

Analýza magnetického obvodu devítifázového asynchronního motoru z měření naprázdno

Pracoviště: RICE
Číslo dokumentu: 22190 – 006 – 2024
Typ zprávy: Výzkumná zpráva
Řešitelé: Jan Laksar, Patrik Kalaj
Vedoucí projektu: Tomáš Komrska
Počet stran: 18
Datum vydání: 13. 6. 2024
Oborové zařazení: 2.2 Electrical engineering, Electronic engineering,
Information engineering - Electrical and electronic
engineering

Zpracovatel / dodavatel:
Západočeská univerzita v Plzni
Research and Innovation Centre
for Electrical Engineering
Univerzitní 8
306 14 Plzeň
Kontaktní osoba:
Jan Laksar
tel. 377634474
laksar@fel.zcu.cz

**Tato zpráva vznikla s podporou Technologické agentury ČR, projekt
TN02000054 Národní centrum kompetence Josefa Božka pro pozemní
dopravní prostředky.**

Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá měřením naprázdno devítifázového asynchronního motoru a extrakcí BH charakteristiky elektrotechnických plechů ze změřených hodnot a předpokládaných rozměrů stroje.

Klíčová slova

Devítifázový asynchronní motor, měření naprázdno, BH charakteristika

Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Analysis of the magnetic circuit of a nine-phase induction motor from no-load measurements

Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This research report deals with the no-load measurement of a nine-phase induction motor and the extraction of the BH characteristic of electrical sheets from the measured values and the assumed dimensions of the machine.

Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Nine-phase induction motor, no-load measurements, BH characteristics

Obsah

1	ÚVOD	4
2	MĚŘENÍ	4
3	ZPRACOVÁNÍ VÝSLEDKŮ	6
3.1	ZÁKLADNÍ VZTAHY	10
3.2	VÝPOČET BH CHARAKTERISTIKY	12
4	POROVNÁNÍ S METODOU KONEČNÝCH PRVKŮ	13
5	ZÁVĚR	16

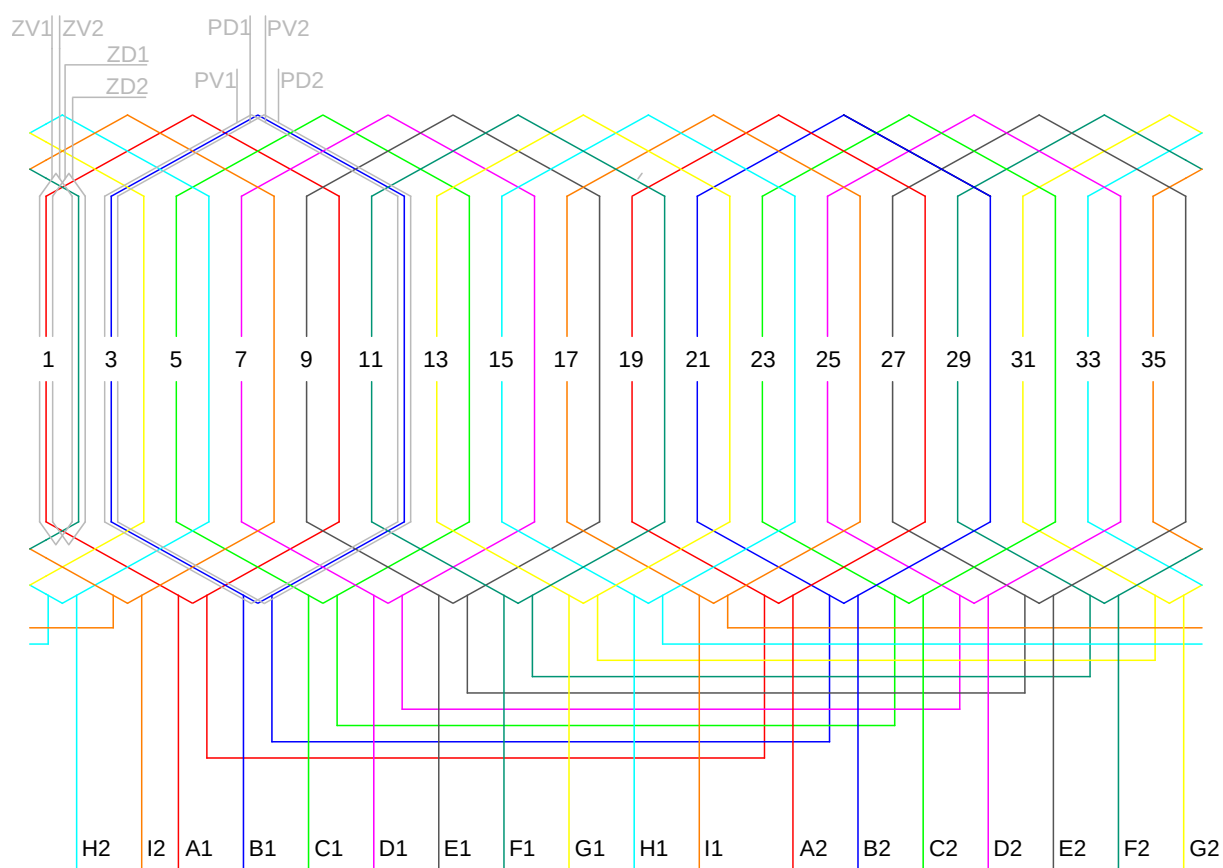
1 Úvod

Laboratorní funkční vzorek devítifázového asynchronního motoru [1] byl vyrobený z třífázového asynchronního motoru s magnetickým obvodem vyrobeným z neznámého druhu elektrotechnických plechů. Aby bylo možné správně vypočítat parametry stroje a hranici jeho sycení, byla změřena charakteristika naprázdno. Potom za znalosti dispozice vinutí a rozměrů motoru byla dopočtená předpokládaná BH charakteristika použitých elektrotechnických plechů a výsledky iterovány a ověřeny pomocí metody konečných prvků.

