



Pracoviště: Katedra elektromechaniky a výkoné elektroniky

Výzkumná zpráva č.: 22190-030-2013

Sdružené elektro-tepelné úlohy v oblasti elektrických strojů

Druh úkolu: vědecko-výzkumný

Řešitelé: Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.

Ing. Roman Pechánek, Ph.D.

Počet stran: 25

Datum vydání: 24. 10. 2013

Revize: 1

Poznámka: Výzkumná zpráva vznikla za podpory motivačního systému
ZČU, část POSDOC

Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá problematikou sdružené elektro-tepelné úlohy vhodné pro analýzu točivých i netočivých elektrických strojů. Hlavním cílem práce je popsat metodiku výpočtu, která umožní rychle a spolehlivě odhadnout účinnost a tím i oteplení stroje při libovolném jeho zatěžovacím cyklu.

Seznam symbolů a zkratk

ω	úhlová rychlost	$[rad\ s^{-1}]$
f	frekvence	$[Hz]$
ρ	měrná rezistivita	$[\Omega\ m]$
ρ	hustota	$[m^3\ kg^{-1}]$
μ_r	relativní permeabilita	$[/]$
λ	tepelná vodivost	$[Wm^{-1}\ K^{-1}]$
l_{FE}	délka stroje	$[m]$
ϑ	teplota	$[^{\circ}C]$
C	tepelná kapacita	$[J\ K^{-1}]$
ΔP_J	ztráty	$[W]$
n	počet dělení	$[/]$
t	globální čas	$[s]$
T	interní čas	$[s]$
B	magnetická indukce	$[T]$
s	skluz	$[/]$
R_1	odpor statoru	$[\Omega]$
R'_2	přepočítaný odpor rotoru	$[\Omega]$
$X_{1\sigma}$	rozptylová reaktance statoru	$[\Omega]$
$X'_{2\sigma}$	přepočítaná rozptylová reaktance rotoru	$[\Omega]$
X_{μ}	magnetizační reaktance	$[\Omega]$
R_{FE}	ztráty v železe	$[\Omega]$
P_n	jmenovitý výkon	$[W]$
U_n	jmenovité napětí	$[V]$
I_n	jmenovitý proud	$[A]$
M_n	jmenovitý moment	$[Nm]$
n_n	jmenovité otáčky	$[ot\ min^{-1}]$
$\cos\varphi_n$	jmenovitý účinník	$[/]$
η	jmenovitá účinnost	$[\%]$
α	teplotní součinitel odporu	$[K^{-1}]$
Q	počet drážek	$[/]$
m	hmotnost	$[kg]$
v	rychlost vzduchu	$[m\ s^{-1}]$

Obsah

Anotace.....	2
Seznam symbolů a zkratk.....	3
1 Úvod.....	5
2 Metodika výpočtu oteplení - kombinace analytického a konečně-prvkového modelu.....	6
2.1 Analytický výpočet.....	6
2.2 Konečně-prvkový výpočet	6
2.2.1 Silně sdružená úloha.....	6
2.2.2 Slabě sdružená úloha.....	7
2.2.3 Po částech sdružená úloha	8
3 Příklad aplikace metodiky na výpočet oteplení asynchronního stroje.....	10
3.1 Analytický výpočet.....	10
3.2 Konečně-prvkový výpočet.....	13
3.2.1 Elektromagnetická analýza.....	13
3.2.2 Teplotní analýza.....	19
4 Experimentální ověření.....	20
5 Závěr.....	22
6 Seznam obrázků.....	24
7 Historie revizí.....	25

1 Úvod

Postup návrhu nového elektrického stroje lze rozdělit do třech hlavních etap:

První fází je samotné zadání (specifikace) stroje. Jde o fázi extrémně náročnou a to především z hlediska detailního popisu všech důležitých parametrů a provozních režimů stroje. Nepřesné, či neúplné zadání je většinou později doprovázeno dodatečným zásahem do konstrukce. Takový zásah s sebou pak přináší velké finanční náklady a prodlevy při uvedení stroje do provozu.

Ve druhé etapě se provádí samotný návrh (výpočet) stroje, kde je zapotřebí splnit všechny nedefinované požadavky. Sem patří hlavně výkon, otáčky, jmenovité napětí, typ a rozměry stroje. Důležité jsou také podmínky ve kterých a za kterých bude stroj pracovat. Nejčastěji je však konstruktér omezen některým z rozměrů stroje, což mnohdy vede k jeho poddimenzování a následně přehřívání (lze do jisté míry kompenzovat třídou izolace).

Ve třetí fázi se vyhotovuje kompletní výkresová a konstrukční dokumentace jejíž součástí by měly být pracovní charakteristiky a jmenovité parametry stroje.

Pro ověření návrhu se běžně využívá základní elektromagnetická analýza spolu s výpočtem oteplení, přičemž platí, že čím komplexnější výpočetní model použijeme, tím přesnější odhad získáme.

S výhodou lze kombinovat analytický a sdružený konečně-prvkového výpočet, který na rozdíl od čistě analytického lépe postihne jak skutečnou geometrii stroje, tak i nelinearity materiálových vlastností.

2 Metodika výpočtu oteplení - kombinace analytického a konečně-prvkového modelu

Analytická část je rozdělena do třech kroků. Nejprve se sestaví náhradní schéma vycházející z elektromagnetického návrhu stroje. Poté se provede zjednodušený výpočet oteplení (např. metodou tepelné sítě), který odhadne teplotní rozsahy pro všechna vinutí. Získané teplotní rozsahy se použijí pro výpočet dalších veličin jako např. proud odebíraný strojem, otáčky, moment a další pomocí předpřipraveného náhradního schématu. Tyto jsou dále použity jako zatížení konečně-prvkového modelu.

Ten bude podle vlastností pole buď silně sdružený, po částech sdružený, nebo slabě sdružený. Vyhodnocením výsledků jsme pak schopni odpovědět na otázku optimálního návrhu stroje.

2.1 Analytický výpočet

Náhradní schéma stroje je sestaveno na základě jeho elektromagnetického návrhu. Ten uvažuje pouze sinusové napájení, čímž se další výpočty značně zjednoduší. Postupovat lze například podle [1, 2, 3]. Získané odpory a reaktance sice odpovídají jmenovitému pracovnímu bodu stroje, nicméně je možné s jistým stupněm zjednodušení přepočítat tyto parametry i pro jiný zátěžný stav (s ohledem na teplotu).

