



Технически Университет - София



Електротехнически факултет

ДНИ НА НАУКАТА ТУ – СОФИЯ

III Научна конференция

ЕФ 2011

ТОМ 2

Созопол, 30 септември - 3 Октомври, 2011 г.

СЪДЪРЖАНИЕ НА ТОМ 2**Секция 4 - ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ПРОЦЕСИ И РЕЖИМИ 5**

ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИ СИЛИ В ТРИФАЗНА ШИННА СИСТЕМА.....	5
Татяна Радева, Иван Ячев, Красимир Боев.....	5
ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЧЕСТОТНОТО АСИНХРОННО ПУСКАНЕ НА СИНХРОННИТЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРИ	13
Евдокия Димитрова.....	13
ОПТИМИЗАЦИЯ НА ЧЕСТОТНОТО АСИНХРОННО ПУСКАНЕ.....	20
Евдокия Димитрова.....	20
АНАЛИЗ НА УДАРНИЯ НАМАГНИТВАЩ ТОК НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР ПРИ РАЗЛИЧНИ СХЕМИ НА СВЪРЗВАНЕ.....	26
Ганчо Божилов, Георги Тодоров.....	26
ПОДХОДИ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР НА ПРАЗЕН ХОД.....	37
Георги Тодоров, Ганчо Божилов, Калин Благоев.....	37
ОСОБЕНОСТИ ПРИ ЕДНОФАЗНИ РЕАКТОРИ С МАЛКА МОЩНОСТ ИЗПЪЛНЕНИ НА СТАНДАРТНИ ЛАМЕЛИ.....	46
Захаринка Гергова.....	46
ПРОГРАМИРУЕМ РАЗРЯДЕН СИЛОВ ЕЛЕКТРОНЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ (ПРСЕП)	53
Стоян Гишин, Васил Господинов, Петър Горанов.....	53
ИНТЕЛИГЕНТНА СИСТЕМА ЗА КОНТРОЛ НА ЗАРЯДА НА АКУМУЛАТОРИ.....	59
Стоян Гишин, Здравко Дойчев, Георги Станчев.....	59
ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА РАЗБАЛАНСА НА ТЕНЗОМОСТ В ЧЕСТОТА ..	63
Христо Гигов, Свилен Стоянов, Станимир Станков.....	63
ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩО НАПРЕЖЕНИЕ В КОТВЕНАТА НАМОТКА НА СИНХРОНЕН ВЕТРОГЕНЕРАТОР С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ	73
Димитър Сотиров.....	73
ЧИСЛЕНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАЗПРЕДЕЛНИЕТО НА ЕЛКТРОМАГНИТНОТО ПОЛЕ И ЗАГУБИ ОТ ВИХРОВИ ТОКОВЕ В ТЯЛОТО НА АСИНХРОННА МАШИНА.....	82
Михо Михов.....	82
ЛИНЕЕН ЦИЛИНДРИЧЕН СИНХРОНЕН ГЕНЕРАТОР С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ - ИЗСЛЕДВАНЕ В СРЕДАТА НА FEMM	91
Михо Михов.....	91
МАГНИТНИ И ЕЛЕКТРИЧЕСКИ СВОЙСТВА НА РЕЛСОВА	101
Петър Матов, Мирослав Николов.....	101
ЗАВИСИМОСТИ НА ИЗХОДНИЯ СИГНАЛ НА МАГНИТОДИОДЕН СЕНЗОР ПРИ ПРОМЕНЛИВИ МАГНИТНИ ПОЛЕТА	111
Иван Костов, Стефчо Гунински.....	111
ОПРЕДЕЛЯНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ЗАМЕСТВАЩАТА СХЕМА НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ ЧРЕЗ MATLAB/SIMULINK ТЕСТОВЕ.....	115

Радослав Спасов, Емил Рачев	115
ОЦЕНКА НА РАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ ПОСРЕДСТВОМ КАПИТАЛИЗИРАНЕ НА ЗАГУБИТЕ ИМ.....	123
Радослав Спасов	123
ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА РЕЖИМИТЕ НА РАБОТА И ТЕХНИЧЕСКИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ЦИФРОВИТЕ РЕЛЕЙНИ ЗАЩИТИ ИЗПОЛЗВАНИ В ТЯГОВИТЕ ВЕРИГИ НА СТОЛИЧНИЯ МЕТРОПОЛИТЕН	129
Георги Павлов, Тодор Лалев.....	129
МОДЕЛИРАНЕ НА ПОВЪРХНОСТЕН ЕФЕКТ И ЕФЕКТ БЛИЗОСТ	139
Райна Ценева	139
СИМУЛАЦИОННО И ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА АКУМУЛАТОРНА БАТЕРИЯ.....	149
Емил Рац, Емил Рачев, Атанас Петров.....	149
АПАРАТЕН ИЗЧИСЛИТЕЛЕН БЛОК ЗА DQ УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ	156
Кръстю Кръстев, Емил Рац	156
ИЗСЛЕДВАНЕ НА DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПОЛУМОСТОВ ИНВЕРТОР СЪС СРЕДНА ТОЧКА С ПОМОЩТА НА PSPICE	163
Михаела Славкова, Костадин Миланов	163
ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА АКУМУЛАТОРНИ БАТЕРИИ ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ.....	169
Стоян Гишин, Иван Миленов, Васил Господинов, Чавдар Джамбазки..	169
СРАВНИТЕЛНИ ИЗПИТАНИЯ НА АКУМУЛАТОРНИ БАТЕРИИ ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ.....	175
Стоян Гишин, Иван Миленов, Васил Господинов, Чавдар Джамбазки..	175
TRANSIENT ELECTROMAGNETIC MODELING OF ELECTROMAGNETIC SYSTEM	181
Valentin Mateev, Iliana Marinova, Aneliya Terzova	181
SHAPE DETERMINATION OF MAGNETIC CORE BY GENETIC ALGORITHM	190
Iliana Marinova, Aneliya Terzova, Valentin Mateev	190
ИЗСЛЕДВАНЕ НА АСИНХРОННИ МАШИНИ В СРЕДА MATLAB/SIMULINK	199
Радослав Спасов, Емил Рачев	199
ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕФЕКТИТЕ НА ПЛАЗМЕНО ПОВЪРХНОСТНО АКТИВИРАНЕ С ДИЕЛЕКТРИЧЕН БАРИЕРЕН РАЗРЯД.....	209
Петър Динев, Диляна Господинова, Ивалина Аврамова, Тодорка Владкова, Кармен Гайдау.....	209
МАГНИТНО СТИМУЛИРАНЕ НА БАРИЕРЕН РАЗРЯД В УСЛОВИЯТА НА НАДЛЪЖНО МАГНИТНО ИЗОЛИРАНЕ	225
Петър Динев, Диляна Господинова, Райна Ценева	225
ВЛИЯНИЕ НА РАЗМЕРИТЕ НА НАМОТКИТЕ НА ТРАНСФОРМАТОРЕН ЕЛЕКТРОМАГНИТЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ПРИ КОНТРОЛ НА ОБЕКТИ С МНОГО ГОЛЯМА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ПРОВОДИМОСТ	237

К. Тодорова, С. Гунински, Ж. Даскалов, П. Захариев	237
ИЗХОДЕН СИГНАЛ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПЕРПЕНДИКУЛЯРНИ НАМОТКИ ПРИ ГОЛЕМИ СТОЙНОСТИ НА ОБОБЩЕНИЯ ПАРАМЕТЪР	247
С. Гунински, К. Тодорова, Ж. Даскалов, П. Захариев	247
АНАЛИЗ НА СИСТЕМА ЗА ВИСОКОЧЕСТОТНО ИНДУКЦИОННО ЗАВАРЯВАНЕ	253
Георги Гигов, Илона Ячева, Румена Станчева, Георги Кънов	253
ИЗСЛЕДВАНЕ НА АКСИАЛНАТА И РАДИАЛНАТА СЪСТАВКИ НА МАГНИТНОТО ПОЛЕ В ЗОНАТА НА КРАЙНИТЕ СТАТОРНИ ПАКЕТИ НА СХГ С ОТЧИТАНЕ НА РТК	261
Димитър Сотиров	261
ПЕРСПЕКТИВИ НА РАЗВИТИЕ НА СРЕДСТВАТА ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА КОЛИЧЕСТВА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ В РАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ МРЕЖИ	272
Петко З. Костадинов, Живко А. Даскалов, Стефчо Г. Гунински, Калинка М. Тодорова	272
ПРИЛОЖЕНИЕ НА МКЕ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВЪЗБУДИТЕЛНИЯ ТОК В СИНХРОННИ ХИДРОГЕНЕРАТОРИ С МАГНИТНИ КЛИНОВЕ В СТАТОРНИТЕ КАНАЛИ	279
Пламен Ризов, Димитър Сотиров, Радослав Спасов, Валентин Филипов	279
ПРИЛОЖЕНИЕ НА МКЕ ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА КАНАЛНОТО РАЗСЕЙВАНЕ В СИНХРОННИ ХИДРОГЕНЕРАТОРИ	286
Пламен Ризов, Димитър Сотиров, Радослав Спасов, Валентин Филипов	286
РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА МАГНИТНОТО ПОЛЕ В ЯВНОПОЛЮСЕН СИНХРОНЕН ГЕНЕРАТОР	294
Емил Соколов	294

СЕКЦИЯ 4 - ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ПРОЦЕСИ И РЕЖИМИ

ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИ СИЛИ В ТРИФАЗНА ШИННА СИСТЕМА

Татяна Радева, Иван Ячев, Красимир Боев

***Резюме:** Изследвана е трифазна шинна система с прави твърди проводници. Използван е метод с крайни елементи моделиране на примерното електромагнитно поле на системата и изчисление на електродинамичните сили в нея.*

ELECTRODYNAMIC FORCES IN A THREE-PHASE BUSBAR SYSTEM

Tatyana RADEVA, Ivan YATCHEV and Krasimir BOEV

***Abstract:** A three - bar system with straight solid conductors is studied. Finite element method has been used for three-dimensional electromagnetic field modelling and force computation on the bars.*

1. Въведение

Всички подстанции в електроенергийната система използват шинни системи при разпределението на мощността между товарите. Тези шини са подложени на сили, които могат да причинят деформации, и надвишаване на вибрационните натоварвания, допускани за шини.

Шините намират широко приложение за осъществяване на електрическата връзка между отделните апарати в първичните вериги на електроразпределителните и преносни мрежи. В разпределителните устройства те често биват предпочитани пред кабелните линии поради редица техни предимства, сред които лесен монтаж и експлоатация, икономичност и надеждност [1].

Точното изчисление на електродинамични сили често е много сложно с оглед на геометрията на проводниците и свързаните с тях структури. Електродинамични сили предизвикват проблеми с издържането на силовите вериги на инсталацията [2]. Сред други фактори, от значение е и формата на проводниците, тяхното взаимно разположение и методът на закрепване. Въпреки че този проблем може да бъде решен чрез изчисления, само валидиране от реални тестове дава възможност за предоставяне на документи, признати в съответствие със стандарти и/или изисквания на клиенти [3].

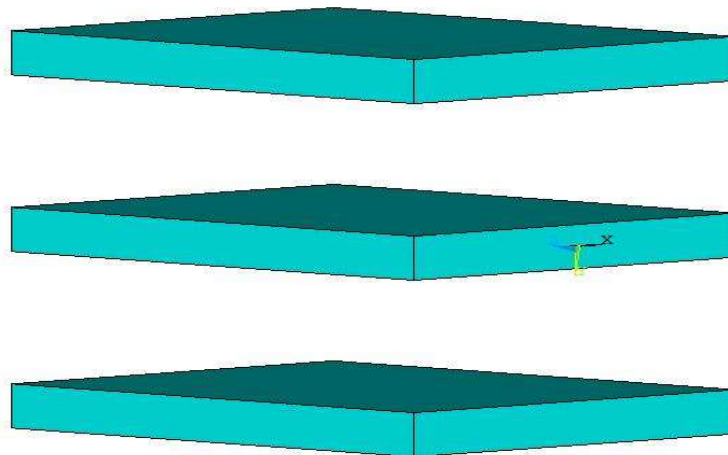
Въпросът дали шините издържат на силите на взаимодействие между тях със сигурност не е нов, както е видно от броя на публикации, които третират този проблем. Все пак този въпрос все още е от интерес на проектантите, като

резултат от прилагането на съвременните числени методи, които осигуряват решение за сложни конфигурации на шините. Геометричната конфигурация на шините може да е различна: шините могат да не бъдат в една и съща равнина, те могат да бъдат близо до метална конструкция, която може да промени разпределението на магнитното поле, или подреждането на шините позволяват на скин ефекта да променя текущото разпределение на тока [4]-[6]. Изчисляването на силите за тези видове конфигурации е затруднено и изисква прилагане на числен метод за анализ на тримерно поле.

В настоящата работа е изследвана трифазна шинна система, като е използван методът с крайни елементи (МКЕ) за анализ на тримерно електромагнитно поле.

2. Обект на изследването

Обектът на изследване е трифазна шинна система, състояща се от три успоредни шини с правоъгълно напречно сечение, през които протича синусоидален ток. Общ вид на изследваната система е даден на фиг. 1.



Фиг.1. Общ вид на изследваната шинна система

3. Моделиране чрез МКЕ

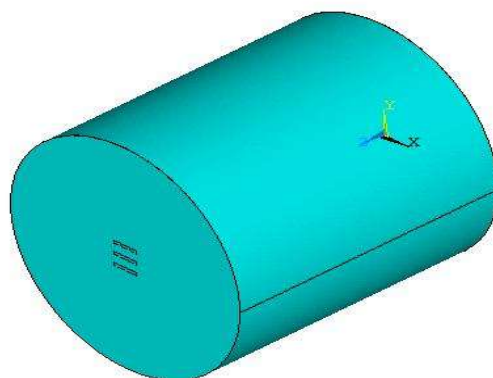
Електромагнитното поле на трифазната шинна система е моделирано чрез използване на тримерен метод на крайни елементи и програмния пакет ANSYS® [7].

Използвана е формулировка с магнитен вектор потенциал \mathbf{A} и скаларен електрически потенциал V . Основно уравнение за изследваната област е

$$(1) \nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) - \nabla \nu \nabla \cdot \mathbf{A} + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \sigma \nabla V = \mathbf{0},$$

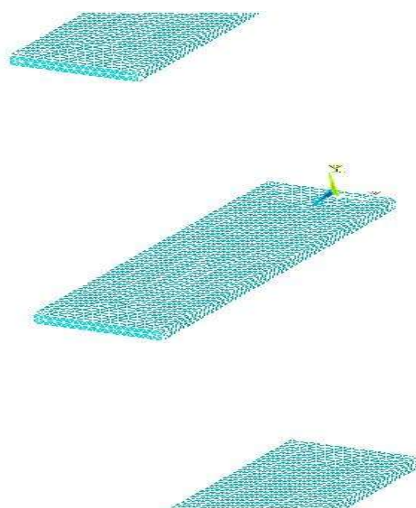
където ν е магнитният релуктивитет (реципрочната стойност на магнитната проницаемост), а σ е електрическата проводимост.

Изследваната област (три шини и буферна зона около тях) е показана на фиг. 2.



Фиг.2. Изследвана област

За анализа чрез МКЕ са използвани тетраедрални крайни елементи. Мрежата от крайни елементи за шините (без буферната зона) е показана на фиг.3.



Фиг.3. Мрежа от крайни елементи в шините

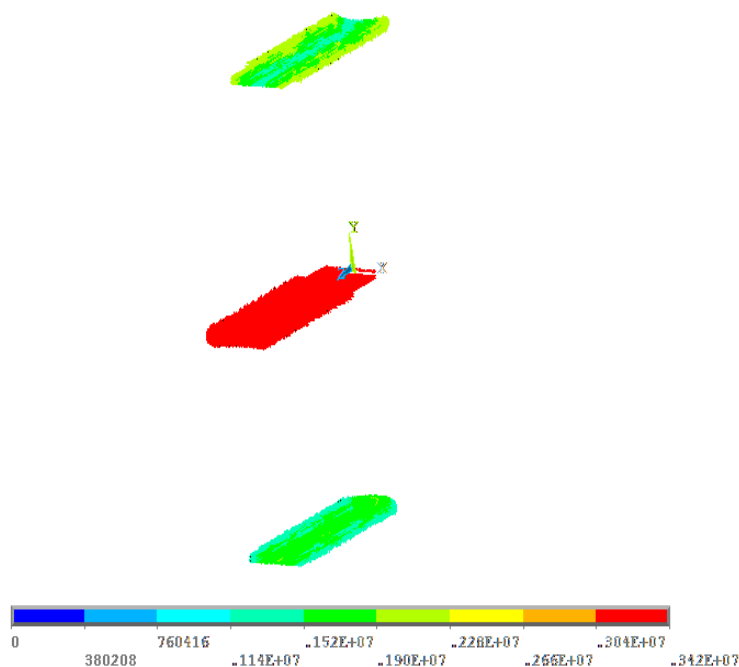
За определяне на електродинамичната сила е използван подходът чрез Лоренцова сила, т.е. сила, действаща върху проводник с ток. Този подход е за предпочитане в този случай пред другите два подхода – с тензор на напреженията на Максвел и виртуална работа.

4. Резултати

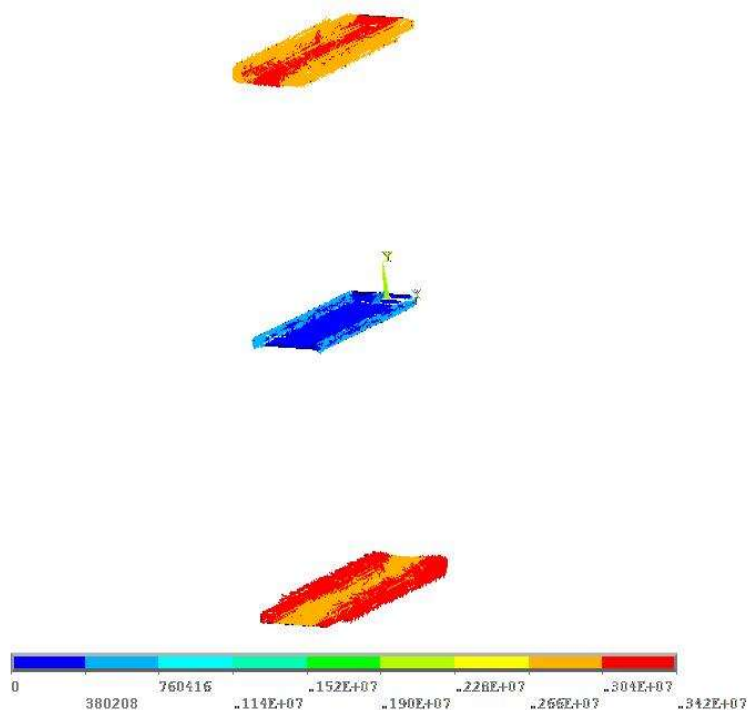
Получени са резултати за различни стойности на токовете в шините – при амплитудна стойност от 100 А до 500 А. Разстоянието между шините е 10 cm, а размерите на напречното сечение на една шина са 30×4 mm.

Изследванията са извършени при използване на трифазен модел и симетрична система от токове при промишлена честота.

Разпределението на реалната и имагинерната част на токовата плътност е дадено съответно на фиг. 4 и фиг. 5.

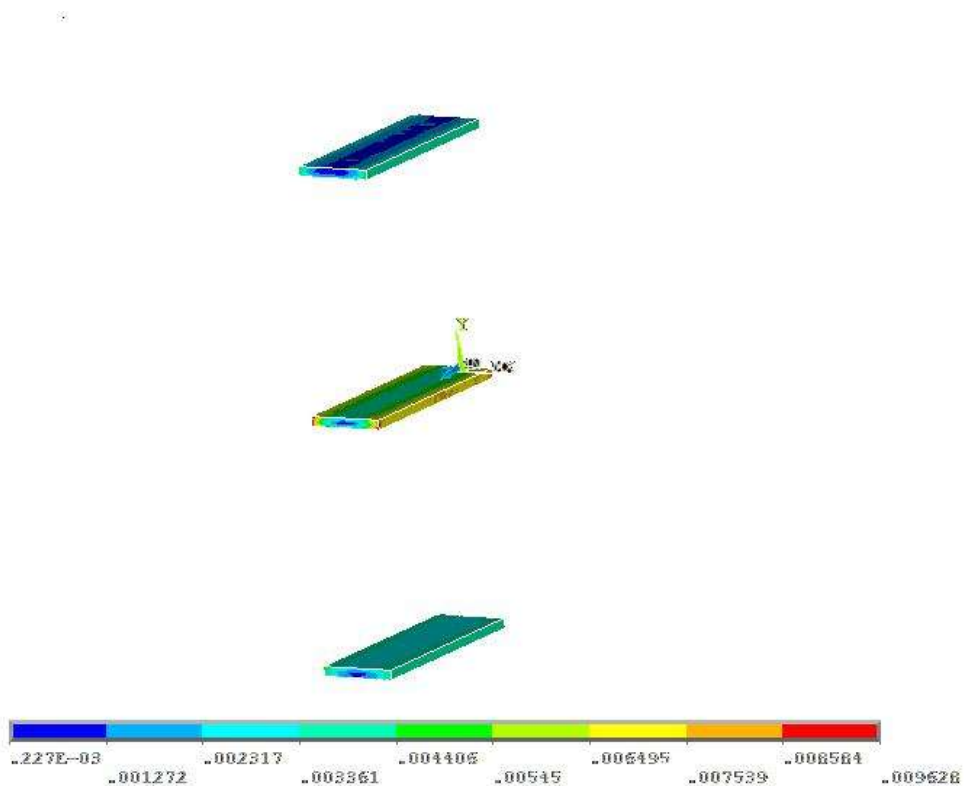


Фиг. 4. Разпределение на плътността на тока-реална част

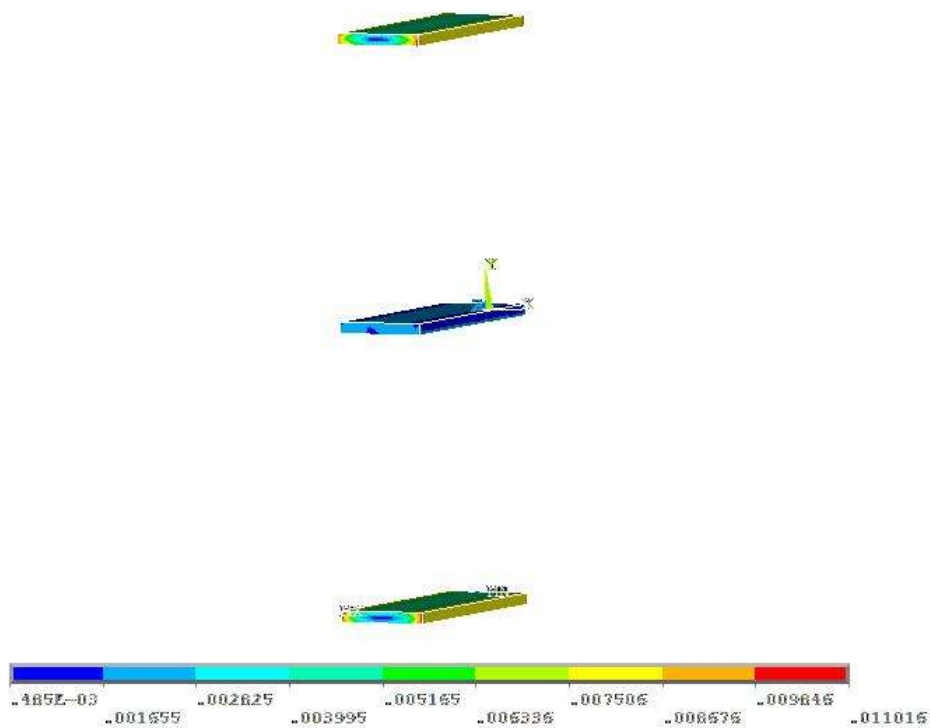


Фиг. 5. Разпределение на плътността на тока-имагинерна част

Разпределението на реалната и имагинерната част на магнитната индукция е дадено съответно на фиг. 6 и фиг. 7.

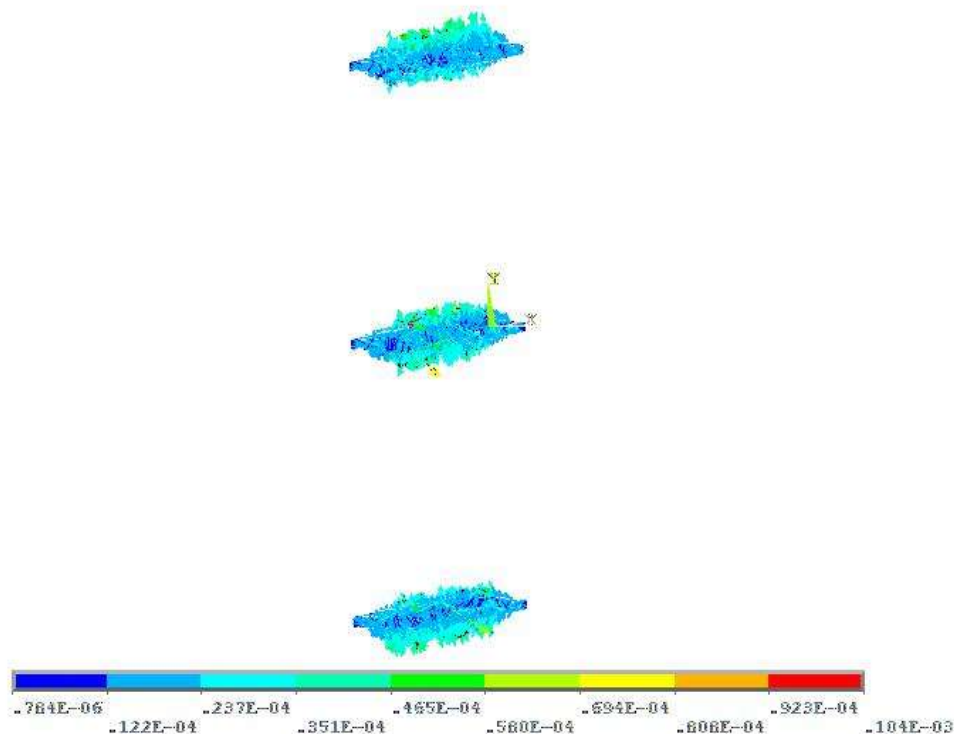


Фиг. 6. Разпределение на магнитната индукция – реална част



Фиг. 7. Разпределение на магнитната индукция – имагинерна част

Разпределението на векторите на Лоренцовата сила е дадено на фиг.8.



Фиг. 8. Разпределение на векторите на Лоренцовата сила

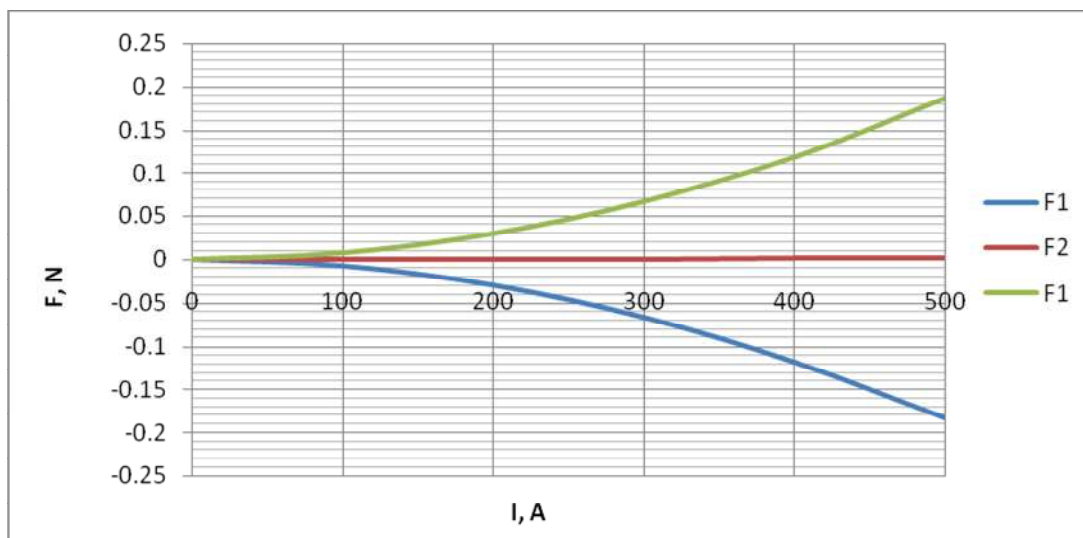
Получените резултати за средната стойност електродинамичната сила за трите шини (отбелязани с F1, F2 и F3) в зависимост от големината на тока са дадени в таблица 1.

Табл. 1

F,N ®	F1	F2	F3
I,A			
100	-0.00734	0.0000970	0.00744
200	-0.0294	0.000388	0.0297
300	-0.0660	0.000873	0.0669
400	-0.117	0.00155	0.119
500	-0.183	0.00242	0.186

Малките разлики в абсолютната стойност на силата за 1-ва и 3-та шина, както и ненулевата стойност на силата за 2-ра шина се дължат на числена грешка.

Зависимостта на електродинамичните сили върху трите шини от големината на тока е показана на фиг. 9.



Фиг. 9. Зависимост на електродинамичните сили от големината на тока

5. Заключение

Представеният подход за компютърно моделиране на електродинамични сили в шинна система показва своята пригодност за анализ на процесите в шинни системи. По-нататъшни изследвания ще включват моделиране на реални шинни системи и изследване на различни режими.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Chiampi M., D. Chiarabaglio, M. Tartaglia, "A General Approach for Analyzing Power Busbar under A.C. Conditions", IEEE transactions on Magnetics. Vol. 29. No. 6, November 1993, pp. 2473-2476.
- [2] Labridis D.P., P.S. Dokopoulos, "Electromagnetic Forces in Three-phase Rigid Busbars with Rectangular Cross-sections", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11. No. 2. April 1996, pp. 793-800.
- [3] Canova A., L. Giaccone, "Numerical and Analytical Modeling of Busbar Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, July 2009, pp. 1568-1578.
- [4] Abd-El-Aziz M., M. N. F. Nashed, A. A. Adly and E. M. Abou-El-Zahab, "Computation of Busbars Local Electromagnetic Force Densities Connected to 3-Pulse Rectifier Load over a Complete Cycle", 12th International Middle-East Power System Conference, 2008, pp.550-554.
- [5] Cividjian G., A. Cividjian, and N. Silvis-Cividjian, "'Corner' Electrodynamic Force", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 2, March 2004, pp. 384-389.
- [6] Kacprzak D., M. Ziolkowski, M. Gustafsson and M. Taylor, "Magnetic field profile of an aluminum reduction cell and Lorentz force formation", Proceedings

of 12th International IGTE Conference Graz, Austria, 2006, Sept. 18-20, pp. 301-304.

[7] ANSYS 12 documentation, Ansys, Inc., 2009.

Автори:

маг. инж. Татяна Радева – задочен докторант в катедра “Електрически апарати” (ЕА), e-mail: tania_rr@yahoo.com

д.т.н. инж. Иван Ячев – професор в катедра ЕА, email: yatchev@tu-sofia.bg

д-р инж. Красимир Боев – доцент в катедра “Електроенергетика”, email: boevkr@tu-sofia.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЧЕСТОТНОТО АСИНХРОННО ПУСКАНЕ НА СИНХРОННИТЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРИ

Евдокия Димитрова

Резюме: Задачата на доклада е да се изследва влиянието на определящите параметри върху процеса на честотното асинхронно пускане (ЧАП) на синхронните турбогенератори (ТГ). Въз основа на практически ориентиран математически апарат ЧАП може да се моделира като се вземе под внимание зависимостта на възбуждането от честотите на въртене и на противодействащия въртящ момент. Моделът е изграден с помощта на програмните продукти FORSIM за решаване на системи диференциални уравнения. Този модел ще е много полезен за експлоатационния персонал в електрическите централи при използване на ЧАП.

INVESTIGATION OF FREQUENCY ASYNCHRONOUS STARTING FOR SYNCHRONOUS TURBOGENERATORS

Evdokiya Dimitrova

Abstract: The task of this paper is to investigate the effect of the definitive parameters on the frequency asynchronous starting (FAS) process of the synchronous turbogenerators (TG). On the basis of the practically oriented mathematical apparatus, FAS could be modeled when taken under attention the dependence on rotation frequency stimulation and resistant rotational moment. The model is worked out with the help of the program products FORSIM for system differential equations solving. This model for use of FAS will be very useful for exploitation staff in the electric power stations.

1. Въведение

Целта на настоящия доклад е да се изследва взаимното влияние на определящите параметри върху процеса на честотното асинхронно пускане (ЧАП).

Честотното асинхронно пускане е видоизменена форма на известното отдавна и с широко приложение честотно синхронно пускане (ЧСП). И при двата метода пусканата машина се привежда в движение от друг генератор, който се задвижва от собствена турбина [1].

Уравненията за движението на двете машини имат следния вид:

$$(1) \frac{dn_1}{dt} = \frac{1}{2T_1} [M_3 - (M_1 + M_{e1} + M)]$$

$$(2) \frac{dn_2}{dt} = \frac{1}{2T_2} (M - M_2),$$

където: n_1, n_2 са честотите на въртене на двата генератора;
 T_1, T_2 – инерционните константи;
 M_3 – задвижващият момент на турбината на първия генератор;
 M_1, M_2 – механичните съпротивителни моменти;
 M_{e1} – електрическият спирачен момент вследствие на загубите;
 M – асинхронният момент.

При нормално изпълнение на ЧАП двата генератора не са възбудени. Задвиженият водещ генератор Г1 се развърта от собствена турбина и при достигане на предварителна избрана честота ($20 \div 40 \% n_H$) се възбужда. Началната честота на въртене, при която се подава възбуждане n_1 , трябва да бъде така подбрана, че полученото възбуждане да създаде достатъчно големи токове в статорната верига на двата генератора.

Вторият генератор Г2 се захранва с напрежение, пропорционално на честотата и се развърта асинхронно, докато първият генератор Г1 редуцира ускорението си и намалява честотата на въртенето си до n_2 . При приблизително еднаква честота на въртене на двата генератора, на втория генератор Г2 се подава възбудителен ток, равен на $(0,5I_{BH})$.

2. Изследване на ЧАП на синхронните ТГ

Успешното ЧАП се характеризира с минимално време за пускане, ниско възбуждане, незначителна топлинна енергия в ротора и плавно синхронизиране.

Основната задача на изчислителната процедура е определяне на зависимостите $M_1 = f(n)$, $M_2 = \Phi(n)$, $n_1 = f(t)$, $n_2 = f(t)$, $W = \varphi(t)$.

Моделът е изграден с помощта на програмните продукти FORSIM за решаване на системи диференциални уравнения. Той е основен момент в алгоритъма за изследване на ЧАП на синхронните ТГ.

По описания в [2] модел са извършени вариантни изчисления за определяне на продължителността на асинхронния режим (АР) на генератор тип ТВВ-200-2А, развъртян от втори генератор тип ТВВ-165-2 в същата централа. Резултатите са дадени в Таблица 1, при данни за първия генератор: начална честота на въртене $n_{01} = 0,1 \dots 0,5$ о.е., роторен ток $I_{p1} = (1,1 \div 1,5)$ отнесен спрямо възбуждането на празен ход и задвижващ момент $M_3 = 10 \%$. Разгледани са варианти през отворена и затворена верига на възбуждането на втория генератор при кратност на допълнителното съпротивление $K_{гac} = 3$.

Таблица 1

При отворена верига на възбуждането	При затворена верига на
-------------------------------------	-------------------------

			възбуждането ($K_{гас} = 3$)	
n_{01}	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$
о.е.	о.е.	s	о.е.	s
0,1	1,1	64	1,1	30
0,2	1,2	165	1,2	59
0,3	1,3	271	1,3	107
0,4	1,4	363	1,4	146
0,5	1,5	345	1,5	200

От таблица 1 се вижда, че с голям статорен ток не винаги се получава кратко време на пускане. За да се запази възможно най-малка продължителност на АР на втория генератор, се препоръчва да се избере началната честота на въртене на първия генератор $n_{01} = 0,1-0,2$ о. е., при посочените по-горе съотношения на мощностите на двата генератора (200-165). Това се ограничава от възбуждането и от механичните въртящи моменти.

Нормалното гасително съпротивление, което генераторите имат ($K_{гас} = 3$), създава възможност за ЧАП със сравнително малка продължителност на времето за пускане.

Изменението на функциите на честотите на въртене на двата генератора във времето $n_1 = f(t)$ и $n_2 = f(t)$ е изобразено на фиг. 1 при затворена верига на възбуждането на втория генератор при кратност на допълнителното съпротивление $K_{гас} = 3$ и данни за първия генератор:

- задвижващ момент – 10 %;
- роторен ток и начална честота на въртене, според Таблица 1.

С нарастване на общия реактанс на проводниците, трансформаторите и генератора пускането може да се затрудни и дори да стане невъзможно. Затова генератори с голямо отношение на тока на късо съединение към номиналния ток са особено подходящи за ЧАП. Увеличеното разстояние между машините може да се компенсира чрез голямо възбуждане на водещия генератор. За изследване на влиянието на мощността на първия генератор и разстоянието между двата генератора е прието вторият генератор (ТВВ-200-2А) да се пусне от първия генератор с мощност 100 MW (ТВВ-100) от външна електроцентраля, отдалечена на разстояние 15,6 km. Резултатите са дадени в Таблица 2 при същите изходни данни на първия генератор. Разгледани са варианти при затворена и отворена верига на възбуждането на втория генератор при кратност на гасителното съпротивление $K_{гас} = 3$ и $K_{гас} = 10$.

Таблица 2

При отворена верига на възбуждането			При затворена верига на възбуждането $K_{гас} = 3$		При затворена верига на възбуждането $K_{гас} = 10$	
n_{01}	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$
о.е.	о.е.	s	о.е.	s	о.е.	s
0,1	1,1	98	1,1	42	1,1	50
0,2	1,2	165	1,2	100	1,2	108

0,3	1,3	198	1,3	168	1,3	170
0,4	1,4	255	1,4	220	1,4	226
0,5	1,5	300	1,5	270	1,5	278

Изменението на функциите $n_1 = f(t)$ и $n_2 = f(t)$ е изобразено на фиг. 2 при данни за първия генератор: задвижващ момент 10 %, роторен ток и начална честота на въртене, съгласно Таблица 2 и при затворена верига на възбуждането на втория генератор с кратност на допълнителното съпротивление $K_{гас} = 3$.

При съотношение на мощностите на двата генератора 2:1 (200:100) и отдалеченост помежду им 15,6 km се препоръчва да се избере за първия генератор: начална честота на въртене 0,1-0,2 о. е., роторен ток (1,1 -1,3) отнесен спрямо възбуждането на празен ход, задвижващ момент на турбината 10 % - 15 % и затворена верига на възбуждането на втория генератор при кратност на гасителното съпротивление $K_{гас} = 3$. Така избрани параметрите осигуряват успешно ЧАП.

На фиг. 3 е изобразен въртящият момент в зависимост от разликата между честотите на въртене на двата генератора, отнесена спрямо критичното плъзгане:

$$(3) M_m = \frac{H_2}{H_1 + H_2} (M_3 - M_{R1}) + \frac{H_1}{H_1 + H_2} M_{R2}$$

където H_1, H_2 са инерционните константи на двата генератора;

M_{R1}, M_{R2} – моментите на триене на двата генератора.

От задвижващия момент на турбината на първия генератор зависи процесът на ЧАП. Ако моментът на турбината M_3 е прекалено голям не се получава ЧАП, тъй като M_m от уравнение 3 не пресича кривата на електрическия въртящ момент M .

Извършени са вариантни изчисления по описания в [2] метод за определяне на продължителността на АР на втория генератор тип ТВВ-200-2А, развъртан от друг генератор тип ТВФ 60-2 в същата централа. Резултатите са дадени в таблица 3 при данни за първия генератор: начална честота на въртене $n_{01} = 0,1 \dots 0,3$ о.е., роторен ток $I_{p1} = (1,1-1,6)$ отнесен спрямо възбуждането на празен ход и задвижващ момент $M_3 = 10 \% \dots 50 \%$. Вариантите са разгледани при затворена верига на възбуждането на втория генератор при кратност на гасителното съпротивление $K_{гас} = 3$.

Таблица 3

Задвижващ момент M_3 на турбината на първия генератор										
10%			20%		30%		40%		50%	
n_{01}	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$	I_{p1}	$t_{ac.}$
о.е.	о.е.	s	о.е.	s	о.е.	s	о.е.	s	о.е.	s
0,1	1,1	45	1,1	47	1,1	49	1,3	50	1,4	52
0,2	1,2	50	1,2	55	1,2	58	1,4	61	1,5	64

0,3	1,3	60	1,3	67	1,3	70	1,5	72	1,5	75
-----	-----	----	-----	----	-----	----	-----	----	-----	----

По-голям задвижващ момент на турбината на първия генератор не може да се получи успешно ЧАП. Водещият генератор, задвижен от турбината, се върти по-бързо от водения генератор, така че разликата в честотите нараства. При по-голямо възбуждане се увеличава магнитната връзка между двете машини. Продължителността на АР на втория генератор нараства. Синхронизирането се получава при по-висока честота на въртене. Честотното асинхронно пускане е успешно. Задвижващият момент не се избира произволно, ако няма на разположение достатъчно възбуждане.

В подходящ момент се спира достъпът на пара към турбината за определено време. След синхронизирането потокът на пара към турбината се възстановява.

Едно успешно ЧАП зависи от състоянието на мощностите на двата генератора. С помощта на описания в [2] модел са направени изчисления за възможностите за ЧАП на различни типове ТГ в нашата ЕЕС, като резултатите са дадени в Таблица 4.

Таблица 4

№	Развъртан	Развъртащ	Условия, при които е възможно ЧАП
1.	ТГ тип ТВВ-200-2А	ТВВ 200-2	$n_{01} = 0,1-0,2$ о.е. $I_{p1} = (1,1-1,3) I_{p10}$ о.е. $M_3 = 10\%$ $t_{ac} = 25$ s
2.	ТВВ 200-2А	ТВВ 165-2	$n_{01} = 0,1-0,2$ о.е. $I_{p1} = (1,1-1,3) I_{p10}$ о.е. $M_3 = 10\%$ $t_{ac} = 30$ s
3.	ТВВ 200-2А	ТВС 100	$n_{01} = 0,1-0,2$ о.е. $I_{p1} = (1,1-1,3) I_{p10}$ о.е. $M_3 = 10\%$ $t_{ac} = 30$ s
4.	ТВВ 200-2А	ТВФ 60-2	$n_{01} = 0,1-0,2$ о.е. $I_{p1} = (1,1-1,3) I_{p10}$ о.е. $M_3 = 10\%$ $t_{ac} = 50$ s

3. Анализ на резултатите от изследването

От табл. 1 и фиг. 1 следва, че с голям статорен ток не винаги се получава кратко време за пускане.

При съотношение на мощностите на двата генератора 1:2 (табл. 2), 1:3 (табл. 3) инерционната константа T_1 е по-малка от T_2 , тогава пусковата енергия на генератора G_2 е още по-малка. Пускането при пропорционално на честотата на въртене възбуждане продължава по-дълго време, в сравнение константно възбуждане, въпреки че не се изменя значително пусковата енергия. Следователно продължителността на пускането не трябва да се разглежда като мярка за пусковата енергия.

За да се запази възможно най-малка продължителност на АР на генератор G_2 , подходящ задвижващ момент е 10% - 20 % (табл. 3).

При съотношение на мощностите на двата генератора 1:3 (табл. 3), 1:2 (табл. 2) се препоръчва да се избере на генератор G_1 : начална честота на въртене $0,1 \div 0,2$ о.е., роторен ток (1,1-1,2) отнесен спрямо възбуждането на празен ход, задвижващ момент на турбината 10%.

Едно успешно ЧАП зависи от съотношението на мощностите на двата генератора.

С нарастване на общия реактанс на проводниците трансформаторите и генератора, пускане може да се затрудни и дори да стане невъзможно.

4. Заключение

1. Въз основа на практически ориентиран математически апарат ЧАП може да се моделира, като се вземе под внимание: началната честота на въртене, възбуждането, задвижващият момент на турбината и противодействащият въртящ момент.

2. Резултатите позволяват да се предвидят границите и условията за успешно ЧАП, когато е необходимо генераторите да бъдат пуснати и да работят в компенсаторен режим.

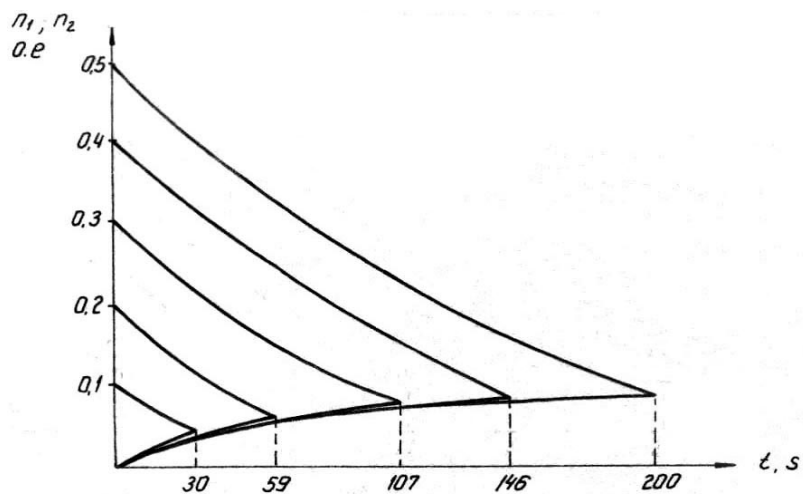
3. С помощта на моделирането може да се извършват модерни изследвания за възможностите на ЧАП на различни типове ТГ в нашата ЕЕС.

ЛИТЕРАТУРА

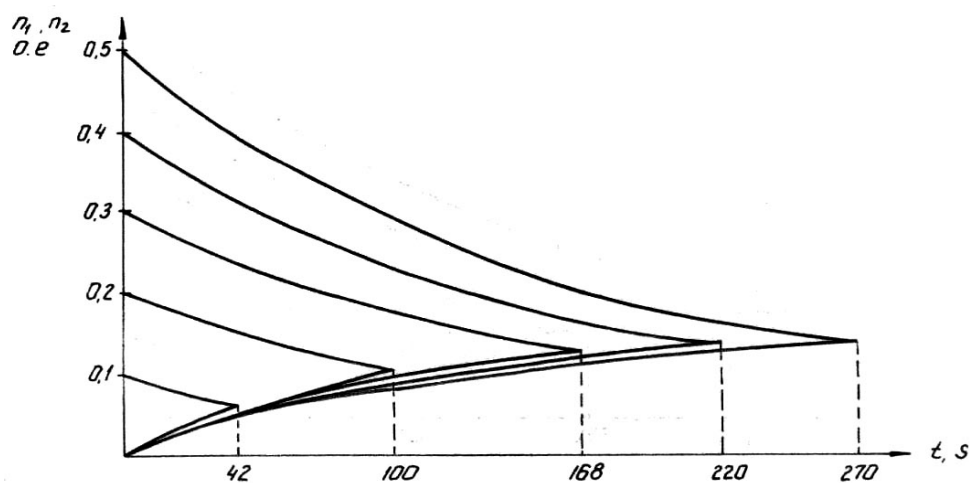
- [1] Canay, M. Teilfrequenzanlauf in Pumpspeicherwerken, Brawn Boveri Mitteilungen 7, 1974.
- [2] Димитрова, Е. С., И. В. Врангов. Изследване на асинхронния режим при честотно асинхронно пускане на синхронен генератор, Известия на ВМЕИ „В. И. Ленин”, т. 42, кн. 5, 1987 г.

