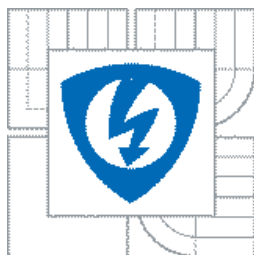


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A  
ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING

# VYSOKOMOMENTOVÉ ELEKTROMOTORY PRO POHONY NEZÁVISLÉ TRAKCE V OBORU MANIPULAČNÍ TECHNIKY

HIGH-TORQUE MOTORS FOR BATTERY OPERATED MATERIAL HANDLING TRUCKS

DIZERTAČNÍ PRÁCE  
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Ing. Jan Höll

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Doc. Dr. Ing. Hana Kuchyňková

BRNO 2010

## Abstrakt

S rozvojem výkonové elektroniky i vysokoenergetických magnetů došlo k rozšíření synchronních strojů buzených permanentními magnety i do aplikací, kde je vyžadována plynulejší a náročnější regulace. Díky velké hustotě momentu, které mohou stroje buzené permanentními magnety dosáhnout, se začaly synchronní stroje uplatňovat i v přímých pohonech. Jednou z oblastí, ve které by se mohly přímé pohony uplatnit, je manipulační technika, kde je v současnosti většina pohonů pojezdu řešena pomocí asynchronního motoru, který je přes převodovku s pevným převodovým poměrem spojen s poháněným kolem.

Navrhnout motor pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku bylo i cílem této dizertační práce. Motor přímého pohonu je umístěn přímo v pojezdovém kole, a proto se jako vhodnější jeví provedení s vnějším rotorem. Na základě studia i ověřovacích výpočtů byly nakonec vybrány pro přímý pohon dva typy motorů – synchronní motor s permanentními magnety na rotoru a motor s transversálním tokem. Oba typy motorů jsou v této práci podrobně popsány.

Pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku byly následně navrženy motory v obou provedeních, které byly podrobně optimalizovány pomocí numerického programu využívajícího metodu konečných prvků. Podle návrhu byly oba motory vyrobeny, správnost návrhu byla následně ověřena laboratorním měřením.

Synchronní motor s permanentními magnety na rotoru vykazuje lepší elektromagnetické vlastnosti a vyznačuje se jednodušší výrobou, proto se jeví pro tuto aplikaci jako vhodnější. Oproti tomu u motoru s transversálním tokem se dá při stejném objemu stroje ušetřit podstatnou část aktivních materiálů. Přínosem této práce jsou zejména výsledky podrobné optimalizace obou strojů i jejich vzájemné porovnání.

## **Abstract**

The recent development of the power electronic and high-energy permanent magnets enables developing synchronous machines excited by permanent magnets, that are able to meet very gradual and exact control demands. Due to high torque density, that permanent magnet machines reach, the synchronous motors may be used even in direct (gearless) drives. One of the branches, in which direct drives can be used, is material handling. The most propelling drives in this branch consist of induction motor, simple gearbox with invariable gear ratio mounted to the drive wheel.

Main aim of this thesis is designing the direct drive motor for low-lift truck. Motor is built-in the driven wheel, therefore outer rotor design appears to be more suitable. Two types of motors – permanent magnet synchronous motor and transverse flux motor have been chosen on the basis of technical paper study, many years lasting experience and verification computations. Both motor types are described in great details in this thesis.

Both synchronous motor with PM and transverse flux motor have been designed for direct drive of the given low-lift truck. The proposals of both motors have been optimized by means of finite element method. Based on these design optimizing computations, both motors have been designed, produced and design accuracy has been verified by laboratory testing.

Synchronous motor with PM achieves better electromagnetic parameters and its production is also simpler, therefore this motor is more suitable for this application. The solution with transverse flux motor may save substantial amount of active materials. Results of the detailed optimization and comparison of both motor types are the main benefits of this thesis.

## **Klíčová slova**

přímý pohon; synchronní motor s permanentními magnety; motor s transversálním tokem; vnější rotor; optimalizace magnetického obvodu; porovnání SMPM a TFM

## **Keywords**

direct drive; synchronous motor with permanent magnets; transverse flux motor; outer rotor; optimization of the magnetic circuit; comparison of the SMPM and TFM

## **Bibliografická citace**

HÖLL, J. *Vysokomomentové elektromotory pro pohony nezávislé trakce v oboru manipulační techniky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 108 s. Vedoucí dizertační práce doc. Dr. Ing. Hana Kuchyňková.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Vysokomomentové elektromotory pro pohony nezávislé trakce v oboru manipulační techniky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne ..... Podpis autora .....

## **Poděkování**

Na tomto místě bych rád poděkoval všem, kteří mně svými radami přispěli k vypracování této práce. Především však mé školitelce Doc. Dr. Ing. Haně Kuchyňkové, pod jejímž dohledem tato práce vznikla, a také Doc. Ing. Čestmíru Ondruškovi, CSc. za jeho cenné rady a připomínky.

# Obsah

<b>1. ÚVOD.....</b>	<b>9</b>
<b>2. FORMULACE PROBLÉMŮ A CÍLŮ JEHO ŘEŠENÍ .....</b>	<b>11</b>
<b>3. DOSAVADNÍ VÝVOJ V OBLASTI SYNCHRONNÍCH MOTORŮ S PM NA ROTORU .....</b>	<b>12</b>
3.1. SMPM S RADIÁLNÍM TOKEM .....	13
3.2. SMPM S AXIÁLNÍM TOKEM .....	17
3.3. MOTORY S TRANSVERSÁLNÍM TOKEM.....	18
<b>4. PŘÍMÝ POHON NÍZKOZDVIŽNÉHO VOZÍKU .....</b>	<b>22</b>
<b>5. SMPM S RADIÁLNÍM TOKEM.....</b>	<b>26</b>
5.1. VINUTÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PM.....	30
5.1.1. <i>Jednovrstvé zlomkové vinutí .....</i>	<i>32</i>
5.1.2. <i>Dvouvrstvé zlomkové vinutí .....</i>	<i>34</i>
5.2. NÁVRH A OPTIMALIZACE MOTORU .....	38
5.2.1. <i>Volba počtu drážek .....</i>	<i>38</i>
5.2.2. <i>Volba vhodného počtu pólů .....</i>	<i>41</i>
5.2.3. <i>Optimalizace magnetického obvodu .....</i>	<i>44</i>
5.2.4. <i>Pracovní oblast 34-pólového motoru .....</i>	<i>52</i>
5.3. PROTOTYP 34-PÓLOVÉHO MOTORU .....	54
5.4. LABORATORNÍ MĚŘENÍ 34-PÓLOVÉHO MOTORU.....	55
5.5. POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ S VÝPOČTEM .....	59
5.6. ZHODNOCENÍ NÁVRHU 34-PÓLOVÉHO SMPM .....	62
<b>6. MOTORY S TRANSVERSÁLNÍM TOKEM .....</b>	<b>63</b>
6.1. TFM S MAGNETY NA POVRCHU NA ROTORU .....	64
6.1.1. <i>Stavba TFM s magnety na povrchu rotoru .....</i>	<i>66</i>
6.2. NÁVRH A OPTIMALIZACE TFM S MAGNETY NA POVRCHU ROTORU .....	68
6.2.1. <i>Volba vhodného počtu pólů .....</i>	<i>68</i>

6.2.2.	<i>Optimalizace magnetického obvodu .....</i>	<i>73</i>
6.2.3.	<i>Vypočtené parametry navrženého TFM.....</i>	<i>77</i>
6.3.	TFM S KONCENTRACÍ TOKU .....	82
6.3.1.	<i>Návrh a optimalizace TFM s koncentrací toku.....</i>	<i>84</i>
6.4.	PROTOTYP TFM S MAGNETY NA POVRCHU ROTORU .....	88
6.5.	LABORATORNÍ MĚŘENÍ TFM .....	89
6.6.	POROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH A VYPOČTENÝCH HODNOT TFM.....	92
6.7.	ZHODNOCENÍ NÁVRHŮ MOTORŮ S TRANSVERSÁLNÍM TOKEM .....	94
<b>7.</b>	<b>POROVNÁNÍ SMPM A TFM S MAGNETY NA POVRCHU ROTORU ..</b>	<b>96</b>
<b>8.</b>	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>101</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ .....</b>	<b>102</b>
	<b>LITERATURA.....</b>	<b>106</b>
	PUBLIKACE AUTORA SOUVISEJÍCÍ S DIZERTAČNÍ PRACÍ .....	108
	<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>109</b>
	PŘÍLOHA A – FÁZOROVÉ DIAGRAMY ZLOMKOVÝCH VINUTÍ .....	110
	PŘÍLOHA B – SCHÉMATA ZAPOJENÍ ZLOMKOVÝCH VINUTÍ.....	112
	PŘÍLOHA C – VÝSLEDKY MĚŘENÍ 34-PÓLOVÉHO SMPM.....	113
	PŘÍLOHA D – VÝSLEDKY MĚŘENÍ 36-PÓLOVÉHO TFM .....	119



## 1. Úvod

V posledních desetiletích s rozvojem výkonové elektroniky a vysokoenergetických permanentních magnetů došlo k velkému rozšíření střídavých elektrických strojů do aplikací vyžadující plynulejší a náročnější regulaci. Tento trend se projevil i u motorů určených pro nezávislou trakci. Oblast nezávislé trakce, do které spadají motory od výkonu několika set wattů určených pro pohon jízdních kol až po motory o výkonu v řádech set kilowattů určených pro pohon dieselelektrických kolejových vozidel, je velmi rozsáhlá a postihnout celou oblast by bylo velmi náročné.

Oblast nezávislé trakce lze rozdělit na tři velké skupiny, které se liší primárním zdrojem energie. První možností napájení trakčních motorů je pomocí elektrické energie vyrobené nejčastěji střídavým generátorem, který je poháněn spalovacím motorem. Druhou možností je napájení trakčních motorů pomocí výkonných trakčních baterií. Třetí možností je potom kombinace obou provedení, kdy spalovací motor neslouží jen jako mechanický zdroj pro výrobu elektrické energie, ale současně i jako zdroj pohybu daného stroje. V tomto případě musí být zařízení vybaveno i bateriemi s dostatečnou kapacitou. Za velkým rozvojem těchto pohonů, které se obvykle nazývají „hybridní“, stojí zejména automobilový průmysl, který v těchto pohonech vidí jednu z možností, jak snížit spotřebu pohonných hmot, provozních nákladů i množství výfukových emisí.

Bateriové napájení se používá zejména pro pohony nižších výkonů (nejčastěji do 5 kW), kde jsou kladeny velké nároky na ekologický provoz daných strojů. Největší objem výroby v této oblasti představuje manipulační technika, menší část připadá na různé koncepty plně elektrických vozidel (skútry, jízdní kola, invalidní vozíky, automobily,...). Tato dizertační práce se výhradně zabývá bateriově napájenými trakčními motory pro pohony pojezdu v manipulační technice.

V manipulační technice se dříve používaly výhradně stejnosměrné motory. Výhodou stejnosměrných motorů byla hlavně jednoduchá regulace otáček a momentu motoru pomocí napětí na kotvě motoru, případně u motorů s cizím buzením i pomocí napětí na budícím vinutí. Pro pohony pojezdu se po dlouhou dobu úspěšně používaly hlavně stejnosměrné motory se sériovým buzením, které byly přes mechanickou převodovku spojeny s poháněným kolem. Momentová charakteristika těchto motorů

splňuje nejlépe požadavky na vysoký záběrný moment při zachování dostatečně velkého rozsahu otáček.

S rozvojem výkonové elektroniky a se stále se zvyšujícími ekonomickými požadavky na elektrické stroje byly ve většině aplikací stejnosměrné motory postupně nahrazovány motory asynchronními, které dosahují vyšší účinnosti i vyšší hustoty momentu. Nespornou výhodou je i jednodušší a levnější výroba těchto motorů i jejich vyšší spolehlivost. Asynchronní motory navíc lehce vyhoví požadavkům na bezúdržbový provoz, který byl pro stejnosměrné motory díky sběracímu ústrojí nedosažitelný. Plynulá regulace otáček u asynchronních motorů je zajištěna napájením z výkonových měničů pomocí změny frekvence statorových proudů.

S nástupem nové generace pohonů začali výrobci manipulační techniky velmi ostře sledovat hluk vytvářený pohonem pojezdu. Tento hluk vytváří poháněné kolo, převodovka i motor pojezdu. Nejvýznamnějším zdrojem mechanického hluku je převodovka, která z bezpečnostních důvodů musí být řešena výhradně s ozubenými koly. Různým tvarováním a přesnějším opracováním zubů lze tento hluk částečně omezit, ale úplně potlačit jej nelze. Úplné odstranění tohoto hluku lze dosáhnout pouze vyřazením převodovky a použitím pohonu přímého, bezpřevodového.

U přímých pohonů jsou kladeny větší momentové nároky na trakční motory a proto jsou pro tyto aplikace vhodné zejména synchronní motory buzené vysokoenergetickými permanentními magnety. Tyto motory se vyznačují vysokou dosažitelnou hustotou momentu a vysokou účinností.

Tato dizertační práce popisuje a hodnotí některé vhodné i méně vhodné typy synchronních motorů buzených permanentními magnety, které by mohly být použity pro přímý pohon ve vybrané aplikaci manipulační techniky. Podrobněji jsou popsány vlastnosti i návrh a optimalizace synchronního motoru s radiálním a transversálním tokem. U obou motorů byly postaveny funkční vzorky, na kterých byly ověřeny teoreticky zjištěné vlastnosti. Vyrobený funkční vzorek motoru s transversálním tokem je vůbec první takový motor vyrobený v České republice a i jeden z prvních motorů v celém světě vyrobených mimo akademickou půdu.

Tato dizertační práce vznikla s podporou grantového projektu Ministerstva průmyslu a obchodu FT – TA3/120.

## 2. Formulace problémů a cílů jeho řešení

V oblasti manipulační techniky je v poslední době většina nových pohonů pojezdu řešena pomocí asynchronního motoru, který je mechanickou převodovkou s pevným převodovým poměrem připojen na poháněné kolo. V této oblasti, kde momentové a rychlostní požadavky na pohony pojezdu nejsou tak velké, by mohlo být toto řešení nahrazeno pohonem přímým bezpřevodovým. Náhradou asynchronního motoru s převodovkou přímým pohonem se zvýší momentové požadavky na trakční motor, důsledkem toho je zvětšení objemu motoru. Pro přímé pohony je nutné použít motory, které se vyznačují dosažitelnou vysokou hustotou momentu na jednotku objemu, vysokou momentovou přetížitelností i vysokou účinností. Tyto vlastnosti jsou charakteristické zejména pro synchronní motory buzené permanentními magnety na rotoru.

Problém byl proto formulován takto:

*Navrhnout vysokomomentový motor přímého pohonu pojezdu pro aplikaci v oblasti manipulační techniky*

Postupné kroky, které povedou k vyřešení problému, se dají definovat v následujících bodech:

- Analyzovat současný stav v oblasti vysokomomentových motorů
- Vybrat vhodná řešení, která by mohla být použita pro přímý pohon pojezdu
- Navrhnout a optimalizovat motor přímého pohonu tak, aby mohl být náhradou současného řešení
- Teoreticky zjištěné předpoklady ověřit při měření na konkrétním stroji

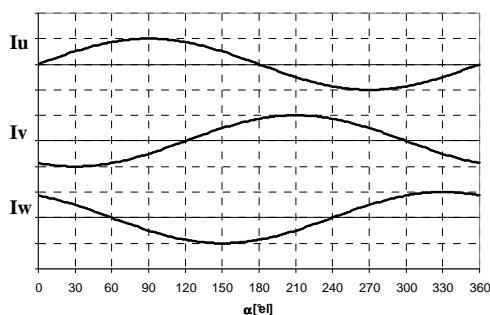
### 3. Dosavadní vývoj v oblasti synchronních motorů s PM na rotoru

Historie synchronních motorů s PM na rotoru je poměrně krátká, první články týkající se této tematiky se začaly objevovat až v 70-tých letech minulého století. Za jednu z prvních ucelených prací týkající se synchronních motorů s PM na rotoru lze považovat dizertační práci Dr. Weschty z roku 1983 [3]. Od té doby došlo k významnému rozvoji výzkumu v této oblasti elektrických strojů a v současné době je možné najít nespočet prací zabývajících se synchronními motory s PM. Jako velmi zdařilé práce lze hodnotit knihy [4] a [5], které se zabývají obecnou teorií a návrhem synchronních a elektronicky komutovaných motorů s PM.

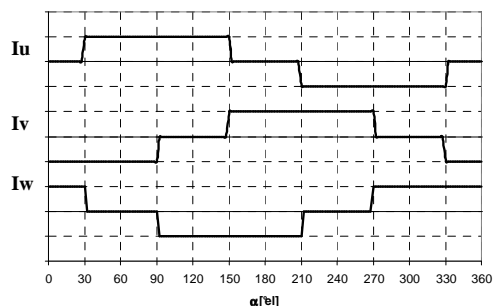
Podle způsobu napájení se dají synchronní motory s PM rozdělit na dvě skupiny:

- synchronní motory s PM na rotoru (SMPM)
- elektronicky komutované motory (BLDC)

SMPM a BLDC motory se od sebe liší pouze způsobem napájení a řízení. Synchronní motory jsou napájeny sinusovým proudem, zatímco BLDC motory jsou napájeny obdélníkovým proudem. Průběh napájecích proudů je znázorněn na obrázcích 3.1 a 3.2.



Obr. 3.1 Průběh proudů pro sinusové napájení

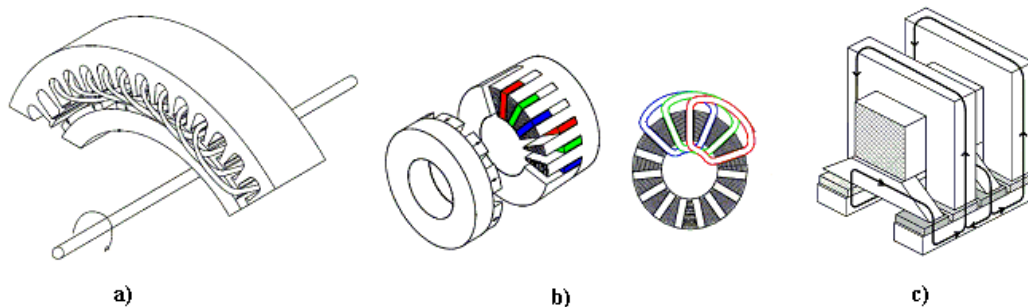


Obr. 3.2 Průběh proudů pro obdélníkové napájení

Motory napájené sinusovým proudem dosahují vyšší hustoty momentu a vyšší účinnosti než motory napájené obdélníkovým proudem [A1]. Motory s magnety na povrchu rotoru napájené sinusovým proudem vytvářejí maximální moment, když jsou

řízeny v příčné ose (osa magnetického napětí – MMN – vinutí statoru je elektricky kolmá na osu MMN rotorových pólů). Z tohoto důvodu musí být SMPM vybaveny přesným snímačem polohy, který tuto regulaci umožní. Naproti tomu BLDC motory potřebují pro svou regulaci pouze tři Hallovy sondy, které zajistí správné spínání statorových proudů. Díky nižším nákladům na řízení se BLDC motory používají hlavně v momentově méně náročných aplikacích nevyžadující přesnou regulaci polohy. Naopak SMPM se používají hlavně v aplikacích, ve kterých výhody přesného polohového řízení a vyšší dosažitelné hustoty momentu předčí vyšší náklady na řízení motoru. Synchronní motory se zapuštěnými magnety v rotoru je možné řídit i bez snímače polohy [6]. Tyto metody využívají pro určení přesné polohy při nízkých otáčkách rozdílných hodnot indukčnosti v příčné a podélné ose. Synchronní motory lze podle směru magnetického toku motoru rozdělit na několik základních typů:

- motory s radiálním tokem
- motory s axiálním tokem
- motory s transversálním tokem

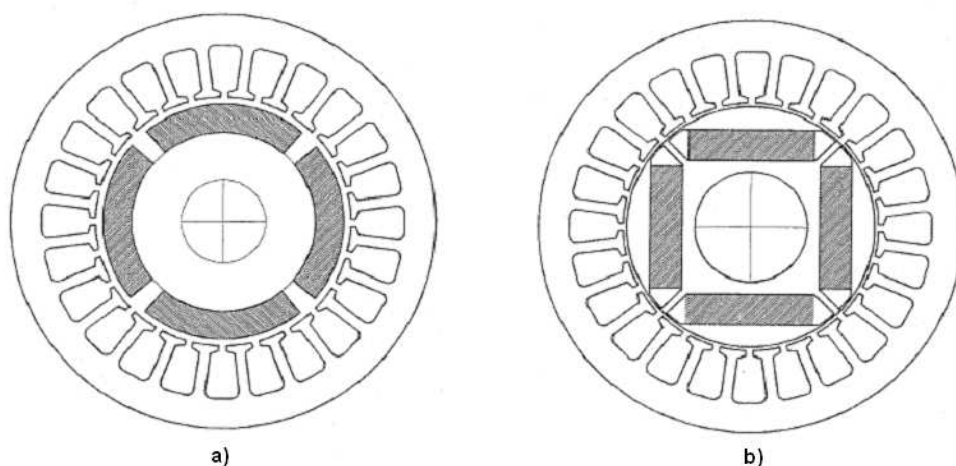


**Obr. 3.3 Motory s a) radiálním tokem b) axiálním tokem  
c) transversálním tokem**

### **3.1. SMPM s radiálním tokem**

Nejvíce používané jsou motory s radiálním tokem. Výhodou těchto motorů oproti zbylým dvou typům je výrazně jednodušší výroba celého motoru. Stator motoru je vyroben z izolovaných plechů, v jejichž drážkách je umístěno nejčastěji třífázové vinutí zapojené do hvězdy. Na rotoru, který může být jak z plechů tak z plného materiálu, jsou

umístěny permanentní magnety. Magnety mohou být nalepeny přímo na povrchu motoru nebo být vloženy do tělesa rotoru (obr. 3.4).

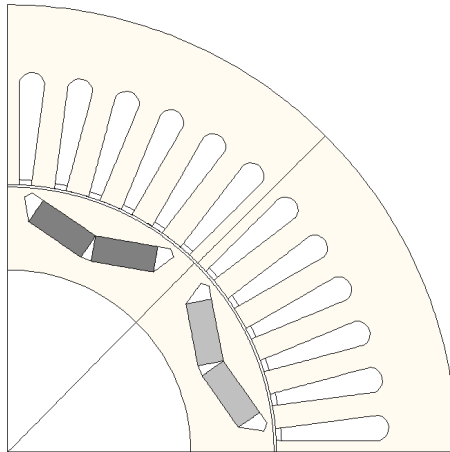


**Obr. 3.4 SMPM a) s magnety na povrchu b) s magnety v tělese rotoru**

K velkému rozvoji vysokomomentových motorů došlo hlavně v posledních letech díky zvýšeným požadavkům na ekologický provoz zejména v automobilové dopravě. V současné době již téměř každá významná automobilka představila automobil s hybridním pohonem (Toyota, Honda, Mitsubishi ...). Ve vývoji hybridních pohonů je zatím nejdál automobilka Toyota, která uvedla na trh první verzi hybridního automobilu již v roce 1997. Hybridní pohon Toyoty Prius [7] se skládá z 57kW zážehového motoru, 50kW elektrického SMPM a generátoru s PM pro výrobu elektrické energie. Řez tímto motorem je na obrázku 3.5, základní údaje jsou v tabulce 3.1.

**Tabulka 3.1. Základní údaje o SMPM motoru Toyoty Prius**

Průměr statoru	270 mm
Délka svazku	84 mm
Počet pólů	8
Napětí baterie	272 V
Výkon motoru	50 kW
Rozsah otáček	0 – 5200 min <sup>-1</sup>
Maximální moment	400 Nm
Magnety	Nd-Fe-B



**Obr. 3.5 Řez SMPM motorem Toyota Prius druhé generace**

SMPM má magnety umístěné v tělese rotoru z důvodu velkého rozsahu otáček, ve kterém motor pracuje a tedy nutnosti řídit motor i v oblasti zeslabování magnetického pole buzeného PM. Díky rozdílné hodnotě magnetických reluktancí v d a q-ose lze využít i reluktančního momentu, který je závislý na rozdílu indukčností v d a q-ose. Vztah pro vnitřní moment SMPM motoru:

$$M_d = \frac{3}{2} p [\psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d] \quad (3.1)$$

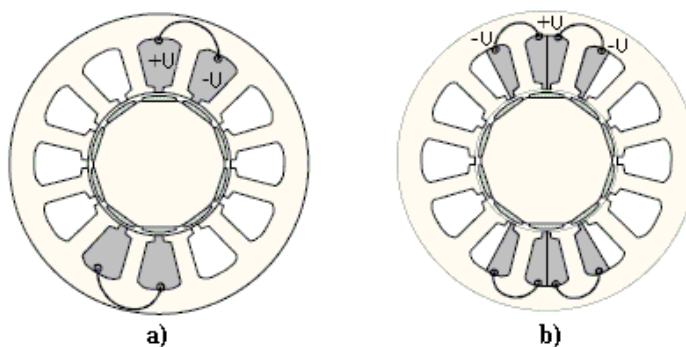
kde  $p$  je počet pólových dvojic,  $\psi_{PM}$  spřažený magnetický tok od PM,  $L_d$  a  $L_q$  indukčnosti v d a q-ose,  $i_d$  a  $i_q$  jsou proudy v d a q-ose

Nevýhodou tohoto provedení motorů s magnety vkládanými do rotoru je větší rozptyl magnetického toku zejména v oblasti kolem magnetů. Tento motor je, jak je u automobilů obvyklé, chlazen kapalinou. Motory pro hybridní automobily jsou ve většině případů řešeny jako šesti nebo osmi pólové motory s klasickým rozloženým vinutím pro omezení spínací frekvence a hlavně vysokých ztrát v železe při vyšších otáčkách.

U motorů určených pro nízké otáčky je vhodné použít více pólové motory s vinutím navinutým kolem každého nebo každého druhého zubu statoru – zlomkovým vinutím. Tento typ zlomkového vinutí má počet drážek na pól a fázi vždy menší než jedna. V dalších částech práce vždy, když se bude mluvit o zlomkovém vinutí, je uvažován pouze tento typ zlomkového vinutí. Výhodou těchto motorů je kratší délka čel vinutí, nižší odpor vinutí a ztráty, které ve vinutí motoru vznikají. Nevýhodou naopak je

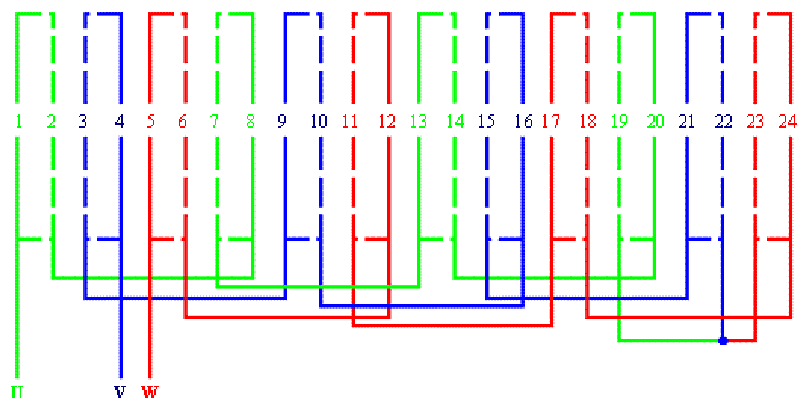
vyšší obsah vyšších harmonických MMN buzených vinutím statoru. Podrobnějším srovnáním SMPM s rozloženým a zlomkovým vinutím se zabývá [8].

Zlomkové vinutí může stejně jako rozložené vinutí být jedno nebo dvouvrstvé. Jednotlivé vrstvy zlomkového vinutí jsou v drážce umístěny vedle sebe (obr. 3.6). Výhodou dvouvrstvého vinutí je kratší délka čel vinutí než u jednovrstvého vinutí a nižší zvlnění momentu, nevýhodou naopak je komplikovanější výroba dvouvrstvého vinutí. Díky jednoduší výrobě se pro sériovou výrobu používá častěji vinutí jednovrstvé.



**Obr. 3.6 Zlomkové vinutí a) jednovrstvé a b) dvouvrstvé**

Motory se zlomkovým vinutím mohou mít různé kombinace počtu drážek a pólů. Vhodné kombinace počtu drážek statoru a počtu pólů jsou uvedeny například v [4, 9, 10, 17, 18].



**Obr. 3.7 Zapojení jednovrstvého vinutí 24 drážek / 20 pólů**

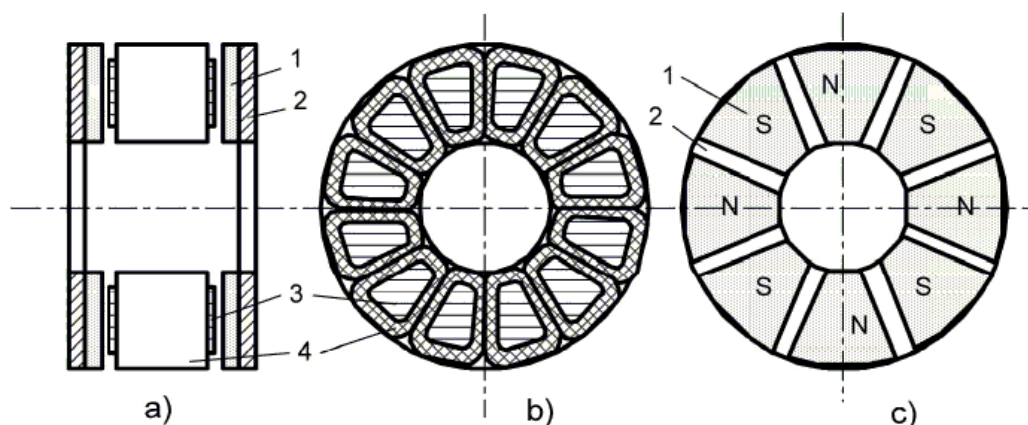
Nejčastěji používanými kombinacemi počtu pólů a drážek jsou kombinace, kde na 3 drážky statoru připadají 2 póly na rotoru, na 6 drážek připadá 5 pólů rotoru a na 12 drážek připadá 11 pólů. U rotačních strojů musí být vždy počet pólů sudý, proto



nejmenší možné použitelné kombinace jsou 12 drážek statoru / 10 pólů motoru, 24 drážek / 22 pólů atd. Pro motory větších průměrů se mohou tato zapojení několikrát opakovat. Schéma vinutí statoru pro kombinaci 24 drážek / 20 pólů je na obrázku 3.7.

### 3.2. SMPM s axiálním tokem

Motory s axiálním tokem (AFPM) se zabývá [11]. Tyto motory mohou mít mnoho různých provedení. Výhodou všech těchto motorů je jejich malá axiální délka, která může být mnohem menší než u motoru s radiálním tokem, proto se tyto motory používají v aplikacích, kde jsou vyžadovány diskové motory s malou axiální délkou (motory v kolech jízdních kol, invalidních vozíků, ...). Nevýhodou naopak je velmi komplikovaná výroba, která neumožňuje uplatnit strojní navíjení a tím i širší využití těchto motorů v praxi. Schematický řez AFPM s oboustranným rotorem je na obrázku 3.8.



**Obr. 3.8 Oboustranný AFPM a) podélný řez b) stator c) rotor**

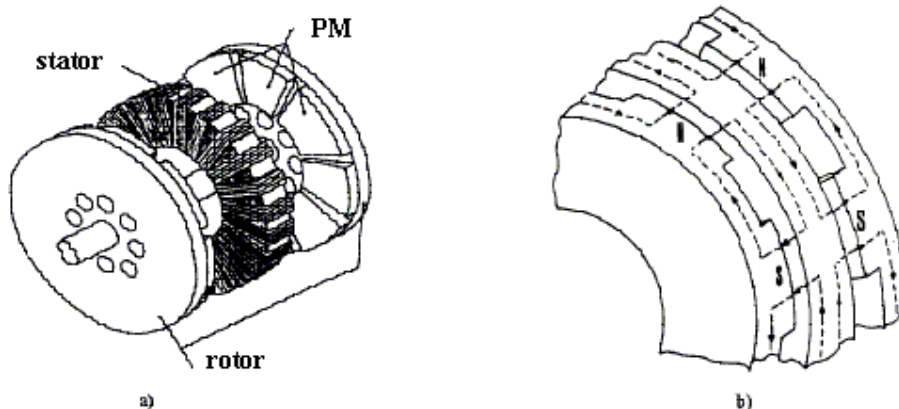
**1 - PM, 2 – jho rotoru, 3 – statorový pól, 4 – vinutí**

Pokud má být AFPM označen za vysokomomentový motor musí být magnetický obvod statoru i rotoru tvořen magnetickým materiálem. Rotor AFPM je nejčastěji vyroben z plného magnetického materiálu, na jehož povrchu jsou nalepeny segmenty PM. Mnohem náročnější je výroba statoru. Pro dosažení vysokého momentu motoru je nutné, aby stator byl vyroben z magnetického materiálu. Z důvodu omezení ztrát v železe je nevhodné stator vyrobít z plného materiálu. Stator je obvykle vyroben z neorientovaných elektromagnetických plechů, na jejichž obou stranách je

v „drážkách“ umístěno nejčastěji třífázové vinutí. Statory motorů na vyšší otáčky bývají vyrobeny z amorfních slitin. Nevýhodou axiálních motorů jsou i poměrně velké axiální síly, které vznikají mezi rotorem a statorem. Tyto síly musí být kompenzovány robustní konstrukcí celého motoru.

Zvláštním případem AFPM je motor, který je v anglické literatuře nejčastěji nazýván jako „TORUS“ [12]. Motor Torus je oboustranný bezdrážkový AFPM, kde vinutí statoru je navinuto přímo na prstenec svinutý z pásků magnetického materiálu (obr. 3.9).

Vinutí motoru je umístěno přímo ve vzduchové mezeře, a proto je nutné volit kompromis mezi objemem vinutí a šířkou vzduchové mezery. Výhodou tohoto provedení je mnohem jednodušší výroba statoru AFPM.

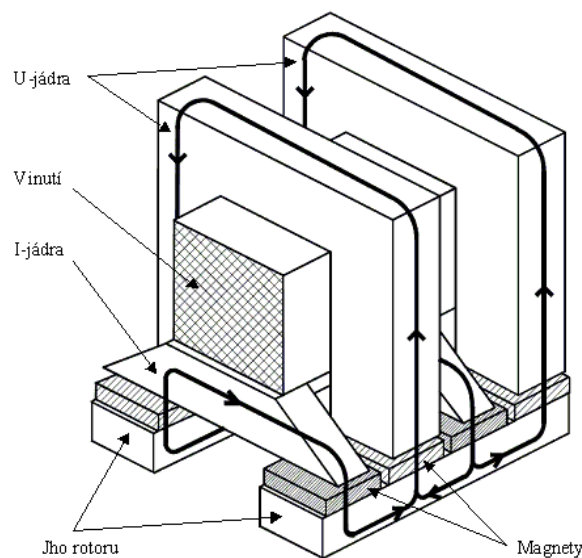


Obr. 3.9 AFPM motor „Torus“ a) konstrukce b) cesta mag. toku

### 3.3. Motory s transversálním tokem

Motory s transversálním tokem (TFM) jsou poměrně novým typem motorů a patří k nejméně používaným. Důvodem je velmi komplikovaná výroba zejména statoru. TFM se zabývá tým spolupracovníků profesora Hennebergra z Technického institutu v Cáchách [13, 14, 30]. V literatuře se objevuje mnoho různých provedení TFM jednostranných, oboustranných, se statorovými díly všech možných tvarů. Většina konstrukcí je shrnuta v [15]. Pro praktické použití se hodí zejména jednostranné TFM,

jejichž případná výroba je nejméně komplikovaná. Schématický obrázek jedné fáze lineárního TFM s magnety na povrchu je na obrázku 3.10.



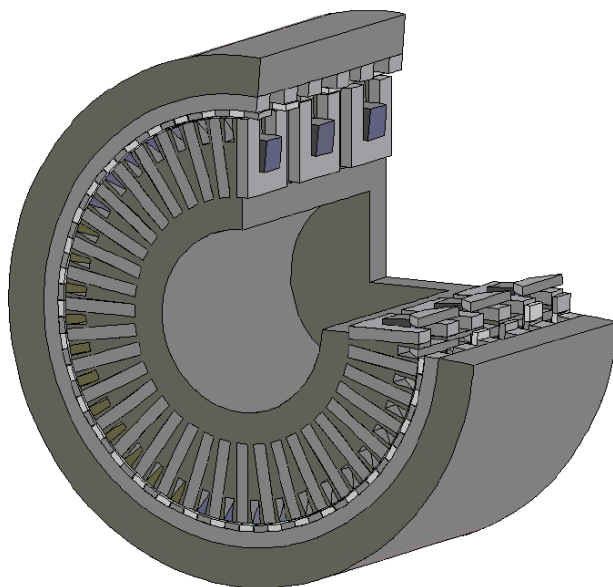
**Obr. 3.10 Lineární TFM s magnety na povrchu**

Stator TFM je tvořen U a I-jádry, která jsou vyrobena z důvodu omezení ztrát v železe z izolovaných plechů. Vinutí jedné fáze je tvořeno pouze jednou cívkou, která je obklopena U i I-jádry. Rotor jedné fáze je tvořen dvěma jhy z magnetického materiálu, na jejichž povrchu jsou nalepeny PM. Jha jedné fáze jsou vůči sobě pootočena o  $180^\circ$  elektrických. U třífázového TFM jsou pak další fáze vzájemně pootočeny o  $120^\circ$  respektive  $240^\circ$  elektrických. Třífázový TFM s magnety na povrchu je na obrázku 3.11.

Díky vhodné konstrukci jsou TFM ve většině případů vícepólové motory s malou pólovou roztečí. Optimální pólová rozteč dle [16] je kolem 15 mm. Při kratší pólové rozteči se výrazně zvyšuje rozptylový tok mezi jednotlivými póly. Při delší pólové rozteči se pak snižuje dosažitelná hustota momentu. Motory s transversálním tokem se vyznačují dle [15, 17] vyšší dosažitelnou hustotou momentu než SMPM s radiálním tokem. Hustotu momentu lze dále zvýšit i použitím rotoru s koncentrací toku.

U všech typů TFM a zejména u TFM s koncentrací toku je velmi důležité správně navrhnout magnetický obvod motoru, aby nedošlo k velkému přesycení některé části magnetického obvodu. Nejkritičtějšími místy jsou zejména I-jádra. Jedním z řešení, jak

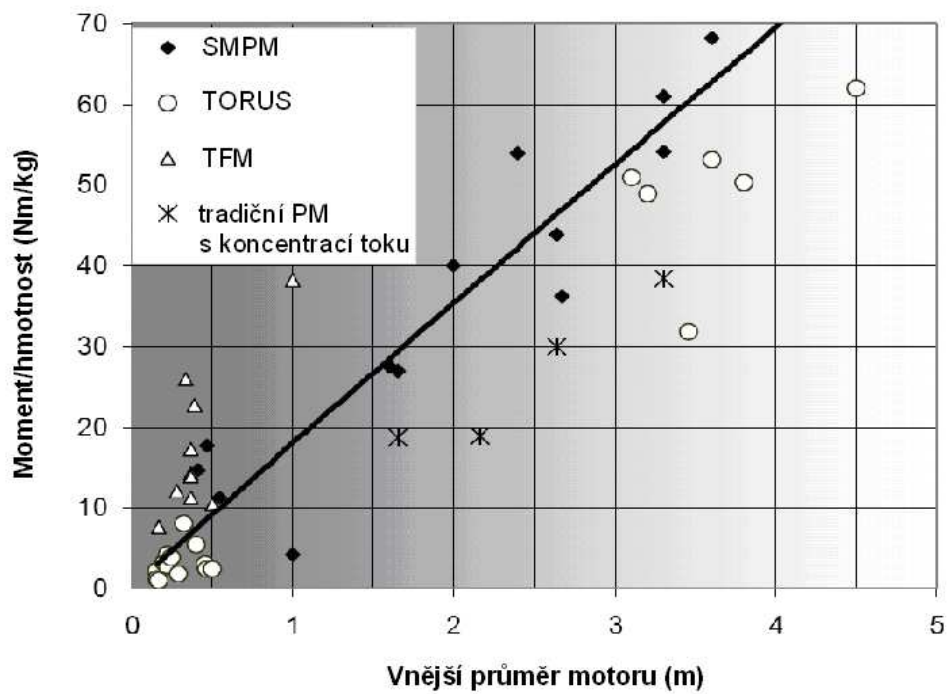
se vyhnout problémům s přesycením magnetického obvodu je vyrobit stator z amorfních slitin železa. Při použití dílů z amorfních slitin stator TFM může mnohem lépe vyplnit prostor motoru a tím zvýšit průřez magnetického obvodu. Nevýhodou amorfních slitin je horší magnetizační charakteristika i vyšší ztráty v železe než u běžně používaných plechů.



**Obr. 3.11 Třífázový TFM s magnety na povrchu**

V mnoha literárních pramenech je možné nalézt různá srovnání hustoty momentu, tečných sil pro TFM a další typy motorů [15, 17]. Například v [15] autor v literatuře vyhledal a srovnal poměr momentu a hmotnosti aktivních částí motoru v závislosti na průměru motoru pro různé typy motorů. Tento graf je na obrázku 3.12.

Z grafu vyplývá, že TFM motory dosahují srovnatelného nebo dokonce vyššího poměru momentu na hmotnosti aktivních částí než SMPM. Je ovšem nutné zmínit, že TFM stejného objemu jako SMPM má mnohem nižší hmotnost aktivních částí (hmotnost železa u TFM může být až o 40 % nižší než u SMPM stejného objemu).



Obr. 3.12 Porovnání poměru moment a hmotnosti aktivních částí motoru v závislosti na průměru motoru pro různé typy motorů

## 4. Přímý pohon nízkozdvížného vozíku

Do skupiny manipulační techniky lze zařadit všechny typy nízkozdvížných i vysokozdvížných vozíků. Podle primárního zdroje energie lze vozíky rozdělit na vozíky bateriové a na vozíky se spalovacím motorem. Napájení z baterií se používá výhradně pro vozíky s nižší nosností (do 3 tun) pracující v uzavřených prostorech. Bateriové vozíky jsou napájeny z trakčních baterií nejčastěji se jmenovitým napětím 24 V, 48 V nebo 80 V [A2].

Většina bateriových vozíků je vybavena třemi elektrickými motorovými systémy, které zajišťují pohyb, řízení a zdvih nákladu. Pohon pojezdu je v současné době u většiny vozíků řešen asynchronním motorem s převodovkou s pevným převodovým poměrem, na jejíž hřídeli je umístěno pojezdové kolo. Na opačném konci hřídele motoru je připevněna elektromagnetická nouzová a parkovací brzda, která musí být schopna při výpadku napájení zabrzdit plně naložený vozík jedoucí maximální rychlostí.