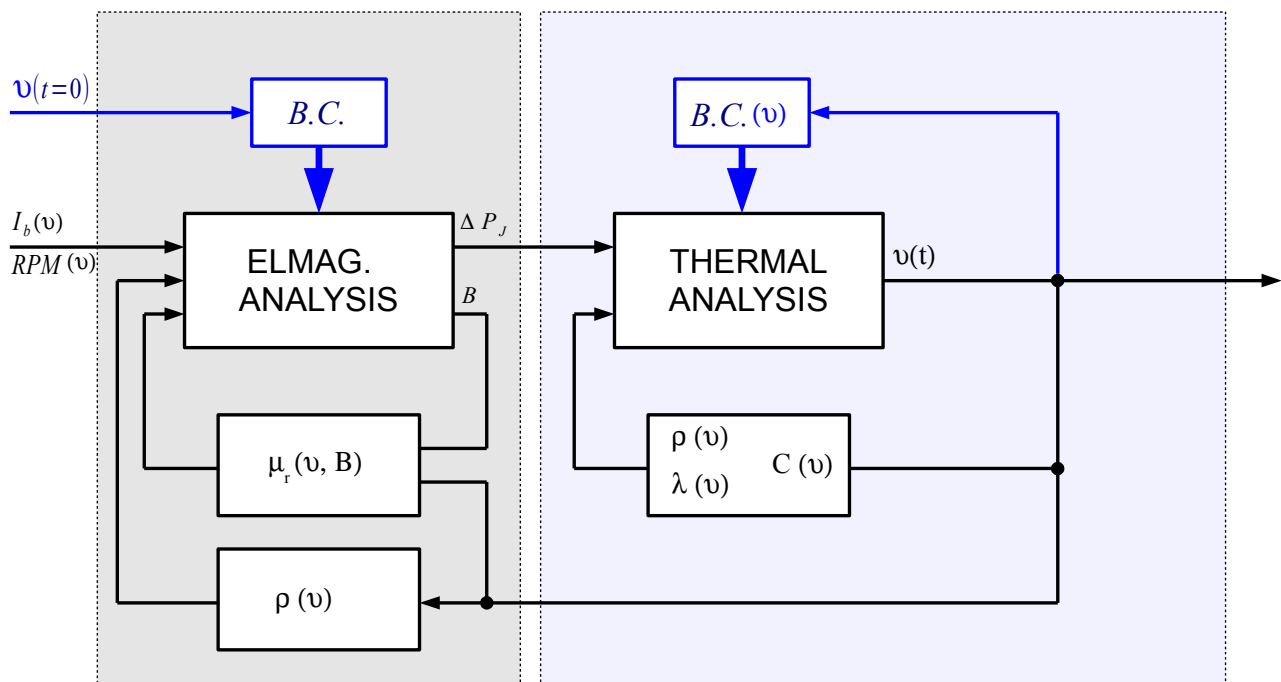
Rozsah pracovních teplot všech vinutí se dá odhadnout metodou tepelné sítě, která umožňuje snadno a rychle měnit zatížení modelu, přičemž výsledky jsou k dispozici okamžitě. Oproti metodě konečných prvků známe výsledky pouze v definovaných uzlech stroje. To ale není na závadu, jelikož detailní rozložení teplotního pole získáme později a navíc, zajímáme se jen o rozsah teplot, pro které se má počítat (z náhradního schématu) zatížení konečně-prvkového modelu.

2.2 Konečně-prvkový výpočet

Sdružené úlohy tohoto typu lze obecně rozdělit podle stupně sdruženosti na silně, po částech a slabě sdružené [4, 5]. Dělení se odvíjí od délky časových konstant obou fyzikálních polí.

2.2.1 Silně sdružená úloha

V případě silně sdružené úlohy model uvažuje přímou interakci mezi elektromagnetickým a teplotním polem, obě pole navíc mohou být nelineární a nestacionární. V každém časovém okamžiku dochází vlivem změny teploty ke změně velikosti ztrát, které zpětně ovlivňují rozložení teploty. Řízení výpočtu je znázorněno na Obr. 1.



Obr. 1: Popis silně sdružené analýzy

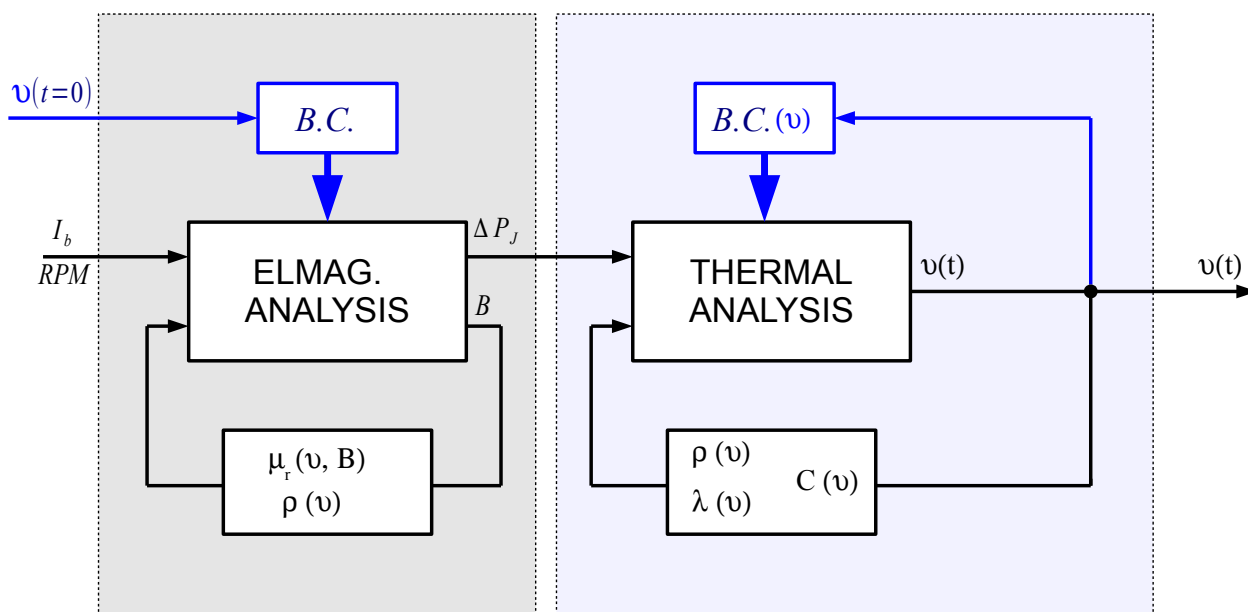
Analýza začíná výpočtem ztrát z elektromagnetického pole pro nějakou počáteční (startovací) teplotu. Ztráty jsou ihned použity jako zatížení tepelného modelu, který vypočítá oteplení stroje v témže časovém okamžiku. Nárůst teploty pak upraví velikost ztrát stroje v dalším časovém okamžiku. Cyklus se poté opakuje tak dlouho, dokud se nedosáhne požadovaného času, nebo dokud obě pole nedosáhnou ustáleného stavu nebo nenastane jiná ukončovací podmínka. Silně sdružená úloha dává velmi přesné výsledky, ovšem za cenu dlouhého výpočetního času a vysokých nároků na HW.

2.2.2 Slabě sdružená úloha

Tento typ úlohy postrádá zpětnou vazbu z teplotního pole na elektromagnetické. Jedná se tedy o jednosměrné sdružení, které nejprve určí ztráty ve stroji a ty dále používá jako konstantní zatížení tepelného výpočtu. Obě pole mohou být nelineární a nestacionární. V praxi se často používá harmonická analýza elektromagnetického pole ve spojení s tranzientní tepelnou analýzou.

Obvykle se uvažuje elektromagnetické pole nezávislé na teplotě (avšak je počítáno pro konkrétní teplotu) a teplotní pole závislé na teplotě.

Výhoda takového výpočtu spočívá především v rychlosti výpočtu a jednoduchosti řídicího skriptu. Na druhou stranu dává jen orientační výsledky. Řízení výpočtu je znázorněno na Obr. 2.