Автор:

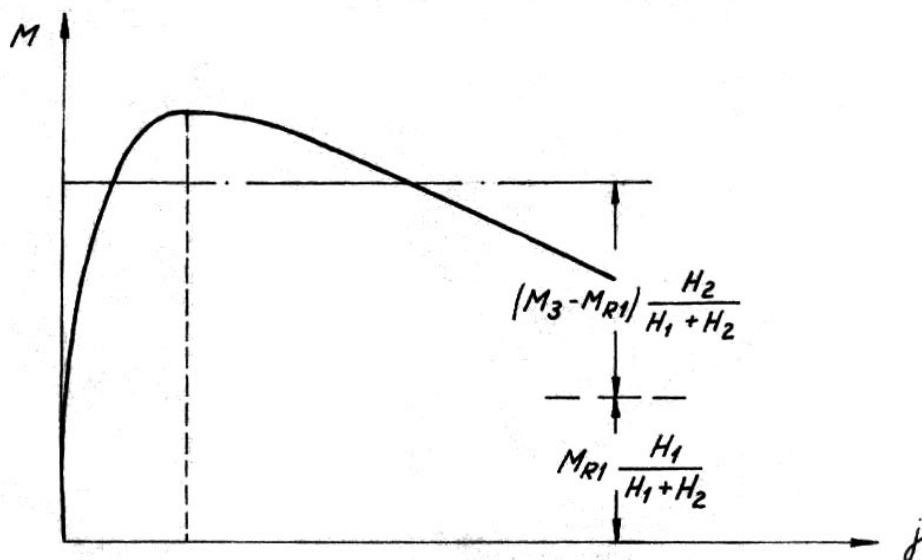
Евдокия Стоянова Димитрова, доц., д-р, кат. „Електроенергетика и автоматика”, КЕЕ към ТУ – София.



Фигура 1.



Фигура 2.



Фигура 3.

ОПТИМИЗАЦИЯ НА ЧЕСТОТНОТО АСИНХРОННО ПУСКАНЕ

Евдокия Димитрова

Резюме: В доклада е направен анализ на метода на честотното асинхронно пускане (ЧАП) на базата на традиционните числени методи.

При решаване на оптимизационни задачи за процеси в динамично състояние, при които математическото описание е зададено със системи диференциални уравнения, а управляващите параметри се изменят дискретно и непрекъснато, се прилага принципът на максимума. С помощта на него е съставен алгоритъм и по него е направена програма за ЕИМ. По тази програма са получени оптималните стойности за времето на успешно ЧАП на различни типове турбогенератори (ТГ) в нашата ЕЕС, когато е необходимо генераторите да бъдат пуснати и да работят в компенсаторен режим.

OPTIMIZATION OF FREQUENCY ASYNCHRONOUS STARTING

Evdokiya Dimitrova

Abstract: This paper gives analysis of the method of the frequency asynchronous starting (FAS) based on the traditional numerical methods.

While solving optimization problems for processes in dynamic condition, when mathematical description is provided with differential equations, and managing parameters modulate discreetly and continuously, the principle of maximum is applied. With the help of this principle is constructed and algorithm and on its basis is developed a program for ECM (Electronic Calculation Machine). With this program are calculated the Optimum results for the time of successful FAS of different types of turbo generators (TG) at our electro-energetic system, when it is necessary to start the generators and to work in compensational mode.

1. Въведение

Термичните централи в нашата електроенергийна система (ЕЕС) изискват значителна реконструкция и модернизация. В тези случаи могат да се използват генераторите в ТЕЦ, чиято топлотехническа част е в ремонт или реконструкция. Синхронните генератори (СГ) могат при необходимост да бъдат развъртени и включени в паралел за работа като синхронни компенсатори (СК) за производство на реактивна мощност (РМ) и за регулиране на напрежението.

Всичко това определя необходимостта от търсене на подходящи режими на пускане на синхронните турбогенератори (ТГ) по технико-икономически съображения и с оглед на съвременното развитие на техниката.

Честотното асинхронно пускане (ЧАП) е видоизменена форма на известното отдавна и с широко приложение честотно синхронно пускане (ЧСП). И при

двата метода пусканата машина се привежда в движение от друг генератор, който се задвижва от собствена турбина [1].

При решаване на оптимизационни задачи за процеси в динамично състояние, при които математическото описание е зададено със система диференциални уравнения [2], а управляващите параметри могат да се изменят дискретно и непрекъснато, се прилага формулираният от Л. Понтрягин принцип на максимума [3].

2. Оптимизация на ЧАП на синхронните ТГ

Въз основа на диференциалните уравнения за движението на двете машини, описващи процеса на ЧАП, се получава израза [2]:

$$(1) \frac{dy_i}{dt} = j_i(y, u),$$

където: $i = 1, 2, \dots, n$;

y – векторът на състоянието на процеса, разглеждан като функция на времето;

u – векторът на управляващите параметри.

Управляващите параметри са функция на времето $u(t)$ и са ограничени в допустимата област $u \in U$, при изменението им могат да се изменят параметрите на състоянието на ЧАП.

Критерият за оптималност за определен период от време се определя от подинтегралната функция, която характеризира процеса за периода $t_{(0)} \div t_{(k)}$ [3]:

$$(2) I = \int_{t_{(0)}}^{t_{(k)}} j_0(y, u) dt$$

При оптимално динамично управление най-често срещаната задача е за бързодействие. При нея критерият (2) приема вида:

$$(3) I = \int_{t_{(0)}}^{t_{(k)}} dt = t_{(k)} - t_{(0)} \rightarrow \min$$

Необходимо е така да се изберат управляващите параметри $U_{\text{опт}(t)}$, че процесът да се приведе от зададено начално състояние в момент $t_{(0)}$, до зададено крайно състояние в момент $t_{(k)}$ за минимално време.

Определянето на $U_{\text{опт}(t)}$ в задачата за бързодействие се решава с помощта на принципа на максимума, който може да се формулира по следния начин:

Въвежда се векторът $\lambda_{(t)}$, който е ориентиран по направление на движението. Това е векторът, по направлението на който функционалът (2) ще има най-бързо изменение.

За уравненията на движението на двете машини, описани със система диференциални уравнения съществува оптимално управление $U_{\text{опт}(t)}$. Състоянието на системата се привежда от него от начално до зададено крайно положение за минимално време и функцията има вида:

$$(4) H[I(t), y(t), u(t)] = \sum_{i=1}^n j_i [y(t)u(t)] I_i,$$

където: λ_i са функциите на времето, които удовлетворяват системата диференциални уравнения:

$$(5) \frac{dI_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial y_i} = -\sum_{j=1}^n \frac{\partial j_j(y, u)}{\partial y_i} I_j,$$

където: $i = 1, 2, \dots, n$.

Максимумът на $H(\lambda, y, u)$ се търси за всички управляващи параметри в допустимата област U . Функцията H има максимална стойност за уравнението:

$$(6) H[I(t), y(t), U_{\text{опт}}(t)] = \max_{u \in U} H[I(t), y(t), U(t)]$$

За решаването на задачата за бързодействие по принципа на максимума се прилага следният алгоритъм:

Дадена е системата диференциални уравнения (1) и граничните условия:

$$y_0 < y_{\text{max}}; 0 \leq y \leq y_0; y_{\text{min}} S_{\text{кр}} < \Delta n,$$

където: Δn е най-голямата допустима разлика в честотите на въртене при синхронизирането;

$S_{\text{кр}}$ – критичното хлъзгане.

Необходимо е да се намери оптималното управление на процеса на пускане $U_{\text{опт}(t)}$, което да осигури минимално време t_{min} за ЧАП.

Свободно избиращи се параметри са: началната честота на въртене на първия генератор n_{01} ; възбуждането му I_{B1} ; задвижващият момент на водещия генератор Γ_1, M_3 .

Параметри като: инерционните константи T_1, T_2 , свързващият импеданс z ; моментът на освобождаване на втория генератор Γ_2 ; противодействащият въртящ момент на Γ_1 и др. силно влияят на процеса на пускането, но те принадлежат към даденостите на съоръженията и не могат да бъдат променени.

1. Съставя се функцията (4) за:

$$H(I, y, u) = \sum_{i=1}^n j_i(y, u) I_i$$

2. Съставя се системата диференциални уравнения:

$$\frac{dI_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial y_i}$$

3. Решава се системата за

$$I_i(t), \text{ където } I_i(t) = C_1 = \text{const}$$

4. Замества се $\lambda_i(t)$ в израза за $H = C_1 U$

5. Намира се $H_{\max} = \max H$

Оптималното управление $U_{\text{опт}}$ в случая не зависи от времето t . Функцията H ще има максимум при максималната възможна стойност на U , т. е. $\pm U_0$ в зависимост от знака на интеграционната константа C_1 . Ако $C_1 > 0$ оптималното управление $U_{\text{опт}} = \pm U_0$; ако $C_1 < 0$, то $U_{\text{опт}} = -U_0$, т. е.

$$(7) U_{\text{опт}} = U_0 \text{sign} C_1,$$

където:

$$(8) \text{sign} C_1 = \begin{cases} +1 & \text{при } C_1 > 0 \\ -1 & \text{при } C_1 < 0 \end{cases}$$

Замествайки (7) и (8), се получава:

$$(9) \frac{dy}{dt} = U_0 \text{sign} C_1$$

След интегриране на (9) се получава израза:

$$(10) y_0 = (U_0 \text{sign} C_1)t + C_2$$

Интеграционните константи C_1 и C_2 се определят от началните и крайни условия. При $y(0) = y(t_0)$ и $t(0) = t = 0$ се получава:

$$(11) C_2 = y_{(0)}, \text{ при } t = t_k \text{ и } y(t_{(k)}) = y_{(k)},$$

където:

$$(12) y_{(k)} = (U_0 \text{sign} C_1)t_{(k)} + y_{(0)},$$

следователно:

$$(13) t_{(k)} = \frac{y_{(k)} - y_{(0)}}{U_0 \text{sign} C_1}$$

Необходимо условие в (13) е $t_k > 0$, откъдето:

$$(14) \quad C_1 = \text{sign}(y_{(k)} - y_{(0)})$$

Минималното време за прехода е:

$$(15) \quad t_{(k)} = \frac{|y_{(k)} - y_{(0)}|}{U_o}$$

Като се вземе под внимание (7) и (14), изразът за оптималното управление приема вида:

$$(16) \quad U_{ont} = U_o \text{sign}(y_{(k)} - y_{(0)})$$

Оптималната траектория се получава като заместим интеграционните константи C_1 и C_2 от (11) и (14) в (10):

$$(17) \quad y = [U_o \text{sign}(y_{(k)} - y_{(0)})]t + y_{(0)}$$

Поставената оптимизационна задача е решена, като е намерено минималното време (15) за преход по оптималната траектория (17).

По описания алгоритъм е направена програма за ЕИМ IBM 43-41. По тази програма са получени оптималните стойности за времето на успешно ЧАП на различни типове ТГ в нашата ЕЕС, като резултатите са дадени в таблица 1.

Таблица 1

№	Развъртан СГ-2	Развъртащ СГ-1	Минимално време за ЧАП	
1	ТГ тип	ТВВ-200-2	ТВВ-200-2А	12
2		ТВВ-200-2А	ТВС-100	18
3		ТВВ-220-2А	ТВВ-220-2А	10
4		ТВВ-165-2	ТВВ-165-2	10
5		ТВВ-200-2А	ТВВ-165-2	16
6		ТВВ-165-2	ТВФ-60-2	20

3. Анализ на резултатите от изследването

От таблица 1 следва, че минималното време за успешно ЧАП на най-често срещаните ТГ в нашата ЕЕС, когато е необходимо да бъдат пуснати и да работят в режим на СК може предварително да бъдат определени.

Успешното ЧАП се характеризира освен с минималното време за пускане и с незначителна топлинна енергия в ротора, плавно синхронизиране, ниско възбуждане.

С нарастването на общия реактанс на проводниците, трансформаторите и генератора, пускането може да се затрудни и дори да стане невъзможно.

ЧСП с развъртане от собствени агрегати може да се осъществи във всички ТЕЦ в ЕЕС, които разполагат с две резервни възбудителки. При една резервна възбудителка е целесъобразно пускането да се извърши по метода на ЧАП. В противен случай трябва да се търси развъртащ агрегат в съседните водни или термични електроцентрали, като се съобразява времето на развъртане, съотношението на мощностите и големината на възбудителните токове.

4. Заключение

1. При решаване на оптимизационни задачи за процеси в динамично състояние, при които математическото описание е зададено със системи диференциални уравнения, а управляващите параметри се изменят дискретно и непрекъснато, се прилага принципът на максимума. С помощта на него може да се моделира ЧАП, при критерий за оптималност минимално време за пускане.

2. Синхронните генератори могат при необходимост да бъдат развъртани и включени в паралел за работа като СК за производство на реактивна мощност и за регулиране на напрежението. Подходящ начин за пускане в този случай е ЧАП. Процесът може да се осъществи при минимално време с помощта на принципа на максимума.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Canay, M., Teilfrequenzanlauf im Pumpspeicherwerken, Brawn Boveri, Mitteilungen 7, 1974.
- [2] Димитрова, Е. С., Й. В. Врангов, Изследване на асинхронния режим при честотно асинхронно пускане на синхронен генератор, Известия на ВМЕИ „В. И. Ленин”, т. 42, кн. 5, 1987 г.
- [3] Понтрягин, Л. С., В. Г. Болтянский, Р. В. Гамкрелидзе, Е. Ф. Мищенко, Математическая теория оптимальных процессов. М., Физматиз, 1971.

Автор:

Евдокия Стоянова Димитрова, доц., д-р, кат. „Електроенергетика и автоматика”, КЕЕ към ТУ – София.

АНАЛИЗ НА УДАРНИЯ НАМАГНИТВАЩ ТОК НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР ПРИ РАЗЛИЧНИ СХЕМИ НА СВЪРЗВАНЕ

Ганчо Божилов, Георги Тодоров

Резюме: *Анализирани са ударните стойности на намагнитващия ток и развитието на преходния процес на включване на трифазен трансформатор при различни схеми на свързване. Изследвано е влиянието на началната фаза на захранващото напрежение за определяне на подходящ момент за включване. Установено е, че заради наличието на хармониците кратни на три, при еднакво номинално фазово напрежение ударната стойност на намагнитващия ток е по-голяма при свързване на намотката в „триъгълник“.*

ANALYSIS OF THE INRUSH MAGNETIZING CURRENT OF THREE-PHASE TRANSFORMER AT DIFFERENT PRIMARY WINDING'S CONNECTION

Gantcho Bojilov, George Todorov

Abstract: *The values of inrush magnetizing current and the course of the magnetizing transient process of a three-phase transformer with Y and Δ connection of the primary winding are analyzed. The influence of the phase angle shift of the supply voltage on the inrush current has been studied. It was shown that, due to the third-order harmonics, the value of the inrush magnetizing current is bigger for the Δ connected winding.*

1. Въведение

Ударният ток при включване на ненатоварен трансформатор към захранващо напрежение наподобява вътрешнонавивково късо съединение. Една от функциите, залагана в алгоритмите на диференциалните защиты е да разграничават ударния намагнитващ ток от тока на късо съединение и да предотвратяват некоректно им задействане и изключването на трансформатора. Най-използваните алгоритми се базират на анализ на хармоничния състав на тока и идентифицирането на втория хармоник, който присъства в ударния намагнитващ ток [8,9]. Хармоничният състав и амплитудите му са различни при различни схеми на свързване на първичната намотка. В настоящата работа е представено аналитично изследване на изменението на намагнитващия ток във фазите на трифазни трансформатори при схеми на свързване в „звезда“ и в „триъгълник“ за различни моменти на включване. Целта е да се анализират и сравнят ударните стойности на фазните и линейните токове и определянето на най-благоприятния момент на включване.

Силовите трансформатори работят с наситена магнитна система, зависимостта между пълния поток и тока ($\Psi = L \cdot i$) е нелинейна и системата

диференциални уравнения, описващи процеса е нелинейна [1,2,3,4,6,7]. Като се има предвид, че активното съпротивление на мощните силови трансформатори е с много малка стойност, за изследване на преходния процес на включване на ненатоварен трансформатор може да се приложи подхода на условна линеаризация [4,6]. За целта токът се изразява чрез пълния поток и уравненията се записват във вида

$$(1) \quad \begin{aligned} U_{1m} \sin(\omega t + \psi_A) &= \frac{R_1}{L_A} \cdot \Psi_A + \frac{d\Psi_A}{dt}; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_B) &= \frac{R_1}{L_B} \cdot \Psi_B + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_C) &= \frac{R_1}{L_C} \cdot \Psi_C + \frac{d\Psi_C}{dt}. \end{aligned}$$

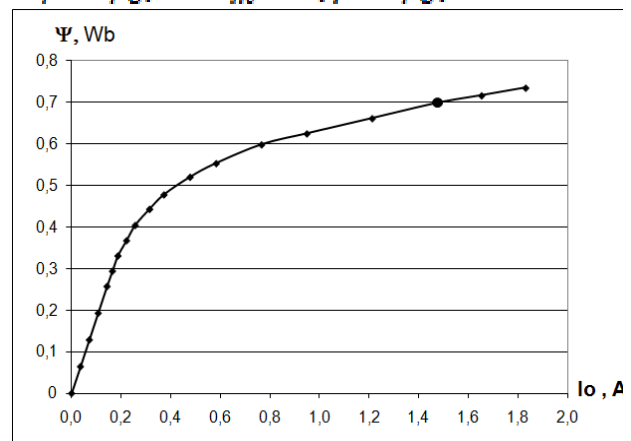
Малката стойност на R_1 позволява да се приеме, че членът $\frac{R_1}{L} \cdot \Psi$ е второстепенен и да се положи $\frac{R_1}{L} \approx const$. Системата (1) става линейна с неизвестни пълните потоци на трите фази. Решението за тях е от вида

$$(2) \quad \Psi(t) = \Psi_m \sin(\omega t + \psi - \varphi_0) - \Psi_m \sin(\psi - \varphi_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_0}}.$$

За получаване на стойностите на тока $i(t)$ на съответната фаза, съответстващи на тази зависимост на пълния поток, се използва нелинейната магнитна характеристика на трансформатора.

Аналитичните изследвания са проведени с трифазен трансформатор с мощност 10 kVA и първична намотка за фазно напрежение 220 V. По измерените данни, получени от опитите на празен ход и късо съединение, са определени параметрите и магнитната му характеристика. Измерените величини при опита на празен ход са показани в Табл. 1, а параметрите при номинално напрежение са обобщени в Табл. 2. Всички величини са представени с еквивалантните си ефективни стойности. При анализите са отчетени различните стойности на токовете в трите фази, дължащи се на магнитната несиметрия на конструкцията на трансформатора. Магнитната характеристика е показана на Фиг. 1. Удобно е за изследване на характера на изменение на токовете на трите фази по време на преходния процес нелинейната магнитна характеристика на трансформатора да се представи с аналитичен израз. Подходяща апроксимация на характеристиката се получава във вида

$$(3) \quad i(t) = 0,4405 \cdot \Psi(t) + 7,0724 \cdot \Psi(t)^5.$$



Фиг.1. Магнитна характеристика на изследвания трансформатор

Измерените величини при опита на празен ход са показани в Табл. 1, а параметрите при номинално напрежение са обобщени в Табл. 2. Всички величини са представени с еквивалантните си ефективни стойности. При анализите са отчетени различните стойности на токовете в трите фази, дължащи се на магнитната несиметрия на конструкцията на трансформатора. Магнитната характеристика е показана на Фиг. 1. Удобно е за изследване на характера на изменение на токовете на трите фази по време на преходния процес нелинейната магнитна характеристика на трансформатора да се представи с аналитичен израз. Подходяща апроксимация на характеристиката се получава във вида

$$(3) \quad i(t) = 0,4405 \cdot \Psi(t) + 7,0724 \cdot \Psi(t)^5.$$

Таблица 1

$U_{0\phi}, V$	I_{0A}, A	I_{0B}, A	I_{0C}, A	I_{0cp}, A	P_{Fe}, W	$\cos \varphi$
0	0	0	0	0	0	-
40,4	0,08	0,055	0,008	0,0715	4,37	0,505
80,8	0,16	0,11	0,16	0,143	17,5	0,505
103,9	0,21	0,14	0,21	0,187	29	0,497
127,0	0,285	0,185	0,3	0,257	42	0,429
150,1	0,425	0,275	0,418	0,373	56,2	0,335
173,2	0,656	0,421	0,676	0,584	76,4	0,252
196,3	1,1	0,7	1,05	0,95	98,6	0,177
219,4	1,68	1,1	1,65	1,477	129,6	0,134
231	2,05	1,38	2,07	1,833	156,1	0,124

Таблица 2

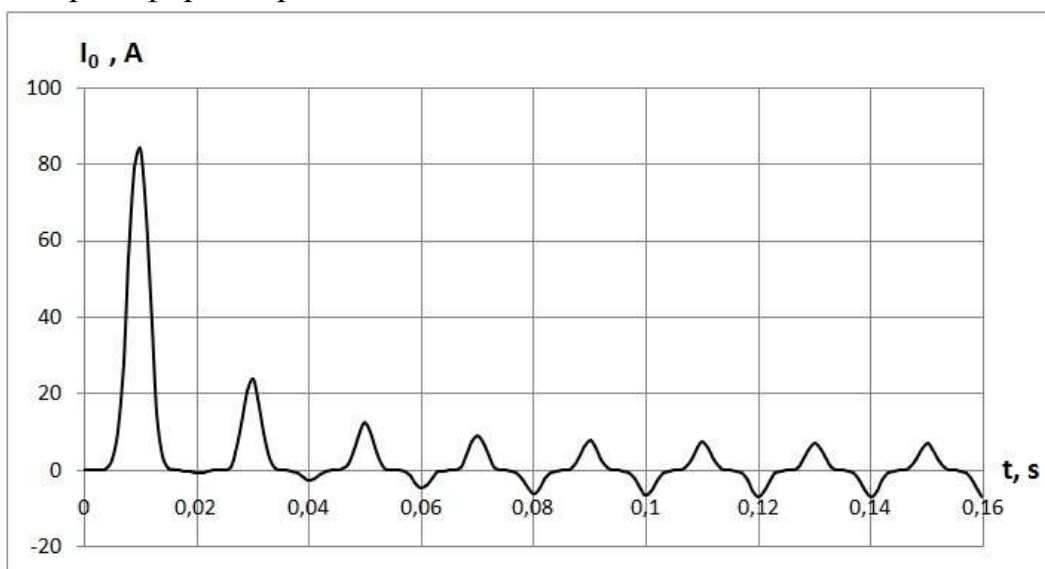
R_1, Ω	R_2, Ω	R_2', Ω	$L_{\sigma 1}, mH$	$L_{\sigma 2}, mH$	R_{1m}, Ω	L_{1m}, mH
0,14	0,0845	0,247	0,3224	0,5688	19,94	0,469

$R_{1m} = R_1 + R_m$ е пълното съпротивление на празен ход на една фаза, като R_m отчита магнитните загуби (загубите в стоманата), а $L_{1m} = L_{\sigma 1} + L_m$ е пълната индуктивност на първичната намотка.

2. Ток в еднофазен трансформатор

Намагнитващият ток на еднофазния трансформатор съдържа пълния спектър хармонични съставки. Известно е [1,2,3,4], че ударната му стойност се получава в първия полупериод след включването, като най-голяма е тя при момент на включване, когато $(\psi - \varphi_0) = \pm \frac{\pi}{2}$. Тази стойност може многократно да надвишава номиналния ток и е толкова по-голяма, колкото по-наситена е магнитната система на трансформатора.

Кривата на развитието на процеса при горния момент на включване на еднофазен трансформатор е показана на Фиг. 2.



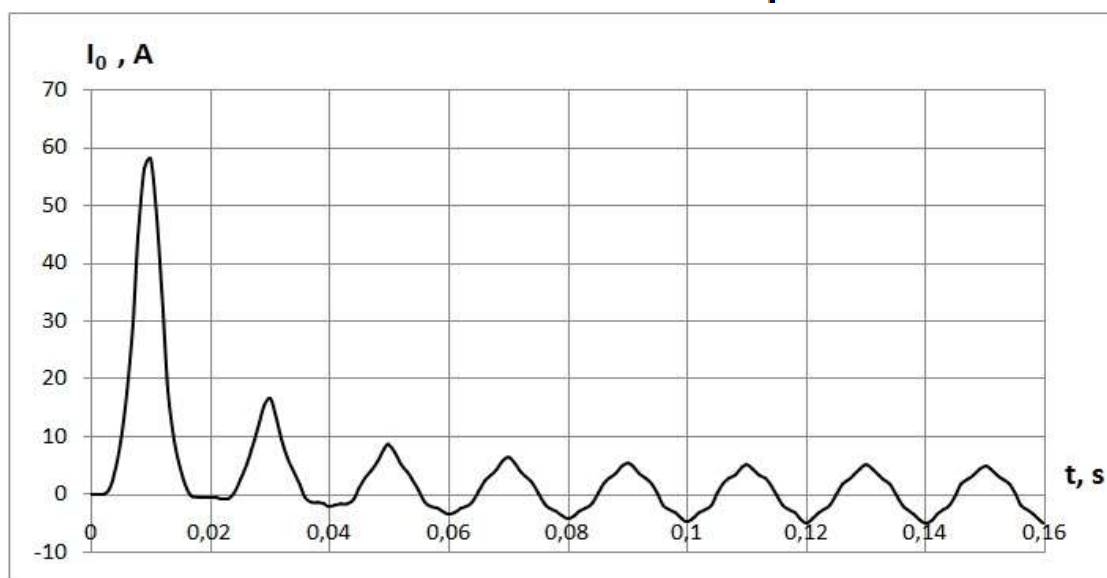
Фиг.2 Ток при включване на еднофазен трансформатор на празен ход

3. Трифазен трансформатор с първична намотка в схема „звезда”

При тази схема на свързване на първичната намотка в тока \square отсъстват третия и кратните му хармоници. Това не може да бъде отчетено при аналитичното решаване на системата диференциални уравнения, описващи преходния процес, затова влиянието на схемата на свързване върху хармоничния състав на ударния намагнитващ ток се отчита при следващата обработка на резултатите. Като се има предвид, че третите и кратните им хармоници в трифазната система са винаги във фаза, ясно е че само за тях векторната сума е различна от нула и е равна на три пъти стойностите за една фаза. Кривата, показваща развитието на преходния процес във всяка от фазите на трифазна намотка свързана в „звезда”, ще се получи като от резултатите от решаването на системата диференциални уравнения (1) и апроксимацията на магнитната характеристика (3) се извадят стойностите на кратните на три хармоници

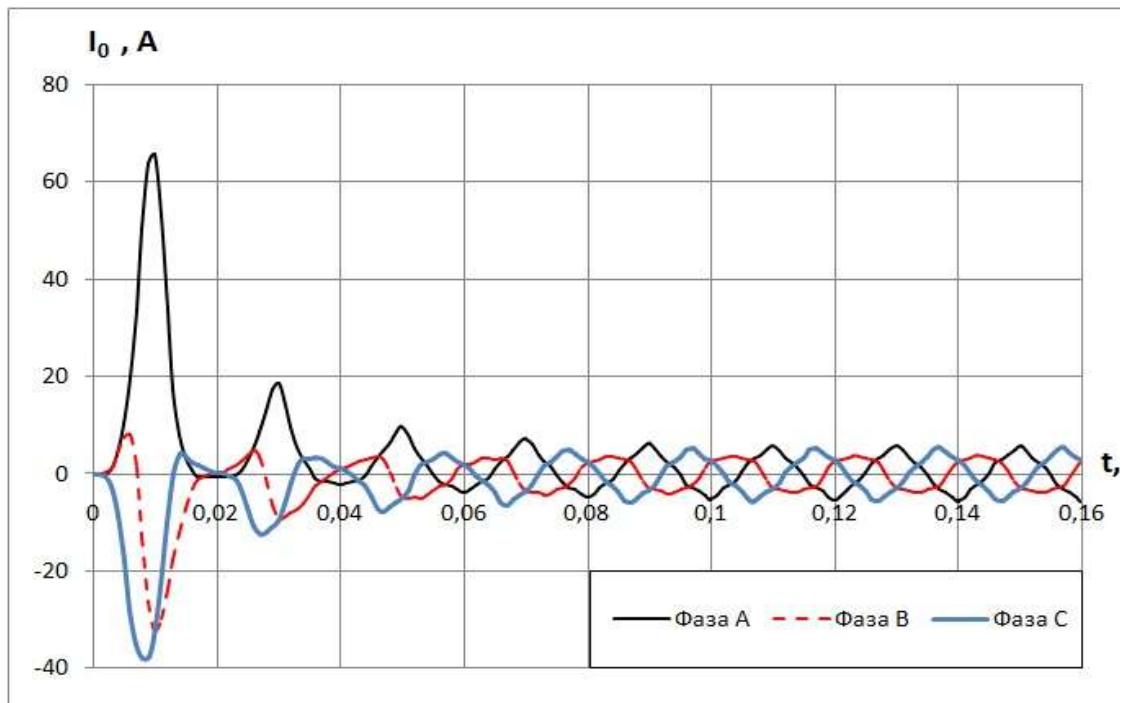
$$(4) \quad i_{(3)}(t) = \frac{1}{3} \cdot (i_A(t) + i_B(t) + i_C(t)) .$$

Кривата на тока за една фаза от намотката, при включване с начален ъгъл $\psi = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$, е показана на Фиг. 3. Изчисленията са направени като за установена стойност на тока на празен ход е приета $I_{0\text{ср}}$ от Табл.1.



Фиг.3 Ток в една фаза на трифазен трансформатор с намотка в „звезда” при включване на празен ход

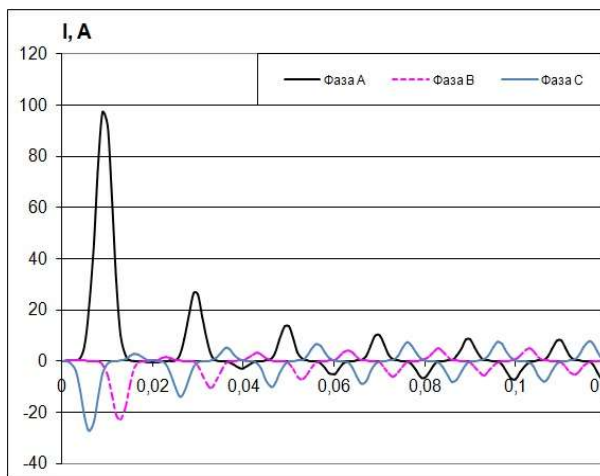
На Фиг. 4 са показани кривите на токовете в трите фази на изследвания трифазен трансформатор с данните от Табл. 1 и 2. Изчислението е направено за момент на включване с начален ъгъл $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$. Вижда се, че поради магнитната несиметрия амплитудните стойности за трите фази се различават, а също и ударният ток на фаза А е по-голям от изчисления с $I_{0\text{ср}}$.



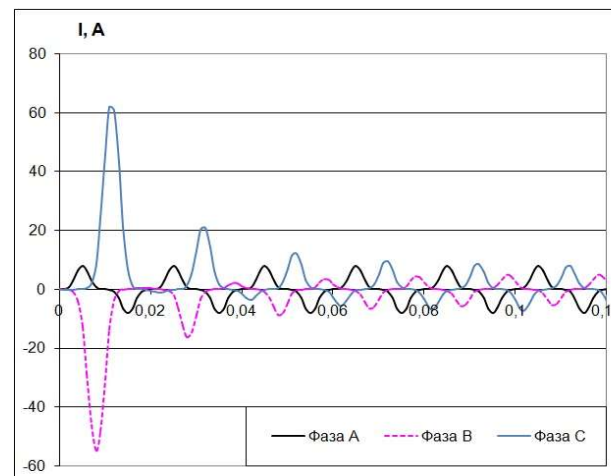
Фиг.4 Токове при включване на празен ход на трифазен трансформатор с намотка в „звезда” при $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$

4. Трифазен трансформатор с първична намотка в схема „триъгълник”

При трифазните трансформатори с първична намотка в „триъгълник” фазният (намагнитващият) и линейният ток се различават не само по големина, а и в хармоничния си състав. Фазните токове съдържат всички хармоници, докато в линейните отсъстват кратните на три. Аналитичното изследване на трансформатора при тази схема на свързване е направено за същото номинално фазно напрежение, както за свързването в „звезда”, за да се запази магнитното натоварване. Фазните токове за два различни момента на включване - най-благоприятния ($\psi_A \approx 0$) и най-неблагоприятния ($\psi_A = \varphi_0$) по отношение на фаза А са показани на Фиг. 5 и 6.

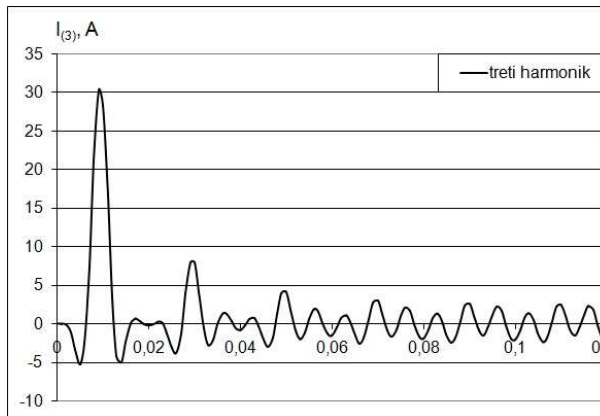


Фиг.5. Фазен ток при $\psi_A \approx 0$, схема „триъгълник”

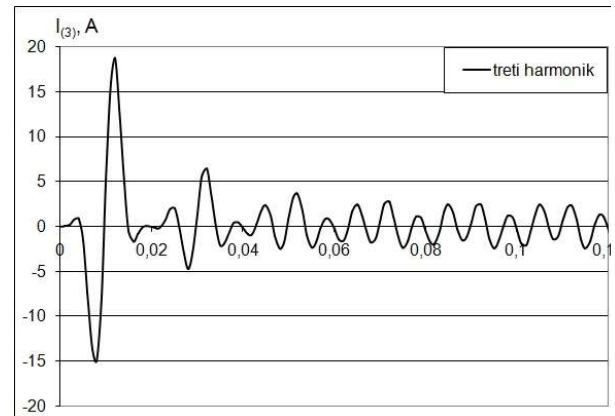


Фиг.6. Фазен ток при $\psi_A = \varphi_0$, схема „триъгълник”

Наличието в тях на хармониците кратни на три е причина ударната стойност, както и амплитудите във всеки от периодите, да са по-големи от тези при свързване на първичната намотка в „звезда”. Третите и кратните им хармоници в тези фазни токове може да се видят на Фиг. 7 и 8.

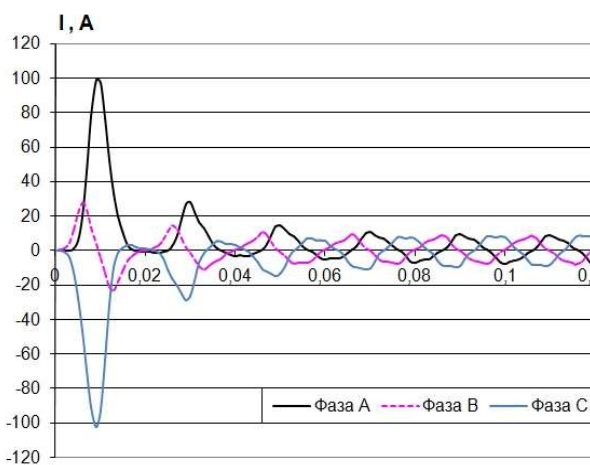


Фиг.7. Трети хармоник във фазния ток при $\psi_A \approx 0$, схема „триъгълник”

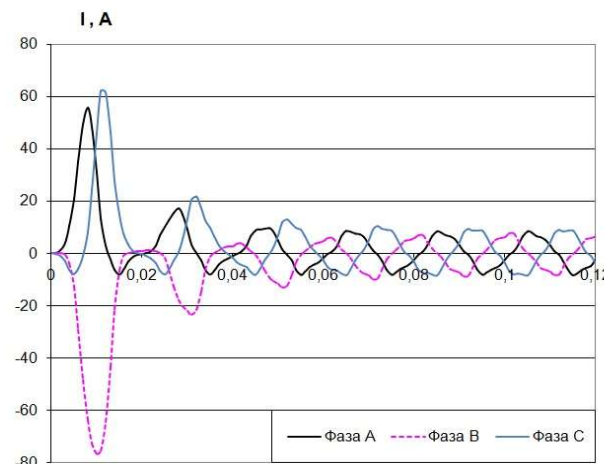


Фиг.8. Трети хармоник във фазния ток при $\psi_A = \varphi_0$, схема „триъгълник”

Кривите на развитието на преходния процес за линейните токове, в които тези хармоници отсъстват, са представени на Фиг. 9 и 10 за същите моменти на включване. Те, освен че показват значително по-голямата стойност на ударния ток по отношение външната верига, дават основание да се потърси момент на включване, който да се определи като най-подходящ.



Фиг.9. Линеен ток при $\psi_A \approx 0$, схема „триъгълник”

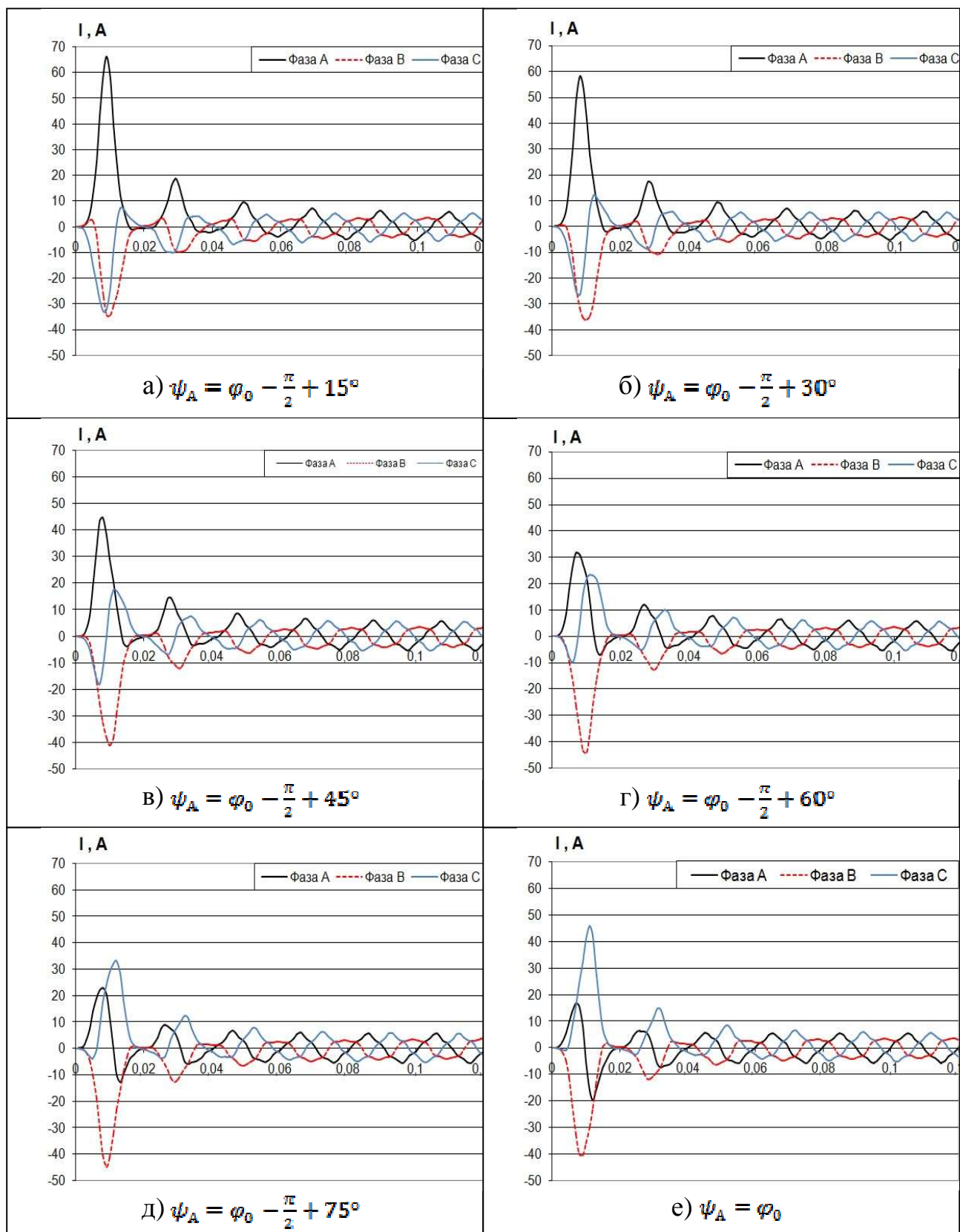


Фиг.10. Линеен ток при $\psi_A = \varphi_0$, схема „триъгълник”

5. Начален ъгъл на включване

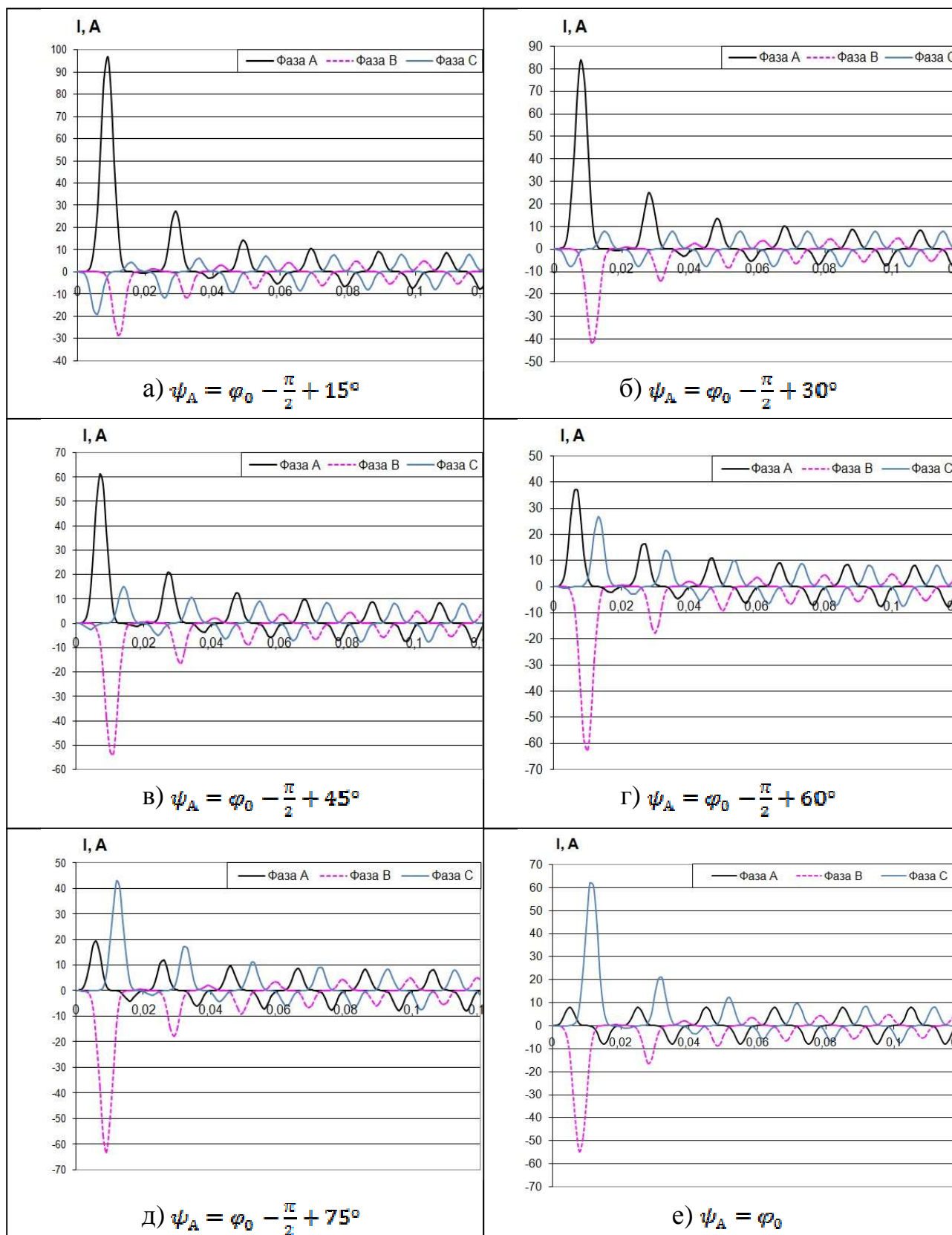
За еднофазен трансформатор еднозначно са дефинирани най-благоприятният и най-неблагоприятният начални фазови ъгли за момента на включване. При трифазните трансформатори началните фази на напреженията се различават с $\frac{2\pi}{3} \text{ rad}$ и най-благоприятният момент по отношение на една от фазите не е такъв за останалите две. Освен това при свързване на първичната намотка в „триъгълник” фазният и линейният токове се различават по амплитуда и

съдържание на хармоници и затова се налага допълнителен анализ за развитието на преходния процес и стойностите на ударния ток при включване с различен начален ъгъл. Кривите за свързване на намотката в „звезда” са показани на Фиг. 11(а-е).