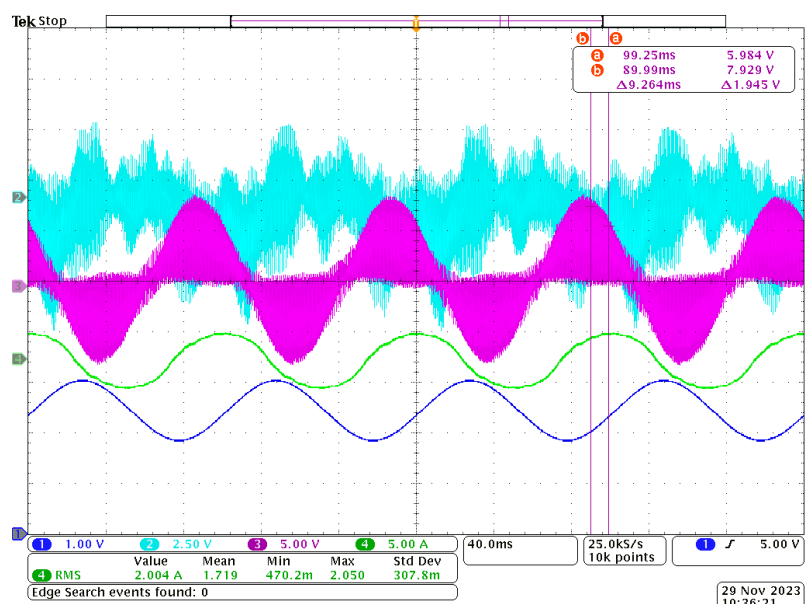
2 Měření

Byla provedena série měření naprázdno při snížené frekvenci $f = 10$ Hz pro různé velikosti vstupního napětí. Čtyřpólový ($p = 2$) motor má $q = 1$ cívku na pól a fázi s plným krokem $y_{1d} = 9$, tudíž má všechny cívkové strany v jedné elektrické poloze a jeho činitel vinutí je $k_v = 1$. Motor dále disponuje pomocným vinutím pro měření indukovaného napětí. Dvě pomocná vinutí jsou navinuta kolem zubu u dna drážky a v oblasti drážkového klínu (ZD a ZV) a další dvě jsou navinuta přes pólovou rozteč, opět u dna drážky a v oblasti drážkového klínu (PD a PV). Zapojení hlavního a všech pomocných vinutí je zobrazeno na Obr. 1. Pomocná vinutí PD a PV jsou umístěna ve stejných drážkách, jako vinutí příslušící fázi B. Vzhledem k tomu, že vinutí má v jedné skupině vždy jen jednu cívku a všechny cívky strany jedné fáze mají stejnou elektrickou polohu, indukovaná napětí PD a PV budou totožná, jako indukované napětí hlavního vinutí fáze B. Jediný rozdíl je tvořen polohou cívek; vinutí PD u dna drážky bude mít největší možné indukované napětí vybuzevané hlavním i rozptylovým tokem statoru. Do vinutí PV bude napětí indukovat tok hlavní a část rozptylového toku a hlavní vinutí díky své poloze přes celou drážku bude spřažené s tokem, jehož velikost se bude nacházet mezi oběma vinutí pomocnými. Poměr mezi velikostmi indukovaných napětí hlavního a pomocných vinutí je dán počtem závitů v sérii; hlavní vinutí disponuje $N_s = 114$ závitů, zatímco pomocné $N_{sp} = 6$ závitů v sérii také s činitelem vinutí $k_{vp} = 1$.

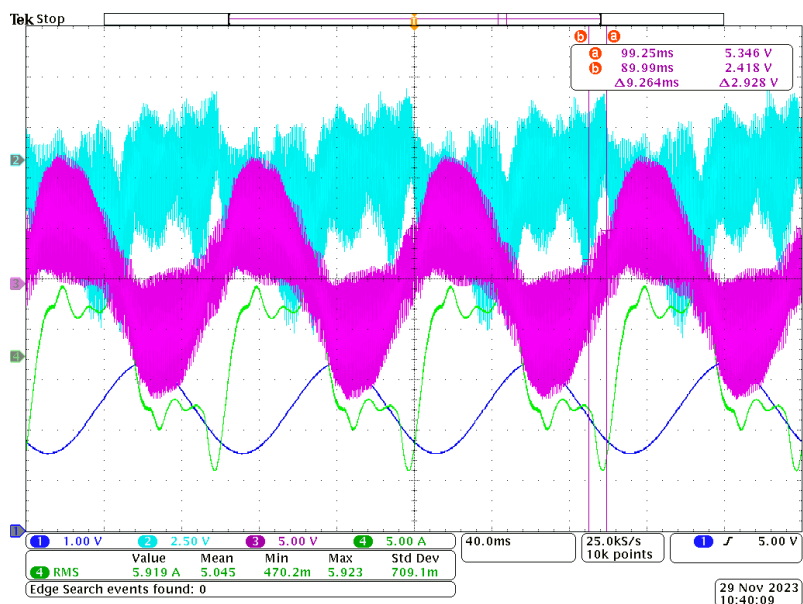
Měření jsou provedena ve stavu naprázdno při frekvenci $f = 10$ Hz a vzorkovací frekvenci $f_{sw} = 7$ kHz. Měřená data jsou zaznamenávána pomocí osciloskopu a MLC interface – díky tomu jsou k dispozici časové průběhy všech proudů, indukovaná napětí všech pomocných vinutí, modulační napětí a napětí DC linku. Osciloskop zaznamenával modulační napětí, indukovaná napětí pomocných vinutí ZV a PD a proud fází A. Příklady dvou výstupů osciloskopu jsou zobrazeny na Obr. 2 a Obr. 3. Se zvyšující se hodnotou napětí a proudu dochází k výraznému deformování proudu naprázdno (zelené průběhy). To je způsobeno zejména jednotkovým činitelem vinutí pro všechny harmonické složky a také případnými vyššími harmonickými v indukovaném napětí. Drážkové harmonické jsou potlačené, protože rotor je zešíkmen. Byla zkontrolována symetrie odebíraných proudů a v průbězích se nachází jen mírné odchylky, které se se zvyšujícím se sycením srovnávají. Z toho důvodu budou v následujících výpočtech používána pouze data fáze B, tedy cívek umístěných na stejné pozici jako pomocné měřicí vinutí.