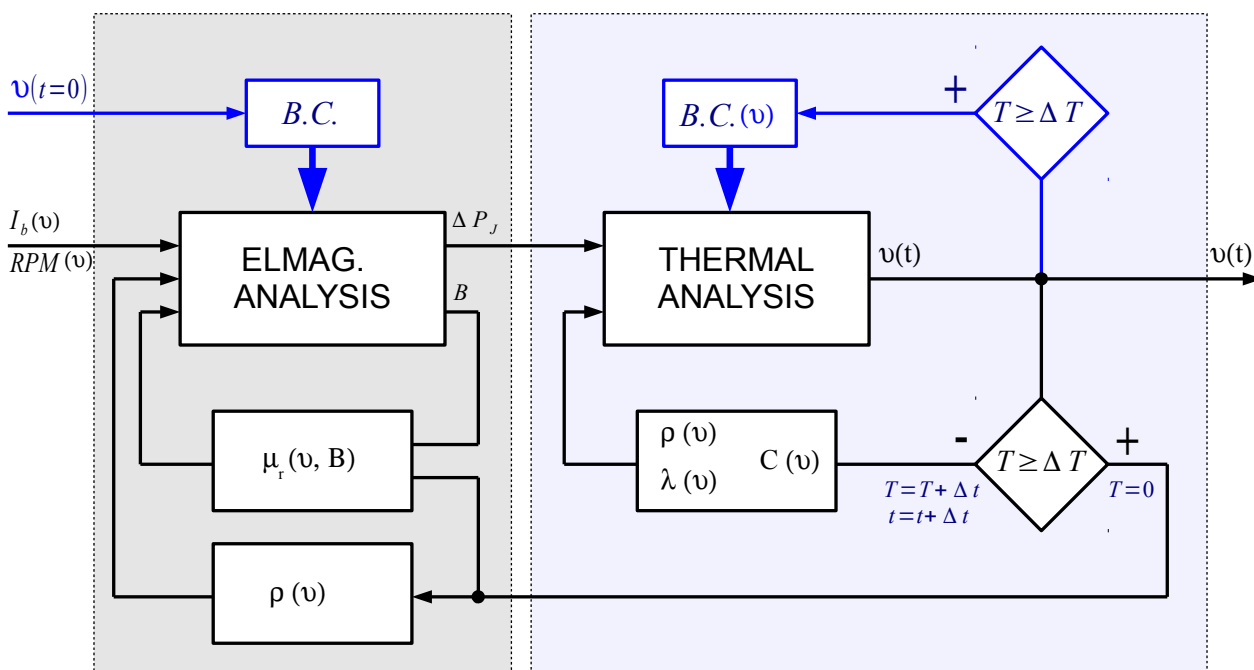


Obr. 2: Popis slabě sdružené analýzy

2.2.3 Po částech sdružená úloha

Tento typ sdružené úlohy je pro odhad oteplení stroje nejvhodnější, protože je jakýmsi kompromisem mezi silně a slabě sdruženou úlohou a kombinuje tak relativně rychlý a přesný výpočet.

Elektromagnetické pole má ve srovnání s teplotním polem mnohonásobně kratší časovou konstantu, což umožňuje ztráty počítat pomocí harmonické analýzy, zatímco teplo je tranzientní.



Obr. 3: Popis po částech sdružené analýzy

Celkový čas simulace je rozdělen do n kratších časových úseků, ve kterých probíhá teplotní výpočet.

$$\Delta T = \frac{t_{tot}}{n} \quad (1)$$

Na začátku každého takového úseku se provede přepočet ztrát pro danou teplotu, které dále slouží jako zatížení tepelné analýzy. Situace je naznačena na Obr. 3.

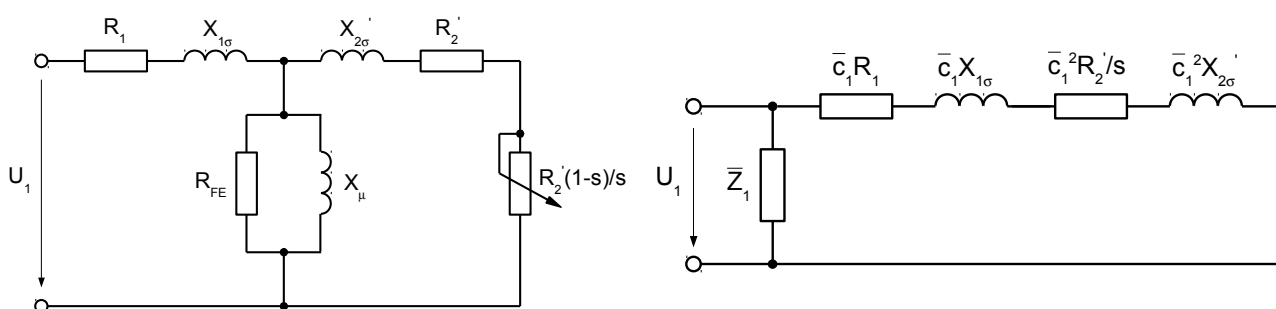
Na začátku simulace je potřeba určit ztráty ve stroji při nějaké startovací teplotě (nejčastěji teplota okolí) pomocí nelineární harmonické elektromagnetické analýzy. Pokud jde o 2D geometrii, je výpočet poměrně rychlý a dobře konverguje. Dále se spustí tranzientní tepelná analýza, která je přerušena právě v okamžiku rovnosti $t = \Delta T$. Odtud se časová osa štěpí na dvě paralelní větve; T - interní čas pro teplotní analýzu a t - globální čas. V tento okamžik se nuluje hodnota T a znovu spouští elektromagnetická analýza, která bere v potaz změnu teploty a napájení stroje. Po přepočítání ztrát se restartuje tepelná analýza (běží interní čas) a cyklus se opakuje až do dosažení $t = t_{tot}$. V této práci budeme používat výhradně tento typ sdružené analýzy.

3 Příklad aplikace metodiky na výpočet oteplení asynchronního stroje

V dalším textu bude aplikace navržené metodiky ukázána na výpočtu oteplení stroje od firmy SIEMENS s označením 1LA7 163-4AA10.

3.1 Analytický výpočet

V dalším budeme vycházet ze standardního náhradního schématu ve tvaru T-článek a Γ -článek [6, 7] viz Obr. 4.



Obr. 4: Náhradní schéma asynchronního stroje

a) T-článek

b) Γ -článek

Parametry náhradního schématu (T-článek) řešeného stroje je možné shrnout v tabulce Tab. 1.

Tab. 1: Štítkové hodnoty a parametry náhradního schématu

Parametr	Hodnota	Jednotka
P_n	11	kW
U_n	Y 400/ Δ 230	V
I_n	21.5	A
M_n	72	Nm
n_n	1470	ot/min
$\cos \varphi_n$	0.84	-
η	88.5	%
R_1	0.395	Ω
R_2'	0.222	Ω
$X_{1\sigma}$	0.74	Ω
$X_{2\sigma}'$	1.46	Ω
X_{μ}	25.41	Ω

Pro tento konkrétní stroj můžeme psát

$$R_1 = R_{1(20^\circ\text{C})} [1 + \alpha_{cu}(\vartheta - 20)] \quad (2)$$

$$R_2' = R_{2(20^\circ\text{C})}' [1 + \alpha_{al}(1.5\vartheta - 20)] \quad (3)$$

Kde α_{cu} a α_{al} jsou teplotní součinitele odporu statorového a rotorového vinutí.

Rychlost stroje je určena skluzem. Ten je zase definován činnými odpory vinutí, které jsou podle (2) a (3) závislé na teplotě. Skluz lze podle [8] určit z Γ -članku podle vztahu

$$s = \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{M_n}{M_{max}} \right)^2} \right] \frac{M_{max}}{M_n} s_{max} \quad (4)$$

Kde M_n je jmenovitý a M_{max} maximální moment stroje, s_{max} je maximální skluz definovaný jako

$$s_{max} = \frac{\bar{c}_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (jX_{1\sigma} + jX_{2\sigma}' \bar{c}_1)^2}} \quad (5)$$

Maximální moment pak dostaneme z

$$M_{max} = \frac{3}{\omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s_{max}} \cdot \frac{\bar{U}_1^2}{\left(R_1 + \bar{c}_1 \frac{R_2'}{s_{max}} \right)^2 + X_{\sigma}^2} \quad (6)$$