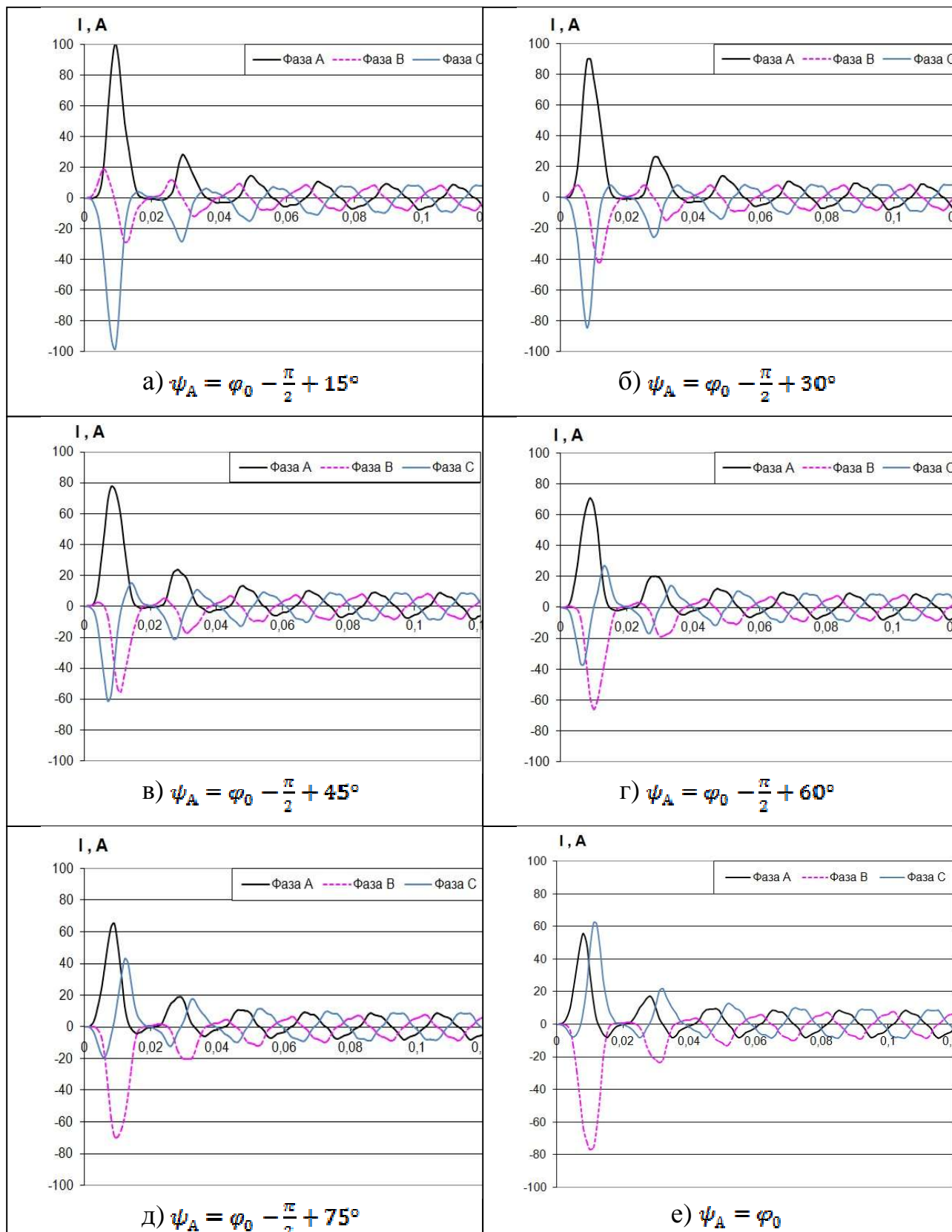
Фиг. 11. Преходен процес на включване на трансформатор с намотка в „звезда” при различна начална фаза

Изследването за схема на свързване на първичната намотка в „триъгълник” е направено при същата стойност на фазното напрежение както за схема „звезда”. Развитието на преходния процес за фазните (намагнитващите) токове, които съдържат хармоници, кратни на три, е илюстрирано на Фиг. 12(a-e).



Фиг. 12. Преходен процес за фазните токове при включване на трансформатор с намотка в „триъгълник” (при различна начална фаза)

Линейните токове не съдържат кратни на три хармоници. Картините на развитието на процеса за тях са показани на Фиг. 13(а-е) за същите начални фазови ъгли.



Фиг. 13. Преходен процес за линейните токове при включване на трансформатор с намотка в „триъгълник” (при различна начална фаза)

6. Заключение

Аналитично е изследван преходния процес на включване на трифазен трансформатор с различни схеми на свързване на първичната намотка, за да се анализира ударния намагнитващ ток и токът във външната верига при различни начални фази на захранващото напрежение. Получените резултати позволяват да се формулират следните изводи:

- Не може да се дефинира момент от време, при който включването към захранващото напрежение протича без преходен процес за намагнитващия ток. При включване, когато напрежението на дадена фаза преминава през максимума, преходен процес за тази фаза няма или е с много малка ударна стойност, но независимо от схемата на свързване, за останалите две фази ударният ток е голям.

- Най-неблагоприятният момент за включване е този, при който началната фаза на напрежението е приблизително $\psi = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$ (т.е. приблизително нула) за фазата, разположена върху крайно ядро на трансформатора. Когато началната фаза е такава за фазата, разположена на средното ядро, ударният ток е значително по-малък. Причината е магнитната несиметрия на трансформатора с ядрена конструкция и по-малката установена стойност на тока в тази фаза. Този извод е валиден за намагнитващия ток и при двете схеми на свързване на първичната намотка, а също и по отношение на линейния ток при свързване в „триъгълник“.

- Най-благоприятно по отношение на ударните стойности на намагнитващия ток е включването, когато захранващото напрежение на фазата, разположена на средното ядро, преминава през нулата.

- При еднакво номинално фазово напрежение ударната стойност на намагнитващия ток е по-голяма при свързване на намотката в „триъгълник“, заради наличието на хармониците кратни на три при тази схема на свързване.

- При свързване в „триъгълник“ най-голямата стойност на ударния ток при начална фаза за крайно ядро на трансформатора $\psi = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$ е почти еднаква за фазния и линейния ток, независимо от това, че по отношение на установената стойност линейният е $\sqrt{3}$ пъти по-голям. Причината и тук е наличието на кратните на три хармоници във фазния ток.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Ангелов, А.М., Д.А.Димитров, Електрически машини, част 1, София, Техника, 1976.
- [2] Божилов, Г.Й., Преходни процеси и обобщена теория на електрическите машини. София, Издателство на ТУ-София, 2007.
- [3] Гольдберг, О., Переходные процессы в электромашини и аппаратах, Москва, Высшая школа, 2001.

- [4] Нейман, Л.Р., К.С.Демирчян, Теоретические основы электротехники, част 3: Теория нелинейных электрических и магнитных цепей. Л., Энергоиздат, 1981.
- [5] Спасов, Р. Моделиране на лабораторни изследвания на трансформатори с използване на MATLAB/Simulink, Годишник на ТУ – София, Том 59, книга 2, 2009 г.
- [6] Тодоров Г., Г.Божилков, К.Благоев. Подходи при изследване на преходния процес на включване на трифазен трансформатор на празен ход. Дни на науката на ТУ-София, III Научна конференция ЕФ2011, 30 септ.-3 окт.2011, Созопол.
- [7] Berdy J., W. Kaufman, K. Winick, A dissertation on power transformer excitation and inrush characteristics, Symposium on Transformer Excitation and Inrush Characteristics and Their relationship to Transformer Protective Relaying, Houston, TX, Aug. 5, 1976.
- [8] Blagoev K., G. Todorov. Algorithm for identification the transformer working condition. Proceedings of the XLIV International Scientific Conference ICEST'2009, 25-27 June, 2009, Veliko Tarnovo, Bulgaria, Vol. 2, 319 – 322.
- [9] Hunt R. , J. Schaefer, B. Bentert. Practical Experience in Setting Transformer Differential Inrush Restraint; www.ieee.org.

Автори:

д-р инж. Ганчо Божилов – професор в катедра “Електрически машини, email: gjboj@tu-sofia.bg.

д-р инж. Георги Тодоров - доцент в катедра “Електрически машини, email: gtto@tu-sofia.bg.

ПОДХОДИ ПРИ ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИЯ ПРОЦЕС НА ВКЛЮЧВАНЕ НА ТРИФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР НА ПРАЗЕН ХОД

Георги Тодоров, Ганчо Божилов, Калин Благоев

Резюме: Разглежда се развитието на преходния процес на включване на ненатоварен трифазен трансформатор при ненаситена и при наситена магнитна система. Показани са аналитичните подходи за анализа му. При изследванията са използвани реални параметри и магнитна характеристика на трифазен трансформатор. Представени са резултати от аналитични изследвания и от експериментално измерения преходен процес.

DIFFERENT APPROACHES TO ANALYSE THE TRANSIENT PROCESS OF ENERGIZING A THREE-PHASE TRANSFORMER

George Todorov, Gantcho Bojilov, Kalin Blagoev

Abstract: Transient process of three-phase transformer's energization at no-load has been discussed in the paper. The approaches for analyzing the transformer with non-saturated and with saturated magnetic circuit are given. Analyses are made using measured parameters and magnetic characteristic of a small power three-phase transformer. The results of analytical simulations and oscillograms of experiments have been presented.

1. Въведение

При включване на ненатоварен трансформатор към захранващо напрежение възниква преходен процес, съпроводен с рязко нарастване на намагнитващия ток. Ударната му стойност, получавана в първия период на напрежението, може да надвиши многократно номиналния ток, а след преминаването на преходния процес се той намалява до установената си стойност - няколко процента от номиналния ток. Изследването на този процес се свежда до анализ на електромагнитния процес на включване на бобина с феромагнитна сърцевина към променливо напрежение. Традиционно разглеждането се прави за еднофазен трансформатор, като се дефинира при каква начална фаза на напрежението се получават най-благоприятните и най-неблагоприятните условия за включване на трансформатора [1,2,3,4].

В настоящата работа се разглеждат подходите за анализ на включването на трифазен трансформатор. Представени са аналитичните резултати, получени при различните подходи, а също и експериментално снети зависимости.

Уравненията за равновесие на напреженията на симетричния трифазен трансформатор при включване на празен ход към симетрична система

захранващо напрежение, като пренебрегнем остатъчния магнетизъм на магнитопровода, са:

$$(1) \quad \begin{aligned} U_{1m} \sin(\omega t + \psi_A) &= R_1 \cdot i_{A0} + \frac{d\Psi_A}{dt}; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_B) &= R_1 \cdot i_{B0} + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_C) &= R_1 \cdot i_{C0} + \frac{d\Psi_C}{dt}, \end{aligned}$$

където $\psi_B = \psi_A + \frac{2\pi}{3}$, $\psi_C = \psi_A + \frac{4\pi}{3}$.

Пълният поток на всяка от фазите Y е:

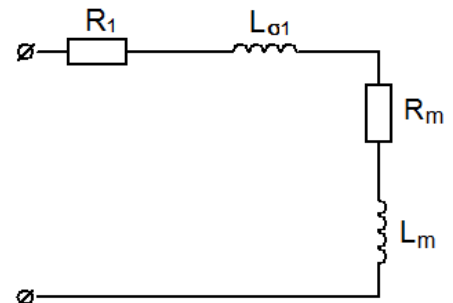
$$(2) \quad \Psi = w \cdot \Phi = L_{1m} \cdot i = (L_{\sigma 1} + L_m) \cdot i,$$

където L_{1m} е пълната индуктивност на първичната намотка на съответната фаза, $L_{\sigma 1}$ - индуктивността на разсейване, а L_m - главната индуктивност. Трансформаторите с феромагнитен магнитопровод имат нелинейна магнитна характеристика и (1) е нелинейна системата от диференциални уравнения.

Анализират се следните три характерни случаи - трансформатор с ненаситена магнитна система; трансформатор с наситена магнитна система, при включването на който за времето на преходния процес последователно на първичната намотка се включва активно съпротивление за ограничаване на ударния ток; трансформатор с наситена магнитна система и голяма мощност, на който активното съпротивление на първичната намотка е много малко.

При анализите за всички случаи загубите в стоманата се отчитат чрез съпротивлението R_m в заместващата схема на празен ход - фиг.1.

Приема се, че в момента на включване остатъчният магнетизъм е пренебрежимо малък.



Фиг.1 Заместваща схема на празен ход

2. Трансформатор с ненаситена магнитна система

При ненаситена магнитна система зависимостта между магнитния поток и намагнитващия ток е линейна, индуктивностите са константни и системата (1) е система линейни диференциални уравнения, която може да се преобразува в

$$(3) \quad \begin{aligned} U_{1m} \sin(\omega t + \psi_A) &= R_1 \cdot i_{A0} + L_A \frac{di_{A0}}{dt}; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_B) &= R_1 \cdot i_{B0} + L_B \frac{di_{B0}}{dt}; \end{aligned}$$

$$U_{1m} \sin(\omega t + \psi_c) = R_1 \cdot i_{c0} + L_c \frac{di_{c0}}{dt}.$$

Решението за токовете на всяка фаза е от вида

$$(4) \quad i_0 = i'_0 + i''_0 = I_{0m} \sin(\omega t + \psi - \varphi_0) - I_{0m} \sin(\psi - \varphi_0) \cdot e^{-t/T_0}.$$

Първата съставка е установеният след преминаване на преходния процес периодичен ток на празен ход с амплитуда и фаза съответно

$$(5) \quad I_{0m} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_{1m}^2 + (\omega L_{1m})^2}}, \quad \varphi_0 = \arctg \frac{\omega L_{1m}}{R_{1m}} = \arctg(\omega T_0).$$

Преходната съставка затихва експоненциално с времеконстантата на затихване:

$$(6) \quad T_0 = \frac{L_{1m}}{R_{1m}},$$

тук $R_{1m} = R_1 + R_m$.

Известно е [1,2,4], че за еднофазен трансформатор или за всяка фаза от трифазния, най-неблагоприятен момент за включване е когато $(\psi - \varphi_0) = \pm \frac{\pi}{2}$ защото след един полупериод се получава ударен ток на празен ход с амплитуда

$$(7) \quad i_{0уд} = I_{0m} \left(1 + e^{-\frac{t}{T_0}} \right) \approx 2 \cdot I_{0m}.$$

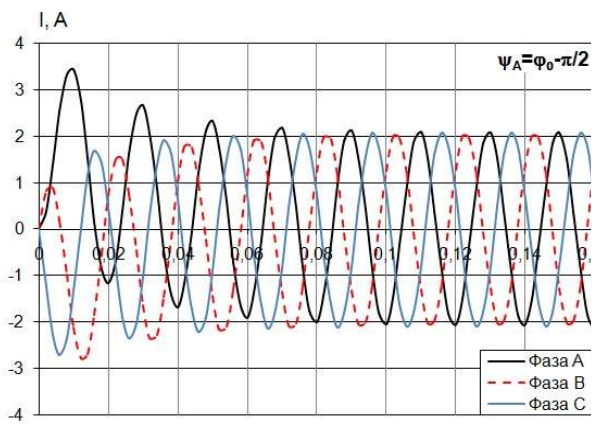
Тъй като ъгълът на дефазирание между захранващото напрежение и тока на празен ход $\varphi_0 \approx \frac{\pi}{2}$, това е моментът когато напрежението преминава през нулата.

Най-благоприятният момент на включване е когато $(\psi - \varphi_0) = 0$ т.е. когато напрежението преминава през максимума си, тогава преходната съставка се нулира и токът на празен ход достига установената си стойност без преходен процес.

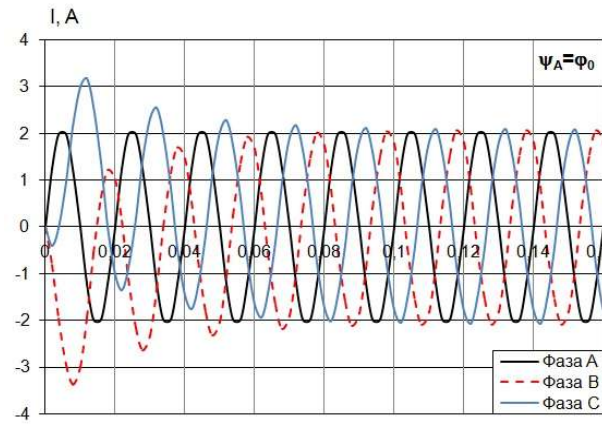
При трифазните трансформатори началните фази на напреженията се различават с $\frac{2\pi}{3} \text{ rad}$ и най-благоприятният момент по отношение на една от фазите не е такъв за останалите две. Може да се каже, че няма такъв благоприятен момент, тъй като винаги една или две от фазите имат значителна стойност на преходната съставка на тока. За илюстрация на фиг.2 са показани графиките на развитието на преходния процес при включване на трифазен трансформатор с ненаситена магнитна система в моментите когато началният ъгъл по отношение на фаза А е най-неблагоприятен - $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$ (фиг.2а) и когато е най-благоприятен - $\psi_A = \varphi_0$ (фиг.2б).

Поради линейната зависимост между магнитния поток и намагнитващия ток, по същия начин ще изглежда и изменението на пълните потоци на трите фази.

За всички аналитични и експериментални изследвания е използван реален трансформатор с мощност 10 kVA, с първична намотка за линейно напрежение 380 V и схема на свързване „звезда“. Параметрите му са определени опитно,



а)



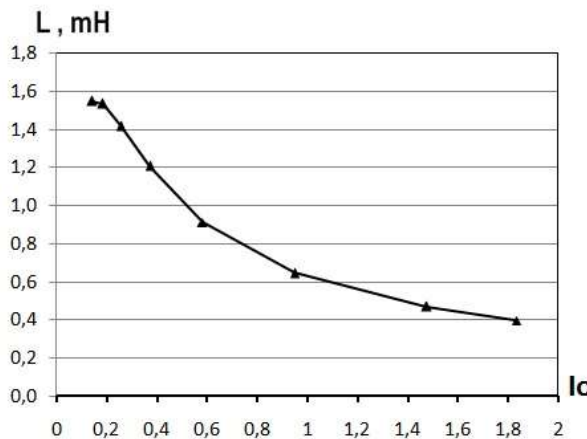
б)

като времекопстантата на затихване на преходния процес е определена за точката на номиналното напрежение.

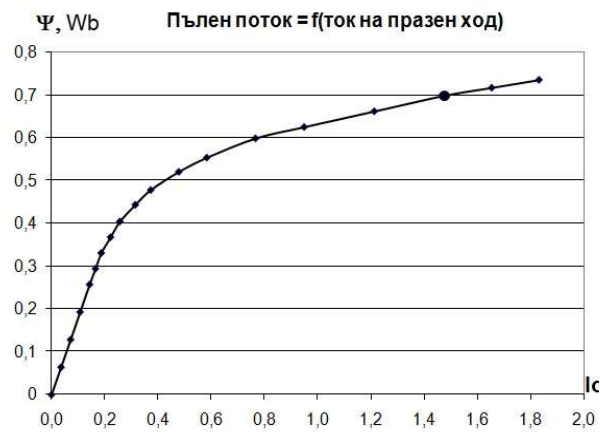
Фиг.2. Ток при включване на трифазен трансформатор с ненаситена магнитна система при различен начален ъгъл: а) $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$; б) $\psi_A = \varphi_0$

3. Трансформатор с наситена магнитна система и голяма стойност на R/L

При наситена магнитна система зависимостта (2) е нелинейна и пълната индуктивност на намотката се променя - фиг.3, което прави системата диференциални уравнения нелинейна. Ако при включване на трансформатора към захранващото напрежение последователно на намотките на трите фази се



Фиг.3. Пълната индуктивност при наситена магнитна система



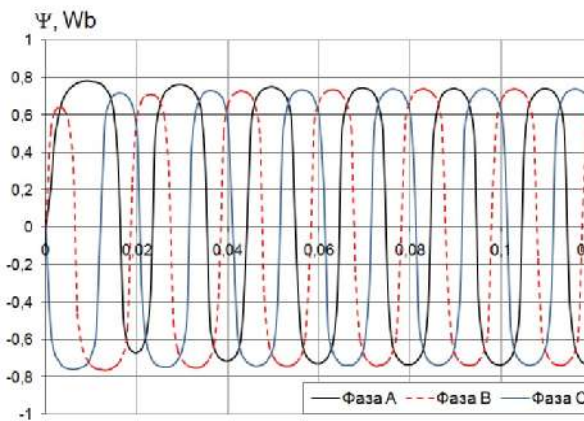
Фиг.4. Магнитна характеристика на изследвания трансформатор

свържат активни съпротивления с голяма стойност, най-силно влияние в уравненията ще има членът $R_1 \cdot i_0$, а това на $\frac{d\Psi}{dt} = L \cdot \frac{di}{dt}$ ще бъде второстепенно.

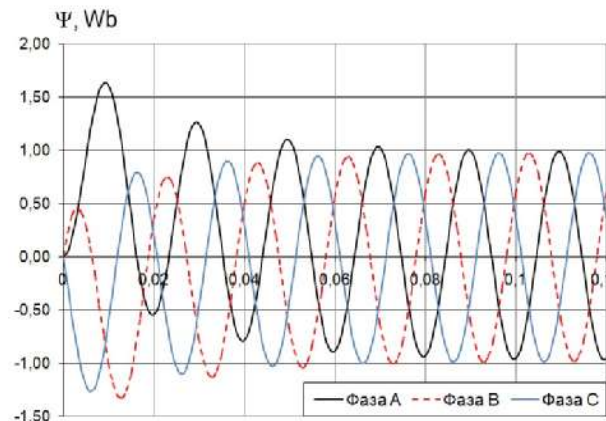
В този случай може да се положи приблизително $L_l = const$ и изменението на тока по време на преходния процес да се определи чрез решаване на линейната система диференциални уравнения (3), така както се прави при ненаситена магнитна система. Това означава, че и в този случай ударният ток няма да надвишава два пъти установения ток на празен ход на трансформатора. За да се получи изменението на пълните потоци на трите фази се използва магнитната

характеристика $\Psi = f(i)$. Заради насищането на магнитопровода полуълните на потока не са синусоидални, а са „сплескани”, като степента на тази деформация зависи от положението на работната точка в магнитната характеристика.

На фиг. 4 е показана магнитна характеристика с означена на нея работна точка. Тя е използвана за да се илюстрира сплескването на кривите на магнитния поток, когато при включване на трансформатора за времето на пусковия процес са свързани последователно активни съпротивления с цел ограничаване на ударния ток. Фиг.5 показва кривите $\Psi = f(t)$ за разглеждания случай, при който работната точка е след коляното на магнитната



Фиг.5. Пълнен поток със „сплескване” при наситена магнитна система характеристика в зоната на голямо насищане. За сравнение на фиг.6 са дадени същите криви при ненаситена магнитна система.



Фиг.6. Пълнен поток при ненаситена магнитна система

4. Трансформатор с наситена магнитна система

Включването на силов трансформатор с голяма мощност не може да се причисли към нито един от разглежданите два случая. Неговата магнитна система е наситена, зависимостта $\Psi = L \cdot i$ е нелинейна (фиг.3) и затова системата диференциални уравнения (1) е нелинейна. Като се изрази тока чрез пълния поток, тя може да се преработи в

$$(8) \quad \begin{aligned} U_{1m} \sin(\omega t + \psi_A) &= \frac{R_1}{L_A} \cdot \Psi_A + \frac{d\Psi_A}{dt} ; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_B) &= \frac{R_1}{L_B} \cdot \Psi_B + \frac{d\Psi_B}{dt} ; \\ U_{1m} \sin(\omega t + \psi_C) &= \frac{R_1}{L_C} \cdot \Psi_C + \frac{d\Psi_C}{dt} . \end{aligned}$$

В този случай активното съпротивление R_1 е много малко и максималната стойност на члена $R_1 \cdot i_0 = \frac{R_1}{L} \cdot \Psi$ в системата е значително по-малка от тази на $\frac{d\Psi}{dt}$, дори и при големи стойности на тока по време на преходния процес. Това

прави този нелинеен член в уравнения второстепенен и позволява да се прибегне до условна линеаризация [4], като се положи $\frac{R_1}{L} \approx \text{const}$. Системата (8) става линейна с неизвестни пълните потоци на трите фази. Решението за тях е от вида

$$(9) \quad \Psi(t) = \Psi_m \sin(\omega t + \psi - \varphi_0) - \Psi_m \sin(\psi - \varphi_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_0}}.$$

При голяма времеконстанта пълният поток може да достигне през първия полупериод максимална стойност приблизително $2\Psi_m$. В установен режим на празен ход амплитудата на намагнитващия ток, съответстващ на поток Ψ_m има незначителна стойност, но поради нелинейния характер на магнитната характеристика при увеличаването му до $\approx 2\Psi_m$ той нараства значително. За получаване на стойностите, съответстващи на тази зависимост на пълния поток се използва магнитната характеристика на трансформатора (фиг.4). Удобно е за изследване на характера на изменение на токовете на трите фази по време на преходния процес нелинейната магнитна характеристика на трансформатора да се представи с аналитичен израз. За целта подходяща апроксимация на характеристиката се получава във вида

$$(10) \quad i(t) = A \cdot \Psi(t) + B \cdot \Psi(t)^5.$$

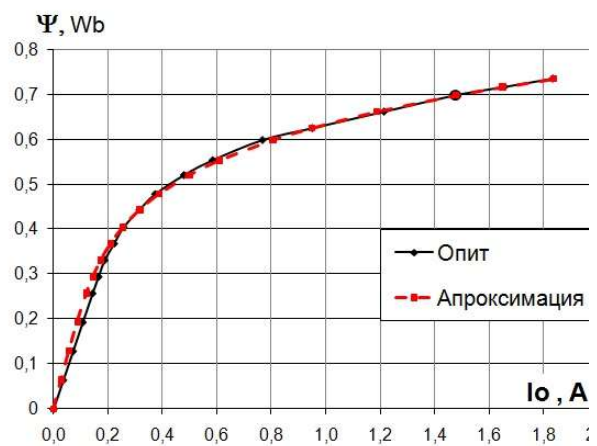
За използвания пример коефициентите в това апроксимационно уравнение имат следните стойности: $A=0,4405$; $B=7,0724$.

На фиг.7 са показани опитно получената характеристика и тази от апроксимацията.

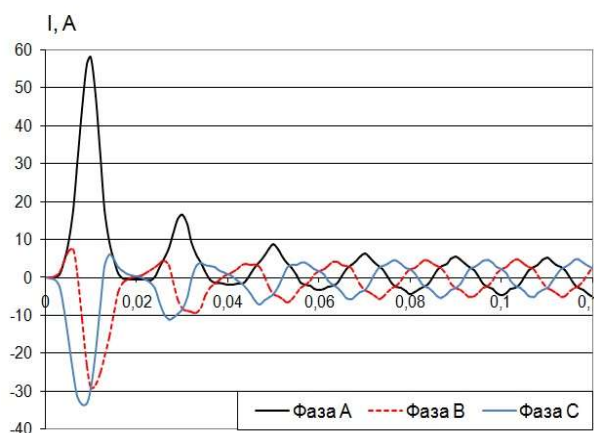
С апроксимацията на магнитната характеристика са направени изчисления и са получени аналитични резултати за изменението на токовете на фазите за два случая. В първия е направено допускането, че установените стойности на тока на празен ход са еднакви за трите фази на трансформатора, а във втория са използвани реалните стойности, измерени при опита на установен празен ход.

На фиг.8 и 9 са показани

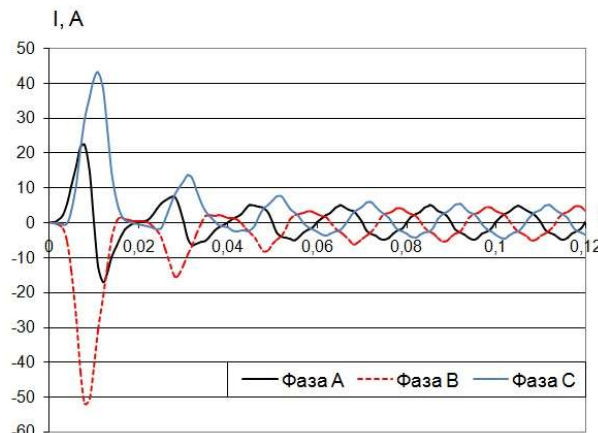
зависимостите в първия случай, съответно при $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$ (най-неблагоприятния момент на включване по отношения на фаза А) и при $\psi_A = \varphi_0$. Вижда се, че благоприятният за фаза А момент при $\psi_A = \varphi_0$ не е такъв за останалите две фази, за които ударният ток има значителна стойност. Същите зависимости за втория случай са представени на фиг.10 и 11.



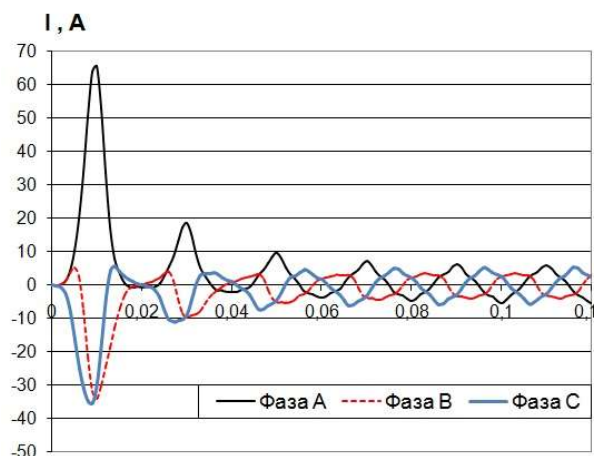
Фиг.7. Опитно снета и апроксимирана магнитна характеристика



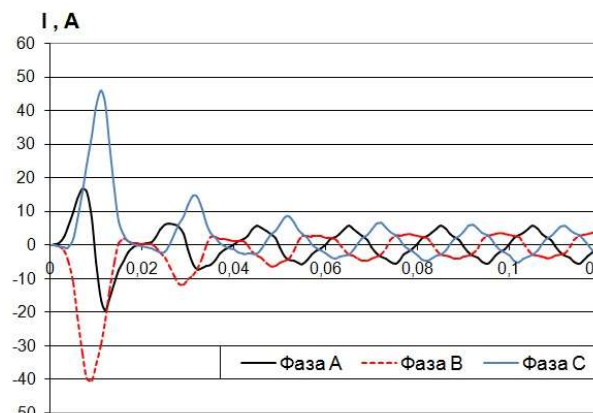
Фиг.8. Преходен процес при еднакви токове на фазите и $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$



Фиг.9. Преходен процес при еднакви токове на фазите и $\psi_A = \varphi_0$



Фиг.10. Преходен процес при реално съотношение на фазните токове и $\psi_A = \varphi_0 - \frac{\pi}{2}$

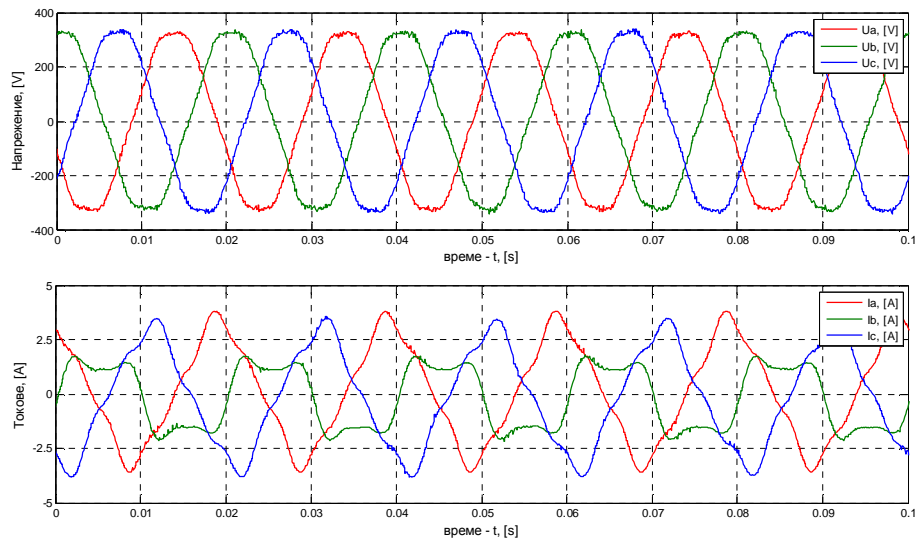


Фиг.11. Преходен процес при реално съотношение на фазните токове и $\psi_A = \varphi_0$

Експериментално изследване на включване на трансформатор с наситена магнитна система

Експерименталните резултати за изследвания трансформатор се регистрират от измервателна система с аналого-цифрови преобразуватели, от които се записват сигналите за напреженията и токовете на трите фази. Осцилограмите им при установен режим на празен ход са представени на фиг.12. Очертана е разликата в кривите и стойностите на фазните токове, дължаща се на магнитната несиметрия на трансформатора.

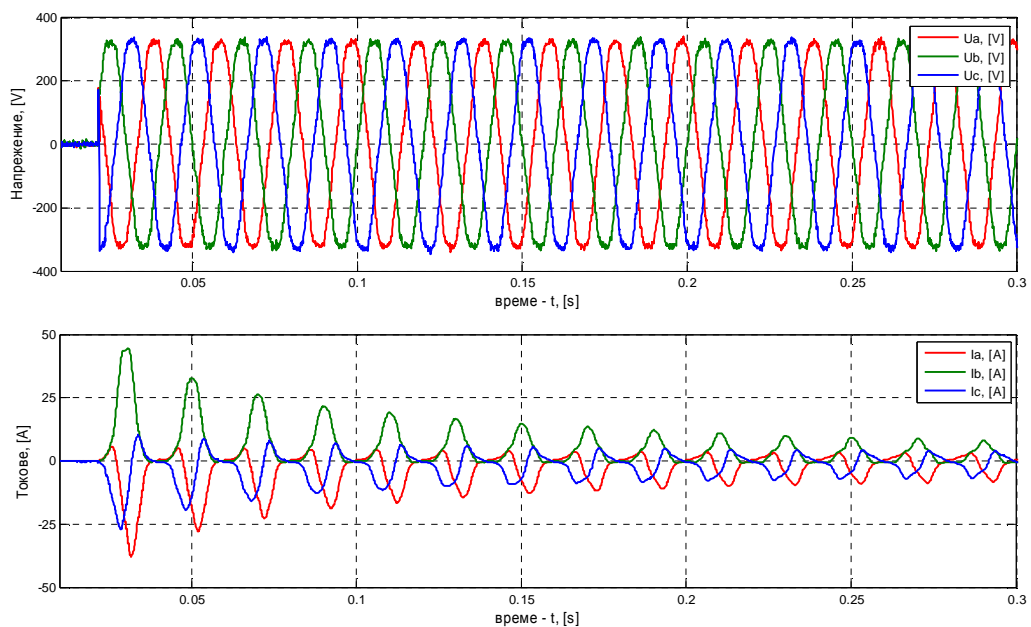
Преходният процес при включване на трансформатора към симетрично трифазно захранване е записан, като чрез контактор напрежението се подава в определен момент. Трансформаторът не е бил под напрежение продължително време и при това включване няма остатъчен магнетизъм в магнитната му система.



Фиг.12. Напрежение и ток при установен празен ход

На фиг.13 са показани кривите на измерените токове по време на преходния процес, като моментът на включване на контактора е приблизително $\psi_B = \varphi_0 - \frac{\pi}{2} + 15^\circ$, т.е. близо до най-неблагоприятния по отношение на фаза В.

Характерът на развитието на процеса потвърждава аналитично получения, но се вижда, че продължителността му е по-голяма от тази при аналитичната симулация. При изчисленията се използва времеконстантата T_0 , определена за номиналната точка, а при нелинейната система тя не се запазва постоянна по време на пусковия процес.



Фиг.13. Осцилограма на опитно отчетения преходен процес

5. Заключение

Разгледани са три подхода за анализ на преходния процес при включване на ненатоварен трифазен трансформатор. При трансформатори с ненаситена

магнитна система и в случаите, когато за времето на преходния процес последователно на фазните намотки се включват съпротивления с голяма стойност, пусковият процес протича без токов удар, независимо от момента в който се захранва трансформатора. Максималната стойност на тока (ударният ток) при включване на ненатоварен наситен трансформатор може многократно да превиши амплитудата на установения ток на празен ход I_{0m} , което се потвърждава от аналитичните и експериментални изследвания.

Затихването на преходния процес зависи от скоростта на разсейване на енергията на магнитното поле в активните съпротивления на намотките и в стоманата на магнитопровода. В аналитичното изследване на процеса тази скорост се определя от времеконстантата T_0 . Тя е определена за точката, отговаряща на номиналното напрежение. В действителност по време на преходния процес индуктивността L_{1m} и загубите в стоманата се променят, поради което T_0 не е с постоянна стойност и не е еднозначно ясно каква стойност да се използва в експоненциалната компонента $\Psi_m \sin(\psi - \varphi_0) \cdot e^{-\frac{t}{T_0}}$. По тази причина скоростта на затихване при аналитичното изследване се различава от тази, получена при експеримента.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Ангелов, А.М., Д.А.Димитров, Електрически машини, част 1, София, Техника, 1976.
- [2] Божилов, Г.Й., Преходни процеси и обобщена теория на електрическите машини. София, Издателство на ТУ-София, 2007.
- [3] Гольдберг, О., Переходные процессы в электромашинах и аппаратах, Москва, Высшая школа, 2001.
- [4] Нейман, Л.Р., К.С.Демирчян, Теоретические основы электротехники, част 3: Теория нелинейных электрических и магнитных цепей. Л., Энергоиздат, 1981.
- [5] Berdy J., W. Kaufman, K. Winick, A dissertation on power transformer excitation and inrush characteristics, Symposium on Transformer Excitation and Inrush Characteristics and Their relationship to Transformer Protective Relaying, Houston, TX, Aug. 5, 1976.

Автори:

д-р инж. Георги Тодоров - доцент в катедра "Електрически машини, email: gtto@tu-sofia.bg.

д-р инж. Ганчо Божилов – професор в катедра "Електрически машини, email: gjboj@tu-sofia.bg.

маг.инж. Калин Благоев - потенциален докторант към договор № МУ-ФС-16/2007,

email: kalin.blagoev@gmail.com.

ОСОБЕНОСТИ ПРИ ЕДНОФАЗНИ РЕАКТОРИ С МАЛКА МОЩНОСТ ИЗПЪЛНЕНИ НА СТАНДАРТНИ ЛАМЕЛИ

Захаринка Гергова

Резюме: В работата е направено изследване на параметрите на еднофазен реактор с малка мощност, с EI конфигурация, изработен от стандартни ламели. Получени са резултати относно влиянието на големината на въздушната междина върху разпределението на магнитното поле, големините на магнитните потоци и пълната индуктивност на намотката. За изчисление на магнитното поле е приложен методът с крайни елементи.

Ключови думи: реактор, индуктивност, метод с крайни елементи

SPECIAL FEATURES CONCERNING SINGLE PHASE LOW POWER REACTORS MADE WITH STANDART CORES

Zaharinka Gergova

Abstract: The subject of the present project is a research of the parameters of a single phase low power reactor with standard EI laminations. The acquired results concern the influence of the air gap size on the distribution of the magnetic field, the magnitude of the magnetic flux and the coil inductance. The Finite Element Method is used to calculate the the magnetic field.

Keywords: reactor, inductance, Finite Element Method.

1. Въведение

При изработване на еднофазни, или постояннотокови реактори с малка мощност до 2-3 kVAr широко се ползват стандартни трансформаторни ламели поради голямата технологичност и ниска себестойност [1]. При ползване на стандартни EI ламели /по-рано известни като III-ламели/ въздушната междина се разполага асиметрично от едната страна на магнитопровода, като се образува чрез дистанциране на затварящата права ламела от E-лазелата. Формираната въздушна междина оказва съществено влияние върху разпределението на магнитните потоци и големината на индуктивността на системата [2-3]. Това разположение на междината води до асиметрия на магнитното поле на реактора и поява на значителни радиални потоци на разсейване между бедрата на системата. Потоците на разсейване по принцип са нежелателни, защото водят до следните отрицателни последствия:

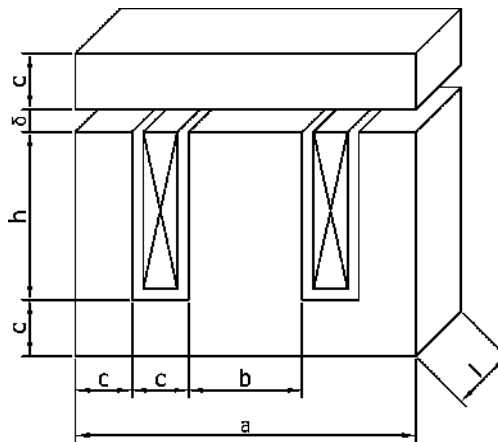
- Неравномерно разпределение на магнитните потоци и индукцията по височина на бедрата и поява на участъци с магнитно насищане;
- Влияние на разсеяните потоци върху съседни устройства;
- Допълнителни загуби вследствие на разсеяните потоци;

- Несъответствие между изчислената стойност на индуктивността и реално измерената.

При мощните реактори потоците на разсейване се минимизират и ориентират в надлъжно на оста на системата направление, аналогично на трансформаторите, посредством равномерно разпределение на въздушната междина по височината на бедрата [2]. Такава конструкция обаче е значително по-сложна и по-скъпа. Цел на настоящето изследване е да се определят границите на използване на стандартни EI-ламели при реактори с малка мощност като компромис между високата им технологичност и ниска стойност, и понижените параметри вследствие големите напречни потоци на разсейване в прозореца на магнитопровода. За постигане на тази цел е изследвано разпределението на магнитните потоци в системата. С прилагане на числения метод с крайни елементи [4] е направено изследване на магнитните потоци, коефициента на разсейването им и индуктивността при изменение на въздушната междина.

2. Постановка на задачата

Конфигурация на изследваната магнитна система с EI-ламела, е показана на скицата от фиг. 1.



Фиг. 1. Скица на изследваната магнитна система

Съгласно DIN41302 на скицата са обозначени следните размери, съотношенията между които са както следва:

a - ширина на ламелата (габаритен размер);

$b = \frac{a}{3}$ - ширина на средното (централно) ядро;

$c = \frac{b}{2} = \frac{a}{6}$ - ширина на крайните ядра, яремите и прозореца на магнитопровода (приблизителен размер на широчината на намотъчното сечение);

магнитопровода (приблизителен размер на широчината на намотъчното сечение);

$h = \frac{3}{2}b = \frac{a}{2}$ - височина на прозореца (приблизителен размер на височината на намотъчното сечение).

на намотъчното сечение).

Пропорционалността на размерите дава възможност при изследването да се работи с безразмерни величини. За удобство като базов размер се приема ширината на централното ядро b . Въздушната междина δ е представена в относителни единици спрямо базовия размер и е обозначена като $\delta^* = \delta/b$. Големината и се променя в границите между 0,01 и 1,0. Изчисленията са направени за единица дълбочина на магнитопровода.

Задачата е решена при следните опростяващи допускания:

- Пренебрегнати са активните загуби в системата.
- Токовата плътност в намотката е равномерно разпределена по сечението и ($j = \text{const}$).
- Магнитната система е ненаситена с постоянна в обема магнитна проницаемост, безкрайно по-голяма от тази на въздуха ($\mu_{Fe} \gg \mu_0$).

Изчислителните резултати при изследването са получени посредством метода с крайни елементи.

Съставен е числен модел на системата с голям брой крайни елементи – над двадесет хиляди. Този брой на крайните елементи осигурява достатъчно висока точност на изчисленията. Отчетени са зоните на полето с максимална концентрация на силовите линии и възможности за насищане на материала. Анализът на полето се извършва с решение на уравнението на Поасон. Хомогенните гранични условия на Дирихле се прилагат по външната граница на голяма буферна зона. Привидната токова плътност се поддържа с константна стойност от 1 A/mm^2 .

Използваният програмен продукт FEMM [6] има доказани предимства по отношение възможностите му за решаване на разнородни задачи при анализ на електромагнитни полета и точност на получените резултати. Програмният продукт позволява получаване на картина на магнитното поле, определяне на максималните стойности на магнитната индукция и магнитните потоци. Индуктивността се определя от постпроцесора на програмата, с използване на пълния магнитен поток [4].

Пълната индуктивност на намотката L^* е получена в относителни единици [5]. По такъв начин се постига универсалност на резултатите, като те могат да се използват за различни реални системи с показаната конфигурация и съотношение на размерите. За изчисляване на реалната индуктивност се прилага формулата:

$$(1) \quad L = \frac{m_0}{4p} w^2 b L^*, \text{ H},$$

където w е броят на навивките на намотката.

При промяна на въздушната междина δ^* е определен коефициентът на разсейване s , като отношение на максималния поток в системата Φ_{max} и потока във въздушната междина Φ_δ :

$$(2) \quad s = \frac{\Phi_{max}}{\Phi_\delta}.$$

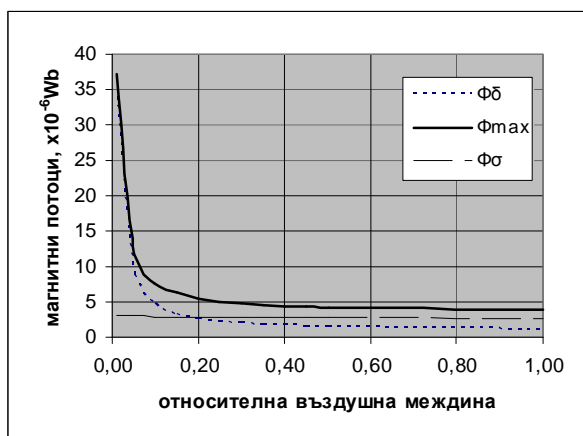
Резултатите получени за магнитните потоци и индуктивността се отнасят за единица дължина в третото направление на системата. Реалните им стойности се определят след умножението им с размера в това направление l .

3. Резултати

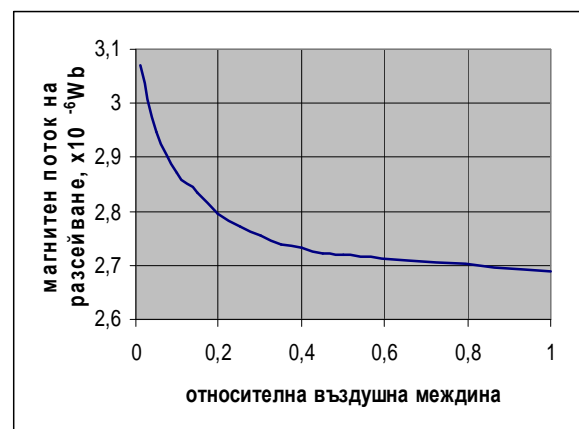
В резултат от проведения числен експеримент, за показаната магнитна система на реактора са получени измененията на магнитните потоци във въздушната междина и във феромагнитния материал при промяна на въздушната междина.

Относителната въздушна междина се изменя в широки граници – от 0,01 до 0,5 със стъпка 0,05. За пълнота на изследването са разгледани и гранични положения - на система с въздушна междина равна на базовия размер и на такава без затваряща I-ламела (практически с безкрайно голяма δ).

На фиг. 2 са представени графиките на зависимостите на магнитните потоци – максимален Φ_{max} , във въздушната междина Φ_{δ} и на потоците на разсейване в прозореца Φ_{σ} , от изменението на относителната въздушна междина δ^* (на фиг. 3 е представено изменението на потока Φ_{σ} в подходящ мащаб).

