text{ Am}^{-1}$ . magnetické napětí zuby rotoru:

$$\begin{aligned}
 U_{mz2} &= U_{mz20} + U_{mz2} = H_{z20}l_{z20} + H_{z2}l_{z2} = \\
 &= 660 \cdot 0,002 + 46621,5 \cdot 0,024 \doteq 1120,2 \text{ A}
 \end{aligned}
 \quad (2.5.11)$$

### 2.5.3 Magnetické napětí jha statoru a rotoru

Ve jhu je situace na první pohled jednodušší, protože veškerý tok zde prochází železem. Ve skutečnosti však mají siločáry různou délku a vlivem ventilačních kanálů není rozložení indukce v průřezu jha rovnoměrné. Rozložení siločar je zobrazeno na Obr. 2.7.



Obr. 2.7: Rozložení siločar ve čtvrtině stroje

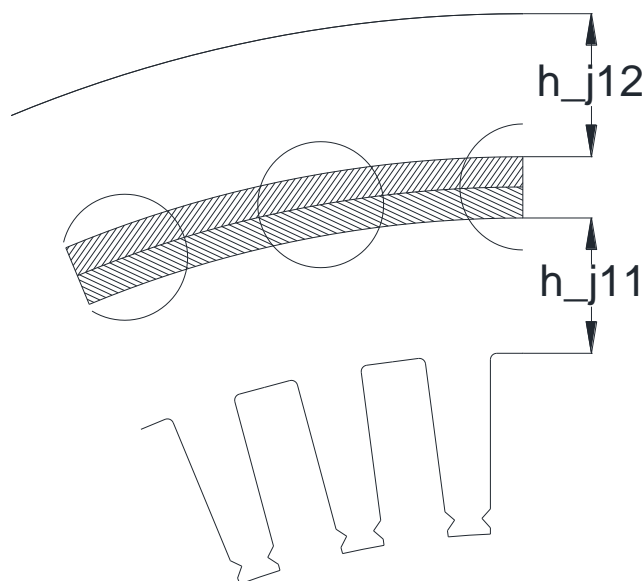
Jak je z obrázku patrné, veškerý tok, se kterým bylo počítáno, prochází jhem pouze v ose zobrazované oblasti a postupně se uzavírá jednotlivými zuby. Zároveň zde část toku prochází prostorem mezi drážkou a ventilačním kanálem, druhá část mezi kanálem a vnějším průměrem. Pro podrobnější rozbor bude nutné vyšetřit indukci a délku siločáry v obou částech. Opět budeme řešit zvlášť stator a rotor.

### *Statorové jho*

Tok prostorem mezi dnem drážky a ventilačním kanálem označíme jako  $\Phi_{j11}$ , druhým prostorem  $\Phi_{j12}$ . Indukci  $i$  vypočtenou výšku  $j_{ha}$  označíme obdobně. Rozdělení toků lze určit přibližně z počtu siločar v jednotlivých částech. Platí:

$$\begin{aligned}\Phi_{j11} &= 0,48\Phi = 0,48 \cdot 0,0467 \doteq 0,0224 \text{ Wb} \\ \Phi_{j12} &= 0,52\Phi = 0,52 \cdot 0,0467 \doteq 0,0243 \text{ Wb}\end{aligned}\quad (2.5.12)$$

Výšku  $j_{ha}$  v daných úsecích vyšetříme podobně jako v kapitolách 2.4.2 a 2.4.6, tentokrát se bude odečítat v každé části polovina z obsahů ventilačních kanálů, od průměru  $D_{sk1}$  (viz Obr. 2.8).



Obr. 2.8: K upřesnění výšky  $j_{ha}$

Výpočtové výšky  $j_{ha}$  statoru vycházejí  $h_{j11} = 21,4 \text{ mm}$  a  $h_{j12} = 22,7 \text{ mm}$ . Pak už lze pomocí rovnice (2.4.9) vypočítat indukce ve jhu:

$$B_{j11} = \frac{\Phi_{j11}}{2h_{j11}l_{Fe}k_{Fe}} = \frac{0,0224}{2 \cdot 0,0214 \cdot 0,44 \cdot 0,97} \doteq 1,23 \text{ T}$$

$$B_{j12} = \frac{\Phi_{j12}}{2h_{j12}l_{Fe}k_{Fe}} = \frac{0,0243}{2 \cdot 0,0227 \cdot 0,44 \cdot 0,97} \doteq 1,25 \text{ T}$$
( 2.5.13 )

Indukce se od sebe ani od původní vypočtené  $B_{jl}$  příliš neliší, ale přeci jenom se trochu zvětšily. Rozdílná bude avšak střední délka siločáry. Tok  $\Phi_{j11}$  prochází do statorového jha převážně zuby mezi drážkami 2 – 3 a 3 – 4 (z Obr. 2.7). Z tohoto faktu odvodíme střední délku siločáry a získáme  $l_{j11} = 155,2 \text{ mm}$ . Jako hlavní místo průchodu toku  $\Phi_{j12}$  budeme uvažovat zub mezi drážkami 1 a 2. Střední délka siločáry pak vychází  $l_{j12} = 263,3 \text{ mm}$ . Jak již bylo řečeno, veškerý počítaný tok je ve jhu pouze v ose oblasti na Obr. 2.7. Se vzdalováním se od této osy se část toku uzavírá zuby a indukce se zmenšuje. Indukce  $B_{j11}$  se ovšem tolik nezmenšuje, protože do této oblasti pronikají siločáry původně patřící k toku  $\Phi_{j12}$ . Oproti tomu ve vzdálených místech od osy dochází k výraznému zmenšení toku  $\Phi_{j12}$ . Průměrnou hodnotu indukce v obou prostorech jha statoru určíme z průměrného poměrného počtu siločar, kdy předpokládáme, že v ose oblasti zobrazené na Obr. 2.7 se nachází 100% siločar. Pro průměrnou hodnotu indukce ve jhu statoru platí:

$$B_{j11av} = 0,91B_{j11} = 0,91 \cdot 1,23 \doteq 1,12 \text{ T}$$

$$B_{j12av} = 0,66B_{j12} = 0,66 \cdot 1,25 \doteq 0,83 \text{ T}$$
( 2.5.14 )

Z těchto hodnot budou odečteny intenzity magnetického pole  $H_{j11}$  a  $H_{j12}$ . Nyní již lze vypočítat magnetické napětí obou částí jha. Jenomže jako výstup vyžadujeme pouze jedno výsledné magnetické napětí. Podíl jednotlivých magnetických napětí odpovídá podílu toků podle ( 2.5.12 ) Pro magnetické napětí jha statoru tedy platí:

$$U_{mj1} = 0,48 \cdot U_{mj11} + 0,52 \cdot U_{mj12} = 0,48 \cdot H_{j11} \cdot l_{j11} + 0,52 \cdot H_{j12} \cdot l_{j12} =$$

$$= 0,48 \cdot 826 \cdot 0,1552 + 0,52 \cdot 438 \cdot 0,2633 = 121,5 \text{ A}$$
( 2.5.15 )

### Rotorové jho

Pro jho rotoru platí stejné principy a postupy, jako pro statorové. Tok mezi ventilačními kanály a zuby rotoru označíme  $\Phi_{j21}$ , tok mezi kanály a hřídelem  $\Phi_{j22}$ . Na základě výpočtů obdobných statorovému jhu byly výsledky shrnuty do následující tabulky.



**Tab. 2.5:** Výpočtové parametry pro magnetické napětí jha rotoru

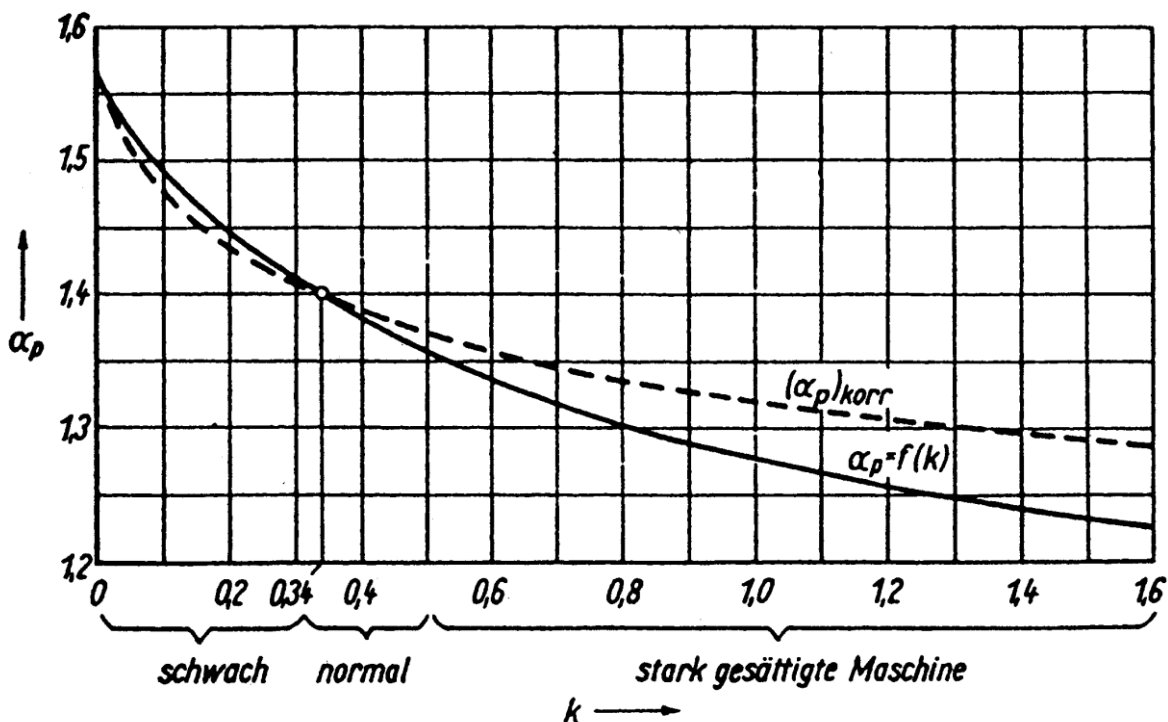
oblast	$\Phi_{j2}$ [Wb]	$h_{j2}$ [mm]	$B_{j2}$ [T]	$l_{j2}$ [mm]	$B_{j2av}$ [T]
1	0,43 $\Phi$	15,2	1,54	79,4	1,29
2	0,57 $\Phi$	30,9	1,01	159,5	0,61

Magnetické napětí jha rotoru bude:

$$\begin{aligned}
 U_{mj2} &= 0,43 \cdot U_{mj21} + 0,57 \cdot U_{mj22} = 0,43 \cdot H_{j21} \cdot l_{j21} + 0,57 \cdot H_{j22} \cdot l_{j22} = \\
 &= 0,43 \cdot 2400 \cdot 0,0794 + 0,57 \cdot 324 \cdot 0,1595 = 111,4 \text{ A}
 \end{aligned}
 \quad (2.5.16)$$

#### 2.5.4 Zploštění indukce ve vzduchové mezeře

Až doposud jsme předpokládali sinusový průběh indukce ve vzduchové mezeře. Vlivem nasycování zubů je magnetický tok vytlačován do dalších zubů a maximální hodnota indukce klesá. Poměr mezi střední a maximální hodnotou indukce ve vzduchové mezeře je dán činitelem pólového krytí  $\alpha_p$ . Zploštění indukce bude respektováno právě tímto činitelem (pro sinusový průběh  $\alpha_p \doteq 0,64$ ). K určení nové hodnoty poslouží následující graf.



Obr. 2.9: Graf k určení činitele pólového krytí [11]

Koeficient  $k$  se určí jako poměr magnetického napětí v železe ku magnetickému napětí vzduchové mezery daného magnetického obvodu:

$$k = \frac{2U_{mz1} + 2U_{mz2} + U_{mj1} + U_{mj2}}{2U_{m\delta}} = \frac{2 \cdot 634 + 2 \cdot 1120,2 + 121,5 + 111,4}{2 \cdot 1218,6} \doteq 1,54 \quad (2.5.17)$$

Z čárkované křivky (ta platí, pokud nelze zanedbat magnetické napětí jha) odečteme  $\alpha_p = 1,29$ . Pro nový, upravený činitel pólového krytí platí

$$\alpha'_\delta = \frac{1}{\alpha_p} = \frac{1}{1,29} \doteq 0,78 \quad (2.5.18)$$

Lze zavést činitel zploštění magnetické indukce  $k_{kop}$ :

$$k_{kop} = \frac{\alpha_\delta}{\alpha'_\delta} = \frac{0,64}{0,78} \doteq 0,82 \quad (2.5.19)$$

Pro upravenou hodnotu indukce ve vzduchové mezeře platí  $B'_\delta = k_{kop} B_\delta$ . Stejně je nutné upravit i indukce v zubech. Ve jhu je situace odlišná, protože tok se zde nemění a při určení jeho rozložení už jsme vlastně zploštění indukce uvažovali. Proto indukce zde zůstává konstantní. Nyní je nutné zopakovat postup popsany v 2.5.2 a přepočítat celou tuto kapitolu. Tento iterační proces opakujeme a výsledné hodnoty jsou zobrazeny v následující tabulce (když se  $\alpha_\delta$  mění už jen v řádu tisícín).

**Tab. 2.6:** Důsledky zploštění indukce ve vzduchové mezeře

$k$	$\alpha_p$	$\alpha_\delta$	$k_{kop}$	$B_\delta$ [T]	$B_{z1A}$ [T]	$B_{z2I}$ [T]
0,715	1,334	0,745	0,855	0,698	1,76	1,74

Nyní lze přepočítat jednotlivá magnetická napětí.

### 2.5.5 Magnetizační proud

Pro určení magnetizačního proudu je nutné znát magnetické napětí celého magnetického obvodu (tzn. podél celé siločáry):

$$\begin{aligned} F_m &= 2(U_{mz1} + U_{mz2} + U_{m\delta}) + U_{mj1} + U_{mj2} = \\ &= 2(237,2 + 391,0 + 1041,9) + 121,5 + 111,4 \doteq 3573,0 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.5.20)$$

Magnetizační proud potom získáme jako:

$$I_\mu = \frac{pF_m}{0,9m_1N_1k_{v1}} = \frac{2 \cdot 3573,0}{0,9 \cdot 3 \cdot 24 \cdot 0,925} \doteq 119,2 \text{ A} \quad (2.5.21)$$

V poměru k celkovému odebíranému proudu dostáváme  $I_\mu \doteq 0,33I_1$ . Pro asynchronní motory je to celkem běžná hodnota a proto můžeme přistoupit k další fázi návrhu.

## 2.6 Odpor a indukčnosti

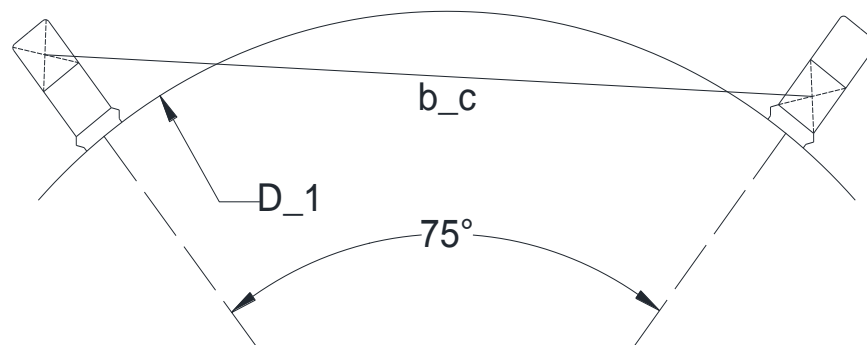
Důležitým faktorem z hlediska vlastností a ztrát jsou odpor statorového a rotorového vinutí, hlavní (magnetizační) a rozptylové indukčnosti.

### 2.6.1 Odpor statorového vinutí

Hodnoty odporů statoru i rotoru je nutné znát pro pracovní teplotu. Odpor jedné fáze lze určit dle jednoduchého vztahu

$$R_1 = \frac{1}{\gamma_{Cu\theta}} \frac{L}{S_{ef} a_1}, \quad (2.6.1)$$

kde  $\gamma_{Cu\theta}$  je měrná vodivost mědi při pracovní teplotě a  $L$  je celková délka vodičů jedné fáze. Délku jednoho závitu určíme jako součet drážkových částí a čel vinutí. Drážková část závitu má stejnou délku, jako statorový paket,  $l_d = l_{Fe} = 440$  mm. Pro zjištění délky čela vinutí  $l_c$  je nutné vypočítat šířku cívky  $b_c$ . Tu určíme podle Obr. 2.10.



Obr. 2.10: K výpočtu šířky cívky

Úhel  $\gamma$  mezi osami drážek, které obsahují přední a zadní stranu jedné cívky určíme jako:

$$\gamma = \beta \cdot \frac{360^\circ}{2p} = \frac{5}{6} \cdot \frac{360^\circ}{4} = 75^\circ \quad (2.6.2)$$

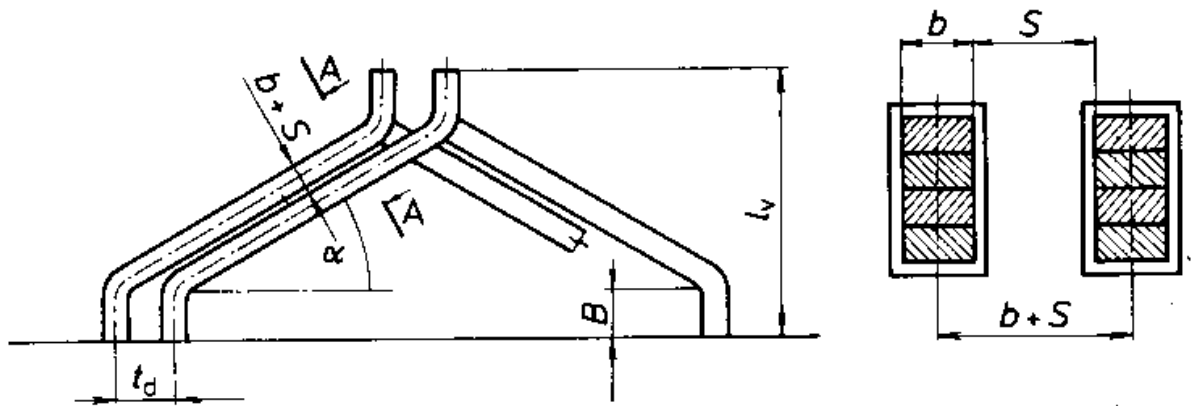
Pro určení délky  $b_c$  využijeme cosinovou větu, kdy zbývající strany trojúhelníka dopočteme z průměru  $D_1$  a rozměrů drážky. Platí:

$$b_c = \sqrt{152,54^2 + 140,33^2 - 2 \cdot 152,54 \cdot 140,33 \cdot \cos 75^\circ} \doteq 178,6 \text{ mm} \quad (2.6.3)$$

Dále pokračuje určení délky čela podle [8]. Délku přímé části při výstupu z drážky zvolíme  $B = 25$  mm a přípustnou vzdálenost mezi mědi čel sousedních cívek  $S = 3,5$  mm. Podle Obr.