Obr. 1. Hlavní a pomocná vinutí devítifázového asynchronního motoru



Obr. 2. Osciloskopem zaznamenané průběhy pro proud naprázdno 2 A (efektivní hodnota)



Obr. 3. Osciloskopem zaznamenané průběhy pro proud naprázdno 5.9 A (efektivní hodnota)

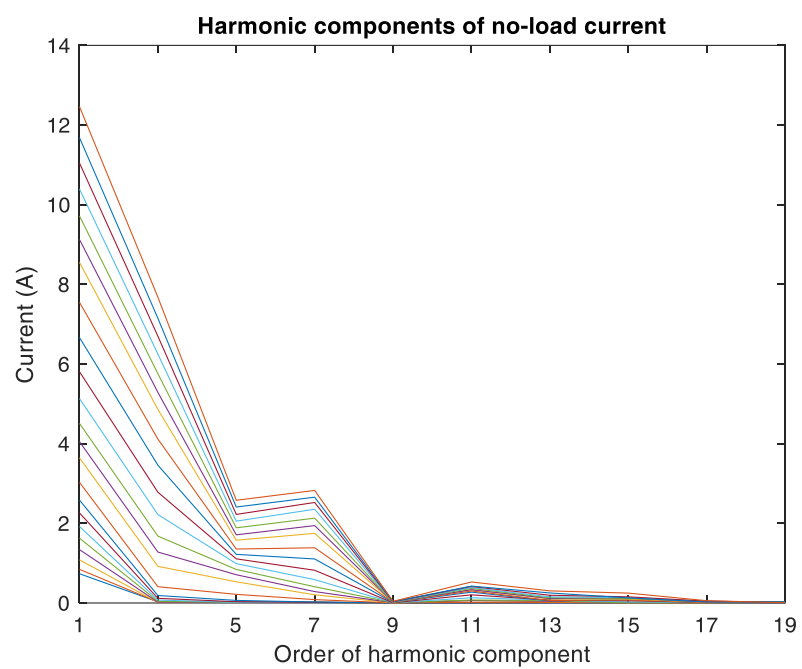
3 Zpracování výsledků

Vzhledem k silně nelineárnímu chování proudů existuje několik možností, které hodnoty z obdržených průběhů analyzovat. My se zaměříme na tři z nich: amplitudu průběhu, efektivní hodnotu průběhu a amplitudu 1. harmonické složky. Na Obr. 4 Obr. 5 jsou čarami zobrazena spektra všech analyzovaných průběhů proudu a indukovaného napětí. Zatímco indukované napětí obsahuje vždy 3. harmonickou o velikosti 5-15 % první harmonické 5., 7., a 9. harmonická jsou zhruba třetinové oproti 3. harmonické. Ve spektru proudu dochází dle očekávání k procentnímu nárůstu vyšších harmonických. 9. harmonická je nulová, což potvrzuje zapojení vinutí do hvězdy.

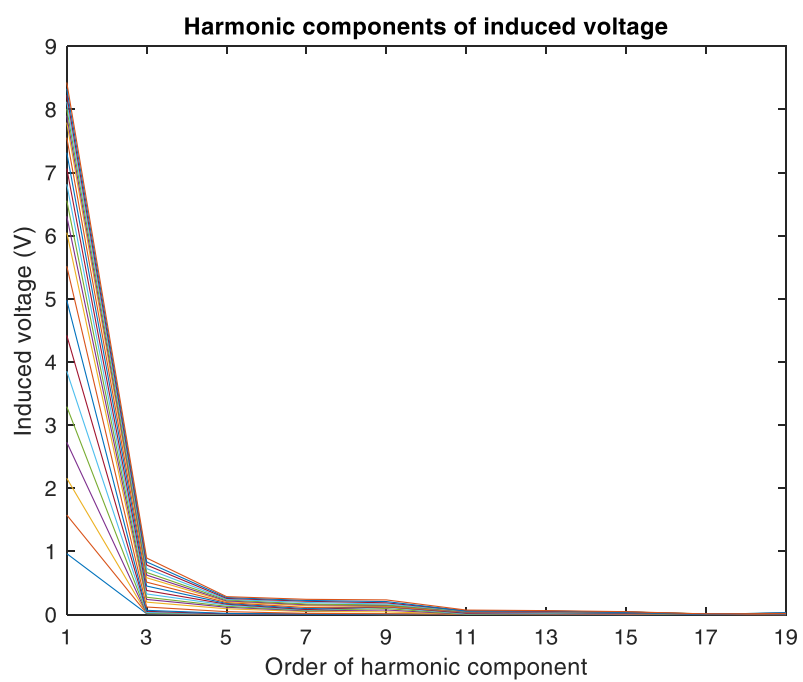
Motor se ve stavu naprázdno neprovozuje v přesně synchronních otáčkách, tudíž odebíraný proud není čistě magnetizační. Fázory magnetizačního proudu a indukovaného napětí stroje jsou dle náhradního schématu na sebe kolmé. Proto je ze spektra proudu a napětí získán fázový posun, který je vykreslený v závislosti na amplitudě první harmonické indukovaného napětí na Obr. 6. První harmonickou magnetizačního proudu tak lze získat jako

$$I_{\mu(1)} = I_{0(1)} \sin \varphi \quad (1)$$

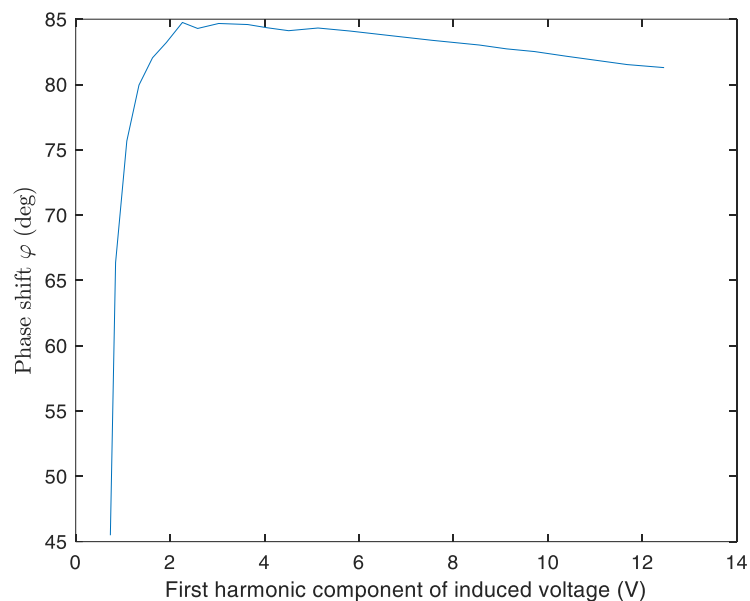
kde $I_{0(1)}$ je amplituda první harmonické proudu naprázdno. Už při úhlu 76° je však jeho sinus větší než 0,97, tedy odchylka změřené a dopočtené hodnoty bude pro většinu analyzovaných dat menší, než 3 %.