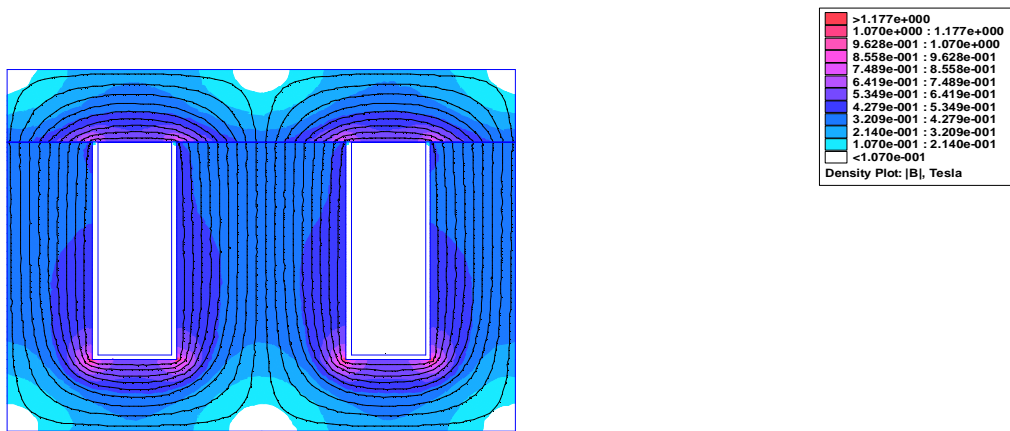


Фиг. 2. Зависимост на магнитните потоци от въздушната междина

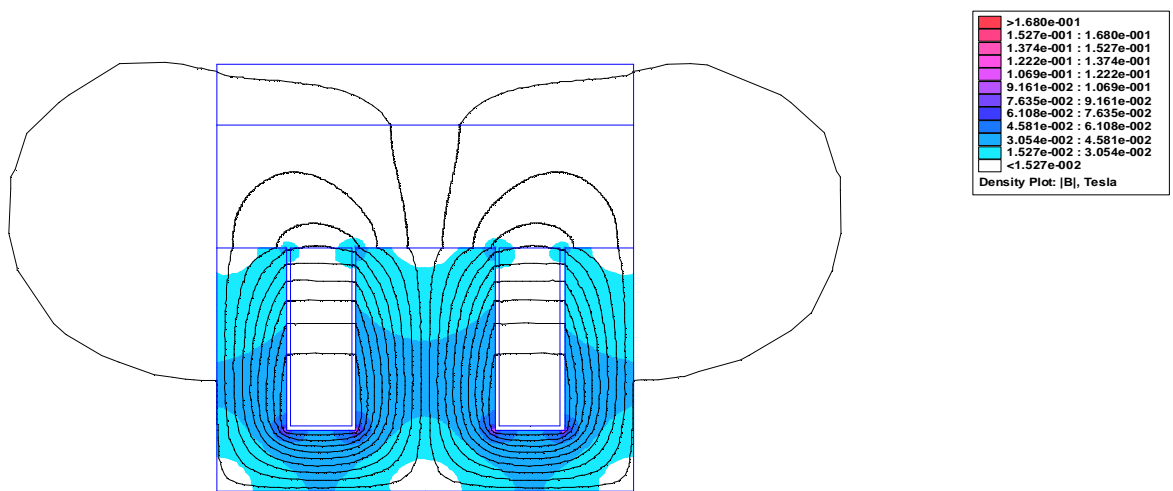


Фиг. 3. Зависимост на магнитния поток Φ_{σ} от въздушната междина

Наличието на въздушна междина води до бързо намаляване на магнитния поток, като при това по-слабо се оказва влияние върху потоците на разсейване в прозореца на магнитопровода. По-голямо е увеличението на разсеяните потоци извън самата система и около въздушната междина.



Фиг.4. Картина на разпределение на магнитното поле при $\delta^*= 0,01$

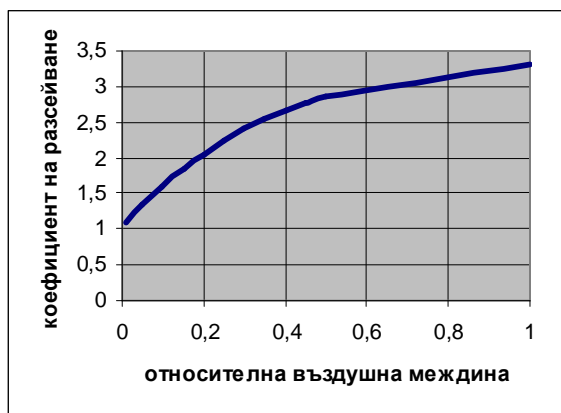


Фиг.5. Картина на разпределение на магнитното поле при $\delta^*= 1$

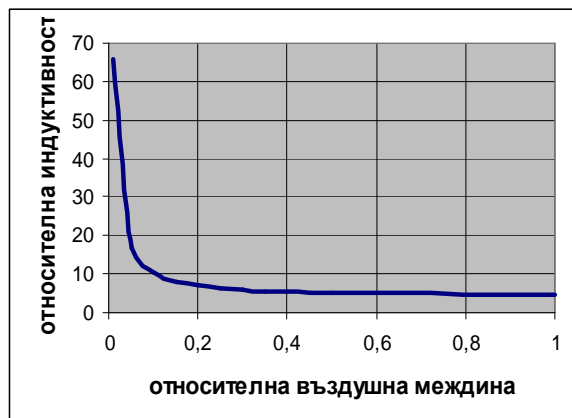
Установява се значително изменение на максималната магнитна индукция. За двата гранични случая (без въздушна междина и без затваряща ламела) тези стойности се различават около десет пъти (от 0,37Т без междина до 0,038 без ламела). Картината на разпределението на магнитното поле и магнитната индукция за две въздушни междини със силно различаващи се размери $\delta^*= 0,01$ и $\delta^*= 1$ са показани на фиг.4 и фиг.5.

Изменението на коефициента на разсейване с увеличаване на δ^* е представено на фиг.6. Както се вижда от графиката, той нараства значително в интервала на δ^* от 0,01 до 0,4, след което увеличението му се забавя. Така изменението на въздушната междина в интервала между 0,5 и 1,0 води до нарастване на коефициента на разсейване с 14%. За случая на система без затваряща ламела това увеличение достига до 21% спрямо $\delta^*= 0,5$.

Изменението на относителната индуктивност при промяна на въздушната междина е представено графично на Фиг.7. Резултатите могат да се използват за определяне на индуктивността на реални системи, като се приложи израз (1).



Фиг.6. Зависимост на коефициента на разсейване от относителната въздушна междина



Фиг.7. Зависимост на относителната индуктивност от относителната въздушната междина

От графиката се вижда, че нарастването на въздушната междина съществено повлиява на индуктивността на намотката само в определени граници. То е най-значително в интервала на изменение на относителната въздушна междина от 0,01 до 0,2, където се констатира силно намаление на L^* .

За стойности на δ^* по-големи от 0,2 индуктивността се променя слабо. Ето защо е удачно при изработването на реактори от разглеждания вид въздушната междина да се изменя в посочения интервал. Увеличението на δ^* над 0,2 е неефективно при конструкции на реактори с EI ламели.

4. Заключение

Получени са резултати относно:

- Максималната индукция в системата с оглед възможността за насищане;
- Разпределението на магнитните потоци в системата;
- Коефициента на разсейване като отношение на общия към основния поток;
- Пълната индуктивност на системата и индуктивността на разсейване.

На базата на изчислителните резултати са получени графични зависимости между изброените параметри и въздушната междина. Определена е граничната зона по отношение размера на δ^* за разглежданата конструкция с EI-ламела. Резултатите са удобни за ползване в инженерната практика при проектиране и изработване на реактори с малка мощност от разглеждания вид.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] IEC 740 / DIN 41302 Laminations for transformers and inductivities for use in telecommunication and electronic equipment

- [2] Лейтес Л. В., Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов, Энергия, М., 1981.
- [3] Gergova Z., I. Yatchev, A. Alexandrov, Influence of geometric parameters on the inductance and the force of a coil with straight ferromagnetic core, XIV-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2005, 2-3 June, Plovdiv, Bulgaria, Proceedings, Vol.II, 2005, pp.74-80
- [4] Ячев И., И. Маринова, Числени методи и моделиране на вериги и полета, Издателство на ТУ,София, 2007.
- [5] Гергова З., И. Ячев, А.Александров, Индуктивност и сила на цилиндрична намотка с право ферромагнитно ядро, НАЦИД,София,2005.
- [6] D Meeker., Finite Element Method Magnetics, User's guide, ver. 3.3, 2003

Автор:

Д-р инж. Захаринка Кирилова Гергова - главен асистент в Колеж по Енергетика и Електроника при ТУ – София, Катедра „Електротехника и автоматика”, email: zina_gergova@mail.bg

ПРОГРАМИРУЕМ РАЗРЯДЕН СИЛОВ ЕЛЕКТРОНЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ (ПРСЕП)

Стоян Гишин, Васил Господинов, Петър Горанов

Резюме: Основните задачи на настоящия доклад са разработване, изработване и провеждане на тестови изпитания на програмируем разряден силов електронен преобразовател – ПРСЕП.

ПРСЕП е изграден на основата на персонален компютър с необходимото програмно осигуряване, въз основа на което се задават режимите на работа на зарядния преобразовател и се регистрират и онагледяват измерените резултати.

Основните резултати са, че с разработения ПРСЕП може да се тестват за основните електрически разрядни характеристики акумулаторни батерии от различни електрохимични системи, които имат голямо индустриално приложение в енергетиката, транспорта и др.

Основните приноси на доклада са разработения и изработен ПРСЕП, разработения специализиран софтуер, проведените тествания и изследвания на различни акумулаторни батерии.

Осъществява разряд на акумулаторна батерия при постоянна стойност на разрядния ток. Разрядният цикъл на батерията е програмируем и се управлява от външен блок. Предназначен е за проверка на акумулаторни клетки и батерии за различни напрежения:

1. Предназначение

ПРСЕПТК трябва да осъществява разряд на акумулаторни батерии с отдаване на енергията на акумулаторните батерия в захранващата мрежа. Режимът на разреждане на батериите и стойността на разрядния ток са програмируеми и се задават от външен управляващ блок.

Управляващият блок предполага използване на персонален компютър с необходимото програмно осигуряване, въз основа на което се задават режимите на работа на разрядния преобразовател и се регистрират и онагледяват измерените резултати.

Параметрите на разрядните режими да се задават за всяко конкретно изпитание или да се използват записи на предварително програмирани и експериментирани разрядни режими.

2. Технически параметри

1. Входно напрежение от акумулаторите: 250Vdc.
2. Номинален разряден ток (кратковременен): 120А, до 30 сек.
3. Номинален продължителен разряден ток: 40А.

4. Точност на стабилизация на разрядния ток: 2%.
5. Условия на експлоатация:
6. температура на околната среда от 5°C до 40°C;
7. околната среда не е наситена с водни пари и тоководещ прах;
8. околната среда не е взривоопасна.
9. Разрядното устройство да е мобилно и да се монтира в метален шкаф с предно обслужване.
10. Охлаждане на преобразувателя: въздушно.

3. Компютърно управление.

Автоматичен контрол на продължителността на разрядния процес:

- ♦ чрез предварително зададено времетраене на процеса;
- ♦ при достигане на зададена стойност на разрядното напрежение.

Управление на разрядния процес:

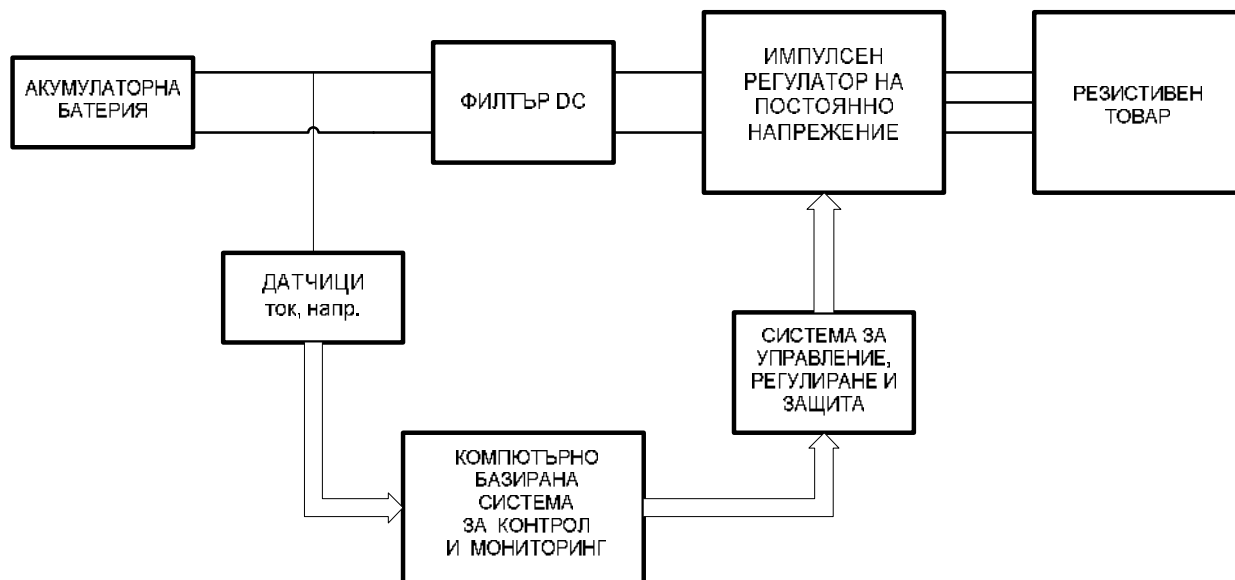
- ♦ автоматично управление на пускането и спирането на **ПРСЕПТК**;
- ♦ програмно задаване на стойността на разрядния ток – от 1А със стъпка 1А до номиналната стойност;
- ♦ програмно задаване на времетраенето на разрядния процес – през 1s до 30s за кратковременните разряди, през 5min за продължителните разряди;
- ♦ програмно задаване на времетраенето на безтокова пауза – от 1min до 30 min със стъпка 1min.
- ♦

4. Регистрация и обработка на данните.

1. Всички основни параметри на разрядния процес да се записват и визуализират във вид на таблици, графики, протоколи.
2. Период на записване на данни за контролираните величини (период на отчетите):
3. за кратковременните разряди (до 30s) – през 100ms за първите 2s, след което през 1s;
4. за продължителните разряди – през 10s за първите 5min, след което през 5 min.
5. Основни параметри, автоматично регистрирани при всеки отчет:
 - ♦ стойност на разрядния ток;
 - ♦ стойност на разрядното напрежение при разряден ток от 0А до номинална стойност;
 - ♦ количество електричество за периода на отчета (в Ah);
 - ♦ количество електричество натрупано до момента на отчета (в Ah);
 - ♦ количество електроенергия за периода на отчета (във Wh);
 - ♦ количество електроенергия натрупана до момента на отчета (във Wh);

- ♦ общо времетраене на процеса.

ПРСЕПТК е съставен от следните устройства, съгласно показаната блок-схема.



Силов електронен преобразувател.

Осъществява разряд на акумулаторна батерия при постоянна стойност на разрядния ток. Разрядът се осъществява с разрядни резистори.

Съставен е от:

- ♦ блок „Импулсен регулатор на постоянно напрежение” – регулира напрежението към резисторната група, с което и разрядния ток; изграден е на модулен принцип;
- ♦ блок „Управление и регулиране”, който осигурява правилната работа на преобразувателя, защита от аварийни режими и стабилизация на зарядния или разрядния ток;
- ♦ блок „резисторен товар” – съдържа разрядни товарни резистори;
- ♦ блок „Датчици” – осъществява галванично изолирано 16-битово аналогово-цифрово преобразуване на измерваните величини.

Външен управляващ блок.

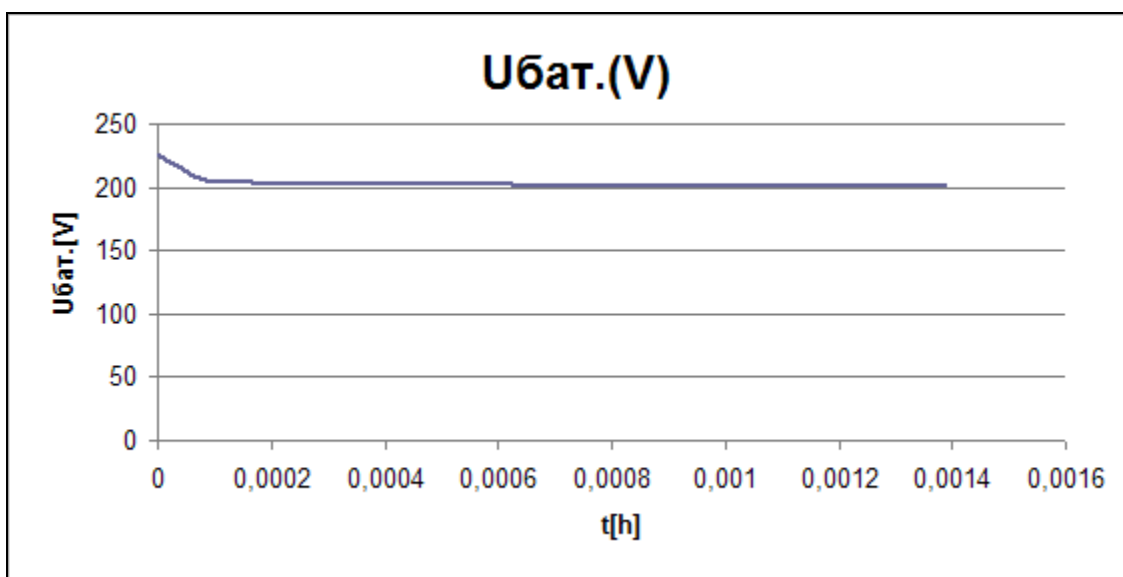
Изграден е на основата на персонален компютър с необходимото програмно осигуряване, въз основа на което се задават режимите на работа на разрядния преобразувател и се регистрират и онагледяват измерените резултати.

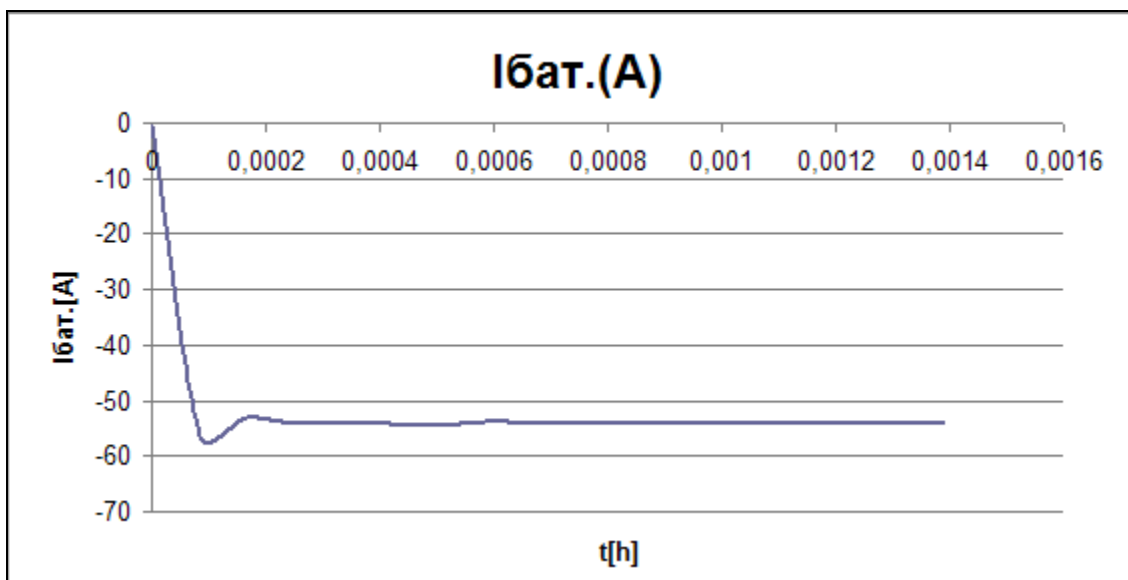
Параметрите на разрядните режими могат да се задават за всяко конкретно изпитание, но може да се използват записи на предварително програмирани работни параметри.

Време за разреждане
 Минимално напрежение на разряд
 Ток на разреждане
 Безтокова пауза
 Период на отчитане
 Общо времетраене

време	цикъл	Iзад(A)	Uбат.(V)	Iбат.(A)	Ераз.(Wh)	sumЕраз.(Wh)
0	2	54	226,45	-0,25	0	0
0,3	2	54	205,23	-56,3	0,498	0,498
0,6	2	54	203,73	-53,22	0,963	1,461
0,9	2	54	202,97	-54,13	0,905	2,366
1,2	2	54	202,62	-54	0,913	3,279
1,5	2	54	202,29	-54,09	0,91	4,189
1,8	2	54	202	-54,34	0,911	5,1
2,1	2	54	201,81	-53,92	0,908	6,008
2,4	2	54	201,68	-53,98	0,907	6,915
2,7	2	54	201,5	-54,06	0,906	7,821
3	2	54	201,34	-54,03	0,906	8,727
3,3	2	54	201,22	-54,02	0,906	9,633
3,6	2	54	201,13	-54	0,905	10,538
3,9	2	54	201,05	-54,01	0,905	11,443
4,2	2	54	200,94	-54,14	0,904	12,347
4,5	2	54	200,81	-54,12	0,904	13,251
4,8	2	54	200,69	-54,1	0,904	14,155
5	2	54	200,57	-54,03	0,903	15,058

ПРОТОКОЛ No.....
София 54А, 5s

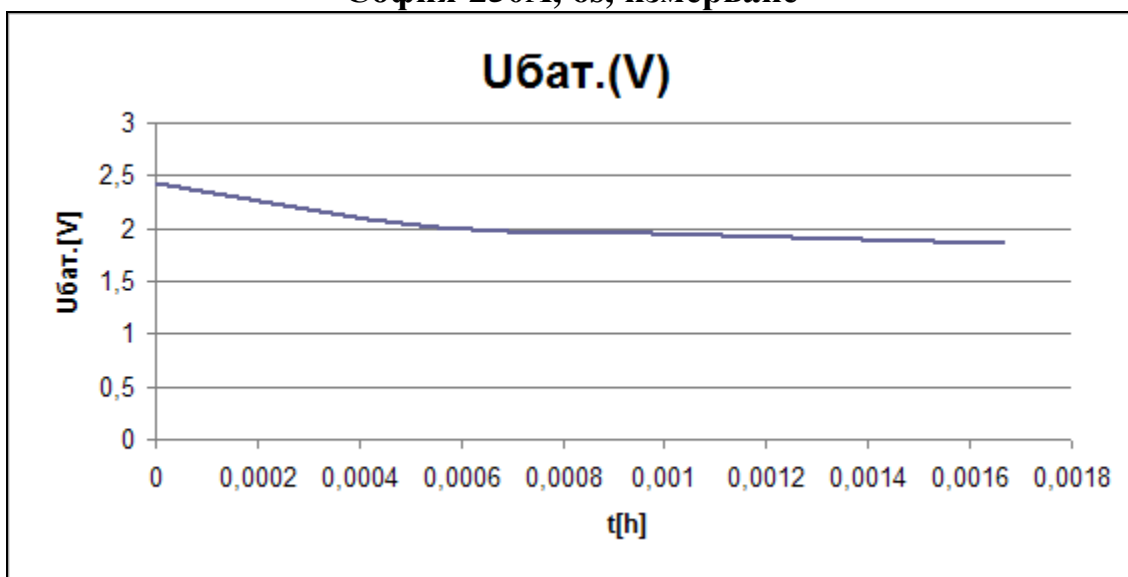


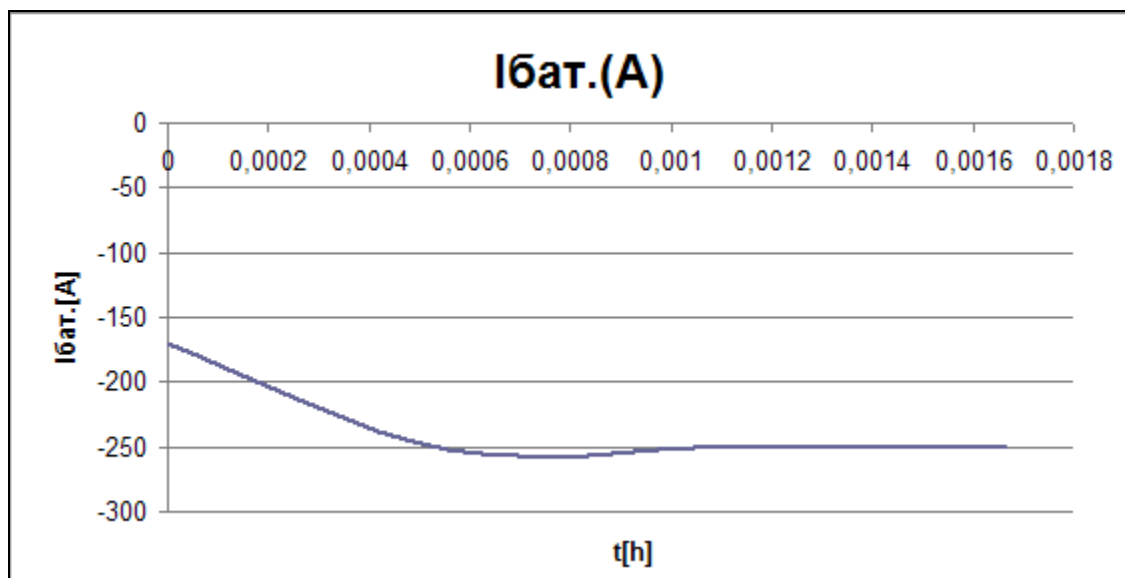


Време за разреждане	6
Минимално напрежение на разряд	0
Ток на разреждане	250
Безтокова пауза	54
Период на отчитане	2
Общо времетраене	60

време	цикъл	Изад (A)	Uбат. (V)	Iбат. (A)	Qраз. (Ah)	sumQраз. (Ah)	Ераз. (Wh)	sumЕраз. (Wh)	Рраз
0	2	250	2,43	-170	0,094	0	0,230	0	0
2	2	250	2,02	-252,23	0,140	0,094	0,283	0,230	0
4	2	250	1,93	-250,17	0,139	0,235	0,268	0,513	0
6	2	250	1,87	-250,21	0,139	0,374	0,260	0,781	1,49

София-250А, 6s, измерване





5. Изводи

1. Разработен и изработен е РСЕПТК за тестване на АБ с номинално напрежение 220 V за енергетиката

2. С РСЕПТК за тестване на АБ с номинално напрежение 220 V за енергетиката са проведени експериментални изследвания в подстанция „Благоевград”, на Електроенергийния системен оператор на Република България.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гишин С.С., Аккумулятори, Издателство на ТУ-София, 2010.

Докладът е във връзка с изпълнението на договор № ДТК 02/4 с Фонд „Научни изследвания” при МОМН. Колективът изразява своята благодарност за финансовата подкрепа за разработване на проекта.

ст. н. с. д-р Стоян Гишин, доц. д-р инж. Васил Господинов, доц. д-р инж. Петър Горанов - Технически университет-София

ИНТЕЛИГЕНТНА СИСТЕМА ЗА КОНТРОЛ НА ЗАРЯДА НА АКУМУЛАТОРИ

Стоян Гишин, Здравко Дойчев, Георги Станчев

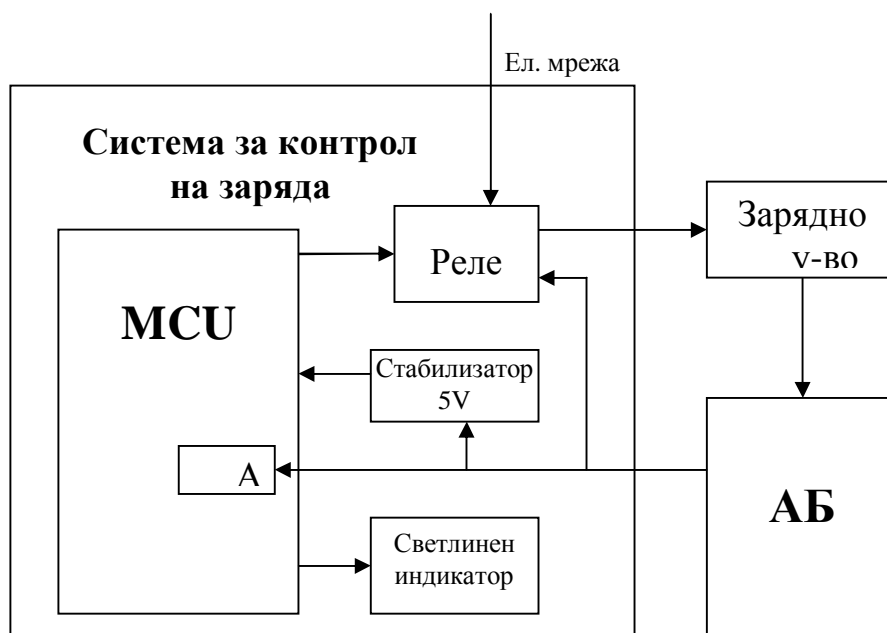
1. Увод

Основната цел на доклада е да се разработи интелигентна схема за измерване и контролиране на основните електрически параметри при заряд на акумулаторни батерии от различна електрохимична система- електрическо напрежение, изменение на електрическото напрежение и зарядния ток.

2. Изследване

С разработената интелигентна схема са проведени експериментални изследвания за проверка на патентно защитения метод за автоматично следене динамичното състояние на акумулаторните батерии при заряд и под заряд.

Схемата е показана на фиг. 1:



Фиг. 1

Схемата може да бъде използвана при различни зарядни устройства.

Системата следи кривата на заряд на акумулатора, като измерва напрежението на акумулатора при изключено зарядно, през равни интервали от време. Когато напрежението нарастне с по-малко от една осма, от максималното отчетено нарастване, за един интервал, заряда се прекратява. В случай че за два съседни интервала се отчете равно напрежение на заряд (при включено зарядно у-во), се отчита нова стойност за максимално нарастване на

едн. Това се прави, за да може системата да работи и със зарядни устройства, които преминават в режим на зареждане при постоянно напрежение. При този режим нарастването на ЕДН на акумулатора е много по-бавно, и ако не се отчете нова (по-малка) стойност на максимално нарастване, системата ще изключи, преди акумулатора да се е заредил. Заряда се преустановява, когато напрежението спадне под програмно зададена стойност.

Напрежението се отчита посредством 10 битово АЦП, вградено в управляващия микроконтролер. При текущите параметри на системата, това се равнява на разделителна способност от 0,017V. Микроконтролера се захранва от акумулаторната батерия посредством линеен стабилизатор на напрежение на 5V. Захранващото напрежение се използва и като референция на АЦП. За включване и изключване на зарядното устройство се използва реле (12/240V, 5A), което се захранва директно от акумулатора, и се управлява от микроконтролера посредством биполярен транзистор. Светлинната индикация се осъществява с комбиниран светодиода, светещ в зелено или червено, който показва заряда на акумулатора посредством код.

Интервала, през които се отчита напрежението е 30 мин. След това релето се изключва, и се изчаква 6,5 мин, за спадане на ЕДН, преди да се измери напрежението. Избраната долна граница на ЕДН, за включване на зарядното устройство е 12,1V. С цел избягване на опасност от презареждане, зареждането се прекратява, в случай че бъде измерено ЕДН над 14 V, или не бъде отчетено нарастване на ЕДН за 2h (с резолюция 0,017V).

В случай, че разделителната способност на АЦП не е достатъчна за отчитане на 1/8 от максималното нарастване на ЕДН, се увеличава интервала за измерване. Например: ако бъде измерено нарастване от 0,04V зареждането ще се прекрати, когато не бъде отчетено нарастване на ЕДН за два цикъла (нарастване <0,0085V).

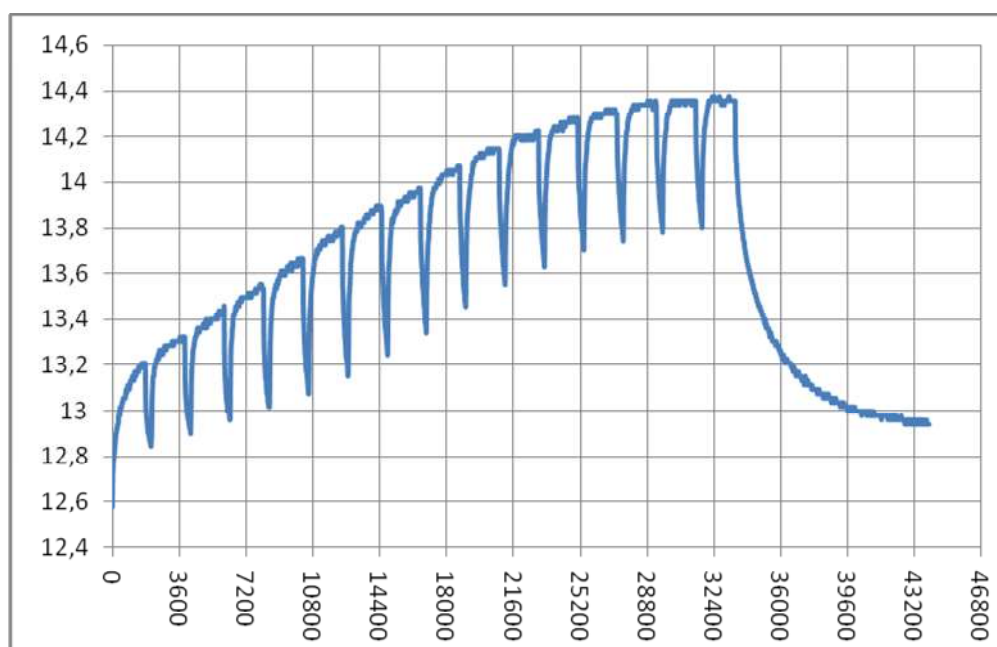
Разработената схема е експериментирана с различни зарядни устройства и с различно състояние на акумулаторите- от напълно разредени до напълно заредени акумулаторни батерии с различно номинално напрежение и номинален капацитет.

Някои от измерванията по време на експерименталните изследвания СА дадени в табличен вид от разпечатката на компютъра.

време, сек.	АЦП	напрежение
0	657	12,57572787
20	664	12,70971583
40	666	12,74799811
60	668	12,78628039
80	668	12,78628039
100	669	12,80542153
120	670	12,82456266
140	671	12,8437038
160	672	12,86284494
180	673	12,88198608
200	674	12,90112722
220	674	12,90112722

240	675	12,92026836
260	675	12,92026836
280	676	12,93940949
300	676	12,93940949
320	676	12,93940949
340	678	12,97769177
360	678	12,97769177
380	679	12,99683291
400	678	12,97769177
420	680	13,01597405
440	679	12,99683291
460	680	13,01597405
480	680	13,01597405
500	680	13,01597405
520	681	13,03511519
540	681	13,03511519
560	681	13,03511519

Някои от експерименталните резултати при различни акумулаторни батерии, различна степен на зареденост, сулфатизация и различни зарядни устройства са показани в графичен вид на фиг. 2 и 3.



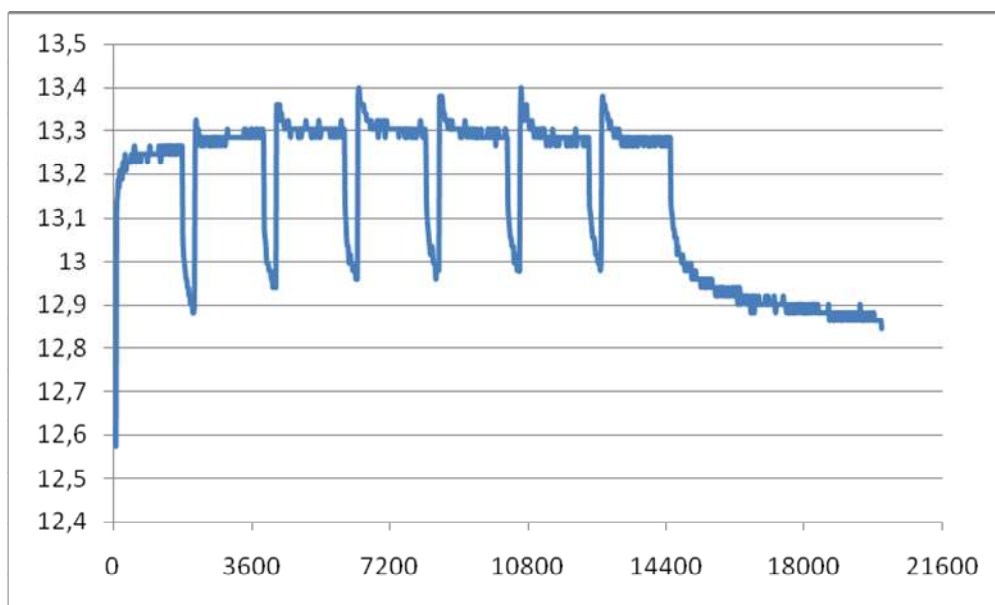
Фиг. 2

Анализът на експерименталните резултати показват, че независимо какво е динамичното състояние на електрохимичната система на акумулаторната батерия и независимо какво зарядно устройство се използва, разработената апаратура измерва, сравнява и съответно изключва зареждането на батерията.

3. Изводи

1. Разработена и изработена е интелигентна схема и устройство за автоматично следене и изключване на заряда на акумулатори

2. Устройството е успешно експериментирано с различни зарядни устройства и различни акумулатори-заредени и разредени



Фиг. 3

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гишин С.С., Акумулатори, Издателство на ТУ-София, 2010

Докладът е във връзка с извършваната научно изследователска и приложна дейност по договор ДДВУ 02 / 14 с Фонд „Научни изследвания” при МОМН. Научният колектив на доклада изразява своята благодарност за финансовата подкрепа от Фонд „Научни изследвания” при МОМН.

ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА РАЗБАЛАНСА НА ТЕНЗОМОСТ В ЧЕСТОТА

Христо Гигов, Свилен Стоянов, Станимир Станков

Резюме: В работата е изследвана възможността за построяване на преобразувател на разбаланса на тензомост в честота и са коментирани предимствата на такъв преобразувател пред класическите тензоусилватели. Предложена е схема на линеен преобразувател на разбаланса на тензомост в честота и е изведено уравнението на преобразуване. Показано е, че уравнението на преобразуване е инвариантно спрямо повечето параметри в схемата, включително и към захранващото напрежение на моста. Приведени са, също така и резултати от симулационни и експериментални изследвания.

SIGNAL CONDITIONING CIRCUIT FOR STRAIN GAUGE BRIDGE WITH FREQUENCY OUTPUT

Hristo Gigov, Svilen Stoyanov, Stanimir Stankov

Abstract: The work examines the possibilities of applying a method with frequency modulation for signal conditioning of resistance strain gauge bridges. The advantages over standard methods are discussed. A converter of linear relative resistance deviation to frequency is presented and its transfer function is worked out. It's shown that the transfer function is invariant to most of the component parameters, including the bridge excitation voltages. Simulation and experimental results are given.

1. Въведение

Тензометричният метод е най-разпространения косвен метод за измерване на най-разнообразни неелектрични величини в механиката, в частност - за определяне на основните силови характеристики при технологичните процеси като налягане сили, моменти и други [1,2,3]. Основните предимства на тензометричният метод са високата точност на измерване в съчетание със сравнителна простота на реализация.

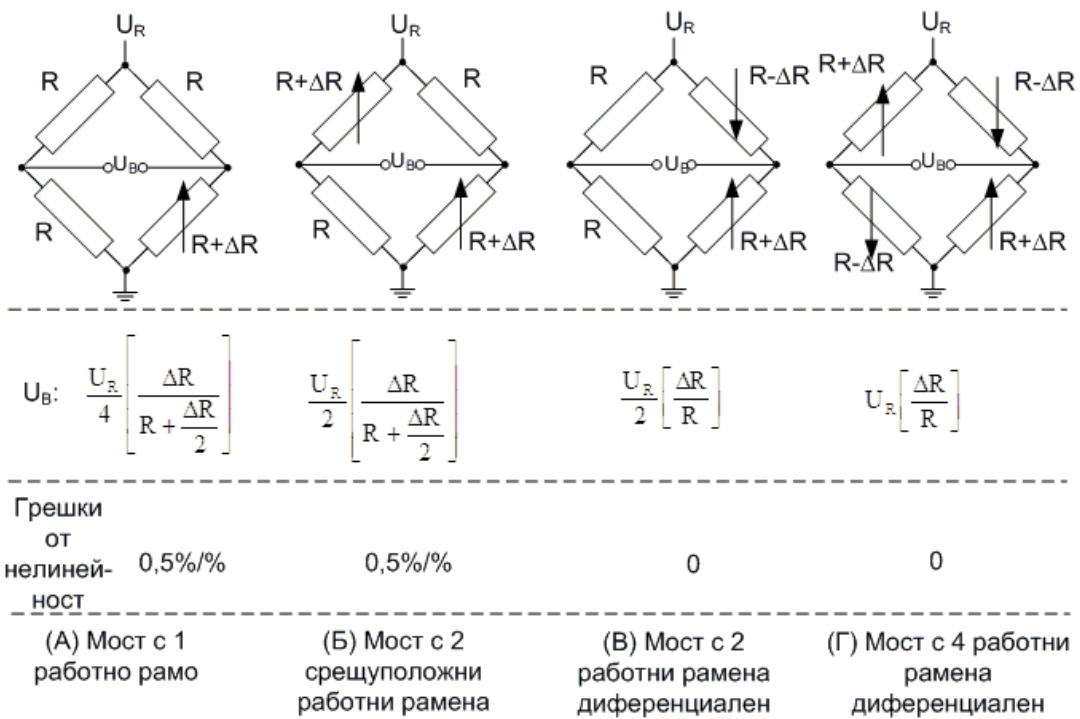
Основен елемент в тензометрията е тензометричния датчик, представляващ еластична механична конструкция, към която по определен начин са закрепени тензометричните измервателни преобразуватели, най-често – тензорезистори. Измерваната механична величина въздейства на еластичния елемент, предизвиквайки неговата деформация, пропорционална на механичната величина. Деформацията на еластичния елемент се преобразува от тензорезисторите в изменение на електрическото им съпротивление, пропорционално на деформацията и от там – на измерваната механична величина.

Основните проблеми при тензометричния метод възникват поради ниската чувствителност на тензорезистивния преобразувател, като правило, не превишаваща 1-2 % от номиналната стойност на резистора. Това определя и класическата измервателна верига на тензорезистивните измервателни преобразуватели: мостова схема на свързване за преобразуване на изменението на съпротивлението в напрежение с последващо усилване с помощта на прецизен измервателен диференциален усилвател. Като правило, в съвременните тензометрични устройства изходният сигнал от усилвателя постъпва на АЦП и след това към микроконтролер. Поради ниската стойност на изходния сигнал на моста (10...20 mV максимална стойност), силно нарастват изискванията към измервателните вериги в цялата им съвкупност.

В настоящият доклад се прави анализ на основните проблеми при преобразуване на изходното напрежение на мостовата верига и се предлага оригинално схемно решение, целящо намаляване на основните източници на грешки.

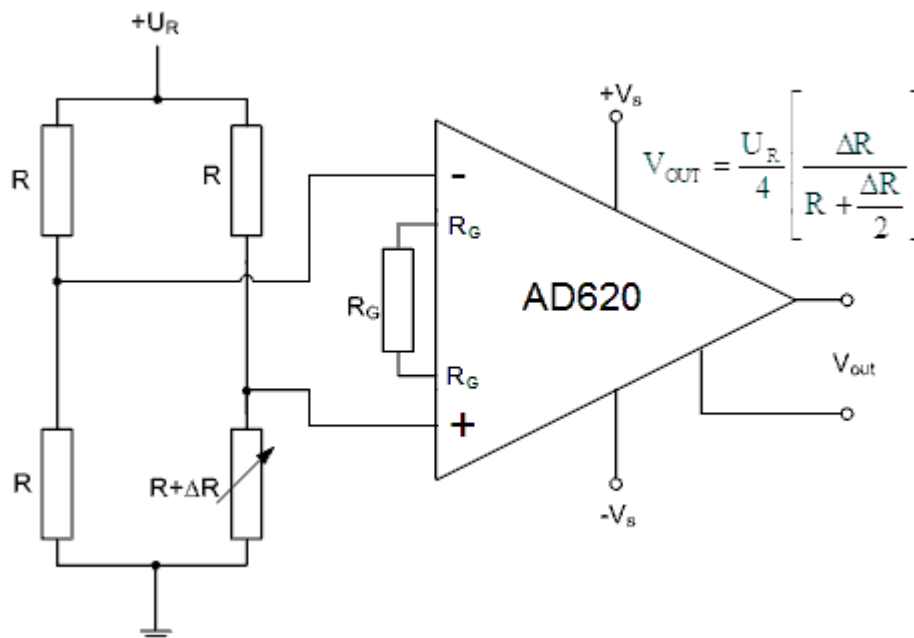
2. Анализ на състоянието на проблема

Възможните реализации [3] на мостовата верига са показани на Фиг.1. Изборът на една от тези схемни реализации на измервателния мост се определя от конкретните условия на приложението. Следва да се отбележи обаче, че схемите (а) и (б) изискват допълнителна температурна компенсация, докато другите две схеми, освен че са с по-голяма чувствителност, реализират линейно преобразуване и осъществяват автоматично и температурна компенсация. Захранването може да се реализира и с източници на ток, при което съществена промяна се получава само за моста Фиг.1–б, чието уравнение на преобразуване се линеаризира.



Фиг.1. Схеми на свързване на тензорезисторни датчици

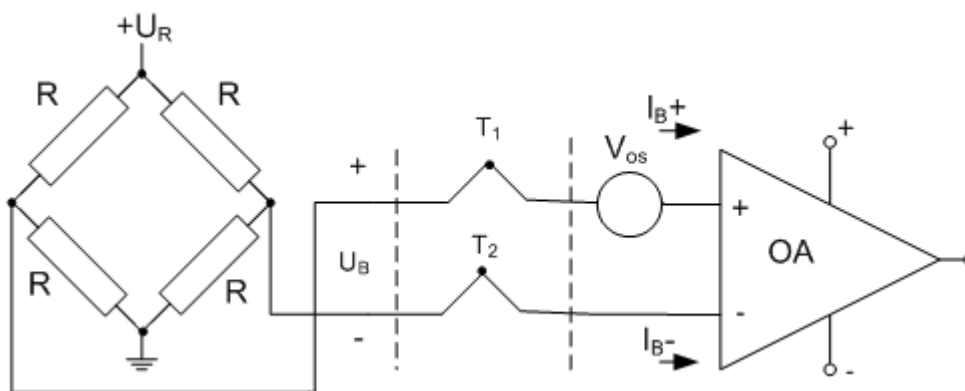
На Фиг.2 е показана типична схема на използване на диференциален усилвател за усиление на изходното напрежение, приложима за всички схеми от Фиг.1. Възможни са и други схемни решения, извършващи освен усиление и линеаризация на мостовата схема [3, 4].



Фиг.2. Свързване на инструментален усилвател към измервателния мост.