Nároky na pohon pojezdu:

- napájení nízkým napětím a vysokými proudy v řádu několika set ampér
- vysoká účinnost v širokém rozsahu otáček
- bezchybná funkce v širokém rozsahu teplot a ve ztížených klimatických podmínkách
- nízká úroveň hluku
- nízké výrobní náklady

S nástupem nové generace pohonů začali výrobci manipulační techniky velmi ostře sledovat hluk generovaný především pojezdovým pohonem. Tento hluk vytváří jednak poháněné kolo, dále převodovka, která musí být řešena z bezpečnostních důvodů výhradně s ozubenými koly a také pojezdový motor. U asynchronních motorů velkého významu nabývá hluk elektromagnetického původu umocněný ještě širokým regulačním rozsahem motoru. Tento hluk může být způsoben nevhodnou kombinací počtu drážek rotoru a statoru nebo nevhodně zvoleným spínacím kmitočtem napájecího měniče. Vyhnutí se možným rezonancím konstrukčních částí motoru (kostra, štíty) ve všech pracovních režimech vyžaduje velmi podrobný návrh s malým vlivem vlastních kmitočtů konstrukčních dílů motoru a řídicího algoritmu napájecího měniče. Nejvýznamnějším zdrojem mechanického hluku je ale převodovka. Vzájemným

odvalováním zubů prvního stupně převodovky je vytvářen nepříjemný zvuk, který při jízdě plnou rychlostí vozíků dosahuje kmitočtu řádově 1000 Hz, což je pro lidský sluch velmi nepříjemné. Různým tvarováním a přesnějším opracováním zubů lze tento hluk do určité míry omezit, ale úplně potlačit jej nelze. Úplné odstranění tohoto hluku lze dosáhnout pouze vyřazením převodovky, tedy použitím pohonu přímého, bezpřevodového. Přímý pohon by měl splnit i všechny ostatní požadavky, které jsou kladeny na pohon pojezdu.

Požadavky na bezpřevodový pohon pojezdu:

- nižší hladina hluku než u stávajícího řešení
- průměr motoru s brzdou musí být menší než průměr pneumatiky pojezdového kola
- stejné nebo lepší dynamické vlastnosti
- stejná nebo lepší energetická bilance vozíku
- rozměry motoru nesmí zhoršit poloměr otáčení vozíku
- teplota motoru nesmí způsobit poškození materiálu pneumatiky kola
- celý pohon skládající se z kola, motoru, brzdy a napájecího měniče by měl být ekonomicky srovnatelný se stávajícím řešením

Pro návrh přímého pohonu pojezdu byl vybrán nízkozdvíhový ručně vedený vozík (obr. 4.1), jehož základní parametry jsou:

- Hmotnost vozíku: 500 kg
- Maximální zatížení: 2000 kg
- Napětí baterie: 24 V
- Max. rychlost vozíku:  $6 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$
- Stoupavost plného vozíku: 8 %
- Stoupavost prázdného vozíku : 16 %

Pracovní oblast motoru pojezdu je poměrně rozsáhlá. Motor pojezdu musí generovat dostatečně vysoký moment, aby se plně naložený vozík mohl pohybovat po rampě o maximálním povoleném sklonu, a musí umožnit dosáhnout maximální povolené rychlosti vozíku při pohybu po rovné ploše. Pracovní oblast lze ohraničit jednotlivými pracovními body, které jsou uvedeny v tabulce 4.1. Motor pracuje se zatěžovatelem S2 – 60 min.

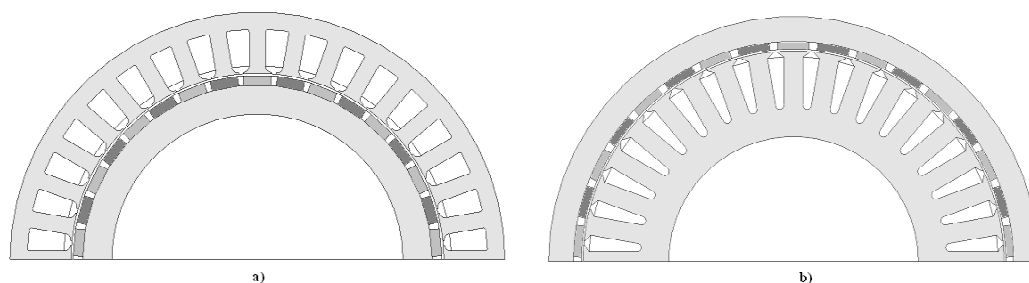
**Obr. 4.1 Ručně vedený nízkozdvižný vozík****Tabulka 4.1 Pracovní body přímého pohonu nízkozdvižného vozíku**

Pracovní bod	Moment [Nm]	otáčky [min <sup>-1</sup> ]
Maximální moment – rozjezd plně naloženého vozíku	450	20
Pohyb plně naloženého vozíku po rampě s max. sklonem	393	35
Pohyb plně naloženého vozíku po rovné ploše	80	91
Pohyb prázdného vozíku po rovné ploše	16	99

Problémem přímého pohonu bude i dostatečně účinné chlazení. Motor musí být chlazen vzduchem bez možností použití přídavného ventilátoru. Díky nízkým otáčkám motoru budou největší část celkových ztrát motoru představovat ztráty ve vinutí statoru. Velikost těchto ztrát bude především záležet na provozním zatížení vozíku. Největší ztráty budou vznikat při pohybu naloženého vozíku na rampě a při rozjezdech. Vzduchové chlazení musí zajistit dostatečné chladicí vlastnosti, aby během provozu nedošlo k poškození pneumatiky kola. U přímého pohonu musí být motor vybaven i účinnější a objemnější elektromagnetickou brzdou, která musí zajistit bezpečné zabrzdění plně naloženého vozíku na rampě o maximálním sklonu.

Synchronní motor bude umístěn přímo v pojezdovém kole vozíku. Z tohoto důvodu se jeví jako konstrukčně mnohem jednodušší varianta motoru s vnějším rotorem (obr. 4.2). Díky této konstrukci motoru může být pojezdové kolo přímo nalisováno na vnější rotor a odpadnou problémy se zajištěním přenosu momentu z hřídele na pojezdové kolo.





**Obr. 4.2 SMPM s radiálním tokem v provedení**

**a) s vnitřním rotorem**

**b) s vnějším rotorem**

Výhodou motorů s vnějším motorem oproti provedení s vnitřním rotorem je vyšší dosažitelný moment, který motor vytvoří při zachování stejného objemu a proudu motoru. Moment u SMPM je závislý na objemu stroje, magnetické indukci ve vzduchové mezeře, počtu závitů vinutí a proudu procházejícím tímto vinutím.

$$M = C_{\Phi} I_f = k_m B_{\delta} D_{\delta} L_{Fe} N_s I_f \quad (4.1)$$

Průměr vzduchové mezery  $D_{\delta}$  je u motorů s vnějším rotorem vyšší než u motorů s vnitřním rotorem, a proto mohou motory s vnějším rotorem dle (4.1) vytvořit vyšší moment při stejném proudu.

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

Z prostudovaných pramenů se pro konstrukci motoru s vnějším rotorem jeví nejvhodněji synchronní motory s radiálním tokem a permanentními magnety na rotoru a motory s transversálním tokem. Tyto dva typy motorů budou podrobněji popsány v dalších kapitolách.

## 5. SMPM s radiálním tokem

Teorie synchronních motorů s PM je velmi dobře známá a v literatuře mnohokrát uvedena [4, 5]. Při návrhu pro konkrétní aplikaci je nutné vždy vzít v úvahu omezující parametry, které jsou pro každou aplikaci specifické. Jedná se zejména o hodnotu napájecího napětí, velikost maximálního dovoleného proudu, maximální povolené rozměry motoru, typ chlazení atd. pro zadané pracovní body při daném zatěžovacím cyklu.

Pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku byly omezující parametry nastaveny takto:

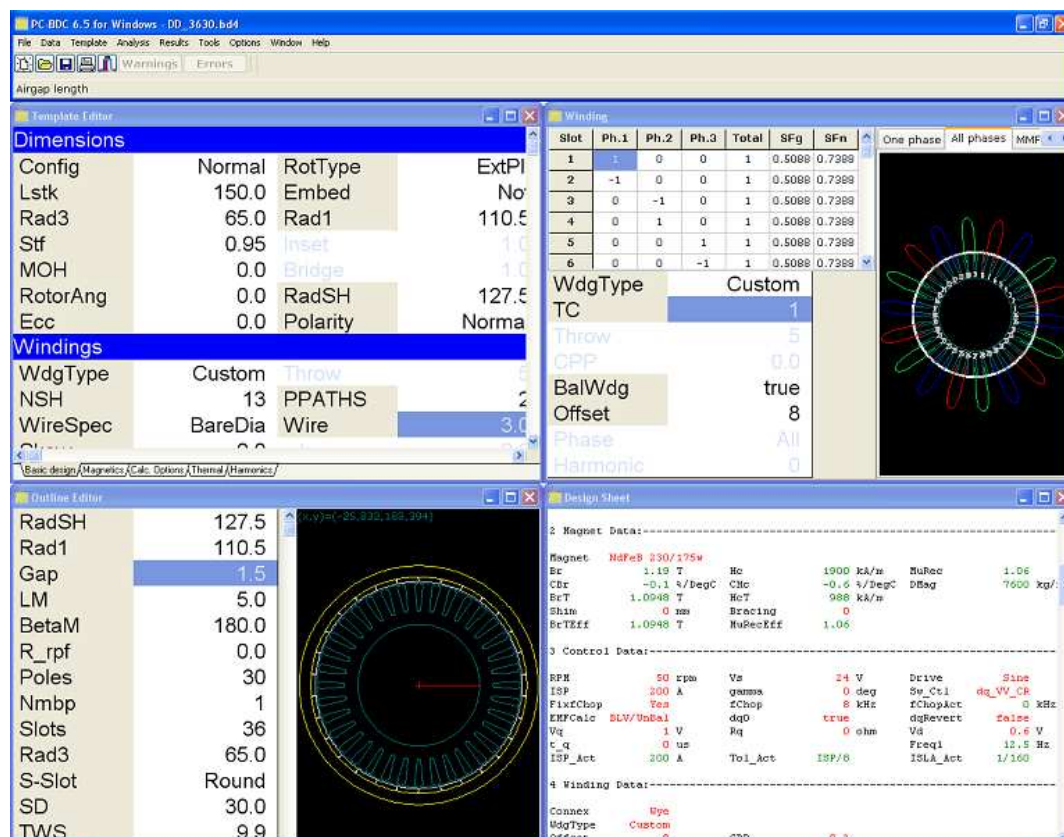
- Napětí baterie 24 V
- Max. vnější průměr motoru 255 mm
- Maximální proud motoru 250 A
- Maximální teplota rotoru 60 °C
- Vzduchové chlazení

Navrhovaný motor musí vyhovět všem pracovním bodům. Motor musí být dostatečně velký, aby vytvářel požadovaný vysoký moment potřebný pro rozjezd plně naloženého vozíku a pro jeho pohyb po rampě o maximálním sklonu. Mnohem častěji ale nastávají případy, kdy se vozík pohybuje plnou rychlostí po rovné ploše a kdy jsou nároky na moment motoru a tudíž i na jeho velikost mnohem menší. Rozměrově větší motor bude vykazovat menší ztráty při rozjezdu vozíku, bude se lépe chladit, ale bude vytvářet větší ztráty při maximálních otáčkách motoru a navíc i cena motoru bude vyšší. Rozměrově menší motor sice bude mít lepší vlastnosti při vyšších otáčkách, ale s narůstajícím momentem budou úměrně narůstat i ztráty motoru. Z tohoto důvodu je velmi důležité vhodně zvolit celkové rozměry motoru. Rozměry motoru jsou u této aplikace výrazně ovlivněny průměrem pojezdového kola i velikostí vnitřního prostoru vozíku, kde má být motor uložen. Motor nesmí zhoršit poloměr otáčení vozíku.

Velikost motoru je výrazně ovlivněna i typem použitého chlazení a maximální přípustnou teplotou povrchu motoru. V tomto případě je na vnějším rotoru přímo nalisováno pojezdové kolo z materiálu Vulcolan, jehož maximální dovolená provozní teplota se pohybuje kolem 60 °C.

Pro návrh a následnou optimalizaci byly použity programy využívající pro výpočet elektrických strojů jak analytické tak numerické metody.

Pro analytický výpočet byl použit program SPEED (obr. 5.1) a jeho modul pro výpočet synchronních motorů s PM, vyvinutý na univerzitě v Glasgově [22, 23]. Tento program pro výpočet SMPM používá obecnou teorii elektrických strojů, kde je systém rotujících tří fázových proudů transformován pomocí Parkovy transformace na dva prostorově statické proudy.

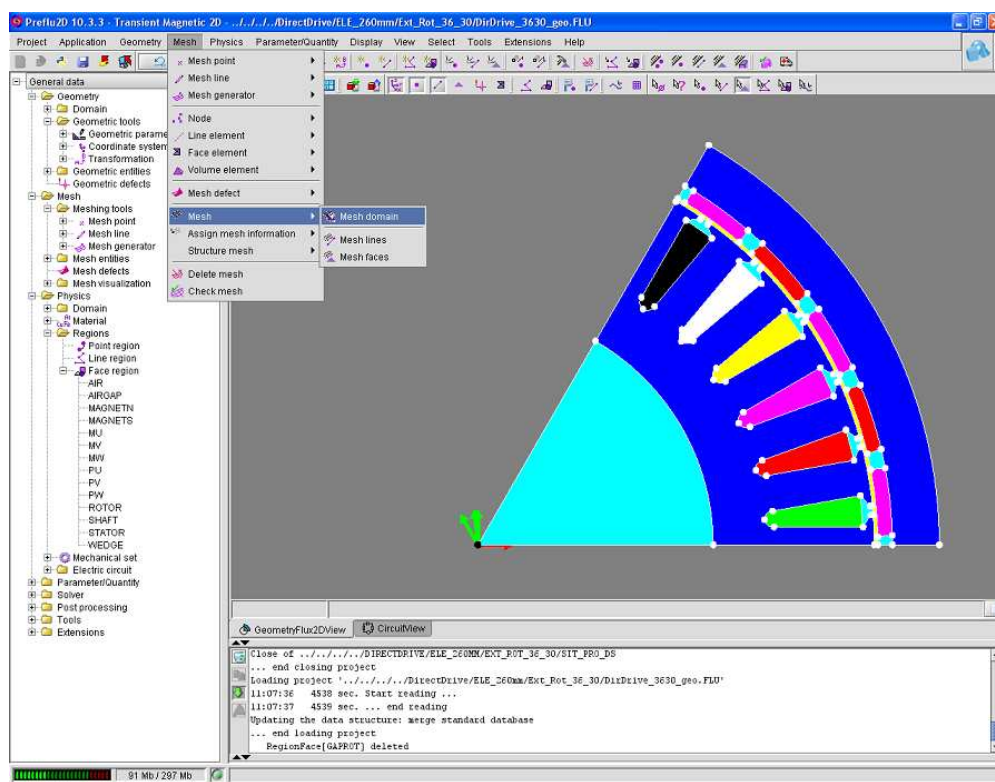


Obr. 5.1 Prostředí programu SPEED pro výpočet SMPM

Tento program umožňuje výpočet SMPM motorů v mnoha různých provedeních, s různým uložením magnetů v rotoru, s jednoduchou volbou všech rozměrů motoru, parametrů vinutí, materiálů, způsobu napájení atd. Pomocí tohoto programu byly provedeny základní ověřovací výpočty vhodných i méně vhodných variant SMPM, byly určeny předběžné rozměry motoru i magnetického obvodu, zvolen vhodný počet drážek, typ vinutí i počet závitů jednotlivých cívek. Ověření analyticky získaných výsledků a optimalizace motorů byly provedeny pomocí programu FLUX 2D [24], který pro

analýzu elektromagnetického pole využívá metodu konečných prvků. Práce s programem FLUX je obdobná jako u ostatních numerických programů pro výpočet elektromagnetických polí. Celý postup numerického výpočtu lze rozdělit do tří kroků.

První krok se anglickou terminologií nazývá „pre-processing“. V tomto kroku je vytvořen model daného stroje, jsou definovány materiálové vlastnosti, okrajové podmínky a další vstupní informace. Součástí tohoto kroku je i pokrytí modelu dostatečně hustou sítí. Hustota sítě má velký vliv na přesnost výpočtu ale i délku trvání výpočtu, a proto je nutné správně zvolit hustotu sítě daného motoru. Pre-processing i ostatní fáze výpočtu v programu FLUX se provádějí v uživatelsky příjemném prostředí (obr. 5.2), které usnadní práci i méně zkušeným uživatelům.



Obr. 5.2 Prostředí pro vytváření modelů v programu FLUX 2D

Druhým krokem je vlastní výpočet dané úlohy. Při výpočtu elektromagnetických polí se vychází z Maxwellových rovnic [33].

$$\text{rot} \vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (5.1)$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (5.2)$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (5.3)$$

Tyto rovnice jsou ještě doplněny materiálovými vztahy. Pro lineární izotropní prostředí lze psát

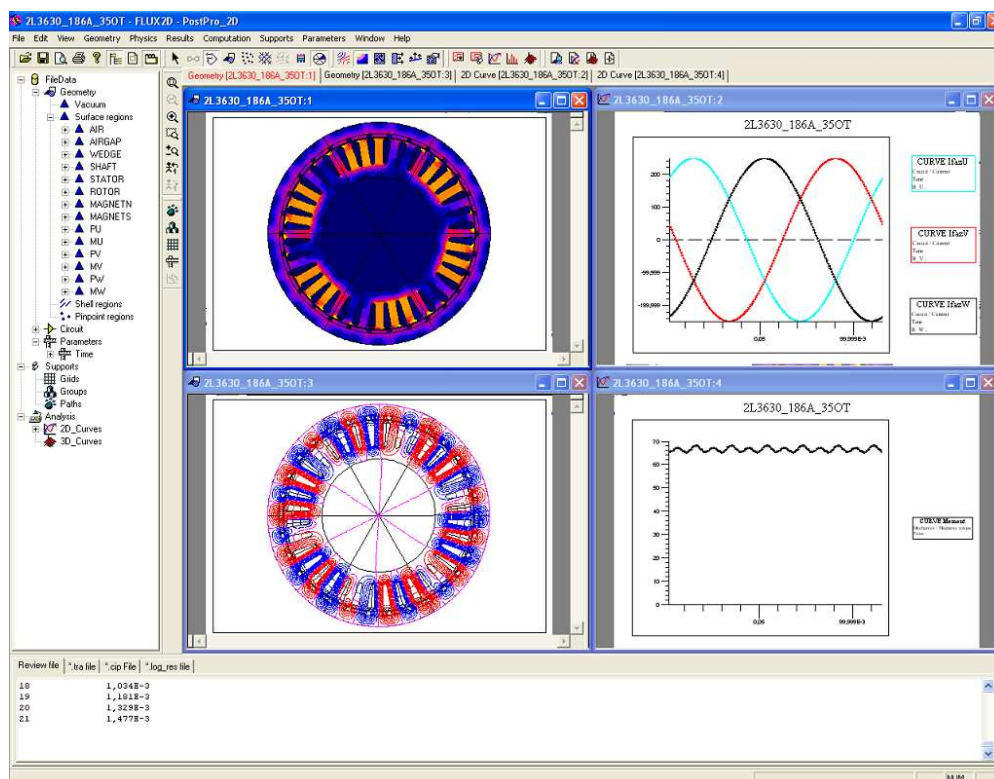
$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (5.4)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (5.5)$$

V programu FLUX 2D, stejně jako ve většině jiných numerických programů, se při vyšetřování elektromagnetického pole používá pomocná veličina - vektorový potenciál  $\vec{A}$ , jehož fyzikální vztah k magnetické indukci je uveden ve vztahu (5.6).

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (5.6)$$

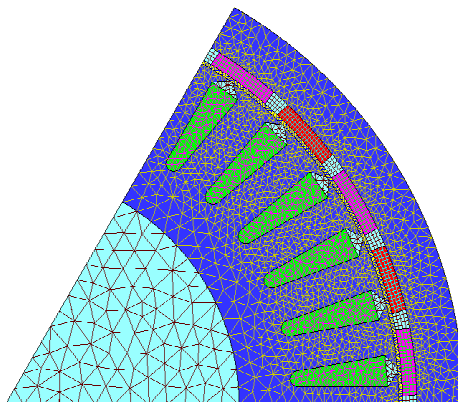
Pomocí vektorového potenciálu se stanoví příslušné rovnice pro všechny uzlové body, čímž vznikne soustava rovnic, která se vyřeší vhodnou numerickou metodou. Program FLUX 2D používá pro výpočet nelineárních rovnic Newton-Raphsonovu iterační metodu [24, 34].



Obr. 5.3 Prostředí pro vyhodnocení vypočítaných výsledků v programu FLUX

Po zdárném vyřešení soustavy rovnic nastává poslední krok, kterým je vyhodnocení požadovaných veličin. „Post-processing“ se v programu FLUX odehrává v uživatelsky příjemném prostředí (obr. 5.3), ve kterém je možné velmi lehce a rychle vyhodnotit všechny magnetické i elektrické veličiny.

V programu FLUX byly vytvořeny příslušné modely všech zkoumaných SMPM, na obrázku 5.4 je 2D model 30-pólového SMPM. Pomocí numerických výpočtů lze získat přesnější výsledky prostorového rozložení magnetického pole v celém motoru, které jsou důležité pro výsledný návrh SMPM.



**Obr. 5.4 2D model 30-pólového SMPM**

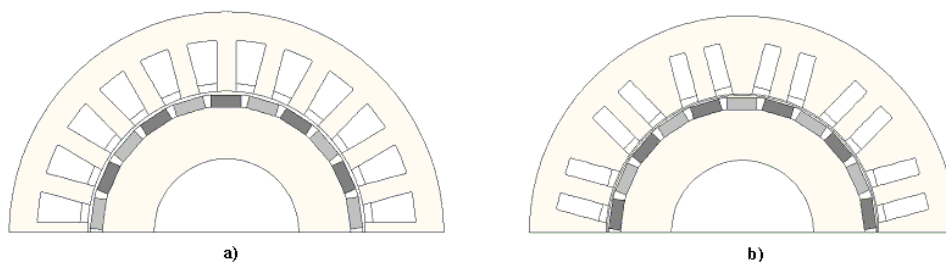
### **5.1. Vinutí synchronního motoru s PM**

U motorů určených pro nízké otáčky je vhodné použít více pólové motory se zlomkovým vinutím navinutým kolem každého nebo každého druhého zubu statoru [9, 10, 18, 19].

Motory se zlomkovým vinutím mohou mít různé kombinace počtu drážek a pólů. Výhodou zlomkového vinutí proti vinutí rozloženému jsou kratší délka čel vinutí a z toho vyplývající menší ztráty ve vinutí. Při použití zlomkového vinutí se zkrátí i celková axiální délka motoru a tedy i objem motoru.

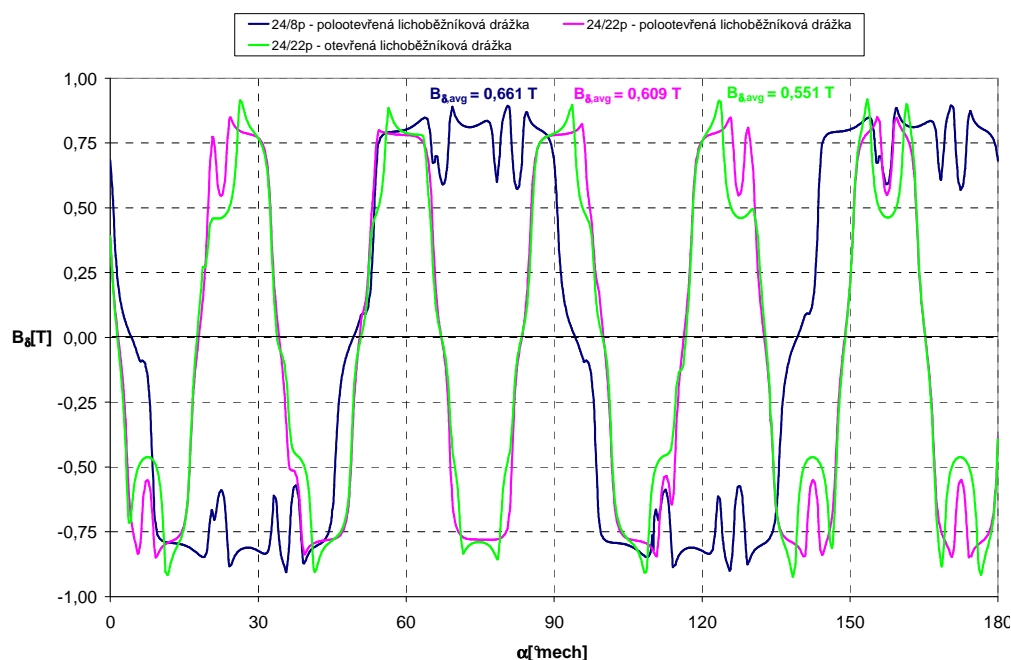
Zlomkové vinutí se vyznačuje složitější strojní výrobou. U klasického rozloženého vinutí lze jednotlivé cívky navinout na šablony a pak lehce a velmi rychle vtáhnout pomocí vtahovacích strojů. Navinutí jednoho motoru trvá pouze několik minut. Zlomkové vinutí nelze tak jednoduše vtáhnout do statorového svazku. Proto se

pro snadnější výrobu jednovrstvého vinutí používají na statoru otevřené drážky obdélníkového nebo lichoběžníkového průřezu (obr. 5.5).



**Obr. 5.5 Řez motoru 24 drážek / 22 pólů a) s otevřenou lichoběžníkovou drážkou  
b) s otevřenou obdélníkovou „dvoudrážkou“**

Použití obdélníkových drážek sice zjednoduší výrobu vinutí, bohužel přinese sebou i několik nevýhod. Díky širšímu otevření drážky v oblasti vzduchové mezeře se výrazně zvýší zvlnění momentu (cogging), navíc poklesne i magnetická indukce ve vzduchové mezeře a tudíž poklesne i dosažitelný moment motoru. Střední hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro otevřenou lichoběžníkovou drážku je asi o 10% menší než pro polootevřenou drážku (obr. 5.6).



**Obr. 5.6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře pro různé tvary drážky**



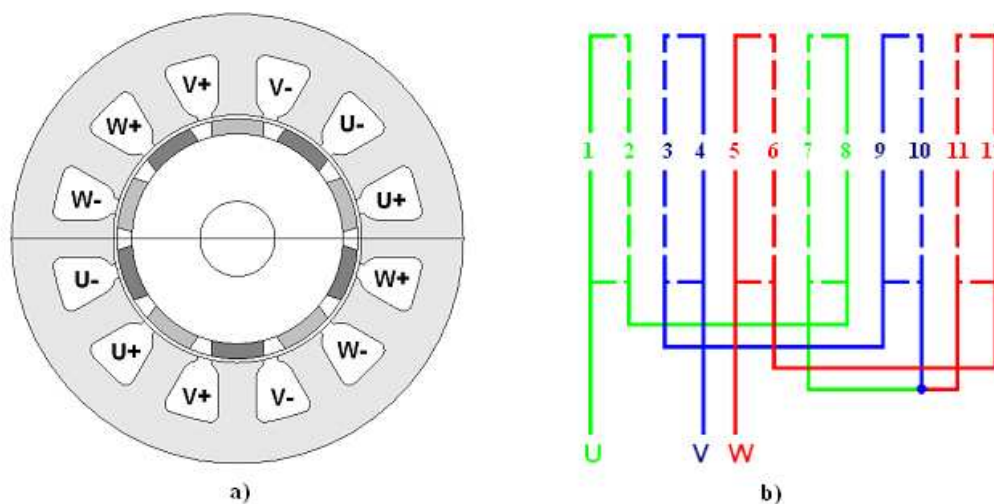
Z obrázku 5.6 je také zřejmé, že magnetická indukce ve vzduchové mezeře pro vícepólové motory (se zlomkovým vinutím) je nižší díky většímu rozptylovému toku mezi jednotlivými póly než u motoru s malým počtem pólů a rozloženým vinutím.

Použití obdélníkových nebo lichoběžníkových drážek je vhodné zejména pro SMPM v uspořádání s vnitřním rotorem. Při použití u motoru s vnějším rotorem by došlo buď k výraznému zmenšení průřezu drážky a následnému výraznému zvýšení ztrát ve vinutí nebo k výraznému přesycení magnetického obvodu v nejužší části statorového zubu.

Další nevýhodou zlomkového vinutí je generování většího počtu vyšších harmonických magnetického napětí [21]. U tohoto vinutí se kromě vyšších harmonických mohou objevit i tzv. subharmonické, které vedou ke zvýšení ztrát v motoru [18].

### 5.1.1. Jednovrstvé zlomkové vinutí

U jednovrstvého zlomkového vinutí je v každé drážce umístěna pouze jedna cívková strana. Řez motorem a schéma zapojení vinutí pro motor s 12 drážkami a 10 póly je na obrázku 5.7.



**Obr. 5.7 Motor s 12 drážkami a 10 póly a jednovrstvým vinutím**

a) řez motorem

b) schéma zapojení vinutí

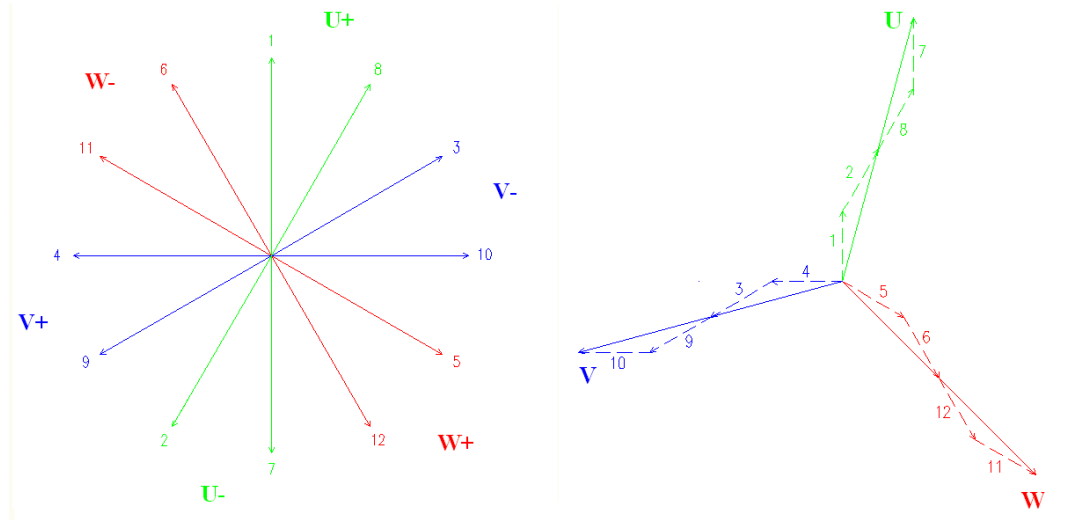
Výhodou tohoto vinutí je oproti vinutí dvouvrstvému jednodušší výroba i zapojení vinutí. V tomto případě je nutné navinout a zapojit pouze polovinu cívek oproti vinutí



dvouvrstvému při stejném počtu drážek statoru. Jednovrstvé vinutí dosahuje pro nejpoužívanější kombinace drážek a pólů většinou i vyššího činitele vinutí.

Činitel vinutí lze nejpřesněji určit z napětového fázorového diagramu [10]. Napětový fázorový diagram pro motor s 12 drážkami a 10 pólů je na obrázku 5.8. Fázorové diagramy pro několik dalších typů vinutí jsou uvedeny v příloze A. Činitel vinutí z obrázku 5.8 lze určit jako poměr celkového napětí všech cívek  $U_f$  ku součtu napětí jednotlivých cívek  $U_c$ .

$$k_w = \frac{U_f}{\sum U_c} = \frac{U_f}{U_1 + U_2 + U_7 + U_8} = \frac{4 \cos 15^\circ}{4} = 0,966 \quad (5.7)$$



**Obr. 5.8 Napětový fázorový diagram motoru s 12 drážkami a 10 pólů**

Výpočet činitele vinutí pro motory se zlomkovým jednovrstvým i dvouvrstvým vinutím je podrobně popsán v [18]. Pro výpočet činitele vinutí u nejpoužívanějších kombinací počtu drážek a pólů motorů s jednovrstvým vinutím lze použít následující vztahy, vypočítané hodnoty jsou pak uvedeny v tabulce 5.1.

$$q = \frac{Q}{2pm} = \frac{z}{n} \quad (5.8)$$

$$k_w = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} \quad (5.9)$$

$$k_w = \sin\left(\frac{2p}{Q} \frac{\pi}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} \quad (5.10)$$

kde  $q$  je počet drážek na pól a fázi,  $Q$  počet drážek statoru,  $2p$  počet pólů a  $m$  počet fází.

V rovnici 5.8 je zlomek zkrácen na nejmenší celé hodnoty parametrů  $z$  a  $n$ . Pokud  $n$  je liché číslo, vypočítá se činitel vinutí pomocí vztahu 5.9. Pokud je  $n$  sudé, vypočítá se činitel vinutí pomocí vztahu 5.10. U jednovrstvého vinutí, aby vinutí mělo praktický význam, musí být počet drážek dělitelný 6. U rotačních strojů musí být počet pólů vždy sudý.

**Tabulka 5.1 Činitele vinutí pro jednovrstvé vinutí**

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

Pro zjednodušení výroby jednovrstvého vinutí mohou být použity speciální řezy s obdélníkovou nebo lichoběžníkovou drážkou (obr. 5.5). U takového řezu může být rozdílná šířka vinutého a nevinnutého zubu, díky tomu se může zvýšit průřez drážky a snížit ztráty ve vinutí. Tato úprava má ovšem za následek mírné snížení momentu motoru a zvýšení coggingu motoru.

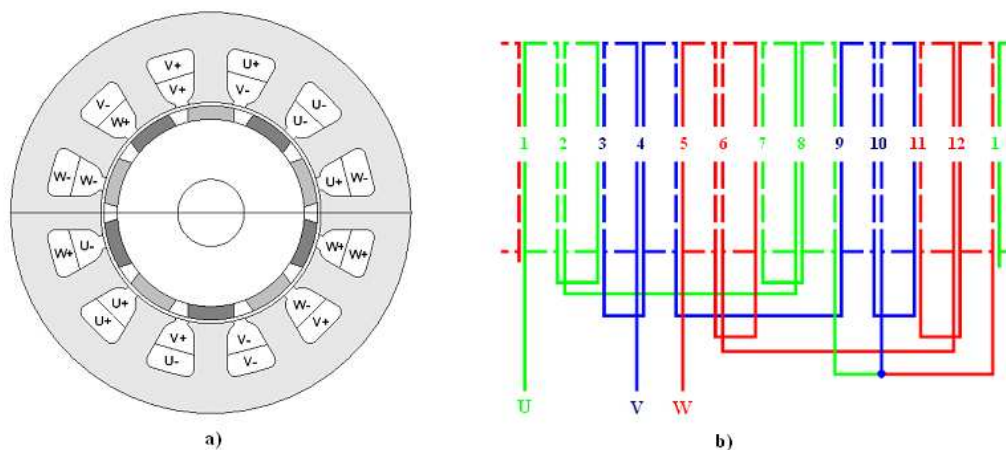
### 5.1.2. Dvouvrstvé zlomkové vinutí

U dvouvrstvého zlomkového vinutí jsou v každé drážce uloženy dvě cívkové strany (obr. 5.9), počet cívek je rovný počtu drážek, a proto je výroba i zapojení tohoto vinutí komplikovanější.

Činitel vinutí dvouvrstvého vinutí je pro nejpoužívanější kombinace počtu drážek a pólů stejný nebo nižší než u jednovrstvého vinutí. Činitel dvouvrstvého vinutí lze opět určit z napětového fázorového diagramu nebo pomocí vztahů 5.8 a 5.11.

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

$$k_w = \sin\left(\frac{2p}{Q} \frac{\pi}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{nq \sin\left(\frac{\pi}{2mnq}\right)} \quad (5.11)$$



**Obr. 5.9 Motor s 12 drážkami a 10 póly a dvouvrstvým vinutím**

**a) řez motorem**

**b) schéma zapojení vinutí**

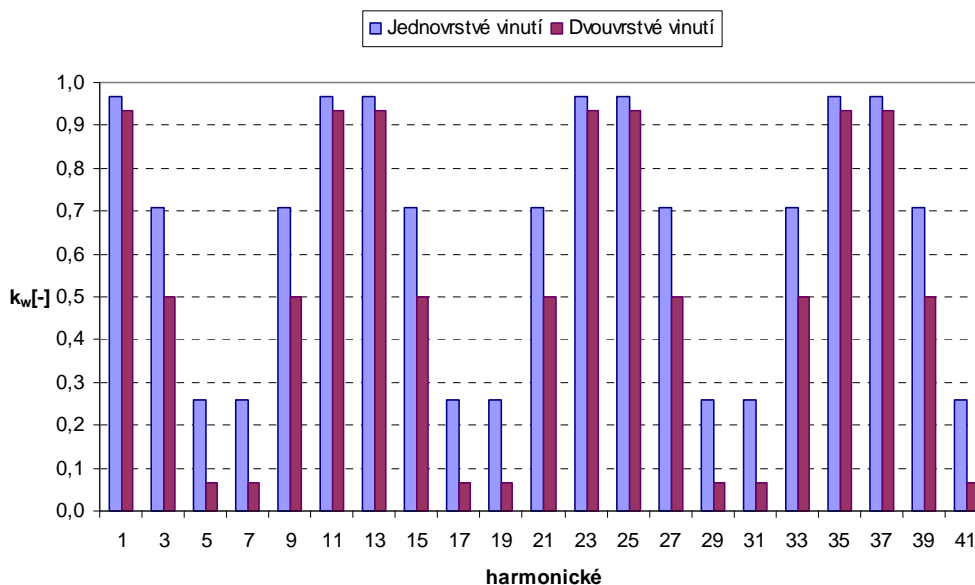
Činitele základní harmonické dvouvrstvého vinutí pro vybrané kombinace počtu pólů a drážek je uveden v tabulce 5.2.

**Tabulka 5.2 Činitele vinutí pro dvouvrstvé vinutí**

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

Výhod dvouvrstvého vinutí oproti jednovrstvému vinutí je hned několik. Díky uložení dvou cívkových stran v každé drážce a menšímu průřezu cívek dojde ke zkrácení čel vinutí i ke zmenšení ztrát ve vinutí i zkrácení celkové axiální délky motoru.

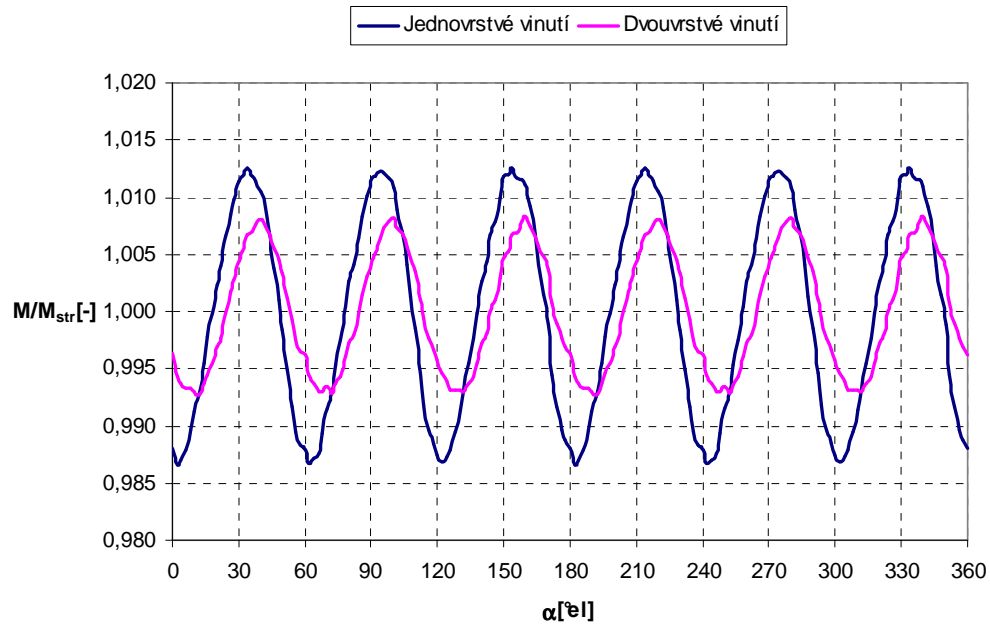
Při použití dvouvrstvého vinutí se zmenší amplitudy vyšších harmonických MMN tohoto vinutí (obr 5.10).



**Obr. 5.10 Činitele vinutí vyšších harmonických jednovrstvého a dvouvrstvého vinutí s 12 drážkami a 10 póly**

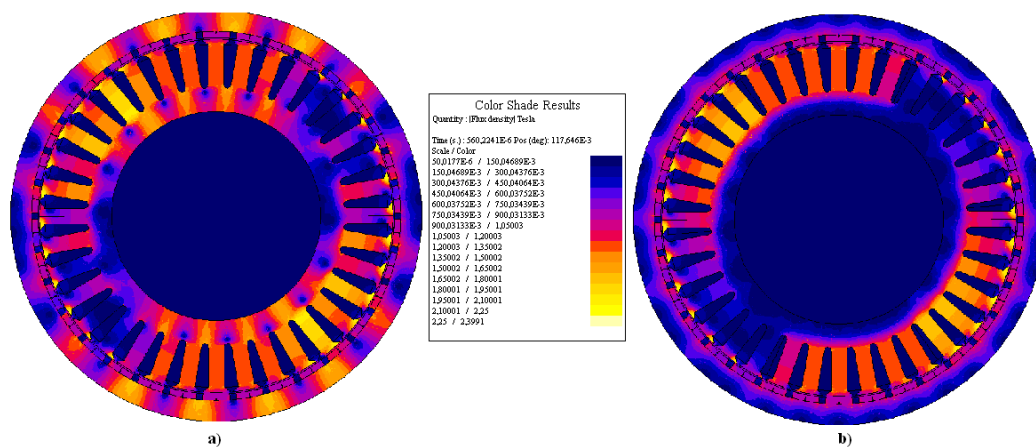
Z obrázku 5.10 je zřejmé, že se u 10-pólového motoru s 12 drážkami a dvouvrstvým vinutím zmenšily amplitudy všech vyšších harmonických, bohužel se zmenšila i amplituda základní pracovní harmonické, která se snížila z hodnoty 0,966 na hodnotu 0,933. Při použití jiné kombinace počtu drážek a pólů může být pokles základní harmonické menší. Zmenšení amplitud vyšších harmonických vinutí má za následek snížení přídavných ztrát v motoru.

Motory s dvouvrstvým zlomkovým vinutím vytvářejí moment s menším zvlněním, což je vhodné zejména pro aplikace, kde je vyžadována velmi přesná regulace polohy motoru (servomotory). Průběh momentu jednovrstvého a dvouvrstvého vinutí motoru s 36 drážkami a 34 póly při proudovém zatížení 200 A je na obrázku 5.11.



**Obr. 5.11 Průběh momentu 34-pólového motoru s jednovrstvým a dvouvrstvým vinutím**

Další výhodou dvouvrstvého vinutí je rovnoměrnější rozložení magnetické indukce v celém statorovém řezu. Rozdíl je patrný zejména při vyšším zatížení (obr. 5.12).