Obr. 4. Spektrum změřených průběhů proudu

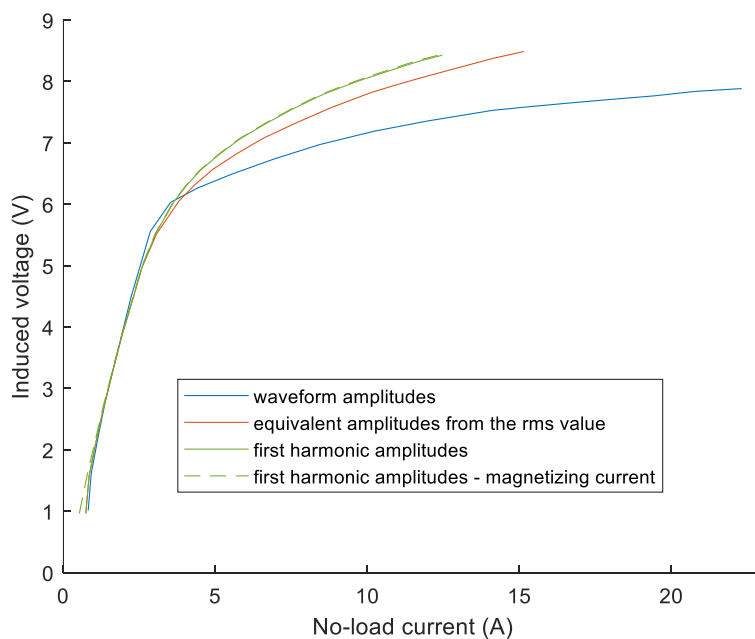


Obr. 5. Spektrum změřených průběhů indukovaného napětí



Obr. 6. Závislost fázového posunu indukovaného napětí a proudu naprázdno na amplitudě první harmonické indukovaného napětí

Na Obr. 7 jsou zobrazeny závislosti indukovaného napětí pomocného vinutí na proudu naprázdno. Tím, že indukované napětí pomocného vinutí má stejný tvar jako fázové indukované napětí, jedná se vlastně o charakteristiku naprázdno, avšak s napětím v jiném měřítku. Charakteristiky byly vytvořeny čtyřmi způsoby: pomocí amplitud změřených průběhů, z efektivních hodnot průběhů (vynásobených $\sqrt{2}$, abychom získali maximální hodnotu ekvivalentního harmonického průběhu), pomocí prvních harmonických složek průběhů a z 1. harmonické magnetizačního proudu dle (1).

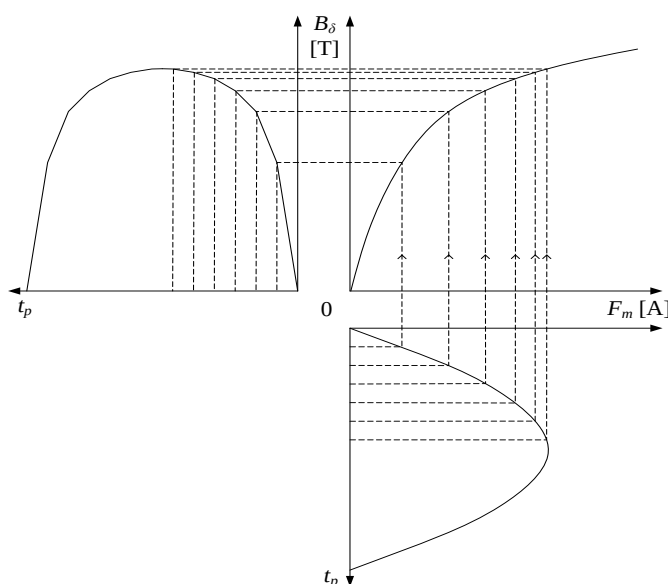


Obr. 7. Charakteristiky naprázdno získané různými přístupy k analýze měřených průběhů

V nenasycené oblasti jsou všechny charakteristiky prakticky identické. S rostoucím sycením magnetického obvodu roste více efektivní hodnota proudu v porovnání s efektivní hodnotou první harmonické, což je způsobeno vyššími harmonickými složkami. Stejně tak roste nejvýrazněji charakteristika vycházející z amplitud průběhů, což koresponduje s Obr. 2 a Obr. 3. Dle předpokladů je charakteristika z čistě magnetizačního proudu první harmonické prakticky identická s původní charakteristikou. Pouze pro velmi malé proudy je patrný odklon všech tří původních charakteristik způsobený nižším fázovým posunem a vyšší hodnotou činného proudu. Při měření v těchto bodech bylo napětí tak malé, že došlo k výraznějšímu nárůstu skluzu na pokrytí ztrát naprázdno motoru.

Další postup bude následující: z lineární části charakteristiky určíme indukci a celkové magnetické napětí F_m a ověříme velikost vzduchové mezeře δ . Poté budeme pokračovat bod po bodu naměřených hodnot, dopočítávat celkové magnetické napětí a za znalosti rozměrů stroje magnetickou indukci B v jednotlivých částech. Nejvíce sycená část vždy bude sloužit pro definici dalšího bodu magnetické indukce v BH charakteristice a z magnetického obvodu bude dopočteno nutné magnetické napětí v této části a příslušná hodnota intenzity magnetického pole H . Indukce v méně sycených částech je pak dopočtená z předchozích již známých bodů BH charakteristiky.

Důležitým faktorem je také vliv sycení magnetického obvodu na tvar rozložení indukce ve vzduchové mezeře $B_\delta(x)$ a jeho zploštění, což má za následek nižší hodnotu amplitudy B_δ . Standardně se uvažuje zplošťování indukce právě na základě BH charakteristiky a rozměrů stroje. K tomuto účelu se však uvažuje předpoklad harmonického rozložení intenzity magnetického pole a průběh magnetického napětí (Obr. 8), tedy harmonického magnetizačního proudu. Z toho důvodu budou pro další analýzu použita data prvních harmonických složek včetně vlivu fázového posunu (uvažování pouze magnetizačního proudu).



Obr. 8. Výpočet zploštění magnetické indukce

3.1 Základní vztahy

Během analýzy magnetického obvodu budou použity následující vztahy.

Magnetizační proud (amplituda) z magnetického napětí

$$I_\mu = \frac{\pi p F_m}{2m N_s k_v} \quad (2)$$

Carterův činitel k_c

$$\kappa_{1,2} = \frac{2}{\pi} \left(\operatorname{atan} \frac{b_{01,2}}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_{01,2}} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_{01,2}}{2\delta} \right)^2} \right) \quad (3)$$

$$k_{c1,2} = \frac{t_{d1,2}}{t_{d1,2} - \kappa_{1,2} b_{01,2}}$$

$$k_c = k_{c1} k_{c2}$$

kde b_0 je velikost otevření drážky, t_d je drážková rozteč a indexy 1 a 2 značí stator a rotor.