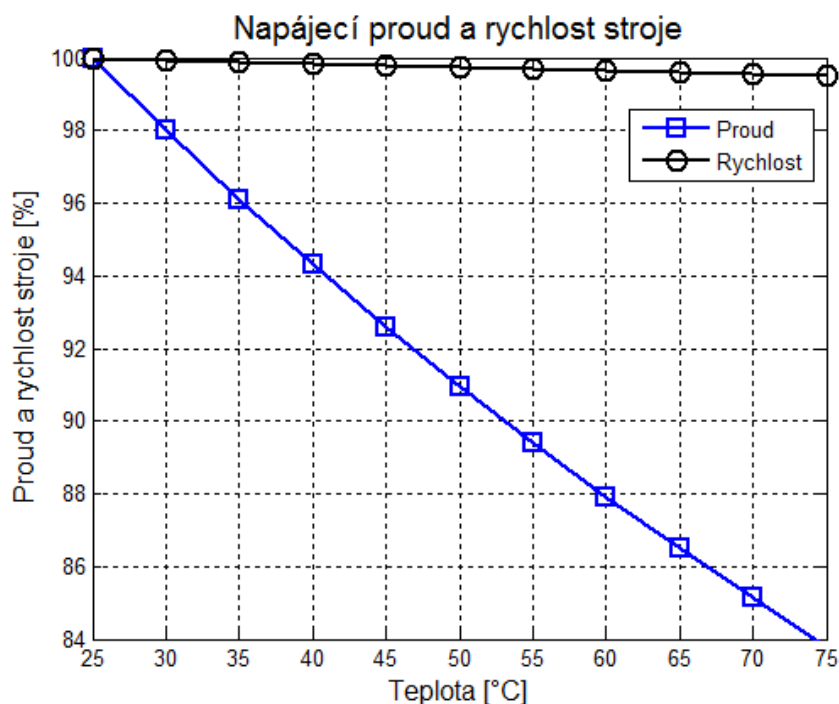
Aplikací metody tepelné sítě určíme předběžný rozsah teplot ve stroji, pro který už je možné počítat velikost odebíraného proudu

$$I_b(\vartheta) = \left| \frac{\bar{U}_1}{\bar{Z}_c} \right|, \quad \bar{Z}_c = R_1(\vartheta) + jX_{1\sigma} + \frac{jX_{\mu} \left(\frac{R_2'(\vartheta)}{s(\vartheta)} + jX_{2\sigma}' \right)}{jX_{\mu} + \frac{R_2'(\vartheta)}{s(\vartheta)} + jX_{2\sigma}'} \quad (7)$$

A rychlost stroje

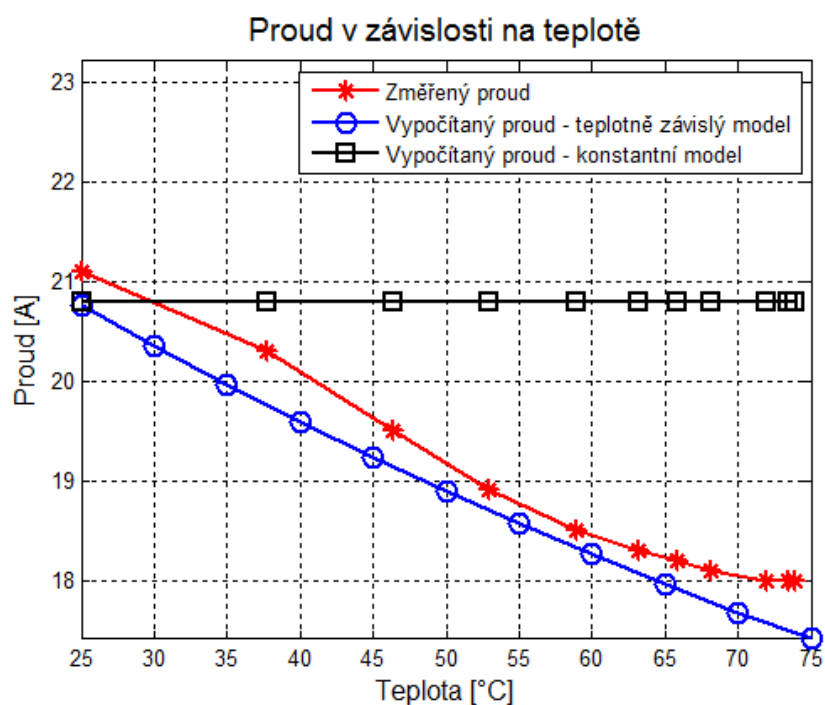
$$n(\vartheta) = 1500(1 - s(\vartheta)) \quad (8)$$

Jedná se velikosti v ustálených stavech harmonického napájení, proto se v případě motoru připojeného k frekvenčnímu měniči budou výsledky více odchylovat. Postihnout ve výpočtu vyšší harmonické z napájení tato metoda neumožňuje. Dalo by se však využít dynamického modelu (implementací diferenciálních rovnic) ve spojení se silně sdruženou úlohou. To ale přesahuje rámec této výzkumné zprávy.



Obr. 5: Proud odebíraný strojem v závislosti na teplotě

Jak je vidět z Obr. 5, s teplotou klesá jak rychlost stroje, tak i proud jím odebíraný. Změny veličin jsou natolik velké, že je nelze neuvažovat.



Obr. 6: Proud odebíraný strojem

Z obrázku Obr. 6 plyne dobrá shoda s odhadovaným napájecím proudem ve srovnání s naměřenými hodnotami. Chyba, která by vznikla uvažováním zjednodušeného modelu (teplotně nezávislého) by byla ve srovnání se složitějším modelem přibližně 5 krát vyšší. Teplotně závislý model dává chybu odebíraného proudu cca 4 %.

3.2 Konečně-prvkový výpočet

3.2.1 Elektromagnetická analýza

Výpočet lze provést na základě 2D konečně-prvkového modelu, který plně postihuje geometrii stroje, což je v souladu s reálným uspořádáním a fyzikální podstatou modelovaných veličin. Model je vytvořen parametrickým APDL skriptem. Síť je tvořena kvadratickým prvkem PLANE53. Materiálové vlastnosti jsou následující:

Tab. 2: Materiálové vlastnosti elektromagnetické analýzy

Oblast	rezistivita	Relativní permeabilita
Vzduch	-	1
Statorové vinutí	$\rho_{Cu}(v)$	1
Rotorové vinutí	$\rho_{Al}(v)$	1
Magnetický obvod	-	nelineární B-H

Výpočet ztrát v železe:

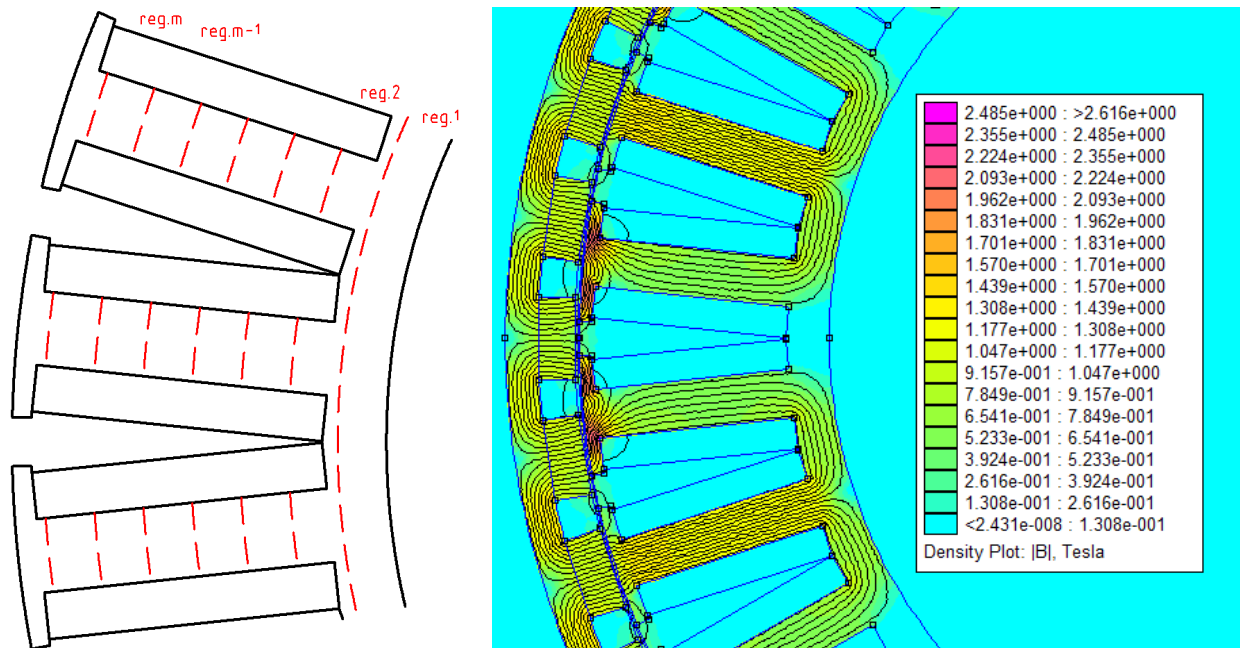
Obor platnosti modelu: Řeší se nelineární statická analýza, neuvažující vířivé proudy v elektrovedných částech stroje. Tato prakticky modeluje synchronní stav motoru, kdy se rotor točí stejnou rychlostí jako pole statoru.