**Obr. 5.12 Porovnání rozložení magnetické indukce v řezu motoru 36dr/34p při  $I = 200$  A pro a) jednovrstvé vinutí b) dvouvrstvé vinutí**

Z obrázku 5.12 je patrné, že magnetická indukce u motoru s dvouvrstvým vinutím dosahuje nižších hodnot v celém magnetickém obvodu. Například v oblasti statorových zubů dosahuje maximální magnetická indukce u jednovrstvého vinutí hodnoty 1,90 T,

u dvouvrstvého vinutí je to pouze 1,77 T při stejném proudovém zatížení. Nižší sycení magnetického obvodu má za následek snížení magnetického odporu obvodu, což vede k mírnému zvýšení magnetického toku i momentu motoru. Při nižším sycení vznikají v magnetickém obvodu i nižší ztráty v železe. V tomto konkrétním pracovním bodě motor s dvouvrstvým vinutím vytváří asi o 2 % vyšší moment a o 30 % nižší ztráty v železe než motor s jednovrstvým vinutím.

Při návrhu SMPM pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku se z důvodu jednodušší výroby motoru uvažovalo pouze s použitím jednovrstvého zlomkového vinutí.

## 5.2. Návrh a optimalizace motoru

Pomocí analytického programu SPEED bylo propočítáno mnoho vhodných i méně vhodných variant SMPM [A3, A4], které se lišily počtem pólů, počtem drážek, rozměry magnetického obvodu i skladbou vinutí. Pomocí tohoto programu byly provedeny i základní optimalizační výpočty týkající se správné volby počtu drážek a počtu pólů motoru. Pro tyto výpočty byly určené předběžné rozměry magnetického obvodu. Optimalizace magnetického obvodu, která bude popsána v kapitole 5.2.3, byla provedena metodou konečných prvků.

Magnetický obvod statoru je vyroben z izolovaných křemíkových plechů jakosti M800-50A. Na vnitřním povrchu rotorového jha jsou nalepeny permanentní magnety Nd-Fe-B. Základní parametry magnetu jsou uvedeny v tabulce 5.3.

**Tabulka 5.3 Vlastností permanentních magnetů**

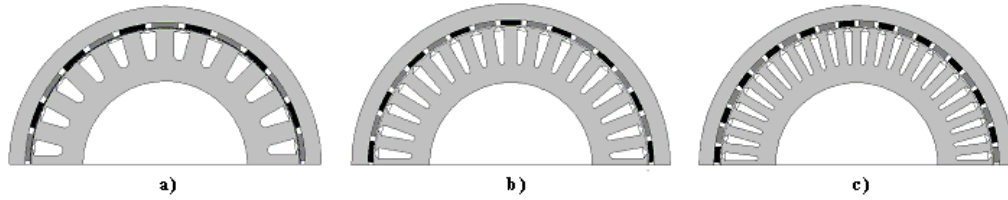
Typ magnetu	Nd – Fe – B
Remanentní indukce při 20°C [T]	1,17
Koercitivní napětí při 20°C [kA/m]	876
Relativní permeabilita	1,06
Energetický součin [kJ·m <sup>-3</sup> ]	260

### 5.2.1. Volba počtu drážek

Pro stanovení vhodného počtu drážek statoru byly spočítány tři různé varianty SMPM s počtem drážek 24, 36 a 48 drážek [A6]. Tyto počty drážek byly zvoleny,

protože pro jednovrstvá zlomková vinutí mají největší praktický význam. U nízkonapěťových aplikací je nutné brát v úvahu i možnost zapojení vinutí s více paralelními větvemi, z důvodu větší variability při volbě počtu závitů vinutí. Motory byly navrženy se stejnými vnějšími rozměry, stejnou hmotností PM i se stejným celkovým průřezem drážek (stejným průřezem vinutí). Počet pólů byl zvolen tak, aby se hodnoty činitele vinutí lišily co nejméně. U 24 drážkového motoru byl 26-pólový motor místo 22-pólového zvolen z důvodu zvýšení napájecí frekvence motoru.

Řezy motoru s 24 drážkami a 26 pólů, motoru s 36 drážkami a 34 pólů a motoru s 48 drážkami a 44 pólů jsou na obrázku 5.13.



**Obr. 5.13 Řez motoru a) 24 drážek / 26 pólů b) 36 drážek / 34 pólů  
c) 48 drážek / 44 pólů**

Drážkové a pólové rozteče všech tří motorů byly spočítány pomocí vztahů 5.12 a 5.13. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 5.4

$$\tau_{ds} = \frac{\pi D_s}{2p} \quad (5.12)$$

$$\tau_p = \frac{\pi(D_s + \delta)}{2p} \quad (5.13)$$

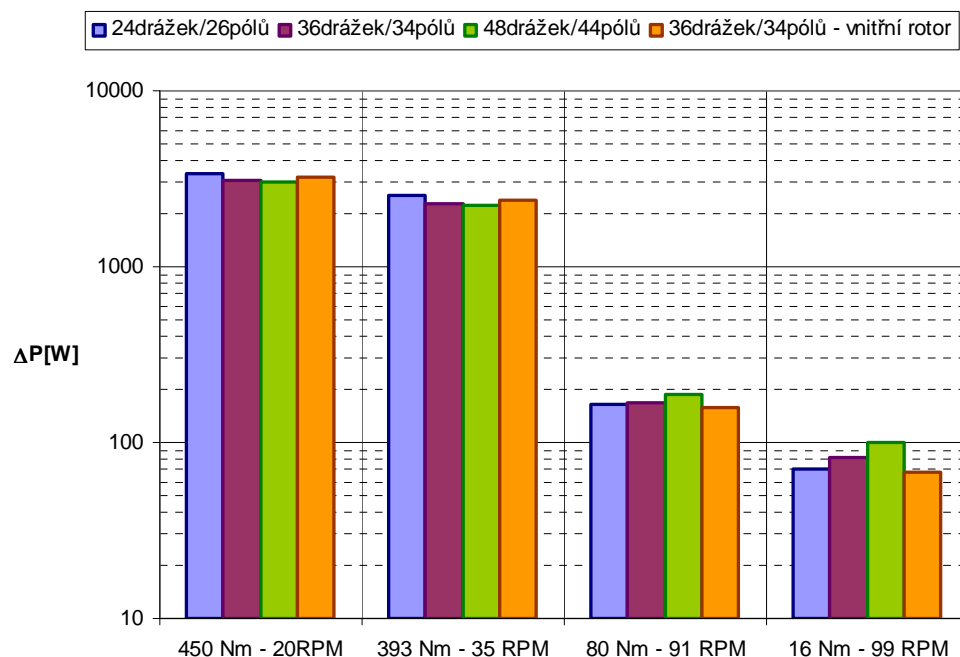
**Tabulka 5.4 Porovnání drážkových a pólových roztečí SMPM**

	24dr / 26p	36dr / 34p	48dr / 44p
Drážková rozteč [mm]	28,67	19,11	14,33
Pólová rozteč [mm]	26,58	20,33	15,71

Pro všechny tři motory byly spočítány parametry ve všech pracovních bodech. V tabulce 5.5 jsou pak porovnány základní parametry všech tří motorů s vnějším rotorem a jednoho motoru s vnitřním rotorem. Porovnání celkových ztrát všech čtyřech motorů v jednotlivých pracovních bodech je na obrázku 5.14.

**Tabulka 5.5 Základní parametry SMPM s různým počtem drážek**

	Motory s vnějším rotorem			Motor s vnitřním rotorem
	24dr / 26p	36dr / 34p	48dr / 44p	36dr / 34p
Vnější průměr rotoru [mm]	255	255	255	255 (stator)
Délka svazku [mm]	150	150	150	150
Vzduchová mezera [mm]	1	1	1	1
Magnety	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B
Maximální moment [Nm]	450	450	450	450
Maximální proud [A]	236	220	241	240
Činitel vinutí [-]	0,958	0,956	0,958	0,956
Maximální frekvence [Hz]	21,45	28,05	36,3	28,05
Hmotnost magnetů [kg]	2,6	2,6	2,6	2,3
Hmotnost mědi [kg]	6,0	5,5	5,1	6,5

**Obr. 5.14 Porovnání celkových ztrát motorů s různým počtem drážek**

Ze zjištěných výsledků byl jako optimální vybrán motor s 36 drážkami a 34 póly. Motor 24/26 dosahuje nižší účinnosti při nízkých otáčkách, navíc díky širším cívkám je větší vyložení čel vinutí tohoto motoru i větší spotřeba mědi. Motor 48/44 generuje přibližně stejné ztráty při nízkých otáčkách jako 36/34, ale díky vyšší napájecí frekvenci



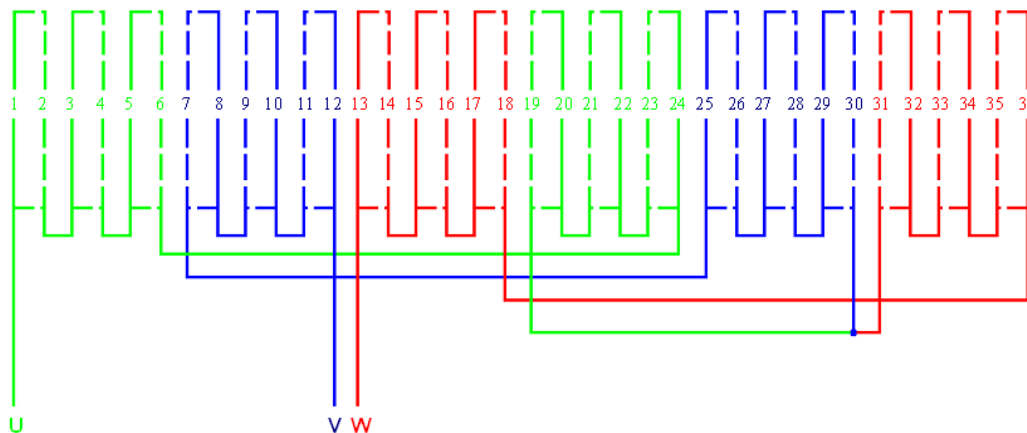
vytváří vyšší ztráty při vyšších otáčkách. Navíc výroba vinutí s více cívkami a rotoru s více póly by byla komplikovanější.

Pro porovnání vypočítaných výsledků byl navržen i jeden motor s vnitřním rotorem. Motor s vnitřním rotorem sice vykazuje nejnížší ztráty při vyšších otáčkách a díky menšímu průměru rotoru i nižší spotřebu permanentních magnetů, ale naopak z důvodu menšího průměru rotoru vykazuje vyšší ztráty při vyšším zatížení než motory s vnějším rotorem i přes větší spotřebu mědi na vinutí motoru.

### 5.2.2. Volba vhodného počtu pólů

Pro stanovení vhodného počtu pólů pro motor s 36 drážkami byly spočítány 4 různé varianty, které se lišily počtem pólů na rotoru. Byly spočítány varianty s 24, 30, 32 a 34 póly. Všechny motory měly stejné rozměry magnetického obvodu, stejnou hmotnost magnetů i stejný průřez vinutí v drážkách. Motory s různým počtem pólů se liší uložením jednotlivých cívek v drážkách statoru. Schéma zapojení vinutí motoru s 36 póly a 34 drážkami je na obrázku 5.15. Ostatní schémata zapojení vinutí jsou uvedeny v příloze B.

U všech motorů byly spočítány parametry ve všech pracovních bodech. V tabulce 5.6 jsou pak porovnány základní parametry všech čtyřech motorů. Na obrázku 5.16 jsou vyneseny celkové vypočítané ztráty všech čtyř motorů ve všech pracovních bodech.



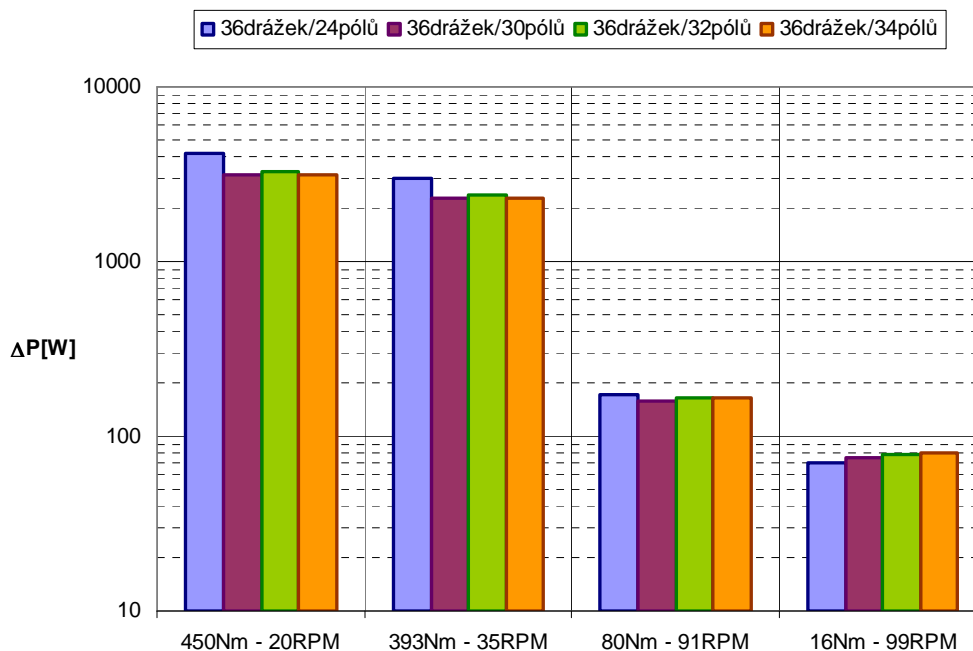
Obr. 5.15 Schéma zapojení jednovrstvého vinutí motoru s 36 drážkami a 34 póly

V závislosti na počtu pólů se mění činitel vinutí daného motoru. Nejvyššího činitele 0,966 dosahuje motor s 30 póly, naopak nejnižšího činitele vinutí 0,866

dosahuje motor s 24 pólů. Motor s nižším činitelem vinutí bude potřebovat větší proud pro dosažení maximálního momentu, což povede ke zvýšení ztrát ve vinutí motoru. Motory s vyšším počtem pólů budou díky vyšší napájecí frekvenci generovat vyšší ztráty v železe.

**Tabulka 5.6 Základní parametry 36 drážkových SMPM s různým počtem pólů**

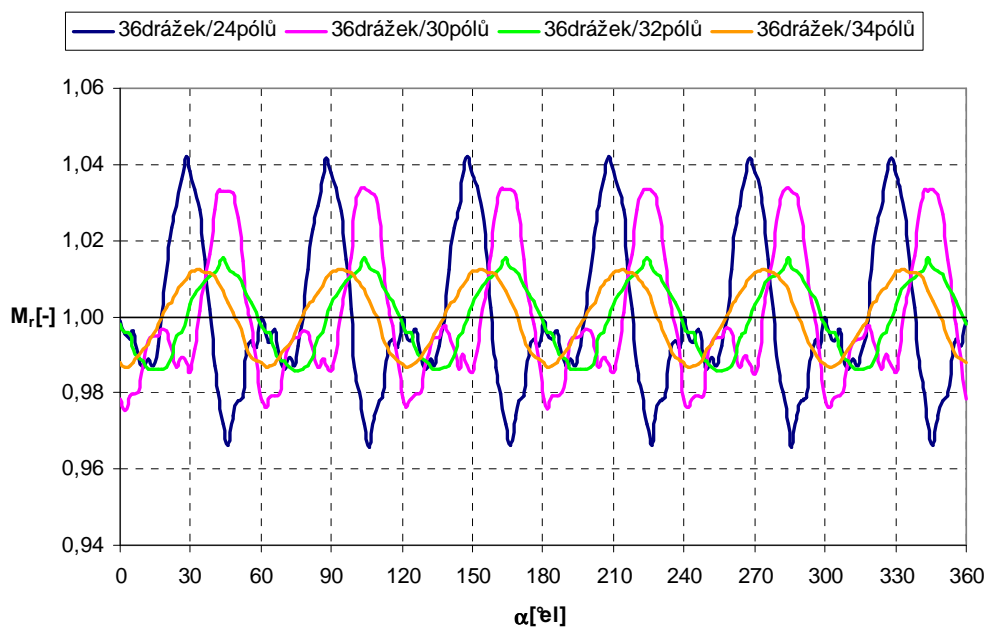
	24 pólů	30 pólů	32 pólů	34 pólů
Vnější průměr rotoru [mm]	255	255	255	255
Délka svazku [mm]	150	150	150	150
Vzduchová mezera [mm]	1	1	1	1
Magnety	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B	Nd - Fe - B
Maximální moment [Nm]	450	450	450	450
Maximální proud [A]	235	220	226	220
Činitel vinutí [-]	0,866	0,966	0,945	0,956
Počet drážek na pól a fázi [-]	0,5	0,4	0,375	0,353
Maximální frekvence [Hz]	19,80	24,75	26,40	28,05
Hmotnost magnetů [kg]	2,6	2,6	2,6	2,6
Hmotnost mědi [kg]	5,5	5,5	5,5	5,5



**Obr. 5.16 Porovnání ztrát motorů s různým počtem pólů**

Z obrázku 5.16 je zřejmé, že motory s 30, 32 a 34 póly vytvářejí téměř shodné ztráty ve všech pracovních bodech. Při vyšším zatížení 32-pólový motor díky nižšímu činiteli vinutí vytváří o něco vyšší ztráty v mědi než 30 a 34-pólové motory. Při vyšších otáčkách, kde většího vlivu dosahují ztráty v železe, vytváří nejvyšší ztráty 34-pólový motor. 24-pólový motor díky nízkému činiteli vinutí vytváří při vyšším zatížení výrazně vyšší ztráty než zbývající tři motory, a proto je pro tuto aplikaci nejméně vhodný.

Motory s nižším počtem drážek na pól a fázi se vyznačují i nižším zvlněním momentu při zatížení, a proto jsou vhodnější pro použití v aplikacích, kde je potřeba přesné regulování polohy motoru (servomotory). Průběh momentu pro různé počty pólů při proudovém zatížení 200 A je na obrázku 5.17.



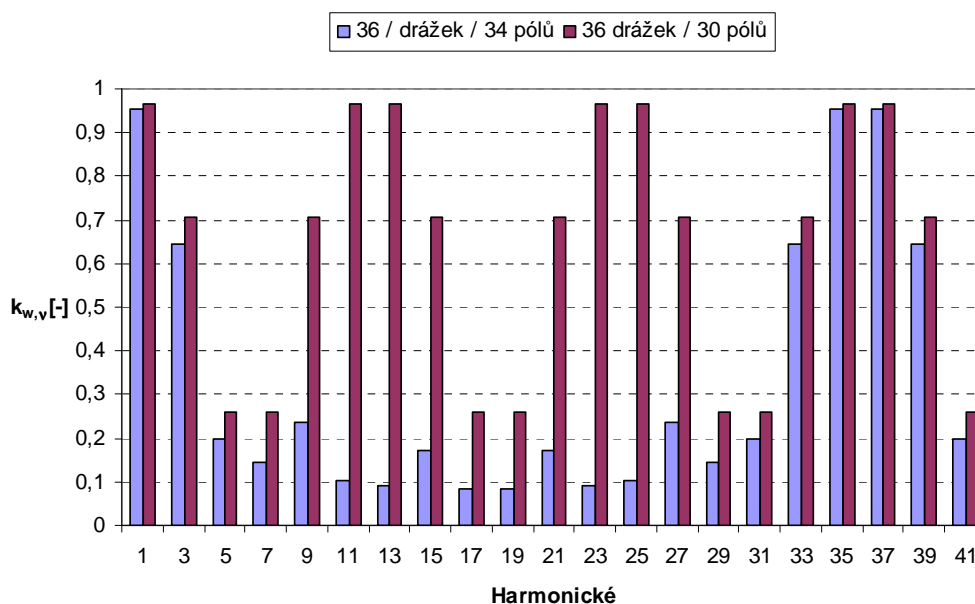
**Obr. 5.17 Průběh zvlnění momentu pro různé počty pólů při proudovém zatížení 200A**

Vinutí těchto motorů se liší pouze uložením jednotlivých cívek v příslušných drážkách. Vinutí motorů s vyšším počtem drážek na pól a fázi může být zapojeno s více paralelními větvemi, což umožňuje více možností volby počtu závitů i paralelních drátů v jednotlivých cívkách. Přípustné počty paralelních větví pro všechna čtyři zapojení vinutí jsou uvedeny v tabulce 5.7.

**Tabulka 5.7 Počty paralelních větví pro různé typy vinutí**

Typ vinutí	36 drážek / 24 pólů	36 drážek / 30 pólů	36 drážek / 32 pólů	36 drážek / 34 pólů
Počet drážek na pól a fázi [-]	0,5	0,4	0,375	0,353
Počet paralelních větví	1, 2, 4 nebo 8	1, 2, 3 nebo 6	1, 2 nebo 4	1 nebo 2

Vinutí motorů s nižší hodnotou počtu drážek na pól a fázi vykazuje nižší hodnoty činitelů vyšších harmonických, což vede ke zmenšení přídavných ztrát v motoru. Porovnání činitelů jednovrstvého vinutí motorů s 30 a 34 póly je na obrázku 5.18.

**Obr. 5.18 Činitele vyšších harmonických jednovrstvého zlomkového vinutí**

### 5.2.3. Optimalizace magnetického obvodu

Na základě předešlých výsledků byl jako nejvhodnější zvolen motor s 36 drážkami a 34 póly na rotoru. V programu FLUX 2D byl vytvořen model, pomocí kterého byl optimalizován magnetický obvod tohoto motoru. Na optimalizaci nebyl použit žádný složitý algoritmus, byly pouze měněny nejdůležitější parametry magnetického obvodu (rozměry magnetů, rozměry drážky, průměr vzduchové mezery...) a podrobně sledovány výsledky, které změny příslušných parametrů způsobí. Cílem této dodatečné optimalizace bylo navrhnout motor tak, aby s danými rozměrovými, napěťovými a proudovými omezeními splnil všechny požadavky, které tato aplikace

vyžaduje, a aby spotřeba aktivních materiálů zejména permanentních magnetů (cena motoru) byla co nejnižší při zachování přijatelné účinnosti motoru.

Moment motoru je dán zejména jeho velikostí, hodnotou magnetické indukce ve vzduchové mezeře (buzení) a proudovým zatížením. Vnější rozměry motoru pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku jsou omezeny průměrem pojezdového kola a vnitřním uspořádáním vozíku, velikost magnetické indukce je dána zejména rozměry a kvalitou permanentních magnetů, délkou vzduchové mezery a rozměry magnetického obvodu. Vnější průměr motoru byl omezen na  $D_M = 255$  mm a maximální axiální délka magnetického obvodu byla stanovena na  $L_{Fe} = 150$  mm.

### Vliv výšky permanentních magnetů

Výška permanentních magnetů má velký vliv na celkové parametry motoru. Motory s větší výškou permanentních magnetů dosahují vyšší magnetické indukce ve vzduchové mezeře, vyššího momentu při stejném proudovém zatížení i vyšší účinnosti. Větší výška PM zajišťuje i větší odolnost proti nežádoucí demagnetizaci PM statorovým proudem. Větší výška PM ovšem znamená výrazné zvýšení nákladů daného motoru. Výška permanentních magnetů se proto volí velmi obezřetně s ohledem na všechny požadavky dané aplikace.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře lze dle [4] přibližně určit pomocí vztahu 5.14.

$$B_\delta = \frac{f_{lkg} \frac{A_m}{A_\delta}}{1 + \mu_{r,PM} f_{lkg} \frac{A_m}{A_\delta} \frac{\delta'}{L_m}} B_r \quad (5.14)$$

kde  $A_m$  je aktivní plocha permanentních magnetů,  $A_\delta$  je plocha vzduchové mezery,  $f_{lkg}$  koeficient rozptylového toku,  $\delta'$  efektivní délka vzduchové mezery,  $L_m$  délka PM ve směru magnetizace a  $B_r$  je remanentní indukce PM. Hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře a magnetického toku v závislosti na výšce PM jsou uvedeny v tabulce 5.8.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře i magnetický tok se zvyšují výrazně méně než hmotnost permanentních magnetů, a proto bývá výška permanentních magnetů (zejména u nízkonákladových aplikací) co nejmenší. Minimální výška magnetů

musí zabránit s dostatečnou bezpečnostní rezervou nežádoucí demagnetizaci PM magnetickým polem statorového vinutí. V optimálním případě výška magnetů zamezí demagnetizaci nejen při průchodu zkratového proudu statorovým vinutím ale i v dalších poruchových stavech.

**Tabulka 5.8 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře v závislosti na výšce PM**

Výška permanentních magnetů	3 mm	4 mm	5 mm
Mag. indukce ve vzduchové mezeře [T]	0,78	0,83	0,87
Mag. tok na pól [mWb]	1,80	1,91	1,99
Hmotnost permanentních magnetů [kg]	1,91	2,55	3,19

Velký nežádoucí proud může například vzniknout, v okamžiku zapnutí stojícího motoru připojeného k plnému napájecímu napětí. V tomto případě je proud omezen pouze velikostí odporu vinutí. Při zapojení statorového vinutí do hvězdy se proud nakrátko vypočítá

$$I_{LR} = \frac{U_N}{2R_f} \quad (5.15)$$

Magnetomotorické napětí při lineárním magnetickém obvodu, kterou vytvoří tento proud se vypočítá

$$U_{M,LR} = \frac{2N_s I_{LR}}{p} \quad (5.16)$$

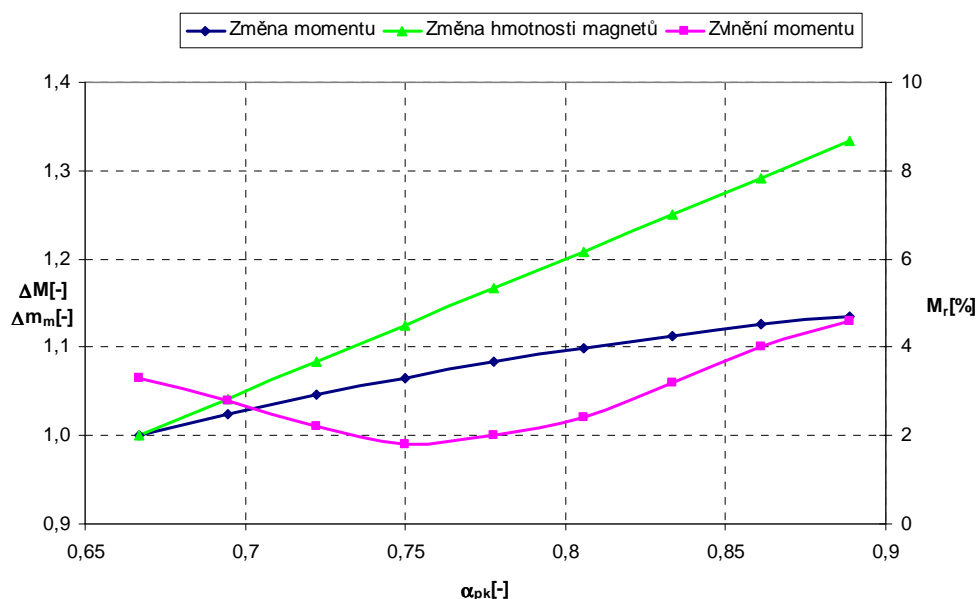
kde  $N_s$  je počet závitů v sérii. Hodnota magnetomotorického napětí by s dostatečnou rezervou měla vyhovovat nerovnosti 5.11.

$$U_{M,LR} < \frac{2(L_m + \delta)}{\mu_{r,PM} \mu_0} (B_\delta - B_k) \quad (5.17)$$

kde  $B_k$  je bod zlomu demagnetizační křivky permanentního magnetu. Při tomto ověření je možné uvažovat pouze lineární magnetický obvod. Tímto způsobem stanovená hodnota magnetomotorického napětí je větší než při uvažování nelineárního magnetického obvodu, výsledkem je tedy větší odolnost magnetického obvodu proti nežádoucí demagnetizaci.

### Vliv pólového krytí na velikost momentu motoru

U 34-pólového motoru byla zjištěna závislost pólového krytí na velikosti a zvlnění momentu při konstantním proudu 200 A (obr. 5.19). Se zvětšujícím se pólovým krytím roste magnetický tok i moment motoru. Tento nárůst momentu je nižší než nárůst hmotnosti permanentních magnetů. Při změně pólového krytí z hodnoty 0,67 na 0,83 se hmotnost (cena) permanentních magnetů zvýší o 25 %, přičemž moment motoru naroste pouze o 11 %. Hodnotu pólového krytí je nutné volit obezřetně a vždy s ohledem na požadavky dané aplikace. Malé zvlnění momentu je důležité zejména pro servomotory s přesným polohovým řízením, kde by velké zvlnění momentu mohlo snížit přesnost polohového řízení. U tohoto motoru dosahuje zvlnění momentu nejnižší hodnoty pro pólové krytí  $\alpha_p = 0,75$ . V oblasti minimálního zvlnění momentu bylo zvoleno pólové krytí i u navrhovaného motoru.

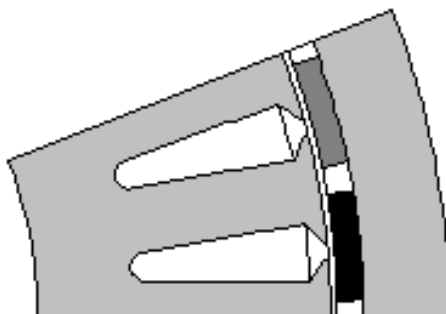


Obr. 5.19 Závislost momentu a zvlnění momentu na pólovém krytí

### Vliv rozměrů statorové drážky

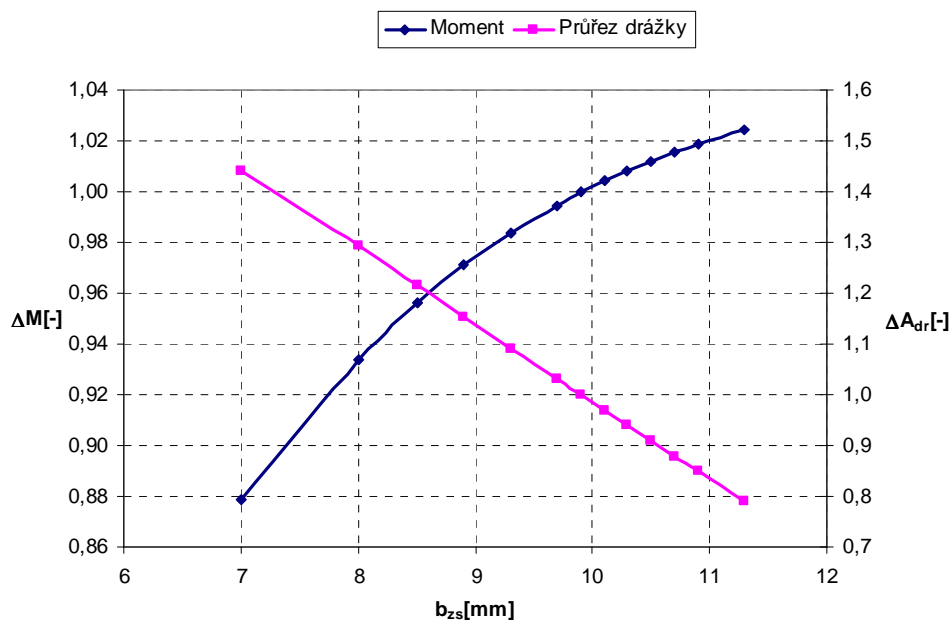
U vysokomomentových pomaluběžných motorů vzniká většina ztrát ve vinutí motoru, a proto tyto motory mají větší průřez drážky než běžné synchronní motory. U motorů s vnějším rotorem není vhodné používat obdélníkové drážky (viz. obr. 5.5). V tomto případě by buď došlo k velkému přesycení v nejužším místě statorového zubu

nebo k výraznému snížení průřezu statorové drážky. Použití otevřených drážek také není vhodné, protože se výrazně sníží magnetická indukce ve vzduchové mezeře, proto pro navržený motor byla zvolena „W-drážka“ (obr. 5.20).



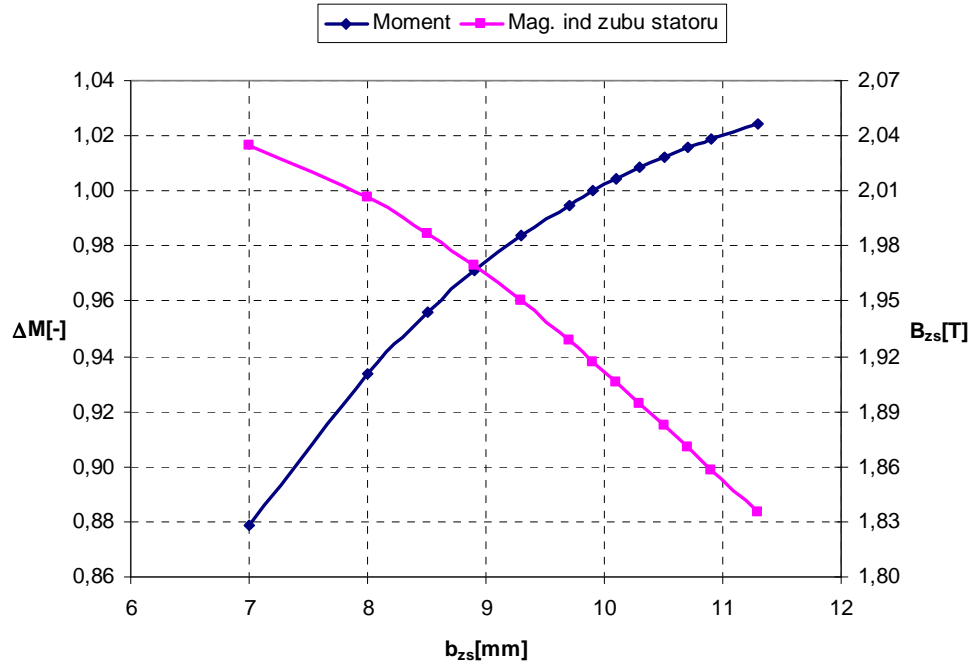
**Obr. 5.20 Statorová W-drážka SMPM s vnějším rotorem**

Rozměry drážky pak byly stanoveny na základě optimalizačních výpočtů, jejichž výsledky jsou vyneseny v následujících grafech. Na obrázcích 5.21 a 5.22 je zachycena závislost změny momentu, změny průřezu drážky a změny magnetické indukce statorového zubu v závislosti na změně šířky statorového zubu při konstantním proudu 200 A. Hodnoty jsou vztaženy k šířce zubu  $b_{zs} = 9,9$  mm.



**Obr. 5.21 Závislost změny momentu a průřezu drážky na šířce statorového zubu**





**Obr. 5.22** Závislost změny momentu a magnetické indukce statorového zubu na šířce statorového zubu

S nárůstem šířky zubu se snižuje celkový magnetický odpor magnetického obvodu, v jehož důsledku se zvyšuje magnetický tok i moment motoru. Se vzrůstající šířkou zubu se snižuje průřez drážky, což má za následek snížení průřezu mědi v drážce a zvýšení ztrát ve vinutí, které v tomto pracovním bodě se téměř rovnají celkovým ztrátám motoru. Moment motoru a ztráty ve vinutí lze vyjádřit:

$$M = C_{\Phi} I_f \quad (5.18)$$

$$\Delta P_{Cu} = 3R_f I_f^2 = 3\tau_{\vartheta} \frac{N_s}{a} \rho_{Cu} \frac{l_z}{A_{Cu}} I_f^2 \quad (5.19)$$

kde  $C_{\Phi}$  je momentová konstanta,  $I_f$  fázový proud a  $R_f$  fázový odpor.

Při snížení šířky zubu dojde ke snížení momentu motoru, který musí být kompenzován vyšší hodnotou napájecího proudu (větším počtem závitů). V důsledku většího průřezu drážky se zvýší průřez mědi v drážce a klesne fázový odpor. Při předpokladu, že pro malou změnu proudu zůstane momentová konstanta  $C_{\Phi}$  konstantní lze tvrdit, že účinnost motoru v tomto pracovním bodě se zvýší pokud druhá mocnina

oměru nárůstu proudu, který je nutný pro vykompenzování poklesu momentu, je nižší než poměr nárůstu průřezu drážky. Obdobné tvrzení lze uvést i pro zvětšení šířky zubu.

Šířku zubu je nutné volit nejen s ohledem na velikost ztrát v jednom konkrétním bodě, ale je nutné brát ohled i na ostatní důsledky, které snížení šířky drážky přinese (vyšší magnetická indukce v zubu statoru, vyšší rozptylový tok, vyšší spotřeba mědi,...). Motor navíc pracuje v široké pracovní oblasti, což je pro volbu vhodné šířky statorového zubu také důležité.

Změna výšky drážky má podobný vliv na parametry motoru jako změna šířky statorového zubu. Zmenšením výšky drážky se opět snižuje magnetický odpor magnetického obvodu a tudíž roste magnetický tok i moment motoru. V tabulce 5.9 jsou uvedeny závislosti změny momentu a změnu průřezu drážky na změně výšky drážky.

**Tabulka 5.9 Závislost změny momentu a průřezu drážky na výšce drážky**

Výška drážky	28 mm	29 mm	30 mm
Změna momentu [-]	0,5 %	0,2 %	0,0 %
Změna průřezu drážky [-]	-4,5 %	-2,2 %	0,0 %
Mag. indukce v zubu statoru [T]	1,930	1,925	1,917

Z tabulky 5.9 je zřejmé, že nárůst momentu je opět mnohem nižší než je pokles průřezu drážky. Uvažovat větší výšku drážky než 30 mm už nemá praktický význam, protože nárůst průřezu drážky už je velmi malý a navíc pouze v nejužší části drážky, kde praktické využití tohoto prostoru pro uložení vinutí je velmi malé.

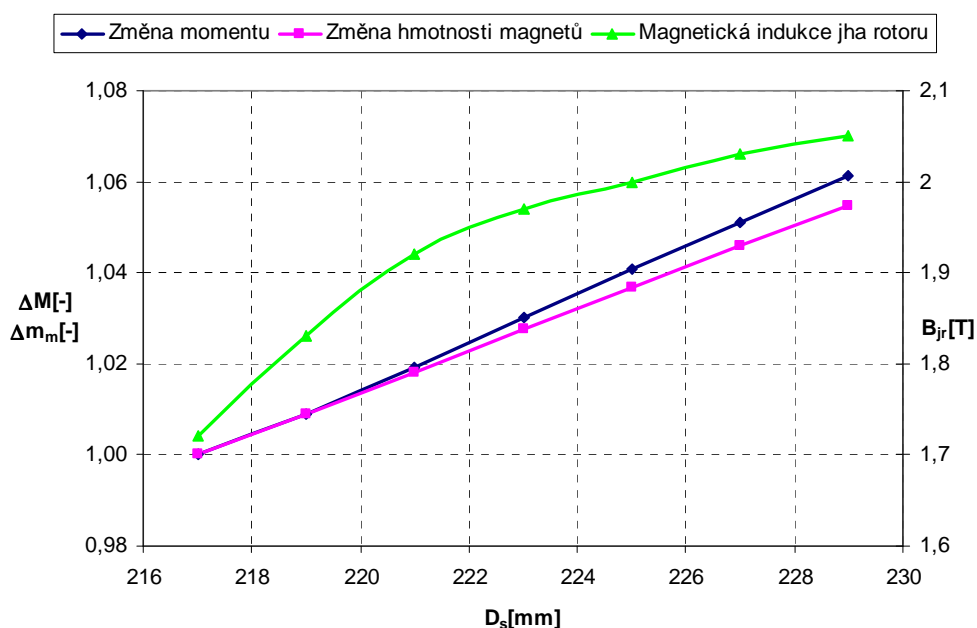
Na základě těchto optimalizačních výpočtů byly rozměry drážky stanoveny  $h_{ds} = 30 \text{ mm}$  a  $b_{zs} = 9,9 \text{ mm}$ .

### **Vliv průměru statoru a délky vzduchové mezery**

Vzduchová mezera a vnější průměr statoru mají velký vliv na hodnoty elektromagnetických parametrů celého motoru. Vzduchová mezera dle 5.14 ovlivňuje velikost magnetické indukce v mezeře a následně magnetický tok i moment motoru. Vzduchovou mezeru je nutné volit s ohledem na mechanické možnosti stroje, výšku magnetů, přijatelné přídatné ztráty a velikost zvlnění momentu. U vysokomomentových aplikací se vzduchové mezery volí co nejmenší. Vyšší hodnota magnetické indukce umožňuje motoru dle vztahu 5.18 vytvoření většího momentu při konstantním proudu. Minimální vzduchová mezera je ovlivněna mechanickými vlastnostmi motoru a musí

být dostatečná, aby nedošlo k nežádoucímu dotyku mezi statorem a rotorem v žádném pracovním stavu. Velikost vzduchové mezery byla s ohledem na mechanické vlastnosti, omezení zvlnění momentu i přijatelné výšky PM stanovena  $\delta = 1$  mm.

Stejně jako vzduchová mezera má na parametry motoru velký vliv i průměr statoru viz. vztah 4.1. Se zvětšujícím se průměrem statoru se zvyšuje magnetický tok motoru a roste i dosažitelný moment. V důsledku zvětšujícího se průměru statoru při zachování stejného vnějšího průměru celého motoru se snižuje šířka rotorového jha a výrazně se zvyšuje i magnetická indukce uvnitř jha. Závislost změny momentu na průměru statoru je znázorněn na obrázku 5.23. Motory mají stejná vinutí, stejné pólové krytí a jsou napájeny konstantním proudem. Mění se pouze průměr statoru a v jeho důsledku šířka rotorového jha. Vypočtené hodnoty jsou vztaženy k hodnotám při průměru statoru  $D_s = 217$  mm.



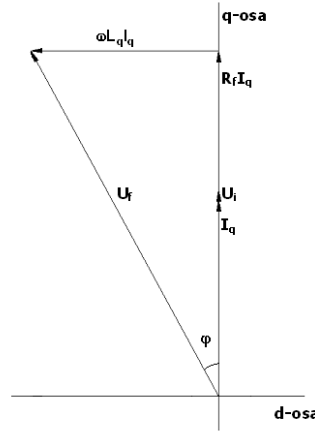
**Obr. 5.23 Závislost změny momentu a magnetické indukce rotorového jha na průměru statoru**

Na obrázku 5.23 je znázorněn nárůst momentu motoru s průměrem statoru. Tento nárůst je dokonce i nepatrně vyšší než je nárůst hmotnosti permanentních magnetů. Výrazně se zvětšuje i magnetická indukce ve jhu rotoru, která pro  $D_s = 229$  mm dosahuje hodnoty kolem 2,05 T. Průměr statoru byl zvolen  $D_s = 219$  mm.

Důvodem bylo snížení hodnoty magnetické indukce ve jhu rotoru, snížení nákladů na PM i zachování dostatečné šířky jha rotoru pro dostatečnou mechanickou pevnost při výrobě motoru.

#### 5.2.4. Pracovní oblast 34-pólového motoru

Na základě výsledků optimalizace byly určeny konečné rozměry magnetického obvodu a parametry vinutí 34-pólového SMPM. Pro navržený motor byla spočítána křivka vymezující pracovní oblast, ve které motor může pracovat s danými proudovými a napěťovými omezeními. Motor je napájen sinusovými proudy a v celé pracovní oblasti je řízen v příčné ose. Při tomto řízení je proud v příčné ose (q-ose) kolmý k fázoru magnetického toku vytvořeného permanentními magnety. Proud v podélné (d-ose) je roven nule. Fázorový diagram je znázorněn na obrázku 5.24. Fázové napětí lze z fázorového diagramu určit pomocí vztahu 5.20.