Най-добри резултати при тази проста реализация се получават при използването на специални прецизни усилватели, притежаващи диференциален вход, висок коефициент на усиление, висок коефициент на подтискане на синфазната съставна, ниска стойност на адитивна и мултипликативна грешки, получили, поради тези специфични изисквания, наименованието „тензоусилватели”. Към настоящия момент съвременната микроелектроника предлага на пазара усилватели с такива качества в интегрално изпълнение под наименованието „инструментални усилватели”, което прави реализацията на схемата от Фиг. 2 достатъчно проста, но все още скъпо струваща. Като правило, изходът от усилвателя постъпва на входа на АЦП, извън или в структурата на микроконтролер. Ако е необходима линеаризация, тя може да бъде реализирана софтуерно, тъй като аналитичният израз на зависимостта на изходното напрежение на моста от изменението на съпротивлението е известна. Тук следва да се отбележи, че основен проблем при такава реализация е грешката от квантоване, формираща се в АЦП, която нараства с намаляване на стойността на входното напрежение и може да достигне неприемливи стойности.

Допълнителен проблем при тензометричния метод е свързан с възникването на термо електродвижещи сили (е.д.с) в точките на съединение на проводниците, идващи от изхода на моста с входните клеми на тензоусилвателя, както е показано на Фиг.3. Тези термо е.д.с могат да се окажат съизмерими по стойност с изходния сигнал на моста и заедно с входните остатъчно напрежение и токове на тензоусилвателя създават адитивна грешка, която следва да бъде отчетена или компенсирана по някакъв начин.

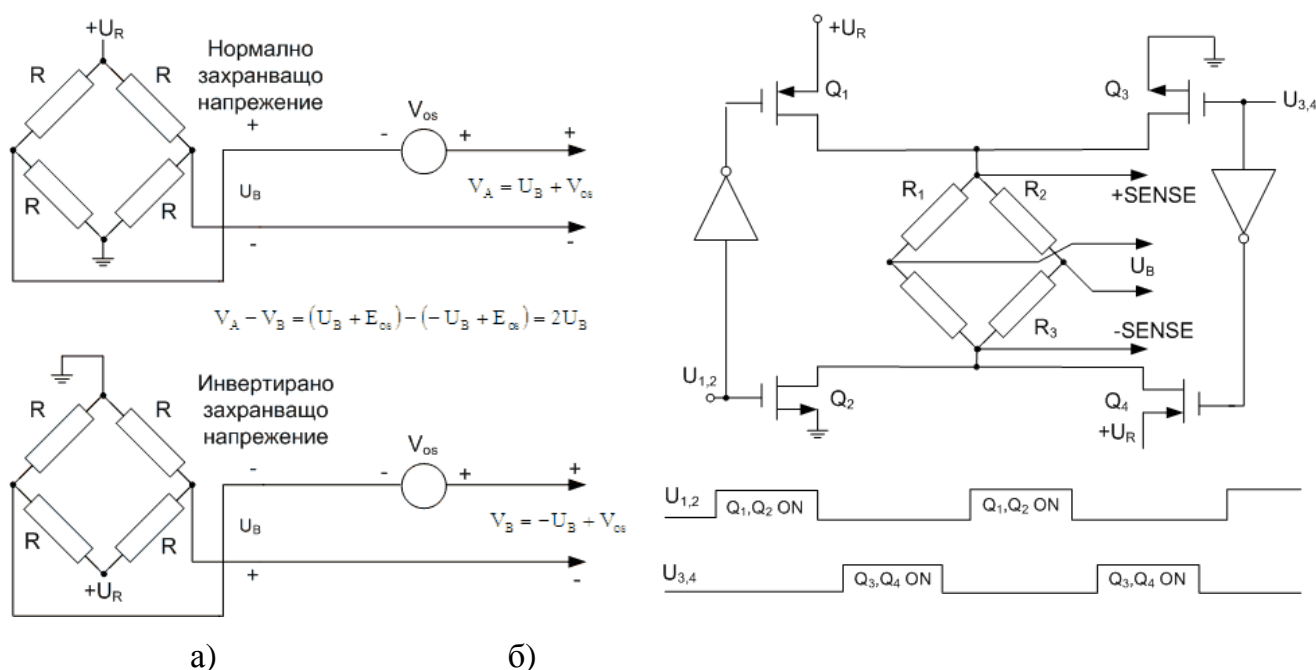


Фиг.3. Източници на адитивна грешка във входната верига на усилвателя.

Така, например, ако се допуска максимална приведена грешка 0.1%, при 20 mV обхват на изхода на моста, сумарната адитивна грешка, приведена към входа на усилвателя следва да е по-малко от 20 μ V.

На Фиг. 3 са показани типичните паразитни е.д.с., които могат да възникнат във входната верига на усилвателя, причинявайки адитивна грешка. Така, паразитните термодвойки, които се образуват в местата на свързване на проводниците, идващи от моста с изводите на усилвателя при разлика в температурата им даже само един градус генерират термо-е.д.с., която може да достигне единици и десетки микроволта. От друга страна, остатъчното напрежение и входните токове на операционния усилвател също създават адитивна грешка. В добавка, те са и температурно зависими. Всичко това налага особено строги изисквания както към материалите, които се използват във веригата на свързване, така и към използвания усилвател. Последното довежда на практика до използването на скъпо струващи специални инструментални усилватели, като тези с периодична корекция на дрейфа или с МДМ преобразуване [4,5].

Ефикасен метод за отстраняване на влиянието на всички паразитни източници, причиняващи адитивна грешка е представен на Фиг.4-а [3,6]. Методът се състои в следното. Отчита се факта, че полярността на паразитните е.д.с., коментирани по-горе и възникващи във входната верига на усилвателя, са с постоянен знак и не зависят от полярността на изходното напрежение на моста. Измервателното преобразуване се извършва в два такта, като се сменя полярността на захранващото напрежение на моста, респективно – на изходното му напрежение (полезния сигнал). Резултатът се взема като разлика от изходните напрежения на моста в двата такта. По този начин, в резултата полезният сигнал се умножава два пъти, а паразитните напрежения се унищожават напълно. Една примерна реализация [3] е дадена на Фиг.4-б.



Фиг.4. Метод за елиминирание на паразитните напрежения във веригата на усилвателя (а) и примерна реализация на моста (б).

Независимо от ефикасността на метода, при инструменталната му реализация следва да се вземат под внимание паразитните импулси от управляващото напрежение на ключовете, които, чрез паразитните капацитети C_{GD} на ключовите полеви транзистори, постъпват на входа на усилвателя и създават от своя страна допълнителна адитивна грешка. Подтискането на този ефект чрез стробиране на изходните импулси от моста довежда до значително усложняване на схемата и алгоритъма ѝ на работа. Допълнително усложняване се получава и вследствие на необходимостта от изграждане на допълнителна верига, реализираща математическата операция „изваждане“.

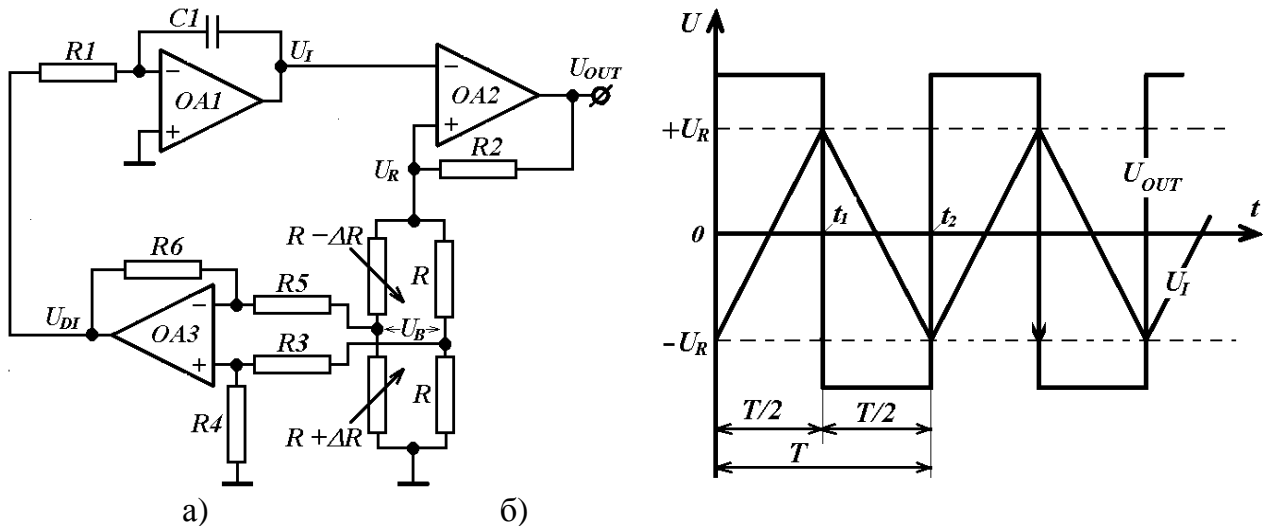
В заключение, изграждането на измервателните вериги на тензорезистивните измервателни преобразуватели изисква особено внимание и опит. Построявайки тези вериги с помощта на класическите методи и средства, като правило се стига до сравнително сложни и скъпи решения. В този смисъл, представлява интерес разработката на измервателна верига за работа с тензорезисторни мостове, отстраняваща в голяма степен коментираните по-горе проблеми и същевременно предлагайки проста и евтина реализация.

В следващата част на работата е изследвана възможността за реализация на тензорезистивен мостов преобразувател на базата на интегриращ измервателен преобразуватели с честотен изход [5,7,10]. Използвайки предимствата на честотната модулация на измервания сигнал и структурата на интегриращ преобразувател се цели постигането на следните ефекти: реализация на метода за компенсация на адитивната грешка от Фиг.4, използване на шумоподтискащите свойства на интегриращите преобразуватели и използване на възможността за аналого-цифрово преобразуване на честотата с пренебрежима за практиката грешка от квантоване [9].

3. Същинска част

3.1. Схемно предложение и анализ.

На Фиг.5-а е представена принципната схема на предложения измервателен преобразувател, а на Фиг.5-б – времедиаграмите на работа.



Фиг.5. Принципна схема (а) и времедиаграма на работа (б) на преобразувател на разбаланса на тензорезистивен мост в честота

Схемата съдържа интегратор, реализиран на базата на $R1$, $C1$ и $OA1$, компаратор, реализиран на базата на $OA2$ с положителна обратна връзка, съставена от $R2$ и еквивалентното съпротивление R на захранващия диагонал на моста и диференциален усилвател, изпълнен на базата на $OA3$.

Анализът на работата на преобразувателя ще бъде извършен, считайки операционните усилватели за идеални. Това допускане не довежда до съществени неточности в анализа, тъй като параметрите на реалните операционни усилватели (остатъчни напрежения и входни токове, неравенство на изходните напрежения на ограничения на OU и други) в първа степен на приближение не оказват влияние [5,8].

Принципът на действие на преобразувателя се пояснява от времедиаграмите, показани на Фиг.5-б. Във временния интервал $0 \dots t_1$ компараторът е в положително ограничение $U_{OUT} = U_{OUT}^+$, изходното напрежение на моста U_B се прилага със знак „+“ към инвертиращия вход на диференциалния усилвател и след усилване и инвертиране от DU постъпва със знак „-“ на входа на интегратора, при което последния формира на изхода си линейно нарастващо напрежение съгласно уравнението:

$$(1) \quad U_I(t) = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t (-K_{DU} U_B) dt + U_I(0) = K_{DU} \frac{U_B}{R_1 C_1} t + U_I(0),$$

където:

$$U_I(0) = -U_R = \frac{R}{R_2 + R} U_{OUT}^- - \text{началното състояние на интегратора при } t=0,$$

$$K_{DU} = R6/R5 = R4/R3,$$

$$U_B = \frac{U_R}{2} \frac{\Delta R}{R} = \frac{U_R}{2} dR - \text{изходно напрежение на моста.}$$

Компараторът превключва своя изход от положително в отрицателно ограничение в момента t_1 при който потенциалът на инвертиращия вход на $OA2$ се изравни с потенциала $+U_R$ на неинвертиращия му вход, като за момента t_1 е валидно равенството:

$$(2) \quad U_I(t_1) = +U_R = K_{DU} \frac{U_B}{R_1 C_1} t_1 - U_R \rightarrow t_1 = \frac{T}{2} = \frac{2R_1 C_1 U_R}{K_{DU} U_B}$$

В следващия временен интервал $t_1 \dots t_2$ процесите са аналогични, но напреженията U_{OUT} , U_R и U_B сменят полярността си, а интеграторът генерира на изхода си линейно спадащо напрежение.

Отчитайки пълната симетрия на процесите в двата временни интервала, за изходната честота на преобразувателя се получава:

$$(3) \quad F_{OUT} = \frac{1}{T} = \frac{K_{DU}}{4R_1 C_1 U_R} U_B = \frac{K_{DU}}{4R_1 C_1 U_R} \frac{U_R}{2} dR = \frac{K_{DU}}{8R_1 C_1} dR$$

От израза (3) се вижда, че параметърът U_R (функция на изходното напрежение на компаратора и резисторите R_2 и R) не влиза в уравнението на преобразуване и следователно, преобразувателят е инвариантен спрямо него. Това е важно свойство на преобразувателя, тъй като в класическите схемни решения, разгледани по-горе, захранващото напрежение на моста влиза с тегловен коефициент единица в уравнението на преобразуване и към него се предявяват особено строги изисквания.

Освен това, в литература [5,8] е показано, че неравенството (по модул) на изходните напрежения на ограничение на компаратора променят продължителностите на полупериодите ($0-t_1$) и (t_1-t_2), но с различен знак така, че сумата им, т.е. периодът T , остава в първа степен на приближение постоянен. Същият ефект е доказан и за остатъчните напрежения на операционните усилватели на интегратора и компаратора.

Също така, схемата от Фиг.5 реализира автоматично методът от Фиг.4 за подтискане на паразитните термо е.д.с., възникващи в изходната верига на измервателния мост, без каквито и да са допълнителни елементи, като електронни ключове, тактови генератори и други.

От друга страна, честотният изход има съществени предимства пред напреженовия, като най-съществените от тях са: висока шумозащитеност, възможността за пренасяне по дълга линия без загуба на точност и възможност за преобразуване в код с постоянна относителна грешка от квантоване в целия честотен обхват [9], което от своя страна е съществено предимство пред използването на АЦП в класическите схеми. Освен това, изходното напрежение на моста постъпва на входа на интегратора, който подтиска високочестотните шумове, постъпващи заедно с полезния сигнал и повишава по този начин шумоустойчивостта на преобразувателя [7].

И на последно място, схемата от Фиг.5, сама по себе си е сравнително проста

и може да се реализира с евтини и достъпни електронни компоненти.

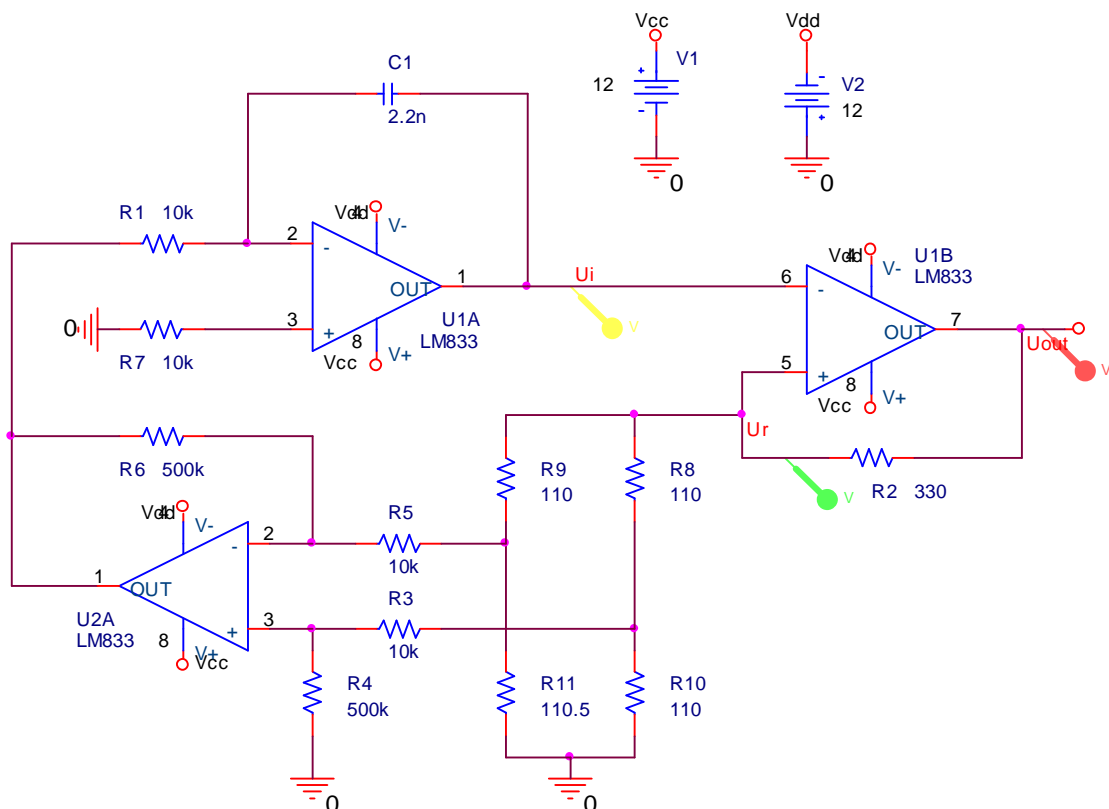
В резултат преобразувателят от Фиг.5 се оказва инвариантен спрямо повечето параметри в схемата и заедно с другите изброени свойства, притежава потенциално висока точност, стабилност и технологичност.

3.2. Симуляционни изследвания.

Схемата от Фиг.5-а, за случая на едно работещо рамо на моста $R_{11} = 110.5 \dots 111.6 \Omega$, е симулирана със стойности на елементите, както е показано на Фиг.6. На Фиг. 7 са показани времедиаграмите от симулацията, напълно съответстващи на тези, от Фиг.5-б, като изходното напрежение е с амплитуда $U_{OUT} = \pm 12V$, а захранващото напрежение на моста – с амплитуда $U_R = \pm 3V$.

В Таблица 1. са приведени симуляционните стойности на тензорезистора, представен чрез съпротивлението $R_{11} = 110.5 \dots 111.6 \Omega$, изменящо се със стъпка 0.1Ω (колона 1). В Колони 2 и 3 са поместени съответно периодът T в ms и честотата f_{out} в kHz на изходното напрежение. В Колона 4 са изчислени съответните точки от линеаризиращата права f_{out_lin} , прекарана между първата и последната точки на изходната честота f_{out} . В колона 5 е изчислена приведената грешка от нелинейност:

$$(4) \quad d_{lin} = \frac{f_{out} - f_{out_lin}}{f_{out_max} - f_{out_min}} 100\%$$



Фиг.6. Схема на симулирания преобразувател

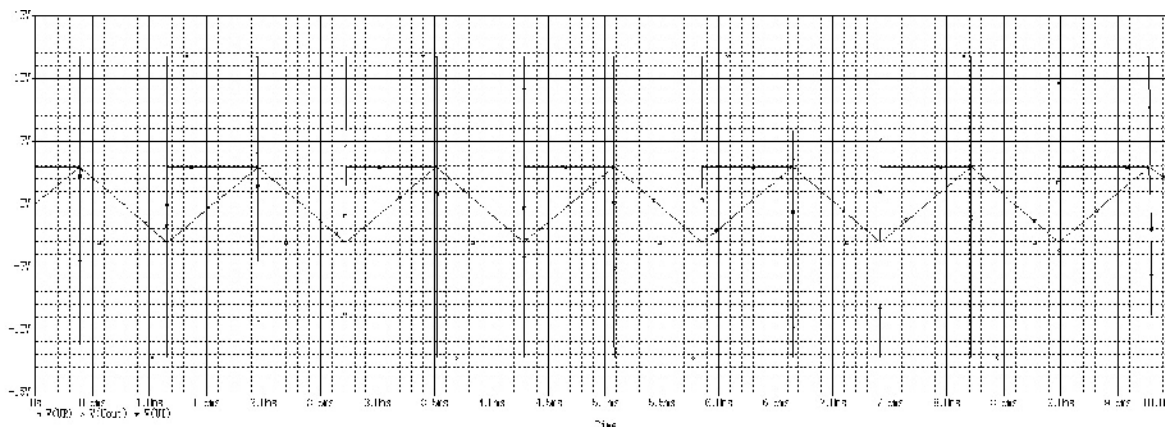
Фиг.7. Времедиаграми от симулацията на напреженията U_{OUT} , U_R U_I

Таблица 1

1	2	3	4	5
R_{11}, Ω	T, ms	f_{out}, kHz	$f_{out\ lin}, kHz$	$\delta_{lin}, \%$
110.50	1.5642	0.6393	0.6393	0.0000
110.61	1.2865	0.7773	0.7740	0.2136
110.72	1.0927	0.9151	0.9096	0.4124
110.83	0.9510	1.0516	1.0447	0.5094
110.94	0.8420	1.1877	1.1798	0.5797
111.05	0.7557	1.3233	1.3150	0.6155
111.16	0.6858	1.4582	1.4501	0.6011
111.27	0.6282	1.5919	1.5852	0.4965
111.38	0.5795	1.7255	1.7204	0.3797
111.49	0.5381	1.8585	1.8555	0.2257
111.60	0.5024	1.9906	1.9906	0.0000

Получените резултати за изходната честота са в добро съответствие с изчислената по формула (3) за едно работещо рамо а получената грешка от нелинейност се дължи на нелинейността на мостовата верига – Фиг.1-а.

3.3. Експериментални резултати.

За потвърждение на симулационните изследвания, бе реализиран експериментален макет на схемата от Фиг.6. Мостът бе реализиран с едно променливо рамо (Фиг.1-а) с помощта на образцова декада МСР-60 с клас на точност 0.02. В качеството на резистори R , $R1$ и $R3-R6$ са използвани резистори с толеранс $\pm 1\%$ и ТКС $\pm 100ppm$. Кондензаторът е полистиролен с толеранс $\pm 5\%$. Схемата е изследвана в диапазона на изменение на ΔR от 0.5Ω до 1.6Ω , което представлява 1% относителен входен обхват. Изходната честота при този входен обхват се променя от 689 Hz до 2045Hz, което представлява 1356Hz/% чувствителност на преобразувателя. Грешката от нелинейност не превишава 0.6% и както и при симулациите е в рамките на нелинейността на самия измервателен мост. Отклоненията на експерименталните резултати от симулационните за началната стойност на изходната честота и за коефициентът на преобразуване са от порядъка на + 7%, което е в рамките на максимално възможната грешка от толеранса на компонентите. Смяната на

операционните усилватели с LF356 измества изходния диапазон на честотата с около 5%, но се запазва характеристиката на преобразуване.

4. Заключение

На базата на проведените изследвания е предложен измервателен преобразувател на разбаланса на тензорезистивен мост в честота, работещ устойчиво в нормалния обхват на тензорезисторните измервателни мостове и притежаващ потенциално високи метрологични характеристики при сравнителна простота на реализацията. Проведените симулационни и експериментални изследвания показват добро съвпадение и потвърждават проведените анализи. Проведените изследвания могат да бъдат база за по-нататъшно инструментално усъвършенстване с цел разработка на прототип или серийно изделие с индустриално или лабораторно приложение.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С. Стоянов и др., Измерване на малки въртящи моменти при нарязване на вътрешни резби с метчик, сп. Машиностроителна техника и технологии, бр.2, 2009, стр.82-84.
- [2] В. Милков. Техническо ръководство за работа с програма V-meter, ТУ-Варна, 2009.
- [3] Jon S. Wilson. Sensor Technology Handbook. Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, UK Copyright © 2005, Elsevier Inc.
- [4] В.С. Гутников Интегрална електроника в измерителных устройствах. Л., Энергоатомиздат, 1988
- [5] Х. Гигов и др. Измервания в електрониката, 2003, ТУ, Варна
- [6] П. П. Орнатский Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев, Вища школа, 1983.
- [7] Э. К. Шахов, В. Михотин. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения. М., Энергоатомиздат, 1986.
- [8] Х. Гигов и др. Метрологичен анализ на преобразувател на проводимост с честотна модулация. Известия на ТУ-Варна, XII 2007
- [9] Мирский Г.Я. Электронные измерения. М., "Радио и связь", 1986
- [10] А. И. Мартяшин и др . Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. М., Энергия, 1976.

Автори:

Доц. Д-р инж. Христо Иванов Гигов, ТУ-Варна, тел. 052 308068, E-mail: hgigov@tu-varna.bg

Гл.ас.инж. Свилен Христов Стоянов, Добруджански технологичен колеж в структурата на ТУ-Варна, тел. 0894612364, E-mail: svlnstoyanov@yahoo.com

Инж. Станимир Станков, ТУ-Варна, тел. 052 383237, E-mail: stum_b@yahoo.com

ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩО НАПРЕЖЕНИЕ В КОТВЕНАТА НАМОТКА НА СИНХРОНЕН ВЕТРОГЕНЕРАТОР С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ

Димитър Сотиров

Резюме: С помощта на модел в изчислителната среда на FEMM е изследвано разпределението на магнитните потоци, обхванати от статорните полюсни намотки от концентриран тип. С числен подход е определено индуктираното е.д.н. на празен ход. Със средствата на постпроцесора на FEMM директно е определено изменението на реактивния момент в процеса на въртене на ротора.

ELECTRICAL VOLTAGE INDUCED IN ANCHOR WINDING OF SYNCHRONOUS WIND GENERATOR WITH PERMANENT MAGNETS

Dimitar Sotirov

Abstract: The distribution of the magnetic flux in the stator pole windings of concentrated type has been studied using FEMM modeling. The induced electrical voltage at no load has been calculated. The reactive moment in the rotor movement has been determined directly using the tools of the FEMM post-processor.

1. Увод

Обект на изследване е синхронен ветрогенератор с постоянни магнити в ротора /СВГПМ/. Номиналните му данни са както следва:

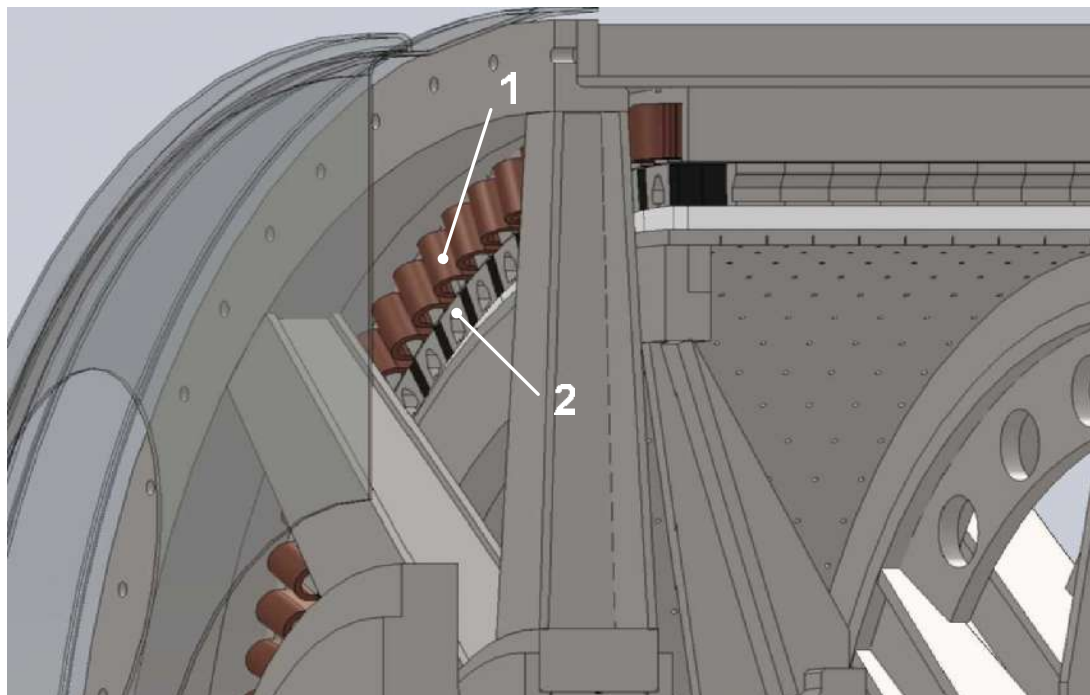
Брой на полюсите /в ротора/	-	$2p = 80$
Брой на статорните зъби /полюси/	-	$Z_1 = 96$
Синхронна скорост на въртене на ротора	-	$n = 14.3 \text{ min}^{-1}$
Честота на напрежението / на генератора /	-	$f = 9.53 \text{ Hz}$
Отдавана електрическа мощност	-	$P_n = 3170 \text{ Kw}$
Напрежение на полюсна намотка на п.х.	-	$U_{p0} = 101.5 \text{ V}$
Брой на навивките в полюсната намотка	-	$w_p = 14.$

Конструкцията е характерна за съвременните синхронни генератори с възбуждане от високоенергийни редкоземни магнити и брой на каналите за полюс и фаза q по-малък от 1 (в случая $g = Z_1/2pm=2/5$). Подобни конструкции се използват често и при високомоментни безконтактни двигатели за постоянен ток. Това прави изследването на такъв тип конструкция особено актуално.

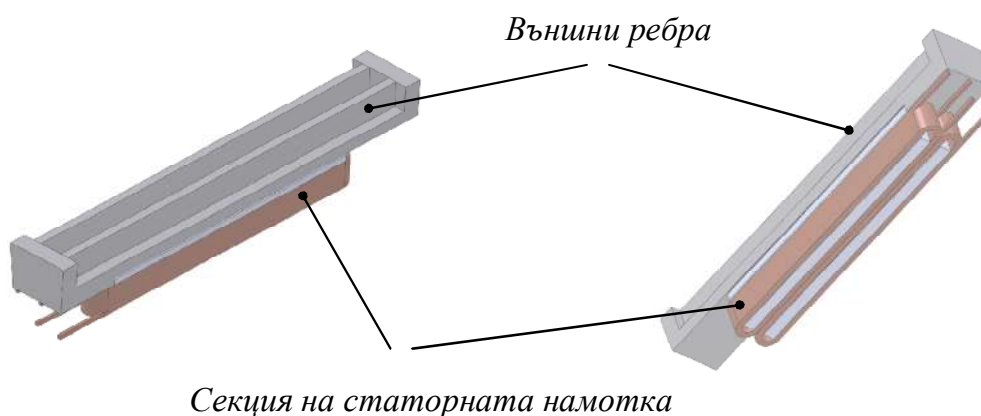
Описание на конструкцията е представено в [1,2]. На фиг.1 е показан фрагмент от машината, съдържащ части от индуктора и котвената намотка.

Статорният корпус /фиг.1/ е заварена стоманена конструкция, а статорният магнитопровод е набран (шихтован) от сегменти от листов електротехническа стомана.

На фиг.2. са показани отделни сегменти от статора със секции на статорната (котвената) намотка.



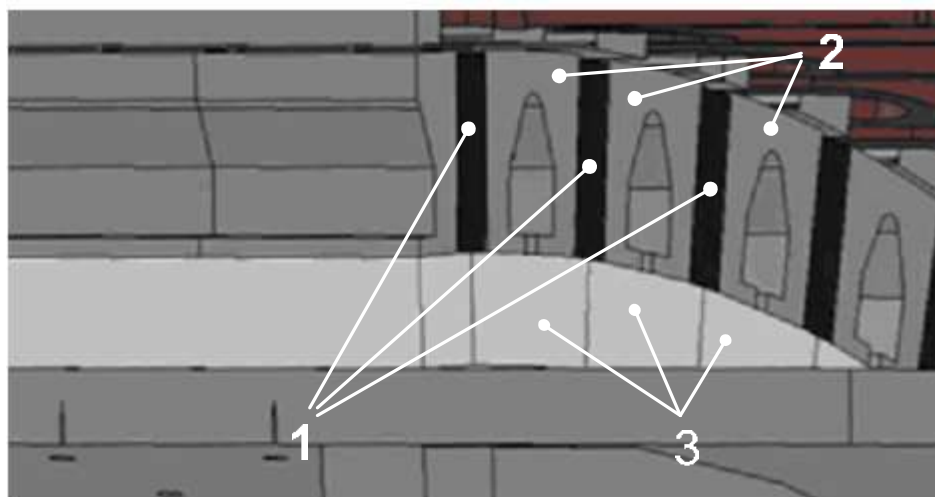
Фиг.1 Синхронен ветрогенератор с постоянни магнити в ротора /СВГПМ/



Фиг.2 Статорни сегменти на СВГПМ [Л.2] .

Индукторът се намира в ротора на машината /фиг.3/. и е съставен от високо енергийни постоянни магнити – поз.1 с тангенциално по отношение на кривината намагнитване. Магнитите заедно с полюсите – поз.2 са монтирани върху алуминиев носач – поз.3.

Необходимите геометрични размери за построяване на електромагнитния модел на конструкцията на машината са взети от предоставената конструкторска документация.



Фиг.3 Ротор на СВГПМ

1- постоянни магнити; 2- полюси; 3- алуминиев носач.

- Да се определи напрежението на празен ход /е.д.н./ на машината и да се направи хармоничен анализ.
- Да се определят реактивните моменти на СВГПМ.

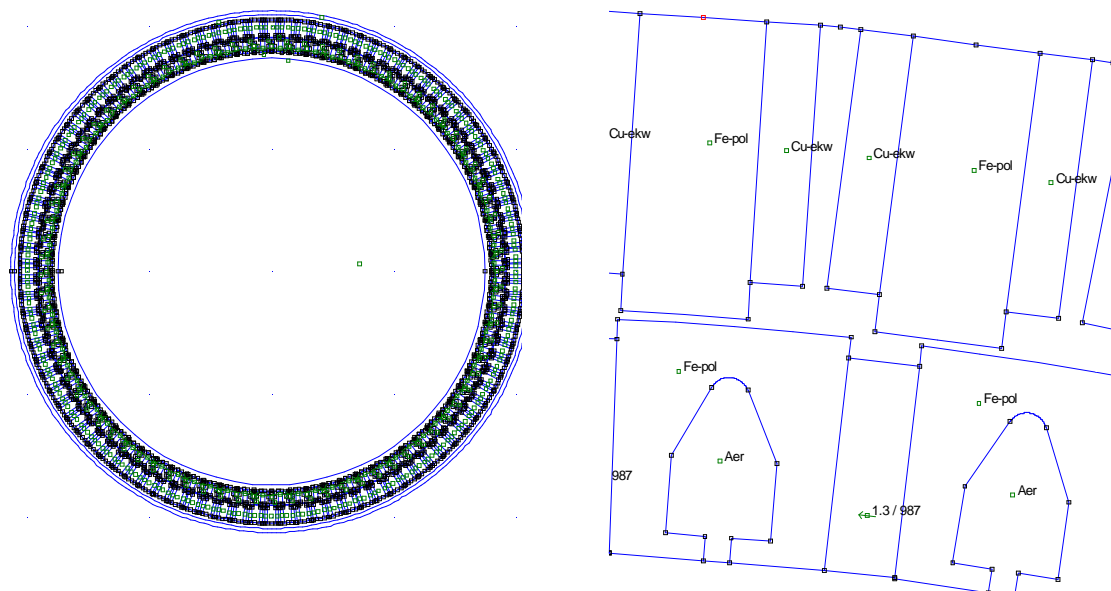
2. Обосновка на избрания подход за решение на задачата

Сложната и разнородна конструкция на изследвания обект изисква използването на числен подход за решаване на уравнението на магнитното поле, съчетан с CAD - среда, в която тази конструкция може да бъде представена с приемливо съответствие. Такава възможност предоставя програмният продукт **FEMM** [3,4,5], осъществяващ числено решение на диференциалното уравнение на стационарно магнитно поле по метода на крайните елементи на обекти изобразени графично в работната му среда с формат 2d. В тази посока благоприятно влияе голямата стойност на отношението между надлъжните и напречните размери на активните части на статора и на ротора, което дава достатъчно основание да се счита, че полето е плоскопаралелно практически по цялата им дължина.

Решение на задачата

а/ графична част

Графичната част на модела на изследваната машина е представена на фиг.4. Обосноваването по-горе допускане, че магнитното поле е плоскопаралелно определят задачата като "Planar", според терминологията в **FEMM** т.е. решава се в Декартова координатна система.



Фиг.4 Модел на СВГПМ в препроцесора на FEMM.
В дясно – увеличен фрагмент от модела със статорни и роторни елементи

Необходимостта от „завъртане” на ротора налага решение по цялото сечение на машината, макар че геометричните и конструктивните параметри позволяват разглеждането на $\frac{1}{4}$ от него. Необходимата точност в случая се получава за сметка на по-продължителното време за изчисление.

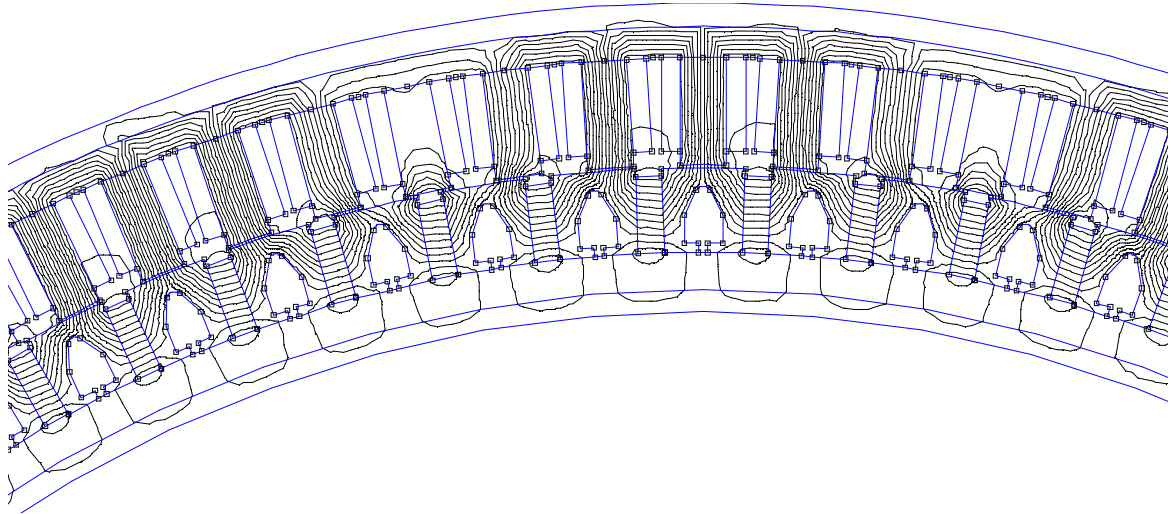
б/ резултати от изчисленията

б.1/ напрежение на празен ход /е.д.н./ на машината

Индуктираното е.д.н. в намотка с брой навивки w се определя по известната зависимост:

$$(1) \quad e = -w \frac{d\Phi}{dt}$$

При численото решение $d\Phi \approx \Delta\Phi = \Phi(a + \Delta a) - \Phi(a)$, а $dt \approx \Delta t = \frac{\Delta a}{\Omega}$, където: a - геометричен ъгъл на завъртане, $\Omega = 1.4975 \text{ rad/s}$. Естествено, точността на изследванията се повишава с намаляване на стъпката Δa .



Фиг.5 Разпределение на магнитното поле на СВГПМ в построителя на FEMM.

В съответствие с изложения в [6] подход, магнитния поток Φ_i обхванат от i –тата полюсната намотка се получава като:

$$(2) \quad \Phi_i = \oint \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = l \left[\frac{\iiint_{V_{\text{ЛЯВО}}} A dV}{V_{\text{ЛЯВО}}} - \frac{\iiint_{V_{\text{ДЯСНО}}} A dV}{V_{\text{ДЯСНО}}} \right]$$

Където:

l - дължина на статорния пакет на машината;

$\iiint_V A dV$ - величина получена в построителя на FEMM

V - обем на частта на статорната намотка, намираща се отляво или отдясно на статорния полюс.

Определено е изменението на магнитните потоци, обхванати от всичките 96 статорни намотки при завъртане на ротора на геометричен ъгъл 4.7° , което, съгласно съотношенията в Таблица 1 съответства на електрически ъгъл 188° . Стъпката на изчисленията "завъртането" $\Delta\alpha = 0.1^\circ$.

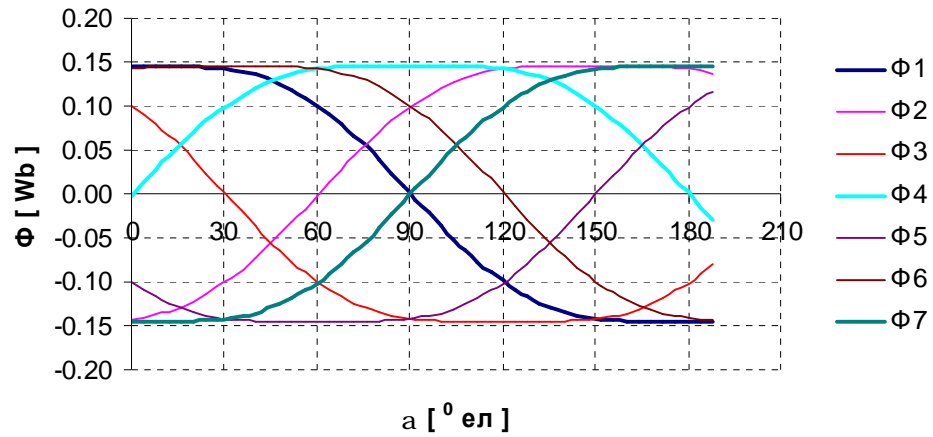
Резултатите от изчисленията за магнитните потоци обхванати от седем /съседни/ от 96-те статорни намотки са показани на фиг. 6а, а на фиг.6б – само за намотки 01, 04 и 07 при "завъртане" на ротора на едно полюсно деление.

За да се прецени достоверността на получените резултати трябва да се вземат предвид и съотношенията представени в Таблица 1.

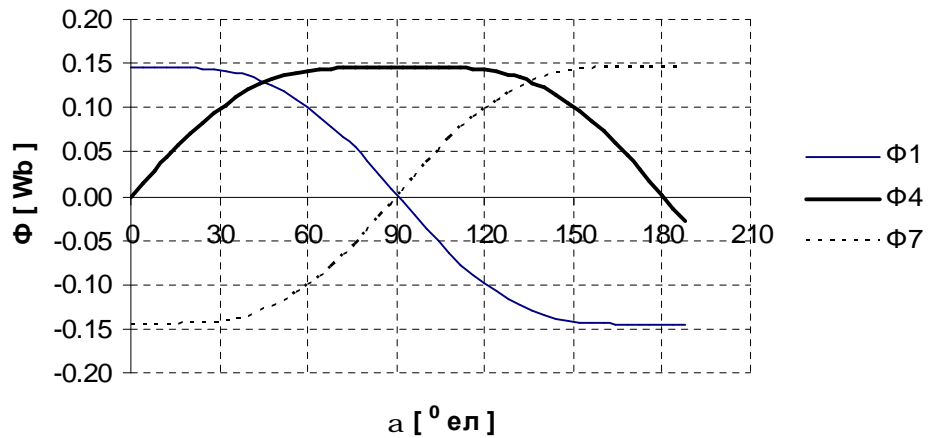
Таблица 1

Елемент	Брой	α ГЕОМ	α ЕЛ
Роторно полюсно деление	80	4.50	180
Статорно полюсно деление	96	3.75	150

От горното следва, че ъгълът на пространствено разместване в електрически градуси между статорна намотка № 01 и статорна намотка № 07 е $(7-1) \times 150^\circ = 900^\circ = 2 \times 360^\circ + 180^\circ \equiv 180^\circ$, т.е. обхванатите от тях потоци следва да са в противофаза, което се потвърждава от резултатите на фиг.6.

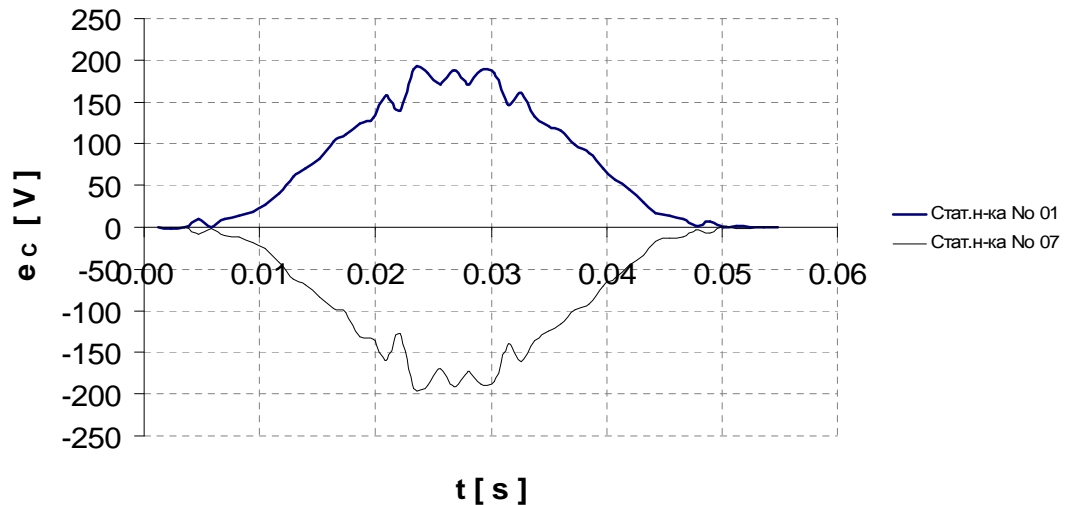


Фиг.6 а



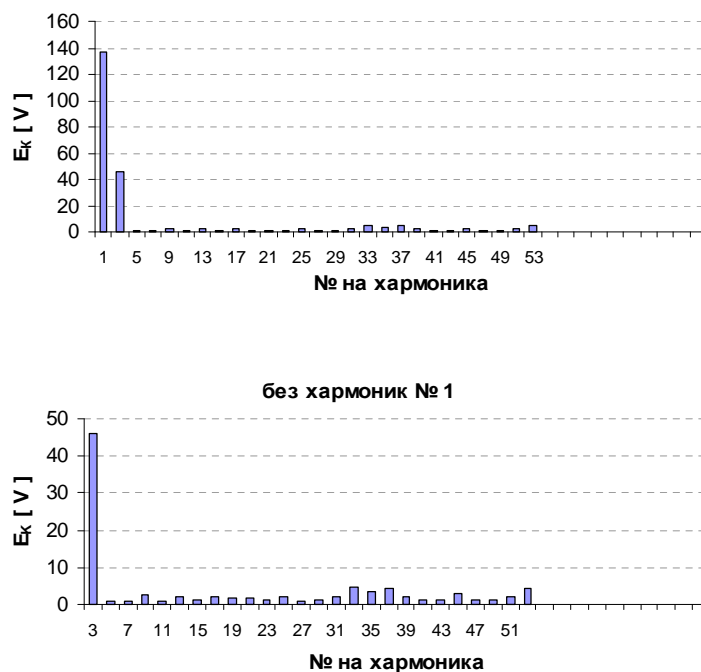
Фиг.6 б

Ъгълът на пространствено разместване в електрически градуси между статорна намотка № 01 и статорна намотка № 04 е $(4-1) \times 150^\circ = 450^\circ = 360^\circ + 90^\circ \equiv 90^\circ$. Също такава е положението с дефазирането между намотки № 04 и № 07. На тези аналитични резултати съответства взаимното разположение на обхванатите от тези намотки числено определени магнитни потоци /фиг.б/.