Magnetické napětí

$$F_{mi} = H_i l_i = \frac{B_i}{\mu_0 \mu_{ri}} l_i \quad (4)$$

kde l_i je délka příslušné části magnetického obvodu a μ_{ri} jeho relativní permeabilita.

Činitel syčení

$$k_F = \frac{F_m}{2F_{m\delta}} \quad (5)$$

kde $F_{m\delta}$ je magnetické napětí jedné vzduchové mezery definované jako

$$F_{m\delta} = \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta k_c \quad (6)$$

Tok ve vzduchové mezeře

$$\Phi_\delta = \alpha_\delta B_\delta t_p l_{Fe} \quad (7)$$

kde t_p je pólová rozteč a l_{Fe} je délka paketu.

Indukované napětí pomocné měřicí cívky

$$U_i = 2\pi f \Phi_\delta N_{sp} k_{vp} \quad (8)$$

Činitel pólového krytí je definovaný jako poměr mezi střední a maximální hodnotou indukce ve vzduchové mezeře

$$\alpha_\delta = \frac{B_{\delta av}}{B_\delta} = \frac{1}{B_\delta t_p} \int_0^{t_p} B_\delta(x) dx \quad (9)$$

Indukce v zubu statoru a rotoru je standardně určena za předpokladu, že zub je dostatečně úzký na to, aby, pokud se nachází v ose magnetického pole, byla pod jeho celou šířkou hodnota indukce konstantní. Potom je indukce v zubu rovna

$$B_{z1,2} = B_{\delta} \frac{t_{d1,2}}{b_{z1,2} k_{Fe}} \quad (10)$$

kde k_{Fe} je činitel plnění elektrotechnických plechů a b_z je šířka zubu. Prakticky je tato hodnota mírně nadhodnocena, což není při návrhu stroje na škodu. Pro přesnější výpočet je vhodné vypočítat celý tok na jednu zubovou rozteč, pokud se zub nachází v ose magnetického pole (odpovídá pozici $t_p/2$ na ose x na Obr. 8). Indukce v zubu je pak určena jako

$$B_{z1,2} = \frac{1}{b_{z1,2} k_{Fe}} \int_{\frac{t_p - t_{d1,2}}{2}}^{\frac{t_p + t_{d1,2}}{2}} B_{\delta}(x) dx \quad (11)$$

Pro harmonické rozložení pole ve vzduchové mezeře přechází tento integrál do tvaru

$$B_{z1,2} = \frac{2}{\pi} B_{\delta} \frac{t_p}{b_{z1,2} k_{Fe}} \sin\left(\frac{t_{d1,2}}{t_p} \frac{\pi}{2}\right) \quad (12)$$

Pro harmonický průběh se v případě tohoto asynchronního stroje zmenší vypočtená hodnota indukce přibližně o 0,02 T oproti výpočtu z (10). Proto lze zjednodušený výpočet v tomto případě použít. Indukce ve jhu statoru a rotoru

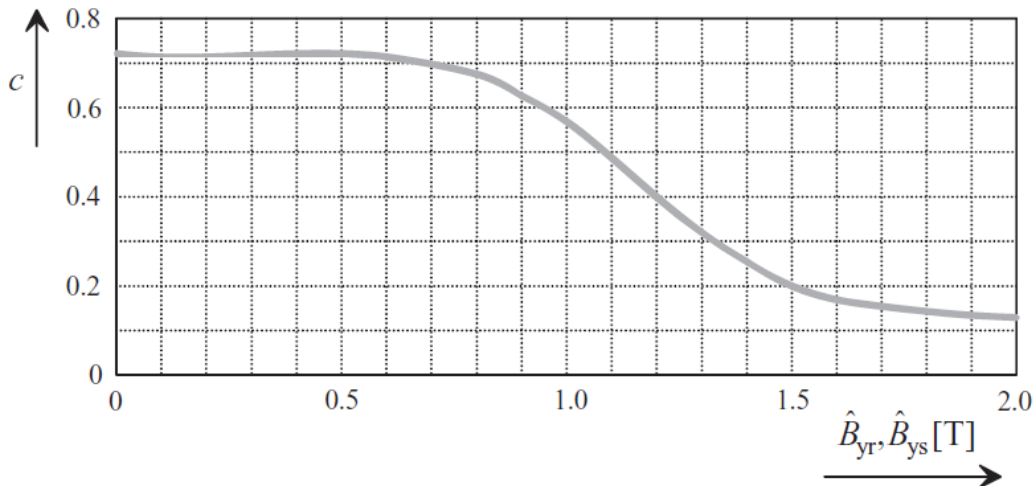
$$B_{j1,2} = \frac{\Phi_{\delta}}{2h_{j1,2} l_{Fe} k_{Fe}} \quad (13)$$

kde h_j je výška jha.

Magnetické napětí ve jhu má vlivem rozdílného sycení podél siločáry odlišný výpočet

$$F_{mj1,2} = H_{j1,2} l_{j1,2} c_{j1,2} = \frac{B_{j1,2}}{\mu_0 \mu_{rj1,2}} l_{j1,2} c_{j1,2} \quad (14)$$

kde činitel c_j je definovaný dle Obr. 9.



Obr. 9. činitel vlivu sycení jha na velikost magnetického napětí [2]

Celkové magnetické napětí se pak vypočte jako

$$F_m = 2(F_{m\delta} + F_{mz1} + F_{mz2}) + F_{mj1} + F_{mj2} \quad (15)$$

A činitel syčení je po úpravě

$$k_F = \frac{2 \left(\delta k_c + \frac{t_{d1}}{\mu_{rz1} b_{z1} k_{Fe}} h_{z1} + \frac{t_{d2}}{\mu_{rz2} b_{z2} k_{Fe}} h_{z2} \right) + \frac{\alpha_\delta t_p}{2k_{Fe}} \left(\frac{l_{j1} c_{j1}}{\mu_{rj1} h_{j1}} + \frac{l_{j2} c_{j2}}{\mu_{rj2} h_{j2}} \right)}{2\delta k_c} \quad (16)$$

A celkové magnetické napětí

$$F_m = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta k_c k_F = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta'' \quad (17)$$

3.2 Výpočet BH charakteristiky

Rozměry stroje jsou fyzicky změřené. Nastala-li při jeho měření nějaká odchylka, je ji možné právě dorovnat pomocí BH charakteristiky použité v modelu; to se týká i předpokládané velikosti vzduchové mezery.