Obr. 5.24 Fázorový diagram SMPM při řízení v příčné ose

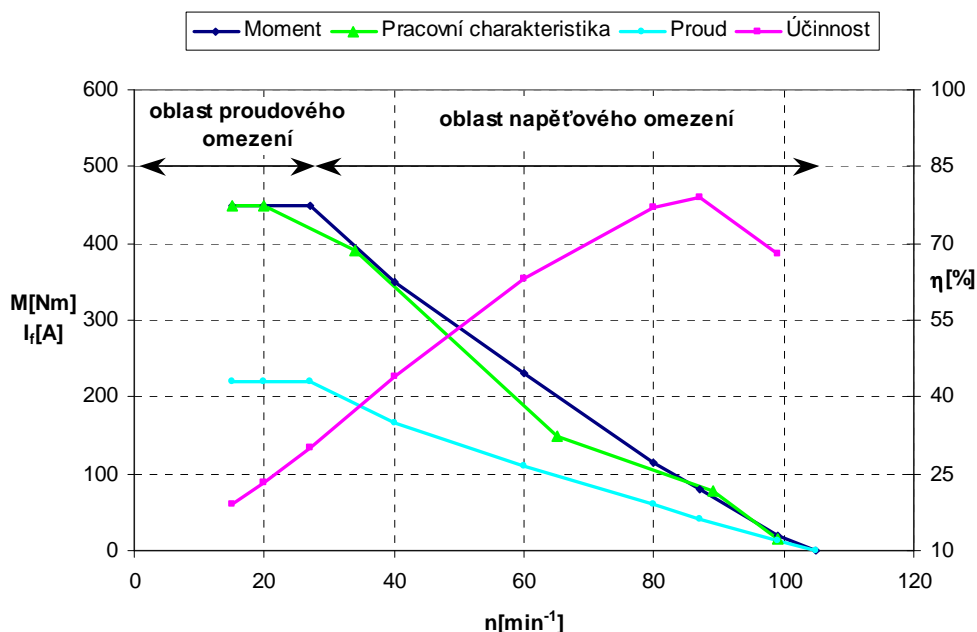
$$U_f = \sqrt{(U_i + R_f I_q)^2 + (\omega L_q I_q)^2} \quad (5.20)$$

Hodnota maximálního fázového napětí na motoru pro sinusové napájení při známé hodnotě bateriového napětí se podle [23] rovná.

$$U_{f,\max} = \frac{U_{Bat} - \Delta U_T}{2\sqrt{2}} \quad (5.21)$$

Při napájení motoru z 24-voltové baterie dosahuje maximální efektivní hodnota fázového napětí na motoru 8 V.

Pracovní oblast, ve které může motor pracovat je vynesena na obrázku 5.25. Dané proudové a napěťové omezení mají za následek, že navržený motor dosahuje některých pracovních bodů s minimální rezervou. V pracovním bodě odpovídajícímu pohybu plně naloženého vozíku po rovné ploše ( $80 \text{ Nm} - 91 \text{ min}^{-1}$ ) jsou vypočtené parametry nepatrně horší než požadované. V tomto případě by plně naložený vozík nedosáhl požadované rychlosti, ale jel by asi o 4 % nižší rychlostí.



**Obr. 5.25 Vypočtená pracovní oblast 34-pólového SMPM**

Dosažení tohoto pracovního bodu by umožnilo snížení počtu závitů vinutí, které by ovšem mělo negativní vliv na dosažení maximálního požadovaného momentu motoru. Další možností, jak dosáhnout požadovaného pracovního bodu, je řízení motoru v oblasti zeslabování magnetického pole. V tomto případě fázový proud motoru není tvořen pouze příčnou složkou (q-složkou), ale i přiměřeně velkou podélnou složkou (d-složkou), která má za následek mírné odbuzení motoru. Při tomto způsobu řízení pak motor může pracovat ve větším rozsahu otáček. Nevýhodou tohoto řízení je ovšem mnohem složitější řídicí algoritmus, který musí zajistit správné nastavení d i q-složky proudu v celé pracovní oblasti. Odbuzování magnetického pole pomocí d-složky proudu má za následek zvýšené ztráty ve vinutí motoru.

### 5.3. Prototyp 34-pólového motoru

Podle výsledného návrhu byl vyroben 34-pólový motor s jednovrstvým zlomkovým vinutím. Jednovrstvé vinutí bylo zvoleno z důvodu usnadnění výroby prototypu. Základní parametry jsou uvedeny v tabulce 5.10. Schéma zapojení vinutí je na obrázku 5.15.

**Tabulka 5.10 Základní parametry prototypu 34-pólového SMPM**

Počet drážek	36	Jmenovité sdružené napětí	14 V
Počet pólů	34	Maximální moment	450 Nm
Vnější průměr motoru	255 mm	Maximální otáčky	99 min <sup>-1</sup>
Délka svazku	150 mm	Maximální proud	220 A
Vzduchová mezera	1 mm	Magnety	Nd-Fe-B
Počet vrstev zlomkového vinutí	1	Jakost plechů	M800-50A

Stator motoru byl vyroben z izolovaných plechů jakosti M800-50A, na jehož vnějším průměru jsou vyraženy drážky pro umístění vinutí. Díky velmi nízkým otáčkám a frekvenci ztráty v železe nejsou velké a není nutné použít plechy lepší jakosti.



**Obr. 5.26 Prototyp 34-pólového motoru**

Jednovrstvé zlomkové vinutí bylo do drážek vinuto ručně. Při ručním navíjení je možné dosáhnout většího plnění drážky a zlepšit účinnost motoru. Nevýhodou je velmi zdoluhavé a náročné navíjení, které je nevhodné při sériové výrobě těchto motorů. Rotor je tvořen dutým válcem z plného magnetického materiálu na jehož vnitřním povrchu jsou nalepeny magnety Nd-Fe-B. Magnety na vnitřním povrchu rotoru není možné dodatečně fixovat bandáží. Stator s vinutím a prototyp motoru jsou na obrázku 5.26.

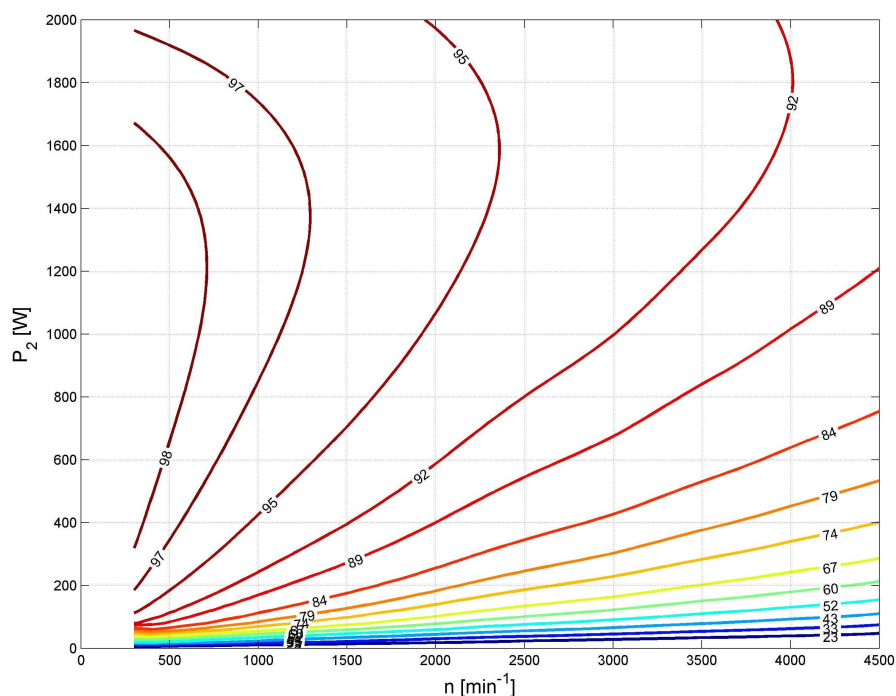
## 5.4. Laboratorní měření 34-pólového motoru

Laboratorní měření vysokopólových pomaluběžných motorů je komplikované, protože tyto motory nemohou být připojeny přímo k asynchronnímu dynamometru. Díky velmi nízkým otáčkám motoru by pracovní frekvence dynamometru byla pro tuto aplikaci v řádu několika hertzů, což by neumožnilo plynulou regulaci dynamometru a znemožnilo měření daného motoru. Pro odstranění tohoto problému byl 34-pólový motor připojen k dynamometru přes převodovku s pevným převodovým poměrem  $i = 30,22$  (obr. 5.27), díky které dynamometr pracoval v rozsahu svých pracovních otáček.



**Obr. 5.27 Měřicí pracoviště SMPM**

Zapojení motoru přes převodovku má za následek zanesení určité nepřesnosti do průběhu i výsledků měření. Nepřesnost byla snížena na minimum přesným změřením účinnosti převodovky v celém rozsahu povolených zatížení i otáček. Účinnost převodovky je ovšem závislá i na teplotě oleje uvnitř převodovky, kterou není možné udržet konstantní po celou dobu měření. Snahou bylo teplotu oleje udržet v daném teplotním rozmezí, aby rozdíl v účinnosti převodovky byl co nejmenší. Mapa účinnosti převodovky je na obrázku 5.28.



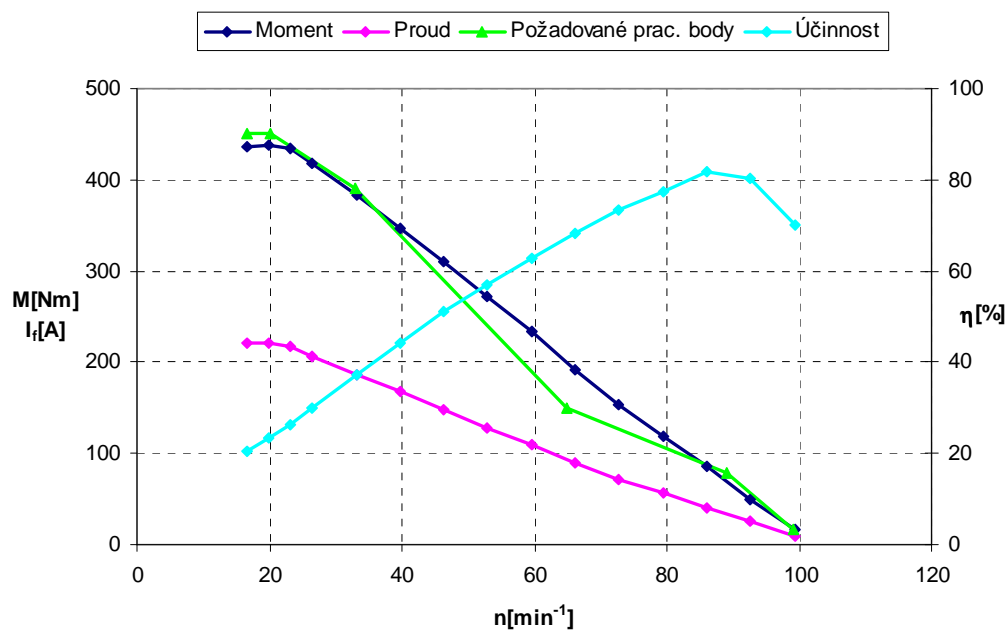
Obr. 5.28 Mapa účinnosti převodovky

Motor byl napájen třífázovým čtyř-kvadrantovým měničem s pulsní šířkovou modulací (PWM). Maximální proud měniče je omezen na 220 A. Motor byl v celém rozsahu otáček řízen v q-ose.

Motor byl zkoušen v celé pracovní oblasti. Byly změřeny charakteristiky naprázdno, zatěžovací charakteristiky pro různé otáčky a několik oteplovacích zkoušek. Nejdůležitější naměřené hodnoty jsou vyneseny v následujících grafech, ostatní naměřené charakteristiky jsou uvedeny v příloze C.

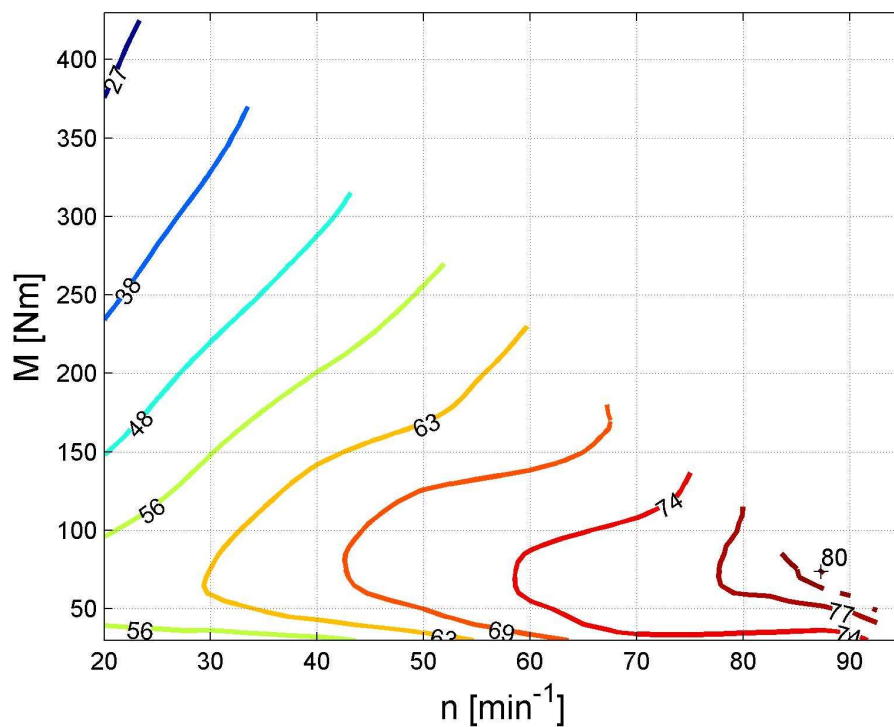
Pracovní oblast, ve které může SMPM pracovat s daným proudovým a napěťovým omezením, je vynesena na obrázku 5.29. Naměřená charakteristika velice dobře kopíruje křivku vyznačující požadovanou pracovní oblast. Menší rozdíly jsou pouze v oblasti kolem 90 otáček a v oblasti maximálního momentu. Maximální naměřený moment byl 438 Nm při proudu 220 A. Motor tak dosahuje asi o 2,7 % menšího momentu než bylo požadováno. Důvodem může být větší rozptylový tok při tak velkém nasycení, horší magnetické vlastnosti některých materiálů zejména PM, než s jakými bylo počítáno. Určitá chyba mohla vzniknout i při vyhodnocení účinnosti převodovky, která by pak měla vliv i na velikost vyhodnoceného maximálního momentu motoru.





**Obr. 5.29** Křivka vymezující pracovní oblast 34-pólového SMPM

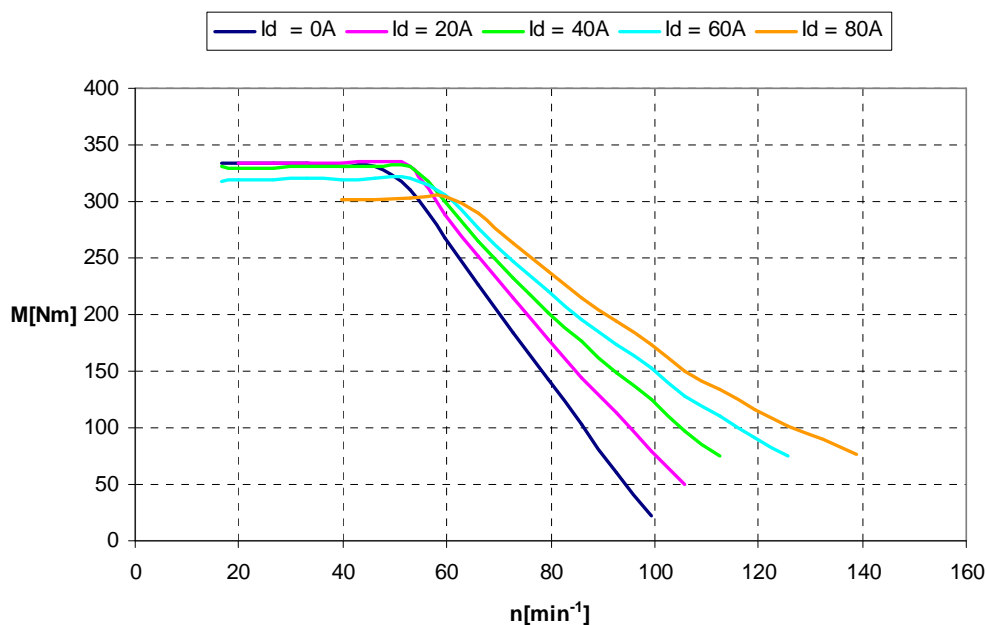
Na obrázku 5.30 je vynesena mapa účinnosti motoru v celé pracovní oblasti.



**Obr. 5.30** Změřená mapa účinnosti 34-pólového SMPM

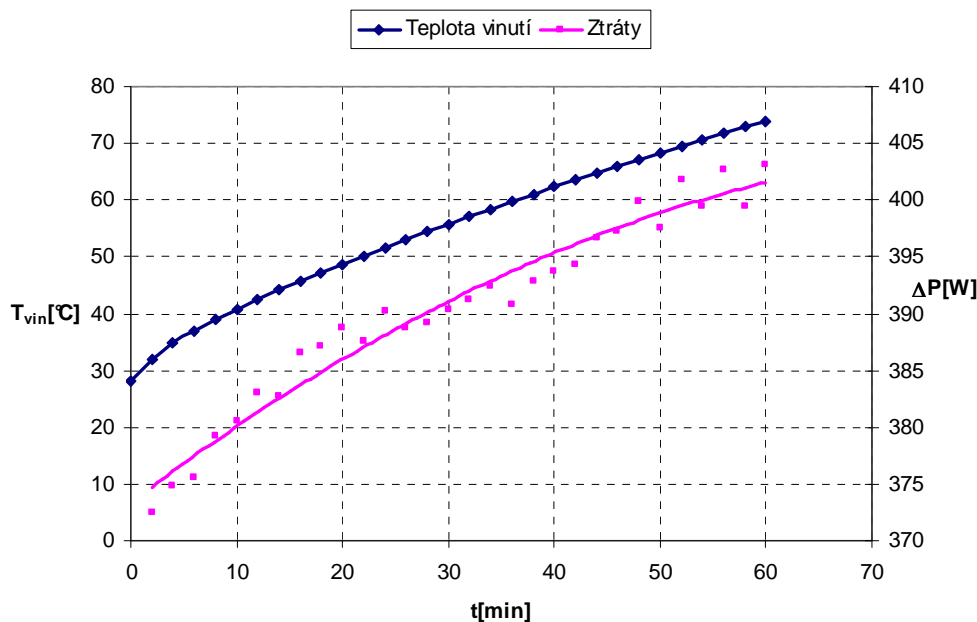
Motor dosahuje nejvyšší účinnosti v oblasti maximálních otáček. Poměrně nízká účinnost motoru je způsobena požadavkem o dosažení vysokého momentu při nízkých otáčkách, tzn. při malém výkonu motoru. Pro dosažení požadovaného momentu musí motorem procházet relativně vysoký proud, který má za následek vznik vysokých ztrát ve vinutí a následně i nižší účinnost motoru.

Pro ověření možností odbuzení tohoto motoru byly změřeny i křivky vyznačující maximální pracovní oblast motoru při různých velikostech d-složky proudu. Křivky byly změřeny pro hodnoty d-složky proudu 20, 40, 60 a 80 A (Obr. 5.31). Celkový fázový proud u tohoto měření byl omezen pouze na 160 A, proto motor nedosahuje při nízkých otáčkách maximálního momentu. Z grafu je patrné, že s rostoucí hodnotou proudu v podélné ose se výrazně zvětšuje i pracovní oblast motoru.



**Obr. 5.31 Pracovní oblast motoru pro různé hodnoty proudu v d-ose**

Pro jmenovitý bod ( $150 \text{ Nm} - 65 \text{ min}^{-1}$ ) byla změřena oteplovací zkouška (obr. 5.32). Teplotní čidlo bylo umístěno ve vinutí motoru, kde vzniká největší část celkových ztrát a tudíž zde bude dosažena nejvyšší teplota. Nejrizikovějším místem je ale povrch rotoru, na němž je nalisována pneumatika. Maximální dovolená teplota povrchu rotoru, při které ještě nedojde k poškození materiálu pneumatiky, je  $60^\circ\text{C}$ . Po 60-minutách dosahuje teplota vinutí asi  $74^\circ\text{C}$ , povrch rotoru dosahuje pouze  $53^\circ\text{C}$ .



Obr. 5.32 Oteplovací zkouška 34-pólového SMPM

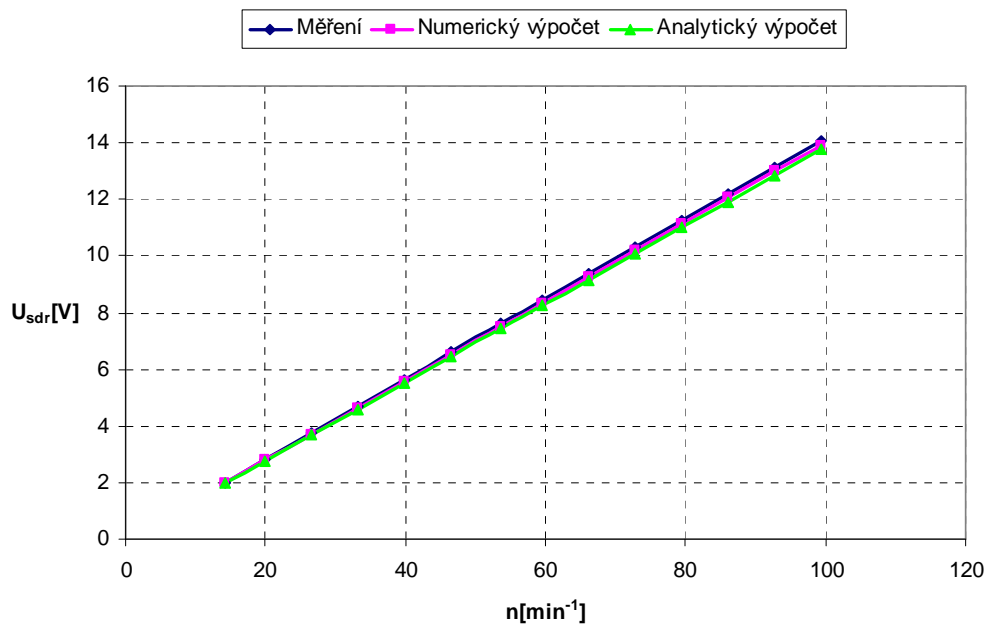
### 5.5. Porovnání výsledků měření s výpočtem

V programu SPEED (analytický výpočet) byly ověřeny všechny změřené hodnoty momentových charakteristik i křivka vymežující pracovní oblast, ve které motor pracuje. Křivka vymežující pracovní oblast a momentová charakteristika při otáčkách  $n = 20 \text{ min}^{-1}$ , byla ověřena i pomocí programu FLUX (numerický výpočet). Porovnání některých charakteristik je vyneseno v několika následujících grafech.

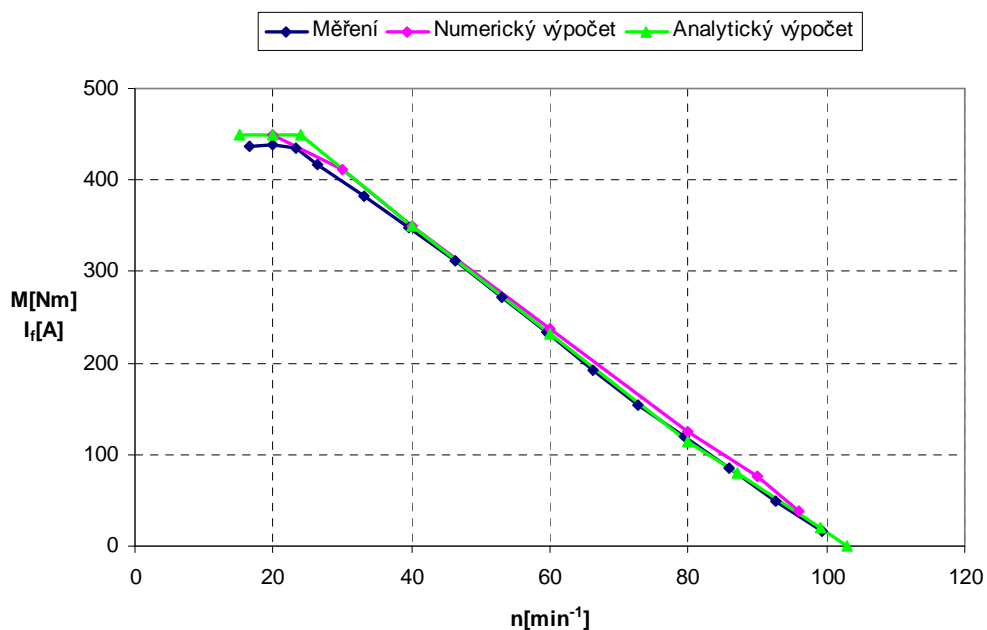
Na obrázku 5.33 je porovnání změřené charakteristiky naprázdno s numericky i analyticky vypočtenými. Z grafu je zřejmá velmi dobrá shoda mezi vypočtenými a změřenými hodnotami, při maximálních otáčkách  $n = 100 \text{ min}^{-1}$  dosahuje rozdíl mezi změřenou hodnotou a analyticky spočítanou asi 2,7 %. Numerický výpočet se od změřené hodnoty liší ještě méně.

Na obrázku 5.34 je porovnání křivek vymežující pracovní oblast 34-pólového SMPM. Vypočtené křivky se od změřené výrazně neliší, největší rozdíl je v oblasti maximálního momentu při nízkých otáčkách, kde vypočtené hodnoty jsou vyšší než hodnota naměřená. Rozdíl může být způsoben nejen důvody uvedenými v kapitole 5.4, ale i způsobem napájení reálného motoru pomocí měniče s PWM. PWM má za následek

vznik nežádoucích vyšších harmonických proudů, které mají negativní vliv na parametry motoru. U vypočtených hodnot se uvažuje s ideálním sinusovým průběhem proudů.

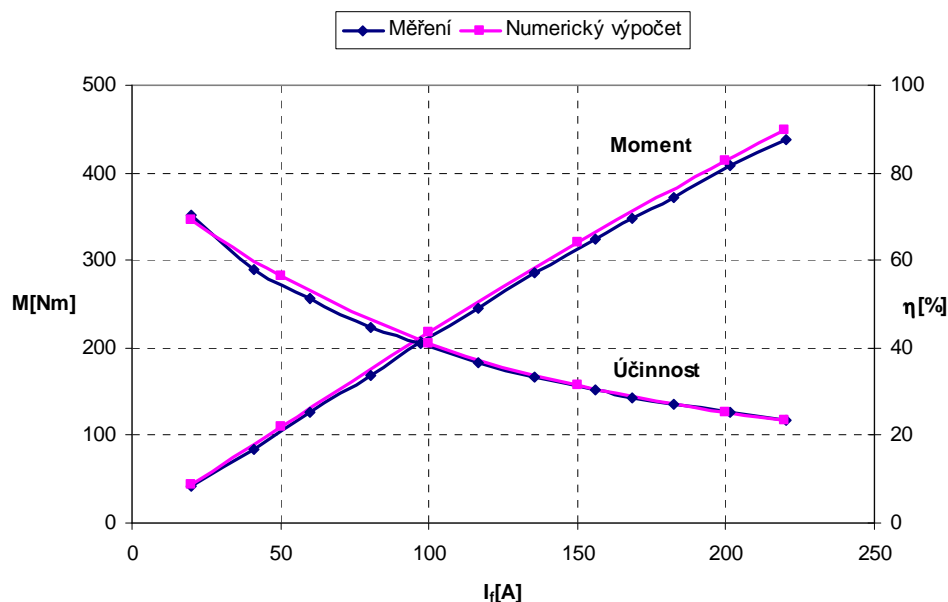


Obr. 5.33 Porovnání změřené a vypočtené charakteristiky naprázdno

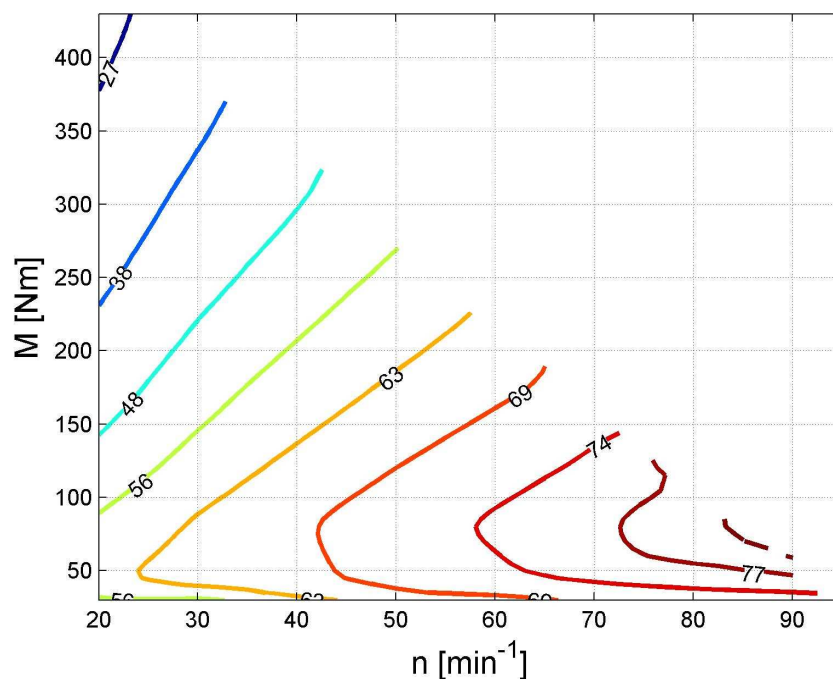


Obr. 5.34 Porovnání křivek vymezujících pracovní oblast 34-pólového SMPM

Na obrázku 5.35 je porovnání změřené zatěžovací charakteristiky při otáčkách  $n = 20 \text{ min}^{-1}$  s numericky vypočítanou. Změřené hodnoty jsou nepatrně nižší než vypočtené, největší rozdíl při maximálním proudu dosahuje asi 2,7 %. Při nižších proudech se tento rozdíl ještě zmenšuje.



Obr. 5.35 Porovnání zatěžovací charakteristiky při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$



Obr. 5.36 Vypočtená mapa účinnosti 34-pólového SMPM

V programu SPEED byla porovnána i účinnost motoru v celém rozsahu otáček i momentu. Vypočtená mapa účinnosti je na obrázku 5.36. Vypočtená účinnost celkem přesně odpovídá účinnosti změřené (obr. 5.30). Rozdíly mezi vypočtenou a změřenou účinností se objevují v oblasti vyšších otáček, kde vypočtená účinnost dosahuje nižších hodnot než změřená. Důvodem může být velikost ztrát v železe. Při výpočtu bylo uvažováno s jakostí plechů M800-50A, ve skutečnosti byla kvalita plechů magnetického obvodu lepší, což se potvrdilo při měření magnetických vlastností daného materiálu.

## **5.6. Zhodnocení návrhu 34-pólového SMPM**

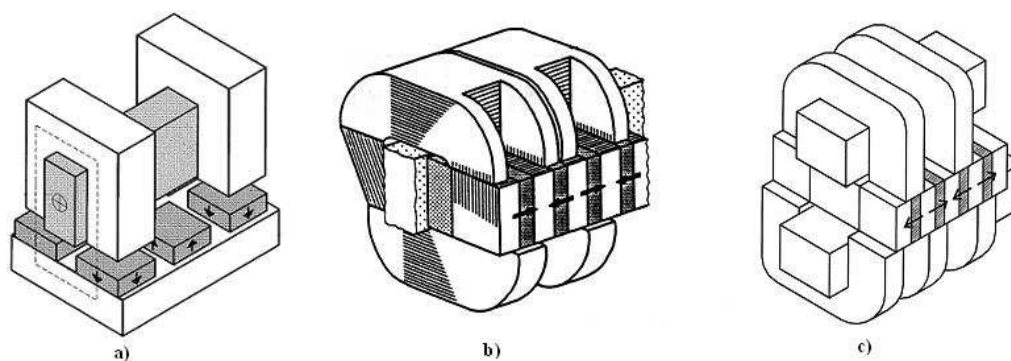
V této kapitole byly podrobně popsány vlastnosti synchronních motorů buzených permanentními magnety se zlomkovým vinutím. Byly popsány rozdíly mezi jednovrstvým a dvouvrstvým zlomkovým vinutím i vliv počtu drážek a počtu pólů motoru na jeho parametry. Na základě podrobných optimalizačních výpočtů byl pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku navržen 34-pólový SMPM s jednovrstvým zlomkovým vinutím. Podle návrhu byl motor vyroben a následně testován v laboratoři. Výsledky měření potvrdily správnost návrhu, a proto 34-pólový TFM se jeví jako vhodná alternativa pro přímý pohon nízkozdvížného vozíku.

Přínosem této kapitoly je zejména podrobné porovnání jednovrstvých a dvouvrstvých zlomkových vinutí. Dvouvrstvá zlomková vinutí předčí jednovrstvá vinutí v mnoha ohledech, navíc umožní dosáhnout i vyššího momentu než motory s jednovrstvým zlomkovým vinutím při stejném proudu. Nevýhodou je náročnější výroba i zapojování vinutí, které se skládá z většího počtu cívek.

Přínosem je i optimalizace počtu pólů SMPM při konstantním počtu drážek, která porovnává vlastnosti těchto motorů z hlediska velikosti dosažitelného momentu, účinnosti v různých pracovních bodech, zvlnění momentu atd.

## 6. Motory s transversálním tokem

První zmínky o motorech s transversálním tokem se nejdříve objevují v článcích profesora Herberta Weha v 80. letech minulého století [17]. Od této doby se objevilo mnoho různých koncepcí TFM, které se lišily různými tvary statoru i rotoru, způsobem uložení magnetů i různými materiály magnetického obvodu [13-15, 26-30]. Společným rysem všech těchto koncepcí je velmi komplikovaná konstrukce magnetického obvodu, zejména statoru (obr. 6.1). Většina těchto provedení nemůže být vyrobena z izolovaných plechů, ale magnetický obvod musí být lisován z amorfních slitin (SOMALOY 500,...).



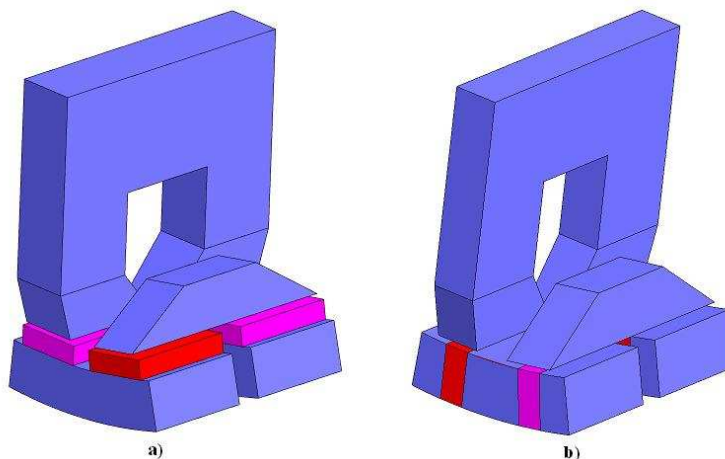
**Obr. 6.1 Různá provedení motorů s transversálním tokem** a) jednostranné s magnety na povrchu rotoru b) jednostranné s koncentrací toku a „C“ jádry c) oboustranné s koncentrací toku

Vinutí TFM motorů je velmi jednoduché, každá fáze je tvořena pouze jednou cívkou, která je umístěna v „drážkách“ magnetického obvodu. Vinutí je obvykle spojeno do hvězdy.

Rotační TFM motory jsou většinou v provedení s vnějším rotorem, protože stator může velmi dobře vyplnit vnitřní prostor motoru a tím se sníží celkový objem motoru. Na rotoru jsou většinou umístěny permanentní magnety, které mohou být nalepeny buď přímo na povrchu rotoru nebo umístěny uvnitř magnetického obvodu rotoru – TFM s koncentrací toku (obr. 6.2).

Z důvodů velkého množství různých koncepcí TFM, které jsou v mnoha případech díky velmi komplikovanému tvaru magnetického obvodu těžce vyrobitelné a pro praktické účely téměř nepoužitelné, byly podrobněji zkoumány pouze konstrukčně nejjednodušší koncepce TFM, jejichž magnetický obvod lze vyrobit z izolovaných

plechů. Zkoumána a porovnána byla obě provedení TFM s magnety na povrchu rotoru [A7, A8] i s koncentrací toku. Podle optimalizovaného návrhu byl vyroben prototyp TFM s magnety na povrchu rotoru, proto se i tato práce více věnuje tomuto provedení.



**Obr. 6.2 Motor s transversálním tokem**

**a) s magnety na povrchu rotoru**

**b) s koncentrací toku**

## **6.1. TFM s magnety na povrchu na rotoru**

Navrhovaný motor s transversálním tokem by měl být možnou alternativou SMPM s radiálním tokem, a proto při návrhu byly uvažovány stejné pracovní body i všechny omezující předpoklady, které jsou uvedeny v kapitole 4 a na začátku kapitoly 5. Stejně jako u SMPM byly základní omezující parametry TFM stanoveny takto:

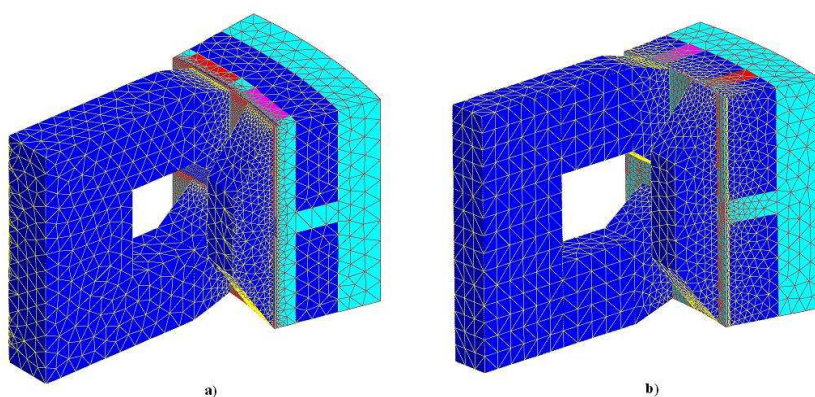
- Napětí baterie 24 V
- Max. vnější průměr motoru 255 mm
- Maximální proud motoru 250 A
- Maximální teplota rotoru 60 °C
- Vzduchové chlazení

Maximální délka magnetického obvodu TFM byla stanovena tak, aby odpovídala délce SMPM i s čely vinutí. Tato délka byla stanovena na 170 mm.

Na rozdíl od SMPM, kde existuje několik analytických programů, pomocí kterých může být motor navržen, u TFM takovýto program neexistuje. Důvody jsou zejména malé rozšíření těchto motorů i velká náročnost na vytvoření a důkladné ověření



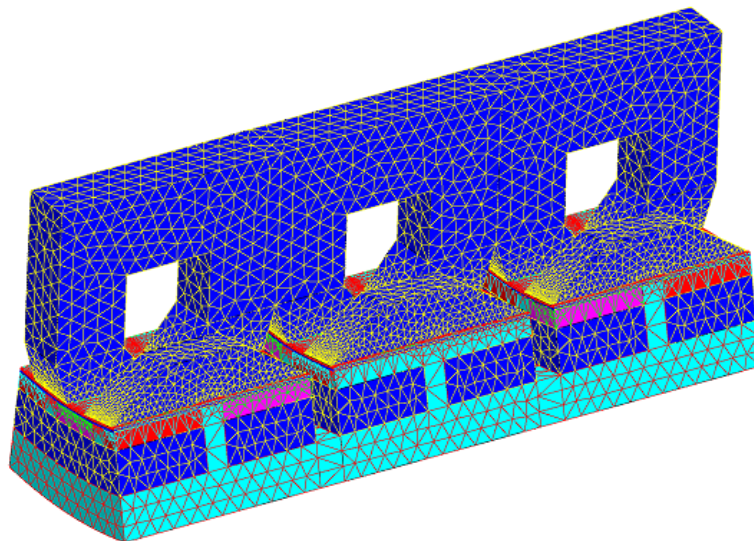
správnosti programu. Efektivně navrhnout TFM je v současné době možné pomocí některého programu, který pro analýzu magnetického obvodu používá metodu konečných prvků. Velkou nevýhodou je nutnost modelovat TFM ve 3D prostředí, díky kterému jsou modely výrazně komplikovanější a výpočty jsou časově mnohem náročnější. Pro modelování TFM byl použit stejně jako u SMPM program FLUX. Při modelování je možné využít všech symetrií motoru a proto stačí modelovat pouze jednu pólovou dvojici. Pro první návrhy a optimalizaci je možné 3D model zjednodušit uvažováním pouze 1-fázového modelu (obr. 6.3), u kterého jsou výpočty více než třikrát rychlejší než u 3-fázového modelu.



**Obr. 6.3 Výpočtové 1-fázové 3D modely TFM a) s magnety na povrchu  
b) s koncentrací toku**

Tímto zjednodušením jsou zanedbány magnetické vazby mezi jednotlivými fázemi, a proto výsledky jsou zatíženy určitou chybou. Pro základní výpočty TFM je použití 1-fázového modelu z důvodů snížení časové náročnosti výpočtů výhodné. Výsledné parametry motoru byly ověřeny pomocí 3-fázového modelu, který je na obrázku 6.4.

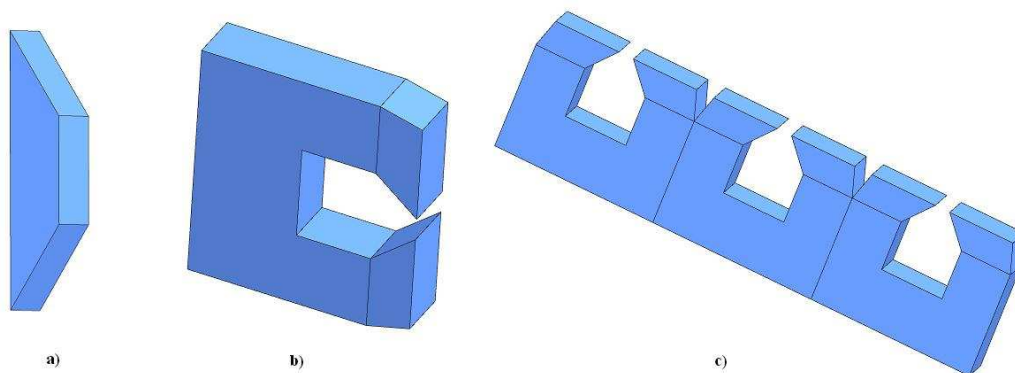
TFM je stejně jako SMPM napájen sinusovými proudy. Motor je v celé pracovní oblasti vektorově řízen v příčné ose a platí pro něj obdobný fázorový diagram jako pro SMPM (obr. 5.24)



**Obr. 6.4 3-fázový model TFM s magnety na povrchu rotoru**

### **6.1.1. Stavba TFM s magnety na povrchu rotoru**

Magnetický obvod statoru je tvořen ze dvou částí – U-jader a I-jader (obr. 6.5). Tvar U-jader i I-jader byl odvozen z prací [13, 14, 30]. Obě části jsou z důvodů omezení ztrát v železe vyrobeny z izolovaných plechů. Tvary i rozměry U a I-jader jsou optimalizovány tak, aby magnetický obvod měl co největší průřez, byl zachován dostatečný prostor pro uložení vinutí a byl omezen rozptylový tok mezi jednotlivými částmi magnetického obvodu. Omezení rozptylového toku je i hlavním důvodem použití I-jader v magnetickém obvodu.