Фиг.7 Индуцирано е.д.н. /напрежение на празен ход/ в статорни намотки № 01 и № 07

Показаното на фиг.7 електродвижещо напрежение в статорни намотки № 01 и № 07 е определено по израз (1). Взаимното разположение на потоците, обхванати от тези намотки, определя дефазирането между е.д.н. на 180° . Огледалният характер на тези криви подсказва възможността за свързването, при необходимост, на тези намотки в паралел.



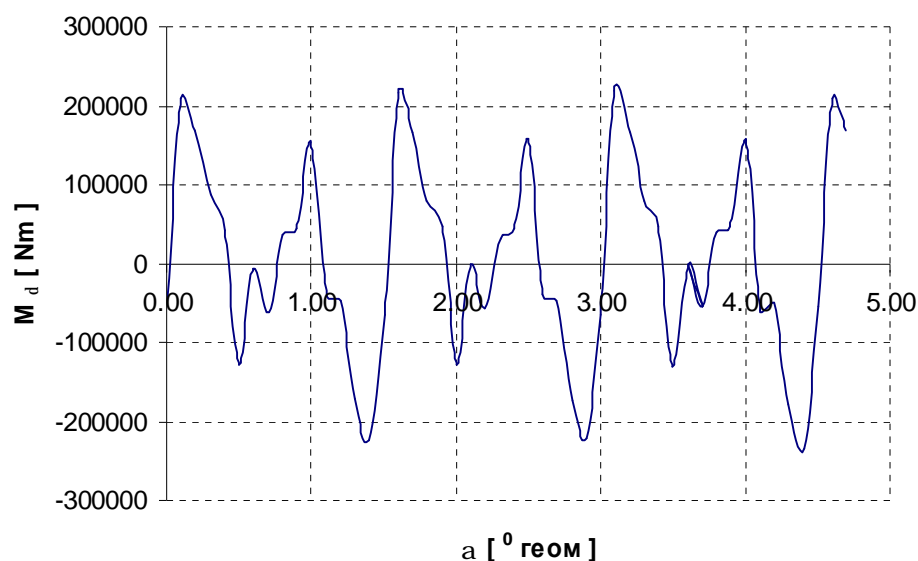
Фиг.8 Хармоничен анализ на е.д.н. от фиг.7

Характерът на по-нататъшното преобразуване на получената от генератора електроенергия /преминаване през токоизправител и инвертор/ оставя на заден план изискването за синусодалност на е.д.н. В случая по-съществено значение

има ефективната му стойност. На основата на получените резултати за моментните стойности на е.д.н. – фиг.4- е направено числено интегриране и е получена стойност $E=102.69 V$. Отклонението на тази стойност от обявената /опитно измерена стойност/ е $e\% = +1.17\%$.

б.2/ реактивни моменти на свгпм

Създаденият модел дава възможност да се определят реактивните моменти в изследваната синхронна машина. Това става на «празен ход», без котвен ток, като се използва същото решение /пакет от резултати в постпроцесора/, с чиято помощ бе определено е.д.н. на празен ход. Технологично е за определянето на тези моменти да се използва опцията *Torque via Weighted Stress Tensor*.



Фиг.9 Реактивни моменти в СВГПМ при завъртане на ротора на едно роторно полюсно деление

Получените резултати за реактивните моменти имат следните характеристики:

- в границите на едно роторно деление реактивният момент има три периода на изменение;
- абсолютната стойност на реактивния момент при зададените конструкционни размери и материали не надвишава; $225\,000 Nm$
- при тези условия отношението на максималните реактивни моменти спрямо номиналния момент на машината не надвишава $\pm 11\%$.

3. Изводи

От хармоничният анализ на е.д.н. следва:

- Амплитудите на хармоници с поредни номера 5 и 7 са по-малки от 0.60% от амплитудата на основния. Това определено се дължи на избраното “класическо” скъсяване на стъпката на статорната намотка – съгласно Таблица 1 - $a_{ELSt}/a_{ELRt}=150^{\circ}/180^{\circ}=5/6$, т.е. концентрираната статорна намотка обхваща 5/6 от роторното полюсно деление.

- Присъствието на силно изразен трети хармоник в кривата на е.д.н. се дължи на цилиндричната форма на роторния полюс – статорната и роторната дъги от двете страни на въздушната междина са концентрични. Това се потвърждава и произтича от «платото» в кривите за потоците на фиг.6. Посоченото разпределение на потока има определящо значение и за реактивните моменти.

- Влиянието на третия хармоник в кривата на индуктираното фазово е.д.н. може да бъде преодоляно както с класическия подход – свързване на намотката в звезда, при което той ще отсъства в линейното напрежение, така и посредством промяна на формата на роторния крайник в съответствие с утвърдената практика. Последното ще доведе и до благоприятна промяна в стойностите на реактивния момент.

Предложеният числен модел за изследване позволява да се правят изследвания на широк кръг подобни конструкции.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сотиров Д., М. Михов, Р. Спасов, „Числено определяне на температурата на лагерите на синхронен ветрогенератор”, Втора научна конференция на ЕФ-Созопол , 1-3 октомври 2010 г.
- [2] Михов М., Д. Сотиров, „Числено определяне на температурата на котвената намотка на синхронен ветрогенератор”, Втора научна конференция на ЕФ-Созопол , 1-3 октомври 2010 г.
- [3] Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [4] Брандиски, К., И. Ячева. САD системи в електромагнетизма. С., Сиела, 2002.
- [5] Ячев И., И. Маринова. Ръководство за лабораторни упражнения по числени методи и моделиране на вериги и полета. ч. I, София, 2007.
- [6] Михов М., Н. Рац, Експериментално и числено изследване на баластен дросел, Годишник на Техническият Университет – София, т.56, книга 1, 2006 г.

Автор:

Доц. д-р Димитър Кирилов Сотиров, преподавател в катедра «Електрически машини» при Електротехническият факултет на Техническият Университет – София.

ЧИСЛЕНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАЗПРЕДЕЛНИЕТО НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНОТО ПОЛЕ И ЗАГУБИ ОТ ВИХРОВИ ТОКОВЕ В ТЯЛОТО НА АСИНХРОННА МАШИНА

Михо Михов

Резюме: В изчислителната среда на FEMM са получени резултати за загубите от вихрови токове в основни области от конструкцията на асинхронна машина. За целта са направени допускания и преобразувания във входните данни на числения модел, позволяващи отчитането на различната честота на полето в статора и ротора .

NUMERICAL INVESTIGATION OF ELECTROMAGNETIC FIELD DISTRIBUTION AND LOSSES FROM EDDY CURRENTS IN THE BODY OF AN INDUCTION MACHINE

Miho Mihov

Abstract: In the computing environment of FEMM are generated results, obtained for the losses of eddy currents in the core of asynchronous machine construction areas. For this purpose are made assumptions and transformations into the numerical model's input data, enabling consideration of different frequencies in the stator's and rotor's machine.

1. Увод

Едно от съображенията при избор на материал за тялото на променливотокова машина би трябвало да бъде количеството загуби, които биха се отделили в него при работа на машината /Л.1-4/. Ако материалът на тялото е феромагнитен - стомана, чугун – загубите са от хистерезис и вихрови токове. При немагнитните, електропроводящи материали – алуминий - загубите са само от вихрови токове.

Определянето на стойността на загубите от вихрови токове в настоящата работа е направено при следните условия:

а/ Изчислителната среда е FEMM /Л.7-9/.

б/ Разглежда се асинхронна машина /АМ/.

в/ Машината работи в номинален режим. Доколкото, обаче, режимът се определя от стойността на тока в статорната намотка и честотата в ротора /хлъзгането /, такава изследване може да се направи за всеки друг режим.

г/ В модела се задават характеристики на различни материали на тялото.

2. Съображения и допускания при изготвяне на модела във femm

Формален проблем при определянето на мощностностните характеристики на асинхронната машина в средата на FEMM е разликата в честотите на магнитното поле в първичната и вторичната среди – в общия случай статор и ротор.

Според предоставената от FEMM възможност /Л.5-7/ в опцията **Problem definition** задачата може да бъде решена по два начина:

- да се зададе действителната честота $f = f_1$ на първичната страна
- да се зададе действителната честота $f = f_2$ на вторичната среда

Очевидно, при първия случай директно отчетените в постпроцесора резултати ще бъдат донякъде меродавни за първичната среда и далеч от действителността – за вторичната, а във втория случай – обратно. За това в повечето случаи на изследване на АМ, където повече се определя качествения характер на магнитното поле се решава магнитостатична задача – задава се честота нула или при честота отлична от нулата може стойностите на всички електрически проводимости на материалите да се приемат крайни много малки числа близки до нулата. /В тези случаи не се интересуваме от реакцията на вихровите токове и загубите от тях./

На практика приемането $f = 0$ означава, че дълбочината на проникване на електромагнитното поле /Л5,6/ е безкрайно голяма:

$$(1) \quad \Delta = \sqrt{\frac{2}{wg m}}; \quad w = 2\pi f$$

където:

f - честота на електромагнитното поле

g - електрическа проводимост на средата

m - магнитна проницаемост на средата

От горната зависимост следва, че ако трябва в модела, в който за двете среди е зададена една и съща честота /обективно няма друг начин/ да получим съответната действителна физическа дълбочина на проникване, там където честотата не е “истинската”, трябва да се корегира реципрочно някой от множителите в знаменателя на (1). Опитът показва, че е целесъобразно да се корегира електрическата проводимост. Другата възможност-корекцията на магнитната проницаемост би довела до промяна на кривата на намагнитване и оттам до недействителни стойности за получените индукции, потоци и т.н.

Коефициентът на реципрочност се определя от условието физическата дълбочина на проникване и тази в модела да бъдат еднакви, което от уравнение (1) води до:

$$(2) \quad \begin{aligned} f_{\text{действ}} g_{\text{действ}} &= f_{\text{модел}} g_{\text{модел}} \\ g_{\text{модел}} &= \frac{f_{\text{действ}}}{f_{\text{модел}}} g_{\text{действ}} \end{aligned}$$

Отчитайки основната зависимост между честотите на първичната и вторичната среди на АМ - $f_2 = s f_1$, в зависимост от разглеждания случай коефициентът на реципрочност / корекция / на електрическата проводимост g е $1/s$ или s . Например, ако в модела е заложена статорната честота, т.е.

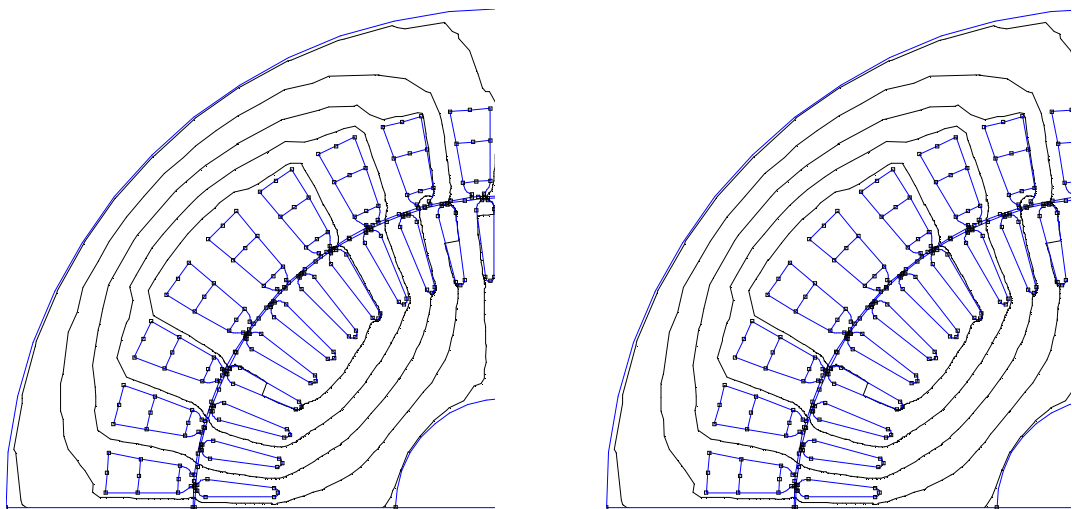
$f_{\text{модел}} = f = f_1$, действителната честота в ротора е $f_2 = s f_1$ и корекционният коефициент за промяна на електрическата проводимост в материала на роторен елемент ще бъде $\frac{f_{\text{действ}}}{f_{\text{модел}}} = \frac{f_2}{f_1} = s$ и съгласно (2) $g_{\text{модел}} = s g_{\text{действ}}$.

В Таблица 1 са показани използваните материали, електрическата им проводимост и корегираните стойности, “заложиени” в модела във FEMM. Изследваната асинхронна машина е с мощност 7.2 kW, честота на захранващото напрежение 100 Hz, ток във фаза 49.5 A и линейно напрежение 64V.

Таблица 1

Материал на :	Физическа ел.провод. [MS / m]	Означение в библиотеката на FEMM	При зададена $f = f_1$	При зададена $f = f_2$
			Приведена ел.провод. [MS / m]	Приведена ел.прово [MS / m]
Статорния пакет	3	Silicon Core Iron	3 x 1	3 / s
Статорната намотка	58	Winding	0	0
Роторната намотка	34.45	Aluminum, 1100	34.45 x s	34.45 x 1
Роторния пакет	3	Silicon Core Iron	3 x s	3 x 1
Вал	10	St 3	10 x s	10 x 1
Тяло - чугун	2.25	Chug	2.25 x 1	2,25 / s
Тяло - алуминий	24.59	Aluminum, 6061-T6	24.59 x 1	24.59 / s
Тяло - стомана	10	St 3	10 x 1	10 / s

Направени са изчисления във FEMM за двата случая посочени в таблицата. В статорната намотка е зададен ток определен, чрез известната методика /Л.2/ за проверочни изчисления на АМ – в случая в номинален режим, хлъзгането е $s = 0.014[-]$.



Фиг.1 Разпределение на магнитното поле при честота на модела:

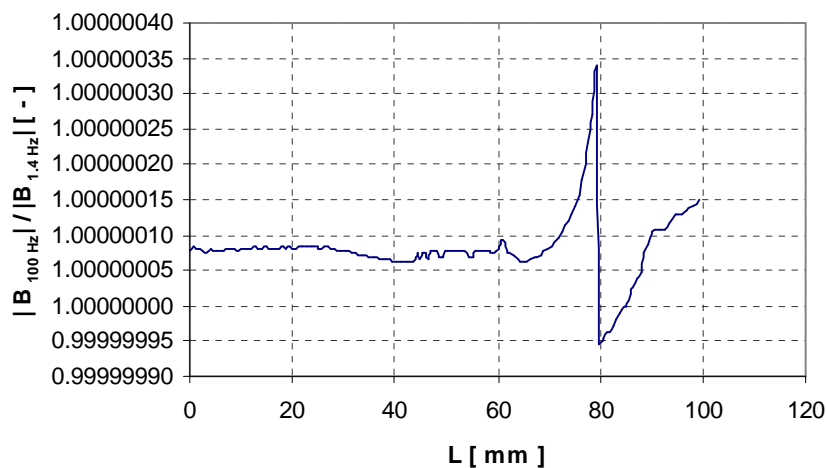
a/ статорна - $f = f_1 = 100 \text{ Hz}$ - в ляво

На представените изображения на фиг.в няма доловима разлика в разпределението на полето. Направени са количествени изследвания за

разпределение на индукцията по различни радиуси и се констатира практическа идентичност в стойностите /фиг.2/.

/Относително “големият” скок в отклонението е на дъното на статорния канал – т.е. на границите на две среди. /

В таблици 2.1. и 2.2 са показани резултати от изчисленията на електромагнитният момент $M\delta$, електромагнитната мощност $P\delta$, загубите в роторната намотка p_{eL2} , загубите от вихрови токове в статорния пакет $p_{вх\ T\ St}$, загубите от вихрови токове в роторния пакет $p_{вх\ T\ Rt}$ и загубите от вихрови токове във вала $p_{вх\ T\ W}$ при двата подхода на задаване на честотата. В колоната “Аналитични” са представени за сравнение резултати за същите величини получени по посочения по-горе проверочен разчет на вериги с концентрирани параметри.



Фиг. 2 Отклонение между стойностите на индукциите по радиус сключващ 135° с положителната посока на оста X при $f=100\text{ Hz}$ и $f=1.4\text{ Hz}$

Постигнатото еднакво разпределение на магнитното поле при двата подхода / $f_{\text{модел}} = f_1$ и $f_{\text{модел}} = f_2$ / в резултат моделерането на действителната дълбочина на проникване и при отчитане индуктирането на вихрови токове в елементите на статора и ротора води до следните резултати:

- еднакъв електромагнитен момент;
- еднаква електромагнитна мощност, като в случая на задаване на статорната/първичната/ честота, отделените електрически загуби в роторната намотка с електрическа проводимост g_s /Таблица 1/ отчетени в постпроцесора на FEMM са точно електромагнитната мощност, което “подозрително” точно съответства на схващането в класическата теория на АМ, където тази мощност

се отделя върху съпротивлението $\frac{R_2'}{s} \equiv \frac{1}{g_s}$ от заместващата схема с концентрирани параметри ;

- еднакви загуби в роторната намотка, които в Таблица 2.1 се получават като sP_d , тъй като е зададена статорната честота, а във втория случай – Таблица 2.2 - се отчитат непосредствено в постпроцесора. В този

случай, пък, $P_d = \frac{P_{en2}}{s}$, при което се получава посоченото по-горе изравняване.

Таблица 2.1.

Решение при $f = f_1 = 100\text{Hz}$ за машина без тяло

Величина	Изм.	FEMM				Аналит.
		за 1/4 сеч.	цяло сеч.	К	Оконч.	
s	-	0.014				
M_δ	Nm	5.636	22.5458	1	22.55	24.92
$P_\delta = 'p_{en2}'$	W	1810.2	7240.7	1	7240.7	7829.3
/изч./ $p_{en2} = s P_\delta$	W	25.342	101.3699	(x s)	101.4	109.6
$p_{вх \tau St}$	W	7.111	28.4428	1	28.4	133.3
$p_{вх \tau Rt}$	W	0.057289	0.2292	s	0.0032	0
$p_{вх \tau W}$	W	0.034631	0.1385	s	0.0019	0

Таблица 2.2.

Решение при $f = f_2 = 1.4\text{Hz}$ за машина без тяло

Величина	Изм.	FEMM				Аналит.
		за 1/4 сеч.	цяло сеч.	К	Оконч.	
s	-	0.014				
/femm/ M_δ	Nm	5.6365	22.5458	1	22.55	24.92
/изч./ $P_\delta = p_{en2} / s$	W	1810.2	7240.7	(x 1/s)	7240.7	7829.3
/femm/ p_{en2}	W	25.3425	101.3699	1	101.4	109.6
/femm/ $p_{вх \tau St}$	W	0.0996	0.3982	1/s	28.4	133.3
/femm/ $p_{вх \tau Rt}$	W	0.0008	0.0032	1	0.0032	0
/femm/ $p_{вх \tau W}$	W	0.0005	0.0019	1	0.0019	0

- стойностите за загубите в елементите, където честотата не е “истинска” трябва да се корегират /”още веднаж”/ с корекционни коефициенти равни на коефициентите на привеждане от Таблица 1, аналогично на загубите в роторната намотка, които са от едно и също естество с тези от вихрови токове, само че са съсредоточени в роторните канали.

3. Изследване на загубите от вихрови токове в тялото на асинхронната машина

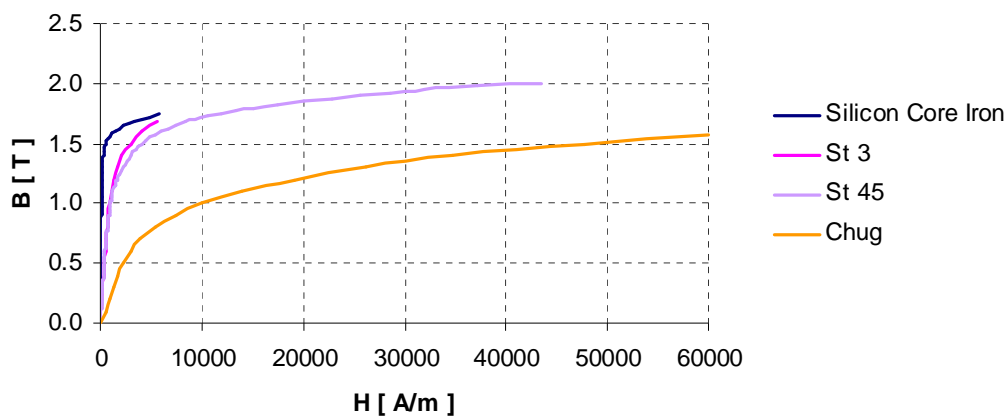
За изследване на загубите от вихровите токове в тялото на асинхронната машина се използват разработените в предходния раздел модели.

Направени са изследвания за материал на тялото в съответствие с Таблица 3-1 /3-2/.

Използвана е примерна конструкция за оребриване – в случая 44 радиални ребра с височина 20 mm и дебелина в горната част – 2 mm . Както активната част на машината така и оребрено тяло се подготвят с Lua – скрипт във препроцесора, което дава възможност с лекота да се правят голям брой варианти на изследваната машина, както по отношение на електромагнитните показатели, така и в топлинно /стационарно/ отношение. По целесъобразност, за ускоряване на изчислителния процес броят на ребрата в случая е избран да се

дели на 4, което дава възможност да се разглежда 1/4 от напречното сечение на машината, като се повиши скоростта на изчисленията при достатъчно висока точност – малка стъпка на мрежата. Естествено, моделите при които геометричните форми не позволяват посоченото опростяване /например, нечетен брой роторни канали или охладителни ребра/ се получават с цяло напречно сечение с всички произтичащи от това особености, свързани с възможностите на изчислителната техника. Във всички случаи, посредством заложеното гранично условие, е прието, че извън начертаната конструкция няма магнитно поле / *Boundary property – Zero* /.

В Таблицы 3-1 и 3-2 са показани резултатите от изчисленията за загубите от вихровите токове в статорния пакет $p_{\text{exm}St}$, в тялото $p_{\text{exm}ТЯЛО}$, и сумата от тях $\Sigma_{St} = p_{\text{exm}St} + p_{\text{exm}ТЯЛО}$ при посочените материали със съответни магнитни характеристики – фиг. 3.



Фиг. 3. – Магнитни характеристики на силициева/електротехническа/ стомана, конструкционни стомани Ст3 и Ст45 и чугун

За «утвърждаваща» проверка на използвания математически апарат са направени изчисления и са сравнени резултатите, като веднаж материалът на тялото с ребрата е зададен самостоятелно с характеристиките на електротехническа стомана от каквато е намиращия с в съседство статорен пакет, и като общ блок с пакета - без граница между тях. Резултатите за общите загуби в последната колона на Таблиците 3 потвърждават коректността на апарата.

От Таблицы 3-1, 3-2 се вижда, че като цяло общите загуби от вихрови токове в статорния пакет и тялото във всички разглеждани случаи са доста близки, дори и за случая, когато тяло липсва – случаите «без тяло» и тяло с характеристики на «въздух».

Тези резултати могат да бъдат потвърдени и обяснени с картината на разпределение на магнитното поле и в частност – с разпределението на индукцията по произволен радиус. В случая, като се каза и преди, е приет този, който сключва 135° с положителната посока на оста X - фиг.4.

Размери от напречното сечение, които представляват координати на по-характерни точки от фиг. 5, където координатата е L [mm].

- радиус на вала $L = 22 \text{ mm}$
- радиус на дъната на роторните канали $L = 45.5 \text{ mm}$
- външен радиус на ротора $L = 62.1 \text{ mm}$

Таблица 3-1

Решение във FEMM при $f = f_1 = 100\text{Hz}$ за 1/4 от напречното сечение на машината

Тяло от:	Прив.пров.	M_δ	$\rho_{el2}' = P_\delta$	$\rho_{el2} = s P_\delta$	$^{(5)}\rho_{вхт Rt}$	$^{(5)}\rho_{вхт ВАП}$	$\rho_{вхт St}$	$\rho_{вхт ТЯЛО}$	ΣSt
	MS / m	Nm	W	W	W	W	W	W	W
Източник на данните:		fem m	fem m	изчисление	"fem m x s"	"fem m x s"	fem m	fem m	-
без тяло	0.00	5.636	1810.16	0.0000	0.000000	0.000000	7.1534	0.0000	7.1534
"въздух "	0.00	5.585	1810.41	0.0000	0.000000	0.000000	7.0414	0.0000	7.0414
ел.техн.стомана	3.00	5.609	1815.16	0.0000	0.000000	0.000000	5.3874	0.6848	6.0722
ел.техн.стомана общо	3.00	5.609	1815.00	0.0000	0.000000	0.000000	-	-	6.0901
констр.стомана	10.00	5.585	1810.26	0.0000	0.000000	0.000000	7.0313	0.0252	7.0565
алуминий	24.59	5.635	1810.40	0.0000	0.000000	0.000000	7.0375	0.0002	7.0377
чугун	2.25	5.583	1810.45	0.0000	0.000000	0.000000	7.0247	0.0202	7.0449

1/ Отчитат се САМО загубите от вихрови токове

2/ Характеристиките на материалите са съгласно Таблица 1

3/ Хлъзгането е $s = s_n = 0.014$

4/ Решението е за 1/4 от напречното сечение на машината - стойностите за загубите са 4 пъти по-малки от тези за машина

5/ Загубите от вихрови токове в РОТОРА се получават като получените стойности в постпроцесора

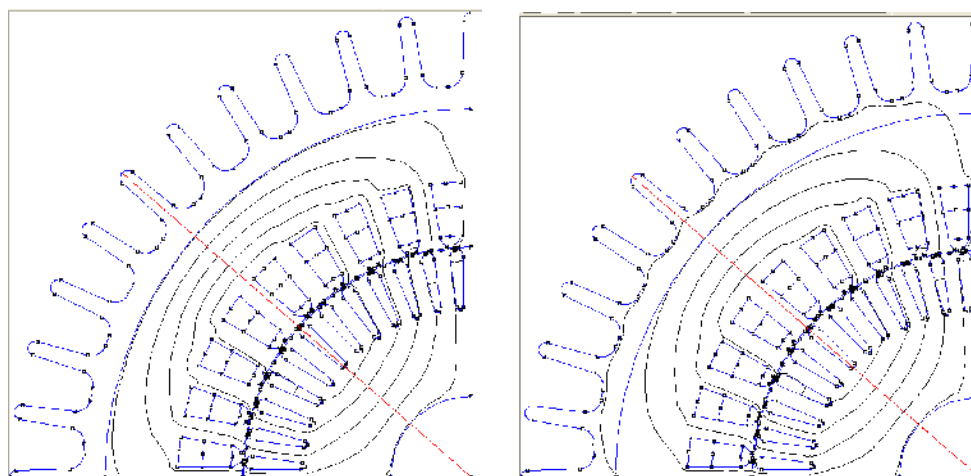
са умножени със стойността на хлъзгането s .

Таблица 3-2

Решение във FEMM при $f = f_1 = 100\text{Hz}$ за ЦЯЛОТО напречно сечение на машината

Тяло от:	Прив.пров.	M_δ	$\rho_{el2}' = P_\delta$	$\rho_{el2} = s P_\delta$	$^{(5)}\rho_{вхт Rt}$	$^{(5)}\rho_{вхт ВАП}$	$\rho_{вхт St}$	$\rho_{вхт ТЯЛО}$	ΣSt
	MS / m	Nm	W	W	W	W	W	W	W
Източник на данните:		fem m	fem m	изчисление	"fem m x s"	"fem m x s"	fem m	fem m	-
без тяло	0.00	22.55	7240.66	0.00	0.000000	0.000000	28.6138	0.0000	28.6138
"въздух "	0.00	22.34	7241.62	0.00	0.000000	0.000000	28.1658	0.0000	28.1658
ел.техн.стомана	3.00	22.43	7260.62	0.00	0.000000	0.000000	21.5498	2.7391	24.2889
ел.техн.стомана общо	3.00	22.44	7260.01	0.00	0.000000	0.000000	-	-	24.3605
констр.стомана	10.00	22.34	7241.03	0.00	0.000000	0.000000	28.1253	0.1009	28.2261
алуминий	24.59	22.54	7241.58	0.00	0.000000	0.000000	28.1500	0.0007	28.1508
чугун	2.25	22.33	7241.82	0.00	0.000000	0.000000	28.0989	0.0807	28.1796

- вътрешен радиус на статора $L = 62.5 \text{ mm}$
- радиус на дъната на статорните канали $L = 80 \text{ mm}$
- външен радиус на статорния пакет $L = 100 \text{ mm}$
- радиус в основата на ребрата $L = 106 \text{ mm}$
- радиус на върховете на ребрата $L = 126 \text{ mm}$



Фиг.4 Разпределение на магнитното поле при тяло от :

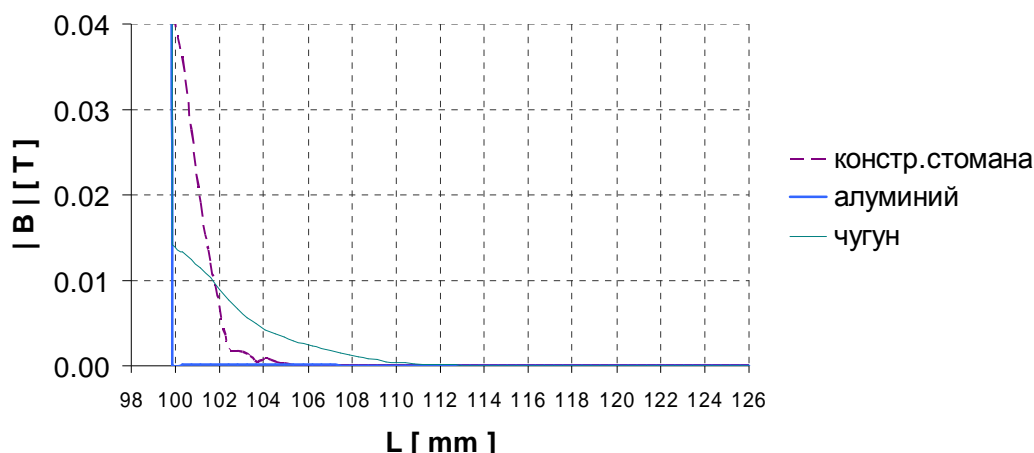
- алуминий, в ляво
- материал с характеристики на електротехническа стомана, в дясно

4. Анализ на резултатите и изводи

Констатираните, макар и малки, разлики в стойностите на загубите при различен материал на тялото / Таблицы 3-1, 3-2/, може да бъдат обяснени, както следва:

а/ Най малките загуби от вихрови токове при материал на тялото с характеристики на силициева ламарина се обуславят от обстоятелството, че част от магнитния поток преминава и през “тялото” - там дълбочната на проникване е като в статорния пакет, т.е. относително най-голяма. Ниските стойности на индукцията в статорния ярем / фиг. 5 / и ниската проводимост на материала /Таблицы 3/ в сравнение с другите случаи водят до по-ниски загуби от вихровите токове.

б/ В останалите случаи /конструкционна стомана, алуминий, чугун/ най ниски загуби има в алуминиево тяло и оттам - при възел пакет-тяло /Таблицы 3/.



Фиг.6 Увеличено изображение от фиг.5 на разпределението на магнитната индукция в зоната на тялото.

От фиг. 5 и особено на фиг. 6 се вижда, че магнитно поле в алуминиевото тяло практически липсва – там дълбочната на проникване е твърде малка с поради относително най-високата електрическа проводимост – ур.(1). От друга страна, поради намаляване на електрическата проводимост магнитната поле в тялото от чугун достига до по-голям радиус в сравнение с това при стомана. По-малката стойност на загубите в чугуна в сравнение с тези в тяло от конструкционна стомана се обясняват с по-ниската стойност на индукцията и най-вече с по-ниската му електрическа проводимост.

в/ Очевидно, при разглежданите в предходната точка случаи решаващо значение за избора на материала за тела на променливотокови машини имат не техните електромагнитни характеристики, а известните им конструкционни и технологични свойства и преимущества като:

- възможностите за отливане на сложни профили от алуминий

- изключително леките алуминиеви конструкции
- безспорно много по-добрите леярски качества на чугуна в сравнение с тези на стоманата
- възможностите на чугуна да “гаси” вибрациите /не само при електрическите машини/ и т.н.

г/ Макара, че е разгледан само въпроса за загубите от вихрови токове, направените изводи по принцип могат да се разширят и за загубите от хистерезис, доколкото те също зависят от индукцията и честотата на магнитното поле.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шуйский В.П. “Расчет электрических машин”, Энергия, 1968.
- [2] Сергеев П.С., Н.В. Виноградов, Ф.А. Горяинов „Проектирование электрических машин” , Энергия, Москва, 1969.
- [3] Димитров Д, Й. Ваклев, Д. Сотиров, М. Стоянов. Ръководство за изпитване на електрически машини. София, изд. Техника, 1991 г.
- [4] Ангелов А. Д.Димитров „Електрически машини” част I и част II, Техника, София, 1976.
- [5] Бессонов Л.А., „Теоритические основы электротехники”, Высшая школа, Москва, 1973.
- [6] Штафль М. “Электродинамические задачи в электрических машинах”, Энергия, Москва, 1966.
- [7] Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User’s Manual
- [8] Брандиски, К., И. Ячева. САД системи в електромагнетизма. С., Сиела, 2002.
- [9] Ячев И., И. Маринова. Ръководство за лабораторни упражнения по числени методи и моделиране на вериги и полета. ч. I, София, 2007.

Автор:

Доц. д-р Михо Петров Михов е преподавател в катедра "Електрически машини" при Електротехнически факултет на Технически Университет – София.

ЛИНЕЕН ЦИЛИНДРИЧЕН СИНХРОНЕН ГЕНЕРАТОР С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ - ИЗСЛЕДВАНЕ В СРЕДАТА НА FEMM

Михо Михов

***Резюме:** По данни от чужди публикации в средата на програмен продукт FEMM е построен числен модел на линеен цилиндричен синхронен генератор участващ в агрегат FP3. Направени са изследвания за електродвижещото напрежение на празен ход и електромагнитната мощност при движение на индуктора между двете му крайни положения.*

LINEAR CYLINDRICAL SYNCHRONOUS GENERATOR WITH PERMANENT MAGNETS - STUDY IN THE MEDIA OF FEMM

Miho Mihov

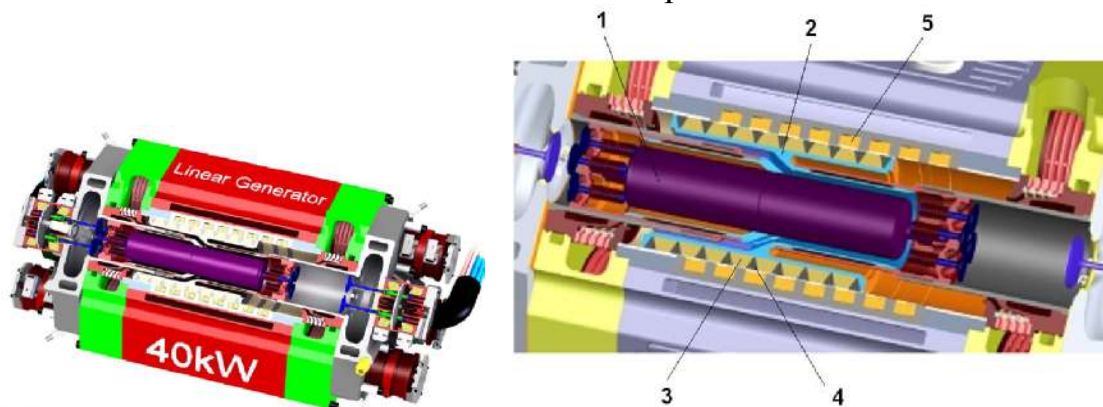
***Abstract:** According to data from foreign publications with the help of software solution FEMM is built numerical model of a cylindrical linear synchronous generator - a part from aggregate FP3. The studies were made for electromotive force at idle running and electromagnetic power, while the inductor is moving between its two end states.*

1. Увод

Конструкцията **FP3** /*The Free Piston Power Pack*/ е елегантно съчетание на двигател с вътрешно горене и линеен цилиндричен синхронен генератор /ЛЦСГ/ в модул с много висока обемна плътност на мощността /Л.1-4/. Принципът на действие на агрегата изключва потребността от коляномотовилков механизъм за преобразуване на възвратно-постъпателното движение на буталата във въртеливо, необходимо за задвижването на традиционния електрически генератор с въртящ се индуктор. При тази конструкция буталото 1 е свързано с конструкторски възел - носач 2 с вградени постоянни магнити 3, който представлява индуктора на ЛЦСГ, и чието магнитно поле индуцира е.д.н. в статорната намотка 5 при възвратно-постъпателното му движение - фиг .1 .

Магнитите 3 са високо енергийни – от типа на NeFeB, и са произведени с трапецовидна форма. Междинните елементи – полюсите 4 - са пресоват от прахово желязо, което има висока индукция на насищане, ниски загуби на работни честоти до 250 Hz и добри свойства за формоване. За да се получат малки радиални размери на агрегата /FP3/ се използват аксиално намагнитени магнити, при което не е необходим магнитен ярем под тях и радиалния размер и съответно - масата на носача 2 са малки. Самият носач е от алуминий от съображения за намаляване на масата и оттам на инерционните сили.

Съседните пръстеновидни магнитити са ориентирани насрещно така, че да се намали дължината на пътя на потока в статора.



Фиг.1 Двигател с вътрешно горене съчетан с ЛЦСГ с постоянни магнити – модул FP3

От своя страна това води до намаляване на височината на статорния ярем. Магнитите 3 и полюсите 4 се произвеждат като полукръгли сегменти - полупръстени, които са залепени на носача 2. Върху магнитите и полюсите има стоманена втулка с дебелина 0,5 мм, която ги укрепва и създава контактна повърхност за плъзгащо лагеруване на индуктора по вътрешната повърхност на статора. Последната е покрита с подходящ за лагерната двойка материал. Втулката е достатъчно дебела, за да издържи механичните натоварвания, и достатъчно тънка, за да не направи “късо съединение” по пътя на потока между съседни магнитните полюси поради насищането. За намотките на статора се използва меден правоъгълен /профилен/ изолиран проводник – така че да се получи висок коефициент на запълване на канала. Бобините са подготвени /формовани/ предварително и са подреждат в аксиално секционирания статорен магнитопровод. Дължината на роторното полюсно деление t_M е по-малка и некратна на дължината на статорното зъбно деление - t_S , за да се намалят силите на прилепване /реактивни/ между статора и ротора. Статорните намотки са свързани с инвертори, които контролират потока на енергията между бобините /с различни стойност на моментното е.д.н./ и батерията.

Рационален момент в замисъла на FP3 е, че генераторът се използва и като стартер за двигателя с вътрешно горене при началния ход на буталото, необходим за създаване на компресията за първото запалване на горивото в горивната камера.

Някои данни за изследваната конструкция:

- Максимална /върхова/ мощност - 100 kW /peak power/
- Брой на цилиндрите - 8 = 4 x 2 бутални модула
- Честота на буталата - 30 Hz
- Ход на буталото - 80-100 x 10⁻³ m
- Средна скорост на буталото/индуктора/ - 10-12 m/s
- Брой на статорните зъби и полюсите на индуктора - 8

2. Задача на изследването

Да се определи е.д.н. на празен ход и максималната средна /за един ход в една посока на буталото/ електромагнитна мощност на линейния синхронен генератор.

Обосновка на избрания подход за решение на задачата

Пространствената форма на конструкцията на ЛЦСГ /фиг.1/ е съставена от ротационни повърхнини и обеми, а индукцията и токовата плътност не се изменят по обиколката /тангентата/ им. Сложността и особеностите в разпределението на електромагнитните натоварвания в т.ч. и надлъжните краеве ефекти правят нецелесъобразен подхода за изследване на машината със заместващи схеми с концентрирани параметри. От друга страна широко достъпните програми за числено изследване на електромагнитни полета и процеси от серията FEMM /Л.5,6, /, предлагат удовлетворителни възможности, както за прецизното изобразяване на изследвания обект, така и за обработката на получените резултати при инженерните пресмятания. На основание на изложеното е избран числен подход за решаване на поставената задача в осисиметричен план на работа в изчислителната среда на FEMM.

3. Решение на задачата

а/ графична част на модела

Примерна графичната част на модела на изследваната машина, при отклонение на буталото на 40 мм надолу / $z = -40 [mm]$ / от средното положение е представена на фиг.2.

Изчисленията са направени в целия диапазон на движение на индуктора/буталото/ – отклонение от средното положение $-z_{MAX} \leq z \leq z_{MAX}$, $z_{MAX} = 46 [mm]$, като преместването се прави със стъпка $\Delta z = 1 [mm]$, а в околността на максимума на средната сила $\Delta z = 0.5 [mm]$. С предоставените от постпроцесора на FEMM са определени са магнитните потоци обхванати от намотките и стойността на електромагнитната сила при всяко положение на буталото.

Индуктираното е.д.н. и електромагнитната мощност са определени за средна скорост на буталото $v = 10 m/s$.

б/ резултати от изчисленията

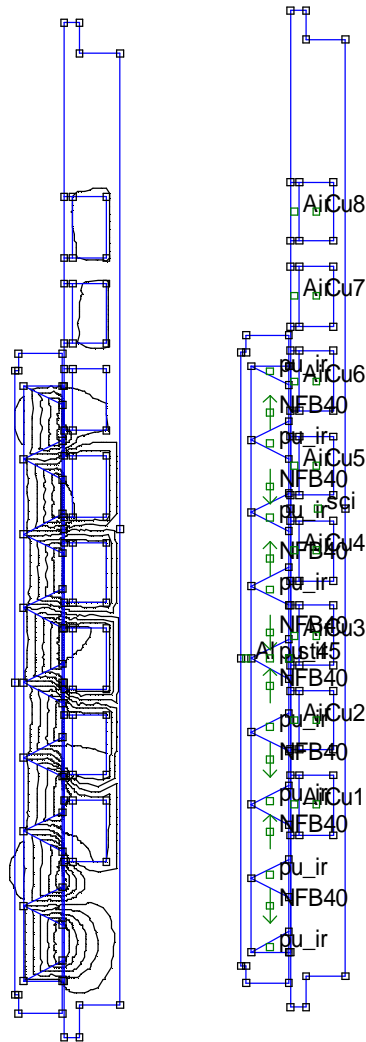
б.1/ определяне на индуктираното е.д.н. на празен ход

Индуктираното е.д.н. в пръстеновидната намотка с брой навивки w се определя по известната зависимост:

$$(1) \quad e = -w \frac{d\Phi}{dt}$$

При численото решение $d\Phi \approx \Delta\Phi = \Phi(z + \Delta z) - \Phi(z)$, а $dt \approx \Delta t = \frac{\Delta z}{v}$, където $v [m/s]$ е линейната скорост на буталото. Естествено, точността на изследванията се повишава с намаляване на стъпката Δz .

С помощта на друга известна зависимост /следствие от теоремата на Стокс/ и предоставената от постпроцесора на FEMM възможност за числено определяне на величината $\iiint_V A dV$ върху обема V на намотката в статорния канал за магнитния поток Φ_i , обхванат от i -тата статорна намотка се получава:



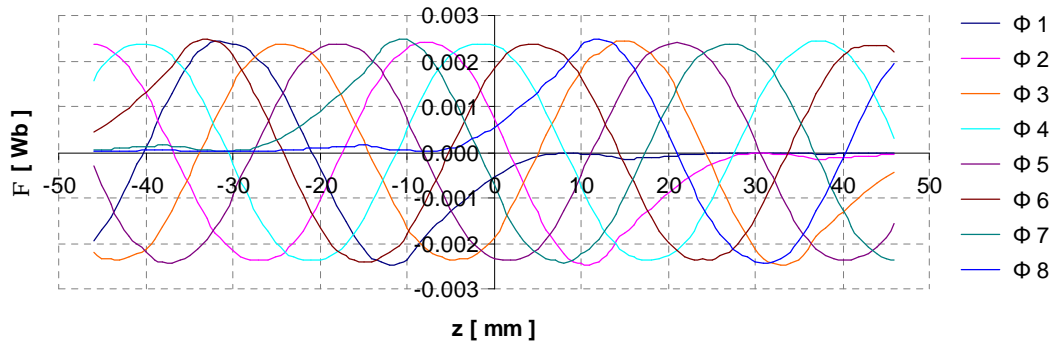
$$(2) \quad \Phi_i = \oint \vec{A} d\vec{l} = 2p r_{CP} |A_{CPi}| = 2p r_{CP} \frac{\iiint_V A dV}{V}$$

като \vec{A} е магнитния векторен потенциал по периферията на областта, през която преминава магнитният поток Φ [Л.8].

Резултатите от изчисленията за магнитните потоци са показани на фиг. 3 и фиг.4.

Като се отчете надлъжната симетрия на конструкцията, се получава очаквана симетрия на двойките потоци $(\Phi_1 \leftrightarrow \Phi_8)$, $(\Phi_2 \leftrightarrow \Phi_7)$, $(\Phi_3 \leftrightarrow \Phi_6)$, $(\Phi_4 \leftrightarrow \Phi_5)$, /фиг.4/ спрямо началото на координатната система $z=0$, определено от средното положение на индуктора. Индуцираните навивкови

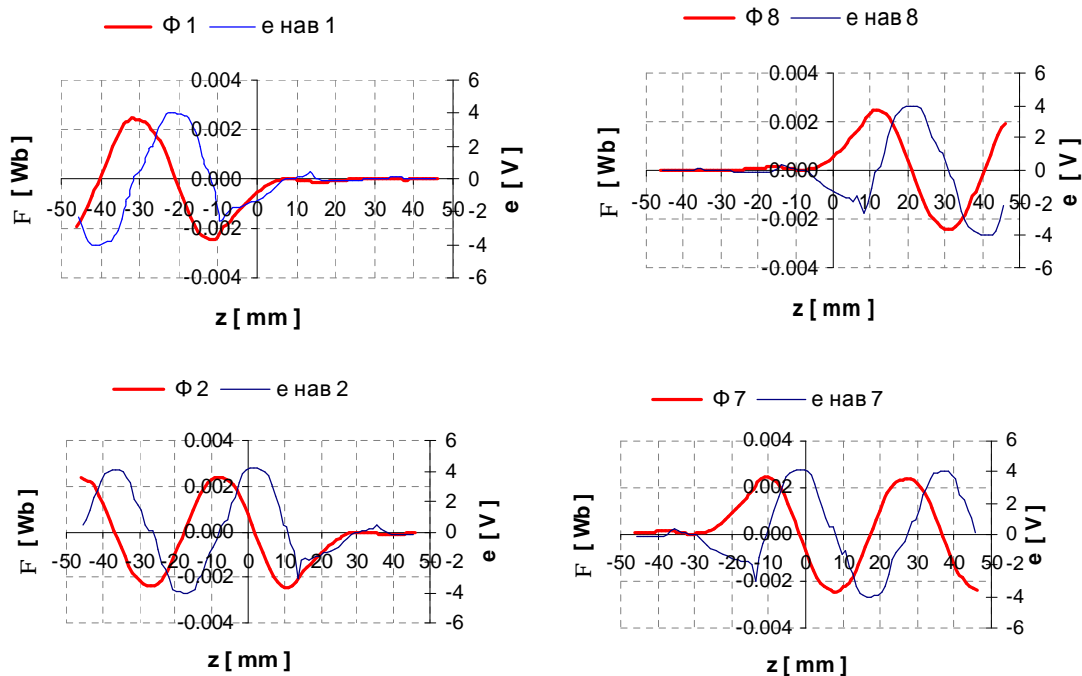
е.д.н. $e_{HAB\ i} = \frac{\Delta\Phi_i}{\Delta t}$, $w \equiv 1$, определени по зависимости (1-4) изостават на половин роторно полюсно деление $t_M / 2 = 9.7 [mm]$, което съответства на $90 [^\circ]$ ел.