Jako lineární část charakteristiky s nenasyceným magnetickým obvodem budeme uvažovat prvních šest změřených hodnot. Tuto lineární část charakterizujeme jako

$$U_{i(1)} = k_{lin} I_{\mu(1)} \quad (18)$$

kde konstantu klin vypočteme pomocí metody nejmenších čtverců v MATLABu jako

`k_lin=lsqr(Ifftmag(1:maxlin,1).*sin(phi(1:maxlin)/180*pi),Uifftmag(1:maxlin,1));,`

který vychází $k_{lin} = 2,04$. Pro nenasycenou část BH charakteristiky budeme předpokládat relativní permeabilitu $\mu_r = 4000$ a za předpokladu málo syčeného magnetického obvodu je $\alpha_\delta = 2/\pi$ a $c_{j1} = c_{j2} = 0,72$. Pro počáteční předpoklad délky vzduchové mezery $\delta = 0,4$ mm vychází činitel syčení lineární oblasti dle (16) $k_{Flin} = 1,12$.

Rovnici (18) lze pomocí substitucí z (2), (7), (8), (17) upravit do tvaru

$$2f\alpha_\delta t_p l_{Fe} N_{sp} k_{vp} = k_{lin} \frac{p\delta k_c k_F}{\mu_0 m N_s k_v} \quad (19)$$

kde je za výše zmíněných předpokladů jediná neznámá, a to velikost vzduchové mezery (mechanicky změřená s možností odchylky). Tu lze vyjádřit jako

$$\delta = \frac{2\mu_0 m f \alpha_\delta t_p l_{Fe} N_s k_v N_{sp} k_{vp}}{p k_{lin} k_c k_F} \quad (20)$$

Vzhledem k tomu, že činitele k_c i k_F závisí na velikosti vzduchové mezery, a koeficienty c_j se již při relativně malém syčení začínají odlišovat od nesyčené hodnoty, je proces hledání velikosti vzduchové mezery iterativní. Výsledné hodnoty jsou $k_{Flin} = 1,08$ a $\delta = 0,48$ mm. Tato délka vzduchové mezery nemusí být reálná, ale spolu s dalšími nepřesnostmi vlivem měření rozměrů nebo zjednodušeného výpočtu dává nejpresnější informaci o vztahu matematického modelu s reálným strojem.

Magnetické napětí celého obvodu je vypočteno z (2), kde za měřený magnetizační proud je dosazeno dle (1). Tok vzduchovou mezerou je určen z (8). Za zvoleného činitele pólového krytí je ze (7) vypočtena indukce ve vzduchové mezeře a získána charakteristika $B_\delta = f(F_m)$. Z této charakteristiky je dle Obr. 8 za předpokladu harmonického rozložení magnetického napětí

$F_m(x)$ získáno rozložení indukce $B_\delta(x)$. Z toho je opět dopočten činitel pólového krytí dle (9) a proces iterativně opakován, až je dosaženo výsledné charakteristiky $B_\delta = f(F_m)$.

Sycení ostatních částí je pak dopočteno z (10) a (13). Nejvíce nasycenou částí je vždy zub rotoru B_{z2} , tedy jeho indukce bude vždy volena jako další bod BH charakteristiky. Z již známých bodů charakteristiky jsou vždy dopočteny intenzity pole a magnetická napětí v zubu statoru a jhu statoru i rotoru a ve vzduchové mezeře. Ze (15) je za znalosti celkového magnetického napětí dopočteno magnetické napětí zubu rotoru F_{mz2} a příslušná intenzita magnetického pole H_{z2} , která je zároveň přiřazena příslušné magnetické indukci v BH charakteristice.

4 Porovnání s metodou konečných prvků

Přímý výstup z měření ve formě BH charakteristiky pomocí algoritmů popsaných v předchozí kapitole je zobrazený na Obr. 11 spolu s grafem relativní permeability (Obr. 12). Je patrné, že takto získaná charakteristika je nepoužitelná pro definici magneticky vodivého materiálu. Proto byla tato charakteristika filtrována a upravena, aby oblast sycení obsahovala plynulý pokles dynamické magnetické susceptibility

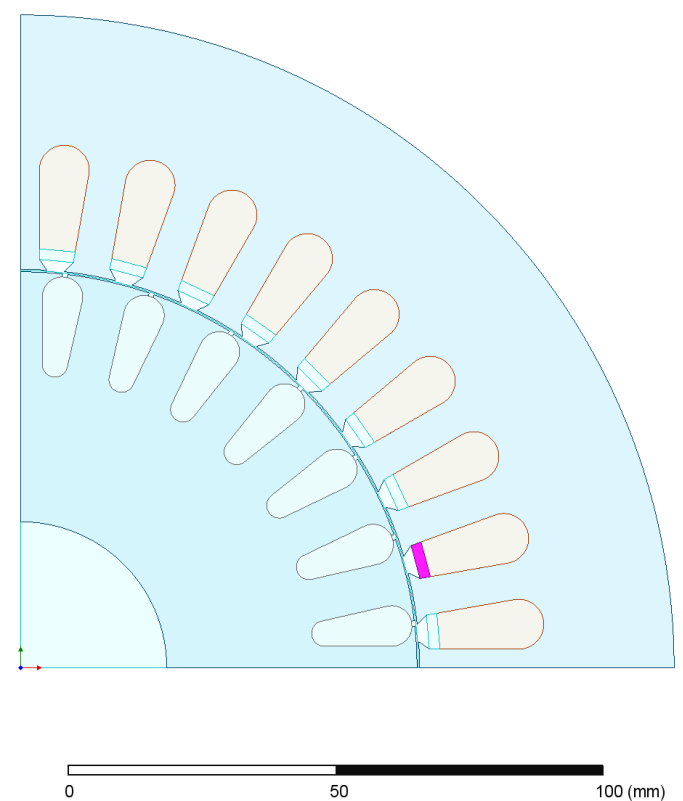
$$\chi_{md} = \frac{\Delta B}{\Delta H \cdot \mu_0} - 1 \quad (1)$$

blížící se v posledním intervalu k nule.