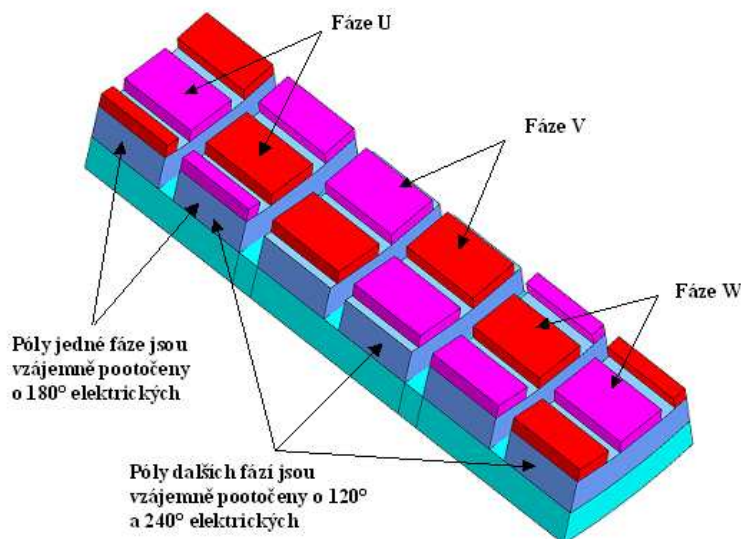
**Obr. 6.5 Části magnetického obvodu statoru a) I-jádro  
b) U-jádro pro jednu fázi c) U-Jádro pro třífázový motor**

Počet jednotlivých U a I-jader odpovídá součinu počtu fází a počtu pólových dvojic. Jednotlivé fáze magnetického obvodu statoru mohou být tvořeny samostatnými U-jádry (obr. 6.5 b), které jsou mezi sebou v axiálním směru odděleny dostatečně velkou vzduchovou mezerou, nebo mohou být spojeny v jeden díl společný pro všechny tři fáze (obr. 6.5 c). Výhodou prvního uspořádání jsou menší magnetické vazby mezi jednotlivými fázemi magnetického obvodu a větší symetrie elektrických parametrů motoru. Výhodou druhého provedení jsou jednodušší výroba i menší axiální délka daného provedení.

Magnetický obvod statoru je tedy tvořen velkým počtem samostatných částí. Pro vytvoření funkčního motoru je nutné, aby celý stator vytvářel jeden kompaktní celek. Z tohoto důvodu je nutné všechna U i I-jádra uchytit do „nosiče“, který zajistí dostatečnou mechanickou pevnost celého statoru. Nosič by měl být vyroben z nemagnetického, v ideálním případě i elektricky nevodivého materiálu s dostatečnou tepelnou vodivostí. Pokud by byl nosič vyroben z elektricky vodivého materiálu, indukovaly by se v něm nežádoucí vířivé proudy, které by zvyšovaly ztráty v motoru. Vhodnými materiály pro nosič jsou zejména hliník a nebo nějaký plast s dobrou tepelnou odolností i vodivostí. Výhodou hliníku je mnohem lepší tepelná vodivost a větší mechanická pevnost, výhodou plastového nosiče je nulová elektrická vodivost i menší hmotnost.

Rotor je tvořen šesti magnetickými mezikružními – jhy, na jejichž vnitřním povrchu jsou nalepeny permanentní magnety Nd-Fe-B (obr. 6.6). Jednotlivá jha jsou upevněna ve válcové kostře, která je vyrobena z nemagnetického materiálu.

Aby v motoru vzniklo točivé magnetické pole je nutné zajistit správný fázový posun mezi jednotlivými částmi magnetického obvodu. Výrobně jednodušším principem je mezi sebou fázově posunout jednotlivá mezikružní rotoru, jak je naznačeno na obrázku 6.6 a statorové části magnetického obvodu ponechat v jedné rovině. Vinutí každé fáze je tvořeno jednou samostatnou cívkou, která je umístěna v „drážkách“ U-jader. Fázové cívky jsou spojeny do hvězdy.



Obr. 6.6 Rotor TFM s magnety na rotoru

## 6.2. Návrh a optimalizace TFM s magnety na povrchu rotoru

Pro určení prvních parametrů TFM i základních rozměrů magnetického obvodu byl vytvořen jednoduchý analytický program, který pro výpočet používal obecné vztahy pro výpočet magnetického obvodu.

Po stanovení základních rozměrů byl vytvořen v programu FLUX 3D 1-fázový model, pomocí něhož byly ověřeny první výpočty i proběhla optimalizace celého motoru. Požadavky na optimalizaci byly obdobné jako u SMPM, pouze byl kladen větší důraz na dosažení maximálního momentu.

### 6.2.1. Volba vhodného počtu pólů

Volba vhodného počtu pólů je u TFM mnohem důležitější než u SMPM. U TFM je na počtu pólů přímo závislá velikost indukovaného napětí i momentu motoru. Fázové napětí je podle [13] rovno součtu úbytku napětí na odporu a změny spřaženého magnetického toku.

$$u(t) = R_f i(t) + \frac{d\Psi(i, \alpha)}{dt} \quad (6.1)$$

U TFM jsou všechny póly jedné fáze spřaženy s cívkou dané fáze. Spřažený magnetický tok lze vyjádřit i pomocí magnetického toku na jeden pól, počtu závitů cívký a počtu pólů daného motoru. Po úpravě pak lze fázové napětí vyjádřit pomocí vztahu:

$$u(t) = R_f i(t) + N_c p \frac{d\Phi(i, \alpha)}{dt} \quad (6.2)$$

Moment jedné fáze motoru lze následně vyjádřit jako

$$m_{1f}(t) = k_m p \frac{d\Phi(i, \alpha)}{dt} i(t) \quad (6.3)$$

Moment celého motoru je dán součtem dílčích momentů jednotlivých fází.

$$m(t) = m_{1f}(t) + m_{2f}(t) + m_{3f}(t) \quad (6.4)$$

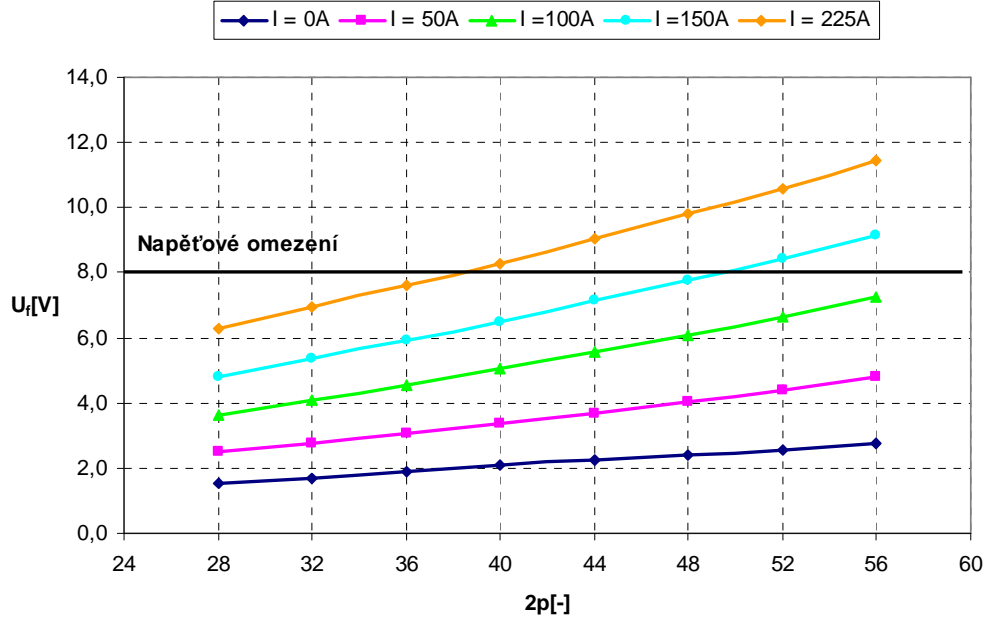
Moment motoru je tedy závislý nejen na rozměrech motoru, rozměrech magnetů a počtu závitů vinutí, ale i na počtu pólů, čímž se TFM výrazně odlišuje od běžných SMPM s radiálním tokem.

Pro zjištění závislosti momentu a napětí na počtu pólů u TFM, byly spočítány pomocí 1-fázového modelu vlastnosti motorů s různým počtem pólů (v rozmezí od 28 do 56 pólů). U těchto modelů byly zachovány stejné vnější rozměry, výška vzduchové mezery i PM, stejné pólové krytí i stejný počet závitů. Motory se lišily pouze počtem pólů a na to navazující šířkou magnetů a šířkou U a I-jader. Šířka magnetů, U a I-jader byla nastavena vždy tak, aby u všech motorů byla zachována stejná hmotnost PM i celkový průřez magnetického obvodu, tzn. součin počtu pólových dvojic a průřezu jednoho U-jádra (I-jádra) byl konstantní  $\Rightarrow p \cdot A_{UC} = \text{konst.}$

Závislost napětí na počtu pólů při konstantním počtu závitů i konstantních otáčkách  $n = 35 \text{ min}^{-1}$  je pro různé hodnoty proudů vynesena na obrázku 6.7. Tato hodnota otáček byla zvolena záměrně, protože tento pracovní bod je z pohledu nastavení napětí nejkritičtější.

Z grafu je zřejmé, že napětí indukované ( $I = 0A$ ) i fázové se zvyšují se vzrůstajícím počtem pólů. Při uvažování lineárního magnetického obvodu a zanedbání rozptylového toku by nárůst indukovaného napětí měl být úměrný rostoucímu počtu pólů. Hlavně z důvodů zvyšujícího se rozptylového toku mezi permanentními magnety

i jednotlivými částmi magnetického obvodu je nárůst napětí nižší. Rozptylový tok se výrazně zvyšuje s nárůstem počtu pólů, protože se snižují vzdálenosti mezi jednotlivými magnety i částmi magnetického obvodu.



**Obr. 6.7 Závislost napětí na počtu pólů TFM pro různé proudy při  $n = 35 \text{ min}^{-1}$**

Při průchodu proudu je nárůst napětí vyšší než odpovídá nárůstu indukovaného napětí, důvodem je nejen mírně se zvyšující indukčnost v q-ose, ale i zvyšující se napájecí frekvence. Důsledkem toho se snižuje i účinník, který při zatížení může běžně dosahovat hodnot jen kolem 0,6.

Přesný analytický výpočet indukčnosti u tohoto typu motoru by byl velmi komplikovaný, jako nejjednodušší způsob pro určení indukčností se jeví výpočet pomocí fázorového diagramu (obr. 5.24). Při uvažování sinusových průběhů napětí i proudů a při řízení motoru v příčné ose lze indukčnost  $L_q$  vyjádřit pomocí vztahu 6.5.

$$L_q = \sqrt{\frac{U_f^2 - (U_i + R_f I_q)^2}{\omega^2 I_q^2}} \quad (6.5)$$

Účinník lze vypočítat jako poměr napětí v q-ose ku celkovému fázovému napětí.

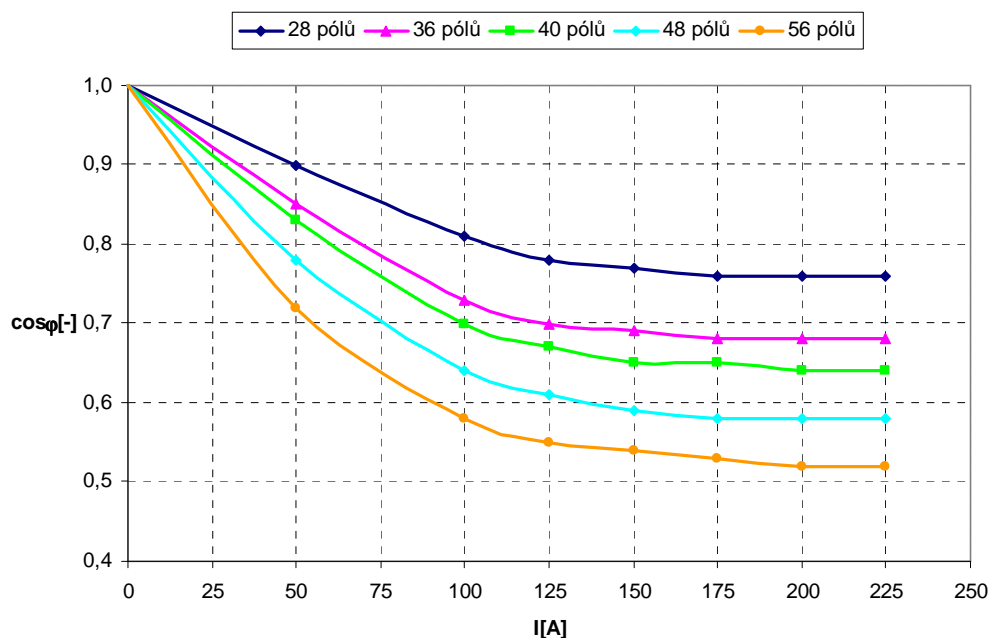
$$\cos \varphi = \frac{U_i + R_f I_q}{U_f} \quad (6.6)$$

Hodnoty fázového a indukovaného napětí se určí z 1-fázového modelu při zadaném proudu. Při napájení motoru pomocí proudového zdroje se sinusovým průběhem a vyhodnocení první harmonické z průběhu napětí by chyba ve výpočtu měla být minimální. V tabulce 6.1 jsou uvedeny vypočtené hodnoty indukčnosti  $L_q$  pro různé hodnoty proudů.

**Tabulka 6.1 Závislost indukčností  $L_q$  na počtu pólů pro různé hodnoty proudu**

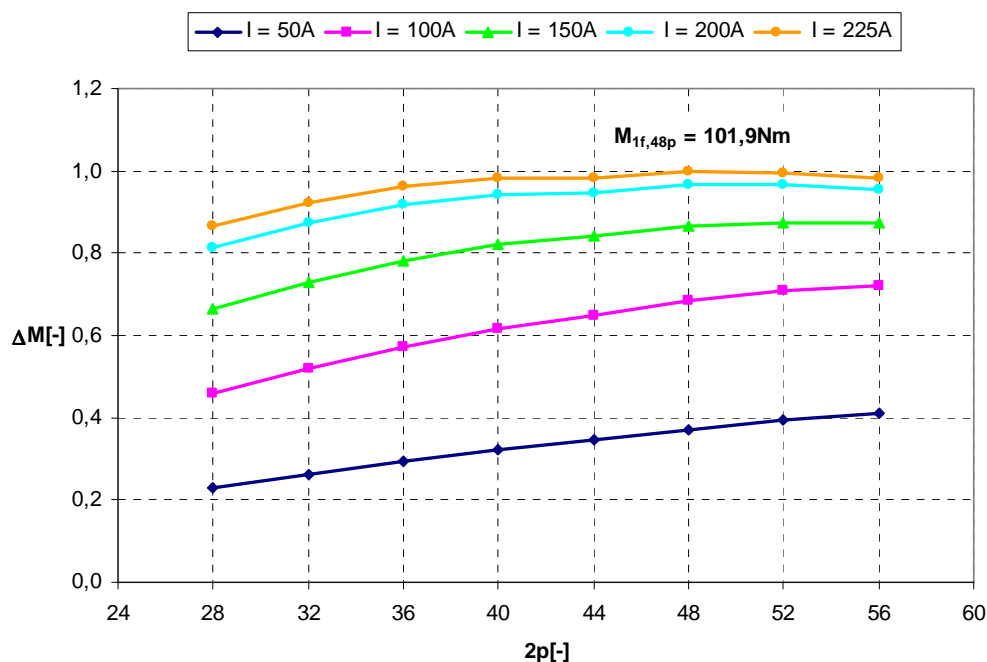
Proud [A]	Počet pólů							
	28	32	36	40	44	48	52	56
	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]	$L_q$ [mH]
50	0,42	0,44	0,48	0,51	0,55	0,57	0,60	0,64
100	0,42	0,44	0,47	0,49	0,52	0,54	0,56	0,58
150	0,40	0,42	0,44	0,45	0,47	0,48	0,49	0,50
200	0,37	0,38	0,40	0,40	0,42	0,42	0,43	0,45

Pokles indukčností s narůstajícím proudem je dán větším sycením magnetického obvodu. Závislost účinníku na proudu pro vybrané počty pólů při  $n = 35 \text{ min}^{-1}$  je vynesena v grafu 6.8. Účinník se snižuje nejen se vzrůstajícím počtem pólů ale i rostoucím proudem.



**Obr. 6.8 Závislost účinníku na proudu pro vybrané počty pólů**

Na obrázku 6.9 je vynesena závislost momentu motoru na počtu pólů motoru pro různé hodnoty proudů. Jednotlivé hodnoty jsou vztaženy k hodnotě maximálního momentu  $M_{1f,48p} = 101,9 \text{ Nm}$  (48-pólový motor, proud 225 A). Moment motoru obdobně jako indukované napětí roste se zvyšujícím se počtem pólů. Nárůst momentu je silně závislý na velikosti rozptylového toku mezi jednotlivými částmi magnetického obvodu a na nasycení magnetického obvodu. Maximální moment se při daném proudu u motorů s vyšším počtem pólů už téměř nemění, a proto u TFM s magnety na povrchu není vhodné použít motory s větším počtem pólů než je 40. Tomuto počtu pólů odpovídá pólová rozteč  $\tau_p = 16,1 \text{ mm}$ .

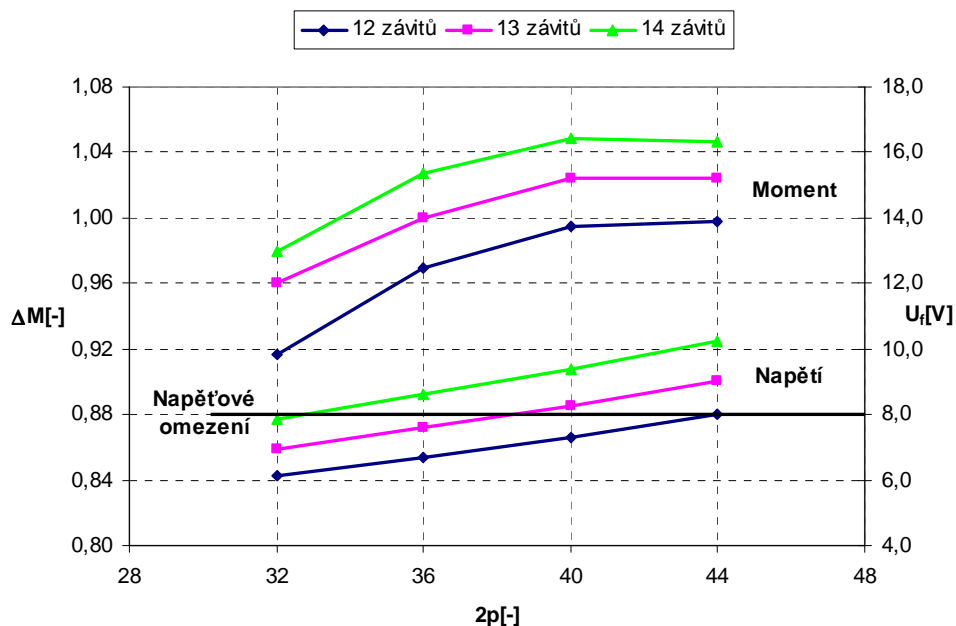


**Obr. 6.9 Závislost momentu na počtu pólů pro různé hodnoty proudu**

S ohledem na počet pólů i na velikost fázového napětí je nutné zvolit i optimální počet závitů cívky. Na obrázku 6.10 je vynesena závislost momentu a fázového napětí na různém počtu pólů pro různé počty závitů cívky. Závislost je spočítána pro hodnoty proudu  $I_f = 225 \text{ A}$  a otáček  $n = 35 \text{ min}^{-1}$ . Jako vztažná hodnota je brána hodnota momentu pro 36-pólový motor se 13 závitů  $M_{1f,36p} = 98,8 \text{ Nm}$ . Pro dosažení maximálního momentu při daném proudovém i napěťovém omezení přicházejí v úvahu dvě varianty motoru. První je 36-pólový motor se 13 závitů a druhou je 40-pólový motor



s 12 závitů. Výhodou 36-pólového motoru je nepatrně vyšší dosažitelný moment, vyšší účinník a nižší ztráty v železe. Výhodou 40-pólové varianty jsou zejména nižší ztráty ve vinutí a tím pádem mírně vyšší účinnost motoru při vyšším proudovém zatížení. Nespornou výhodou 36-pólového motoru je i snadnější výroba, kdy magnetický obvod je složen z menšího počtu částí. I z tohoto důvodu byl jako nejvhodnější vybrán 36-pólový TFM s magnety na povrchu rotoru.



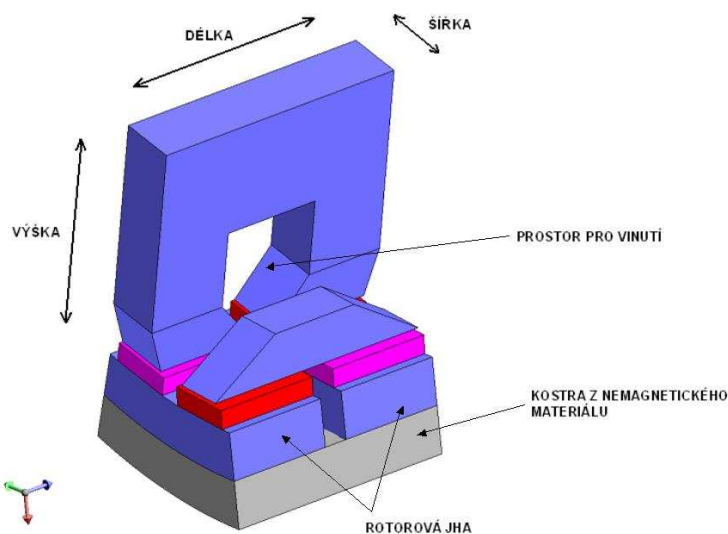
**Obr. 6.10** Závislost momentu a fázového napětí na počtu pólů pro různé počty závitů cívky ( $I_f = 225 \text{ A}$ ,  $n = 35 \text{ min}^{-1}$ )

### 6.2.2. Optimalizace magnetického obvodu

Magnetický obvod byl optimalizován pro 36-pólový TFM. Pro optimalizaci tvaru a rozměrů U-jader, I-jader i magnetů byl nejprve použit 1-fázový model. Vybrané varianty byly následně ověřeny i pomocí 3-fázového modelu. Na základě výpočtů 3-fázového modelu byly určeny i konečné rozměry magnetického obvodu.

Optimalizace proběhla obdobně jakou u SMPM. Postupně byly měněny hodnoty jednotlivých parametrů a následně byly sledovány výsledky, které tyto změny způsobily. Cílem optimalizace bylo, aby TFM s danými napětíovými, proudovými i rozměrovými omezeními co nejlépe pokryl požadovanou pracovní oblast. Stejně jako u SMPM byl kladen důraz na spotřebu permanentních magnetů.

Optimalizace u TFM, z důvodů velké časové náročnosti na výpočty i velkého množství parametrů, které mohou být měněny, nebyla tak komplexní jako u SMPM. Některé rozměry magnetického obvodu byly nastaveny pevně a během optimalizace nebyly měněny. Pro bližší představu užití terminologie rozměrů magnetického obvodu je uveden názorný obrázek 1-fázového TFM (obr. 6.11).



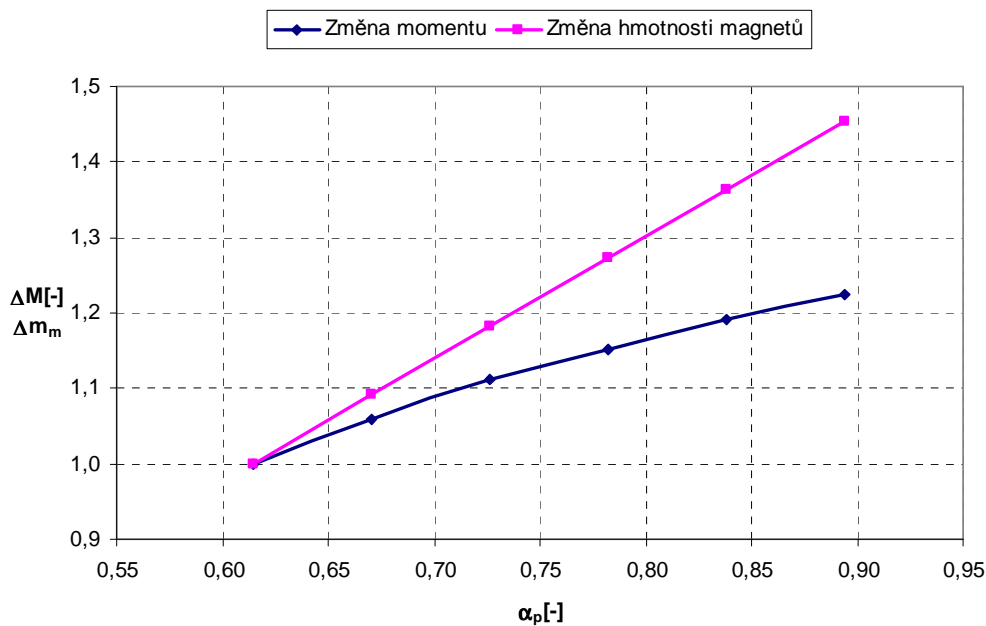
**Obr. 6.11 1-fázový TFM s magnety na povrchu**

Stejně jako u SMPM byl vnější průměr rotoru (motoru) stanoven na 255 mm, délka magnetického obvodu byla omezena na 170 mm. Z důvodů zachování mechanické pevnosti a nejasnosti v technologii výroby byla výška kostry stanovena na 10 mm. Délka U-jader byla stanovena tak, aby se celková délka magnetického obvodu co nejvíce blížila požadovaným 170 mm. Vzhledem k velkému sycení magnetického obvodu byla snaha o dosažení co největšího průřezu magnetického obvodu, při zachování dostatečného prostoru pro vinutí motoru.

### **Optimalizace rozměrů magnetů**

U PM magnetů byly měněny rozměry ve všech třech souřadnicích. Výška PM stejně jako u SMPM musí zajistit dostatečnou bezpečnost proti nežádoucí demagnetizaci PM a byla stanovena na  $L_m = 4$  mm. Při zvětšení výšky magnetu na 5 mm se zvýší spotřeba magnetů o 25 %, maximální moment motoru naroste pouze asi o 4 %.

Pro stanovení vhodné šířky magnetů byla zjištěna závislost momentu motoru na pólovém krytí (šířce magnetu) při konstantním proudu. Zjištěná závislost je vynesena v obrázku 6.12. Vypočtené hodnoty jsou vztaženy k hodnotě při minimálním uvažovaném pólovém krytí.



**Obr. 6.12 Závislost momentu TFM na pólovém krytí**

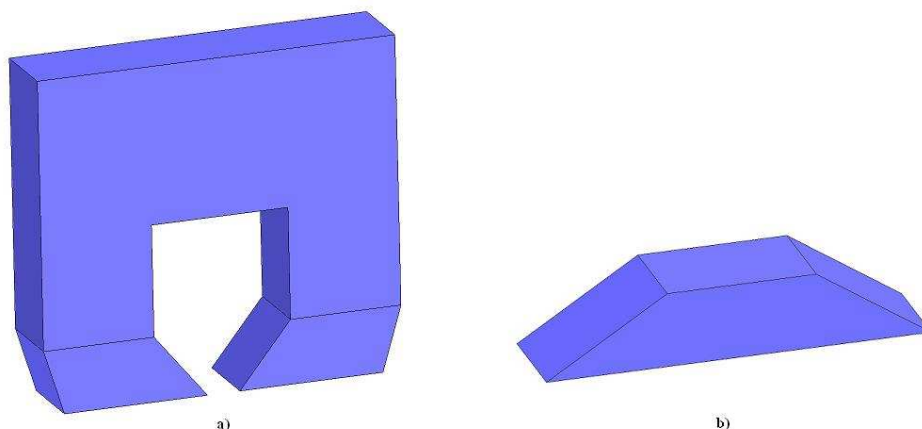
Z grafu je zřejmé, že moment motoru roste se zvyšujícím se pólovým krytím. Nárůst momentu je v celé oblasti nižší než je nárůst hmotnosti PM. Při pólovém krytí vyšším než 0,8 už je přírůstek momentu stroje malý, proto je lineární nárůst hmotnosti magnetů neekonomický. Při vyšším pólovém krytí se výrazně zvyšuje i rozptylový tok mezi jednotlivými magnety, který negativně ovlivní i účinnost motoru.

Délka magnetů byla zvolena tak, aby byla maximální při zachování dostatečné vzdálenosti mezi jednotlivými jhy s magnety. Tato vzdálenost byla stanovena na 5 mm.

### Optimalizace rozměrů a tvaru U-jader a I-jader

U a I-jadra (obr. 6.13) tvoří nejdůležitější část magnetického obvodu, na jejich tvaru a rozměrech závisí výsledné parametry motoru. Díky velkému sycení magnetického obvodu je snahou, aby průřez magnetického obvodu byl co největší při zachování dostatečného průřezu pro vinutí. U momentových pomaluběžných motorů vzniká většina ztrát ve vinutí, proto na účinnost má mnohem větší vliv průřez prostoru

pro vinutí než průřez magnetického obvodu. Průřez magnetického obvodu má podstatný vliv na maximální hodnotu momentu, který dokáže motor vytvořit. U-jádra jsou v oblasti vzduchové mezery rozšířena tak, aby odpovídala délce magnetů a tím se zvětšil magnetický tok motoru.



**Obr. 6.13 Magnetický obvod statoru 1-fázového TFM a) U-jádro b) I-jádro**

Vliv šířky U-jader na moment motoru je vyneseno v tabulce 6.2. Šířky U-jader i I-jader byly nastaveny na maximální hodnotu, kterou bylo možné pomocí modelů nastavit. Při zvolení větší šířky by se už U-jádro nebo I-jádro svou velikostí nevešlo do modelované válcové výseče a nebylo proto možné provést další výpočty. Z vypočtených hodnot vyplývá už jen velmi malý nárůst momentu. Obdobný vliv na velikost momentu motoru má rozšiřování magnetického obvodu i v ostatních rozměrech.

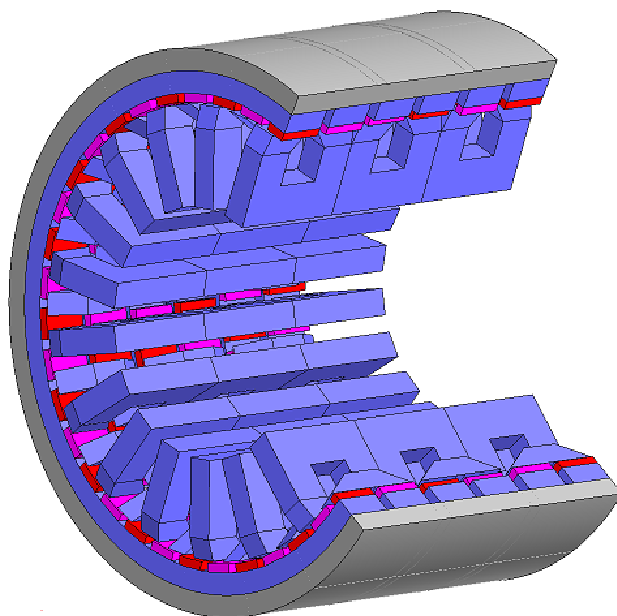
**Tabulka 6.2 Vliv šířky U-jader na moment motoru**

Šířka U-jádra [mm]	10	11	12
Poměrná hodnota momentu [-]	0,945	0,980	1,000

Prostor pro vinutí byl nakonec stanoven na hodnotu 21 x 17 mm. Vliv změny velikosti prostoru pro vinutí na parametry motoru je asi následující. Zmenšení prostoru pro vinutí o 2 mm z každé strany (kromě ze stran nejbliž PM) na rozměry 17 x 15 se sníží průřez prostoru pro vinutí téměř o 30 %. Při zachování stejného plnění prostoru pro vinutí by ztráty v mědi narostly o 40 %. Přičemž moment motoru by se v důsledku zvětšení průřezu magnetického obvodu zvětšil pouze o 3,5 %. Obdobný trend by nastal i při zvětšení prostoru pro vinutí. Zvětšením prostoru o 2 mm na rozměry 25 x 19 mm se sníží ztráty ve vinutí téměř o 25 %, přičemž moment motoru poklesne téměř o 5 %.

Hlavní funkcí I-jader je snížení rozptylového toku motoru. Pokud by byla I-jádra odstraněna, snížil by se moment motoru téměř o 40 %. Z důvodu omezení rozptylového toku mezi U a I jádry je zvolen i lichoběžníkový tvar I-jader.

Na základě optimalizace magnetického obvodu byly zvoleny jeho konečné rozměry. Model celého motoru je na obrázku 6.14.



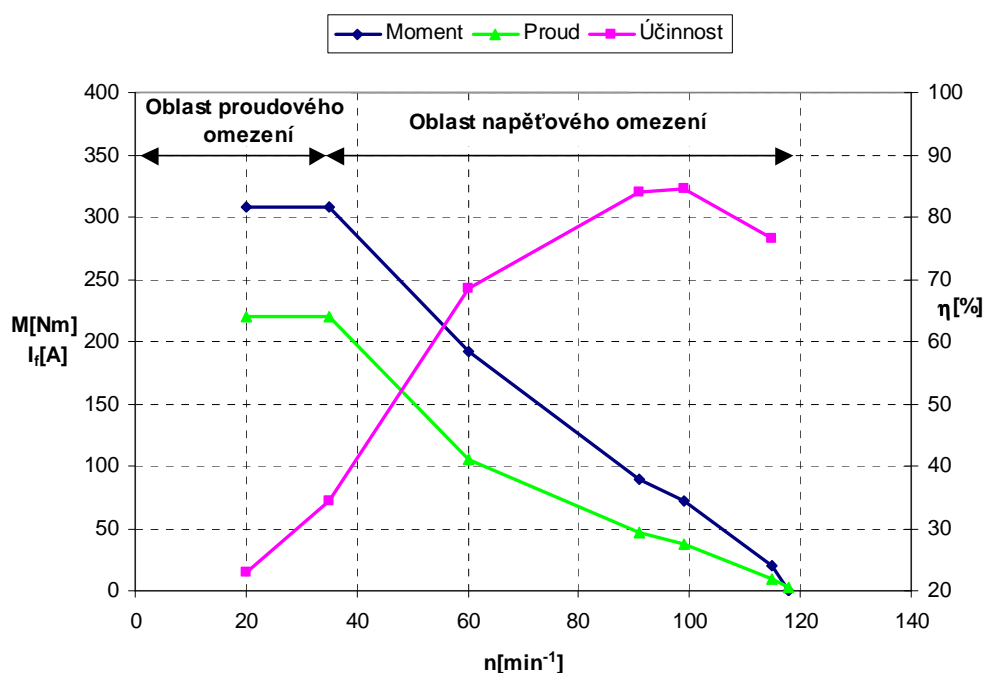
Obr. 6.14 Model TFM s magnety na povrchu

### 6.2.3. Vypočtené parametry navrženého TFM

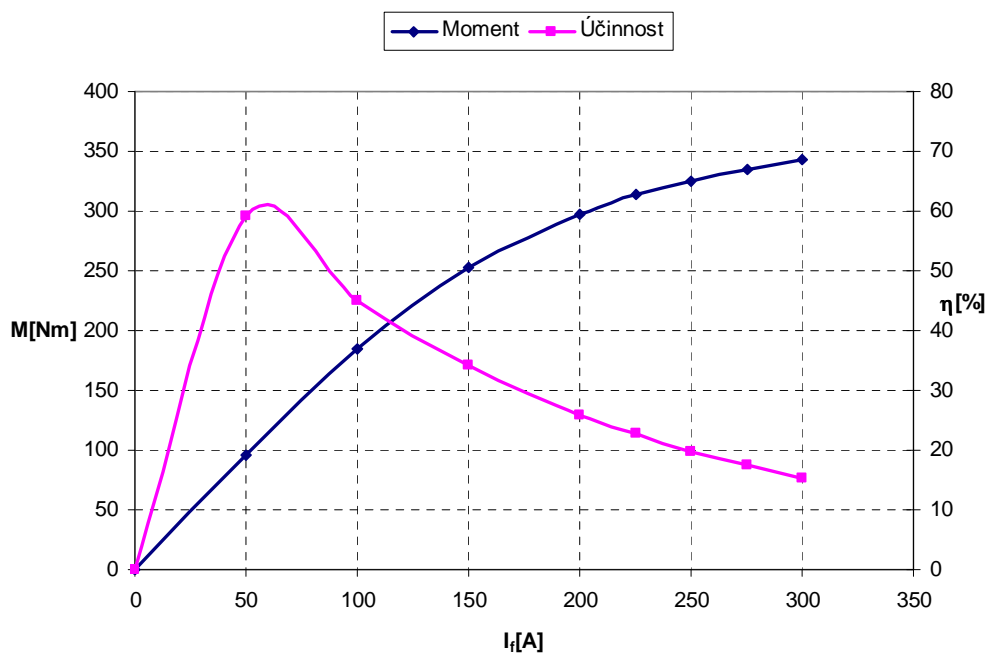
Pro navržený TFM s magnety na povrchu byl vytvořen 3-fázový model v programu FLUX 3D a s jehož pomocí byly spočítány vlastnosti tohoto stroje. I při podrobné a časově velmi náročné optimalizaci se nepodařilo dosáhnout potřebného maximálního momentu 450 Nm. Navržený motor dosahuje pouze 308 Nm při proudu 220 A. Pro dosažení požadovaného momentu by muselo dojít k výraznému zvětšení objemu motoru.

Obdobně jako u SMPM byla propočítána křivka vymezující pracovní oblast (obr. 6.15), ve které může motor s daným proudovým a napěťovým omezením pracovat. Na obrázku 6.16 je vynesena zatěžovací charakteristika TFM s magnety na povrchu při konstantních otáčkách  $n = 20 \text{ min}^{-1}$ . Moment motoru roste při malých proudech téměř lineárně, při vyšším proudovém zatížení dochází k velkému sycení magnetického

obvodu a nárůst momentu se výrazně snižuje. S narůstajícím proudem se výrazně zvyšují i ztráty ve vinutí, které negativně ovlivňují účinnost motoru.

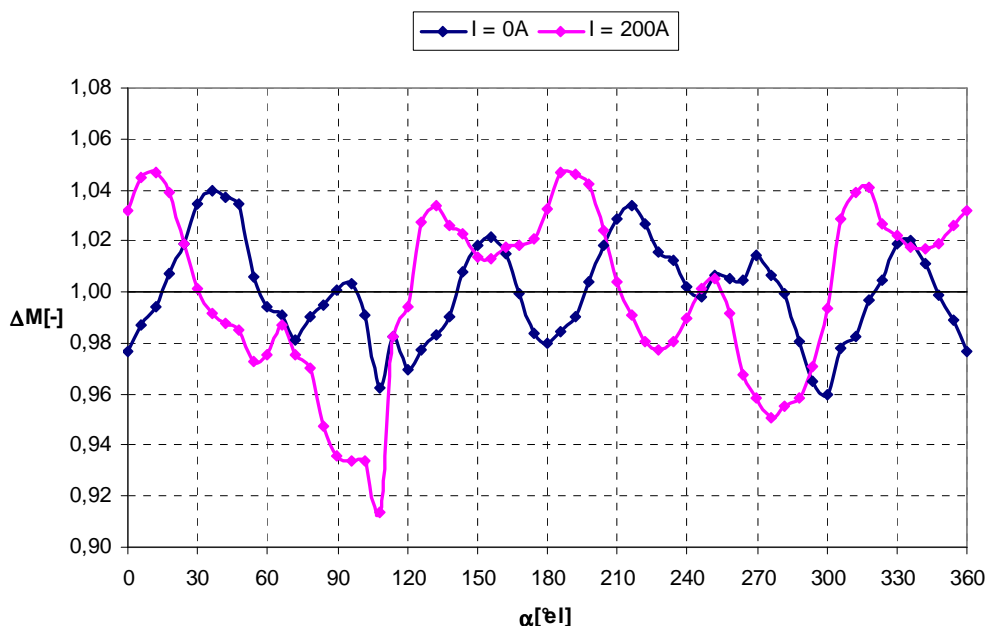


Obr. 6.15 Pracovní oblast TFM s magnety na povrchu rotoru



Obr. 6.16 Zatěžovací charakteristika TFM při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$

Proměnná magnetická vodivost obvodu statoru je příčinou vyššího zvlnění momentu při chodu naprázdno (cogging). Cogging výrazně ovlivní i zvlnění momentu při zatížení. Průběh momentu na natočení rotoru je vyneseno na obrázku 6.17.

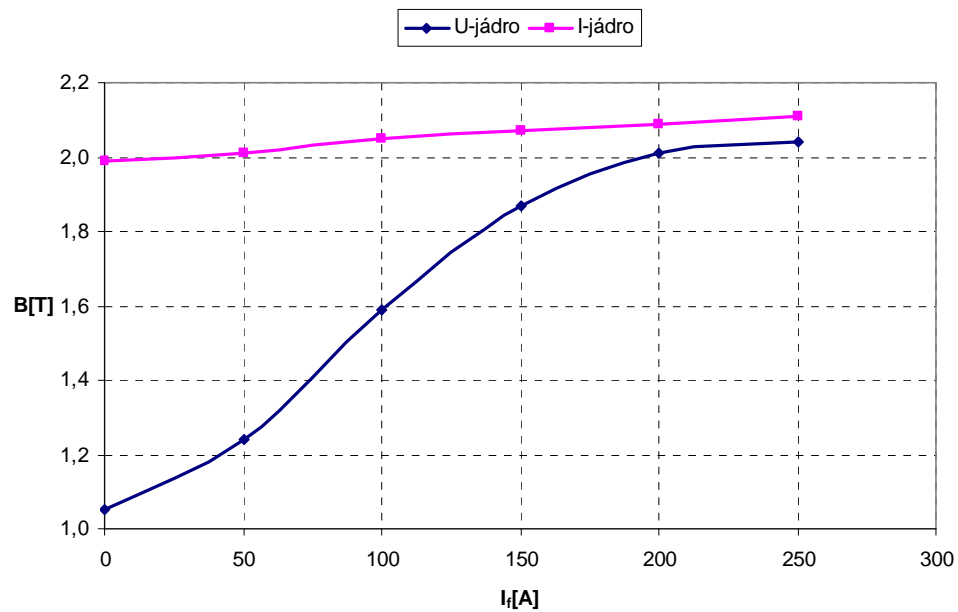


**Obr. 6.17** Průběh momentu na natočení rotoru pro různé proudy

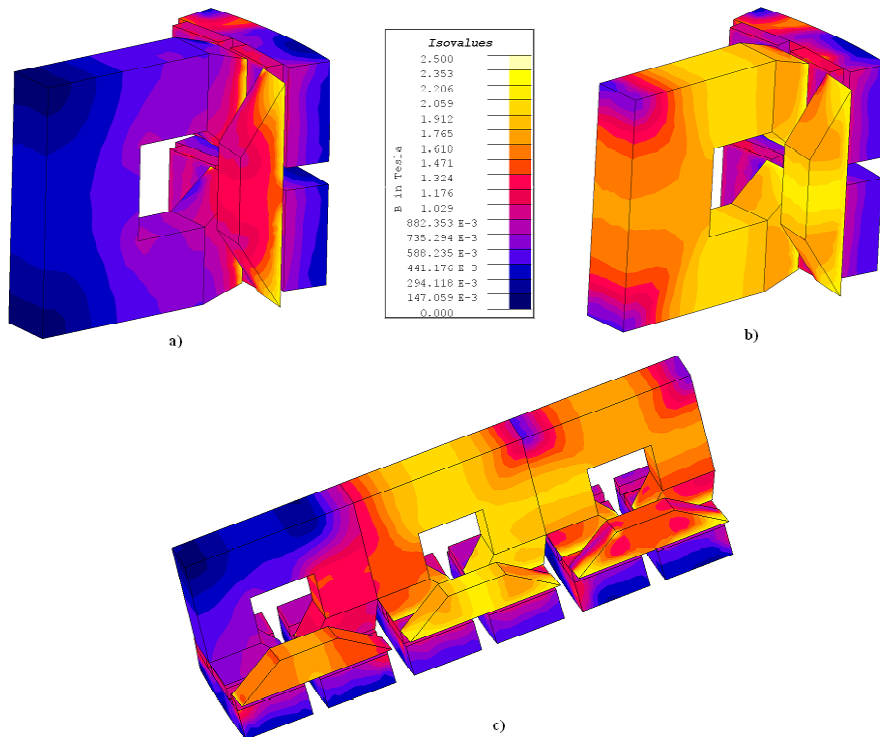
Modrá křivka ukazuje průběh momentu při chodu naprázdno. V tomto případě je velikost zvlnění dáno pouze rozdílnou magnetickou vodivostí po obvodu statoru. Cogging lze ovlivnit i nastavením šířky U-jader, I-jader, rozměry magnetů PM i vzduchovou mezerou. Červená křivka ukazuje průběh momentu při proudu  $I_f = 200$  A. V tomto případě je průběh momentu ovlivněn i magnetickým polem, které vytváří statorové vinutí. Obě křivky momentu jsou vztaženy ke střední hodnotě momentu  $M_{3f} = 297,7$  Nm při proudu 200 A. Cogging dosahuje asi 4 %, zvlnění momentu při zatížení je ještě o něco větší.