Ztráty v železe se v praxi měří při stavu naprázdno. Oproti modelovanému synchronnímu stavu se však v rotoru indukují napětí, která slouží k pokrytí mechanických ztrát, a to je v rozporu s předchozí úvahou nulového rotorového proudu. Vzniklá chyba je ale tak malá, že ji můžeme zanedbat.

Výpočet je dále založen na tabulových hodnotách od výrobce, získaných zprůměrováním mnoha provedených měření. Protože model, na rozdíl od skutečného paketu, předpokládá dokonalé technologické opracování (bez otřepů, rzi a porušené izolace), lze jistou chybovost předpokládat i z tohoto hlediska.

Pro určení hlavních ztrát bude třeba provést výpočet elektromagnetického pole pro n časových okamžiků. Důvodem je synchronizace drážek statoru a rotoru vůči natočení magnetického pole. Ta do jisté míry ovlivňuje samotný tvar pole. Výhodné je také radiálně rozdělit oblast statoru (ztráty v rotoru můžeme zanedbat) na m menších dílů, ve kterých budeme hledat amplitudu indukce pro výpočet ztrát vztahem

$$B_{REG}(m) = \frac{\sum_{i=1}^x B_{mi}}{x} \quad (9)$$



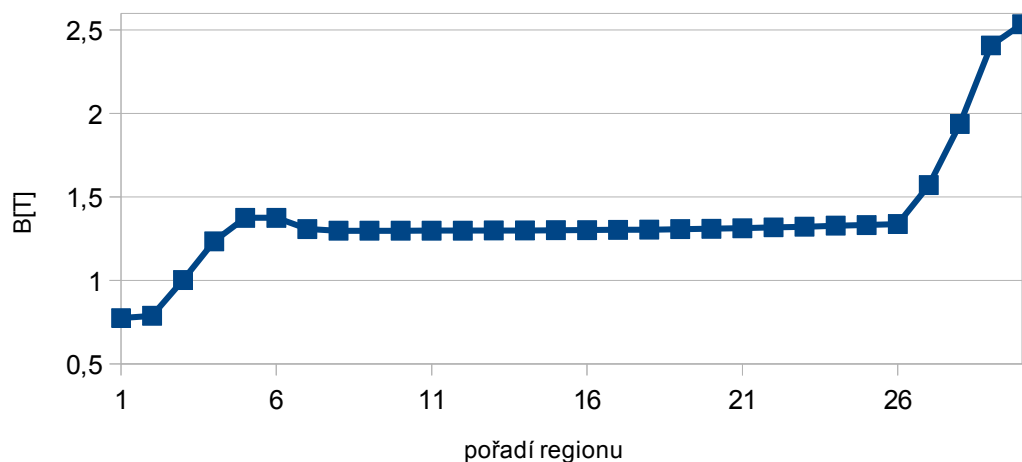
Obr. 7: Ilustrace dělení magnetického obvodu

Z uvedeného získáme matici amplitud indukcí, kde řádky znamenají jednotlivá dělení magnetického obvodu a sloupce časové okamžiky.

	t_1	t_2	t_3	.	.	.	.	t_{n-1}	t_n
REG_1	B_{11}	B_{12}	B_{13}	.	.	.	.	B_{1n-1}	B_{1n}
REG_2	B_{21}	B_{22}	B_{23}	.	.	.	.	B_{2n-1}	B_{2n}
REG_3	B_{31}	B_{32}	B_{33}	.	.	.	.	B_{3n-1}	B_{3n}
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
REG_m-1	B_{m-11}	B_{m-12}	B_{m-13}	.	.	.	.	B_{m-1n-1}	B_{m-1n}
REG_m	B_{m1}	B_{m2}	B_{m3}	.	.	.	.	B_{mn-1}	B_{mn}

Pokud na sloupky matice aplikujeme (9), získáme graf viz Obr. 8.

Amplituda indukce v radialním směru



Obr. 8: Předchozí matice v regulované formě

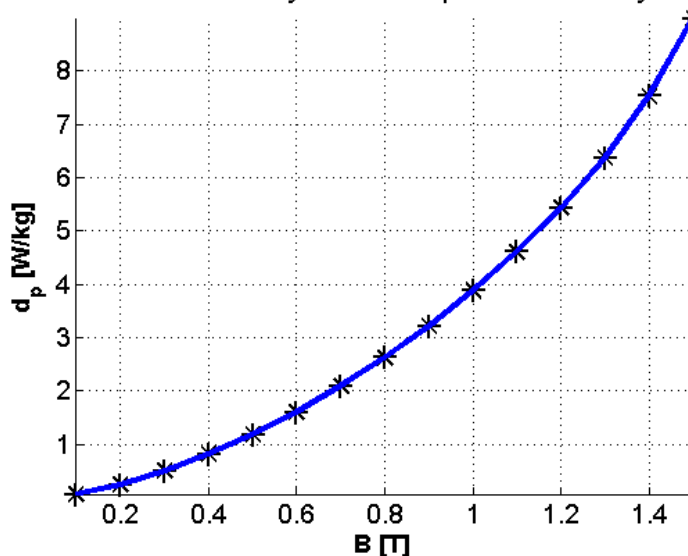
Ztráty určíme jednoduchým skriptem, který bude v každém regionu počítat rovnici:

$$\Delta P_{fe REG} = k_d \cdot \Delta p \left(\frac{f_1}{f_{loss}} \right)^{1.5} m_{REG} \quad , \quad m_{REG} = \rho_{fe} S_{REG} l k_{fe} \quad , \quad k_d = 2 \quad (10)$$

Kde k_d je parametr uvažující nedokonalost výrobního procesu (opracování) plechů statorového svazku. Dále parametr Δp popisuje měrné ztráty plechů v závislosti na sycení a frekvenci napájení. Výrobce je uváděn tabulkou (převedená do grafu) Obr. 9.