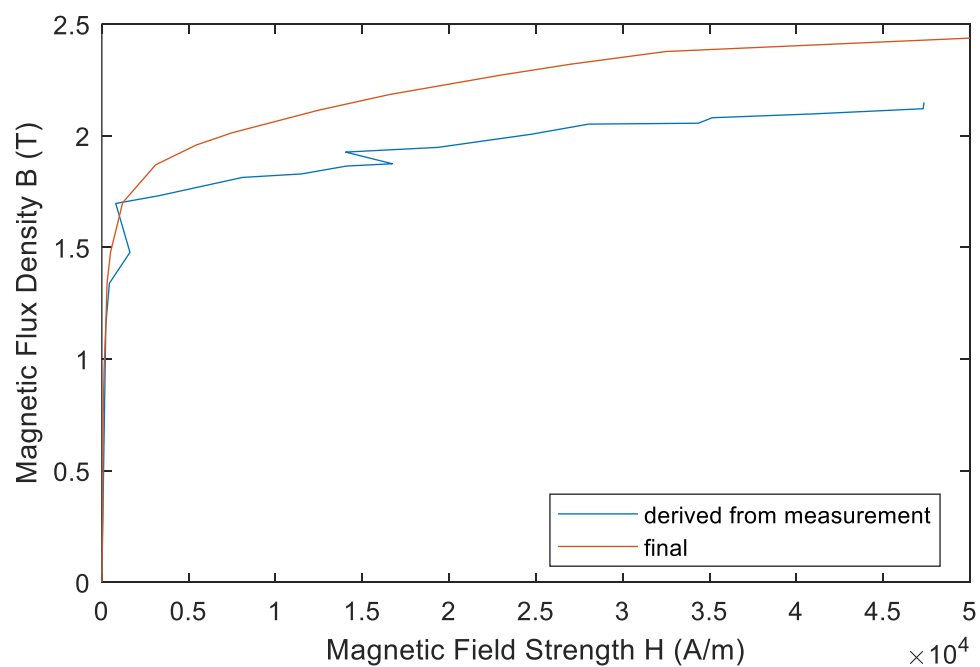
MKP model je zobrazen na Obr. 10. Indukované napětí je měřené na pomocné cívce vyznačené na obrázku růžovou barvou. Čtvrtinový symetrický model uvažuje celkem 4 cívkové strany měřicí cívky, proto je nutné výsledné indukované napětí dělit 2. Pro porovnání s měřením je použito napěťové napájení vinutí a jako výstupní parametry jsou efektivní hodnota a amplituda průběhu proudu statorovým vinutím a indukovaného napětí pomocnou cívkou v ustáleném stavu výpočtu naprázdno.

První výpočet s definovanou BH charakteristikou vede na charakteristiku naprázdno s příliš velkým proudem, což značí větší hodnotu intenzity magnetického pole v BH charakteristice, než v reálném motoru. To je způsobeno nedokonalostí analytického modelu a ruční úpravou změřených hodnot. Proto je provedena série iterací, aby bylo dosaženo co nejlepší shody mezi modelem a měřením. Výsledná BH charakteristika a příslušná relativní permeabilita je zobrazena na Obr. 11 a Obr. 12. Oproti původní BH charakteristice z měření nastává sycení pro vyšší hodnoty indukce, resp. vliv sycení je pozvolnější. Hodnoty relativní permeability vypadají téměř identicky, nicméně to je způsobeno měřítkem grafu, kdy v oblasti vyššího sycení odchylka v rámci jednotek způsobí nezanedbatelný rozdíl v BH charakteristice.

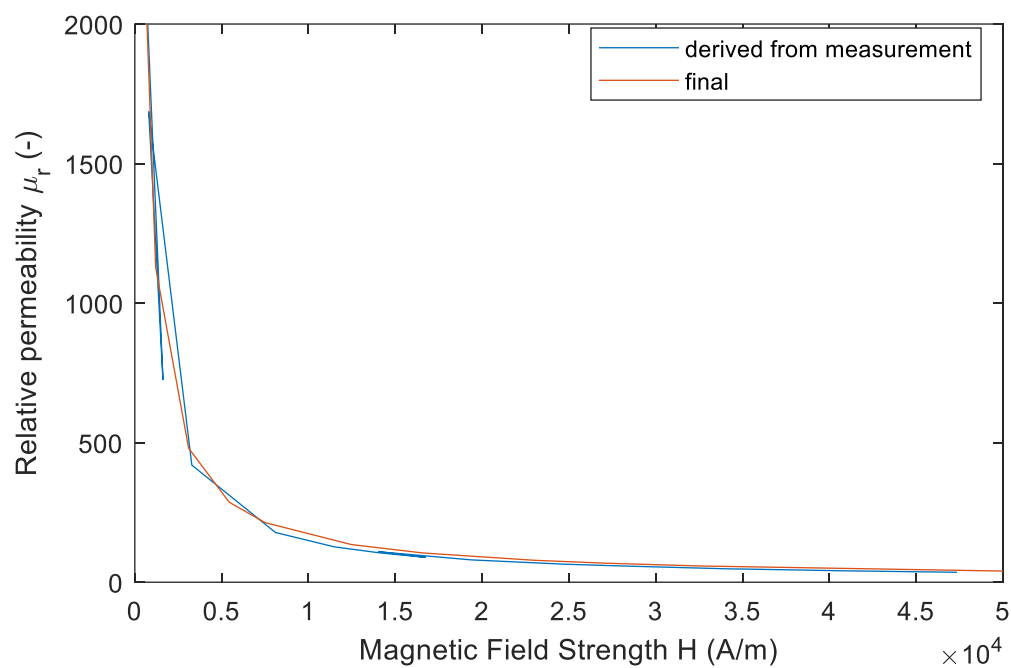
Charakteristiky naprázdno jsou téměř identické, díváme-li se na efektivní hodnoty na Obr. 13. Z pohledu amplitud (pro větší sycení dané fázovým posunem vyšších harmonických) vychází o něco nižší amplitudy proudu z MKP oproti měření (Obr. 14). To může být způsobené odlišným zešíkmením rotoru nebo vlivem reálného měření naprázdno (rychlost není přesně synchronní).