Závislost magnetické indukce na proudovém ztížení v U a I-jádrech je znázorněna na obrázku 6.18. K většímu nasycení dochází v I-jádrech, kde maximální hodnoty magnetické indukce dosahují 2 T i při stavu naprázdno. U-jádra ve stavu naprázdno tak nasycena nejsou, magnetická indukce ale výrazně roste s proudovým zatížením. Při proudu 200 A se magnetická indukce v U-jádrech také zvýší až k hodnotě 2 T. Vysoké nasycení magnetického obvodu je hlavním důvodem pro snížení růstu momentu při

vysokém proudovém zatížení a z toho vyplývající malou momentovou přetížitelnost těchto motorů.



Obr. 6.18 Závislost magnetické indukce v U a I-jádrech na proudu

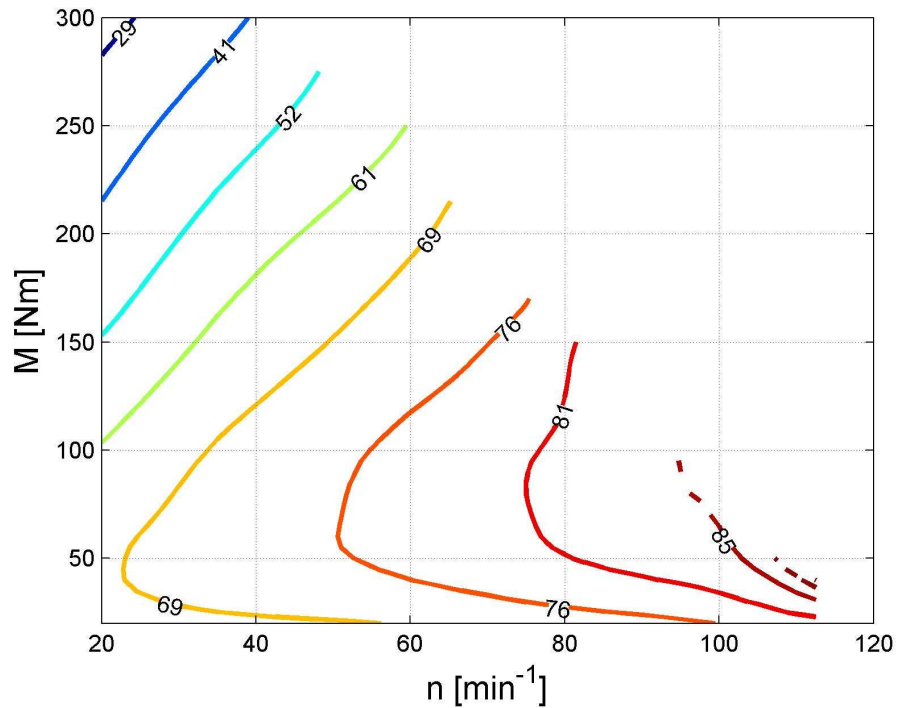


Obr. 6.19 Rozložení magnetické indukce u TFM a) 1-fázový motor ve stavu naprázdno b) 1-fázový motor při  $I_f = 200$  A c) 3-fázový motor při  $I_f = 200$  A



Na obrázku 6.19 je znázorněno rozložení magnetické indukce v celém magnetickém obvodu. Obrázek 6.19 a) a b) ukazují rozložení indukce u 1-fázového motoru ve stavu naprázdno a při proudu 200 A. Obrázek 6.19 c) pak rozložení magnetické indukce u 3-fázového motoru při proudu 200 A. Barevná stupnice je pro všechny tři případy stejná.

Na obrázku 6.20 je vynesena vypočtená mapa účinnosti 36-pólového TFM s magnety na povrchu.



**Obr. 6.20 Vypočtená mapa účinnosti 36-pólového TFM s magnety na povrchu**

U TFM vzniká největší část ztrát ve vinutí statoru. Tyto ztráty lze stejně jako u SMPM vypočítat pomocí vztahu 5.13. Velký vliv na velikost účinnosti zejména při vyšších otáčkách mají i ztráty v železe. Při numerickém výpočtu jsou ztráty v železe vyhodnocovány pomocí Bertottiho rovnice:

$$dP_{Fe} = p_h B^2 f + \frac{\pi^2 \sigma_{Fe} d^2}{6} B^2 f^2 + 8,67 \cdot p_e (Bf)^{\frac{3}{2}} \quad (6.7)$$

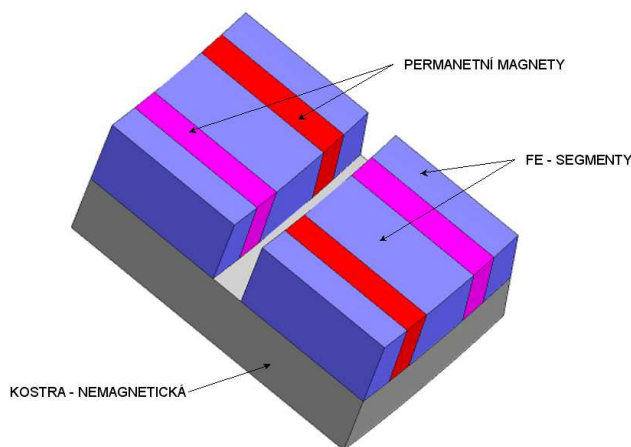
Celkové ztráty v železe se vypočítají integrací této rovnice v celém objemu:

$$\Delta P_{Fe} = \iiint_V dP_{Fe} dV \quad (6.8)$$

První člen v rovnici 6.7 představuje ztráty hysterezní, ostatní dva členy představují ztráty v železe způsobené vířivými proudy. Parametr  $\sigma_{Fe}$  představuje elektrickou vodivost plechů a parametr  $d$  tloušťku plechu magnetického obvodu. Parametry  $p_h$  a  $p_e$  jsou koeficienty hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy.

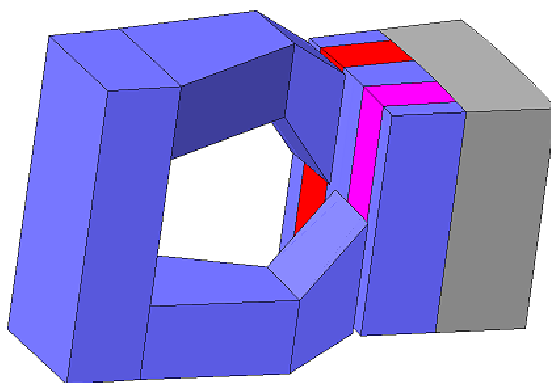
### 6.3. TFM s koncentrací toku

Možnou alternativou k TFM s magnety na povrchu jsou TFM s koncentrací toku (TFMFC). Stavba TFM s koncentrací toku se od varianty s magnety na povrchu liší pouze umístěním magnetů v rotoru, stator je u obou provedení stejný. TFM s koncentrací toku nemají magnety nalepeny na povrchu rotoru, ale jsou zasunuty přímo do jha rotoru (obr. 6.21). U tohoto provedení se magnetický obvod rotoru skládá opět ze 6 nezávislých částí (2 na každou fázi). Každá část je tvořena z velkého počtu PM a magnetických segmentů, které se pravidelně střídají. Zajištění mechanické pevnosti tohoto rotoru je velmi komplikované.



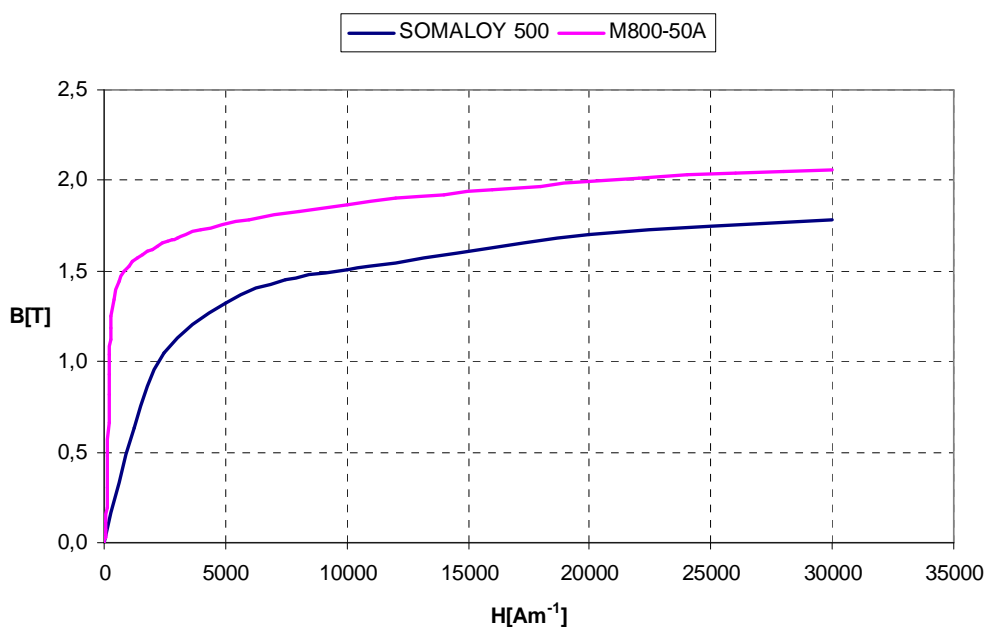
**Obr. 6.21 Rotor 1-fázového TFM s koncentrací toku**

Komplikovanost rotoru se dá snížit odstraněním I-jader a použitím U-jadra obdobného tvaru jako je na obrázku 6.22. V tomto případě už jádro nelze vyrobit z izolovaných plechů, ale muselo by být vytvořeno z amorfního magnetického materiálu (Somaloy 500,...).



**Obr. 6.22 1-fázový TFM s koncentrací toku se statorem s amorfního materiálu**

Výhodou tohoto provedení je výrazné zjednodušení výroby rotoru, který se skládá pouze ze 3 nezávislých částí i zjednodušení magnetického obvodu statoru, ze kterého byla odstraněna I-jádra. Díky použití amorfního materiálu pro výrobu U-jader lze zvýšit průřez magnetického obvodu statoru. Nevýhodou tohoto provedení je výrazně horší magnetizační charakteristika amorfního materiálu [31, 32], která má za následek zhoršení pracovních charakteristik stroje. Porovnání magnetizačních charakteristik je na obrázku 6.23. Toto provedení bylo prověřeno pouze povrchně, podrobněji byly zkoumány TFMFC, jejichž magnetický obvod statoru lze vyrobit z izolovaných plechů.



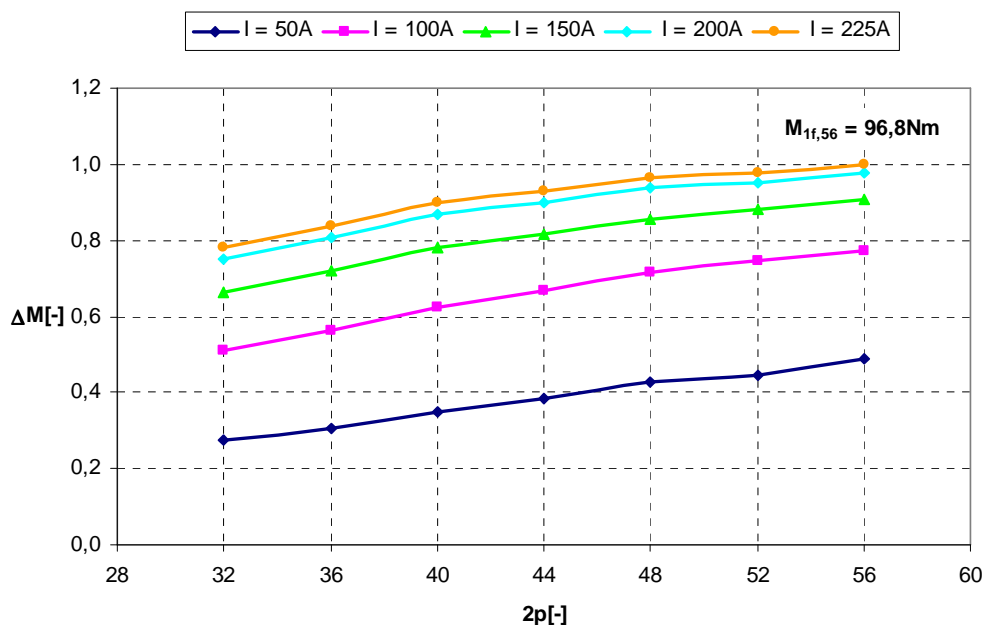
**Obr. 6.23 Porovnání magnetizačních charakteristik Somaloy 500 a M800-50A**

### 6.3.1. Návrh a optimalizace TFM s koncentrací toku

Pro návrh TFMFC byly uvažovány stejné omezující požadavky jako u TFM s magnety na povrchu rotoru. Optimalizace probíhala podobným způsobem jako u varianty s magnety na povrchu rotoru. Při optimalizaci byla snaha zachovat srovnatelnou hmotnost PM u obou provedení TFM a tím i přibližně stejné náklady na aktivní materiály.

V programu FLUX byl opět vytvořen 1-fázový i 3-fázový model, pomocí kterých byl motor navržen i optimalizován. V důsledku rozdílné indukčnosti v příčné a podélné ose by měl motor vytvářet reluktanční složku momentu. Velikost této složky podle provedených výpočtů dosahuje pouze asi 3 % momentu synchronního, a proto se v dalších výpočtech s touto složkou nepočítá a předpokládá se řízení motoru v příčné ose.

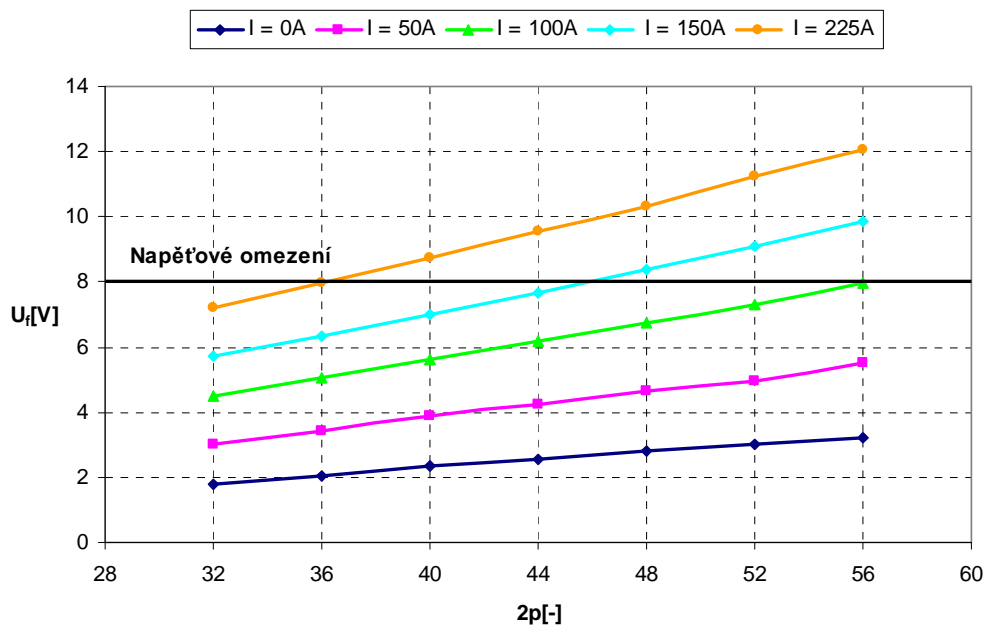
Pro určení vhodného počtu pólů i závitů byly vypočteny stejné závislosti jako u varianty s magnety na povrchu rotoru. Závislost momentu na počtu pólů pro různé hodnoty proudů je vynesena na obrázku 6.24.



Obr. 6.24 Závislost momentu na počtu pólů pro různé hodnoty proudu

U TFMFC roste také moment motoru se zvyšujícím se počtem pólů, ale na rozdíl od varianty s magnety na povrchu, moment mírně roste i pro maximální proudové

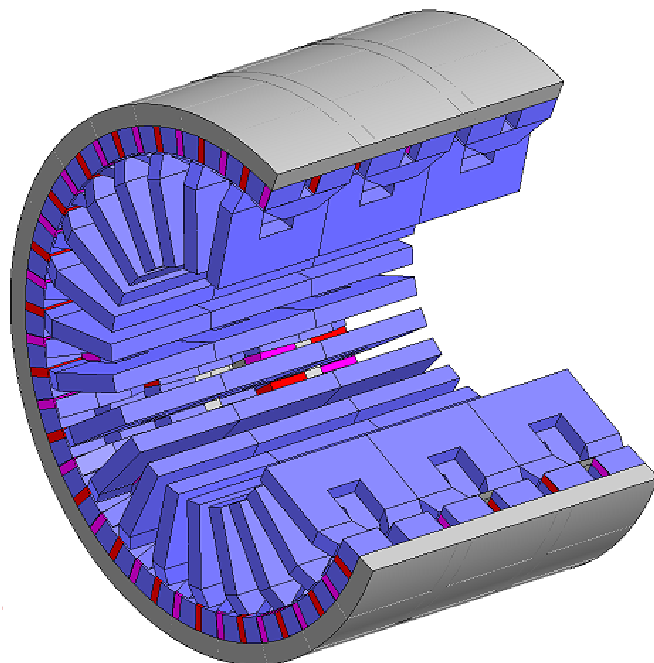
zatížení a velký počet pólů. S rostoucím počtem pólů roste opět i fázové napětí. Závislost napětí na počtu pólů pro různé hodnoty proudu při konstantním počtu závitů i otáčkách  $n = 35 \text{ min}^{-1}$  je vynesena na obrázku 6.25. Jako vztažný momentu je zvolen moment 56-pólového motoru při proudu 225 A -  $M_{1f,56} = 96,8 \text{ Nm}$ .



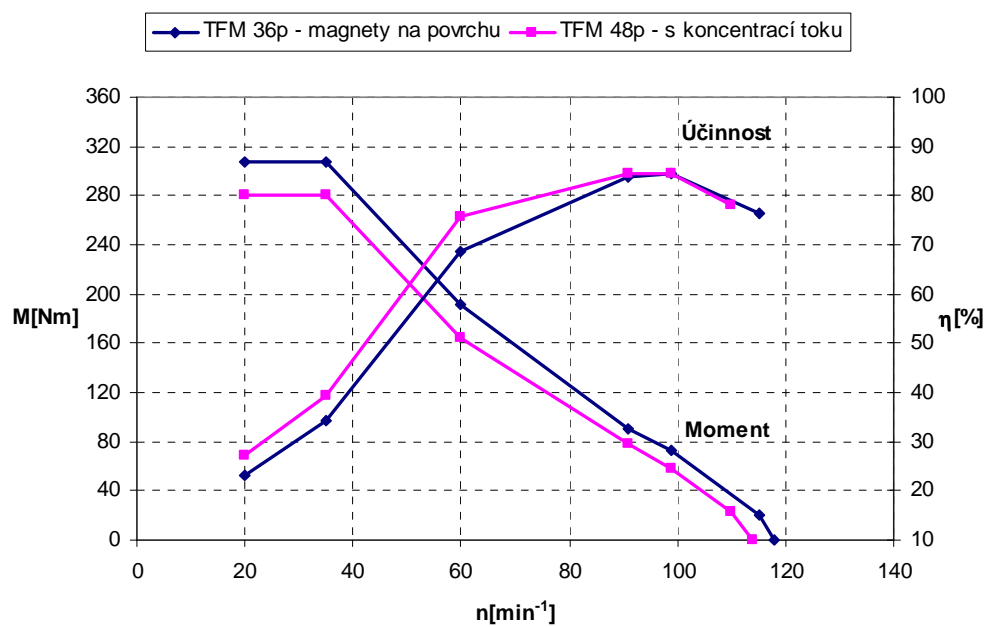
**Obr. 6.25 Závislost napětí na počtu pólů pro různé hodnoty proudu při konstantních otáčkách  $n = 35 \text{ min}^{-1}$**

Výsledkem těchto závislostí je, že u TFM s koncentrací toku je vhodné použít vyššího počtu pólů než u varianty s magnety na povrchu. Vzhledem k napětíovému omezení je nutné u motoru s vyšším počtem pólů omezit počet závitů cívky. Snížení počtu závitů při zachování stejného činitele plnění vede ke snížení ztrát v mědi a zvýšení účinnosti motoru. Vybranou variantou TFM s koncentrací toku byl 48-pólový motor s 11 závitů. U tohoto motoru byl opět optimalizován magnetický obvod a výsledný návrh tohoto motoru je uveden na obrázku 6.26.

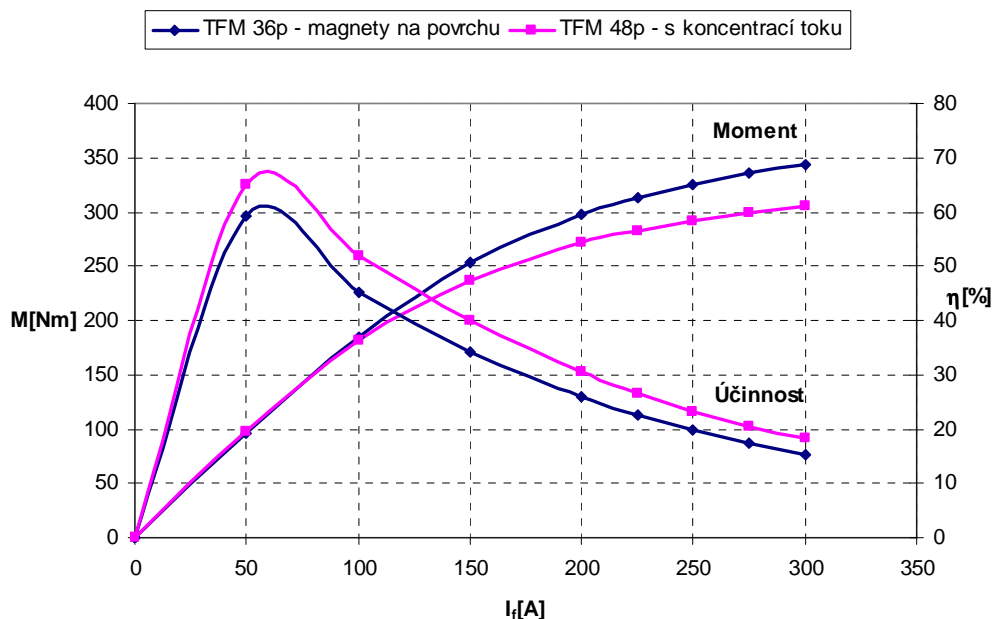
Pro tento motor byla opět spočítána křivka vymezující maximální pracovní oblast pro dané napětíové a proudové omezení i zatěžovací charakteristika při konstantních otáčkách  $n = 20 \text{ min}^{-1}$ . Obě křivky jsou porovnány s křivkami 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru a jsou vyneseny na obrázcích 6.27 a 6.28. TFM s koncentrací toku stejně jako TFM s magnety na povrchu nevytvoří požadovaný moment 450 Nm. Tento motor vytvoří při proudu 220 A moment pouze 280 Nm.



Obr. 6.26 Model navrženého 48-pólového TFM s koncentrací toku

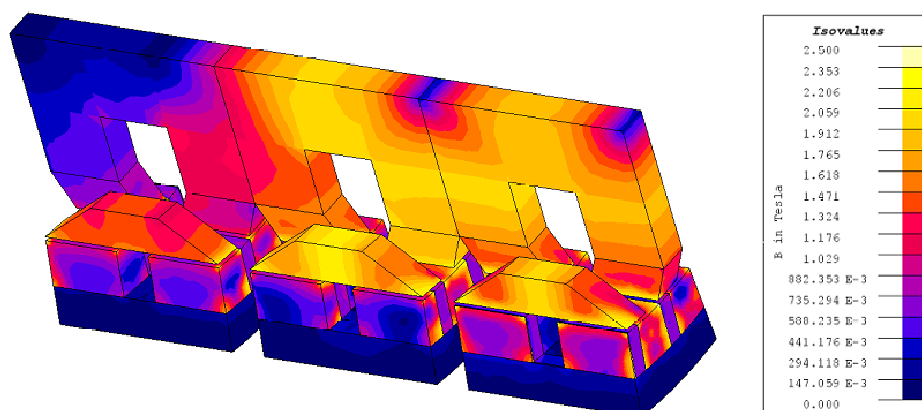


Obr. 6.27 Křivky vymezující pracovní oblast TFM



Obr. 6.28 Porovnání zatěžovacích charakteristik TFM

Hlavním důvodem, proč TFM s koncentrací toku vytváří menší moment než TFM s magnety na povrchu rotoru, je větší rozptylový tok zejména v oblasti kolem PM. TFM s koncentrací toku díky menšímu počtu závitů má nižší odpor vinutí, a proto dosahuje vyšší účinnosti při nižších otáčkách a vyšším proudovém zatížení. Při vyšších otáčkách TFM s koncentrací toku vykazuje vyšší ztráty v železe než TFM s magnety na povrchu rotoru, proto i účinnosti obou motorů při vyšších otáčkách jsou přibližně stejné.



Obr. 6.29 Rozložení magnetické indukce v TFMFC při proudu 200 A

Na obrázku 6.29 je znázorněno rozložení magnetické indukce ve 3-fázovém modelu při proudovém zatížení 200 A. Stejně jako u varianty s magnety na povrchu dosahují největšího nasycení I-jádra, která dosahují indukce přes 2 T. Větší nasycení se objevuje i v rotorových segmentech, kde v některých místech magnetická indukce dosahuje také hodnot kolem 2 T. Zvýšený rozptylový tok lze pozorovat v oblasti pod magnety, která představuje kostru z nemagnetického materiálu. Magnetická indukce zde běžně dosahuje hodnot kolem 0,25 T.

#### 6.4. Prototyp TFM s magnety na povrchu rotoru

Pro ověření vypočítaných parametrů byla zvolena varianta 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru. Tento motor lépe pokrývá požadovanou pracovní oblast, navíc výroba tohoto provedení je méně komplikovaná. Základní parametry vyrobeného TFM jsou uvedeny v tabulce 6.3.

**Tabulka 6.3 Základní parametry TFM s magnety na povrchu rotoru**

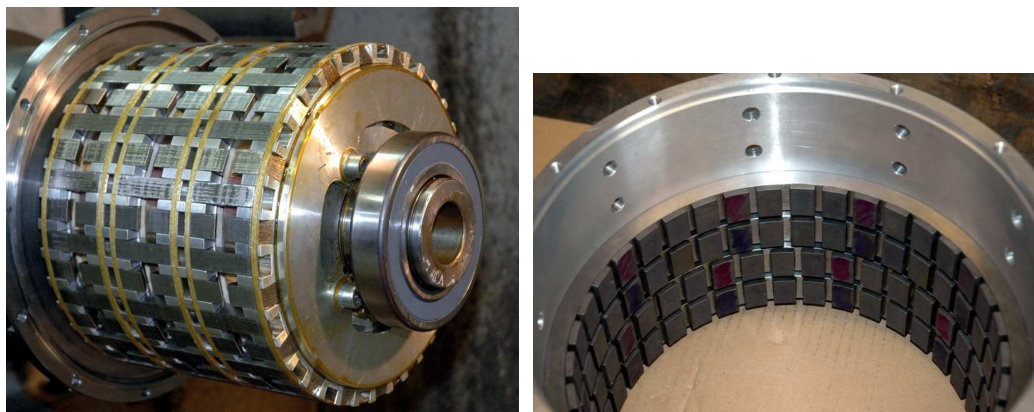
Počet pólů	36	Jmenovité sdružené napětí	14 V
Počet U-jader	18	Maximální moment	308 Nm
Počet I-jader	3 x 18	Maximální otáčky	120 min <sup>-1</sup>
Vnější průměr motoru	255 mm	Maximální proud	220 A
Délka svazku	170 mm	Magnety	Nd-Fe-B
Vzduchová mezera	1 mm	Jakost plechů	M800-50A

U-jádra a I-jádra byla vyrobena z izolovaných plechů jakosti M800-50A. Nosič, ve kterém jsou U i I-jádra umístěny, je vyroben z hliníku. U-jádra i nosič byly rozděleny na několik částí tak, aby se předem navinuté cívky daly lehce vložit do drážky U-jader. Po vložení cívek byla do magnetického obvodu vložena i I-jádra. Mechanická pevnost statoru v axiálním směru byla zajištěna několika svorníky. V radiálním směru byla U-jádra i I-jádra zajištěna tenkou bandáží, z tohoto důvodu byla U i I-jádra vybavena tenkou drážkou. I-jádra byla připevněna k nosiči i jednoduchým mechanickým zámekem.

Rotorová jha byla vyrobena z plného magnetického materiálu, na jejichž vnitřním povrchu byly nalepeny PM stejné jakosti jako u SMPM (tabulka 5.3). Jha byla následně vložena do kostry z nemagnetického materiálu a připevněna pomocí několika šroubů. Fázový posun mezi jednotlivými částmi rotoru byl zajištěn přesným předvrtáním děr



pro šrouby, které drží jednotlivá jha. Stator i rotor 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru je na obrázku 6.30. Na statoru jsou patrné i drážky pro umístění bandáže.



**Obr. 6.30 Prototyp 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru**

## **6.5. Laboratorní měření TFM**

Laboratorní měření vyrobeného TFM probíhalo obdobně jako u SMPM. TFM byl opět připojen přes převodovku s pevným převodovým poměrem  $i = 30,22$  se známou účinností k asynchronnímu dynamometru. Mapa účinnosti převodovky je vynesena na obrázku 5.28.

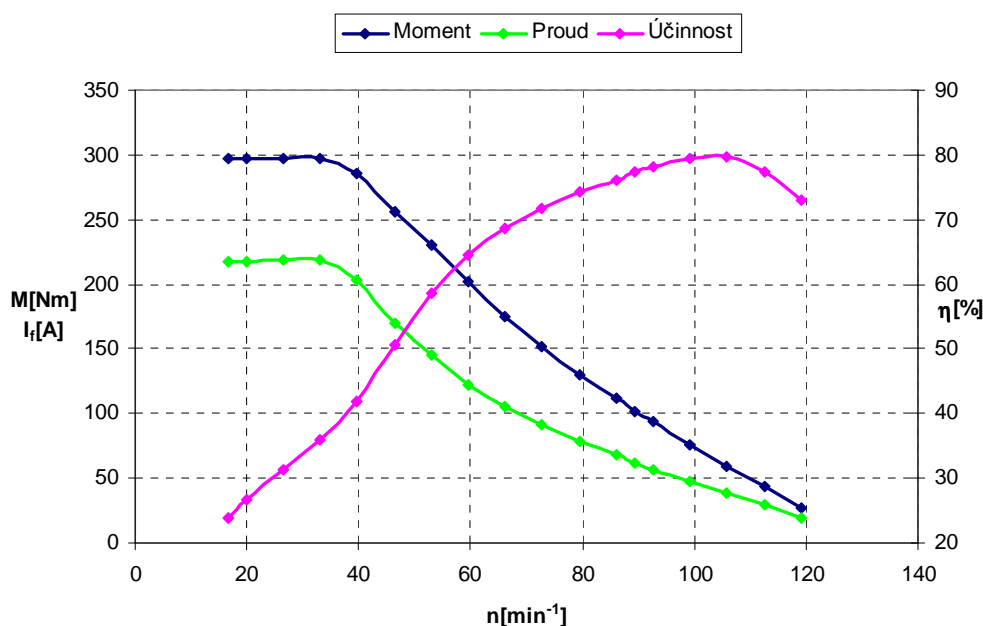
TFM byl napájen třífázovým čtyř-kvadrantovým měničem s pulsní šířkovou modulací. Motor byl v celém rozsahu otáček řízen v q-ose. Maximální proud měniče byl opět omezen na 220 A.

U TFM motoru byly změřeny za studena charakteristika naprázdno a zatěžovací charakteristiky pro různé otáčky. Některé charakteristiky jsou vyneseny v následujících grafech, ostatní charakteristiky jsou uvedeny v příloze D. Pro vyhodnocení změřených hodnot za studena byly použity změřené hodnoty účinnosti převodovky, které odpovídají mnohem vyšší teplotě oleje. Při nižší teplotě olej vykazuje mnohem vyšší viskozitu a proto je i účinnost převodovky nižší než je vynesena v grafu. Při vyhodnocení nebyl použit žádný korekční koeficient. Velikost této chyby může být v řádu několika procent.

Vlastnosti TFM za tepla a oteplovací zkoušky bohužel nemohly být změřeny. Důvodem bylo poškození motoru během oteplovací zkoušky. Rozdílné tepelné

roztažnosti hliníku a železa způsobily uvolnění některého I-jádra, které znemožnilo další měření.

Pracovní oblast, ve které může TFM s magnety na povrchu rotoru při daných proudových a napěťových omezeních pracovat, je vynesena na obrázku 6.31. TFM vytvořil při proudu 220 A moment 297 Nm. Tento moment odpovídá teplotě magnetů asi 30 °C. Při předpokládané provozní teplotě magnetů kolem 60 °C by byl moment motoru cca asi o 3 % nižší.

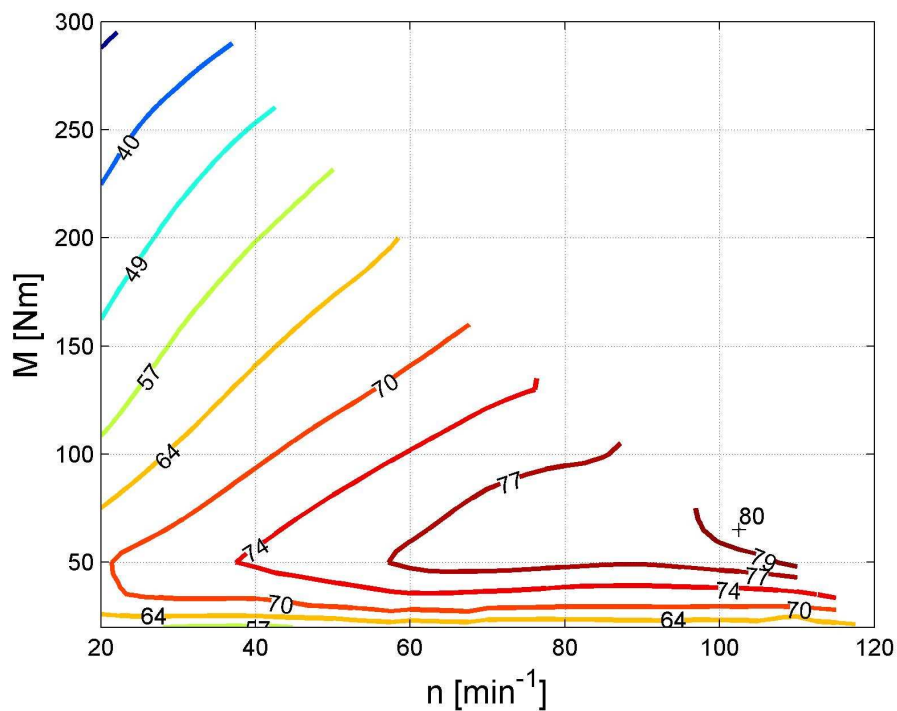


**Obr. 6.31 Změřená pracovní oblast TFM s magnety na povrchu rotoru**

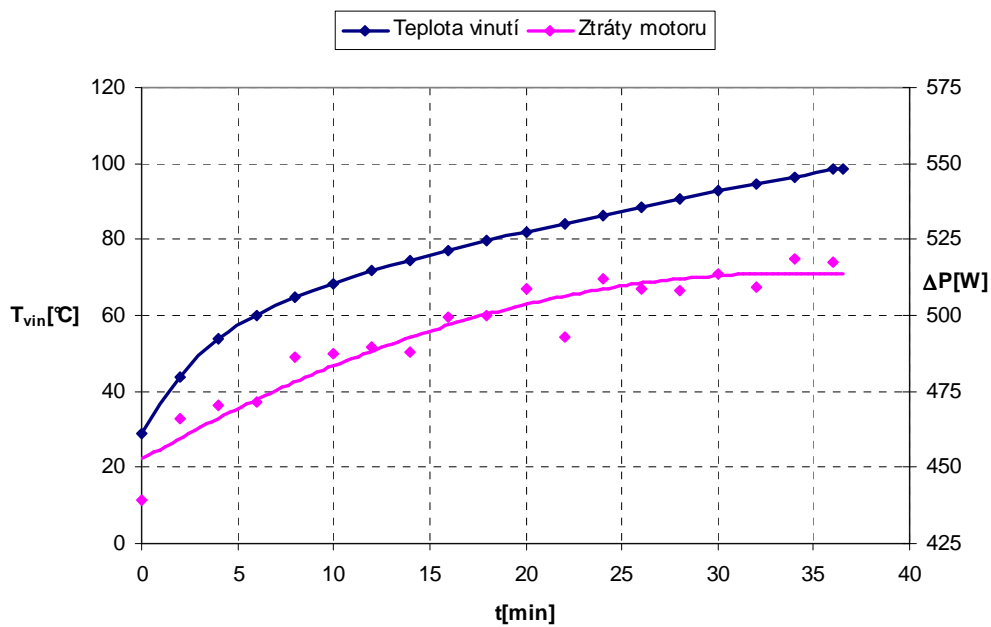
Na obrázku 6.32 je vynesena změřená mapa účinnosti TFM. Při porovnání vypočtené mapy účinnosti (obr. 6.20) se změřenou (obr. 6.32) lze zjistit, že hodnoty účinnosti si velmi dobře odpovídají. Největší rozdíly se objevují v oblasti maximálních otáček, kdy naměřené hodnoty jsou o několik procent nižší než vypočtené. Rozdíl je nejspíš způsoben nesprávným výpočtem ztrát v železe.

Na obrázku 6.33 je vynesena část oteplovací charakteristiky TFM. Oteplovací charakteristika byla ukončena po uvolnění jednoho I-jádra, které znemožnilo v jejím pokračování. Pro oteplovací zkoušku byl zvolen pracovní bod, který odpovídal jmenovitému bodu SMPM (150 Nm – 65  $\text{min}^{-1}$ ). Vynesená teplota odpovídá teplotě

vinutí prostřední fáze TFM. Po ukončení oteplovací zkoušky dosahovala neustálená teplota na povrchu rotoru asi 47 °C.



Obr. 6.32 Změřená mapa účinnosti TFM s magnety na povrchu rotoru



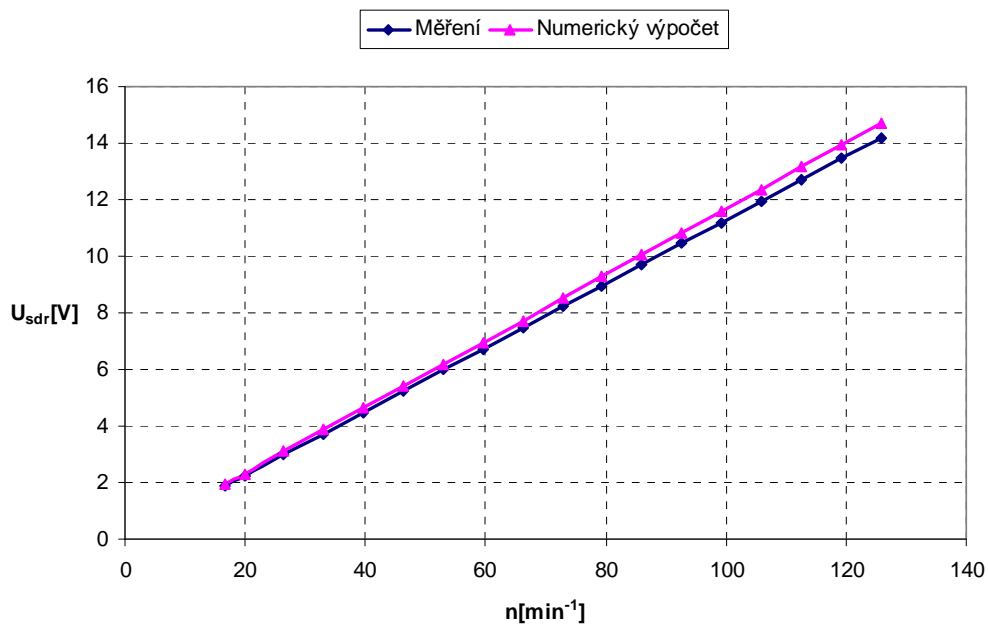
Obr. 6.33 Oteplovací zkouška TFM

## 6.6. Porovnání naměřených a vypočtených hodnot TFM

Porovnání změřených a vypočtených charakteristik není u TFM tak jednoduché jako u SMPM. U TFM byly změřeny pouze charakteristiky za studena. Při výpočtu bylo uvažováno s teplotou magnetů 60 °C a s teplotou vinutí 80 °C. Porovnání změřených a takto vypočtených hodnot by bylo zatíženo další chybou. Díky velké časové náročnosti byly přepočteny pouze charakteristiky naprázdno, zatěžovací charakteristika při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$  a křivka vymezující pracovní oblast TFM.