B (T)	$\Delta p (W/kg)$
0.1	0.06
0.2	0.24
0.3	0.5
0.4	0.81
0.5	1.18
0.6	1.6
0.7	2.08
0.8	2.62
0.9	3.21
1	3.88
1.1	4.61
1.2	5.43
1.3	6.37
1.4	7.53
1.5	8.99

Závislost měrných ztrát plechu na sycení

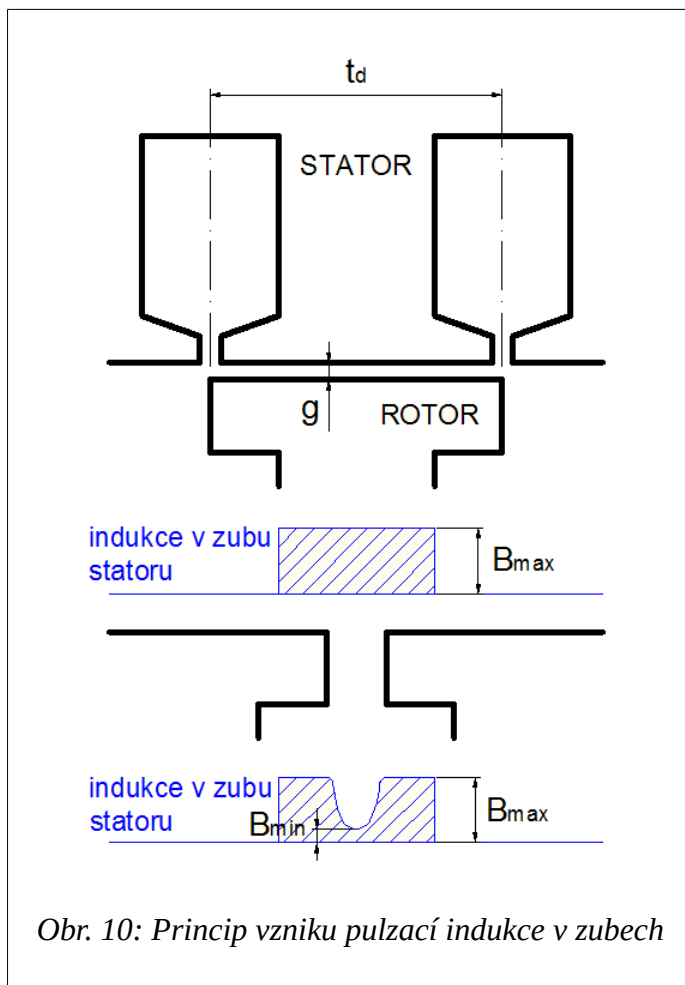
Obr. 9: Měrné ztráty M330-35A ($f=100\text{Hz}$)

Výsledek pak získáme sumací podle

$$\Delta p_{FE} \approx \frac{\sum_{i=1}^m \Delta P_{fe REG i}}{m} [W] \quad (11)$$

ztráty pulzační, způsobené v zubech paketu vznikají dvěma hlavními mechanismy:

1. drážkováním magnetického obvodu, kdy synchronizací zub-zub, respektive zub-drážka, znamená změny v reluktanci magnetických cest pole a tím i pulzaci indukce v zubech stroje.
2. rozdílem v rychlosti otáčení satorového pole a samotné kotvy. Tehdy uvažujeme krátký okamžik s neměnnou pozicí rotoru, ale postupujícím satorovým polem. Je to situace obdobná jako např. u transformátoru, kdy je neotáčivý magnetický obvod sycen proměnným polem. Je zřejmé, že tento vliv sám budí pouze ztráty hlavní, popsané výše, nicméně oba mechanismy se navzájem ovlivňují a nelze je od sebe oddělit.



Jejich výpočet je díky zmíněnému poněkud pracnější a komplikovanější. Je sice založen, stejně jako u ztrát hlavních, na znalosti rozložení magnetického pole, nicméně zde už je třeba i do jisté míry uvažovat dynamiku.

Předešlé postupy předpokládaly pouze statické (případně proměnné) buzení se synchronními otáčkami, což umožňovalo rotor prakticky zastavit v libovolné pozici a tu neměnit.

Obor platnosti modelu: Jak bylo zmíněno výše, otáčení rotoru stroje zde hraje velkou roli a nesmí být proto zanedbáno. Bohužel ale samotný pohyb a dynamické změny v systému s

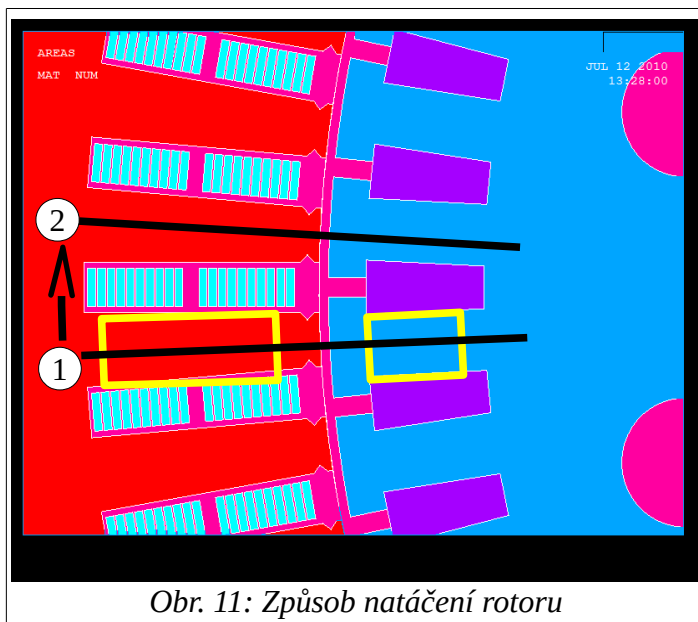
tím spojené lze v MKP postihnout jen v omezené míře, a to s dosti nejistým výsledkem. Musíme si proto nějakým způsobem úlohu zjednodušit.

$$\Delta P_{pulz1,2} = \Delta p \left(\frac{dB}{B(\Delta p)} \right)^2 \left(\frac{Q_{2,1} f_1}{p f_{zákl}} \right)^2 m_i \quad (12)$$

Ideálním řešením je parametr dB z (12), který modeluje již popisovanou pulzaci indukce v zubech statoru/rotoru během provozu. Jeho aplikaci postihneme poměrně přesně ustálený stav bez nutnosti modelovat pohyb samotný. Postup řešení je pak dvou-krokový:

- 1) určit amplitudu pulzací indukce,
- 2) její implementace do statického výpočtu (12).

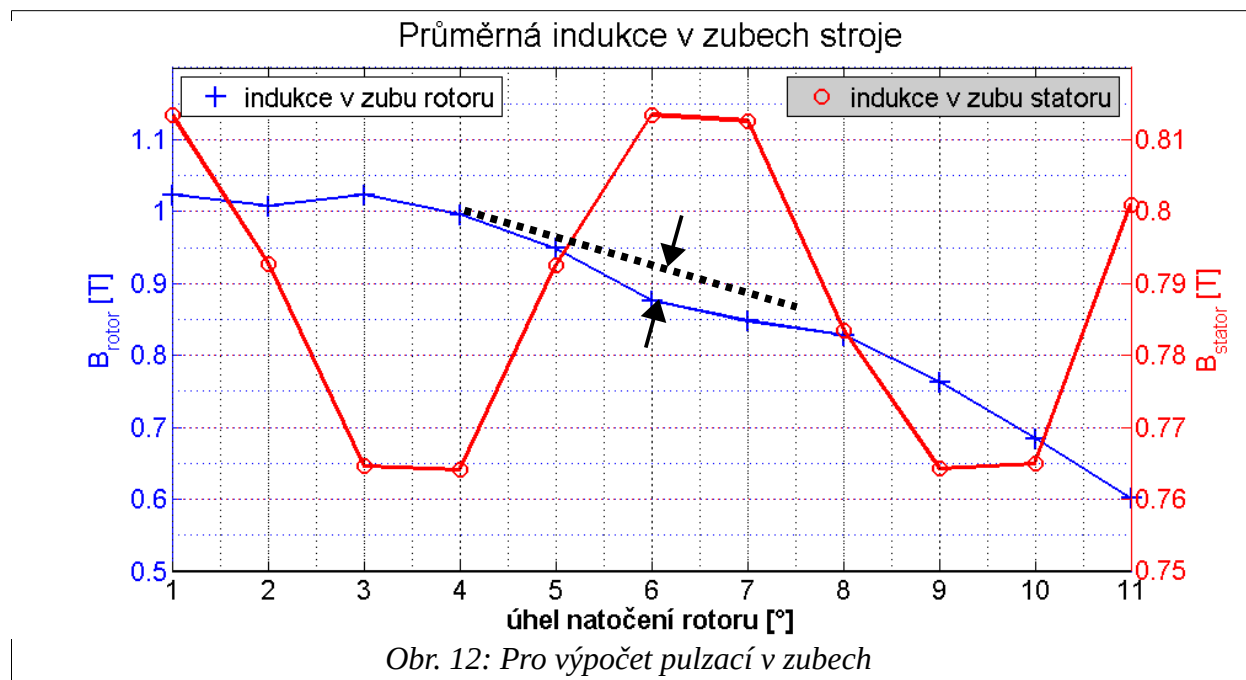
Abychom byli schopni zjistit amplitudu takových kmitů, je třeba vytvořit nový model pro parametrické změny v natočení rotoru. Analýza pak může být řízena nějakým skriptem, který cyklicky provádí rotaci, zatížení a výpočet průměrné indukce v zubech statoru a rotoru. Pro úsporu času je vhodné na začátku zvolit dva konkrétní zuby a provádět výpočet v nich, výsledky ostatních jsou co do velikosti pulzace velice podobné. Situace je znázorněna na Obr. 11. Oblasti 1 a 2,