2.11 určíme sinus úhlu  $\alpha$  :

$$\sin \alpha = \frac{b+S}{t_{d1}} = \frac{8,5+3,5}{17} \doteq 0,71 \quad (2.6.4)$$



Obr. 2.11: Rozměry čela vinutí [8]

Následují činitelé vycházející právě z úhlu  $\alpha$ :

$$K_\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{1-\sin^2 \alpha}} = \frac{1}{\sqrt{1-0,71^2}} \doteq 1,41 \quad (2.6.5)$$

$$K_v = 0,5 K_\varepsilon \sin \alpha = 0,5 \cdot 1,41 \cdot 0,71 \doteq 0,50$$

Vyložení čel vinutí  $l_v$  a délka čela  $l_\varepsilon$  se určí jako:

$$l_v = K_v b_c + B - 0,5 h_d = 0,50 \cdot 178,6 + 25 - 0,5 \cdot 28,7 \doteq 99,4 \text{ mm} \quad (2.6.6)$$

$$l_\varepsilon = K_\varepsilon b_c + 2B + h_d = 1,41 \cdot 178,6 + 2 \cdot 25 + 28,7 \doteq 330,5 \text{ mm}$$

Střední délka jednoho závitu je potom:

$$l_{av} = 2(l_d + l_\varepsilon) = 2(440 + 330,5) = 1541 \text{ mm} \quad (2.6.7)$$

A konečně celková délka vodičů jedné fáze je:

$$L = l_{av} N_1 = 1,58 \cdot 24 = 36,99 \text{ m} \quad (2.6.8)$$

Měrná vodivost mědi při teplotě  $20$  °C je  $\gamma_{Cu} = 58,5$  MSm<sup>-1</sup>. Jako pracovní teplotu volíme

$$\vartheta_{Cu} = 150$$
 °C a teplotní součinitel měrného odporu mědi je  $\alpha_{Cu} = \frac{1}{235} = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ .

Teplotní závislost měrné vodivosti je dána vztahem:

$$\gamma_{Cu9} = \frac{\gamma_{Cu}}{1 + \alpha_{Cu}(g_{Cu} - 20)} = \frac{58,5}{1 + 4,26 \cdot 10^{-3}(150 - 20)} \doteq 37,66 \text{ MSm}^{-1} \quad (2.6.9)$$

Odpor jedné fáze statorového vinutí vychází:

$$R_1 = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{L}{S_{ef} a_1} = \frac{1}{37,66 \cdot 10^6} \cdot \frac{36,99}{27,2 \cdot 10^{-6} \cdot 2} \doteq 18,05 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.6.10)$$

### 2.6.2 Odpor jedné fáze klece nakrátko

Jak již bylo řečeno, jednu fázi představují dvě rotorové tyče (paralelní větve). Odpor tyčové části fáze vypočteme obdobně, jako u statoru. Délku tyče mimo rotorový paket uvažujeme  $2 \cdot 27$  mm:

$$R_{2t} = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{l_t}{S_t a_2} = \frac{1}{37,66 \cdot 10^6} \cdot \frac{(440 + 2 \cdot 27) \cdot 10^{-3}}{170 \cdot 10^{-6} \cdot 2} \doteq 3,86 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (2.6.11)$$

Ke dvěma tyčím přísluší celkem čtyři části kruhu nakrátko. Jejich celkovou délku  $l_{kn}$  určíme ze středního průměru kruhu, který lze definovat jako  $D_{kn} \approx D_2 - a_{kn}$ . Pro  $l_{kn}$  platí:

$$l_{kn} = 4 \frac{\pi(D_2 - a_{kn})}{Q_2} = 4 \frac{\pi(257,9 - 28)}{56} \doteq 51,6 \text{ mm} \quad (2.6.12)$$

Pro odpor částí kruhu nakrátko platí:

$$R_{kn} = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{l_{kn}}{S_{kn}} = \frac{1}{37,66 \cdot 10^6} \cdot \frac{25,8 \cdot 10^{-3}}{784 \cdot 10^{-6}} \doteq 1,75 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.6.13)$$

Nyní je nutné zjistit ekvivalentní odpor  $R_2$ . Vyjdeme z předpokladu, že tímto odporem protéká proud tyče  $I_2$ . Z rovnosti reálných a těchto ekvivalentních ztrát zjistíme hodnotu  $R_2$ .

$$R_2 I_2^2 = R_{2t} I_2^2 + R_{kn} I_{kn}^2$$

$$R_2 = R_{2t} + R_{kn} \left( \frac{I_{kn}}{I_2} \right)^2 = 3,86 \cdot 10^{-5} + 1,75 \cdot 10^{-6} \left( \frac{3982,2}{1783,4} \right)^2 = 4,7 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (2.6.14)$$

### 2.6.3 Magnetizační indukčnost

Pro určení magnetizační indukčnosti třífázového asynchronního motoru použijeme vztah odvození v [9]:

$$L_{\mu} = \alpha_{\delta} \cdot \frac{2\mu_0 t_p}{\pi \cdot p \cdot \delta \cdot k_c k_F} l_{Fe} (k_{v1} N_1)^2 \cdot \frac{m}{2} = \quad (2.6.15)$$

$$= 0,745 \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,2042}{\pi \cdot 2 \cdot 1,05 \cdot 10^{-3} \cdot 1,79 \cdot 1,715} \cdot 0,44 \cdot (0,925 \cdot 24)^2 \cdot \frac{3}{2} \doteq 6,15 \cdot 10^{-3} \text{ H} ,$$

kde  $k_F$  je poměr magnetického napětí celého obvodu ku magnetickému napětí vzduchové mezery odvodu:

$$k_F = \frac{2U_{mz1} + 2U_{mz2} + U_{mj1} + U_{mj2} + 2U_{m\delta}}{2U_{m\delta}} = k + 1 = 0,715 + 1 = 1,715 \quad (2.6.16)$$

#### 2.6.4 Rozptylová indukčnost statoru

Obecně lze rozptylovou indukčnost statoru zapsat jako:

$$L_{1\sigma} = 2\mu_0 \frac{l_{Fe}}{pq} N_1^2 (\lambda_{d1} + \lambda_{e1}) + L_{dif1} \quad (2.6.17)$$

$\lambda_{d1}$  a  $\lambda_{e1}$  jsou činitele magnetické vodivosti rozptylu drážky a čel statoru. Postup odvození činitele magnetické vodivosti drážkového rozptylu pro obecný tvar drážky je popsán v [12]. Pro dvouvrstvé izolované vinutí se zkráceným krokem a obdélníkovou drážku (viz Obr. 2.12) je činitel  $\lambda_{d1}$  odvozen v [8]. Je nutné zavést následující činitele respektující zkrácení kroku:

$$k'_{\beta} = 0,25(1 + 3\beta) = 0,25 \cdot \left(1 + 3 \cdot \frac{10}{12}\right) = 0,875 \quad (2.6.18)$$

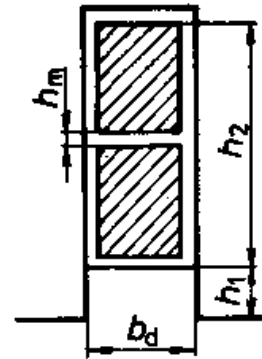
$$k_{\beta} = 0,25(1 + 3k'_{\beta}) = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot 0,875) \doteq 0,906$$

Rozměry na Obr. 2.12 jsou odvozeny z obsahu drážky. Pro  $\lambda_{d1}$  pak platí:

$$\lambda_{d1} = \frac{h_2 - h_m}{3b_d} k_{\beta} + \frac{h_1}{b_d} k'_{\beta} + \frac{h_m}{4b_d} = \quad (2.6.19)$$

$$= \frac{22,96 - 1,46}{3 \cdot 10,3} \cdot 0,875 + \frac{4,48}{10,3} \cdot 0,906 + \frac{1,46}{4 \cdot 10,3} \doteq 1,05$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel je také určen podle [8]:



Obr. 2.12: Statorová drážka [8]

$$\lambda_{\varepsilon 1} = 0,34 \frac{q}{l_{Fe}} (l_{\varepsilon} - 0,64 \beta t_p) = 0,34 \frac{4}{440} \left( 330,5 - 0,64 \cdot \frac{10}{12} \cdot 204,2 \right) \doteq 0,68 \quad (2.6.20)$$

Indukčnost diferenčního rozptylu statoru lze vypočítat vztahem  $L_{dif1} = \tau_{dif} L_{\mu}$ , kde  $\tau_{dif}$  je činitel diferenčního rozptylu, který lze určit z Görgesova obrazce vinutí. Postup je popsán v [10]. Pro vinutí tohoto motoru vychází  $\tau_{dif} = 6,3 \cdot 10^{-3}$ . Indukčnost diferenčního rozptylu vychází:

$$L_{dif1} = \tau_{dif} L_{\mu} = 6,3 \cdot 10^{-3} \cdot 6,15 \cdot 10^{-3} = 3,88 \cdot 10^{-5} \text{ H} \quad (2.6.21)$$

Celková rozptylová indukčnost statoru je:

$$\begin{aligned} L_{1\sigma} &= 2\mu_0 \frac{l_{Fe}}{pq} N_1^2 (\lambda_{d1} + \lambda_{\varepsilon 1}) + L_{dif1} = \\ &= 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{0,44}{2 \cdot 4} 24^2 (1,05 + 0,68) + 3,88 \cdot 10^{-5} \doteq 1,8 \cdot 10^{-4} \text{ H} \end{aligned} \quad (2.6.22)$$

### 2.6.5 Rozptylová indukčnost rotoru

Pro rozptylovou indukčnost statoru platí stejná rovnice (2.6.17), jako pro stator. Indukčnosti diferenčního rozptylu můžeme u klece nakrátko zanedbat. Pro vlastnosti klecového vinutí popsané v kapitole 2.4.4 získá tato rovnice tvar:

$$L_{2\sigma} = \mu_0 (\lambda_{d2} + \lambda_{\varepsilon 2}) l_{Fe} \quad (2.6.23)$$

Rotorová drážka je lichoběžníkového tvaru s otevřením. Činitel magnetické vodivosti rozptylu je pro ni odvozen dle [12]:

$$\begin{aligned} \lambda_{d2} &= \frac{(b_{d21} - b_{d23})h_{d2} + \frac{4}{3}b_{d23}h_{d2}}{(b_{d21} + b_{d23})^2} + \frac{h_0}{b_0} = \\ &= \frac{(8,5 - 5,8)24 + \frac{4}{3} \cdot 5,8 \cdot 24}{(8,5 + 5,8)^2} + \frac{2}{2,75} \doteq 1,95 \end{aligned} \quad (2.6.24)$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu kruhu nakrátko určíme dle [8]:

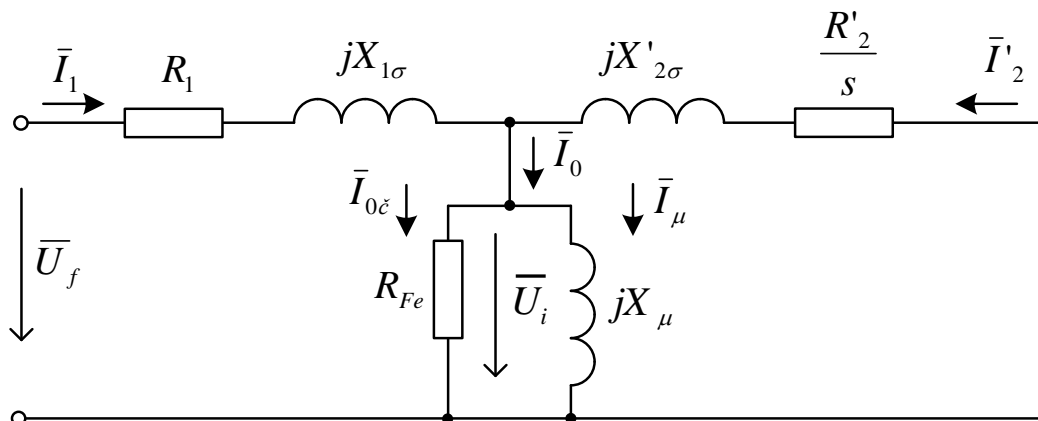
$$\begin{aligned} \lambda_{\varepsilon 2} &= \frac{2,3(D_2 - a_{kn})}{Q_2 l_{Fe} 4 \sin^2 \frac{p\pi}{Q_2}} \log \frac{4,7(D_2 - a_{kn})}{2(a_{kn} + b_{kn})} = \\ &= \frac{2,3(257,9 - 28)}{56 \cdot 440 \cdot 4 \cdot \sin^2 \frac{2\pi}{56}} \log \frac{4,7(257,9 - 28)}{2(28 + 28)} \doteq 0,42 \end{aligned} \quad (2.6.25)$$

Pro rozptylovou indukčnost rotoru platí:

$$L_{2\sigma} = \mu_0(\lambda_{d2} + \lambda_{c2})l_{Fe} = 4\pi \cdot 10^{-7}(1,95 + 0,42) \cdot 0,44 \doteq 1,3 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (2.6.26)$$

### 2.6.6 Činitel elektromotorické síly

Nyní už známe některé parametry náhradního schématu zobrazeného na Obr. 2.13.



Obr. 2.13: Náhradní schéma asynchronního motoru

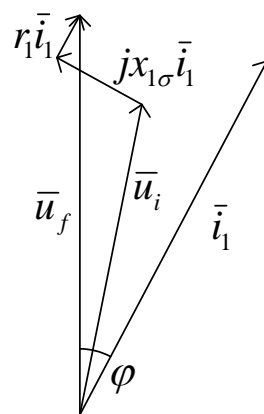
Pro fázové napětí můžeme napsat rovnici:

$$\bar{U}_f = R_1 \bar{I}_1 + jX_{1\sigma} \bar{I}_1 + \bar{U}_i, \quad (2.6.27)$$

kde  $X_{1\sigma}$  je rozptylová reaktance statoru:

$$X_{1\sigma} = 2\pi f_z \cdot L_{1\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1,8 \cdot 10^{-4} \doteq 55,5 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.6.28)$$

Pro rovnici ( 2.6.27 ) lze sestrojít fázorový diagram, odečíst z něj skutečnou velikost indukovaného napětí a dopočítat činitel  $k_E$ . Je také možno sestrojít fázorový diagram v poměrných hodnotách. Všechny veličiny jsou vztažené ke jmenovitým a jejich velikost je udáván v p.u. Napětí a proud jsou jmenovité, proto bude jejich velikost 1 p.u. Činitel elektromotorické síly (EMF) je tak přímo roven indukovanému napětí v p.u.,  $k_E = u_i$ . Impedance budou vztaženy ke jmenovité, kterou určíme jako:



Obr. 2.14: Fázorový diagram k určení  $k_E$



$$Z_n = \frac{U_f}{I_1} = \frac{242,5}{407,5} \doteq 0,60 \Omega \quad (2.6.29)$$

Poměrné hodnoty odporu a reaktance jsou:

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_n} = \frac{18,05 \cdot 10^{-3}}{0,60} \doteq 0,030 \text{ p.u.}$$

$$x_{1\sigma} = \frac{X_{1\sigma}}{Z_n} = \frac{55,5 \cdot 10^{-3}}{0,60} \doteq 0,093 \text{ p.u.} \quad (2.6.30)$$

Pro výpočet činitele elektromotorické síly byl použit skript v programu MATLAB, který je v Příloze 4 a jeho nová hodnota je  $k_E = 0,93$ . Nyní je nutné přepočítat celý návrh pro tuto novou hodnotu. Už po první iteraci se jeho velikost změní o méně než 0,1 %. Můžeme tedy přikročit k dalšímu bodu návrhu.

## 2.7 Ztráty a účinnost

Jako v každém reálném stroji, i v elektrických motorech vznikají ztráty. Ty jsou obecně způsobeny nedokonalostí použitých materiálů. Ztráty vznikají ve vinutí (rezistivita materiálu), v magnetickém obvodu (přemagnetování obvodu a další), mechanické (třením v ložiskách, třením rotujících částí o vzduch) a další dodatečné ztráty. Výpočet ztrát je důležitý pro určení celkové účinnosti stroje. Zároveň jsou ztráty zdrojem odpadního tepla, které je nutné odvádět ze stroje, aby nezpůsobovalo nadměrné ohřívání stroje. V dalších řádcích se budeme věnovat určení jednotlivých typů ztrát.

### 2.7.1 Jouleovy ztráty ve vinutí

Protože odpor jedné fáze statorového vinutí už známe, ztráty ve všech třech fázích vypočteme lehce jako:

$$\Delta P_{j1} = mR_1 I_1^2 = 3 \cdot 18,05 \cdot 10^{-3} \cdot 407,5^2 \doteq 8992 \text{ W} \quad (2.7.1)$$

Ztráty v kleci nakrátko vypočteme stejným způsobem při znalosti ekvivalentního odporu jedné fáze  $R_2$  a počtu fází  $m_2$ :

$$\Delta P_{j2} = m_2 R_2 I_2^2 = 28 \cdot 4,7 \cdot 10^{-5} \cdot 891,7^2 \doteq 4211 \text{ W} \quad (2.7.2)$$

Jak je vidět z výsledků, Jouleovy ztráty tvoří významnou část celkových ztrát (více, než 5% z mechanického výkonu motoru).

## 2.7.2 Ztráty v železe

Určení ztrát v železe už není tak jednoznačné, jako v případě Jouleových ztrát. Pro jejich výpočet existují různé modely a v rámci zkušeností z více navržených strojů je na výpočtáři zvolit ten, který se pro jeho motory hodí nejlépe.