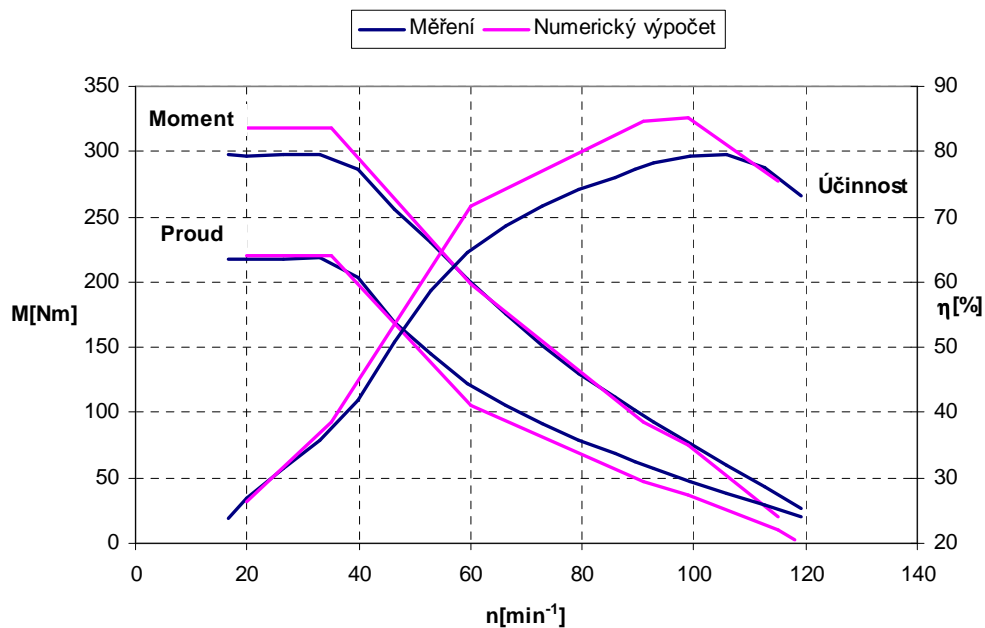
Rozdíly mezi změřenými a vypočtenými hodnotami jsou větší než tomu bylo u SMPM. Ve většině případů jsou vypočtené výsledky lepší než změřené. Důvodů pro tyto rozdíly je několik. Některé jsou stejné jako u SMPM, tzn. nutností měřit parametry TFM přes převodovku, tolerance v udávaných magnetických vlastnostech materiálů. Díky velkému počtu částí magnetického obvodu mohou mít vliv na parametry motoru i tolerance mechanických rozměrů jednotlivých částí magnetického obvodu. Jde zejména o šířku U a I-jader, která je udávána s tolerancí až +0,5 mm, která odpovídá šířce jednoho plechu. Jak bylo uvedeno výše, vliv na změřené parametry má i rozdílná teplota převodovky, která má vliv na její účinnost. Rozdíly vznikly i způsobem výpočtu TFM. Díky velké časové náročnosti bylo spočítáno mnohem méně bodů než tomu bylo u SMPM a proto některé body byly vyhodnoceny pomocí iterace z vypočtených hodnot. Tento způsob nejvíc ovlivnil vypočtenou mapu účinnosti TFM. Dalším vlivem, proč výpočty jsou lepší než změřené hodnoty, je i idealizace magnetického obvodu při výpočtu. Při výpočtu nebylo uvažováno s drážkou U a I-jádra pro umístění bandáže, která v určité části pod magnety zvyšuje vzduchovou mezeru a tudíž snižuje i dosažitelné parametry motoru. Díky rozdělení U-jader na dvě části z důvodu jednoduššího způsobu výroby TFM vznikla mezi těmito částmi i malá parazitní vzduchová mezera, která byla při výpočtu také zanedbána. Malé chyby mohou být způsobeny i samotným numerickým výpočtem. Samostatným problémem je vliv jemnosti sítě na přesnost výpočtu. Vždy je nutné najít kompromis mezi počtem elementů, jejich rozmístěním a vynaloženým časem.

Porovnání charakteristik naprázdno je na obrázku 6.34. Vypočtená hodnota napětí při  $n = 100 \text{ min}^{-1}$  je asi o 3,7 % vyšší než hodnota změřená.



Obr. 6.34 Porovnání charakteristik naprázdno TFM

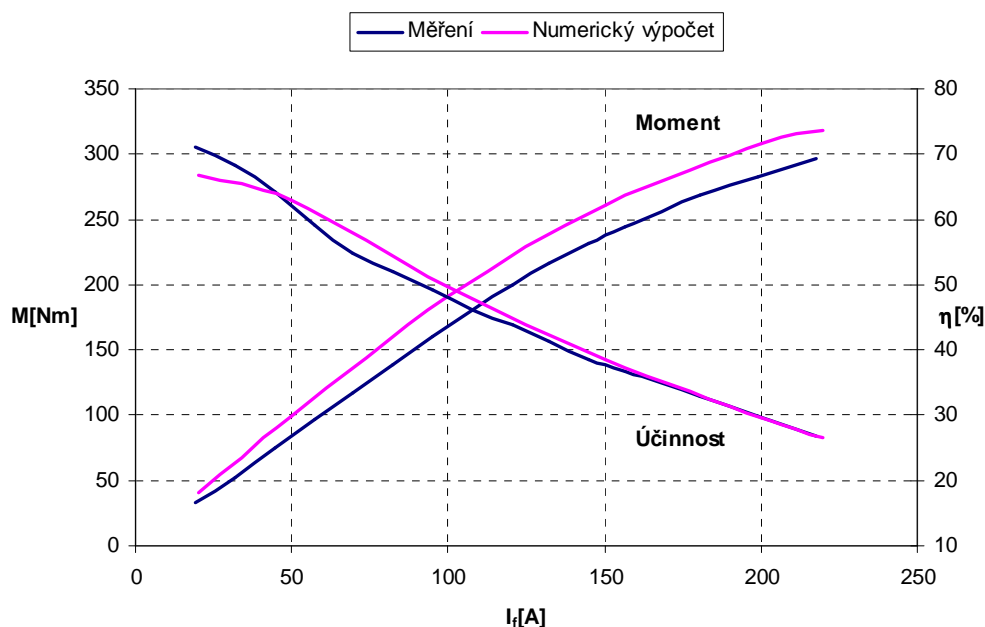
Na obrázku 6.35 je porovnání křivek vymezujících pracovní oblast TFM při daných proudových a napěťových omezeních.



Obr. 6.35 Porovnání křivek vymezujících pracovní oblast TFM

Rozdíly mezi křivkami nejsou velké, největší rozdíl je v oblasti nízkých otáček, kdy vypočtené hodnoty momentu jsou asi o 7 % procent vyšší než hodnoty změřené. V oblasti vyšších otáček dosahuje vypočtená účinnost mnohem vyšších hodnot než změřená. Chyba může být způsobena nesprávným výpočtem ztrát v železe. Díky velkému sycení nemusí numerický model, odladěný na 50Hz a nižší magnetické indukce, správně respektovat poměry ve stroji.

Na obrázku 6.36 je vyneseno porovnání zatěžovacích charakteristik při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$ . Vypočtené hodnoty jsou o něco vyšší než naměřené hodnoty. U této charakteristiky se nejvíce projeví úpravy do magnetického obvodu, které byly nutné pro výrobu motoru, ale nebyly uvažovány při výpočtu TFM.



Obr. 6.36 Porovnání zatěžovacích charakteristik TFM při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$

## 6.7. Zhodnocení návrhů motorů s transversálním tokem

V této kapitole byly podrobně popsány motory s transversálním tokem, jejichž magnetické obvody statoru lze vyrobit z izolovaných plechů. Byly porovnány dvě varianty s magnety na povrchu rotoru a s koncentrací toku. Díky lepším

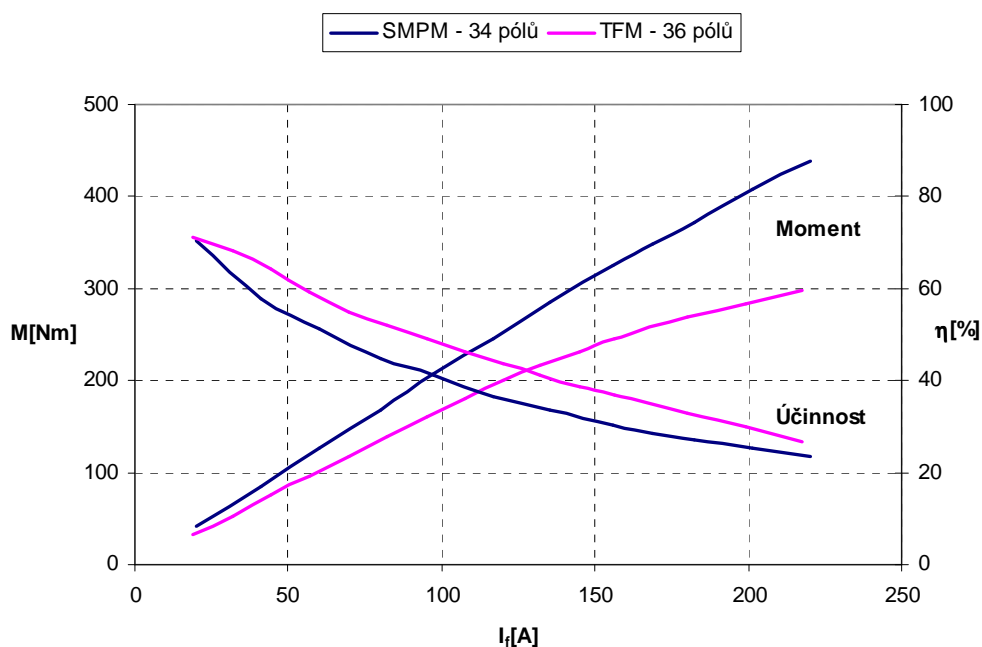
elektromagnetickým vlastnostem i jednodušší výrobě byla větší pozornost věnována variantě s magnety na povrchu rotoru. Na základě výsledků podrobné a časově velmi náročné optimalizace byl navržen 36-pólový TFM, který byl následně vyroben a testován v laboratoři. I u tohoto provedení TFM se projevila velká náročnost výroby TFM. Snížit náročnost výroby by bylo možné při použití magnetických materiálů z amorfních slitin, které by umožnilo výrazně zjednodušit magnetický obvod statoru a mohlo by vést k většímu rozšíření TFM. Tímto směrem by bylo vhodné zaměřit další výzkum těchto motorů.

Vyzdvihnout největší přínos této kapitoly není jednoduché. TFM jsou poměrně novým typem stroje, ale v některých zahraničních pracích lze najít mnoho užitečných informací o vlastnostech i o návrhu těchto strojů. Přesto se při vlastním návrhu nelze obejít bez numerických výpočtů. Jako velmi přínosné lze vyhodnotit zejména optimalizaci počtu pólů a počtu závitů motoru i závislosti indukčnosti a účinníku na počtu pólů motoru. Zcela novým je pak porovnání vlastností TFM s magnety na povrchu rotoru a s koncentrací toku v tomto uspořádání.

## 7. Porovnání SMPM a TFM s magnety na povrchu rotoru

Z hlediska použitelnosti by porovnání synchronního motoru s radiálním tokem s motorem s transversálním tokem bylo velmi jednoduché. Motor s transversálním tokem při daných objemových, napěťových a proudových omezeních nevytvoří požadovaný moment a neznamena pro tuto aplikaci přímého pohonu žádný technický pokrok. Při porovnání některých vlastností 34-pólového SMPM a 36-pólového TFM lze zjistit mnoho zajímavých informací. Při porovnání výsledků měření je nutné brát v úvahu určitou rozdílnost podmínek měření, kdy SMPM byl měřen za tepla a TFM jen za studena.

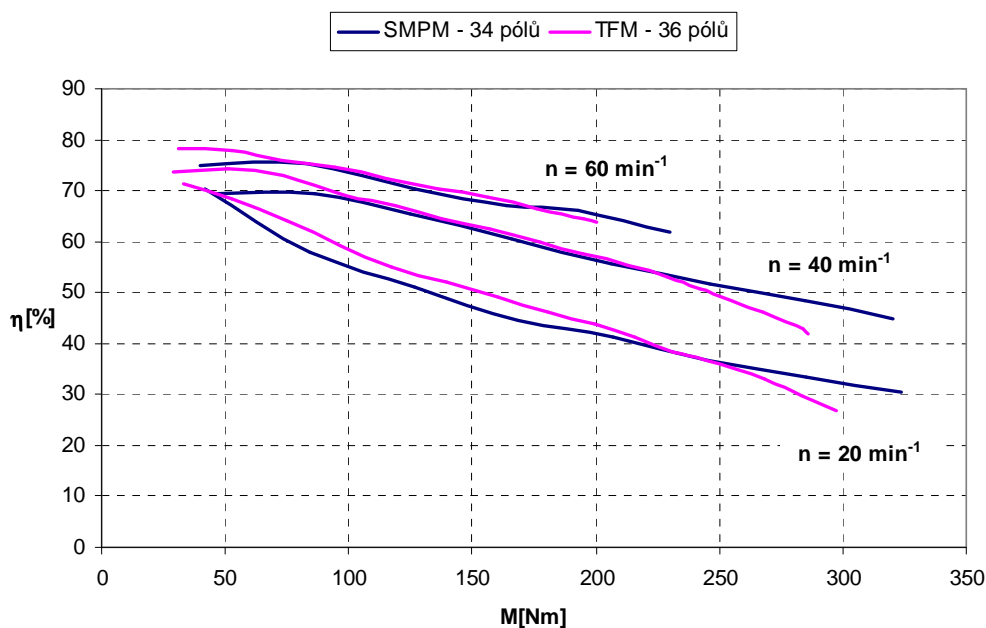
Při porovnání naměřených zatěžovacích charakteristik obou motorů (obr. 7.1) je zřejmé, že moment motoru u SMPM roste téměř lineárně v celém rozsahu proudu, naproti tomu u TFM je při vyšším proudovém zatížení patrné omezení momentu v důsledku nasycení magnetického obvodu i zvyšujícího se rozptylového toku. Z grafu je zřejmé, že TFM dosahuje mnohem menší momentové přetížitelnosti než SMPM.



Obr. 7.1 Porovnání zatěžovacích charakteristik SMPM a TFM při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$



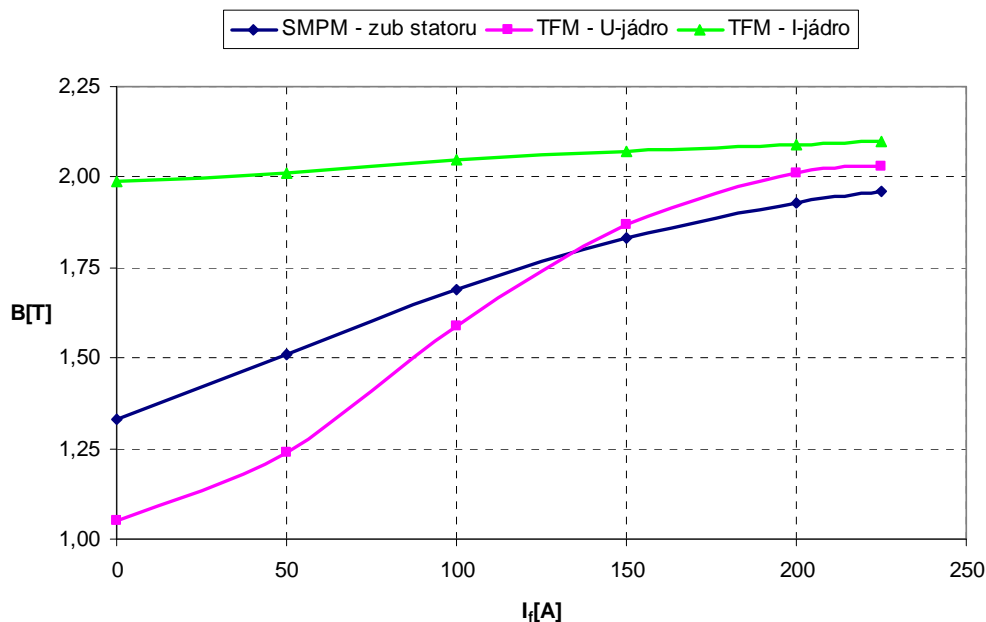
Nižší odpor vinutí TFM má za následek vyšší účinnost při stejném proudu i přesto, že TFM dosahuje nižšího výkonu než SMPM. Výstižnější je porovnání účinnosti motoru v závislosti na jeho momentu pro různé otáčky, které je zobrazeno na obrázku 7.2.



**Obr. 7.2 Porovnání účinnosti TFM a SMPM v závislosti na momentu**

Ze závislosti je zřejmé, že účinnost TFM a SMPM se výrazně neliší. TFM dosahuje vyšší účinnosti v oblasti nízkých momentů, kde nedochází k velkému nasycení magnetického obvodu a kde převládá vliv nižšího odporu vinutí TFM. V oblasti vysokých momentů, dosahuje vyšší účinnosti SMPM, v této oblasti TFM potřebuje mnohem větší proud pro vytvoření požadovaného momentu než SMPM. V úvahu je nutné brát skutečnost, že účinnost TFM je měřena za studena a je proto o nějaké procento vyšší než by tomu bylo při měření za tepla.

Větší rozptylový tok TFM motoru je způsoben komplikovaností magnetického obvodu, který je složen z velkého počtu částí. Díky omezenému prostoru nemohou tyto části dosahovat požadovaného průřezu, což vede i ke zvýšení magnetického sycení v jednotlivých částech. U TFM nejvyšších hodnot magnetické indukce dosahují U a I-jádra. U SMPM nejvyšší magnetické indukce dosahují statorové zuby. Porovnání magnetické indukce v nejvíce magneticky zatížených částech motorů je na obrázku 7.3.

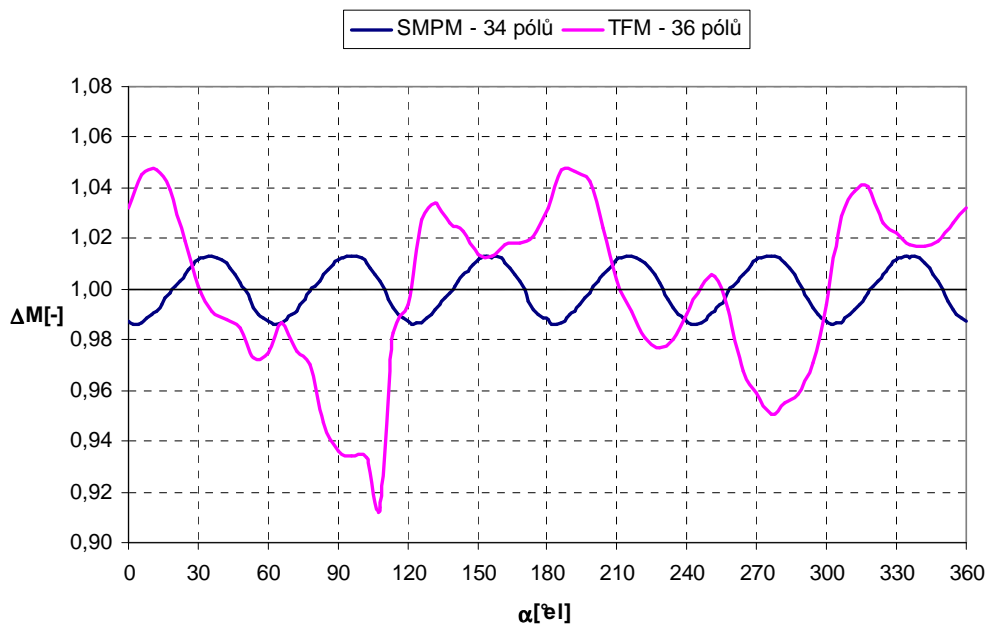


**Obr. 7.3 Závislost magnetické indukce**

Nejvyšší magnetické indukce dosahují I-jádra, kde se indukce blíží hodnotě 2 T i ve stavu naprázdno. Magnetická indukce U-jader i zubů statoru je ve stavu naprázdno mnohem nižší. Z důvodu menšího průřezu U-jader je nárůst magnetické indukce v nich rychlejší než ve statorových zubech SMPM.

Nespornou výhodou SMPM oproti TFM je výrazně menší zvlnění momentu. Průběh momentu TFM a SMPM při proudu 200 A je na obrázku 7.4. Hodnoty jsou vztaženy ke střední hodnotě jednotlivých průběhů. Zvlnění momentu u SMPM dosahuje asi 1,4 % střední hodnoty momentu. U TFM dosahuje zvlnění více než 5 %. Optimalizací rozměrů U a I-jader by šlo zvlnění momentu částečně snížit, ale díky velkým rozdílům v magnetické vodivosti v závislosti na natočení rotoru se hodnotám SMPM přiblížit nelze. Díky velkému zvlnění momentu nejsou TFM vhodné pro aplikace, ve kterých se klade velký důraz na přesné polohové řízení.

Výhodou SMPM je i jednodušší a levnější výroba. Stator SMPM je složen z plechů, v jehož drážkách je navinuto 3-fázové vinutí. Rotor tvoří jedno válcové jho, na jehož vnitřním povrchu jsou nalepeny PM. Největší problémy při výrobě vznikají při navíjení zlomkového vinutí, pro které se nedá použít standardní automatické vtahování cívek rozloženého vinutí.

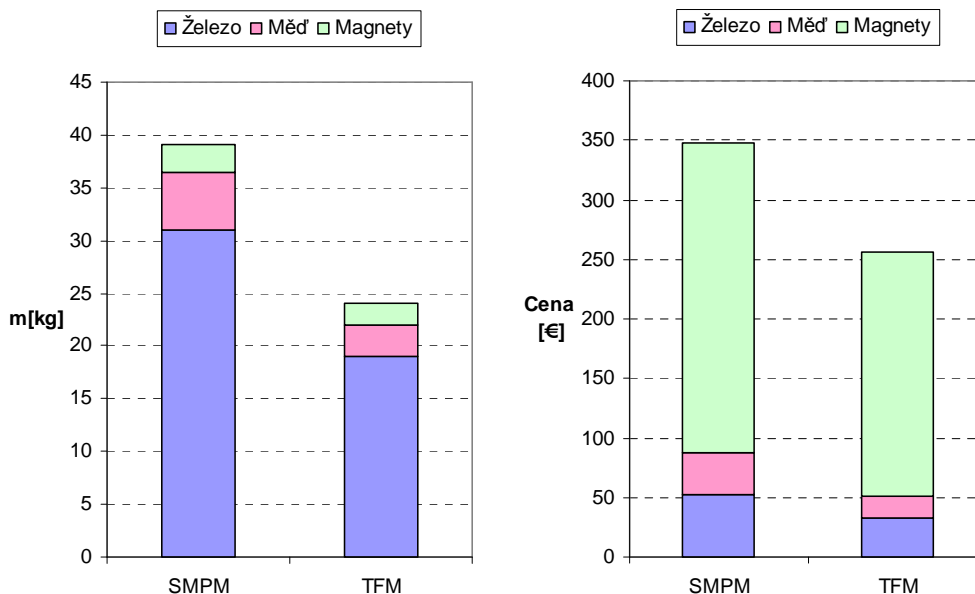


**Obr. 7.4 Průběh momentu SMPM a TFM při proudu 200A**

Výroba TFM je mnohem komplikovanější. Magnetický obvod statoru se skládá z velkého množství částí, které musí být správně uloženy v nosiči a následně pevně spojeny v jeden kompaktní celek. Rotor je tvořen 6-ti nezávislými magnetickými jhy s magnety, která jsou upevněna v kostře z nemagnetického materiálu. I v případě zlepšení a zjednodušení technologie výroby TFM, bude výroba TFM časově i finančně náročnější než výroba SMPM.

Náročnější výroba TFM by mohla být částečně kompenzována nižšími náklady na aktivní materiál. U navrženého TFM lze oproti SMPM ušetřit skoro 40 % železa, 45 % mědi a asi 20 % magnetů. Porovnání hmotnosti a cenových nákladů na aktivní materiály je uvedeno na obrázku 7.5. Při výpočtu cenových nákladů jsou uvažovány ceny 1,7 €/kg železa, 6,3 €/kg mědi a 100 €/kg permanentních magnetů.

Cenová úspora u TFM by ve skutečnosti byla nižší. Ve srovnání je počítáno s jednotnou kilovou cenou železa, která odpovídá průměrné ceně standardních statorových svazků. U TFM díky velkému množství částí by cena za 1 kg železa byla vyšší. Do celkové ceny TFM by se výrazně promítla i cena nosiče.



**Obr. 7.5 Porovnání hmotnosti a ceny aktivních materiálů u SMPM a TFM**

Zajímavé výsledky lze zjistit i při porovnání maximálního momentu motoru vztaženému k objemu motoru a hmotnosti aktivních materiálů. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 7.1.

Při vztažení maximální hodnoty momentu na objem motoru dosahuje lepších parametrů SMPM, který vytvoří větší moment se stejným proudovým omezením. Pokud se maximální hodnota momentu vztáhne k hmotnosti aktivních materiálů, lepších výsledků už dosahuje motor s transversálním tokem.

**Tabulka 7.1 Porovnání hustoty momentu SMPM a TFM**

	SMPM – 34 pólů	TFM – 36 pólů
Průměr motoru [mm]	255	255
Délka statoru [mm]	cca 170 i s čely vinutí	170
Objem motoru [dm <sup>3</sup> ]	8,68	8,68
Maximální moment (naměřený) [Nm]	438	297
Maximální moment / Objem motoru [Nm·dm <sup>-3</sup> ]	50,5	34,2
Hmotnost aktivních materiálů [kg]	39,1	24,1
Maximální moment / hmotnost akt. materiálů [Nm·kg <sup>-1</sup> ]	11,2	12,3

## 8. Závěr

Hlavní cíl dizertační práce navrhnout motor pro přímý pohon pojezdu pro aplikaci v oblasti manipulační techniky byl splněn v plném rozsahu. V rámci této dizertační práce byly podrobně analyzovány nové varianty motorů, které lze použít pro přímý pohon nízkozdvížného bateriového vozíku. Podrobněji se zpráva zabývá synchronními motory s PM se zlomkovým vinutím a motory s transversálním tokem. Obě varianty motorů byly podrobně zkoumány a na základě výsledků optimalizace byly navrženy a vyrobeny dva motory pro ověření vypočtených parametrů.

Navržený 34-pólový SMPM s vnějším rotorem splňuje většinu požadavků kladených na přímý pohon, dosahuje vysoké hustoty momentu vztažené na objem motoru, a proto je vhodnou alternativou, která by mohla nahradit současné řešení pohonů pojezdu skládající se z asynchronního motoru a mechanické převodovky. Největším problémem u tohoto typu motoru je efektivní navíjení zlomkového vinutí.

U 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru se i přes důkladnou a časově velmi náročnou optimalizaci nepodařilo dosáhnout požadovaného maximálního momentu. TFM se navíc vyznačují malou momentovou přetížitelností i komplikovanou výrobou magnetického obvodu statoru. Výhodou TFM oproti SMPM je úspora aktivních materiálů, která může dosahovat asi 40 % u mědi a železa a až 20 % u PM při zachování stejného objemu motoru.

Tato dizertační práce vznikla s podporou grantového projektu Ministerstva průmyslu a obchodu FT – TA3/120.

## Seznam použitých symbolů

$A$	vektorový potenciál	[Wb]
$a$	počet paralelních větví	[-]
$A_{Cu}$	průřez mědi v drážce	[m <sup>2</sup> ]
$A_{dr}$	průřez drážky	[m <sup>2</sup> ]
$A_m$	aktivní plocha permanentních magnetů	[m <sup>2</sup> ]
$A_{UC}$	průřez jednoho U-jádra	[m <sup>2</sup> ]
$A_\delta$	plocha vzduchové mezery	[m <sup>2</sup> ]
$B$	magnetická indukce	[T]
$B_{jr}$	magnetická indukce jha rotoru	[T]
$B_k$	magnetická indukce zlomu(kolena) demagnetizační křivky	[T]
$B_r$	remanentní magnetická indukce permanentního magnetu	[T]
$B_\delta$	magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
$b_{zs}$	šířka zubu statoru	[m]
$C_\Phi$	momentová konstanta	[Nm·A <sup>-1</sup> ]
$D_S$	vnější průměr statoru	[m]
$D_M$	vnější průměr motoru	[m]
$D_\delta$	průměr vzduchové mezery	[m]
$d$	tloušťka plechu	[m]
$E$	intenzita elektrického pole	[V·m <sup>-1</sup> ]
$f$	frekvence	[Hz]
$f_{lkg}$	koefficient rozptylu magnetického toku	[-]
$H$	intenzita magnetického pole	[A]
$h_{ds}$	výška drážky statoru	[m]
$I_f$	efektivní hodnota fázového proudu	[A]
$I_{LR}$	efektivní hodnota proudu nakrátko	[A]
$i$	převodový poměr převodovky	[-]
$i_d$	proud v d-ose	[A]
$i_q$	proud v q-ose	[A]
$J$	plošná hustota proudu	[A·m <sup>-2</sup> ]
$k_c$	Carterův činitel	[-]

---

$k_m$	koeficient motoru pro výpočet momentu	[-]
$k_w$	činitel základní harmonické vinutí	[-]
$L_d$	indukčnost v podélné ose	[H]
$L_f$	fázová indukčnost	[H]
$L_{Fe}$	axiální délka statorového svazku	[m]
$L_q$	indukčnost v příčné ose	[H]
$L_m$	výška magnetu ve směru magnetizace	[m]
$l$	délka indukční čáry	[m]
$l_z$	délka závitů	[m]
$M$	moment motoru na hřídeli	[Nm]
$M_{If}$	moment jedné fáze motoru s transversálním tokem	[Nm]
$M_d$	elektromagnetický moment	[Nm]
$M_r$	zvlnění momentu	[%]
$m$	počet fází	[-]
$m_m$	hmotnost magnetů	[kg]
$n$	otáčky motoru	[min <sup>-1</sup> ]
$N_C$	počet závitů jedné fáze TFM	[-]
$N_s$	počet závitů v sérii	[-]
$\Delta P$	celkové ztráty motoru	[W]
$\Delta P_{Cu}$	ztráty v mědi	[W]
$\Delta P_{Fe}$	ztráty v železe	[W]
$p$	počet pólových dvojic	[-]
$p_e$	koeficient ztrát vířivými proudy	[Ws <sup>3/2</sup> ·T <sup>-3/2</sup> ·m <sup>-3</sup> ]
$p_h$	koeficient hysterzních ztrát	[Ws·T <sup>-2</sup> ·m <sup>-3</sup> ]
$Q$	počet drážek statoru	[-]
$q$	počet drážek na pól a fázi	[-]
$R_f$	fázový odpor vinutí	[Ω]
$R_m$	magnetický odpor	[H <sup>-1</sup> ]
$S$	průřez magnetického obvodu	[m <sup>2</sup> ]
$T_{vin}$	teplota vinutí	[°C]
$U_{Bat}$	napětí baterie	[V]
$U_c$	napětí cívky	[V]

---

---

$U_f$	fázové napětí	[V]
$U_i$	indukované napětí	[V]
$U_m$	magnetické napětí	[A]
$U_{sdr}$	sdružené napětí	[V]
$U_{M,LR}$	magnetomotorické napětí vytvořené proudem nakrátko	[A]
$U_N$	napájecí napětí motoru	[V]
$\Delta U_T$	úbytek napětí na spínacích prvcích	[V]
$\alpha$	natočení rotoru	[°]
$\alpha_p$	pólové krytí	[-]
$\delta$	délka vzduchové mezery	[mm]
$\delta'$	efektivní délka vzduchové mezery	[mm]
$\eta$	účinnost motoru	[%]
$\lambda_m$	magnetická vodivost	[H]
$\mu_0$	permeabilita vakua	[H·m <sup>-1</sup> ]
$\mu_{r,PM}$	relativní permeabilita permanentních magnetů	[-]
$\rho_{Cu}$	měrný odpor mědi	[Ωm]
$\sigma$	elektrická vodivost	[S·m <sup>-1</sup> ]
$\tau_{dS}$	drážková rozteč	[mm]
$\tau_p$	drážková rozteč	[mm]
$\tau_\vartheta$	teplotní koeficient odporu vinutí	[-]
$\Phi$	magnetický tok na jeden pól	[Wb]
$\Phi_{lin}$	magnetický tok lineárního mag. obvodu	[Wb]
$\Phi_{NL}$	magnetický tok nelineárního mag. obvodu	[Wb]
$\cos\varphi$	účinník	[-]
$\Psi$	spřažený magnetický tok	[Vs]
$\Psi_{PM}$	spřažený magnetický tok od permanentních magnetů	[Vs]
$\omega$	úhlová rychlost	[rad·s <sup>-1</sup> ]

---



**indexy**

1f	1-fázový
3f	3-fázový
U	fáze U
V	fáze V
W	fáze W
Cu	měď
Fe	železo
IC	I-jádro
max	maximální hodnota (amplituda)
str	střední hodnota
PM	permanentní magnet
Ry	jho rotoru
UC	U-jádro
$\delta$	vzduchová mezera

## Literatura

- [1] Měřička J., Hamata V., Voženílek P. *Elektrické stroje*. Praha: Vydavatelství ČVUT 2001, 312 stran. ISBN 80-01-02109-2
- [2] Kopylov I. P. a kol. *Stavba elektrických strojů ( Projektirovanije električeskich mašin)*. Praha: SNTL – Nakladatelství technické literatury 1988. 685stran.
- [3] Weschta A. *Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-servomotoren*. Disserstation. Universität Erlangen – Nürnberg. 1983
- [4] Hendershot J. R. jr., Miller T. *Design of brushless permanent-magnet motors*. Oxford: Magna physics publishing and clarendon press, 1994. ISBN 1-881855-03-1
- [5] Gieras J. F. *Permanent magnet motor technology*. New York: Marcel Dekker, 2002. ISBN 0-8247-0739-7
- [6] Filka R., Balazovic P. *Sensorless Control of IPMSM Seamlessly Covering Entire Speed Range without Rotor Position Sensor*. PCIM 2006, Norimberk, Germany
- [7] Ayers C. W., Hsu J. S., Marlino L. D., Miller C. W., Ott G. W., Oland C. B. *Evaluation of 2004 Toyota Prius hybrid electric drive system interim report*. OAK ridge national laboratory, Tennessee, USA 2004
- [8] Nuscheler R. *Comparison of permanent magnet synchronous machines with distributed and concentrated windings*. ICEM 2006, Chania, Řecko
- [9] Libert F., Soulard J. *Investigation on pole-slot combinations for permanent-magnet machines with concentrated windings*. ICEM 2004, Krakov, Polsko.
- [10] Magnussen F., Sadarangani C. *Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated winding*. in Proc. IEEE IEMDC'03, vol. 1, Madison, WI, Jun. 2003, pp. 333–339.
- [11] Gieras J., Wang R., Kamper M. *Axial flux permanent magnet brushless machines*. Kluwer academic publisher 2004. ISBN 1-4020-2661-7
- [12] Caricchi F., Crescimbeni F., Fedeli E., Noia G. *Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs*. Industry Applications society Annual meeting 1994. ISBN 0-7803-1993-1
- [13] Blissenbach R. *Entwicklung von permanenterregten Transversalflussmaschinen hoher Drehmoment dichte für Traktionsantriebe. Berichte aus der Elektrotechnik*. Aachen 2002. ISBN 3-8322-0996-4
- [14] Henneberger G., Blissenbach R. *Transverse flux motor with high specific torque and efficiency for direct drive of an electric vehicle*, Proc. ISATA, 1999, Vienna, Austria

- [15] Dubois M. R. J. *Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines*. Thesis, Delft University, 2004. ISBN 0-9734585-0-X
- [16] Canders W.R. *Transversalflussmotor – Antrieb mit optimierter Kraft und Leistungsdichte*. Antriebstechnik Nr 4., 1993.
- [17] Weh H., May H. *Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configuration*. In proceeding Int. Conference Electrical machines, Munich, Germany, p. 1107-1111, 1986.
- [18] Salminen P. *Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications*. Ph.D. Thesis, Lappeenranta University of Technology, 2004, ISBN 951-764-982-7
- [19] Salminen P., Niemelä M., Pyrhönen J. *Performance analysis of fractional slot wound PM-motors for low speed applications*. In proceeding Industry applications Conference, p. 1032-1037, Seattle, USA 2004.
- [20] Salminen P., Parviainen A., Pyrhönen I. *Maximum torque and inductances of surface magnet PM machines*. IEEE Int. Conference on electrical machines, 2006.
- [21] Magnussen F., Lendenmann H. *Parasitic effects in PM machines with concentrated windings*. In proceeding Industry applications conference , p. 1044-1049, Hong Kong, 2005.
- [22] Miller T. *SPEED's electric motors*, University of Glasgow, Great Britain, 2002-2004. [www.speedlab.co.uk](http://www.speedlab.co.uk)
- [23] Miller T. *PC-BDC 6.5 User's manual*. University of Glasgow, Great Britain, 2004.
- [24] *FLUX Users Guide*, [www.cedrat.com](http://www.cedrat.com)
- [25] Kučera J., Hapl J. *Vinutí elektrických strojů točivých*. Nakladatelství československé akademie věd, Praha, 1959.
- [26] Svechkarenko D. *On Analytical Modeling and Design of a Novel Transverse Flux Generator for Offshore Wind Turbines*. Licentiate Thesis. KTH Electrical engineering, Sweden 2007. ISBN 978-91-7178-682-1
- [27] Chang J., Lee J., Kim J., Chung S., Kang D., Weh H. *Development of rotating type transverse flux machine*. IEMDC, 2007.
- [28] Werner U., Vinogradski M., Orlik B. *Simulation und Entwurf eines analytischen Modells für eine permanentmagneterregte Transversalflussmaschine in Sammler-Bauweise*. VDI/VDEETG-Tagung, Elektrisch-mechanische Antriebssysteme, Fulda, 2004.
- [29] Hackmann W., Binder A. *Außenläufer-Transversalflussmaschinen für Radnabenantriebe in Straßenbahnen*. VDI/VDEETG-Tagung, Elektrisch-mechanische Antriebssysteme, Fulda, 2004.
- [30] Henneberger G., Bork M. *Development of a new transverse flux motor*. IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet machines, 1997.

- [31] Krogen Ö., Jack A. G. *Insulated iron powder (SMC) used as soft magnetic material in a rotating electrical machine*. PM2000, Kyoto, Japan, 2000.
- [32] SMC Brochures, [www.hoganas.com](http://www.hoganas.com)
- [33] Dědek L. *Elektromagnetismus*. Skriptum VUT, Brno 1998. ISBN 80-214-1106-6.
- [34] Melkes F. *Moderní numerické metody*. Podklady pro přednášky, VUT Brno, 2003.

### **Publikace autora související s dizertační prací**

- [A1] Höll J. *Attainable torque density of the SMPM and ASM*. In proceedings of the “Elektromotoren koloqium 2007”, JULI Motorenwerk, p. 21 – 30, Moravany, Czech Republic, 2007.
- [A2] Höll J. *New trends in production of the electric motors for material handling applications*. In proceeding Int. Conference on Low voltage electrical machines, p. 94 – 98, Brno, Czech Republic, 2006. ISBN 978-80-214-3560-5.
- [A3] Höll J. *Direct drive*. In proceedings of the “Elektromotoren koloqium 2007”, JULI Motorenwerk, p. 99-109., Moravany, Czech Republic 2007.
- [A4] Höll J. *Direct drives in material handling application*. In proceeding Int. Conference on Low voltage electrical machines, p. 38 – 41, Brno, Czech Republic, 2007. ISBN 978-80-214-3560-5.
- [A5] Höll J. *Synchronous motors in drive motor applications*. In proceedings of the “2. Elektromotoren koloqium 2008”, JULI Motorenwerk, p. 13-19. Moravany, Czech Republic, 2008.
- [A6] Höll J. *Direct Drive of a Battery Powered Low Lift Truck*. In proceedings Flux Users Conference. Barcelona, Spain 2008.
- [A7] Höll J. *Transversal flux motors with permanent magnets on the rotor surface for direct drive of the low-lift truck*. In proceedings Flux Users Conference, Autrans, France, 2009.
- [A8] Höll J. *Comparison of various motor topologies for direct drive of a low lift truck*. In proceeding Int. Conference on Low voltage electrical machines, p. 8 – 11, Brno, Czech Republic 2009. ISBN 978-80-214-3975-7.
- [A9] Höll J., Maňa M., Wilda L. a kol. *Přímý pohon manipulačního vozíku*. Závěrečná zpráva projektu Tandem FT - TA3/120, Moravany, 2010.

## Seznam příloh

Příloha A – Fázorové diagramy zlomkových vinutí

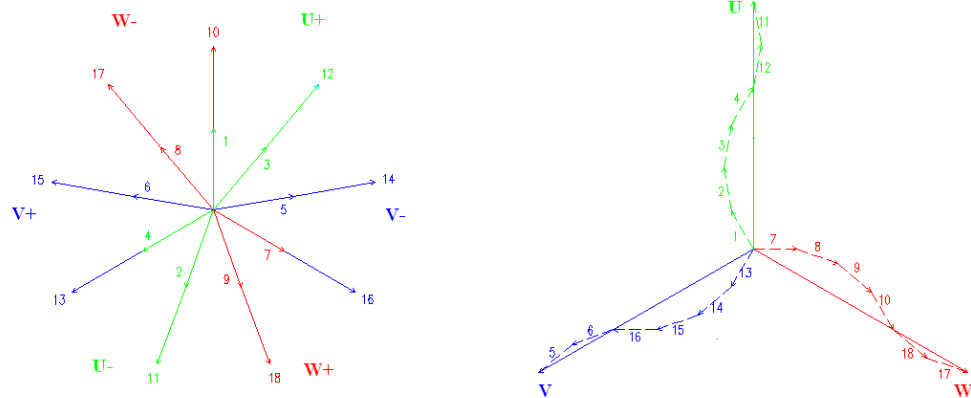
Příloha B – Schémata zapojení zlomkových vinutí

Příloha C – Výsledky měření 34-pólového SMPM

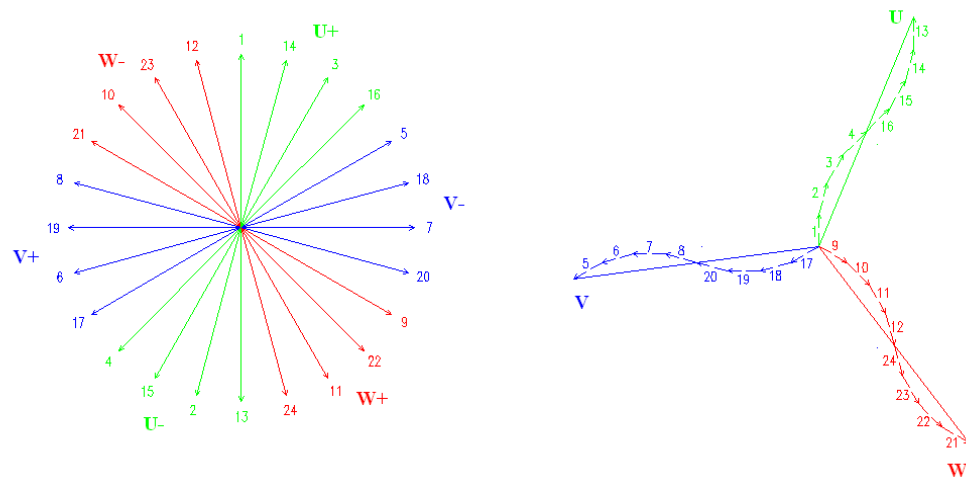
Příloha D – Výsledky měření 36-pólového TFM

## Příloha A – Fázorové diagramy zlomkových vinutí

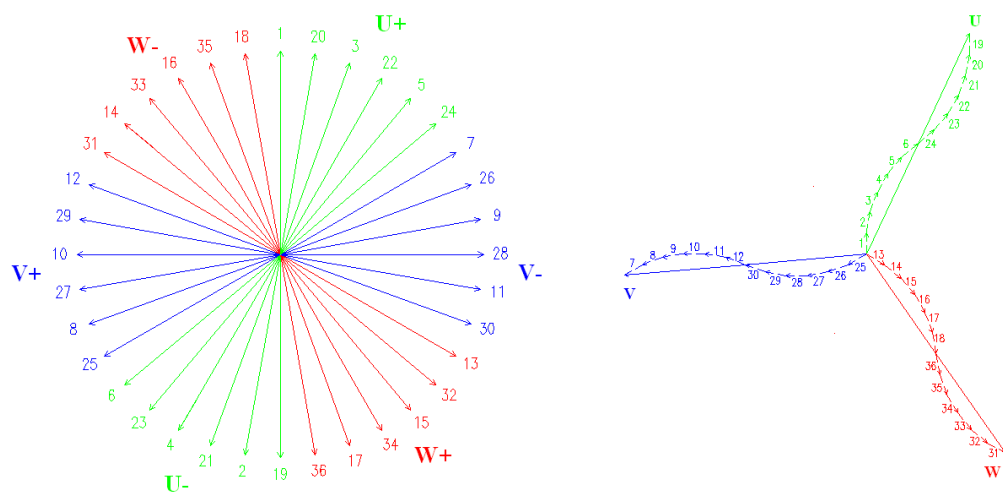
Napětíové fázorové diagramy a napětíové hvězdice pro motory se zlomkovým vinutím s různým počtem drážek a pólů.