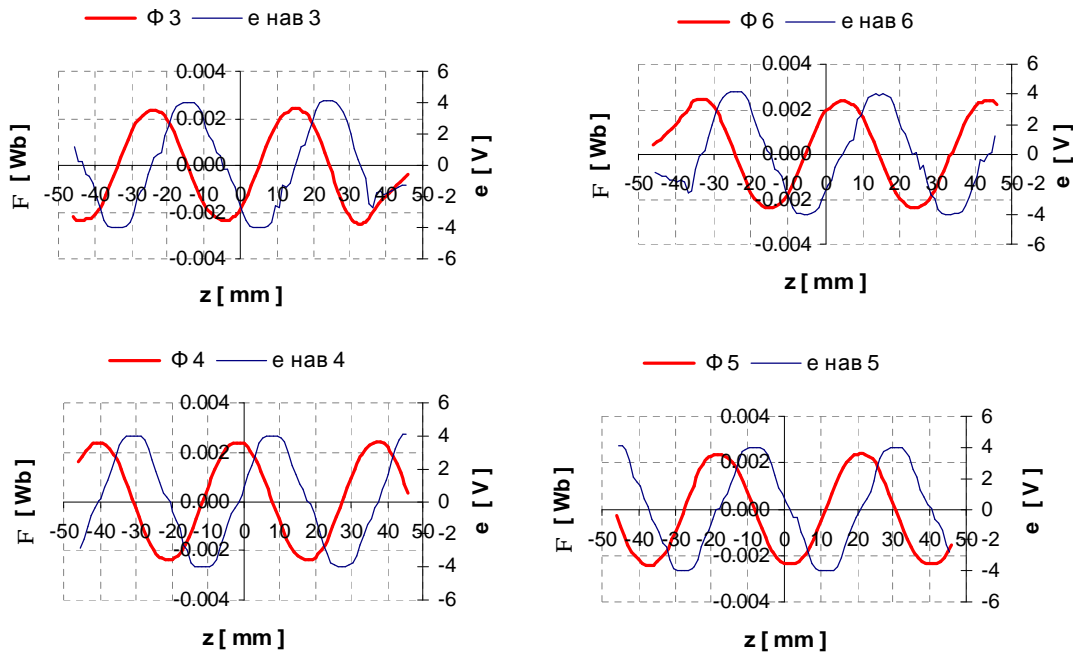


Фиг.3 Изменение на магнитните потоци обхванати от всяка от осемте намотки при движение на индуктора от долно/или ляво/ крайно до горно/или дясно/ крайно положение .

Ограничената дължина на индуктора и статора/котвата/ определят деформациите в потока и е.д.н. /фиг.4/, които нарастват с отдалечване на разположението на намотката/секцията/ средата ($\Phi_1 \leftrightarrow \Phi_8$), ($e_{HAB\ 1} \leftrightarrow e_{HAB\ 8}$) и, обратно, тези величини стават почти синусоидални ($\Phi_4 \leftrightarrow \Phi_5$), ($e_{HAB\ 4} \leftrightarrow e_{HAB\ 5}$) при намотки в средната част.

В общия случай индуцираните е.д.н. в отделните намотки са несинусоидални и разместени са по фаза. По тази причина, паралелната работа на намотките се постига посредством свързването им през инвертори.





Фиг.4 Магнитни потоци и индуцирани от тях навивкови е.д.н. при движение на индуктора от долно/или ляво/ крайно до горно /или дясно/ крайно положение

б.2/ определяне на максималната Електромагнитна мощност на лцсг

При праволинейно движение мощността е :

$$(3) \quad P = F v \cos b$$

където: F - силата под чието въздействие става преместването; v - скорост на преместването /в случая $v = 10 \text{ m/s}$; b - ъгъл между направлението на силата и това на преместването. В случая силата и посоката на преместването са колинеарни, $b = 0 \Rightarrow \cos b = 1$.

В постпроцесора на FEMM се предоставя възможност за определяне на електромагнитната сила F с опцията *Integrate/Blockintegrals/Force via weighted stress tensor*.

Във връзка с по-нататъшното решение на задачата трябва да се въведат следните зависимости и допускания:

1/ Както вече се каза, началото на цилиндричната координатна система $z=0$ се приема по средата на височината на котвата. При това положение, за четен брой статорни канали n_{st} координатата z_{stk} на оста на k -тия канал е :

$$(4) \quad z_{stk} = \left(k - \frac{n_{st} + 1}{2} \right) t_s, \quad 1 \leq k \leq n_{st}$$

2/ Ако индукторът с полюсно деление t_M е отместен на разстояние z от началото на координатната система, то ъгълът на положението на полето му спрямо оста на k -тия статорен канал е:

$$(5) \quad a_k = (z - z_{stk}) \frac{180^\circ}{t_M}$$

3/ При синусиодален характер на величините, ъгълът на дефазирание между е.д.н. и съответния поток е -90° .

4/ Приема се че товарният ток във всички намотки се изменя синусиодално във времето и изостава от е.д.н. e_{dk} с един и същ ъгъл j' .

Така моментната стойност на тока i_k за k -тата намотка, изразена с токовата плътност j_k , при положение z на индуктора ще бъде:

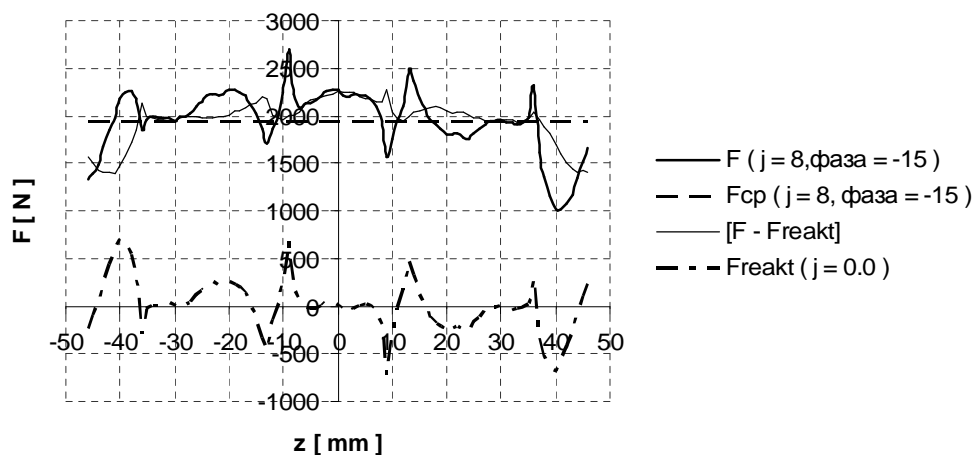
$$(6) \quad \begin{aligned} j_k(z) &= \sqrt{2} j \sin(a_k(z) - 90^\circ + j') \\ i_k(z) &= j_k(z) S_{Cu} \end{aligned}$$

В горната зависимост : j - зададена ефективна стойност на токовата плътност; S_{Cu} - сечение на медта в канала.

Доколкото целта на задачата е да се определи максималната средна електромагнитна мощност, която може да се получи в ЛЦСГ стойностите на горните ъгли нямат решаващо значение, тъй като определянето на максимума на електромагнитната сила – електромагнитната мощност става числено. Те служат само като условен аргумент за промяна на токовете в намотките при построяване функцията $F = f(z)$, $j' = const.$, $j = const.$

Последователността на изследванията за електромагнитната сила е следната:

- Направени са изчисления с модела за зависимостта $F = f(z)$, $j = 0.00$;
- Направени са изчисления с модела за зависимостта $F = f(z)$, $j' = var.$, $j = 8 [A/mm^2]$, $B_r = 1.29 [T]$, като ъгълът j' се изменя в интервала $-90^\circ \leq j' \leq 90^\circ$ със стъпка $\Delta j' = 15^\circ$. На фиг.5 е показана тази зависимост при $j' = -15^\circ$.



Фиг.5. Електромагнитна сила на ЛЦСГ при движение на индуктора от долно/или ляво/ крайно до горно/или дясно/ крайно положение при ъгъл $j' = -15^\circ$

Всички снети зависимости при различни стойности на j' имат характера на кривите от фиг.5. Разликите са само количествени.

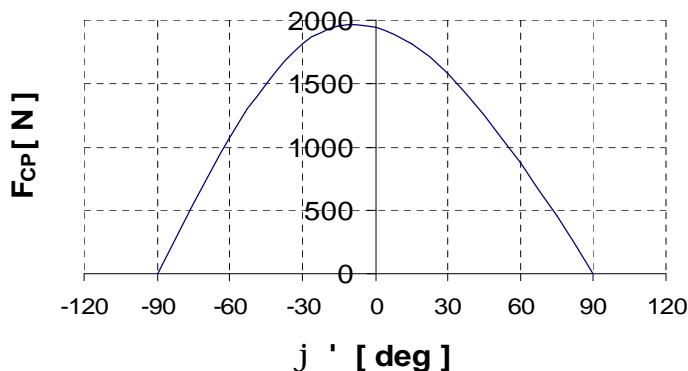
- Определена е средната електромагнитна сила при ход на буталото от долно/или ляво/ крайно до горно/или дясно/ положение за всеки ъгъл j' :

$$(7) \quad F_{CP} = \frac{\sum_{i=1}^N F_i(z)}{N}; j' = const. \quad j = const., N = \frac{2z_{MAX}}{\Delta z} + 1$$

- Построена е кривата $F_{CP} = f(j')$, $j = const.$ - фиг.6.

На основа на получените резултати може да се направят следните изводи и коментари:

- При зададените геометрични параметри възникват сили на прилепване F_{reakt} /аналогични на реактивните моменти при въртящите синхронни машини/, които при определено положение на индуктора достигат до значителни стойности. С достатъчна точност те могат да се определят при $j = 0.00$.



Фиг.6. Средна електромагнитна сила на ЛЦСГ при движение на индуктора от долно/или ляво/ крайно до горно/или дясно/ положение при дефазирание на товарния ток в интервала $-90^{\circ} \leq j' \leq 90^{\circ}$ и ефективна стойност на токовата плътност $j = 8[A/mm^2]$

- Кривата на тези сили е симетрична спрямо началото на координатната система – средното положение на буталото. При движение към средата те са съпосочни на силата създадена от взаимодействието на потока на индуктора и тока на котвата, а след това при по-нататъщото движение/на напускане/ са противоположни, затормозяващи – запазват абсолютните си стойности, но променят знака си. С други думи, те се стремят да поставят индуктора в централно симетрично положение. За тези сили:

$$(8) \quad \frac{\sum_{i=1}^N F_{reakt i}(z)}{N} = 0, N = \frac{2z_{MAX}}{\Delta z} + 1$$

т.е. средната им стойност при един ход на буталото е нула. Те могат да създадат, обаче, сериозни динамични натоварвания върху конструкцията.

- Кривата $F - F_{reakt}$ е свързана само с взаимодействието на потока на индуктора и тока на котвата. Нейното разположение спрямо ординатната ос зависи от фазата на тока j' . На основание на (8) средната сила може да бъде определена още :

$$(9) \quad F_{CP} = \frac{\sum_{i=1}^N (F_i(z) - F_{reakt i}(z))}{N} = \frac{\sum_{i=1}^N F_i(z)}{N}, \quad N = \frac{2z_{MAX}}{\Delta z} + 1$$

- Поставената задача за определяне на максималната средна електромагнитна мощност /за ход на буталото $-z_{MAX} \leq z \leq z_{MAX}$, $z_{MAX} = 46 [mm]$ се решава числено, като се определи максимума на кривата $F_{CP} = f(j')$, $j = const$. В конкретния случай той е при $j' = -8.5^\circ$, при което $F_{CPMAX} = 1965.6 [N]$. В съответствие с (3) $P_{dMAX} = 19656 [W]$. За четирите цилиндра общата максимална електромагнитна мощност е от порядък на $80 [kW]$. От зависимости (3) до (9) следва, че постигане на по-висока електромагнитна мощност /обявена върхова мощност - $100[kW]$ / може да се получи чрез: увеличаване на токовото натоварване; използване на по-високо енергийни магнити /Л.5,7 /; увеличаване на скоростта на буталото.

4. Заключение

Разработена е методика за определяне на максималната средна електромагнитна мощност на ЛЦСГ в средата на изчислителна програма FEMM.

Както и на друго място е посочвано, съществено предимство при тази програма е, освен добрата й оперативност и свободния достъп до софтуерния продукт, и възможността за скриптиране при работа, както в препроцесора /входните данни/, така и в постпроцесора при извличането и обработката на резултатите. Това създава бързина, удобство и повторемост в процеса на изследването, особено когато има преместване, каквото в момента се моделира като последователност от положения на индуктора на ЛЦСГ при възвратно – постъпателното му движение. / В случая броя на пресметнатите “точки” /броят на вариантите/ е не по-малко от $1209 = 93$ (брой на положенията на буталото) $\times 13$ (брой на стъпките за ъгъла на тока).

Създаденият модел осигурява достатъчна точност при оценяването на влиянието на геометричните и физическите величини върху изследваните величини.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] <http://www.freepistonpower.com>
 [2] Carter D., E. Wechner “The Free Piston Power Pack: Sustainable Power for Hybrid Electric Vehicles”, SAE Paper 2003-01-3277, October 2003.

- [3] Goertz M., L. Peng, "Free Piston Engine Its Application and Optimization", SAE Paper 2000-01-0996, March 2000.
- [4] Steven R. W. Cooper, "AVL Assessment of Merits of FP3" June 2003.
- [5] Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [6] Брандиски, К., И. Ячева. CAD системи в електромагнетизма. С., Сиела, 2002.
- [7] Сотиров Д. К., И. Е. Кирилов. Анализ на картината на полето и някои характеристики на двигатели с постоянни магнити. Сп. Електротехника и електроника, №1-2, 1992., стр. 10-12.
- [8] Михов М., Н. Рац, Експериментално и числено изследване на баластен дросел, Годишник на Техническият Университет – София, т.56, книга 1, 2006 г.

Автор:

Доц. д-р Михо Петров Михов е преподавател в катедра "Електрически машини" при Електротехнически факултет на Технически Университет – София.

МАГНИТНИ И ЕЛЕКТРИЧЕСКИ СВОЙСТВА НА РЕЛСОВА СТОМАНА

Петър Матов, Мирослав Николов

Резюме: В работата са приведени резултати от лабораторни изпитвания на стоманен образец от релса тип UIC60 (60E1), необходими за изчертаване на магнитната характеристика $B(H)$ на материала. Показано е и как чрез FEMM (програма за решаване с крайни елементи на задачи в 2-D електромагнитни среди) получените данни са използвани за проследяване на измененията на активното съпротивление на релсата, дължащи се както на специфичната форма на сечението на този тип релса, така и на токовото изместване при различни честоти и при различни големини на протичащия през релсата ток.

MAGNETIC AND ELECTRIC CHARACTERISTICS OF RAIL STEEL

Petar Matov, Miroslav Nikolov

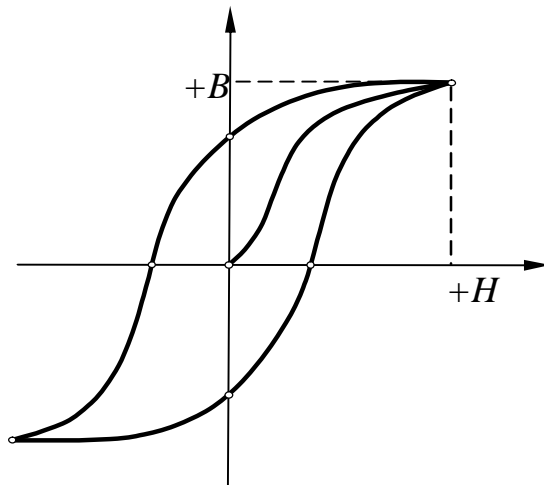
Abstract: This work cited laboratory tests results of magnetic characteristics $B(H)$ of a steel piece from UIC60 (60E1) rails. It is demonstrated how these test data are used by FEMM (a programme resolving 2-D electromagnetic problems by Finite Elements Method) to study changes of active resistivity of rail, due to the specific form of rail' cross section and the skin effect dependence by electric current frequency and electric current magnitude.

1. Въведение

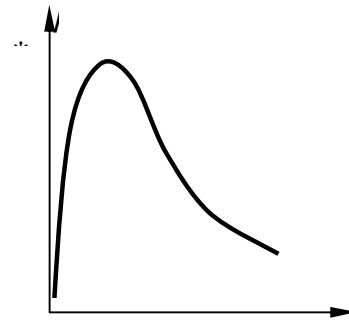
Протичането на променлив електрически ток през проводници създава магнитно поле, съпроводено с вихрови токове и повърхностен (skin) ефект. При него токът не протича през целия обем на проводящата среда, а се измества към повърхността ѝ. Явлението се проявява с намаляване на ефективното сечение на проводника и, вследствие на това, до забележимо увеличаване на активното му съпротивление. Нелинейността в зависимостите между показателите на магнитното поле, например $B(H)$ между магнитната индукция B и магнитната напрегнатост H или широчината на хистерезисния цикъл при феромагнитни проводници (фиг.1), води до нелинейна зависимост на съпротивлението им от големината на протичащия ток. Споменатата магнитна нелинейност е функция и на съставките на сплавта, и на технологията за производство на изделия от нея. Активното съпротивление r_a се дефинира като отношение между загубата на активна мощност и квадрата на протичащия ток. Връзката му със съпротивлението r при постоянен ток се отразява чрез коефициента k :

$$k = r_a / r \quad (1.1)$$

Коефициентът k зависи от честотата на тока, от материала и от сечението на проводника.



Фиг.1. Характеристика $B(H)$ – магнитна индукция/магнитна напрегнатост. 0...1 - основна крива на намагнитване; 1...2...3...4...5...6...1 - характерни точки от хистерезисен цикъл



Фиг.2. Характеристика $\mu(H)$ – магнитна проницаемост/магнитна напрегнатост.

2. Проблем

Активното съпротивление на стоманени релси, използвани за обратен проводник на тяговия (променлив) ток в железопътния транспорт има описаното по-горе поведение и в частност, то се проявява и в прилаганите широко напоследък в страните от Европейския съюз релси тип 60E1. Количествени показатели или оценки на промяната на съпротивлението както на такава стомана, така и на релси от този тип, в направената литературна и интернет справка са оскъдни. За определяне на големината на коефициента k , в [1] и [2] се цитират и използват първоизточници от преди 50г. Емпиричните формули, предлагани там, използват една единствена числена стойност за магнитната проницаемост μ

$$m = \frac{B}{H} ; m = m_0 \cdot m^* , \quad m_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m} \quad (2.1)$$

на материала, без зависимостта му от тока или формата на хистерезисния цикъл. Както се вижда от примерната крива на фиг.2, относителната магнитна проницаемост μ^* се изменя в широки граници, при сравнително малки изменения на магнитната напрегнатост $H(I)$, респективно – на протичащия ток I . При липсата на конкретни числа за магнитните свойства на стомана за релси тип 60E1, се налага да се направят лабораторни изпитвания на образци, взети от такива релси и с получените данни да бъдат пресметнати и сравнени активните съпротивления в един разширен диапазон на изменение на големината и на честотата на протичащия ток.

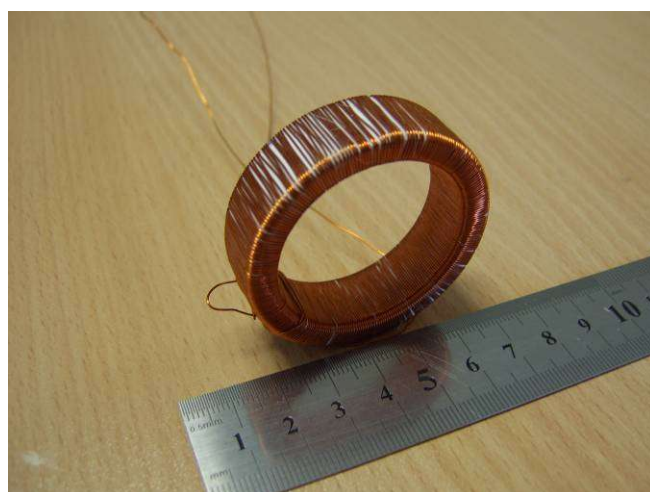
3. Намагнитваща крива - измерване, изчислителна работа и резултати

Изследваната проба е изрязана от главата (горната част) на релса тип 60E1 – фиг.3. Тя е стругована до получаване на тороид с височина $h=14,8\text{ mm}$. Външният d_1 и вътрешният d_2 диаметър на тороида са избрани така, че препоръчаното в [4] отношение 1:8 да не се превишава:

$$\frac{d_1 - d_2}{d_1 + d_2} \leq \frac{1}{8} \Rightarrow \frac{50,2\text{mm} - 39,8\text{mm}}{50,2\text{mm} + 39,8\text{mm}} \leq 0,125. \quad (3.1)$$

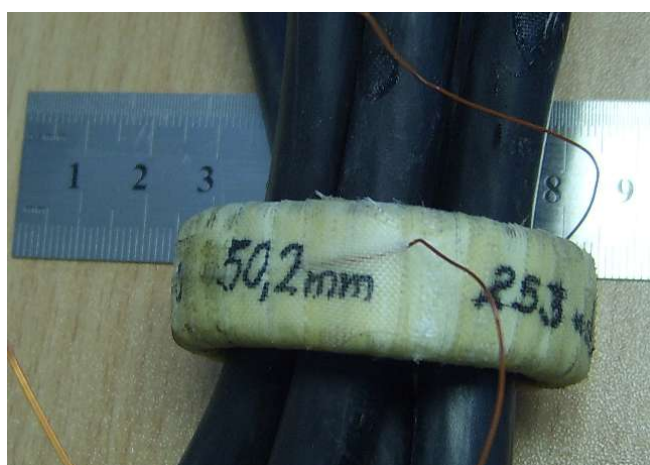
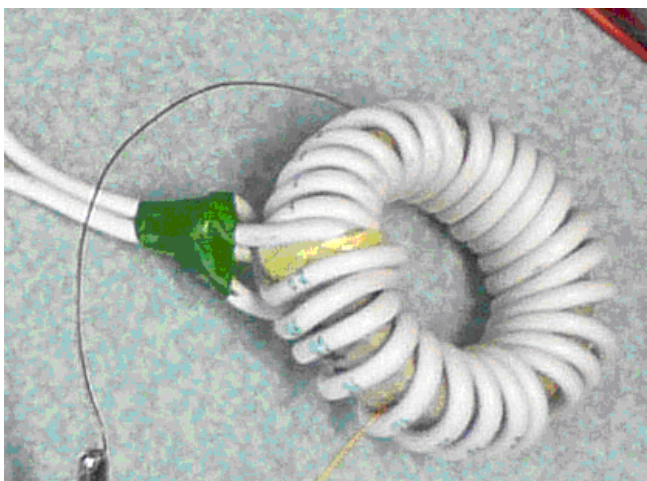
С посочените размери сечението S на пробата е

$$S = h \frac{(d_1 - d_2)}{2} = 14,8 \frac{(50,2 - 39,8)}{2} = 76,96\text{mm}^2. \quad (3.2)$$



Фиг.3. Релса 60E1 и изрязаната от нея проба
вторична намотка

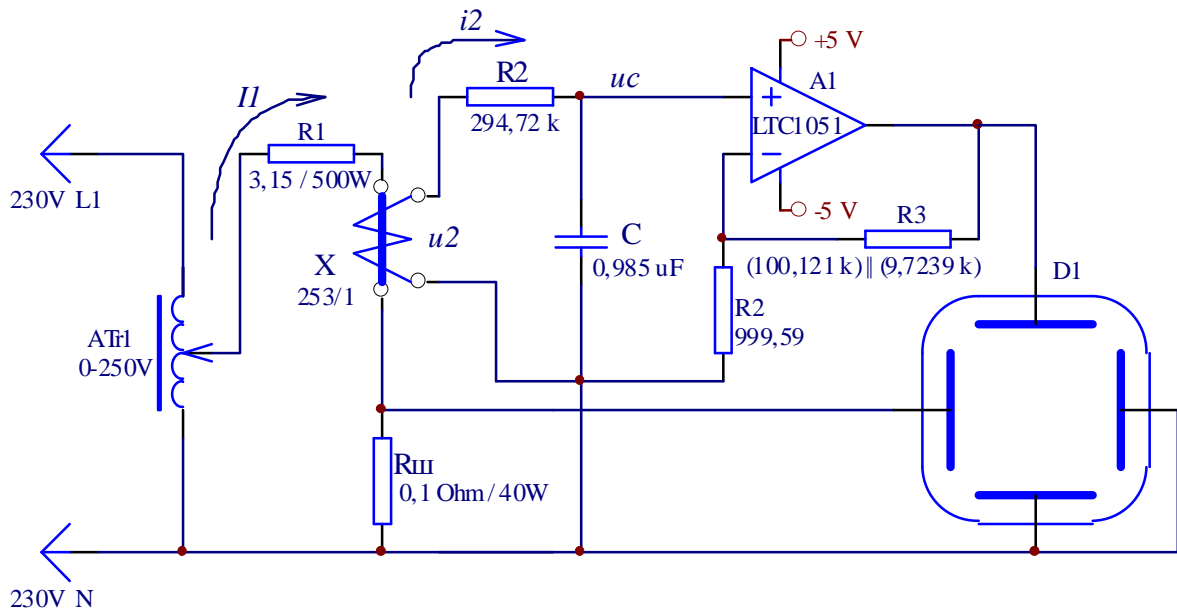
Фиг.4. Тороид с



Фиг.5. Тороид с първична намотка – в ляво с 28 навивки, в дясно – една навивка

Върху тороида е навита вторична намотка w_2 , съдържаща 253 навивки от меден емайлиран проводник с диаметър 0,4mm – фиг.4. Първичната намотка w_1 има 1 навивка от 5 паралелни проводника ($5 \times 35 \text{mm}^2$ - фиг.5 вдясно).

Електрическата схема на лабораторната постановка за измерване е показана на фиг.6.



Фиг.6. Електрическа схема на лабораторна установка за осцилографиране на хистерезисните цикли и кривата на намагнитване на пробата X

Когато през първичната намотка протече ток с известна големина I_1 [5] в тороида X се получава магнитна напрегнатост с големина H :

$$\oint H dl = w_1 I_1 = H \cdot p \cdot \frac{d_1 + d_2}{2} \Rightarrow H = \frac{2}{p(d_1 + d_2)} w_1 I_1 \quad (3.4)$$

Във вторичната намотка се индуктира напрежение u_2 (и протича ток i_2 , зависещ от напрежението u_2 на вторичната намотка):

$$i_2 = \frac{u_2}{R_2} \quad (3.3)$$

Токът i_2 се интегрира върху кондензатор с капацитет C , а големината на напрежението се определя от производната на магнитната индукция B :

$$u_2 = \frac{dy}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} = w_2 S \frac{dB}{dt} = w_2 S \frac{d(m(H) \cdot H)}{dt} \Rightarrow i_2 = \frac{w_2 S}{R_2} \frac{dB}{dt} \quad (3.5)$$

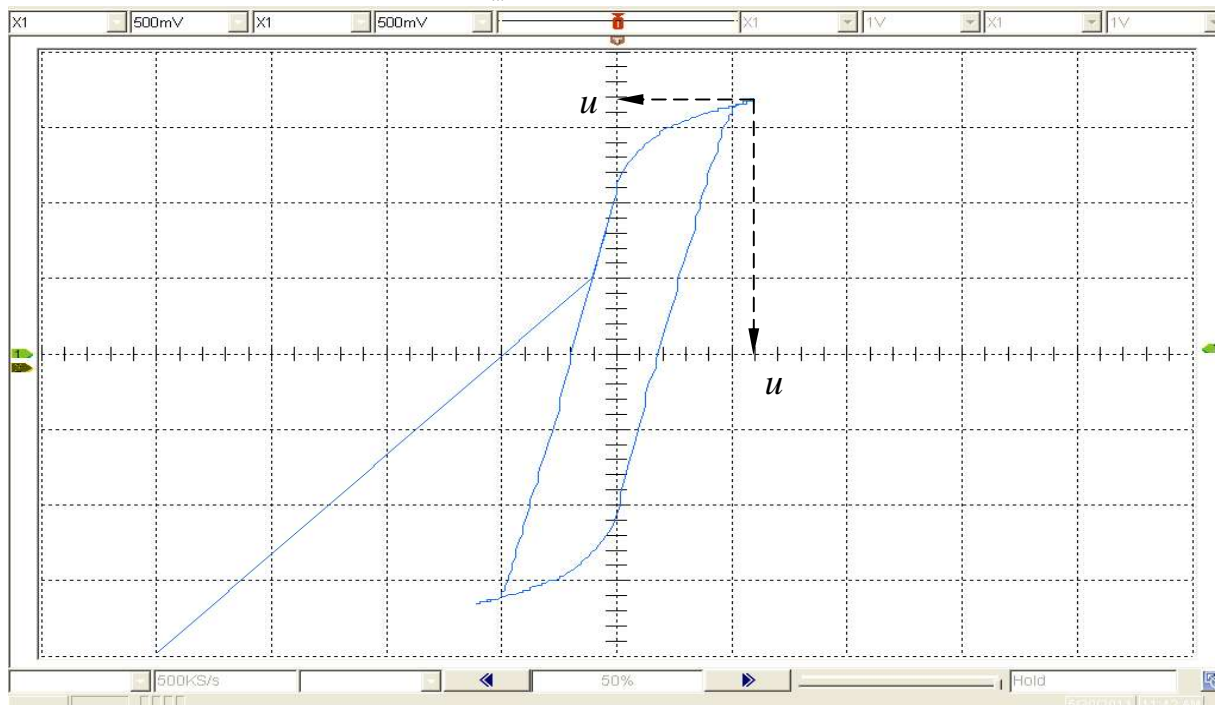
От напрежението u_c на интегриращия кондензатор C се получава индукцията B :

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_2 dt = \frac{w_2 S}{R_2 C} B \Rightarrow B = \frac{R_2 C}{w_2 S} u_c \quad (3.6)$$

При заместване в (3.4) и (3.6) със стойности за измерени I_1 и u_C могат да се изчисляват магнитна напрегнатост H и, с известна неточност, магнитна индукция B . Неточността може да се пренебрегне, ако отношението u_2/u_C се поддържа по-голямо от 100.

С многократни повторения на измерванията и изчисленията при различни стойности на тока I_1 , могат да бъдат получени достатъчен брой точки за графично представяне на характеристиката $B(H)$. За целта, на X-Y входовете на цифров осцилоскоп се подават две напрежения: първото е пропорционално на големината на тока I_1 (от шунт: $u_1 = I_1 * R_{ш}$; от изолиращ преобразувател: $u_1 = k * I_1$), а второто е напрежението u_C . На екрана на осцилоскопа се формира затворена крива, подобна на показаната на фиг.1 и съответстваща мащабно на хистерезисния цикъл. Кривата на намагнитване определя мястото на върховете B_{max} и H_{max} на хистерезисния цикъл. Напрегнатостта H и индукцията B се изчисляват с отчетените u_{1max} и u_{Cmax} от екрана на осцилоскопа (фиг.7), със съответните си мащаби:

$$\Rightarrow H = \frac{2}{p(d_1 + d_2)} \frac{w_1 u_{1max}}{R_{ш}} = M \cdot u_{1max} \quad \Rightarrow B = \frac{R_2 C}{w_2 S} u_{Cmax} = N \cdot u_{Cmax} \quad (3.7)$$



фиг.7. Осцилограма на хистерезисен цикъл на проба от стоманена релса 60E1

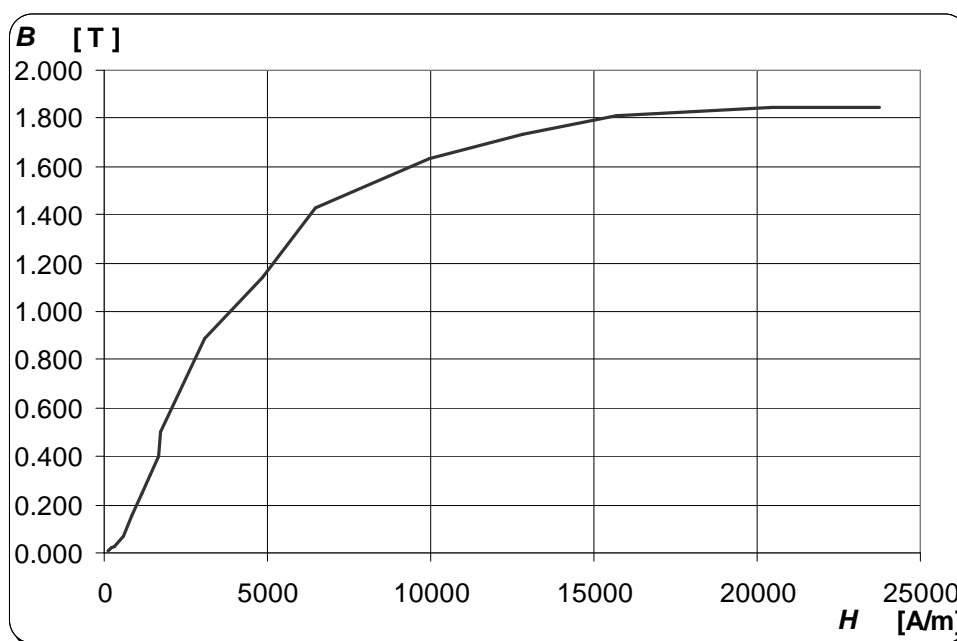
Резултатите от измерванията и изчисленията са показани в табл.1. Първата половина от данни е получена с малки токове и първична намотка $w_1 = 28$ навивки, а втората – с големи токове и $w_1 = 1$ навивка (фиг.5). Променят се и коефициентите на предаване M и N . Фиг.8 и фиг.9 илюстрират графично числените резултати за магнитната индукция и относителната магнитна проницаемост във функция от магнитната напрегнатост.

4. Активно съпротивление на релсова стомана - изчислителна работа и резултати

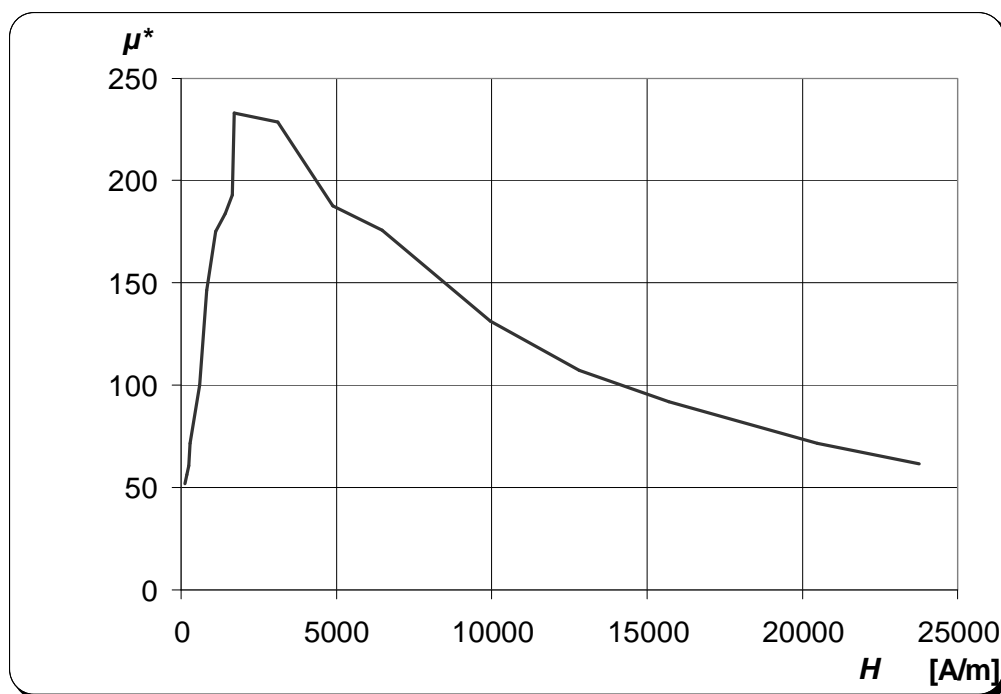
Прякото измерване на активното съпротивление на релса или на отрязък от нея, при различни по големина и честота токове, протичащи през нея е

Таблица 1

M	N	$u_{I\max}$	$u_{C\max}$	H	B	$\mu=B/H$	$\mu^*=\mu/\mu_0$
A/(V.m)	T/V	V	V	A/m	T	H/m	-
2019	0.1489	0.045	0.040	91	0.006	6.55E-05	52
2019	0.1489	0.074	0.071	149	0.011	7.12E-05	57
2019	0.1489	0.114	0.119	230	0.018	7.68E-05	61
2019	0.1489	0.152	0.184	306	0.027	8.97E-05	71
2019	0.1489	0.278	0.475	562	0.071	1.26E-04	100
2019	0.1489	0.419	1.047	845	0.156	1.84E-04	147
2019	0.1489	0.556	1.656	1123	0.247	2.20E-04	175
2019	0.1489	0.688	2.156	1388	0.321	2.31E-04	184
2019	0.1489	0.828	2.719	1672	0.405	2.42E-04	193
35368	1.0171	0.048	0.494	1713	0.502	2.93E-04	233
35368	1.0171	0.087	0.875	3095	0.890	2.88E-04	229
35368	1.0171	0.138	1.125	4863	1.144	2.35E-04	187
35368	1.0171	0.183	1.406	6466	1.430	2.21E-04	176
35368	1.0171	0.281	1.609	9947	1.637	1.65E-04	131
35368	1.0171	0.363	1.703	12821	1.732	1.35E-04	108
35368	1.0171	0.444	1.781	15694	1.812	1.15E-04	92
35368	1.0171	0.578	1.813	20447	1.843	9.02E-05	72
35368	1.0171	0.672	1.813	23763	1.843	7.76E-05	62



Фиг.8 Крива на намагнитване $B(H)$ на релсова стомана 60E1



Фиг.9 Относителна магнитна проникваемост $\mu(H)$ на релсова стомана 60E1

затруднено. Трудностите произтичат от ограничените възможности за намиране на източници, които да могат да осигурят такива токове. Проблемът може да бъде решен чрез 2D-моделиране на нелинейни магнитни вериги с крайни елементи и по-специално чрез компютърно моделиране с FEMM [6] – програмен продукт, с чиято помощ търсеното активно съпротивление се получава непосредствено. За целта в графичния прозорец на FEMM се изчертава напречния разрез на релса 60E1 [3], а за свойствата на материала на релсата се въвеждат експерименталните данни от кривата на намагнитване $B(H)$ от табл.1 и специфична електрическа проводимост $S = 4,83 \cdot 10^6$ MS/m за стомана. Добавят се втора релса, контактна мрежа и дълбочина на обекта 1000 m. Задават се стойности за параметъра честота и за големина на протичащия през двете релси и контактната мрежа ток. Получените числени резултати, показани в табл.2, се отнасят за една релса с дължина 1 km, при зададен през нея ток в амperi и съответна честота. Токът е разширен значително нагоре (до 100 kA). За сравнение, в променливотоковия електрически транспорт реалните работни токове са от порядъка на няколко килоампера, а токовете на късо съединение – няколко десетки килоампера. Честотите 0, 16^{2/3}, 25, 50 и 60 Hz са актуални за електрическия транспорт по света. Зависимостта на активното съпротивление на релсата от големината на преминаващия през нея ток с данни, получени при моделиране чрез FEMM, е показана графично на фиг.10.

Съпротивлението на релсата, при постоянен ток, се изчислява с помощта на дължината ѝ $l = 1000$ m, сечението ѝ $S = 7675$ mm² и електрическата

Таблица 2

Ток в едната релса	Активно съпротивление [Ω/km] на релсов път с релси 60E1 при честота, получено чрез FEMM						
	0 Hz	16 2/3 Hz	25 Hz	50 Hz	60 Hz	100 Hz	150 Hz
A	0 Hz	16 2/3 Hz	25 Hz	50 Hz	60 Hz	100 Hz	150 Hz
1	0.01349	0.02225	0.02603	0.03737	0.04191	0.05961	0.08184
10	0.01349	0.02226	0.02604	0.03737	0.04191	0.05962	0.08185
100	0.01349	0.02252	0.02635	0.03786	0.04245	0.06026	0.08249
500	0.01349	0.02596	0.03094	0.04496	0.05003	0.06828	0.09015
1000	0.01349	0.03173	0.03882	0.05541	0.06067	0.07838	0.09919
1500	0.01349	0.03591	0.04440	0.06240	0.06771	0.08501	0.10514
2500	0.01349	0.04084	0.05055	0.06967	0.07501	0.09189	0.11137
3750	0.01349	0.04308	0.05367	0.07372	0.07922	0.09610	0.11537
5000	0.01349	0.04270	0.05371	0.07482	0.08050	0.09786	0.11723
7000	0.01349	0.04080	0.05183	0.07406	0.08012	0.09823	0.11800
8000	0.01349	0.03974	0.05061	0.07315	0.07939	0.09791	0.11789
9000	0.01349	0.03872	0.04934	0.07207	0.07845	0.09741	0.11760
10000	0.01349	0.03773	0.04807	0.07087	0.07738	0.09673	0.11716
12500	0.01349	0.03545	0.04511	0.06766	0.07440	0.09460	0.11556
15000	0.01349	0.03341	0.04249	0.06441	0.07126	0.09213	0.11357
20000	0.01349	0.03007	0.03817	0.05851	0.06532	0.08695	0.10916
25000	0.01349	0.02765	0.03481	0.05363	0.06022	0.08210	0.10485
50000	0.01349	0.02227	0.02672	0.04030	0.04559	0.06551	0.08918
75000	0.01349	0.02046	0.02398	0.03481	0.03928	0.05732	0.08029
100000	0.01349	0.01956	0.02265	0.03210	0.03606	0.05260	0.07489

проводимост на стоманата $S = 4.83 MS/m$:

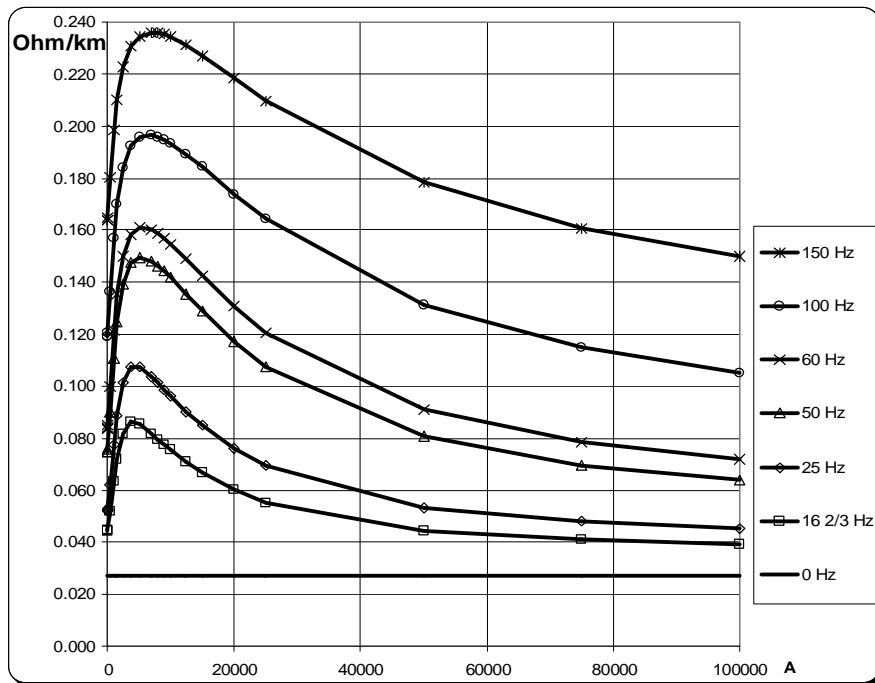
$$r = \frac{1}{S} \cdot \frac{l}{S} = \frac{1}{4.83 \cdot 10^6} \cdot \frac{1000}{7675 \cdot 10^{-6}} = 0,02698 \Omega / km \quad (3.8)$$

Активното съпротивление r_a на релсата, при променлив ток, се изчислява по емпирични формули за феромагнитни проводници, предложени в [1]. Една от тях (Нейман - за честота 50Hz), включваща периметър $P = 66$ cm на релсата, при относителна магнитна проницаемост $\mu^* = 100$ дава:

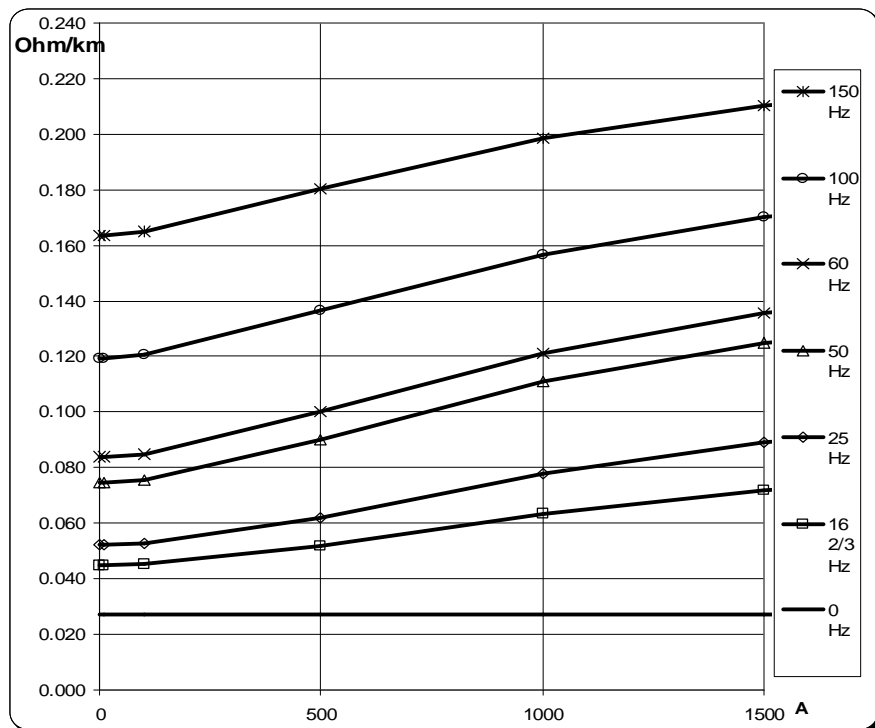
$$r_a = \frac{0,91}{P} \cdot \sqrt{m^*} \Rightarrow r_a = \frac{0,91}{66} \sqrt{100} = 0,138 \Omega / km, \quad (3.9)$$

т.е., съгласно (1.1),

$$k_1 = \frac{r_a}{r} = \frac{0,138}{0,02698} = 5,11. \quad (3.10)$$



Фиг.10 Зависимост на активното съпротивление на релса 60Е1 от големината и честотата на преминаващия през нея ток (чрез FEMM)



Фиг.11 Начална област на зависимостта на активното съпротивление на релса 60Е1 от големината и честотата на преминаващия през нея ток (чрез FEMM)

Избраната за изчисленията в (3.9) относителна магнитна проникваемост 100 за материала на 60Е1 е налице при магнитна напрегнатост $H=562 \text{ A/m}$ (табл.1) и на ток през релсата:

$$I = H \cdot P = 562 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot 0,66\text{m} = 371\text{A}. \tag{3.11}$$

От фиг.11 се вижда, че активното съпротивление на релса 60E1, получено чрез FEMM за токове под 500А и честота 50Hz, не превишава 0,09 Ω/km , т.е.

$$k_{FEMM} = 0.09/0,02698 \approx 3,33. \quad (3.12)$$

Разликата между $k_I = 5,11$ в (3.10) и $k_{FEMM} = 3,33$ в (3.12) е значителна и може да се дължи както на особеностите на модела, така и на различията в магнитните свойства на конкретната стомана за релса 60E1.