### Hlavní ztráty

Ztráty, které lze označit jako hlavní, se skládají ze ztrát hysterezních a ztrát vířivými proudy. Tyto ztráty jsou úměrné první, resp. druhé mocnině frekvence, s jakou se v materiálu mění magnetické pole. Frekvence rotorového pole je rovna frekvenci skluzové. Ve jmenovitém stavu je tato frekvence malá a proto můžeme hlavní ztráty v rotoru zanedbat. Protože frekvence bodu zlomu, pro kterou je motor navrhován je  $f_z = 50$  Hz, lze hlavní ztráty v železe statoru  $\Delta P_{Feh}$  určit podle [9] pro danou sekci  $n$  jako:

$$\Delta P_{Feh} = \sum_n k_{p,n} \Delta p_{1,0} \left( \frac{B_n}{1T} \right)^2 m_{Fe,n} \quad (2.7.3)$$

kde  $k_p$  je činitel respektující zvětšení ztrát z hlediska technologie výroby,  $\Delta p_{1,0}$  je ztrátové číslo plechů pro indukci 1 T a frekvenci 50 Hz,  $B$  je indukce v dané sekci a  $m_{Fe}$  hmotnost dané sekce. Uvažované sekce existují celkem dvě, statorové zuby a jho statoru. Pro výpočet hmotnosti zubů rotoru budeme uvažovat zjednodušený zub, bez zúžení na drážkový klín. Platí:

$$\begin{aligned} m_{Fez1} &= \rho \frac{b_{z11} + b_{z13}}{2} h_{z1} l_{Fe} k_{Fe} Q_1 = \\ &= 7650 \cdot \frac{(6,7 + 10,5) 10^{-3}}{2} \cdot 28,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,44 \cdot 0,97 \cdot 48 \doteq 38,6 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.7.4)$$

Hmotnost jha statoru se z jeho geometrie určí jako:

$$\begin{aligned} m_{Fej1} &= \rho \pi \left[ \left( \frac{D_e}{2} \right)^2 - \left( \frac{D_1 + 2h_{d1}}{2} \right)^2 - n_{k1} \left( \frac{D_{k1}}{2} \right)^2 \right] l_{Fe} k_{Fe} = \\ &= 7650 \pi \left[ \left( \frac{425}{2} \right)^2 - \left( \frac{260 + 2 \cdot 28,7}{2} \right)^2 - 36 \left( \frac{20}{2} \right)^2 \right] 0,44 \cdot 0,97 \cdot 10^{-6} \doteq 167,9 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.7.5)$$

Pro určení ztrát je zapotřebí znát indukce ve jhu a v zubu. Ty už jsme počítali, avšak s novým činitelem elektromotorické síly se změnily i tyto indukce. Jejich aktuální velikosti jsou zobrazeny v následující tabulce:

**Tab. 2.7:** Aktuální velikosti indukce

oblast	$\delta$	z1A	z1B	z1C1	z1C2	z1C3	j11	j12	z21	z22	z33	z20	j21	j22
B [T]	0,68	1,76	1,99	1,64	1,35	1,15	1,20	1,23	1,74	1,74	1,75	0,88	1,51	0,99

Srovnáním s hodnotami získanými v kapitole 2.5 jsou tyto o několik setin až desetín menší. Střední indukci v zubu budeme počítat pro zjednodušený zub jako průměr mezních hodnot:

$$B_{z1av} = \frac{B_{z1A} + B_{z1C3}}{2} = \frac{1,76 + 1,15}{2} = 1,455 \text{ T} \quad (2.7.6)$$

Ve jhu je nutné také určit jednu střední hodnotu indukce. Indukcím  $B_{j11}$  a  $B_{j12}$  přiřadíme váhu podle výšky příslušných úseků jha  $h_{j11}$  a  $h_{j12}$ :

$$B_{j1av} = \frac{h_{j11}B_{j11} + h_{j12}B_{j12}}{h_{j11} + h_{j12}} = \frac{21,4 \cdot 1,20 + 22,7 \cdot 1,23}{21,4 + 22,7} \doteq 1,22 \text{ T} \quad (2.7.7)$$

Koeficienty  $k_p$  jsou dle [9] pro asynchronní stroj rovny  $k_{pz} = 1,8$  a  $k_{pj} = 1,6$ . Pro hlavní ztráty v železe platí:

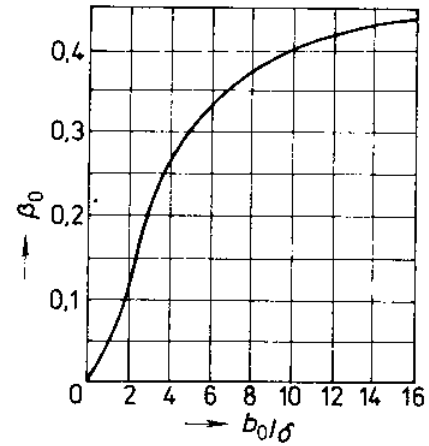
$$\begin{aligned} \Delta P_{Feh} &= k_{pz} \Delta p_{1,0} \left( \frac{B_{z1av}}{1 \text{ T}} \right)^2 m_{z1} + k_{pj} \Delta p_{1,0} \left( \frac{B_{j1av}}{1 \text{ T}} \right)^2 m_{j1} = \\ &1,8 \cdot 1,3 \cdot \left( \frac{1,455}{1 \text{ T}} \right)^2 \cdot 38,6 + 1,6 \cdot 1,3 \cdot \left( \frac{1,22}{1 \text{ T}} \right)^2 \cdot 167,9 = 708 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.7.8)$$

#### Povrchové ztráty

Povrchové ztráty vznikají v povrchové vrstvě hlavy zubu v důsledku pulsace indukce ve vzduchové mezeře. Postupy určení těchto ztrát jsou v [8] a [10] velmi podobné, přesto se v určitých drobnostech odlišují. Vztah v [10] pro určení povrchových ztrát statoru je:

$$\Delta P_{\delta p1} = 1,25 Q_1 l_{Fe} (t_{d1} - b_{01}) \cdot \left( \frac{Q_2 n}{10000} \right)^{1,5} \cdot (t_{d2} \cdot 10^3 \beta_{01} k_{c2} B_{\delta})^2, \quad (2.7.9)$$

kde  $n$  jsou mechanické otáčky rotoru (pro výpočet budou s dostatečnou přesností použity synchronní otáčky  $n_s$ ) a  $\beta_{01}$  je činitel deformace statorového pole drážkováním, který je závislý na poměru otevření rotorové drážky k velikosti vzduchové mezery (viz Obr. 2.15). Obdobně lze určit činitel deformace rotorového pole drážkováním:



Obr. 2.15: Činitel deformace pole drážkováním [8]

$$\frac{b_0}{\delta} = \frac{2,75}{1,05} \doteq 2,6 \Rightarrow \beta_{01} = 0,18$$

$$\frac{b_{d1}}{\delta} = \frac{10,3}{1,05} \doteq 9,8 \Rightarrow \beta_{01} = 0,4$$
( 2.7.10 )

a  $B_\delta$  je nutné dosadit aktuální hodnotu z Tab. 2.7. Povrchové ztráty statoru jsou:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\delta p1} &= 1,25 Q_1 l_{Fe} (t_{d1} - b_{d1}) \left( \frac{Q_2 n_s}{10000} \right)^{1,5} (t_{d2} \cdot 10^3 \beta_{01} k_{c2} B_\delta)^2 = \\ &= 1,25 \cdot 48 \cdot 0,44 \cdot (17 - 10,3) \cdot 10^{-3} \left( \frac{56 \cdot 1500}{10000} \right)^{1,5} (14,5 \cdot 0,18 \cdot 1,07 \cdot 0,68)^2 = \\ &\doteq 16 \text{ W} \end{aligned}$$
( 2.7.11 )

Povrchové ztrát rotoru určíme pouze záměnou statorových veličin za rotorové a naopak.

$$\begin{aligned} \Delta P_{\delta p2} &= 1,25 Q_2 l_{Fe} (t_{d2} - b_0) \left( \frac{Q_1 n_s}{10000} \right)^{1,5} (t_{d1} \cdot 10^3 \beta_{02} k_{c1} B_\delta)^2 = \\ &= 1,25 \cdot 56 \cdot 0,44 \cdot (14,5 - 2,75) \cdot 10^{-3} \left( \frac{48 \cdot 1500}{10000} \right)^{1,5} (17 \cdot 0,4 \cdot 1,67 \cdot 0,68)^2 = \\ &\doteq 420 \text{ W} \end{aligned}$$
( 2.7.12 )

### Pulsační ztráty

Pulsační ztráty vznikají v objemu zubu vlivem pulzace indukce v zubech. Literatury uvádějí podobné vzorce, avšak s odlišnými výsledky hlavně v amplitudě indukce pulzace. Pro výpočet pulsačních ztrát bude použit vztah z [11], který pro ztráty ve statorových zubech udává:

$$\Delta P_{p1} = 8,3 \cdot \frac{\Delta p_{1,5}}{2} \cdot \left( \frac{Q_2 n}{10000} \right)^2 \left( \frac{B_{p1}}{1,5 T} \right)^2 m_{Fez1}, \quad (2.7.13)$$

kde  $\Delta p_{1,5}$  je ztrátové číslo plechů při indukci 1,5 T (z označení plechů je  $\Delta p_{1,5} = 3,3 \text{ W kg}^{-1}$ ). Hlavní ztráty v železe jsou tvořeny ztrátami hysterezními a vířivými proudy. Zjednodušeně předpokládáme stejný vliv obou druhů ztrát, proto je ve vztahu (2.7.13) použito  $\frac{\Delta p_{1,5}}{2}$ .  $B_{p1}$  je amplituda indukce pulsace, určena jako:

$$B_{p1} = \frac{t_{d2}}{2t_{d1}} k_{c1} (k_{c2} - 1) B_{z1av} = \frac{14,5}{2 \cdot 17} \cdot 1,67 \cdot (1,07 - 1) \cdot 1,455 \doteq 0,07 \text{ T} \quad (2.7.14)$$

Pulsační ztráty statoru tedy jsou:

$$\begin{aligned} \Delta P_{p1} &= 8,3 \cdot \frac{\Delta p_{1,5}}{2} \cdot \left( \frac{Q_2 n}{10000} \right)^2 \left( \frac{B_{p1}}{1,5 T} \right)^2 m_{Fez1} = \\ &= 8,3 \cdot \frac{3,3}{2} \cdot \left( \frac{56 \cdot 1500}{10000} \right)^2 \left( \frac{0,07}{1,5 T} \right)^2 \cdot 38,6 \doteq 86 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.7.15)$$

Pulsační ztráty rotoru určíme stejným postupem jako pro stator, pouze záměnou indexů 1 a 2 pro stator a rotor. Amplituda indukce pulsace v rotoru  $B_{p2}$  je:

$$B_{p2} = \frac{t_{d1}}{2t_{d2}} k_{c2} (k_{c1} - 1) B_{z22} = \frac{17}{2 \cdot 14,5} \cdot 1,07 \cdot (1,67 - 1) \cdot 1,74 \doteq 0,73 \text{ T} \quad (2.7.16)$$

Pro určení pulsačních ztrát rotoru je nutné znát hmotnost zubů rotoru, kterou určíme obdobně jako v rovnici (2.7.4) s respektováním geometrie rotorového zubu:

$$\begin{aligned} m_{Fez2} &= \rho [b_{z2} h_{d2} + (t_{d2} - b_{02}) h_{02}] \gamma_{Fe} k_{Fe} Q_2 = \\ &= 7650 \cdot [5,75 \cdot 24 + (14,47 - 2,75) \cdot 2] \cdot 10^{-6} \cdot 0,44 \cdot 0,97 \cdot 56 \doteq 29,5 \text{ kg} \end{aligned} \quad (2.7.17)$$

Nyní již lze určit pulsační ztráty rotoru:

$$\begin{aligned} \Delta P_{p2} &= 8,3 \cdot \frac{\Delta p_{1,5}}{2} \cdot \left( \frac{Q_1 n}{10000} \right)^2 \left( \frac{B_{p2}}{1,5 T} \right)^2 m_{Fez2} = \\ &= 8,3 \cdot \frac{3,3}{2} \cdot \left( \frac{48 \cdot 1500}{10000} \right)^2 \left( \frac{0,73}{1,5 T} \right)^2 \cdot 29,5 \doteq 5000 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.7.18)$$

Celkové ztráty v železe určíme jako sumu jednotlivých ztrát:

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} &= \Delta P_{Feh} + \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{\delta p2} + \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2} = \\ &= 708 + 16 + 420 + 86 + 5000 \doteq 6230 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.7.19)$$

Je patrné, že většina těchto ztrát je tvořena pulsačními ztrátami v rotoru.

### 2.7.3 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty jsou způsobeny rotováním stroje a jsou dány třením v ložiskách a ventilačními ztrátami. Pokud bylo řečeno, že pro určení ztrát v železe existuje více postupů, pro mechanické ztráty to platí dvojnásob. Obecně platí, že jsou mechanické ztráty úměrné kvadrátu rychlosti rotujících částí a jejich průměru. Pro určení mechanických ztrát použijeme vzorec:

$$\begin{aligned}\Delta P_m &= k_m D_2 (l_{Fe} + 0,8^3 \cdot 0,6 t_p) v_2^2 = \\ &= 9 \cdot 257,9 \cdot 10^{-3} (440 + 0,8^3 \cdot 0,6 \cdot 204,2) \cdot 10^{-3} \cdot 20,3^2 \doteq 478,8 \text{ W} ,\end{aligned}\quad (2.7.20)$$

kde činitel  $k_m$  respektuje způsob chlazení,  $v_2$  je rychlost rotujících částí na průměru  $D_2$ .

Zjednodušeně počítáno pro  $n_s$ :

$$v_2 = \frac{\pi n_s}{30} \cdot \frac{D_2}{2} = \frac{\pi \cdot 1500}{30} \cdot \frac{257,9 \cdot 10^{-3}}{2} \doteq 20,3 \text{ ms}^{-1}\quad (2.7.21)$$

Nyní již známe všechny složky ztrát.

### 2.7.4 Účinnost

Účinnost lze obecně vyjádřit jako poměr mezi výkonem a příkonem. Příkon je větší o celkové ztráty v motoru:

$$\Delta P = \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m = 8992 + 4211 + 6230 + 479 \doteq 19913 \text{ W} .\quad (2.7.22)$$

Až doposud se předpokládalo, že napájecí napětí motoru je harmonické. Protože je však tento motor navrhován pro trakční účely, bude motor napájen ze střídače, kde je pro získání požadovaného střídavého napětí využívána pulsně šířková modulace (PWM). Ztráty v motoru se tak dle normy ČSN EN 60034-25 zvýší o 20 %:

$$\Delta P_{PWM} = 1,2 \Delta P = 1,2 \cdot 19913 \doteq 23895 \text{ W}\quad (2.7.23)$$

Účinnost navrženého asynchronního motoru je:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{PWM}} = \frac{240000}{240000 + 23895} \doteq 0,909\quad (2.7.24)$$

Vypočtená účinnost se od volené liší cca o desetinu, avšak tato změna ovlivní ztráty v řádu kW. Proto je nutné provést alespoň jednu iteraci a přepočítat nyní celý návrh. Po první iteracích se účinnost změní minimálně. Při konečné hodnotě proudu  $I_1 = 413 \text{ A}$  se účinnost ustálila na  $\eta = 0,908$ .

## 2.8 Parametry náhradního schématu, účinník

Náhradní schéma synchronního motoru je zobrazeno na Obr. 2.13. V kapitole 2.6 byly již některé parametry určeny. Jsou to odpor statorového vinutí  $R_1 = 18,05 \cdot 10^{-3} \Omega$  a rozptylová reaktance statoru  $X_{1\sigma} = 55,5 \cdot 10^{-3} \Omega$  (ta se vlivem zpřesnění  $k_E$  a  $\eta$  mírně změnila). Zároveň si můžeme lehce dopočítat magnetizační reaktanci (velikost magnetizační indukčnosti se také od jejího výpočtu změnila):

$$X_\mu = 2\pi f_z \cdot L_\mu = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 6,1 \cdot 10^{-3} \doteq 1,93 \Omega \quad (2.8.1)$$

### 2.8.1 Přepočítání rotorových impedancí

Aby bylo možné sestavit náhradní schéma podle Obr. 2.13, je nutné rotorové veličiny přepočítat na statorové. Stator a rotor se navíc (např. oproti transformátoru) liší i v počtu fází, činiteli vinutí a frekvenci protékajícího proudu. Proto není možné pro převody proudů, napětí a impedancí používat jeden činitel přepočtu a je nutné určit každý zvlášť (proudový činitel byl určen v 2.4.4). Činitel přepočtu impedancí je:

$$p_z = \frac{m_1(N_1 k_{v1})^2}{m_2(N_2 k_{v2})^2} = \frac{3 \cdot (24 \cdot 0,925)^2}{28 \cdot (0,5 \cdot 1)^2} \doteq 211,2 \quad (2.8.2)$$

Rotor má dvě paralelní větve. Z hlediska náhradního schématu je každá impedance složena ze dvou paralelních. Při výpočtu rotorového odporu jsme tento fakt již respektovali. Při výpočtu rozptylové indukčnosti nikoliv, proto je nutné zohlednit tento fakt nyní. Přepočtené hodnoty rotorového odporu a rozptylové reaktance jsou:

$$R'_2 = p_z R_2 = 211,2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-5} \doteq 9,99 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.8.3)$$

$$\begin{aligned} X'_{2\sigma} &= p_z \cdot X_{2\sigma} = p_z \cdot \frac{2\pi f_z \cdot L_{2\sigma}}{a_2} = \\ &= 211,2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{1,31 \cdot 10^{-6}}{2} \doteq 43,5 \cdot 10^{-3} \Omega \end{aligned} \quad (2.8.4)$$

### 2.8.2 Odpor příčné větve

Posledním chybějícím členem náhradního schématu je odpor příčné větve  $R_{Fe}$  respektující celkové ztráty v železe. Tento odpor lze dle náhradního schématu určit z činné složky proudu naprázdno  $I_{0c}$  nebo indukovaného napětí a ztrát v železe. Použitím obou vzorců bude možné získané hodnoty porovnat a určit vhodnější metodu. Rotor se otáčí téměř synchronní rychlostí, skluz se blíží nule a rotorovou větev náhradního schématu je možno zanedbat. Proud

naprázdno  $I_0$  se podle náhradního schématu skládá z činné složky  $I_{0c}$ , která je dána ztrátami naprázdno a jalové složky  $I_\mu$ , tedy magnetizačního proudu. Fázory obou složek jsou na sebe kolmé a velikost proudu naprázdno lze určit jako:

$$I_0 = \sqrt{I_{0c}^2 + I_\mu^2} \quad (2.8.5)$$

Velikost proudu  $I_{0c}$  neznáme, proto ho pro začátek položíme roven nule. Ztráty naprázdno jsou součtem ztrát v železe, mechanických (ty se nemění) a Jouleových naprázdno, které jsou způsobené proudem naprázdno. Jak již bylo řečeno výše, ve stavu naprázdno rotorovou větev neuvažujeme, Jouleovy ztráty naprázdno budou pouze satorové. Motor je stále napájen z PWM, proto je nutné to v tomto výpočtu zohlednit obdobně jako při výpočtu celkových ztrát. Ztráty naprázdno pro uvažování  $I_0 = I_\mu = 117,1 \text{ A}$ :

$$\begin{aligned} \Delta P_{0PWM} &= 1,2\Delta P_0 = 1,2(\Delta P_{j0} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m = mR_1 I_0^2 + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m) = \\ &= 1,2(3 \cdot 18,05 \cdot 10^{-3} \cdot 117,1^2 + 6230 + 479) = 9011 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.8.6)$$

Ze vzorce pro vícefázový výkon, kdy jsou proud a napětí ve fázi, zjistíme činnou složku proudu naprázdno:

$$I_{0c} = \frac{\Delta P_{0PWM}}{mU_f} = \frac{9011}{3 \cdot 242,5} = 12,4 \text{ A} \quad (2.8.7)$$

Hodnotu zpětně dosadíme do ( 2.8.5 ) a opět vypočteme proud, a ztráty naprázdno. Činná složka je oproti jalové minimální, proud naprázdno i jeho činná složka se téměř nezmění. Pohledem na  $R_{Fe}$  jako na odpor v elektrickém obvodu je možné jeho ztráty určit jako ztráty Jouleovy. Opět je nutné při výpočtu respektovat napájení z PWM zvýšením ztrát o 20 %. Pro odpor  $R_{Fe}$  tedy platí:

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{FePWM}}{mI_{0c}^2} = \frac{1,2 \cdot \Delta P_{Fe}}{mI_{0c}^2} = \frac{1,2 \cdot 6288}{3 \cdot 12,4^2} \doteq 16,4 \Omega \quad (2.8.8)$$

Druhým způsobem z indukovaného napětí určíme  $R_{Fe}$  jako:

$$R_{Fe} = \frac{mU_i^2}{\Delta P_{FePWM}} = \frac{m(k_E U_f)^2}{1,2 \cdot \Delta P_{Fe}} = \frac{3 \cdot (0,93 \cdot 242,5)^2}{1,2 \cdot 6288} \doteq 20,2 \Omega \quad (2.8.9)$$

Z obvodového hlediska by měly být oba výsledky při platnosti Ohmova zákona stejné. Hodnoty, ze kterých při výpočtu vycházíme, mají velice rozdílný základ a význam (zejména  $I_{0c}$  a  $U_i$ ), proto lze tuto shodu považovat za úspěch. Jako správnou hodnotu budeme považovat tu získanou z indukovaného napětí rovnicí ( 2.8.9 ).