Obr. 11: Způsob natáčení rotoru

ohraničené kroužkem, vymezují startovní a koncovou pozici rotorového zubu při rotaci během výpočetního cyklu. Oba zuby se tak dostanou do pozice zub-zub resp. zub-drážka, díky čemuž získáme maximální, resp. minimální velikost jejich střední indukce. Další postup (krok 2) je stejný jako při výpočtu ztrát hlavních, můžeme k tomu dokonce použít i stejný model i zatížení. Jediný rozdíl je prakticky v postprocessingu, kde využíváme výsledky získané z předchozí analýzy (krok 1). Vlastnosti:

- 1) Vztah pro výpočet ztrát předpokládá pouze sinusový průběh pulzací indukce v zubech, které ve skutečnosti budou deformované dalšími vlivy.
- 2) Rotace stroje je modelována pouze v ustáleném a synchronním stavu (bez reakce kotvy).
- 3) Ostatní, platné pro výpočet ztrát hlavních.



Výpočet **povrchových ztrát** zde řešit **nebudeme**, je poměrně komplikovaný a pracný a nedá se snadno skriptovat.

Tímto jsme získali velikost ztrát v železe, kterou dále budeme brát jako konstantní. Do sdruženého modelu pak už s tímto výpočtem nemusíme znovu zasahovat.

V modelu viz Obr. 3 bude jako proměnná vystupovat pouze velikost ztrát ve vinutích.

Tyto se dají počítat na základě harmonické úlohy [9], která uvažuje ustálený stav s následujícími vlastnostmi:

- 1) Do výpočtu zavádíme vířivé proudy, což je nespornou výhodou. Na druhou stranu ale analýza používá matematicky “nekorektní” postupy (výsledky přesto dosahují vysoké přesnosti).

nekorektní postup: např. Maxwell-stress tenzor je počítán na základě znalosti vektorů $\vec{H}$ a $\vec{B}$, jejichž amplituda je sice ovlivněna nelineární permeabilitou železa, zatímco jejich časový průběh nikoliv. Je to způsobeno už samotným principem analýzy, který využívá předností symbolicko-komplexní metody, tedy vektorů o dané amplitudě a frekvenci. Průběhy v čase jsou proto sinusové a výpočet řešen iteračně.

- 2) Samotná analýza nedovoluje zadat více, než jednu frekvenci napájecího proudu, a výsledek proto nezahrnuje příspěvky od vyšších harmonických.

Proudové zatížení modelu je provedeno dle skutečného zapojení vinutí s amplitudou napájecího proudu získanou podle kapitoly 2.1. Motor je modelován z hlediska **rotoru**, kdy statorové vinutí napájíme skluzovou frekvencí (v rotoru protéká jmenovitý proud). Vliv skinefektu statorového vinutí je sám o sobě minimalizován jeho konstrukcí a nemusí nás proto tato zjednodušení trápit.

3.2.2 Teplotní analýza

Pro výpočet [10, 11, 12] lze využít upraveného modelu z kap. 3.2.1. Sít' je tvořena prvkem PLANE55. Materiálové vlastnosti jsou následující:

Tab. 2: Materiálové vlastnosti elektromagnetické analýzy

Oblast	Tep. kapacita	Tep. vodivost	Hustota
Statorové vinutí	$C_{\text{Cu+izol}}(\nu)$	$\lambda_{\text{Cu+izol}}(\nu)$	$\rho_{\text{Cu+izol}}(\nu)$
Rotorové vinutí	$C_{\text{Al}}(\nu)$	$\lambda_{\text{Al}}(\nu)$	$\rho_{\text{Al}}(\nu)$
Magnetický obvod	$C_{\text{Fe}}(\nu)$	$\lambda_{\text{Fe}}(\nu)$	$\rho_{\text{Fe}}(\nu)$

Model je řešen jako tranzientní úloha s tím, že při každém přerušení (přepočtu ztrát) dojde ke změně zatížení modelu a také úpravě okrajových podmínek.

Hlavní změna okrajových podmínek probíhá ve vzduchové mezeře. Je tak řešen problém s přestupem tepla z rotoru do statoru a obráceně. Kvůli omezeným možnostem MKP zohlednit otáčení rotoru není totiž přesné uvažovat při výpočtu vzduch v mezeře stroje [13]. Ve skutečnosti rotor vytváří kombinaci laminárního a turbulentního proudění vzduchu, a tím významně ovlivňuje jak součinitel přestupu tepla, tak i samotnou tepelnou vodivost. Oba parametry je pak nutné volit jako ekvivalentní, čímž se do výpočtu zavádějí empirické vztahy.

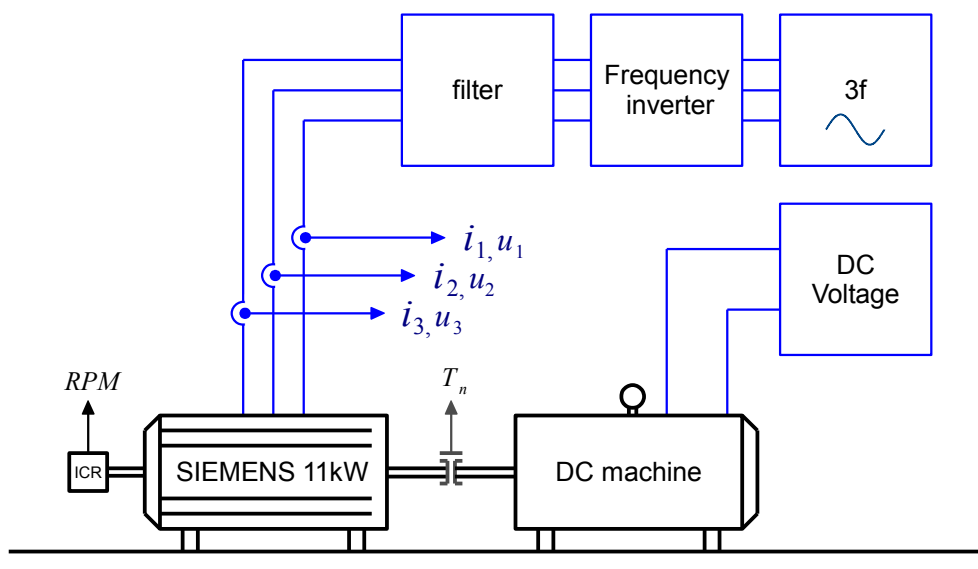
Situaci lze vyřešit právě periodickou změnou okrajových podmínek na povrchu statoru a rotoru, přičemž součinitel přestupu tepla zůstává konstantní a mění se jen teplota na obou površích. Tu lze určit jako aritmetický průměr teploty statoru a rotoru z posledního kroku výpočtu.