Obr. A.1 Napětíový fázorový diagram motoru s 18 drážkami a 16 pólů



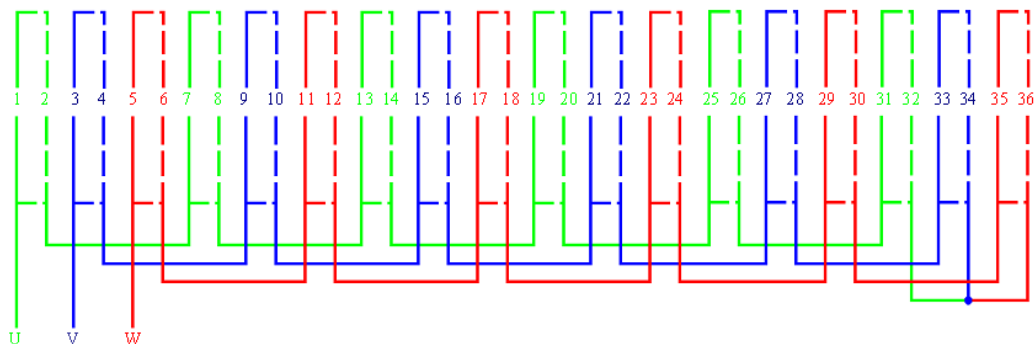
Obr. A.2 Napětíový fázorový diagram motoru s 24 drážkami a 22 pólů



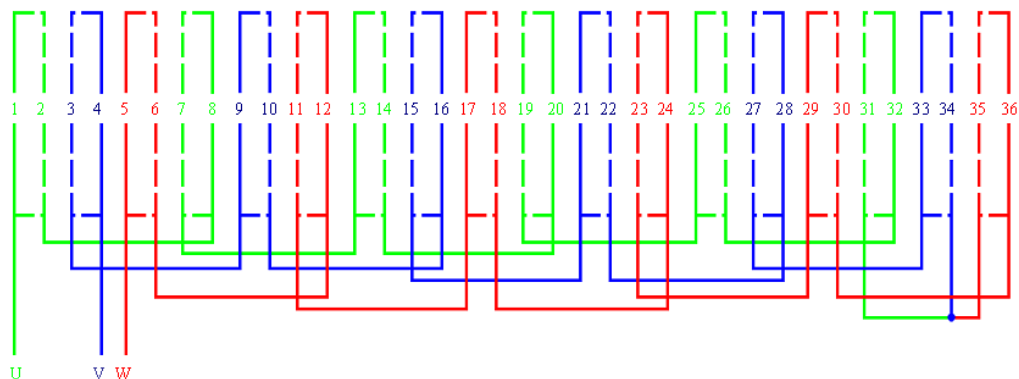
Obr. A.3 Napěťový fázorový diagram motoru s 36 drážkami a 34 póly

## Příloha B – Schémata zapojení zlomkových vinutí

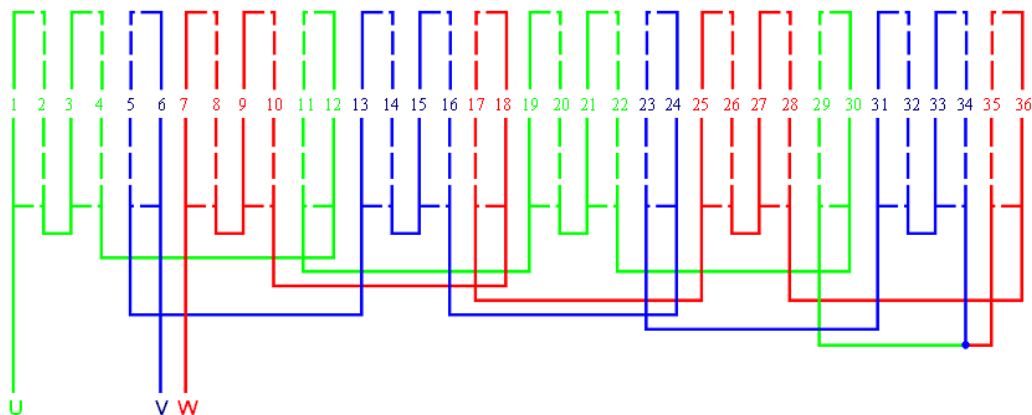
Schémat zapojení SMPM s 36 drážkami, jednovrstvým zlomkovým vinutím s jednou paralelní větví pro různé počty pólů



Obr. B.1 Schéma zapojení 24-pólového SMPM s 36 drážkami



Obr. B.2 Schéma zapojení 30-pólového SMPM s 36 drážkami

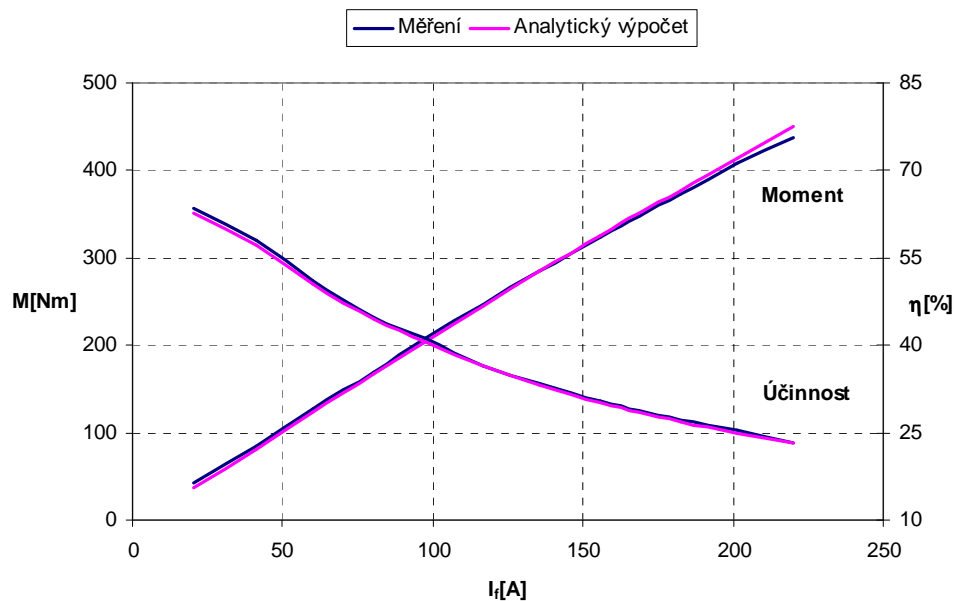


Obr. B.3 Schéma zapojení 32-pólového SMPM s 36 drážkami

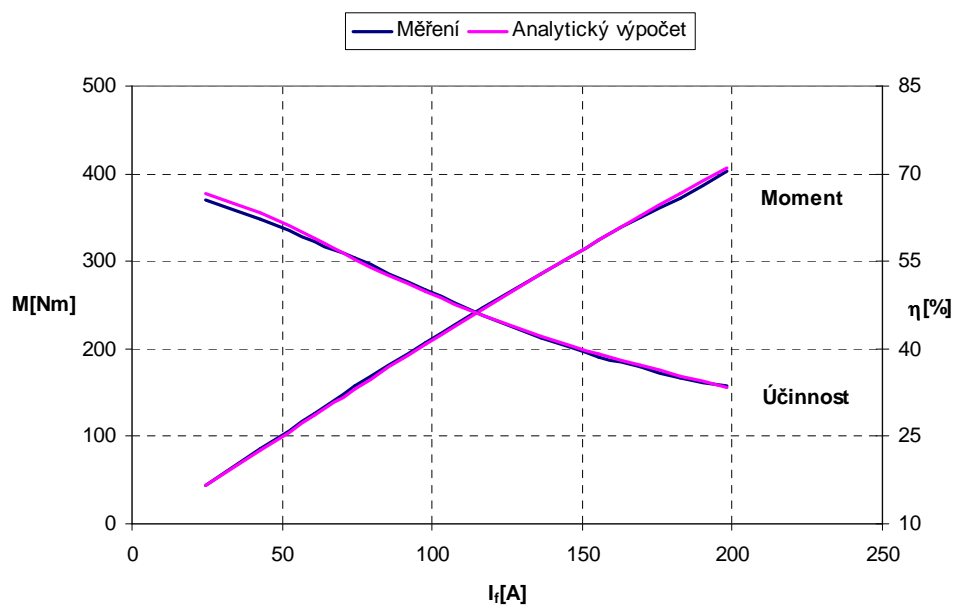


## Příloha C – Výsledky měření 34-pólového SMPM

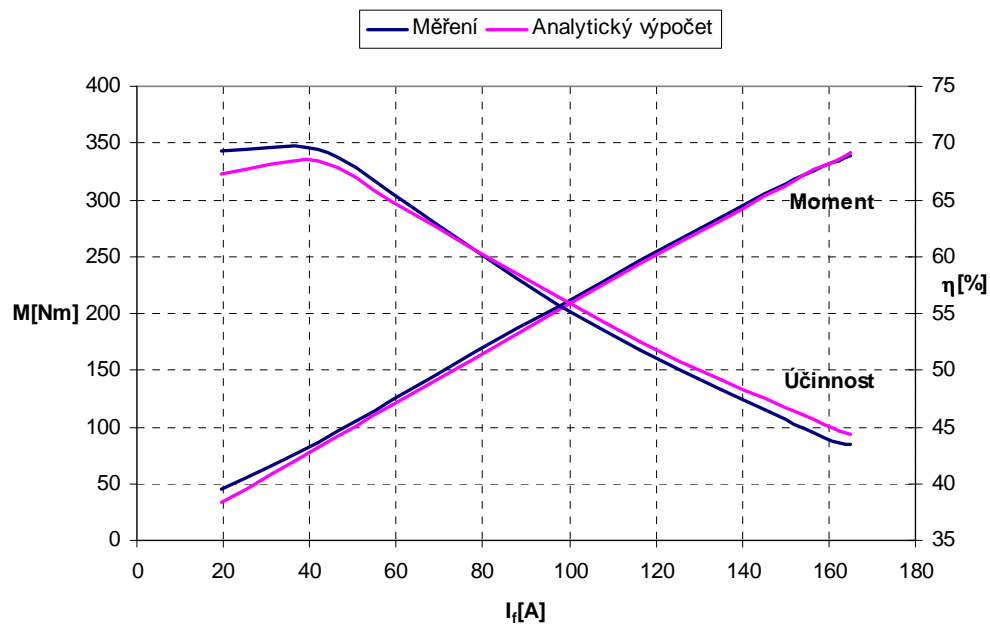
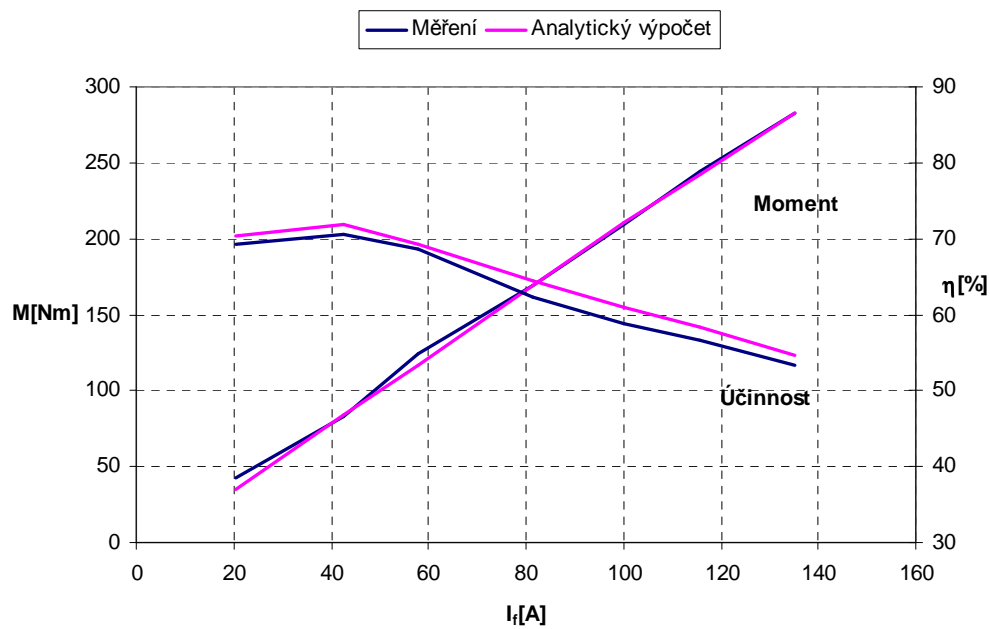
**C1.** Porovnání změřených a analyticky vypočítaných momentových charakteristik 34-pólového SMPM. Zatěžovací charakteristiky jsou vyneseny pro otáčky v rozmezí od 20 do 80 otáček za minutu.

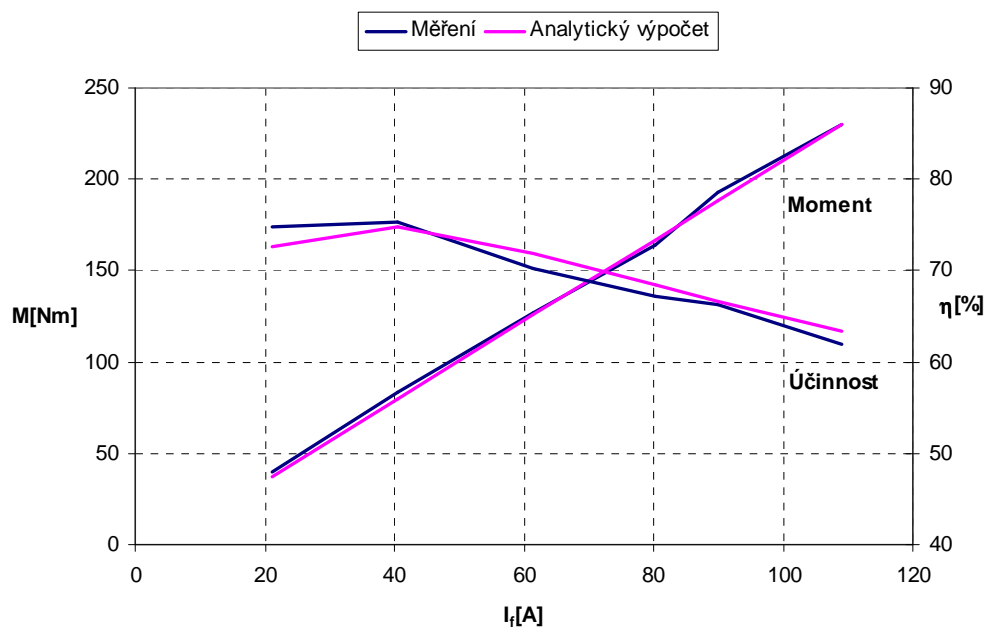
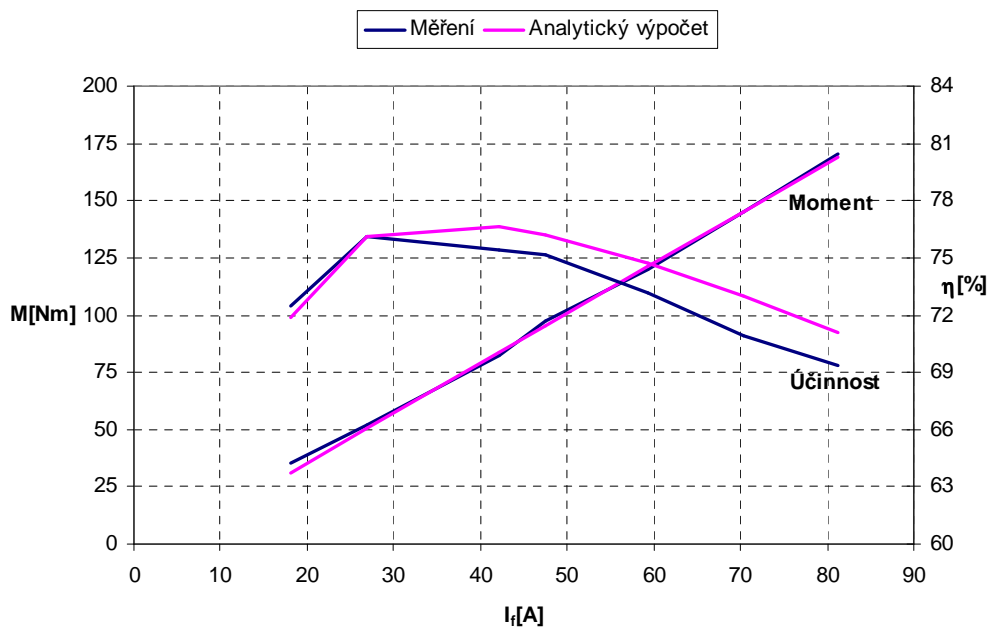


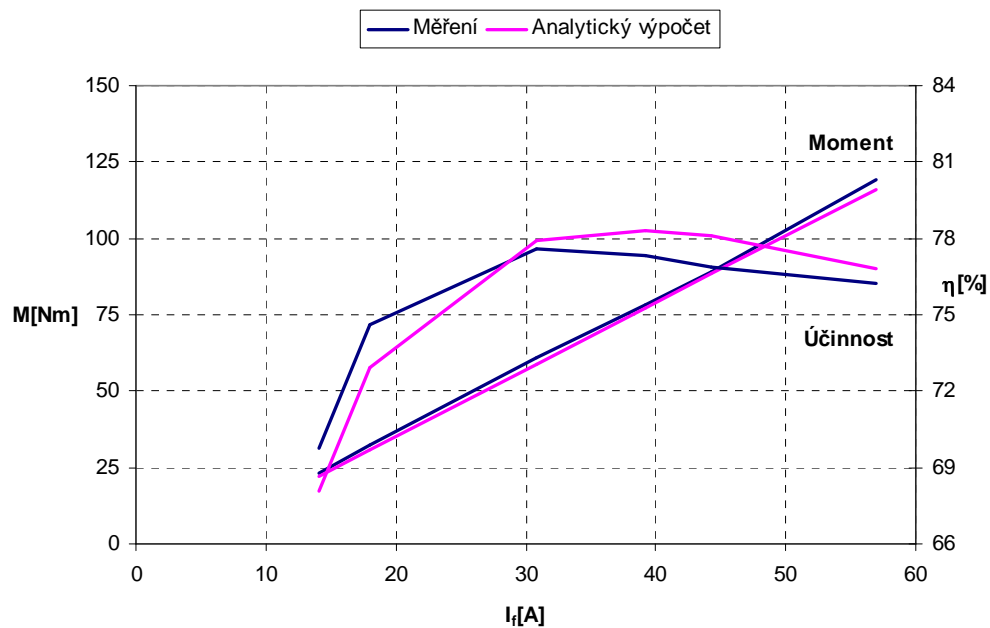
Obr. C.1 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 20 \text{ min}^{-1}$



Obr. C.2 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 30 \text{ min}^{-1}$

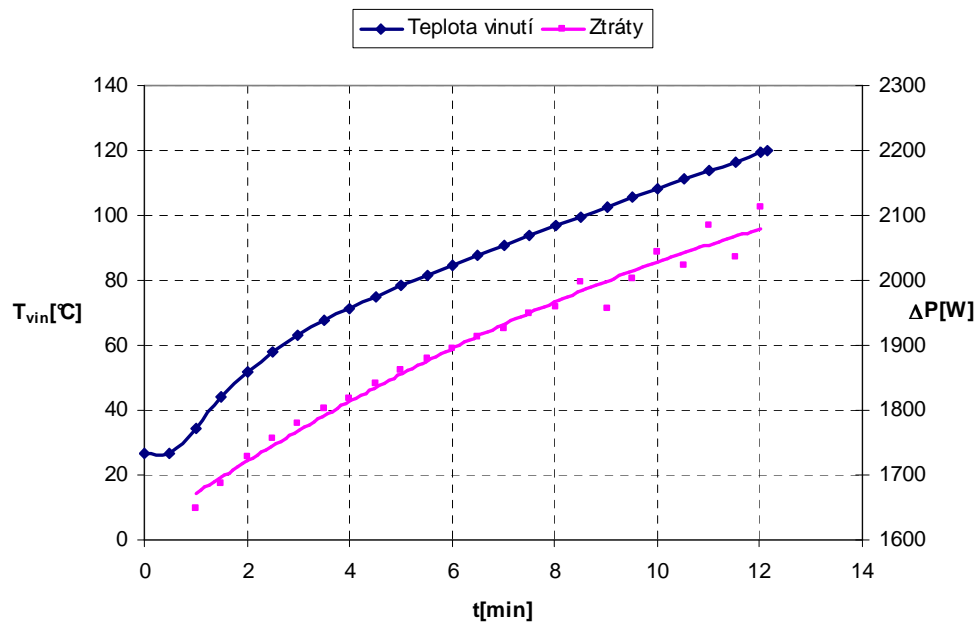
Obr. C.3 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 40 \text{ min}^{-1}$ Obr. C.4 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 50 \text{ min}^{-1}$

Obr. C.5 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 60 \text{ min}^{-1}$ Obr. C.6 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 70 \text{ min}^{-1}$

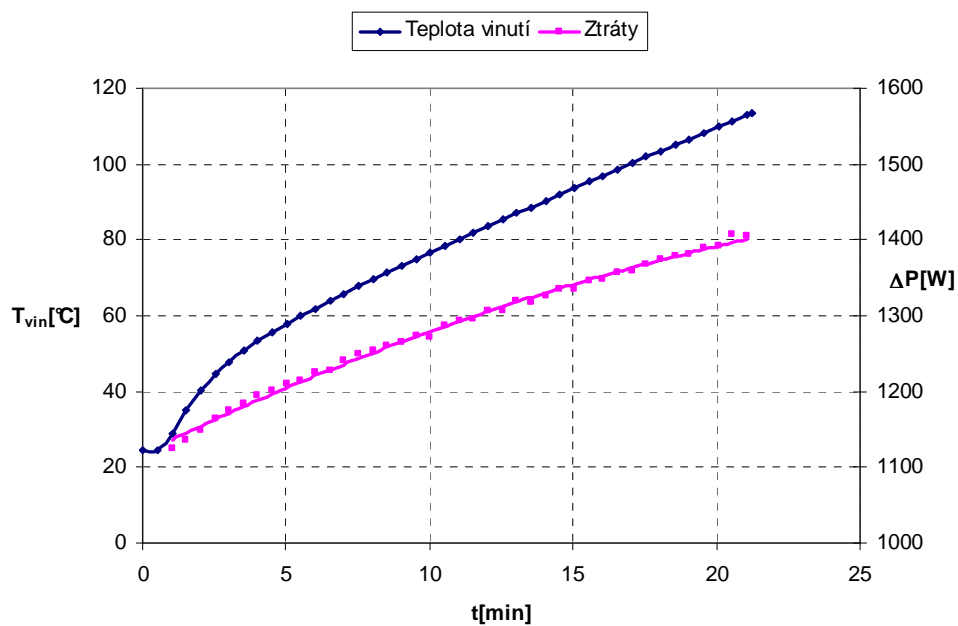


Obr. C.7 Zatěžovací charakteristika 34-pólového SMPM při  $n = 80 \text{ min}^{-1}$

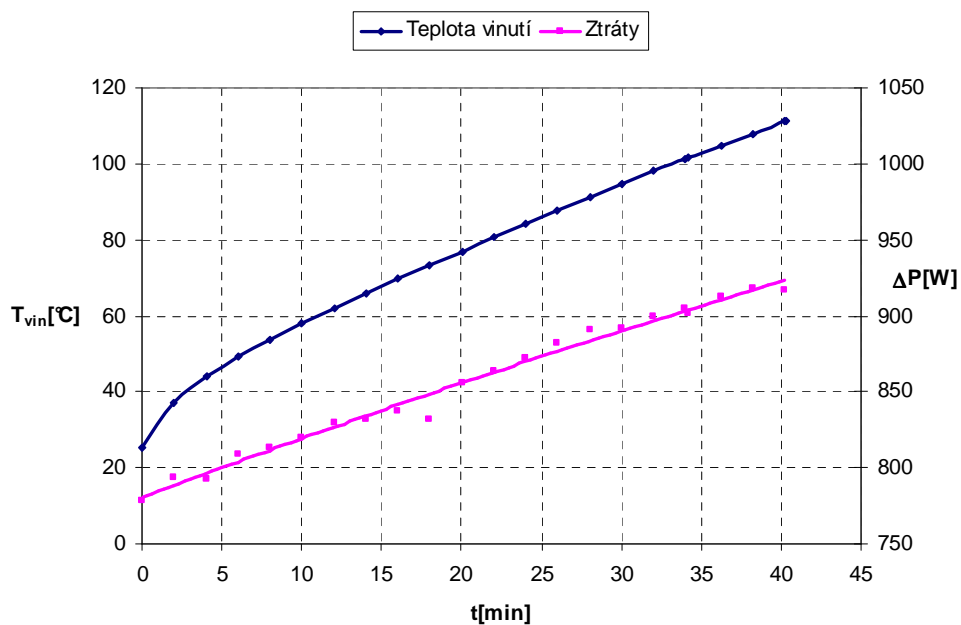
## C2. Oteplovací zkoušky 34-pólového SMPM.



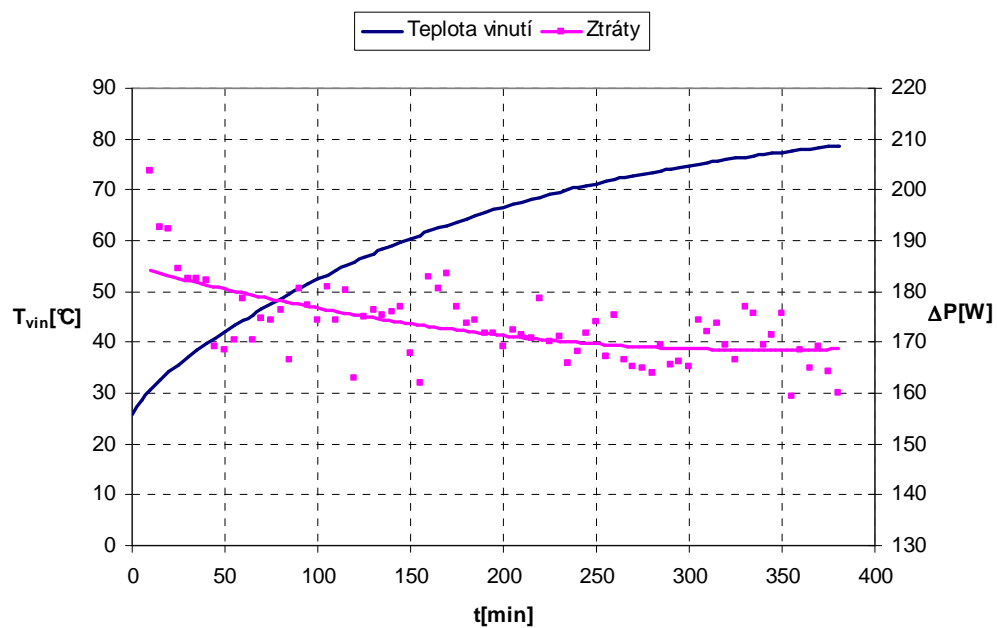
Obr. C.8 Oteplovací zkouška SMPM pro prac. bod  $M = 360 \text{ Nm}$  a  $n = 30 \text{ min}^{-1}$



Obr. C.9 Oteplovací zkouška SMPM pro prac. bod  $M = 300 \text{ Nm}$  a  $n = 35 \text{ min}^{-1}$



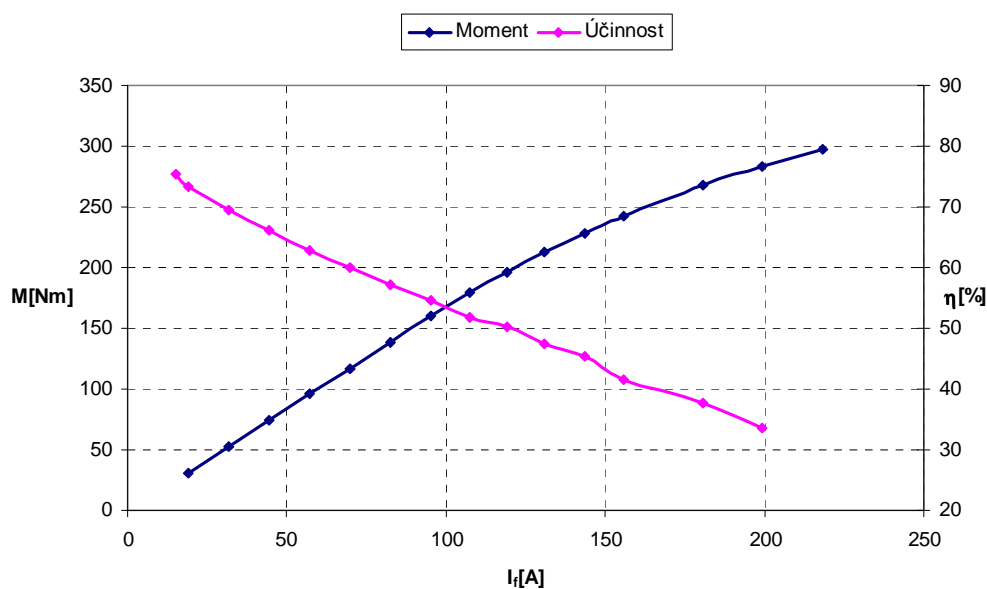
Obr. C.10 Oteplovací zkouška SMPM pro prac. bod  $M = 240 \text{ Nm}$  a  $n = 60 \text{ min}^{-1}$



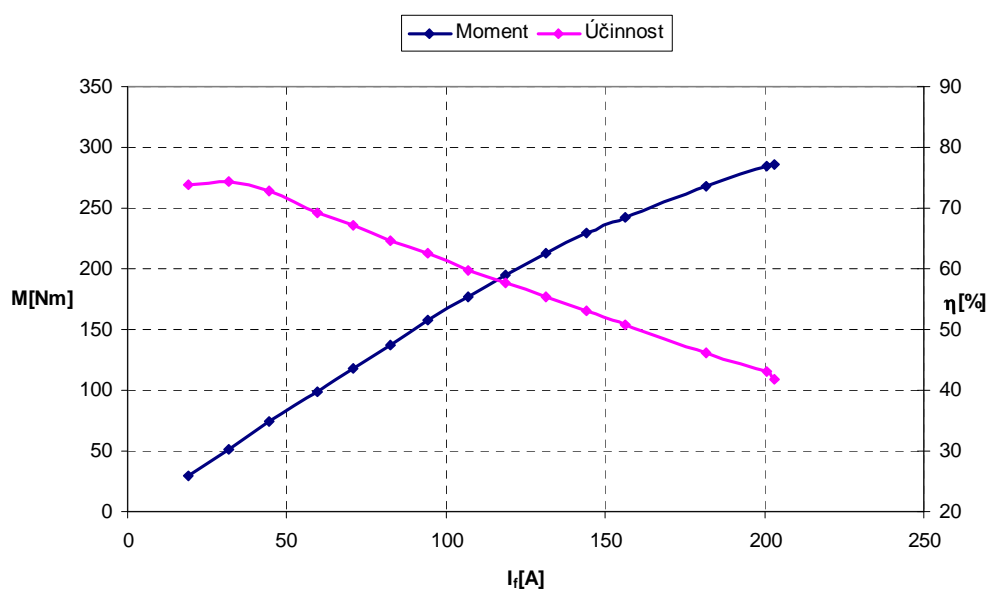
Obr. C.11 Oteplovací zkouška SMPM pro prac. bod  $M = 80 \text{ Nm}$  a  $n = 90 \text{ min}^{-1}$

## Příloha D – Výsledky měření 36-pólového TFM

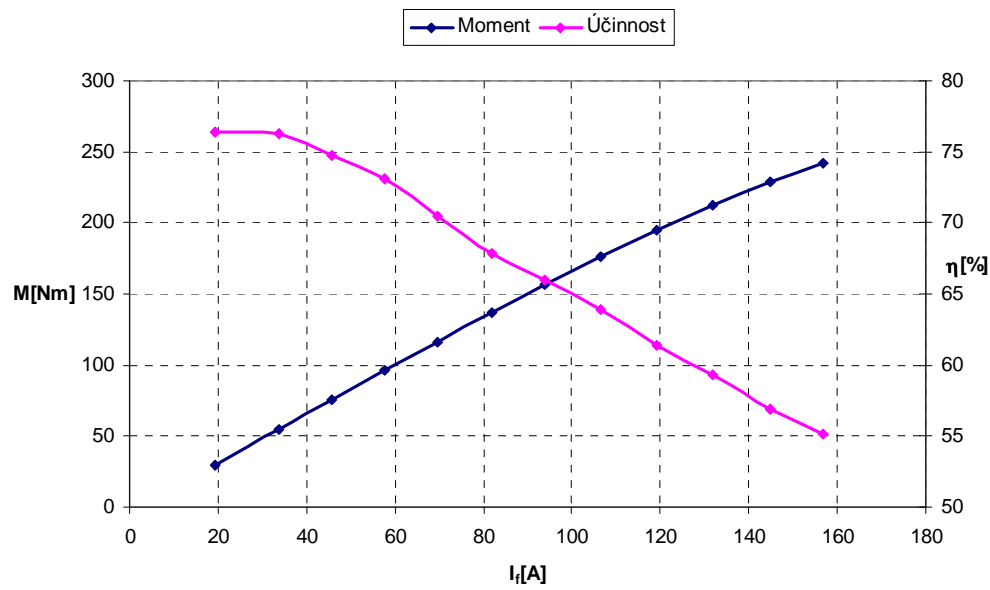
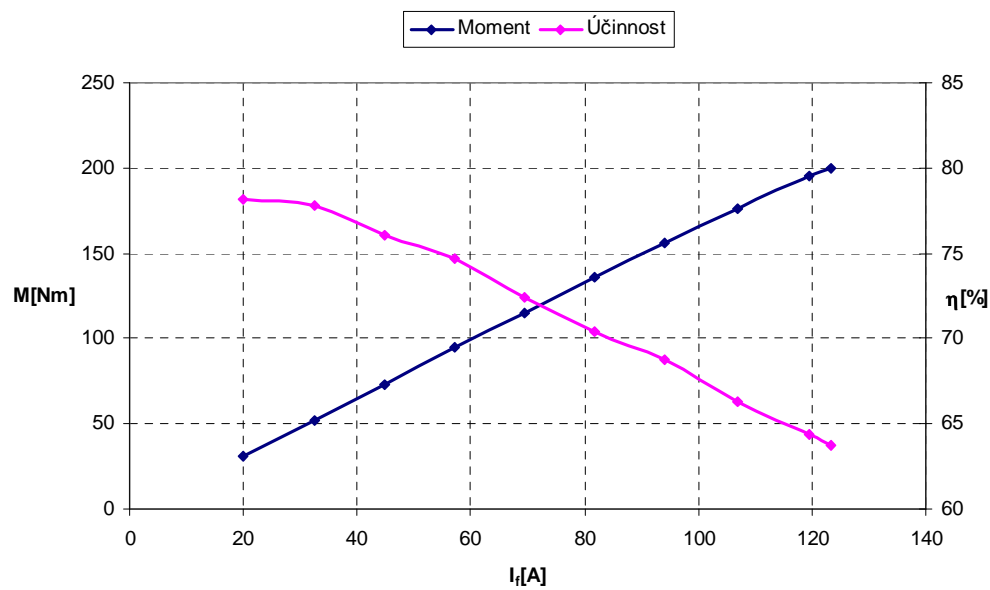
**D1.** Naměřené zatěžovací charakteristiky 36-pólového TFM s magnety na povrchu rotoru. Zatěžovací charakteristiky jsou vyneseny pro otáčky v rozmezí od 30 do 90 otáček za minutu.



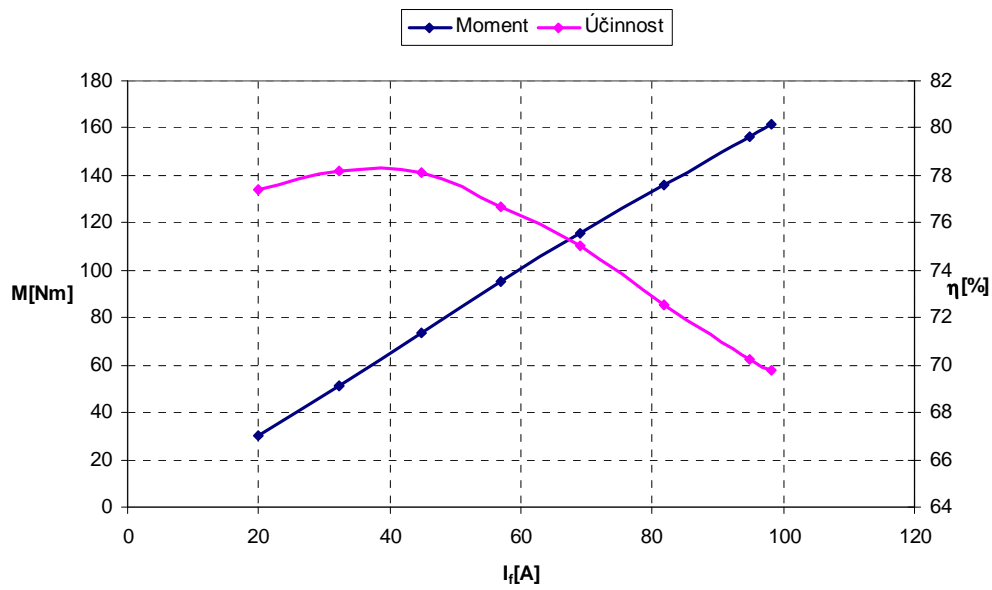
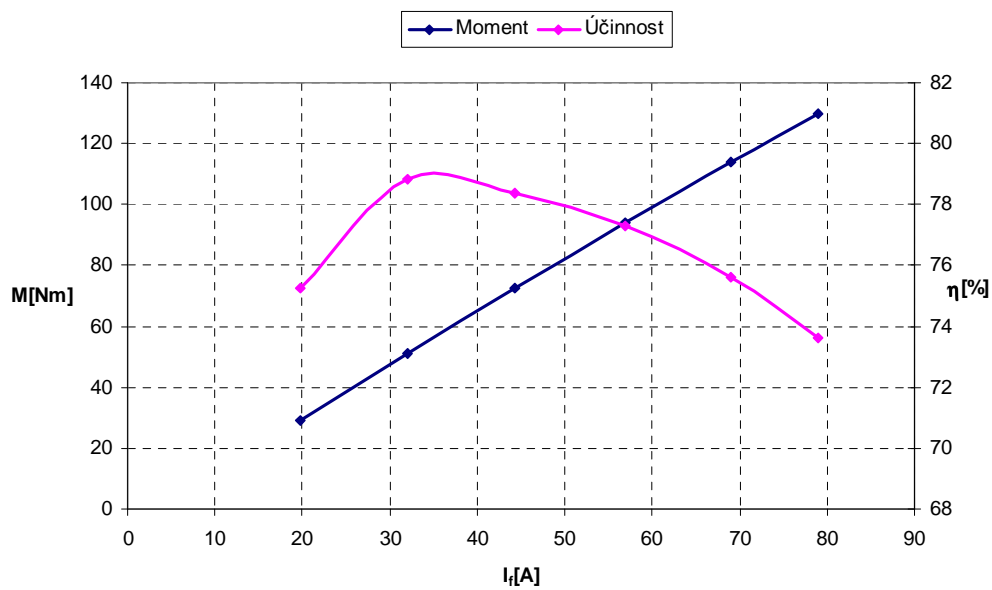
Obr. D.1 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 30 \text{ min}^{-1}$

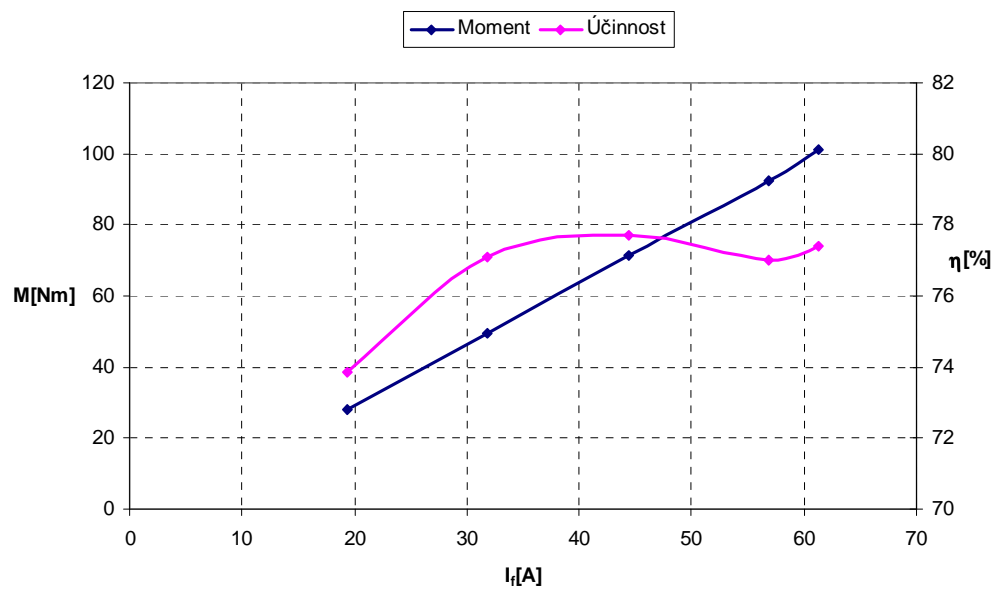


Obr. D.2 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 40 \text{ min}^{-1}$

Obr. D.3 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 50 \text{ min}^{-1}$ Obr. D.4 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 60 \text{ min}^{-1}$



Obr. D.5 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 70 \text{ min}^{-1}$ Obr. D.6 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 80 \text{ min}^{-1}$



Obr. D.7 Zatěžovací charakteristika 36-pólového TFM při  $n = 90 \text{ min}^{-1}$