### 2.8.3 Jmenovitý skluz

Ke kompletaci náhradního schématu nám chybí určit skluz motoru  $s$ , protože v náhradním schématu nefiguruje pouze přepočtený rotorový odpor  $R'_2$ , ale je podělený právě skluzem. Tím tento prvek respektuje jak odpor rotorové klece nakrátko, tak mechanický výkon na hřídeli. Skluz určíme z momentové charakteristiky pro jmenovitý výkon pomocí jednoduchého vztahu  $P = M \cdot \omega$ . Momentová charakteristika představuje moment motoru v závislosti na skluzu a lze ji určit z parametrů náhradního schématu dle [13] jako:

$$M(s) = \frac{pm R'_2}{\omega_s s} \frac{U_f^2}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + X_\sigma^2}, \quad (2.8.10)$$

kde  $\omega_s$  je synchronní úhlová rychlost,  $c_1$  je rovno velikosti komplexního činitele  $\bar{c}_1$ :

$$c_1 = |\bar{c}_1| = \left| 1 + \frac{R_1 + jX_{1\sigma}}{\bar{Z}_{1h}} \right| \quad (2.8.11)$$

Impedance  $\bar{Z}_{1h}$  je impedance příčné větve náhradního schématu:

$$\bar{Z}_{1h} = \frac{jX_\mu R_{Fe}}{R_{Fe} + jX_\mu} \quad (2.8.12)$$

Poslední neznámou v rovnici ( 2.8.10 ) je celková rozptylová reaktance  $X_\sigma$  určená jako:

$$X_\sigma = X_{1\sigma} + c_1 X'_{2\sigma} \quad (2.8.13)$$

Pro výpočet všech pomocných hodnot, momentové charakteristiky a jmenovitého momentu a skluzu byl použit skript v programu MATLAB, viz Příloha 5, odkud jsme získali hodnoty  $s_n = 0,0158$  a  $M_n = 1552,7$  Nm. Nyní lze vypočítat mechanické otáčky rotoru  $n$ :

$$n = n_s (1 - s) = 1500 \cdot (1 - 0,0158) = 1476,3 \text{ min}^{-1} \quad (2.8.14)$$

### 2.8.4 Účinník

Nyní již známe všechny parametry náhradního schématu. Výpočtem celkové impedance pro jmenovitý bod z náhradního schématu můžeme z jejího argumentu určit jmenovitý účinník motoru. Pro impedanci platí:

$$\bar{Z}_n = R_1 + jX_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Fe}} + \frac{1}{jX_{\mu}} + \frac{1}{jX'_{2\sigma} + \frac{R'_2}{s}}} \quad (2.8.15)$$

Dosazením a úpravou získáme  $\bar{Z}_n = Z_n \angle \varphi = 0,609 \angle 25,2^\circ \Omega$ , kde  $\varphi$  je právě fázový posun mezi napětím a proudem. Účinník pro jmenovitý stav

$$\cos \varphi = \cos 25,2^\circ \doteq 0,905 \quad (2.8.16)$$

Je také možno zkontrolovat velikost jmenovité impedance motoru vypočtené podle vzorce ( 2.6.29 ) a vzorce ( 2.8.15 ). Odchylka mezi těmito hodnotami je 3,7 %. Ta ale ještě není výsledná, protože nyní je nutné návrh přepočítat pro novou velikost účinníku. Po dvou iteracích se účinník prakticky nezměnil. Rozdíl mezi velikostmi jmenovité impedance získané naprosto rozdílnými způsoby dle ( 2.6.29 ) a ( 2.8.15 ) je nyní pouze 0,6 %. Návrh je tedy možno považovat za hotový. Iteracemi doprovázejícími tento návrh se dříve vypočtené hodnoty více či méně změnily. Přehled jejich konečných hodnot je uveden v následující kapitole.

## 2.9 Srovnání obdržených hodnot

Jak již bylo řečeno v úvodu, počítaný motor je již úspěšně navržen, odzkoušen a zprovozněn. Cílem této kapitoly bylo provést návrh znovu a porovnat hodnoty s těmi získanými pomocí výpočtového softwaru. Software používá více či méně podobné postupy, avšak léty používání v praxi bylo možné výpočty odladit, aby co nejvíce odpovídaly reálným hodnotám. Snahou tedy bylo se těmito hodnotám co nejvíce přiblížit. Pro možnost srovnání byly fyzické rozměry motoru a jeho částí voleny shodné. Následující tabulky ukazují přehled hodnot vypočtených pomocí obou postupů a jejich odchylky.

V Tab. 2.8 jsou zobrazeny magnetický tok motoru, Carterův činitel a indukce v jednotlivých částech. Výstupy získané z použitého programu neuvažují zploštění indukce ve vzduchové mezeře (i když je s ním dále počítáno). Proto budou v tabulce uvedeny hodnoty vypočtené, vypočtené bez uvažování zploštění a porovnávat budeme s těmito hodnotami (kde je to možné).

**Tab. 2.8:** Srovnání toku, Carterova činitele a indukci

veličina	hodnota vypočtená	bez zploštění indukce	výpočtový program	velikost relativní odchylky [%]
$\Phi$ [Wb]	0,04605	-	0,0459	0,33
$B_{\delta}$ [T]	0,689	0,805	0,803	0,25
$k_c$ [-]	1,786	-	1,771	0,85
$B_{z1A}$ [T]	1,76	2,02	1,946	3,80
$B_{z1C3}$ [T]	1,15	1,35	1,345	0,37
$B_{z20}$ [T]	0,88	1,03	1,042	1,15
$B_{z23}$ [T]	1,76	2,03	2,083	2,54
$B_{j1av}$ [T]	1,22	-	1,256	2,87
$B_{j2av}$ [T]	1,17	-	1,345	13,01

Magnetický tok jsme vypočetli mírně větší, což ovlivní hlavně indukci ve vzduchové mezeře, ale i další indukce. Velikost Carterova činitele můžeme považovat za téměř shodnou. Indukce v zubech většinou také souhlasí. Střední hodnoty indukce ve jhu statoru a rotoru jsou určeny dle ( 2.7.7 ). Postup určení jednotlivých složek rovnice je popsán v kapitole 2.5.3. Neexistuje jednotný postup, jak určit indukci ve jhu s ventilačními kanály, proto mohou být obdržené výsledky odlišné, což je především případ indukce ve jhu rotoru.

Následující tabulka obsahuje srovnání odporů a reaktancí, jejich převodu a činitele elektromotorické síly. Výstupy z výpočtového softwaru jsou vztažené na teplotu 20 °C. Proto je nutné velikost odporů statoru a rotoru přepočítat (reaktance jsou také mírně teplotně závislé, tuto závislost však zanedbáváme). Ve výpočtovém programu je uvažován počet paralelních větví rotoru  $a_2 = 1$ . To má vliv na počet fází rotoru, přepočty veličin a rotorové impedance a proudy. Proto je nutné přesně definovat porovnávané veličiny. Ve vzorci pro přepočet impedancí figuruje ve jmenovateli počet fází rotoru, k porovnání je nutné přepočet podělit počtem paralelních větví. Rotorové impedance je naopak nutné počtem paralelních větví vynásobit, abychom získali ekvivalentní hodnoty. U přepočtených hodnot se tento vliv anuluje, ty jsou tedy pro jakýkoliv počet paralelních větví stejné. Největší odchylka vznikla v odporu rotorového vinutí, kdy výpočtový program pravděpodobně uvažuje některá přídavná zvětšení odporu. Pro určení rozptylových reaktancí lze najít různé postupy, proto lze odchylku kolem 10 % považovat za úspěch. Činitel elektromotorické síly se podle kapitoly 2.6.6 určuje z prvků náhradního schématu statoru, je jimi dána tedy i odchylka činitele  $k_E$ .

**Tab. 2.9:** Srovnání odporů, reaktancí a činitele elektromotorické síly

veličina	hodnota vypočtená	při teplotě 20 °C	výpočtový program	velikost relativní odchylky [%]
$\frac{P_z}{a_2}$ [-]	105,609	-	105,616	$6,63 \cdot 10^{-03}$
$R_l$ [ $\Omega$ ]	0,0181	0,0116	0,0121	4,13
$a_2 \cdot R_2$ [ $\Omega$ ]	$9,46 \cdot 10^{-05}$	$6,09 \cdot 10^{-05}$	$7,306 \cdot 10^{-05}$	16,67
$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	1,9019	-	1,976	3,75
$X_{l\sigma}$ [ $\Omega$ ]	0,0553	-	0,0619	10,67
$a_2 \cdot X_{2\sigma}$ [ $\Omega$ ]	0,000412	-	0,000367	12,21
$k_E$ [-]	0,937	-	0,9343	0,25

V Tab. 2.10 je zobrazen přehled jednotlivých ztrát. Napájení z PWM bylo při výpočtu ztrát uvažováno až v samotném závěru zvětšením celkových vypočtených ztrát o 20 %. To však není úplně korektní, protože některá složka je tím ovlivněna více, některá prakticky vůbec. Přesto při srovnávání jednotlivých složek tento přístup zachováme, abychom neporušili celkovou sumu ztrát. Jak již bylo řečeno, pro výpočet ztrát existuje mnoho různých modelů a přístupů. Proto není divu, že jsou mezi obdrženými výsledky rozdíly. Největší absolutní odchylka je v Jouleových ztrátách statorového vinutí. Co do relativních odchylek se zde nacházejí značné rozdíly, dané zvoleným modelem ztrát (např. mechanických). Nejdůležitější je však porovnání celkových ztrát. Ty se povedlo i díky vykompenzování v jednotlivých složkách docela dobře sladit. Účinnost nám pak vyšla s relativní odchylkou pouhých 0,22 %.

**Tab. 2.10:** Srovnání ztrát a účinnosti

veličina	hodnota vypočtená	při napájení z PWM	výpočtový program	velikost relativní odchylky [%]
$\Delta P_{j1}$ [W]	8708	10449	8678	20,41
$\Delta P_{j2}$ [W]	4078	4894	4901	0,15
$\Delta P_{Feh}$ [W]	715	858	1166	26,41
$\Delta P_{\delta p1}$ [W]	16	19	177	89,26
$\Delta P_{\delta p2}$ [W]	425	510	870	41,40
$\Delta P_{p1}$ [W]	86	104	161	35,74
$\Delta P_{p2}$ [W]	5057	6069	6500	6,64
$\Delta P_m$ [W]	479	575	121	373,82
přídavné v kleci [W]	-	-	369	-
$\Delta P$ [W]	19564	23476	22943	2,33
$\eta$ [%]	-	91,1	91,3	0,22

Velikost statorového proudu ovlivňuje zejména účinnost a účinník. Jak je patrné z Tab. 2.11, hodnoty obdržené oběma postupy vychází téměř stejné. Pro porovnání převodu proudu řešíme stejný problém jako u převodu impedancí. Místo fázového rotorového proudu pak porovnáme proud jednou tyčí bez nutnosti korekce přes počet paralelních větví. Srovnávané převody jsou prakticky totožné, přesto při větším statorovém proudu vychází menší rotorový. Velikost rotorového proudu je dle ( 2.4.16 ) ovlivněna činitelem  $k_i$ , nebo dle náhradního schématu použitím 1. Kirchhoffova zákona  $I_1 = I_0 - I'_2$ . Hodnota vypočtená podle zmíněného vzorce vyhovuje i odvození z náhradního schématu. Proud naprázdno podle výpočtového softwaru je menší a má větší činnou složku. Proto vychází rotorový proud větší, než v našem případě. Magnetizační proudy se odlišují výrazněji. Pokud však srovnáme hodnotu obdrženu z magnetického obvodu v 2.5.5 a z náhradního schématu ( $U_i = X_\mu \cdot I_\mu$ ), je odchylka řádově desetina procenta. Tuto hodnotu lze tedy považovat za správnou a odchylka oproti výpočtovému programu asi vznikla nějakou odlišností v přístupu k výpočtu. Činná složka proudu naprázdno je dána ztrátami naprázdno, které se značně odlišují. Stejně tak i odpor  $R_{Fe}$ , vycházející ze ztrát v železe a indukovaného napětí  $U_i$ .

**Tab. 2.11:** Srovnání proudů a odporu příčné větve náhradního schématu

veličina	hodnota vypočtená	výpočtový program	velikost relativní odchylky [%]
$I_l$ [A]	401,0	396,7	1,08
$\frac{p_i}{a_2}$ [-]	2,3786	2,3787	0,01
$I_t$ [A]	877,5	887,6	1,14
$I_\mu$ [A]	119,05	108,2	10,48
$I_{0c}$ [A]	12,5	25,7	51,38
$I_0$ [A]	120,10	111,2	8,02
$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	20,5	17,3	18,28

Poslední srovnání v Tab. 2.12 se týká hlavně skluzu, protože otáčky i moment přímo vycházejí z jeho velikosti. Odchylka hodnot je velmi malá. Z momentové charakteristiky by také bylo možné určit moment a skluz zvratu a záběrný moment, avšak některé prvky náhradního schématu se s frekvencí značně mění. Tato změna nebyla ve výpočtu skluzu respektována, momentová charakteristika tedy přesně platí pouze pro jmenovitý bod. Poslední srovnávanou hodnotou je účinník, jehož určení přímo vychází z parametrů náhradního schématu a tím i odchylka.

**Tab. 2.12:** Srovnání ostatních hodnot

veličina	hodnota vypočtená	výpočtový program	velikost relativní odchyly [%]
$s_n$ [-]	0,0158	0,0153	3,04
$n_n$ [ot min <sup>-1</sup> ]	1476,3	1477	0,05
$M_n$ [Nm]	1552,5	1551,7	0,07
$\cos \varphi_n$ [-]	0,903	0,911	0,87

### 3 Výkonová řada

Tvorba řady je logický krok ve vývoji návrhu a výroby nejen motorů, ale všech technických zařízení a součástek obecně. Byly například vytvořeny řady pro kondenzátory nebo rezistory z důvodu standardizace a sjednocení hodnot vyráběných dílů. V zařízeních jako jsou elektrické motory je uplatnění výkonové řady výhodné při sériové výrobě, kdy si zákazník vybere z řady motor, který mu nejvíce vyhovuje. Pro výrobce vytvoření výkonové řady znamená několik sobě podobných motorů a ušetření nákladů na vývoj a možnost použití stejných komponent pro více strojů.

V našem případě je celá výkonová řada založena na prodlužování a zkracování statorového a rotorového paketu při zachování příčného řezu stroje. Tím je zajištěno použití stejných štítů, plechů, kruhů nakrátko a průřezu rotorových tyčí u všech motorů a díky konstantní velikosti drážky bude omezen i počet různých statorových vodičů. Všechny motory výkonové řady si částečně zachovávají zvolenou topologii vinutí, jako např. krok vinutí. V rámci elektromagnetického využití stroje bude snaha o zachování sycení stroje (indukce ve vzduchové mezeře, zubu, jhu) a lineární obvodové proudové hustoty. Základní pohled na celou problematiku vychází z výkonové rovnice  $S_i = CD_1^2 l_{Fe} n_s$ . Při dodržení výše uvedených podmínek je za konstantních synchronních otáček (tzn. při neměnné napájecí frekvenci) vnitřní výkon stroje a tedy i výkon mechanický přímo úměrný délce paketu. Ve skutečnosti je situace mnohem obtížnější a její objasnění bude předmětem následujících stránek.