Podle [14] je možné součinitel přestupu určit jako

$$h = \frac{\rho c_p D \nu}{4L} (1 - e^{-m}) \quad , \quad m = \frac{0.1448 \cdot l_{FE}^{0.946}}{D^{1.16}} \left(\frac{k}{\rho c_p \nu} \right)^{0.214} \quad (13)$$

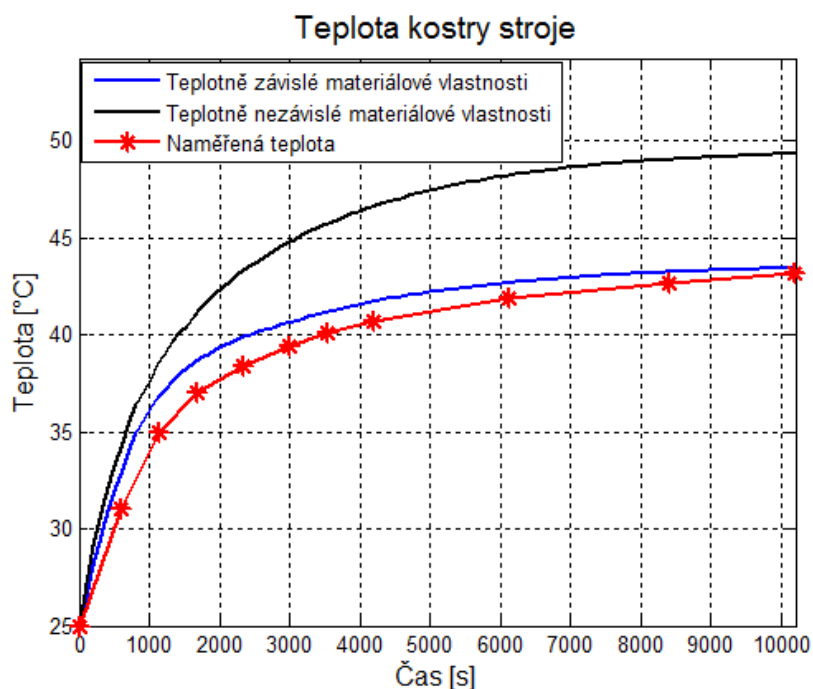
4 Experimentální ověření

Navržená metodika byla ověřena laboratorním měřením na 11kW asynchronním stroji (SIEMENS 1LA7 163-4AA10). Ten byl zatěžován stejnosměrným strojem téhož výkonu. Měřící stanoviště je vyobrazeno na



Obr. 13: Schéma měřícího stanoviště

Měřený stroj byl napájen z frekvenčního měniče s kompenzací skluzu. Otáčky stroje proto byly po celou dobu experimentu konstantní. Tento efekt byl v předchozí simulaci započítán rostoucí napájecí frekvencí. Brzdňý moment nebyl regulován. Proud, napětí a teploty byly pravidelně měřeny a zapisovány.



Obr. 14: Teplota kostry v závislosti na čase

Z porovnání mezi naměřeným a vypočítaným napájecím proudem stroje viz Obr. 6 plyne relativně dobrá shoda modelu s experimentem. Na Obr. 14 je dále znázorněna teplota kostry stroje v závislosti na čase. Modrá křivka ukazuje výsledek simulace s teplotně závislými materiálovými vlastnostmi, černá pak odpovídá modelu s konstantními materiály. Červeně je vyznačena teplota získaná měřením. Velikost chyby teplot zjednodušeného modelu ve smyslu kapitoly 3.1 pak dosahuje 16%.

5 Závěr

V práci byla navržena a experimentálně ověřena metodika sdružené elektro-tepelné analýzy vhodné pro návrh točivých i netočivých elektrických strojů. Byly zde ukázány různé možnosti modelování různých typů problémů a dějů ve strojích (ztráty, oteplení, ...) na ukázkovém příkladě (využit motor SIEMENS 1LA7 163-4AA10). Provedený experiment prokázal dobrou shodu simulační metody s měřením, čímž potvrdil její platnost.

Seznam použité literatury

- [1] HRUŠKA, Karel. Design of low voltage induction machine set. , 2010 .
- [2] HRUŠKA, Karel. Design of 50kW Synchronous Machine. , 2011 .
- [3] HRUŠKA, Karel. Úprava elektromagnetického návrhu BLDC stroje pro elektrický paraglide., 2012
- [4] Bastos, J.P.A. and Sadowski, N.: “Electromagnetic Modeling by Finite Element Method”, Marcel Dekker, 2001, ISBN: 0824742699, 9780824742690.
- [5] Tan, C.M., Li, W., Gan, Z., Hou, Y.: “Applications of Finite Element Methods for Reliability Studies on ULSI Interconnections”, Springer, 2011, ISBN: ISBN 978-0-85729-310-7.
- [6] Boldea, I., and Nasar, S.A.: “The Induction Machine Handbook” (CRC Press, 2002)
- [7] Loddick, S.J. : “Modelling frequency dependency of induction machine equivalent circuit parameters”, Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429), Conference Publications
- [8] Chalmers, B., and Woolley, I.: “General theory of solid-rotor induction machines”, Proc. Of the Institution of Electrical Engineers, 1972, 119, pp. 1301-1308,
- [9] Heller, B., and Hamata, V.: “Harmonic field effects in induction machines” (Elsevier, 1977)
- [10] Kreith, F., Raton, B. :“The CRC Handbook of Thermal Engineering”,. CRC Press LLC, 2000
- [11] Kral, C., Haumer, A.; Bauml, T. :“Thermal Model and Behavior of a Totally-Enclosed-Water-Cooled Squirrel-Cage Induction Machine for Traction Applications”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, oct. 2008. vol.:55 , Issue: 10
- [12] Okoro, O.I., Weidemann, B., Ojo, O. :“An efficient thermal model for induction machines”, Industry Applications Conference, oct. 2004
- [13] Incropera F.P., De Witt D.P. : “Fundamentals of heat and mass transfer”, Third edition, John Wiley & Sons, New York 1990.
- [14] Staton, D.A.; Cavagnino, A.; “Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.10, pp.3509-3516, Oct. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922604

6 Seznam obrázků

Obr. 1: Popis silně sdružené analýzy.....	7
Obr. 2: Popis slabě sdružené analýzy.....	8
Obr. 3: Popis po částech sdružené analýzy.....	8
Obr. 4: Náhradní schéma asynchronního stroje.....	10
Obr. 5: Proud odebíraný strojem v závislosti na teplotě.....	12
Obr. 6: Proud odebíraný strojem.....	12
Obr. 7: Ilustrace dělení magnetického obvodu.....	14
Obr. 8: Předchozí matice v regulované formě.....	15
Obr. 9: Měrné ztráty M330-35A ($f=100\text{Hz}$).....	15
Obr. 10: Princip vzniku pulzací indukce v zubech.....	16
Obr. 11: Způsob natáčení rotoru.....	17
Obr. 12: Pro výpočet pulzací v zubech.....	18
Obr. 13: Schéma měřicího stanoviště	20
Obr. 14: Teplota kostry v závislosti na čase.....	20

7 Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum Jméno / Kat.
1.0	Vše	První verze dokumentu	16. 9. 2013 Kindl / KEV