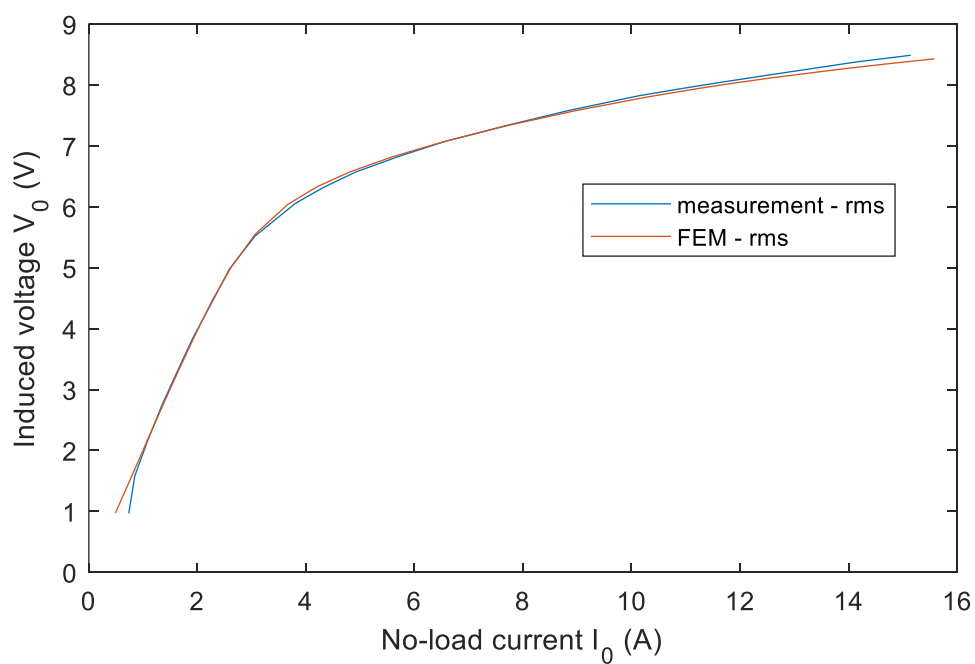
Obr. 10. 2D MKP model devítifázového motoru s vyznačenou cívkovou stranou měřicí cívky pólu PV



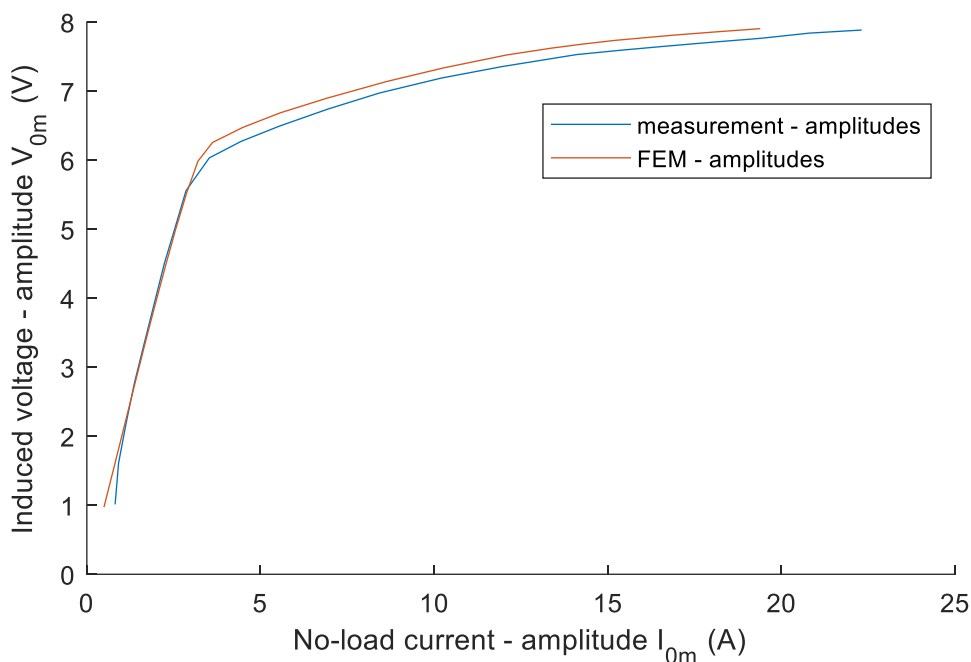
Obr. 11. BH charakteristika získaná přímo z měření a výsledná BH charakteristika po iteracích MKP modelu



Obr. 12. Relativní permeabilita z měření a po iteracích MKP modelu



Obr. 13. Charakteristika naprázdno z měření a MKP (efektivní hodnoty)



Obr. 14. Charakteristika naprázdno z měření a MKP (amplitudy)

5 Závěr

Byl vytvořen výsledný matematický model nejlépe odpovídající devítifázovému laboratornímu vzorku. Validace modelu probíhá z měření naprázdno a pomocí napětí indukovaného do pomocné měřicí cívky. Tento model bude sloužit pro další odvození parametrů náhradního schématu a modelování stavů asynchronního stroje. Základní rozměry stroje a drážek jsou změřené. Model má dopočtenou délku vzduchové mezery $\delta = 0,48 \text{ mm}$. Tento rozměr nemusí odpovídat realitě, ale nejlépe popisuje vztah mezi proudem a indukovaným napětím naprázdno pro malá sycení stroje. Výsledná BH charakteristika použitá v modelu má následující hodnoty:

B (T)	H (A/m)
0	0
0.338	55
0.553	64
0.757	80
0.956	130
1.154	230
1.339	300
1.477	500
1.700	1200
1.869	3098
1.958	5435
2.013	7500
2.114	12467
2.184	16571
2.271	23000
2.320	27000
2.377	32495
2.448	53234
2.600	150000

Literatura

- [1] FRANK, Z. KALAJ, P. ČERMÁK, R. KOMRSKA, T. KINDL, V. Vícefázový trakční pohon. Funkční vzorek 22190-FV005-2021. 2021.
- [2] PYRHÖNEN, J., JOKINEN, T., HRABOVCOVÁ, V. Design of Rotating Electrical Machines. 2. vyd. John Wiley & Sons Ltd, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.

Seznam obrázků

Obr. 1. Hlavní a pomocná vinutí devítifázového asynchronního motoru	5
Obr. 2. Osciloskopem zaznamenané průběhy pro proud naprázdno 2 A (efektivní hodnota) ..	5
Obr. 3. Osciloskopem zaznamenané průběhy pro proud naprázdno 5.9 A (efektivní hodnota)	6
Obr. 4. Spektrum změřených průběhů proudu	7
Obr. 5. Spektrum změřených průběhů indukovaného napětí	7
Obr. 6. Závislost fázového posunu indukovaného napětí a proudu naprázdno na amplitudě první harmonické indukovaného napětí	8

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu	13.6.2024	Laksar