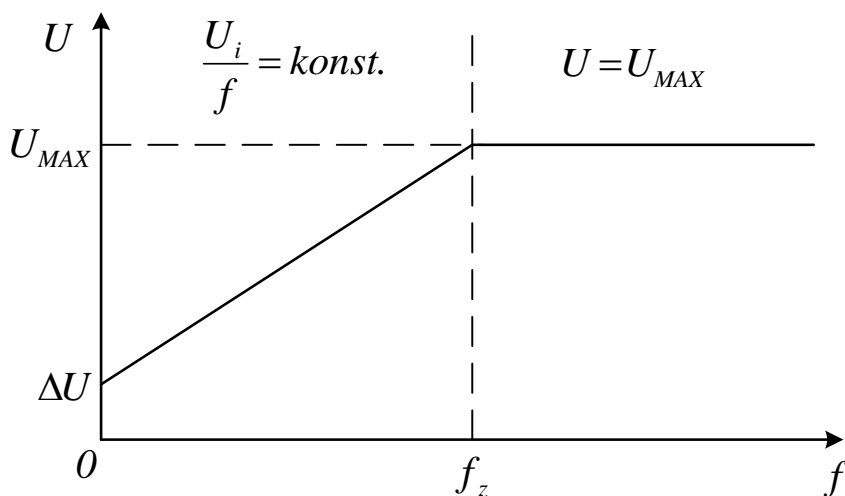
#### 3.1 Omezení a možnosti přístupu k problému

Než se pustíme do samotné řady, je důležité objasnit možnosti, které máme, a limity, které nás omezují. Z hlediska řízení motoru je důležitý Obr. 3.1. Jednoduše je na něm zobrazena závislost napájecího napětí na statorové frekvenci. Cílem je totiž řídit motor s konstantním magnetickým tokem (a tedy plně magneticky využitým) a musí platit vztah

$\frac{U_i}{f} = konst.$  Proto graf nezačíná v bodě [0;0], ale hlavně při nízkých frekvencích respektuje

úbytek napětí  $\Delta U$  na statorovém odporu a rozptylové indukčnosti (viz náhradní schéma). Frekvence, při které je dosaženo maximálního možného napájecího napětí, je právě frekvence bodu zlomu  $f_z$ , pro kterou byl tento motor navrhován. Maximální napětí je definováno napětím troleje a vlastnostmi použitého střídače, proto je není možné v rámci výkonové řady měnit. Oproti tomu hýbat se zlomovou frekvencí možné je. Pokud chceme dále zvyšovat

napájecí frekvenci (a tedy otáčky motoru), motor bude napájen maximálním napětím a je nutné stroj odbuzovat.



Obr. 3.1: Řízení motoru – závislost napětí na frekvenci

Při návrhu trakčního motoru je samozřejmě důležitý bod zlomu jako prvotní bod, do kterého je motor počítán. Z hlediska provozu je však důležitější bod zatížení S1, tedy zatížení trvalé. Trvalé zatížení je takové, během jehož působení se ustálí všechny veličiny, zejména teplota motoru (s ohledem na velkou časovou konstantu). Toho však u vozidel MHD nelze dosáhnout, neboť zde dochází k rychlým změnám provozních režimů. Proto je nutné toto zatížení dopočítat podle hodnot daných zadavatelem jako jsou profil trati a požadavky na motor. Snahou je, aby byly bod zlomu a bod S1 zatížení totožné. V případě tohoto motoru tomu tak je a není nutné S1 bod hledat a návrh pro něj přepočítávat.

Pro tvorbu výkonové řady existují tři, respektive čtyři základní přístupy. První možností je přímá změna délky paketu bez zásahu do vinutí a hledání vlivů na vlastnosti stroje. Druhým způsobem je změna zapojení vinutí avšak s neměnným obsahem drážky (konstantní rozměry vodičů). Třetí postup zahrnuje kompletní změnu obsahu drážky a topologie vinutí s možností změny zapojení jako ve způsobu číslo 2. Poslední možností, jak ovlivnit výkon motoru je změna jeho elektromagnetického využití. Všechny možnosti budou vyšetřovány samostatně s vlastními závěry o vhodnosti použití. Obdržené výsledky budou také zpřesňovány pomocí výpočtového softwaru, pomocí kterého budou podchyceny všechny další změny bez nutnosti přepočítávat opět celý motor „ručně“.



### 3.2 Přímá volba délky paketu

Tento přístup se jeví jako nejjednodušší s odkazem na výkonovou rovnici stroje. Pojdme však prozkoumat blíže, na co má změna délky paketu  $l_{Fe}$  přímý vliv. Při zachování indukce ve vzduchové mezeře se změní plocha, a tedy i magnetický indukční tok, který touto plochou prochází. V elektrickém stroji lze tuto úměru vyjádřit rovnicí

$$\Phi = \alpha_{\delta} B_{\delta} l_{Fe} t_p . \quad (3.2.1)$$

Změna toku se projeví v rovnici pro indukované napětí  $U_i = 4,44\Phi f_z N_1 k_{v1}$ . S pevným napájecím napětím není možné změnit indukované napětí, počet závitů v sérii a činitel vinutí jsou dány topologií statorového vinutí, která zůstává neměnná. Jediným proměnným faktorem v této rovnici je tedy frekvence bodu zlomu  $f_z$ . Spojením obou rovnic dojdeme k závěru, že

frekvence bodu zlomu je nepřímo úměrná délce paketu, neboli  $\frac{l_{Fe}}{f_z} = konst$ . Dosazením do

výkonové rovnice zjistíme, že vnitřní výkon  $S_i$  a tudíž i výkon mechanický  $P_2$  zůstává konstantní. Ke stejnému závěru dojdeme i použitím základního vztahu mezi vnitřním výkonem, proudem a napětím:

$$S_i = k_E \sqrt{3} U I_1 . \quad (3.2.2)$$

Napětí je neměnné a vzhledem k faktu, že zůstává zachována topologie vinutí, je konstantní proud a tedy i vnitřní zdánlivý výkon. Prostou změnou délky paketu nemůžeme získat motor o novém výkonu, ale pouze o jiné napájecí frekvenci a synchronních otáčkách.

Doposud jsme uvažovali velmi zjednodušený model, kdy má změna jednoho parametru vliv pouze na další jeden parametr. Elektrický motor je však komplexní zařízení a následky změny délky paketu jsou dalekosáhlejší. Při prodloužení paketu se celkově zvětší objem, ve kterém vznikají ztráty (Jouleovy i v železe), zároveň poklesne frekvence a otáčivá rychlost rotoru, což pozitivně ovlivní ztráty v železe a mechanické, dle rovnic popsaných výše. Uvedený vzorec pro hlavní ztráty v železe ( 2.7.3 ) nepostihuje jejich frekvenční závislost, protože frekvence, pro měření ztrátového čísla a pro kterou byl stroj navrhován, je stejná. Po úpravě by mohl vzorec vypadat následovně:

$$P\Delta P_{Feh} = \sum_n k_{p,n} \Delta p_{1,0} \left( \frac{B_n}{1T} \right)^2 \left( \frac{f_z}{50Hz} \right)^{\sigma} m_{Fe,n} , \quad (3.2.3)$$

kde  $\sigma \in (1; 2)$  je závislé na druhu použitých plechů a respektuje poměr ztrát hysterezních a vířivými proudy. Obdobně budou upraveny i vzorce pro ostatní ztráty v železe.

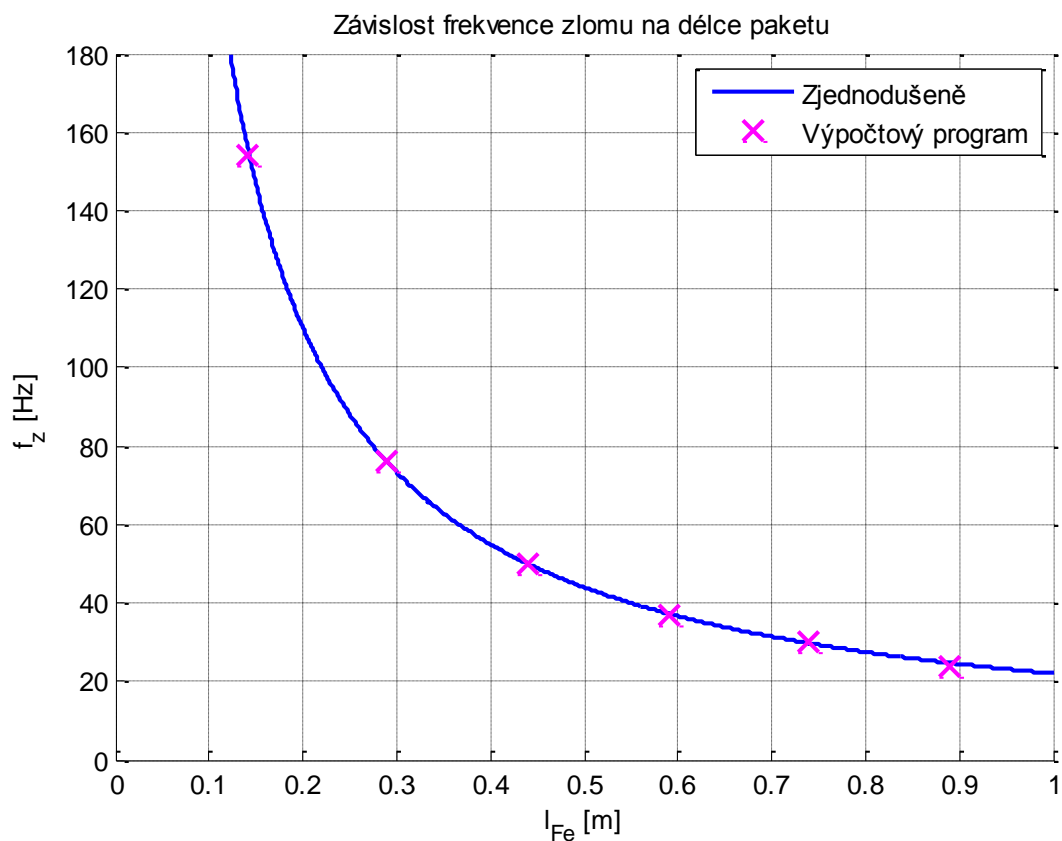
Celkově dojde ke změně parametrů náhradního schématu, účinníku, účinnosti a dalších veličin. Pro zachování využití stroje bude snaha o dodržení stejné indukce ve vzduchové mezeře a proudové hustoty, tedy proudu stroje. Zároveň však musí nutně dojít ke změně rychlosti i momentu (resp. celé momentové charakteristiky). Je tedy nutné přepočítat návrh pro různé délky paketu. To by bylo časově náročné, proto budou všechny tyto výpočty prováděné pouze pomocí výpočtového softwaru. V následující tabulce jsou zobrazeny výsledky nejdůležitějších porovnávaných veličin pro několik vybraných délek paketu a stejné elektromagnetické využití stroje.

**Tab. 3.1:** Výsledky pro přímou volbu délky paketu

$l_{Fe}$ [m]	triviální přístup	výpočtový program - zachování elektromagnetického využití					
	$f_z$ [Hz]	$f_z$ [Hz]	$\Delta P$ [kW]	$\eta$ [%]	$n_n$ [ot min <sup>-1</sup> ]	$M$ [Nm]	$P_2$ [kW]
0,14	157	154	31,7	87,50	4567,2	464,2	222
0,29	76	76	24,0	90,82	2245,0	1008,1	237
0,44	50	50	22,9	91,28	1477,0	1551,7	240
0,59	37	37	23,8	90,99	1084,0	2114,3	240
0,74	30	30	25,5	90,43	875,0	2630,3	241
0,89	25	24	27,4	89,66	697,1	3260,5	238

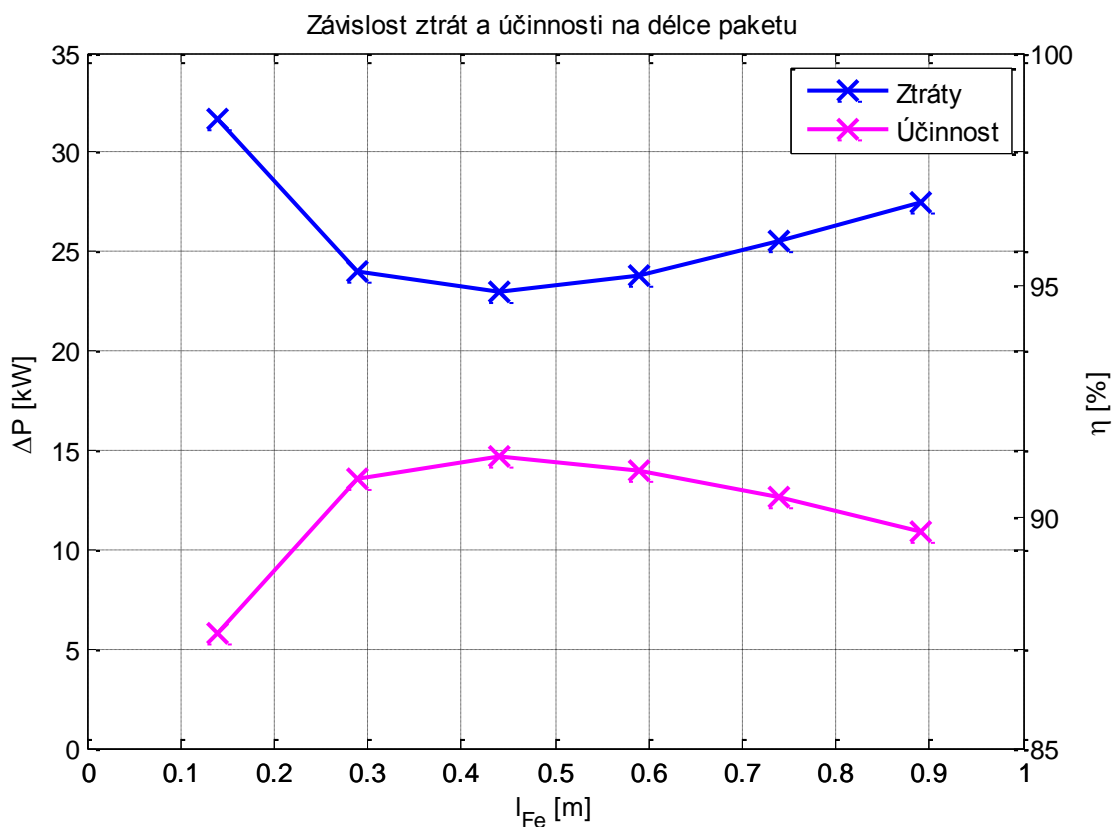
Zlomová frekvence v prvním sloupci je určena pouze z předpokladu  $\frac{l_{Fe}}{f_z} = konst.$  Následující

hodnoty jsou už výstupy z výpočtového programu. Frekvence se od předpokládané většinou nemění a ve vybrané oblasti dobře kopíruje její hyperbolický průběh, což je patrné z následujícího obrázku.



Obr. 3.2: Porovnání obdržných frekvencí zlomu

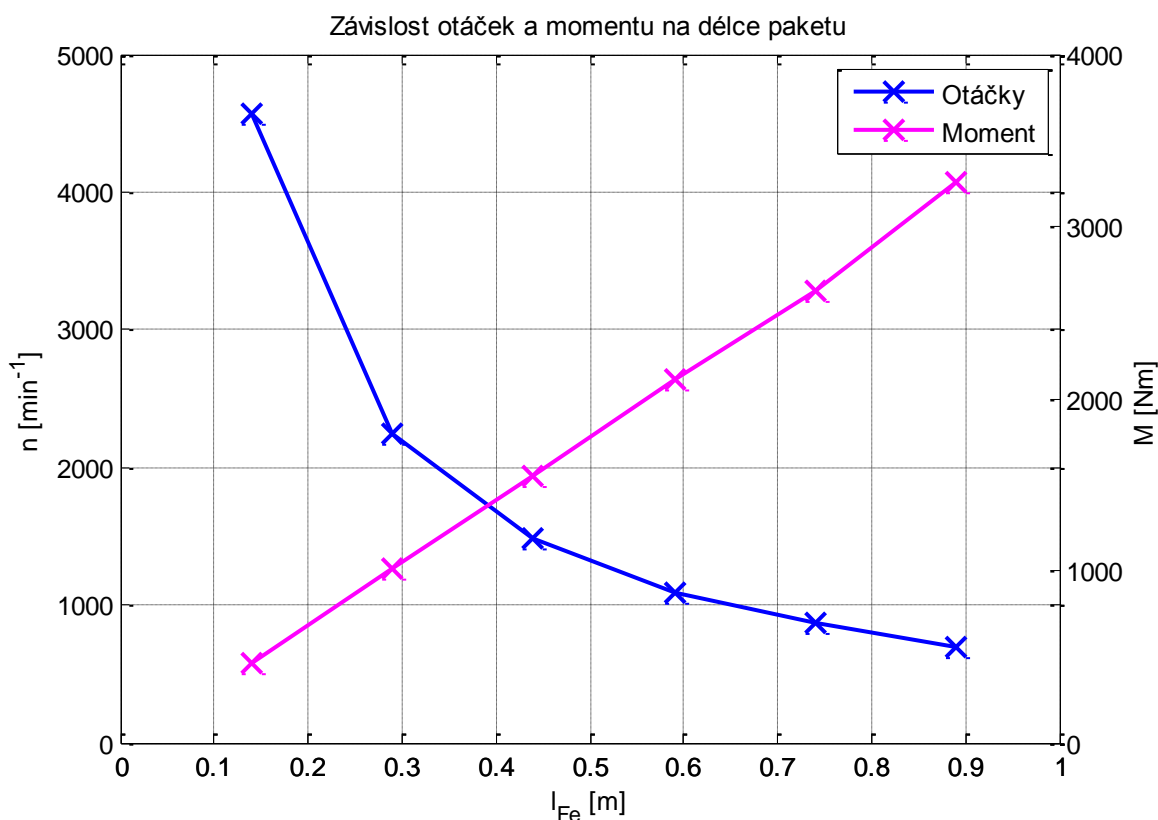
U některých délek bylo nutné snížit výkon, zejména kvůli vyšším ztrátám a nižší frekvenci, oproti předpokládaným. Ztráty a účinnost jsou důležitým faktorem pro vhodnost použitý rozdílné délky a frekvence. Vliv na obě veličiny je vidět na následujícím obrázku.



Obr. 3.3: Graf ztrát a účinnosti pro různou délku paketu a přibližně stejný výkon

S rostoucími ztrátami podle očekávání klesá účinnost a naopak. Při prodlužování stroje roste objem, ve kterém se tvoří ztráty. Zároveň však klesá frekvence, na které je část ztrát také závislá. Jak je patrné z Obr. 3.3, při přílišném zkracování nebo prodlužování paketu dochází k nárůstu ztrát. Stroj je tedy při své délce 0,44 m velmi blízko optimálnímu řešení z hlediska ztrát.

Posledními důležitými vlastnostmi jsou jmenovité otáčky a moment. Synchronní otáčky jsou přímo úměrné frekvenci a jejich závislost na délce paketu má tedy stejný průběh. S rostoucím momentem se zvyšuje skluz a tedy rozdíl mezi synchronními a mechanickými otáčkami, ty však mají pořád přibližně hyperbolický průběh. Ze vztahu  $P = M \cdot \omega$  je pak patrné, že za daných podmínek poroste moment s délkou paketu přibližně lineárně. Vše potvrzuje následující graf.



Obr. 3.4: Graf otáček a momentu v závislosti na délce paketu

Jak již bylo řečeno, mění se i ostatní parametry. Odporů a indukčností rostou s délkou přibližně lineárně, reaktance jsou navíc ovlivněny frekvencí. Přehled těchto a dalších parametrů je zobrazen v tabulce v Příloze 6. Je zde také dobře vidět rozložení ztrát a jejich „přelévání“ ze železa do mědi s prodlužováním paketu a snižováním frekvence.

### 3.2.1 Zhodnocení přímé volby délky paketu

Výhoda tohoto přístupu je jednoznačná – možnost volby téměř jakékoliv délky statorového paketu. Při zachování elektromagnetického využití stroje se však téměř nemění velikost proudu a tedy ani výkon. Pohledem na grafy na Obr. 3.2 a Obr. 3.3 je zřejmé, že libovolnou délku paketu také nelze zvolit. Se zkracujícím se paketem roste frekvence, která se limitně blíží nekonečnu. To zvyšuje nároky kladené na použitý střídač. Zároveň s odchýlením od původní délky rostou ztráty a klesá účinnost. Obr. 3.4 ještě zobrazuje závislost otáček a momentu, která by vzhledem k požadavkům na motor mohla být také omezující. Tu však lze obejít pomocí mechanické převodovky. Jediný problém by mohl nastat při velmi vysokých

otáčkových a odstředivých silách působících na rotor, zde už jsme ale omezeni frekvencí a ztrátami.

Toto řešení nevede přímo k vytvoření výkonové řady. Pro své vlastnosti, kdy prakticky nemá vliv na výkon, by mohlo být pomocné k doladění výsledku získaného jiným postupem a např. tvorbě lineární řady.

### 3.3 Změna zapojení vinutí

Jak už nyní víme, pro změnu výkonu nestačí pouze motor prodloužit nebo zkrátit. Je nutné změnit proud stroje. Toho lze obecně dosáhnout změnou celkového průřezu vodičů při zachování proudové hustoty. Dle rovnice ( 2.4.4 ) platí  $I_1 = J_1 \cdot a \cdot S_v \cdot n_p$ . Pokud bychom chtěli zachovat obsah drážky, bude možné použít stejné vodiče i izolační systém. Pak jediný způsob, jak změnit proud statoru, je počtem paralelních větví  $a$  nebo počtem paralelně navíjených vodičů jednoho závitu  $n_p$ . Budeme se snažit separátně vyřešit vlastnosti tohoto přístupu, proto ponecháme frekvenci bodu zlomu konstantní.

Aktuálně je motor navíjen ze čtyř vodičů, dva vedle sebe ve dvou vrstvách nad sebou. Čtyři vodiče jsou z hlediska dostupné technologie navíjení maximum. Dva vodiče vedle sebe jsou nutností pro možnost další práce s vodičem (tvarování, ohýbání) a pro omezení vířivých proudů. Maximální používaná šířka jednoho vodiče je 8,5 mm. Pokud bychom chtěli při stejném izolačním systému použít pouze jeden vodič, byla by jeho šířka 8,96 mm. Jedinou možností, jak změnit  $n_p$  je tedy použití pouze jedné vrstvy vodičů, kdy bude  $n_p = 2$ .

Počet paralelních větví statorového vinutí je  $a = 2$ . Další možností je vždy spojit všechny závity jedné fáze do série a získat tím jednu paralelní větev. Dle schématu zapojení vinutí v Příloze 2 je patrné, že v každé fázi jsou čtyři skupiny cívek. Pokud spojíme všechny skupiny paralelně, získáme poslední možné uspořádání,  $a = 4$ .

K dopočítání proudu, výkonu a délky paketu máme již všechny potřebné informace. Mění se však další parametry vinutí, jako počty závitů. Celkový počet vodičů v drážce zůstává konstantní a lze ho určit jako  $N_c \cdot n_p \cdot 2u = konst. = 24$ . Zde je vidět, jak počet paralelně navíjených vodičů ovlivní počet závitů cívky. Počet závitů v sérii je pak ovlivněn oběma parametry,  $n_p$  i  $a$ , a lze ho určit dle rovnice ( 2.3.25 ) jako  $N_1 = N_c \frac{Q_1 u}{ma}$ .

Proud statoru určíme dle výše uvedeného vzorce. Vnitřní výkon následně zjistíme podle rovnice ( 3.2.2 ) a mechanický výkon dle ( 2.3.1 ) nebo ( 2.3.21 ). Délku paketu pak

můžeme vypočítat z výkonové rovnice, kdy tentokrát budou konstantní otáčky. Vše tedy závisí na součinu  $n_p \cdot a$ , kterému je přímo úměrný satorový proud, mechanický výkon a při konstantním elektromagnetickém využití stroje i délka paketu. Tento závěr je potvrzen následující tabulkou.

**Tab. 3.2:** Výsledky pro změnu zapojení vinutí – triviální přístup

vodičů		$a$	$N_c$	$N_l$	$I_l$ [A]	$P_2$ [kW]	$l_{Fe}$ [m]
vedle sebe	nad sebou						
2	2	2	3	24	401	240	0,44
2	2	1	3	48	200,5	120	0,22
2	2	4	3	12	802	480	0,88
2	1	2	6	48	200,5	120	0,22
2	1	1	6	96	100,25	60	0,11
2	1	4	6	24	401	240	0,44

Je patrné, že některé výsledky jsou duplicitní, což je dáno závislostí na součinu  $n_p \cdot a$ . Tedy šest možných kombinací vytvoří pouze 4 různé výsledky. Další nevýhodou je i fakt, že vytvořená řada není lineární (aritmetická), ale geometrická, kdy každý další prvek je dvojnásobkem předchozího.

Nyní máme hotový hrubý přehled a víme, jak asi bude tato řada vypadat. Opět se však změní s délkou paketu všechny další parametry. Omezíme se nyní pouze na řádky, které nejsou duplicitní, tedy jako vstupní hodnotu použijeme součin  $n_p \cdot a$ . Výstupy z výpočtového softwaru jsou pro jednotlivé duplicitní hodnoty naprosto totožné. V souladu s vyšetřováním pouze vlivu zapojení vinutí na délku a výkon budeme měnit topologii vinutí a délku paketu podle Tab. 3.2. Výsledný výkon bude upravován, aby byla dodržena proudová hustota ve vodiči. Frekvence zůstane neměnná, případná změna indukce bude kompenzována úpravou délky paketu. Podrobný přehled výstupů z výpočtového softwaru je uveden v následující tabulce, pro množství dat rozdělené do dvou řádků. Pro lepší orientaci jsou hodnoty seřazeny vzestupně podle prvního sloupce.

**Tab. 3.3:** Výsledky pro změnu zapojení vinutí – výpočtový program

$n_p \cdot a$	$N_l$	$I_l$ [A]	$P_2$ [kW]	$l_{Fe}$ [m]	$\eta$ [%]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]	$M$ [Nm]
2	96	98,1	54	0,102	85,6	9,11	7,27	1,73	359,6
4	48	199,0	117	0,215	89,4	13,83	9,55	4,08	765,8
8	24	396,7	240	0,44	91,3	22,94	13,58	8,88	1551,7
16	12	793,9	486	0,891	92,0	42,20	21,82	18,44	3143,0
	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{ls}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0c}$ [A]	$I_0$ [A]
2	0,108	0,465	$3,84 \cdot 10^{-05}$	0,00012	8,26	75,0	22,9	26,0	34,7
4	0,034	0,160	$5,00 \cdot 10^{-05}$	0,00021	4,03	35,6	48,6	25,8	57,0
8	0,012	0,062	$7,31 \cdot 10^{-05}$	0,00037	1,98	17,3	108,2	25,7	111,2
16	0,005	0,026	$11,93 \cdot 10^{-05}$	0,00004	0,98	8,6	222,7	25,6	224,1

Statorový proud byl volen s ohledem na dodržení proudové hustoty, roste s délkou lineárně. Zároveň se s velikostí stroje zvětšuje účinnost, což má vliv na odchylku výkonů od předpokládaných hodnot. Ztráty obecně i jejich dvě hlavní složky rostou s délkou přibližně lineárně. Moment je pak při přibližně konstantních otáčkách úměrný výkonu. Odpor statorového vinutí se zmenšuje díky zvětšujícímu se celkovému průřezu. S kratší délkou paketu roste především rozptylová indukčnost čel, což má vliv na celkovou rozptylovou reaktanci statoru. Odpor rotoru je úměrný délce tyče. Rozptylová indukčnost rotoru je ovlivněna rostoucím rozptylem v čelech při klesajícím rozptylu v drážce a naopak. Magnetizační reaktance je dle rovnice ( 2.6.15 ) přímo úměrná délce paketu a kvadrátu počtu závitů v sérii fáze statoru. Podle Tab. 3.3 je tedy nepřímo úměrná délce paketu. Magnetizační proud je nepřímo úměrný počtu závitů v sérii. Dále je ovlivněn magnetickým napětím po délce siločáry, které se mění s indukcí. Činná složka proudu naprázdno se s délkou paketu a ztrátami mění minimálně, postup jejího určení ve výpočtovém softwaru tedy musí být odlišný od toho použitého v kapitole 2.8.2. Z výsledků v Tab. 3.3 je patrné, že výpočtový program používá pro určení odporu příčné větve náhradního schématu vzorec s indukovaným napětím ( 2.8.9 ).

### 3.3.1 Zhodnocení změny zapojení vinutí

Při ponechání obsahu drážky a pouhé změně zapojení už lze opravdu měnit délku stroje a vytvořit první náznak výkonové řady. Omezení jsme technologií výroby a parametry vinutí, zejména počtem samostatných celků, na které se vinutí „rozpadne“ a které se následně spojují. Lze vytvořit maximálně šest různých zapojení, z nichž některá vedou k duplicitním výsledkům. Počet různých motorů z hlediska výkonů tedy klesl na čtyři. Další nevýhodou je,



že výsledky netvoří lineární řadu, ale geometrickou. Krajní hodnoty mohou už být kvůli rozměrům nebo velikosti dalších parametrů prakticky nepoužitelné.

### 3.4 Změna obsahu drážky

Poslední možností, jak změnit proud statoru při konstantní proudové hustotě a tím výkon stroje je kompletně změnit počet vodičů v drážce. Proto je nutné se podrobně podívat na možnosti, které máme ohledně velikosti vodičů a izolace v drážce.

#### 3.4.1 Možnosti a omezení vyplnění drážky

Obsah statorové drážky původního motoru je rozepsán v Tab. 2.2 a zobrazen na Obr. 2.1. Izolační přírůstky na jeden vodič a na celou cívku jsou dány použitou napěťovou hladinou. Ta se v rámci celé řady nemění a tyto izolační přírůstky zůstanou taky zachovány. Stejně tak nebudeme měnit ani vyložení drážky a drážkový klín. Původní drážka však nevyhovuje dnešním standardům ohledně přídavné izolace a vůle na šířku a výšku. Mezivložka je použita shodná, tloušťky 0,51 mm, vložky na dno a pod klín se však používají o tloušťce 0,25 mm. Vůle na šířku a výšku se pak volí 0,1, resp. 0,2 mm. Nové, aktuální rozložení obsahu drážky je zobrazeno v následující tabulce (univerzální pro jakýkoliv počet vodičů).

**Tab. 3.4:** Nové rozložení statorové drážky

část	šířka [mm]	výška [mm]
celkový rozměr drážky	10,3	28,7
oboustranný přírůstek izolace cívky	0,72	0,72
vložka pod klín	-	0,25
vložka na dno	-	0,25
mezivložka	-	0,51
vyložení drážky	0,2	0,2
drážkový klín	-	4
prostor pro vodiče včetně jejich izolace a vůle	9,18	21,65

Poslední neznámou jsou možnosti z hlediska použitých vodičů. Jak již bylo řečeno, maximální možná šířka vodiče je 8,5 mm. Při použití jednoho vodiče bychom tuto šířku překročili. Zároveň z hlediska změny topologie vinutí není změna počtu vodičů vedle sebe účelná. Proto ponecháme dva vodiče vedle sebe. Výšku vodiče je pak vhodné volit v rozmezí

1,32 – 2,8 mm. Tím získáváme určitý prostor pro změnu počtu vodičů nad sebou. Jejich rozměry si můžeme zvolit jakékoliv v daném rozmezí s přesností na setinu milimetru. Nová šířka jednoho vodiče pak vychází 4,3 mm při vůli 0,12 mm a pro původní motor s respektováním vložek a vůle na hloubku vychází výška vodiče 1,56 mm při vůli 0,17 mm.

### 3.4.2 Volba počtu vodičů, zapojení vinutí

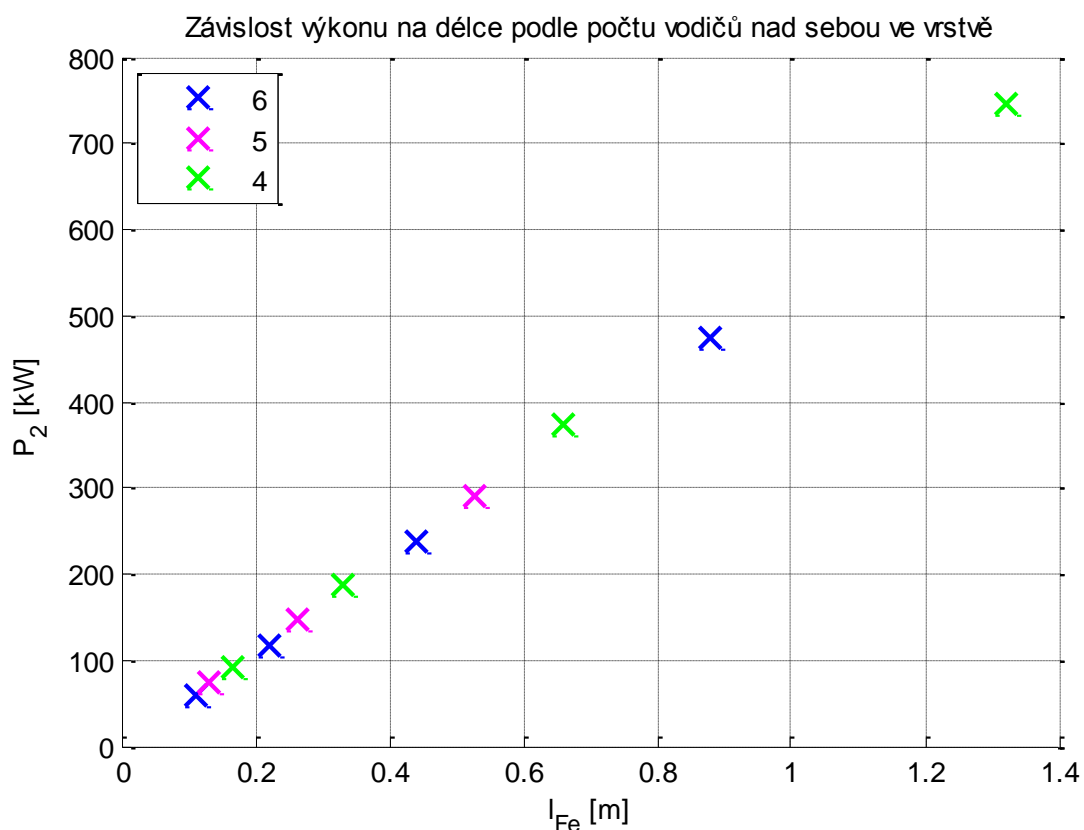
Počet vodičů vedle sebe není účelné zvětšovat (více izolace v drážce) a není možné jej zmenšit (maximální šířka). Počet vodičů nad sebou je možné zvolit podle tabulky a rozmezí popsaného výše. Lze použít 4, 5 a 6 vodičů nad sebou v jedné vrstvě vinutí. Z hlediska technologie výroby je opět možné navíjet z jednoho nebo dvou vodičů nad sebou. Počet závitů cívky lze určit jako podíl počtu vodičů nad sebou v jedné vrstvě a počtu vodičů nad sebou tvořících jeden závit. Je ovšem nutné, aby počet závitů cívky byl celé číslo. Proto pro lichý počet vodičů ve vrstvě je možné navíjet pouze v jedné vrstvě nad sebou, tedy  $n_p = 2$ . Všechny možnosti, které lze vytvořit změnou počtu vodičů v drážce a zapojení vinutí při dodržení dnešních standardů pro používanou izolaci, jsou zobrazeny v Tab. 3.5.

**Tab. 3.5:** Výsledky pro změnu obsahu drážky – triviální přístup

vodič		vůle na hloubku [mm]	nad sebou ve vrstvě	nad sebou pro 1 závit cívky	$a$	$N_c$	$N_l$	$I_l$ [A]	$P_2$ [kW]	$l_{Fe}$ [m]
šířka [mm]	výška [mm]									
4,3	1,56	0,17	6	2	2	3	24	395,6	237	0,44
4,3	1,56	0,17	6	2	1	3	48	197,8	118	0,22
4,3	1,56	0,17	6	2	4	3	12	791,1	473	0,88
4,3	1,56	0,17	6	1	2	6	48	197,8	118	0,22
4,3	1,56	0,17	6	1	1	6	96	98,9	59	0,11
4,3	1,56	0,17	6	1	4	6	24	395,6	237	0,44
4,3	1,92	0,15	5	1	2	5	40	243,4	146	0,264
4,3	1,92	0,15	5	1	1	5	80	121,7	73	0,132
4,3	1,92	0,15	5	1	4	5	20	486,9	291	0,528
4,3	2,46	0,13	4	2	2	2	16	373	373	0,66
4,3	2,46	0,13	4	2	1	2	32	187	187	0,33
4,3	2,46	0,13	4	2	4	2	8	747	747	1,32
4,3	2,46	0,13	4	1	2	4	32	187	187	0,33
4,3	2,46	0,13	4	1	1	4	64	93	93	0,165
4,3	2,46	0,13	4	1	4	4	16	373	373	0,66

Možnost volby počtu paralelních větví vinutí nijak neovlivňují počty vodičů v drážce a platí stejná pravidla jako v kapitole 3.3. Stejně tak se nemění vzorec pro počet závitů v sérii a postup výpočtu proudu, délky paketu a výkonu je s touto kapitolou totožný. Součástí tabulky obdržených hodnot jsou i výsledky získané v kapitole 3.3. Nyní však počítáme s jiným obsahem drážky, jinými průřezy vodičů. Proto při dodržení proudové hustoty ve vodiči získáme jiné výsledky, než dříve, i pro původní motor.

I zde je možné najít duplicitní hodnoty, počet různých výsledků opět závisí na součinu  $n_p \cdot a$ , zároveň na počtu vodičů nad sebou ve vrstvě vinutí. Jednoznačnost řešení lze také určit podle počtu závitů v sérii  $N_I$ . Celkový počet různých výsledků při změně obsahu drážky a zapojení vinutí je 11. Ty lze rozdělit do třech skupin podle počtu vodičů nad sebou ve vrstvě. Každá z těchto skupin má stejné vlastnosti jako řada popsaná v kapitole 3.3, tedy nelinearita řady a nepoužitelnost některých krajních hodnot. Závislost výkonu na délce paketu a rozdělení do jednotlivých skupin je zobrazeno na následujícím grafu.



Obr. 3.5: Rozložení výkonů podle počtu vodičů nad sebou v jedné vrstvě vinutí

Z grafu je patrné, že vlivem nelinearity obdržených výsledků, se možné hodnoty koncentrují především v oblasti menších hodnot. Vybrat si vhodné řešení pro motor kratší, o menším výkonu tedy bude jednodušší, než pro motory velkých rozměrů a výkonu.

Tab. 3.6 rozdělená do dvou částí nám pak dává přehled o dalších parametrech získaných pomocí výpočtového softwaru. Hodnoty jsou seřazeny sestupně podle počtu závitů, abychom získali rostoucí řadu. Opět byla dodržena konstantní proudová hustota pro stejné využití vodičů – výkony proto vycházejí od předchozí tabulky mírně odlišné. Pro dodržení indukce ve vzduchové mezeře bylo opět nutné upravit délku statorového paketu při zachování frekvence. S výkonem se hodnoty mění podle stejných pravidel, jako v případě Tab. 3.3, proto není nutné je dále popisovat.

**Tab. 3.6:** Kompletní výsledky pro změnu obsahu drážky – výpočtový program

$N_l$	$I_l$ [A]	$P_2$ [kW]	$l_{Fe}$ [m]	$\eta$ [%]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]	$B_\delta$ [T]	$M$ [Nm]
96	98,2	54	0,102	85,4	9,21	7,39	1,71	0,800	359,7
80	119,1	67	0,124	86,9	10,15	7,83	2,19	0,804	443,6
64	154,7	89	0,158	88,1	12,02	9,00	2,87	0,801	586,7
48	195,8	115	0,215	89,4	13,63	9,35	4,08	0,801	752,4
40	239,3	142	0,259	90,1	15,65	10,36	5,04	0,804	926,9
32	308,1	185	0,327	90,7	18,94	12,17	6,45	0,802	1205,3
24	390,7	236	0,44	91,2	22,65	13,30	8,86	0,803	1531,6
20	480,4	292	0,53	91,6	26,88	15,45	10,76	0,803	1893,6
16	614,8	376	0,665	91,9	33,22	18,58	13,61	0,803	2436,2
12	782,2	478	0,891	92,0	41,74	21,37	18,43	0,803	3090,5
8	1230,2	756	1,34	92,1	64,88	31,55	27,96	0,803	4885,5
	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{ls}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0c}$ [A]	$I_0$ [A]
96	0,110	0,469	$3,84 \cdot 10^{-05}$	0,00013	8,30	75,3	22,8	26,0	34,5
80	0,079	0,350	$4,07 \cdot 10^{-05}$	0,00014	6,77	61,3	28,6	26,0	38,7
64	0,053	0,248	$4,42 \cdot 10^{-05}$	0,00017	5,42	48,5	36,6	25,9	44,8
48	0,035	0,162	$5,00 \cdot 10^{-05}$	0,00021	4,03	35,6	50,8	25,8	57,0
40	0,026	0,124	$5,45 \cdot 10^{-05}$	0,00024	3,31	29,4	62,6	25,8	67,7
32	0,018	0,092	$6,15 \cdot 10^{-05}$	0,00029	2,65	23,4	79,2	25,7	83,2
24	0,012	0,063	$7,31 \cdot 10^{-05}$	0,00037	1,98	17,3	108,1	25,7	111,1
20	0,009	0,050	$8,23 \cdot 10^{-05}$	0,00043	1,65	14,4	130,7	25,7	133,2
16	0,007	0,038	$9,61 \cdot 10^{-05}$	0,00053	1,31	11,5	164,7	25,7	166,7
12	0,005	0,027	$11,93 \cdot 10^{-05}$	0,00069	0,98	8,6	222,5	25,6	224,0
8	0,003	0,017	$16,5 \cdot 10^{-05}$	0,00101	0,65	5,7	336,7	25,6	337,7

### 3.4.3 Zhodnocení změny obsahu drážky

S možností změnit obsah drážky i zapojení vinutí se rozšířil počet všech výstupních výkonů na 11. Toto číslo je konečné z hlediska zachování proudové hustoty ve vodiči. S výkonem se však mění i indukce, proto pro dodržení stejného elektromagnetického využití stroje a frekvence bodu zlomu bylo nutné změnit délku paketu. Rozložení hodnot je stále nelineární, ale lze vybírat z více možností.

### 3.5 Změna chlazení

Dosud bylo snahou zachovat proudovou hustotu ve vodičích a indukci ve vzduchové mezeře. Tím bylo dosaženo přibližně stejného elektromagnetického využití všech motorů. V této oblasti byly již vyčerpány všechny možnosti. Jediným zbývajícím způsobem změny výkonu je tedy úprava elektromagnetického využití stroje. Prostá změna by byla nevýhodná, můžeme je však upravit jako důsledek jiného způsobu chlazení.

Trolejbusové motory se obvykle konstruují jako otevřené s vlastním chlazením a ventilátorem na hřídeli IC01 nebo se vstupním potrubím a nezávislým ventilátorem IC17. Doposud byly pro tvorbu řady uvažované pouze tyto cize chlazené stroje. Jejich výhodou je velká elektromagnetická využitelnost závislá pouze na schopnosti odvodu ztrát. Oproti tomu motory s vlastním chlazením nejsou schopné odvést libovolné množství ztrát, a proto se u strojů s ventilačními kanály nevolí proudová hustota vodičů vyšší než  $5,5 \text{ A mm}^{-2}$ .

S menší proudovou hustotou dojde při stejném objemu motoru k poklesu Essonova činitele a celkového výkonu. Za předpokladu stejné frekvence jako u motoru s vnějším chlazením je tedy možné k jedné délce paketu přiřadit dva různé výkony. Obecně budou tyto nové výkony menší, než předchozí, což by naopak mohlo příznivě ovlivnit výběr prvků řady v oblastech vyšších výkonů.

Pro novou proudovou hustotu by bylo možné uvádět opět všechny tři dosavadní způsoby tvorby řady. Z obdržných závěrů je však patrné, že ta jediná možnost, jak vytvořit výkonovou řadu, je změna obsahu drážky a zapojení vinutí, viz minulá kapitola. Prvotní přehled nově získaných možných výkonů je totožný s Tab. 3.5, samozřejmě s odlišnými proudy a výkony. Přehled výstupních hodnot z výpočtového softwaru je součástí Přílohy 7. V následující tabulce jsou pouze uvedeny délky paketu a výkony pro vlastní chlazení.

**Tab. 3.7:** Přehled výstupů z výpočtového programu pro vlastní chlazení stroje

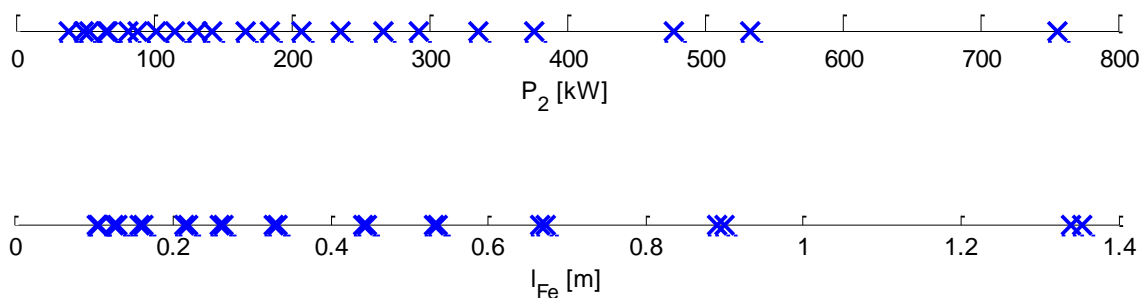
$l_{Fe}$ [m]	0,105	0,128	0,162	0,219	0,264	0,332	0,445	0,536	0,672	0,9	1,353
$P_2$ [kW]	39	49	65	82	102	132	167	207	267	336	533

### 3.5.1 Zhodnocení změny chlazení

Jediným dalším způsobem chlazení, které lze pro trolejbusový motor brát v úvahu, je vlastní chlazení s ventilátorem na hřídeli. Z hlediska návrhu to nejvíce ovlivní proudovou hustotu ve vodiči, která by nyní neměla překročit  $5,5 \text{ A mm}^{-2}$ . Ostatní hlídané parametry se už nemění, což vlastně znamená dvě různé hodnoty výkonu pro jednu délku paketu. Nelinearitu řady zůstává, ale mohou se tím doplnit některá prázdná místa.

### 3.6 Výběr členů výkonové řady

Při návrhu rozsáhlé výkonové řady přesahující několik řádů je výhodnější zvolit řadu geometrickou. My však takto velkou řadu nevytváříme. Proto se budeme snažit o nalezení prvků pro lineární výkonovou řadu. Na následujících grafech jsou vyznačeny všechny získané hodnoty výkonů a délek paketu bez ohledu na způsob chlazení.



Obr. 3.6: Přehled všech výkonů a délek získaných změnou topologie vinutí a chlazení

Řadu je možné tvořit dvěma způsoby – podle délky a podle výkonu. Pro různé možnosti chlazení mohou být obě řady odlišné. Obě lineární řady budou vytvořeny v intervalu  $\langle 0,5 X_p ; 1,5 X_p \rangle$ , kde  $X_p$  je původní hodnota délky paketu nebo výkonu. Počet prvků řady bude zvolen podle možností dle Obr. 3.6.

#### 3.6.1 Lineární řada výkonů

Z hlediska výkonů jsou možnosti širší, proto vytvoříme řadu celkem o devíti členech. V následující tabulce jsou zobrazeny požadované výkony a vybrané nejbližší možnosti z již hotových.

**Tab. 3.8:** Řada výkonů a výběr z možných hodnot

řada výkonů [kW]	118	147	177		207	236	266	295	325	354
nejbližší z hotových výkonů [kW]	115	142	185	167	207	236	267	292	336	376
délka paketu [m]	0,215	0,259	0,327	0,445	0,536	0,44	0,672	0,53	0,9	0,665
ventilace c / v	c	c	c	v	v	c	v	c	v	c

Jak se dalo předpokládat, výkony dříve obdržené a nyní hledané se většinou plně neshodují. Výkony lze upravit změnou proudové hustoty ve vodiči. Její snížení nemá žádný negativní vliv, pouze bude stroje méně využít. Zvýšit proudovou hustotu je také možné, ale musíme být schopni vzniklé odpadní teplo odvést. Zvyšování proudové hustoty je vhodnější u strojů s cizí ventilací. Proto pro stroj o výkonu 177 kW zvolíme ten s cizí ventilací. Délky strojů zůstanou oproti původním neměnné. Tato řada výkonů je lineární, avšak pro kombinaci strojů s cizím a vlastním chlazením obdržíme velice nelineární a různorodé délky paketu, kdy delší stroj neznamena větší výkon. To je na první pohled nelogický krok a pro tvorbu výkonové řady nevhodný. Motor o výkonu 325 kW má vlastní ventilaci a délka paketu už je pro praktické použití příliš velká.

Stojí však za povšimnutí, že všechny liché členy řady jsou tvořeny motory s cizím chlazením. Lze tedy z této řady vybrat právě tyto členy, vytvořit novou řadu o pěti motorech s cizím chlazením. Z motorů s vlastním chlazením v této tabulce další lineární řada vytvořit nelze. Je však možné použít motory s vlastním chlazením o stejné topologii vinutí, jako vybrané motory s cizím chlazením. Ty mají přibližně stejnou délku a podobné rozdíly mezi výkony v rámci řady. K úpravě výkonů na požadované hodnoty opět dospějeme mírnou změnou proudové hustoty. Základní stroj bude ten o stejné délce jako stroj navrhovaný, avšak rozdílném výkonu. Získáme tedy dvě oddělené řady s lineárním rozložením výkonů.

**Tab. 3.9:** Lineární řady výkonů pro cizí a vlastní ventilaci

	cizí ventilace					vlastní ventilace				
$P_2$ [kW]	118	177	236	295	354	83	125	167	208	251
$l_{Fe}$ [m]	0,215	0,327	0,44	0,53	0,665	0,219	0,332	0,445	0,536	0,672

### 3.6.2 Výsledné výkonové řady

Řady jsou hotové z hlediska výkonů. Délky paketů jsou však různorodé, nelineárně rozdělené. Lze je lehce upravit pomocí frekvence dle kapitoly 3.2. Hotové dvě výkonové řady

pro cizí a vlastní ventilaci jsou vyčísleny v následující tabulce. Přehled dalších hodnot včetně obsahu drážky je zobrazen v Přílohách 8 a 9.

**Tab. 3.10:** Výsledné výkonové řady

$l_{Fe}$ [m]		0,22	0,33	0,44	0,55	0,66
cizí ventilace	$P_2$ [kW]	118	177	236	295	354
	$f_z$ [Hz]	50	50	50	48	50
	$M$ [Nm]	789	1152	1532	1994	2291
vlastní ventilace	$P_2$ [kW]	83	125	167	208	251
	$f_z$ [Hz]	50	50	51	49	51
	$M$ [Nm]	539	808	1056	1369	1585

Frekvenci bodu zlomu bylo nutné jen mírně upravit, moment motoru je tedy úměrný výkonu. Vhodnost použití jednotlivých členů řady tedy závisí také na momentovém požadavku od zákazníků. Byly vytvořeny sice dvě nezávislé řady, ale lze využít jejich shodné délky paketů u jednotlivých členů např. pro stejné statorové cívky nebo rotorové tyče. Ohledně vnějšího obalu a celkové zástavby motoru srovnávat nelze, protože stroje s vlastní ventilací mají na hřídeli navíc ventilátor. Při tvorbě řady, která by opravdu byla prezentována potenciálním zákazníkům, by také stálo za uvážení zaokrouhlit nabízené výkony na celé násobky pěti nebo deseti kW pro snazší orientaci.



## 4 Závěr

Systém návrhu trolejbusového asynchronního motoru odpovídá tradičnímu postupu popsanému např. v [8]. Trakční motory obecně mají široké drážky s velkou lineární obvodovou proudovou hustotou a užší, více sycené, zuby. Proto je nutné dbát na správné určení zploštění indukce ve vzduchové mezeře a činitele pólového krytí. Problémové je také určení indukce a magnetického napětí ve jhu statoru i rotou. Ta obsahují axiální ventilační kanály pro zlepšení odvodu ztrátového tepla, které snižují využitelnou výšku jha. Kanály rozdělí jho na vnější a vnitřní část, jejichž využití a střední hodnotu indukce lze určit podle rozdělení siločar. Obecně bývá problematické zvolení správného modelu ztrát. Velmi významnou složkou ztrát jsou pulsační ztráty v rotoru, dané velkým otevřením drážky statorové. Ty mají nejen většinový podíl na ztrátách v železe, ale spolu s Jouleovými i na celkových ztrátách. Porovnáním s již navrženým motorem vidíme, že nejen ztráty a účinnost, ale i další parametry obou motorů se většinou dobře shodují.

Dle výkonové rovnice je výkon motoru úměrný jeho objemu. Při zachování příčného řezu se proměnnou stane pouze délka motoru. Pro tvorbu výkonové řady existuje několik základních přístupů. Je možné přímo zvolit délku paketu a zjistit, jak bude ovlivněn výkon motoru. Při bližším pohledu však zjistíme, že takto primárně změníme frekvenci a nikoliv výkon. Tu však nelze měnit výrazněji, protože s rostoucí frekvencí nebo délkou klesá účinnost. Výkon lze změnit s proudem, čehož lze dosáhnout změnou topologie vinutí a počtu vodičů v drážce. Tím získáme určitý počet výkonů a délek paketu, které lze použít. Posledním způsobem je změna způsobu ventilace. U trolejbusů můžeme uvažovat použití motoru s cizím a vlastním chlazením, které se liší zejména v dovolené proudové hustotě. Tím získáme pro přibližně stejnou délku paketu dva odlišné výkony. V rámci jedné výkonové řady není možné kombinovat rozdílné způsoby ventilace, protože bychom získali velmi odlišné délky paketu.

Výstupem práce jsou dvě výkonové řady, každá o pěti členech. Jedna pro cizí ventilaci a jedna pro vlastní, obě s lineárním rozdělením výkonů i délek paketů. Linearity výkonů bylo dosaženo úpravou elektromagnetického využití stroje, linearity délek paketu pak pomocí frekvence. Pro rozsáhlejší výkonovou řadu, s menším krokem, by bylo zapotřebí vycházet ze stroje o více závitěch, abychom získali širší možnost výběru.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

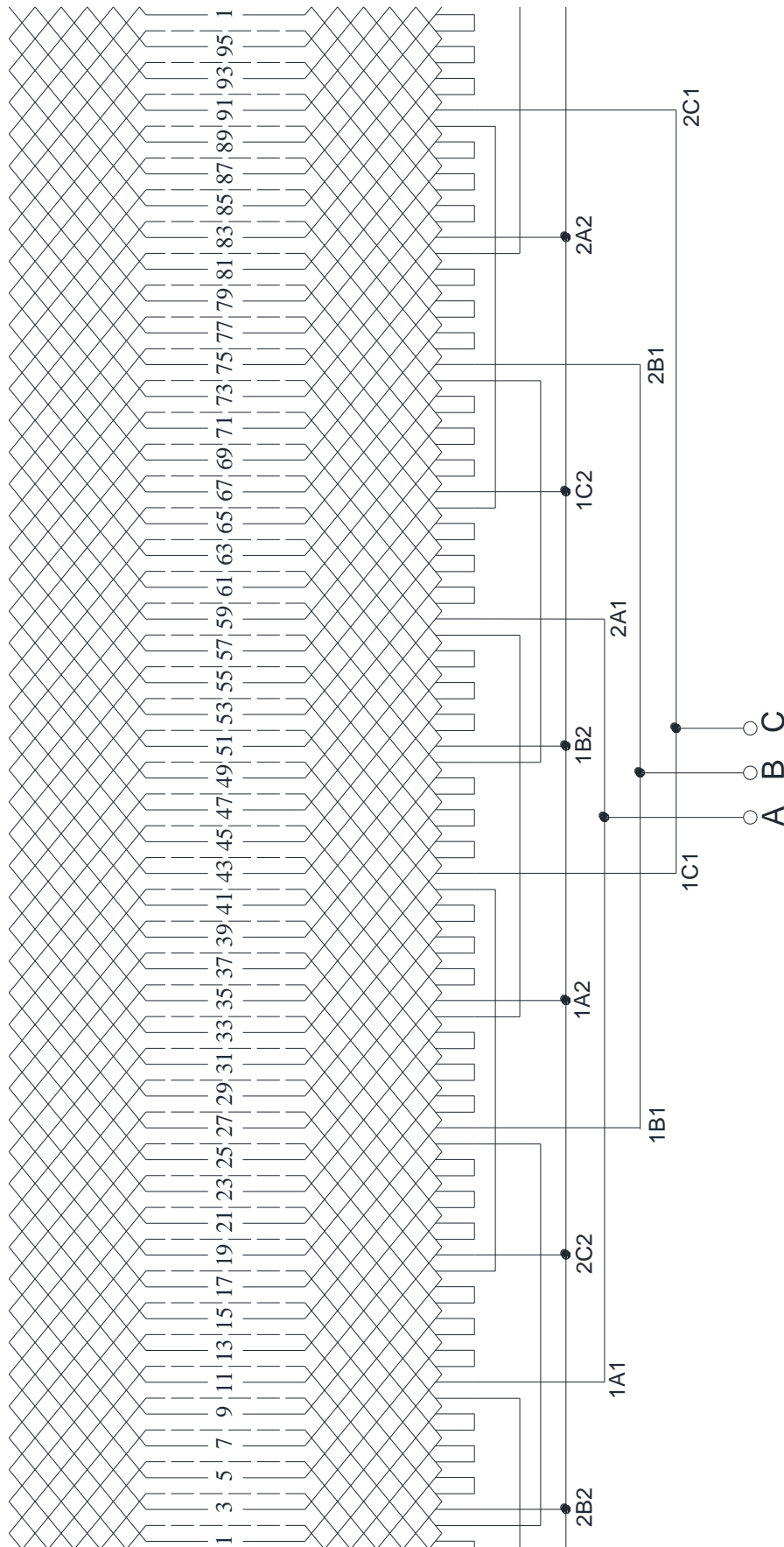
- [1] MAYER, Daniel. *Pohledy do minulosti elektrotechniky*. 2. doplněné vyd. České Budějovice: KOPP nakladatelství, 2004. ISBN 80-7232-219-2
- [2] DANZER, Jiří. *Elektrická trakce 1. přehled problematiky*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2009. ISBN 978-80-7043-769-8
- [3] PAVELKA, Jiří, ČEŘOVSKÝ, Zdeněk, JAVŮREK, Jiří. *Elektrické pohony*. Dotisk 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2003. ISBN 80-01-02314-1
- [4] DANZER, Jiří. *Elektrická trakce 2. Stupňovité řízení sériového motoru*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2009. ISBN 978-80-7043-770-4
- [5] DANZER, Jiří. *Elektrická trakce 3. Plynulá regulace cize buzeného motoru*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2009. ISBN 978-80-7043-771-1
- [6] NOVÁK, Jaroslav. Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice (1. část). *Elektro* [online]. 2006, číslo 06 [cit. 22.2.2015]. ISSN 1210-0889. Dostupné z: [http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=26832](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=26832)
- [7] Katalog trakčních motorů Škody Electric [online]. [cit. 23.2.2015]. Dokument ve formátu PDF. Dostupné z: <http://www.skoda.cz/cs/o-spolecnosti/spolecnosti-skoda/skoda-electric-as/>
- [8] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury, 1988. ISBN 04-532-88
- [9] PYRHÖNEN, Juha, JOKINEN, Tapani, HRABOVCOVÁ, Valéria. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2. vyd. John Wiley & Sons Ltd, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5
- [10] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1958. ISBN 05/34
- [11] MÜLLER, Germar, VOGT, Karl, PONICK, Bernd. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Weinheim: Wiley-VCH, 2008. ISBN 978-3-527-40525-1
- [12] HRUŠKA, Karel. *Teorie elektrických strojů 2. Podklady k přednáškám*. [online], 2013. [cit. 13.3.2015]. Dostupné studentům předmětu z: <https://courseware.zcu.cz>
- [13] BARTOŠ, Václav. *Teorie elektrických strojů*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2009. ISBN 978-80-7043-509-0

## Přílohy

### Příloha 1 BH charakteristika plechů M330-50A

B [T]	H [Am <sup>-1</sup> ]
0,35	215
0,40	230
0,45	250
0,50	266
0,55	290
0,60	320
0,65	340
0,70	360
0,75	390
0,80	420
0,85	450
0,90	500
0,95	540
1,00	600
1,05	660
1,10	770
1,15	910
1,20	1100
1,25	1700
1,30	2400
1,35	3620
1,40	4600
1,45	4840
1,50	5590
1,55	7400
1,60	8600
1,65	10100
1,70	12500
1,75	17000
1,80	20200
1,85	22900
1,90	27800
1,95	34585
2,00	39620
2,05	47965
2,10	57730
2,15	69085
2,20	82210
2,25	97253
2,30	110426
2,35	129909
2,40	151902
2,45	176695
2,50	204688
2,55	236281

**Příloha 2 Schéma zapojení vinutí**



**Příloha 3 Výpočet skutečných indukci a intenzit v zubu statoru a rotoru**

```

clc
clear all

k_Fe = 0.97;
mi_0 = pi*4e-7;

%-----ZADANI-----
% Vypocet skutečných indukci a intenzit v zubech statoru a rotoru pro
všechny uvazovane body najednou

% Zadavat pouze hodnoty S a R (pro dany motor)
S = 2.11;      % zdánlivá indukce zubu statoru u otevreni drazky
R = 2.09;      % zdánlivá indukce zubu rotoru

% rozmery drazky a zubu, cinitel odlehčení na danem prumeru
b_d = [10.3, 11.61, 10.3, 10.3, 10.3, 8.5, 7.15, 5.8, 2.75];
b_z = [6.71, 5.73, 7.24, 8.86, 10.47, 5.75, 5.75, 5.75, 11.61];
k_d = b_d./(k_Fe.*b_z);

% zdanliva indukce na danem prumeru
B_z_cark = [S, S*b_z(1)/b_z(2), S*b_z(1)/b_z(3), S*b_z(1)/b_z(4),
S*b_z(1)/b_z(5), R, R, R, R*b_z(6)/b_z(9)];
%-----

A = [0.30 200.00
0.35 215.00
... %BH charka

B = A(:,1)';      % indukce, radkovy vektor
H = A(:,2)';      % intenzita, radkovy vektor

% Prolozeni body BH charky primkami o obecnem predpisu H = kB + q
pocet = length(B);
k = zeros(1, pocet - 1); %primek bude o jednu méně, nez bodu
q = zeros(1, pocet - 1);

% vypocet koeficientu primek spojujicich jednotlivé body
for a = 1: (pocet - 1)
    k(a) = (B(a+1) - B(a))./(H(a+1) - H(a));
    q(a) = B(a) - k(a).*H(a);
end

% Navzorkovani indukce s presnosti 2 des. mista
B_vzork = (B(1): 0.01: B(pocet));
pocet_vzork = length(B_vzork);
H_vzork = zeros(1, pocet_vzork); %priprava vektoru navzorkovane intenzity

% vyplneni vektoru H_vzork
c = 1;
for a = 1: (pocet - 1)      % prochazeni intervalu mezi jedn. body
    for b = c: (c + (pocet_vzork-1)/(pocet-1)) % navzorkovane hodnoty v...
        H_vzork(b) = (B_vzork(b) - q(a))./k(a); % jedn. intervalech a...
    end % vypocet podle B = k*H + q
    c = c + (pocet_vzork-1)/(pocet-1); % posun c na dalsi prolozenou primku
end

% Nyni navzorkovana BH charka

```

```
% nutno najít průsečík BH charky a primky dane cinitelem odlehčení
hledani_nuly = zeros(1, pocet_vzork);

% rovnice pro hledání skutečné indukce v zubu, všechny členy na jedné
% straně - postupně dosazují B, H - hledám hodnotu nejbližší nule

B_hledane = zeros(length(B_z_cark),1);
H_hledane = zeros(length(B_z_cark),1);

% hodnoty na každém průměru
for d = 1: length(B_z_cark)
    for b = 1: pocet_vzork
        hledani_nuly(b) = abs(B_z_cark(d) - B_vzork(b) -
            k_d(d)*mi_0*H_vzork(b));
    end

    [minimum, index_min] = min(hledani_nuly);

    B_hledane(d) = B_vzork(index_min);
    H_hledane(d) = H_vzork(index_min);
end
```

**Příloha 4 Výpočet činitele elektromotorické síly  $k_E$** 

```
clc
clear all

%-----Zadani-----
U_1n = 420 / sqrt(3);
I_1n = 401;
R_1 = 0.018050861;
X_1s = 0.055295501;
cos_fi = 0.9045;
%-----

%prepocet do p.u.
Z_n = U_1n / I_1n;
r_1 = R_1 / Z_n;
x_1s = X_1s / Z_n;
u_n = 1; %konec vektoru zobrazujiciho u_n, vlozen do realne osy

fi = acos(cos_fi);
i_1n = 1*exp(-j*fi);
u_r_1 = r_1 * i_1n;
u_x_1s = j * x_1s * i_1n;
u_i = u_n - u_r_1 - u_x_1s;
k_E = abs(u_i);
```

**Příloha 5 Výpočet jmenovitého skluzu, otáček a momentu**

```

clc
clear all

%-----Zadani-----
% pouzivat jiz prepoctene hodnoty
R_1 = 0.018050861;
R_2 = 0.009987678;
X_mi = 1.901859943;
X_1s = 0.055295501;
X_2s = 0.043533477;
R_Fe = 16.20549561;

f_s = 50;
p = 2;
m1 = 3;
w = 2*pi*f_s;
U = 420/sqrt(3);
Pn = 240000;
% -----

Z_1h = 1i*X_mi*R_Fe/(R_Fe + 1i*X_mi);
c1_komplex = 1 + (R_1 + 1i*X_1s)/Z_1h;
c1 = abs(c1_komplex);
X_s = X_1s + c1*X_2s;

pocet = 100000;
s = 1/(pocet):1/(pocet):1; %aby se nedelilo nulou
M = zeros(1, pocet);
P = zeros(1, pocet);

M = p.*m1./w.*R_2./s.*U.^2./((R_1 + c1.*R_2./s).^2 + X_s.^2);

w_mech = 2.*pi.*f_s./p.*(1-s);
P = M.*w_mech;
[M_max, index_Mmax] = max(M); %nalezeni max momentu
rozdilP = zeros(1, index_Mmax);
rozdilP = abs(Pn - P(1:index_Mmax)); %hledani pouze ve stabilni casti
[minimum, index_Pn] = min(rozdilP); %prvek, ktery se nejvice blizi Pn
s_n = s(index_Pn);
n_n = 60*f_s/p*(1-s_n);
M_n = M(index_Pn);

```



## Příloha 6 Výstupy z výpočtového programu pro různou délku paketu a frekvenci

$l_{Fe}$ [m]	$f_z$ [Hz]	$P_2$ [kW]	$I_l$ [kW]	$\eta$ [%]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]	$B_\delta$ [T]	$M$ [Nm]
0,14	154	222	396,4	87,50	31,72	8,11	22,91	0,803	464,2
0,29	76	237	397,1	90,82	23,96	10,87	12,65	0,800	1008,1
0,44	50	240	396,7	91,28	22,94	13,58	8,87	0,803	1551,7
0,59	37	240	396,2	90,99	23,76	16,27	6,91	0,808	2114,3
0,74	30	241	397,0	90,43	25,49	19,15	5,67	0,792	2630,3
0,89	24	238	396,7	89,66	27,45	21,76	4,88	0,819	3260,5
	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{ls}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0\delta}$ [A]	$I_0$ [A]
0,14	0,008	0,101	$4,23 \cdot 10^{-05}$	0,00047	2,03	6,4	103,5	33,8	108,9
0,29	0,010	0,072	$5,77 \cdot 10^{-05}$	0,00039	2,01	12,1	106,8	27,6	110,3
0,44	0,012	0,062	$7,31 \cdot 10^{-05}$	0,00037	1,98	17,3	108,2	25,7	111,2
0,59	0,015	0,057	$8,84 \cdot 10^{-05}$	0,00035	1,94	22,2	109,2	24,9	112,0
0,74	0,017	0,055	$10,38 \cdot 10^{-05}$	0,00037	2,04	26,9	103,4	23,9	106,2
0,89	0,019	0,051	$11,92 \cdot 10^{-05}$	0,00033	1,86	31,1	110,9	24,3	113,5

**Příloha 7 Výstupy z výpočtového programu pro změnu obsahu drážky a vlastní ventilaci**

$N_l$	$I_l$ [A]	$P_2$ [kW]	$l_{Fe}$ [m]	$\eta$ [%]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]	$B_\delta$ [T]	$M$ [Nm]
96	71,2	39	0,105	86,9	5,87	3,81	1,91	0,804	255,9
80	87,8	49	0,128	87,9	6,73	4,19	2,38	0,801	320,6
64	114,2	65	0,162	88,9	8,11	4,83	3,08	0,801	424,0
48	143,6	82	0,219	89,6	9,48	4,92	4,31	0,802	532,0
40	176,8	102	0,264	90,2	11,13	5,55	5,28	0,803	660,8
32	226,5	132	0,332	90,7	13,54	6,45	6,73	0,803	854,0
24	288,0	167	0,445	90,9	16,79	7,05	9,19	0,804	1077,5
20	354,1	207	0,536	91,2	20,05	8,21	11,12	0,803	1335,0
16	453,5	267	0,672	91,4	25,00	9,89	14,02	0,803	1721,0
12	576,1	336	0,900	91,2	32,26	11,31	18,91	0,803	2162,3
8	906,2	533	1,353	91,3	50,94	16,74	28,62	0,803	3429,2
	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{ls}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0c}$ [A]	$I_0$ [A]
96	0,111	0,474	$3,87 \cdot 10^{-05}$	0,00013	8,20	71,2	24,6	25,9	35,7
80	0,079	0,354	$4,11 \cdot 10^{-05}$	0,00014	6,84	59,0	30,0	25,8	39,6
64	0,054	0,251	$4,46 \cdot 10^{-05}$	0,00017	5,43	46,8	38,4	25,7	46,2
48	0,035	0,163	$5,04 \cdot 10^{-05}$	0,00021	4,03	34,7	53,1	25,7	58,9
40	0,026	0,126	$5,50 \cdot 10^{-05}$	0,00024	3,33	28,7	64,7	25,7	69,6
32	0,018	0,092	$6,20 \cdot 10^{-05}$	0,00029	2,65	22,9	82,1	25,6	86,0
24	0,012	0,063	$7,36 \cdot 10^{-05}$	0,00037	1,97	17,0	111,9	25,7	114,8
20	0,009	0,050	$8,29 \cdot 10^{-05}$	0,00044	1,64	14,2	134,9	25,6	137,3
16	0,007	0,038	$9,68 \cdot 10^{-05}$	0,00053	1,31	11,3	169,7	25,6	171,6
12	0,005	0,027	$12,02 \cdot 10^{-05}$	0,00070	0,98	8,5	228,2	25,6	229,6
8	0,003	0,017	$16,66 \cdot 10^{-05}$	0,00102	0,65	5,6	344,8	25,6	345,7

## Příloha 8 Parametry členů cize ventilované řady

$N_l$	vodič		nad sebou ve vrstvě	nad sebou pro 1 závit cívky	paralelních větví $a$	$I_l$ [A]	$f_z$ [Hz]	$P_2$ [kW]	$I_{Fe}$ [m]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]
	šířka [mm]	výška [mm]										
48	4,3	1,56	6	2	1	200,6	50	118	0,22	14,10	9,92	3,98
32	4,3	2,46	4	2	1	294,8	50	177	0,33	17,94	11,17	6,45
24	4,3	1,56	6	2	2	390,7	50	236	0,44	22,65	13,30	8,87
20	4,3	1,92	5	1	4	485,1	48	295	0,55	27,22	16,13	10,41
16	4,3	2,46	4	2	2	582,7	50	354	0,66	31,36	16,51	13,82
	$\eta$ [%]	$B_\delta$ [T]	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{l,s}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2,s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0c}$ [A]	$I_0$ [A]	M [Nm]
48	89,33	0,798	0,035	0,161	$5,05 \cdot 10^{-05}$	0,00021	4,07	36,5	50,2	25,6	56,4	788,6
32	90,80	0,797	0,018	0,092	$6,18 \cdot 10^{-05}$	0,00029	2,70	23,5	78,4	25,6	82,5	1152,0
24	91,24	0,803	0,012	0,063	$7,31 \cdot 10^{-05}$	0,00037	1,98	17,3	108,1	25,7	111,1	1531,6
20	91,55	0,805	0,009	0,050	$8,23 \cdot 10^{-05}$	0,00043	1,65	14,4	131,5	25,6	134,0	1994,1
16	91,86	0,810	0,007	0,038	$9,61 \cdot 10^{-05}$	0,00053	1,31	11,5	169,8	25,9	171,8	2291,0

## Příloha 9 Parametry členů řady s vlastní ventilací

$N_j$	vodič		nad sebou ve vrstvě	nad sebou pro 1 závit cívky	paralelních větví $a$	$I_l$ [A]	$f_z$ [Hz]	$P_2$ [kW]	$I_{Fe}$ [m]	$\Delta P$ [kW]	$\Delta P_j$ [kW]	$\Delta P_{Fe}$ [kW]
	šířka [mm]	výška [mm]										
48	4,3	1,56	6	2	1	144,8	50	83	0,22	9,56	5,03	4,29
32	4,3	2,46	4	2	1	217,0	50	125	0,33	13,03	5,85	6,81
24	4,3	1,56	6	2	2	287,1	51	167	0,44	16,8	6,98	9,28
20	4,3	1,92	5	1	4	354,5	49	208	0,55	19,97	8,38	10,87
16	4,3	2,46	4	2	2	431,2	51	251	0,66	21,18	8,77	14,32
	$\eta$ [%]	$B_\delta$ [T]	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$X_{l,s}$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$X_{2,s}$ [ $\Omega$ ]	$X_\mu$ [ $\Omega$ ]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$I_\mu$ [A]	$I_{0c}$ [A]	$I_0$ [A]	M [Nm]
48	89,67	0,798	0,035	0,164	$5,05 \cdot 10^{-05}$	0,00021	4,08	34,8	52,5	25,5	58,4	538,6
32	90,56	0,809	0,018	0,092	$6,18 \cdot 10^{-05}$	0,00029	2,60	22,7	83,9	25,8	87,8	808,0
24	90,86	0,797	0,012	0,064	$7,31 \cdot 10^{-05}$	0,00038	2,02	16,9	109,7	25,5	112,6	1056,3
20	91,24	0,799	0,010	0,050	$8,43 \cdot 10^{-05}$	0,00044	1,67	14,5	133,0	25,4	135,4	1369,2
16	91,21	0,803	0,007	0,038	$9,56 \cdot 10^{-05}$	0,00054	0,31	11,1	170,3	25,7	172,2	1584,7