5. Заключение

Снета е експериментално кривата на намагнитване $B(H)$ на релсова стомана за релси 60E1. С нейна помощ и чрез FEMM са определени зависимости на линейното активно съпротивление на такива релси от големината и честотата на тока. Показано е, че увеличението му спрямо постояннотоковото им съпротивление е по-малко от приеманото досега. Измерванията и получените по-горе резултати потвърждават незначителното участие на релсите в общото активно съпротивление на тяговата мрежа. Новите числени стойности представляват интерес за някои системи за контрол и сигнализация, използвани в гаровите централизации.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Марквардт К. Г., “Энергоснабжение электрических железных дорог”, „Государственное транспортное железнодорожное издательство“, Москва – 1958, стр.61-65.
- [2] Gavrilovic Br.G., Modelling of Electro-magnetic Compatibility Traction Current and Track Circuit Applied to Signalling Devices of Railways Electro-tractive Systems, The Illuminating Engineering Institute of Japan, J. Light & Vis.Env., Vol.28, No.1, 2004, pp.65-69.
- [3] 60E1(UIC60, SBB-VI).pdf, HeatPoint, <<http://www.heatpoint.nl/engels/Documentation.htm>>.
- [4] Б. Матраков, Д. Русев, Ж. Костов, “Техника на магнитните измервания”, издателство „Техника“, София - 1985.
- [5] К. Брандиски, В. Младенов, К. Станчев, “Ръководство за решаване на задачи по теоретична електротехника с PSpice”, издателство „Сиела“, София - 2002.
- [6] FEMM 4.2, 02Nov2009, David Meeker, dmeeker@ieee.org

Автори:

Петър Иванов Матов, д-р, доцент, кат. „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”

Мирослав Николаев Николов, бакалавър инж., кат. „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”.

ЗАВИСИМОСТИ НА ИЗХОДНИЯ СИГНАЛ НА МАГНИТОДИОДЕН СЕНЗОР ПРИ ПРОМЕНЛИВИ МАГНИТНИ ПОЛЕТА

Иван Костов, Стефчо Гунински

Резюме: В доклада са представени и анализирани зависимости на сигнала, получен в измервателния диагонал на мостова схема с два резистора и два магнитодиода КД304. Показани са експериментални характеристики при променливи магнитни полета. Анализирани са възможностите и диапазоните за приложението на магнитодиодния сензор за електрическо разделяне на променливотокови вериги в измервателни, контролни апаратури на релейни защиты и автоматизирани системи.

DEPENDENCY OF THE OUTPUT SIGNAL OF THE MAGNETODIODE SENSOR WITH RESPECT TO VARYING OF THE DIRECTION OF THE MAGNETIC INDUCTION VECTOR

Ivan Kostov, Steftcho Guninski

Abstract: In the paper the dependence of the signal, gotten in the measurement diagonal of the bridge, included two resistors and two magnetodiodes type KD304, with respect to varying of the direction of the magnetic induction vector, is discussed. The experimental characteristics are shown in alternating magnetic fields. The possibilities and ranges of application of the magnetodiode sensor for galvanic separation of the alternating circuits in measurement control apparatus and systems, are analyzed.

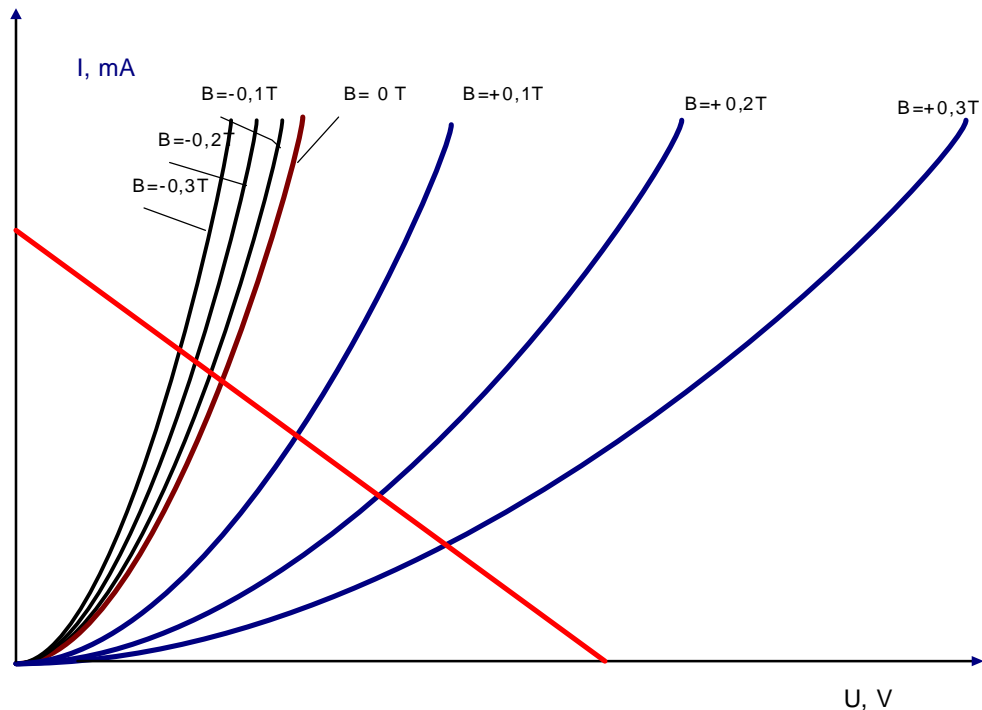
1. Въведение

Развитието на микромагнитеелектрониката, в основата на която са галваномангнитните полупроводникови елементи, се дължи както на някои много добри показатели на анизотропните магниторезистори [1], така и на увеличените потребности за комуникации и въвеждане на информация. Предимствата на полупроводниковите преобразуватели на магнитно поле са: безконтактно преобразуване на малки механични премествания, налягане и сили в електрически сигнали, създаване на безискрови комутатори в електрически машини, безконтактно измерване на ток, определяне на стойността и направлението на вектора на магнитната индукция при дефектоскопия и др.

2. Същинска част

Планарната технология, по която се произвеждат серийно магнитодиоди КД303 и КД304, дава възможност с различни методи за обработка на

противоположните гранични повърхности на силициевата пластина да се създават области с различна скорост на повърхностна рекомбинация. Наличието на такива области води до зависимост на магниточувствителността от направлението на магнитното поле. При магнитодиоди тип КД304А1-КД304Ж1 за намаляване на скоростта на повърхностна рекомбинация е изграден трети обогатен p^+ слой, който осигурява значително различие на волтамперните характеристики в зависимост от направлението на V^+ и V^- [2] (фиг.1). По такъв начин се получават магнитодиоди с напълно симетрични ВА характеристики в първи и трети квадрант. Такива магнитодиоди, в които знакът на изменение на тока зависи от направлението на управляващото магнитно поле наричат полярни. Зависимостта на тока през магнитодиода от напрежението в работната област на ВАХ може да се апроксимира със степенна функция на тока, в която степенния показател $a > 2$. Степенния показател зависи от конструкцията на магнитодиода, а също и от направлението и стойността на магнитната индукция B на МП. В случай на поле V^- степенния показател a нараства неколкосткратно, а в поле V^+ - намалява.



Фиг.1.

Волтамперни характеристики на магнитодиод КД304В1-1 [2]

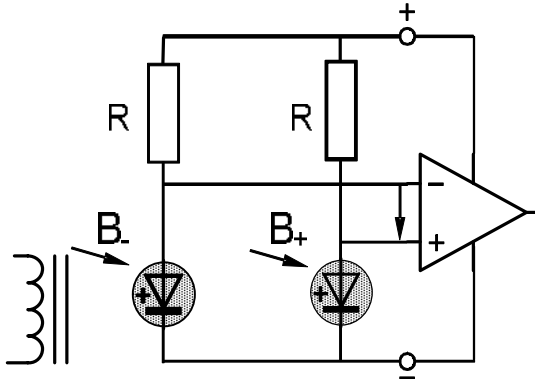
Съществуват различни схемни решения магнитодиодни сензори. В настоящата работа е използвана мостова схема, съдържаща два магнитодиода КД304В1-1. Този тип е модификация на КД304В1 с по опростен технологичен процес и ВА му характеристики не са симетрични, но са с изразена разлика от направлението на вектора на магнитната индукция (фиг.1). Особено внимание представлява областта на ВАХ при слаби магнитни полета, при която, вследствие на увеличената инжекция на токоносителите се наблюдава

отрицателно диференциално съпротивление (не е показана на фигурата) . С нарастване на МП отрицателното диференциално съпротивление „изчезва”. Степента на асиметрия на волтовата магниточувствителност може да се определи като величина

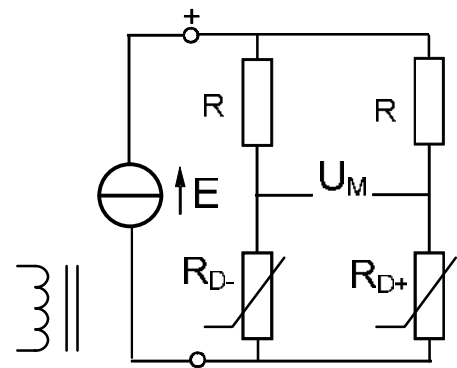
$$(1) \quad \Delta g_U = g_U^+ - g_U^- = \frac{U^+ - U^-}{B^+ - B^-} \text{ при } I = const$$

При малки токове ($I \leq 1mA$) и слаби магнитни полета ($B = 50 \div 100mT$) практически за всички магнитодиоди може да се наблюдава смяна на знака на волтовата магниточувствителност. С нарастване на магнитната индукция волтовата магниточувствителност отначало стръмно расте, а при по-големи магнитни полета има зона на насищане и по-нататък дори леко намалява.

Токовата магниточувствителност $g_I = \frac{I_{B=0} - I_{B \neq 0}}{\Delta B}$ при $U = const$ при нарастване на напрежението на магнитодиода в права посока рязко расте. Зависимостите на токовата магниточувствителност от магнитната индукция също показват смяна на знака на Δg_I при малки стойности на магнитната индукция $B < 0,2 T$ и напрежения по-малки от 10 V.



Фиг. 2
Принципна схема на
магнитодиоден сензор



Фиг. 3
Заместваща схема на
магнитодиоден сензор

На фиг.2 е показана схемата с магнитодиоди и диференциален усилвател с голямо входно съпротивление, например над 100 пъти по-голямо от вътрешното съпротивление на еквивалентната схема.

Магнитното поле в случая се създава от индуктор, съдържащ възбудителна намотка и магнитопровод с въздушни междини. В тях се разполагат магнитодиодите по такъв начин, че когато МП е с посока $B+$ съпротивлението на единия магнитодиод нараства, а на другия намалява.

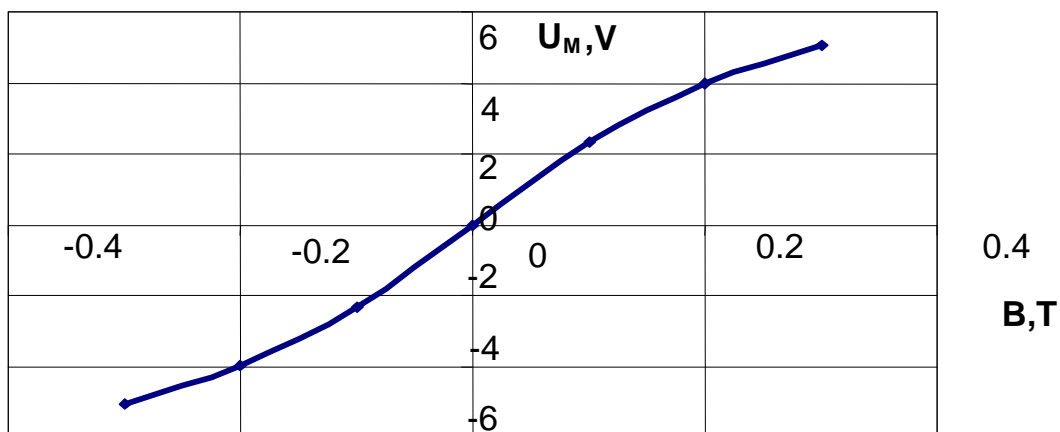
Еквивалентната заместваща схема на фиг.3 представлява два делителя на напрежение, всеки от които се състои от един линеен и един нелинеен елемент (магнитодиод КД304В1-1 с характеристики от фиг. 1). При този модел може да се използва графичен метод за решение с обърнатата характеристика на линейния елемент (фиг.1). Решението на задачата за определяне на напрежението на диагонала на моста U_M в случай че двата резистора и двата магнитодиода са еднакви може да се определи с израза:

$$(2) \quad U_M = E \left(\frac{R_{D_-}}{R + R_{D_-}} - \frac{R_{D_+}}{R + R_{D_+}} \right)$$

и при отсъствие на магнитно поле, когато $R_{D_-} = R_{D_+}$ мостът е нулиран.

Потенциалната разлика в диагонала на мостовата схема $U_M = f(B)$ е показана на фиг.4. Наблюдава се увеличаване на нелинейността при стойности на магнитната индукция, по-големи от $\pm 0,2$ Т. По-малка грешка от нелинейност се очаква при слаби променливи магнитни полета с индукция до ± 100 mT.

Зависимост на U_M от магнитната индукция



Фиг.4

3. Заключение

В заключение на анализа на технологичните различия и качествените характеристики на магнитодиодите може само да се потвърди необходимостта от допълнителни изследвания и схемни приложения на тяхната асиметрия в чувствителността спрямо променливи магнитни полета.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бараночников М. Л. Микромагнитеелектроника Т.1. – М.: ДМК Прес.2001.-544с.
- [2] Егиазарян Г.А. Стафеев В.И. Магнитодиоди, магнитотранзистори и их приложение. – М.: Радио и связь,1987.-88с.

Автори:

д-р инж. Иван Георгиев Костов – доцент в катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Технически Университет-София, email: igkostov@tu-sofia.bg

д-р инж. Стефчо Георгиев Гунински – доцент в катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Технически Университет-София, email: sgg@tu-sofia.bg

ОПРЕДЕЛЯНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ЗАМЕСТВАЩАТА СХЕМА НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ ЧРЕЗ MATLAB/SIMULINK ТЕСТОВЕ

Радослав Спасов, Емил Рачев

***Резюме:** Основната цел на предложените в публикацията симулационни изпитвания на асинхронен двигател е да се определят параметрите на заместващата му схема. Тези симулации са: захранване на статора с постоянно напрежение за определяне на активното му съпротивление, опит на празен ход, опит на късо съединение с променлива честота и опит с натоварване на двигателя. Симулациите са проектирани за получаване на възможно най-точни параметри на двигателя чрез възможностите в Matlab System Blockset и Simulink.*

PARAMETER IDENTIFICATION OF EQUIVALENT CIRCUIT OF INDUCTION MOTOR USING MATLAB/SIMULINK

Radoslav Spasov, Emil Rachev

***Abstract:** The paper deals with estimation procedure of the induction motor parameters using computer simulations. These simulations are dc-voltage test for stator resistance identification, no-load test, blocked rotor test and load test simulation of the induction machine model. The simulations are specially designed to obtain the most accurate parameters estimation of the induction motor using Matlab System Blockset and Simulink.*

1. Въведение

Точното изчисление на параметрите на заместващата схема на АМ въз основа на нейните паспортни данни се явява прекалено трудна задача, тъй като нейния въртящия момент е свързан с параметрите на нелинейната зависимост. Освен това, самата електрическа машина се явява, по същество, система с променливи параметри. Затова изложената по-долу методика не претендира за висока точност на изчислението на параметрите на заместващата схема, но е база за сравнение с други методи. В качеството на обекта на изследванията е избран АД с накъсо съединен ротор от типа А 100 LB4.

2. Определяне параметрите на заместващата схема

Справочните данни за асинхронен електродвигател с накъсо съединен ротор, от типа А 100 LB4, са дадени в *Таблица 1*. Номиналното линейно напрежение е 380V. Изхождайки от техните данни (на справочните параметри) от *Таблица 1*, се определят [1, 2]:

Таблица.1

Тип Двиг.	P_n [kW]	n_n [min ⁻¹]	$h, \%$	$\cos j$	I_n [A]	$k_1 = \frac{I_n}{I_n}$	$m_n = \frac{M_n}{M_n}$	$m_{\max} = \frac{M_{\max}}{M_n}$	J, kgm^2
1	2	4	5	6	7	8	9	10	11
A 100LB	3	1420	81	0,81	7	6,2	2,2	2,6	0,0058

-скорост на въртене на магнитното поле (синхронна скорост на въртене)

$$(1) \quad n_1 [\text{min}^{-1}] = \frac{60f_1}{p}$$

-стойност на номиналното хлъзгане:

$$(2) \quad s_n = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

-номинална ъглова скорост на въртене на ротора:

$$(3) \quad \omega_n = \frac{2pn_n}{60}$$

-ъглова скорост на въртене на магнитното поле:

$$(4) \quad \omega_1 = \frac{2pf_1}{p}$$

-номинален, максимален и пусков моменти:

$$(5) \quad M_n [N.m] = \frac{P_n [W]}{\omega_n}$$

$$M_{\max} = m_{\max} M_n [N.m]$$

$$M_n = m_n M_n [N.m]$$

-критично хлъзгане

$$(6) \quad s_{kp} = s_n (m_{\max} + \sqrt{m_{\max}^2 - 1})$$

-приведено активно съпротивление на ротора

$$(7) \quad R_r = \frac{1(P_n + p_{\text{mex}})}{3 I_n^2 \frac{1-s_n}{s_n}}$$

Пренебрегвайки загубите във феромагнитната сърцевина и добавъчните загуби в машината, може да се смята, че мощността, определяна в активното съпротивление на статорната намотка, се дава с израза:

$$p_{e1} \approx 3UI_n \cos j (1-h) - 3I_n^2 R_r C^2 - p_{\text{mex}} = 3I_n^2 R_s$$

От тук намираме стойността на активното съпротивление на статора:

$$(8) \quad R_s = \frac{U \cos j \cdot (1-h)}{I_n} - C^2 R_r - \frac{p_{\text{mex}}}{3I_n^2}$$

където $U = \frac{U_n}{\sqrt{3}}$ - фазово номинално напрежение. При определяне на активните

съпротивления на статора и ротора механичните загуби се приемат, че са равни на (0,01-0,05) от номиналната мощност. При това по-малките значения съответстват на машини с по-голяма изходна мощност. Коефициента на привеждане C приема за равен на 1,01-1,05. Приведената индуктивност на разсейване на ротора:

$$(9) \quad L_{sp} = L_{rp} = \frac{U}{4p f_1 (1 + C^2) k_1 I_n}$$

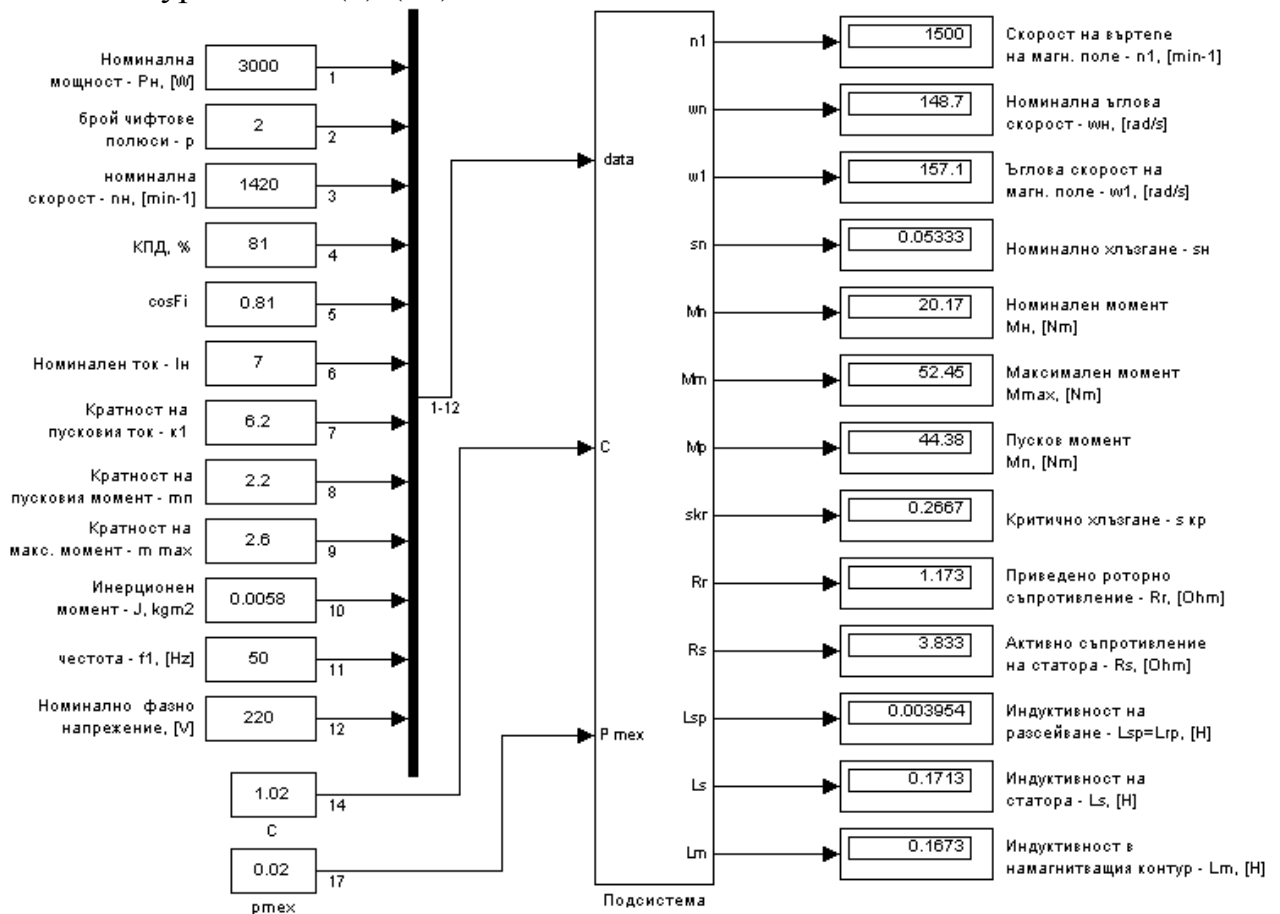
Индуктивност на статора

$$(10) \quad L_s = \frac{U}{2p f_1 I_n \sqrt{1 - (\cos j)^2} - \frac{2}{3} \cdot \frac{2p f_1 M_{max}}{pU} \cdot \frac{s_n}{s_{кр}}}$$

Индуктивност на контура на намагнитване

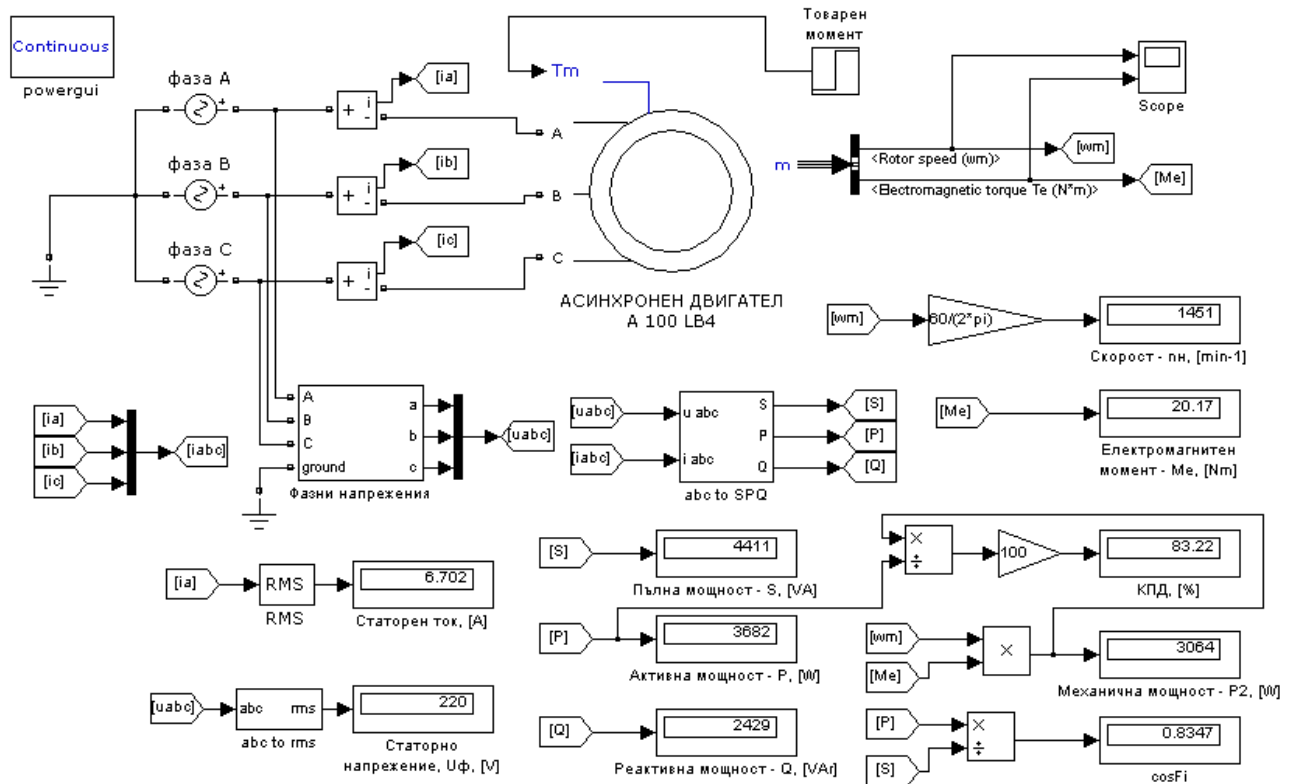
$$(11) \quad L_m = L_s - L_{sp}$$

На фиг.1 е показан програмен модел в среда MATLAB/SIMULINK [3, 4], чрез който се определят параметри на асинхронния двигател, включително параметрите на заместващата схема на машината по данните от Таблица 1 и използвайки уравнения (1)-(11).



Фиг. 1 – Модел за изчисляване на параметрите на двигателя по данните от „Таблица 1”

Въз основа на параметрите, получени от изчисленията (фиг. 1), се въвеждат данните за асинхронния двигател в модела на машината (фиг. 2). На фиг. 2 е показан програмен модел, чрез който е симулирана номиналната точка на двигателя.



Фиг. 2 – Модел на асинхронен двигател при номинално захранващо напрежение и номинален товар

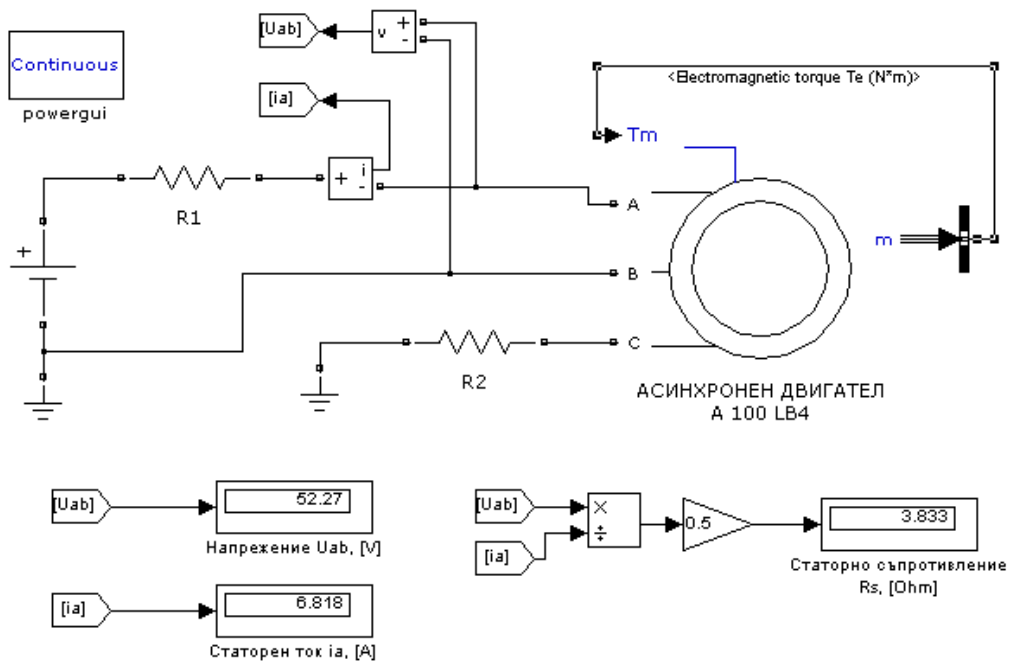
ДС тест. Блок схемата на симулацията е показана на фиг. 3. Източника на постоянно напрежение се прилага към фаза А и В, като фаза С е заземена. С последователно свързаните съпротивления се ограничава тока в статорните намотки до номиналните им стойности. Стойността на съпротивлението се получава като отношение на пада на напрежение към тока в намотките

$$(12) \quad R_s = 0.5 \frac{V_{dc}}{I_{dc}}$$

Опит на празен ход. От опита на празен ход ще се определят загубите в стоманата и механичните загуби и съответните параметри в заместващата схема. При този опит се прилага симетрично трифазно напрежение с ефективна стойност 220 V, 50 Hz към модела на същия двигател. Схемата на опитната постановка е показана на фиг. 4. От измерванията при този опит може да се изчисли сумата на статорното индуктивно съпротивление на разсейване и индуктивното съпротивление съответстващо на намагнитващия контур.

$$(13) \quad Z_0 \approx X_1 + X_m = \frac{U_f}{I_f} = \frac{Q_a}{I_f^2}, \text{ където}$$

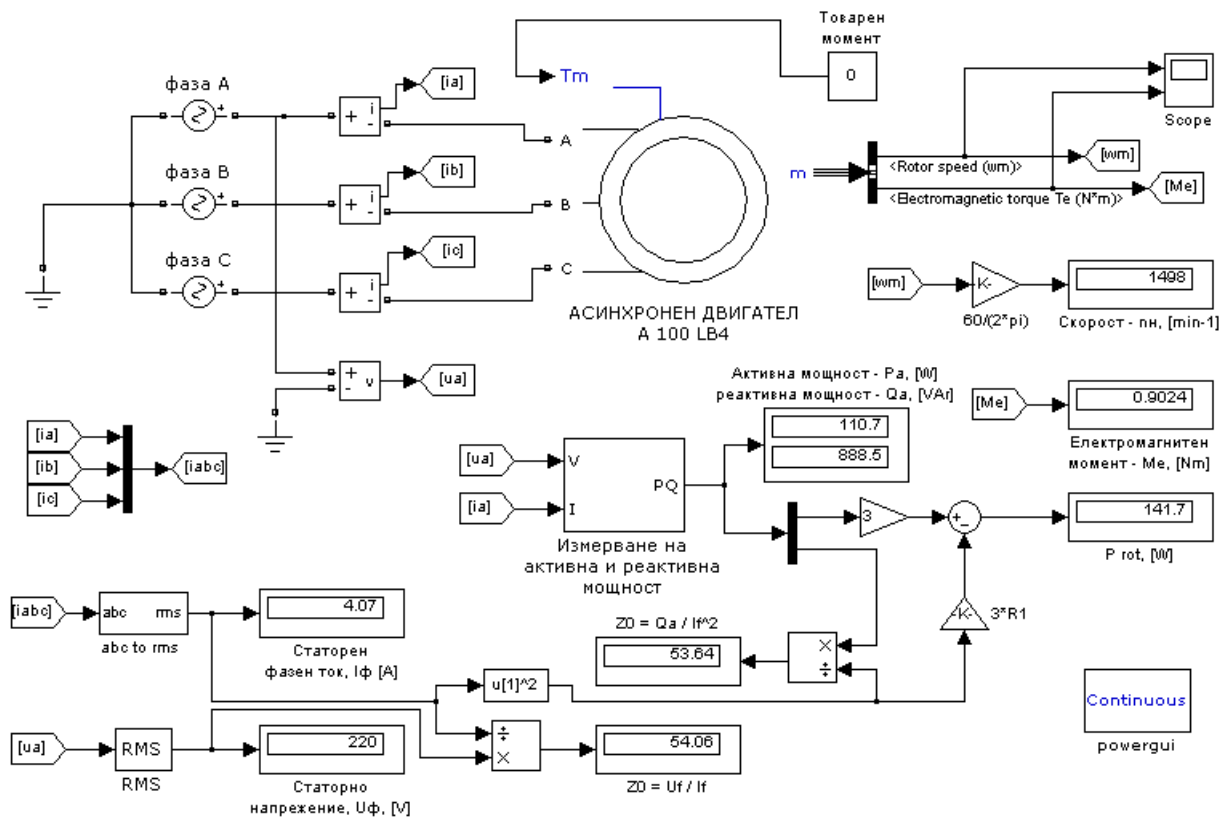
$$U_f = U_a - \text{фазно напрежение и } I_f = \frac{1}{3}(I_a + I_b + I_c)$$



Фиг. 3 – Програман модел за изчисляване на активното съпротивление на статорната намотка при захранване с постоянно напрежение

Загубите при въртене на ротора, които включват вентилационните загуби и загубите от триене, и загубите в стоманата могат да се получат от:

$$(14) \quad P_{rot} = 3P_a - 3I_f^2 R_1$$



Фиг. 4 – Опит на празен ход - програман модел за симулация и изчисления на база на опита на празен ход

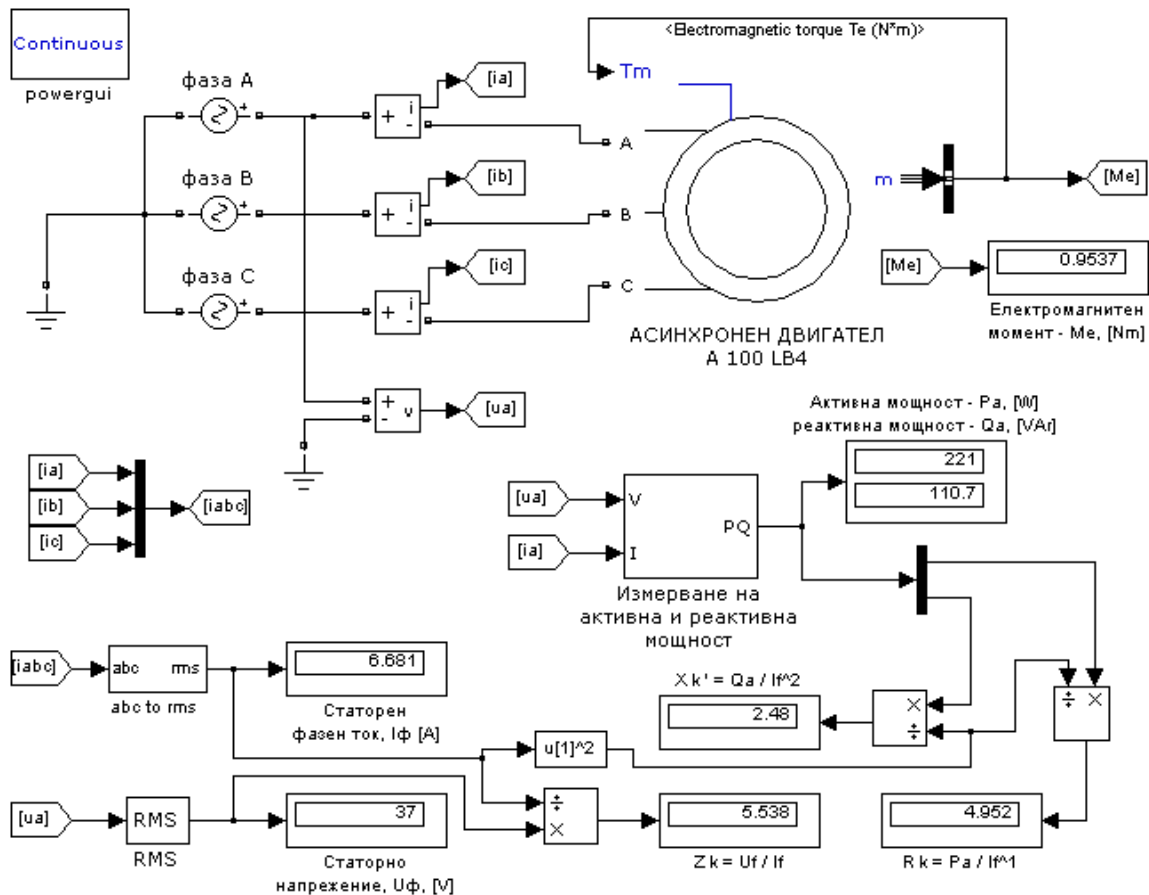
Опит на късо съединение. Опитната постановка е показана на фиг. 5. Изпитването се провежда при понижено напрежение, дефинирано от условието в намотките на статора да протича номиналния ток и при няколко честоти, например 60, 50, 40, 30 и 15Hz. От опита се определят следните величини:

$$(15) \quad Z_k = R_k + jX'_k = \frac{U_a}{I_f}, \text{ където}$$

$$(16) \quad R_k = \frac{P_a}{I_f^2} \text{ и } X'_k = X'_1 + X'_2 = \frac{Q_a}{I_f^2}$$

$$(17) \quad X_k = \frac{f_n}{f} X'_k = X_1 + X_2 \text{ от където } X_1 = X_2 = 0.5X_k$$

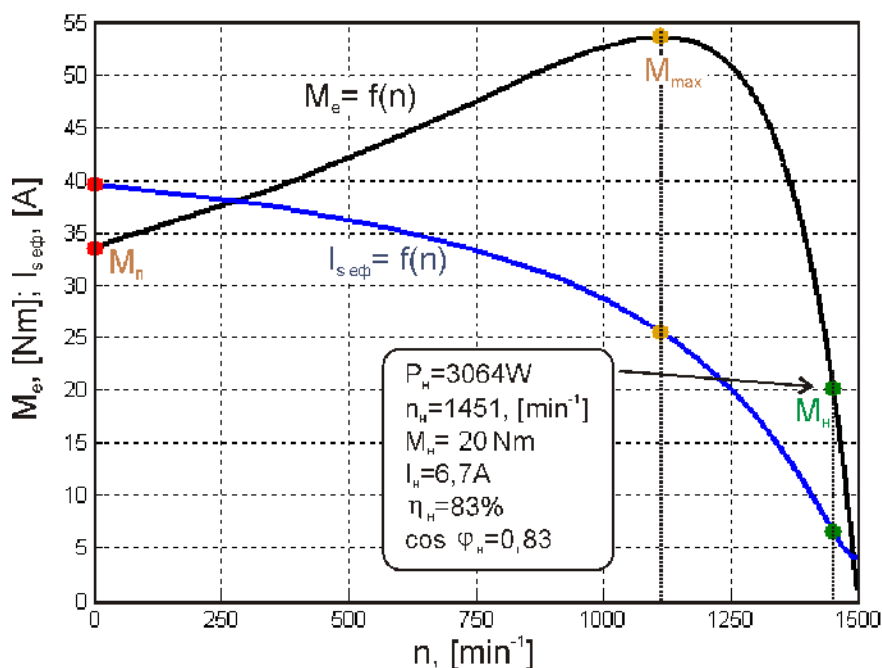
$$(18) \quad X_M = Z_0 - X_1 \text{ и } R_2 = (R_k - R_1) \left[\frac{X_2 + X_M}{X_M} \right]$$



Фиг. 5 – Опит на късо съединени - програмен модел

Механична характеристика. След изчисляване на параметрите на двигателя по каталожните данни от Таблица 1 (активно съпротивление на ротора и статора, индуктивности на разсейване и взаимна индуктивност – фиг.1), остава въпроса до колко адекватен е получения модел на машината. За

целта, на фиг. 6 са показани статичната механична характеристика и статорния ток, получени със симулационния модел от фиг. 2. На същата фигура (фиг. 6) са показани и трите характерни точки – номинален товар (M_n), точката в максимума на механичната характеристика (M_{max}) и пусковия момент със съответстващия му пусков ток (M_n). От фиг. 6 може да се направят сравнения между дадените в *Таблица 1*, и характеристиките, получени от програмния модел.



Фиг. 6 – Електромагнитен момент и статорен ток от симулационния модел

3. Заключение

След изчисляване на параметрите на асинхронния двигател с показания на фиг. 1 модел, за изчисляване на параметрите на двигателя по данните от *Таблица 1* и въвеждането им в програмния модел от фиг. 2, се вижда добро съвпадение в номиналната работна точка на машината от симулацията и каталожните данни от *Таблица 1*. Кратността на максималния момент по каталожни данни е $m_{max} = 2,7$, докато по каталожните данни е $m_{max} = 2,6$. По голямо разминаване между данните от модела и каталожните данни има единствено в параметъра кратност на пусковия момент $m_n = \frac{M_n}{M_n}$, за който от програмния модел в MATLAB/SIMULINK се получава по-малка стойност.

Въпреки, че изложената по-горе методика не претендира за висока точност на изчислението на параметрите на заместващата схема, тя позволява лесно постигане на адекватен модел на машината в средата на MATLAB/SIMULINK, по който лесно се определят редица параметри на двигателя.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С.Г Герман – Галкин, Г.А.Кардонов – Електрически Машины, Санкт Петербург, Корона принт, 2007г Simpson R., Lighting Control Technology and Applications, Focal Press 2003, ISBN 0 240 51566 8.
- [2] S. J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals, 3rd ed. New York:WCB/McGraw-Hill, 1998
- [3] SIMULINK, Model-Based and System-Based Design, Using Simulink, MathWorks Inc., Natick, MA, 2000
- [4] Power System Blockset for Use With Simulink, User's Guide, MathWorks Inc., Natick, MA, 2000
- [5] Zaharinov K., D. Sotirov, P. Rizov, A. Krumov, A. Tzolov, M. Mihov, Tz. Bogoeva FEM's Application for Determination the Variations of the Induction Machine Resistance Because of Electrical Alterations, 10th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering September 16-18, 2002 Graz, Austria.
- [6] Zaharinov K., D. Sotirov, M. Mihov, A. Tzolov, A. Krumov, P. Rizov, Tz. Bogoeva, FEM's Application for Determination of the Coefficient K_x of Induction Machine's Deep Rotor Slots, 10th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering September 16-18, 2002 Graz, Austria.
- [7] Rizov P., M. Mihov, D. Sotirov, V. Stiptzov, J. Kushleva. FEMM'S Application for Determination of Slot Magnetic Conduction of a Rotor Slot of Induction Machine, 6th International Conference on Applied Electromagnetics ПЕС 2003, 1-3 June 2003, Nis, Serbia and Montenegro, p. 217 - 219.
- [8] Pillay, P. Levin, V., "Mathematical models for induction motors", 1995 IEEE IAS Annual Meeting, October 1995, pp 606-616.
- [9] Д. Димитров, Й. Ваклев, Д. Сотиров, М. Стоянов. Ръководство за изпитване на електрически машини. София, изд. Техника, 1991 г.

Автори:

Радослав Лазаров Спасов - гл. ас. д-р, кат."Електрически машини", ЕФ Технически университет - София, 1000 София, България, Бул. "Кл.Охридски" No.8, Бл. 12 E-mail: rls@tu-sofia.bg

Емил Христов Рачев ас. д-р, кат."Електрически машини", ЕФ Технически университет - София, 1000 София, България, Бул. "Кл.Охридски" No.8, Бл. 12 E-mail: emil_rachev@abv.bg

ОЦЕНКА НА РАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ ТРАНСФОРМАТОРИ ПОСРЕДСТВОМ КАПИТАЛИЗИРАНЕ НА ЗАГУБИТЕ ИМ

Радослав Спасов

***Резюме:** Избора на енергоефективен трансформатор има голямо значение не само за спестяване на енергия, но и да намали оперативните разходи за трансформатора и по този начин да подобри икономическата ефективност на предприятията, които ги експлоатират. Широко използван метод за избор на трансформатор с икономически ефективна конструкция е простата капитализация на загубите в трансформатора. В момента повечето електроразпределителни предприятия използват една формула за оценка на общите оперативни разходи при еднакви условия за натоварване за всички разпределителни трансформатори. В тази статия е направен анализ на този метод и се препоръчват решения за оценка на разпределителни трансформатори, подходящи за специфични приложения в различните разпределителни мрежи.*

EVALUATION OF DISTRIBUTION TRANSFORMERS BY CAPITALIZING ON THEIR LOSSES

Radoslav Spasov

***Abstract:** Select energy-efficient transformers, not only of great significance to the conservation of energy, but also can greatly reduce the transformer's operating costs, is an important way for enterprises to improve Economic efficiency. The widely used method in selecting the most economical distribution transformer design is simple capitalization of transformer losses. Electrical utilities currently use one formula for the evaluation of total operating costs for all distribution transformers under all service and loading conditions. This paper presents the analysis of that method and recommends new solutions for assessment of distribution transformers suitable for particular applications in different types of electrical distribution networks.*

1. Въведение

В последните години има значителен интерес за въвеждане в експлоатация на разпределителни трансформатори, които ефективно да намалят общите разходи на електроразпределителните дружества и от друга страна погледната в глобален мащаб, внедряването на трансформатори с намалени загуби, косвено помага на отделните държави да спазват поетите ангажименти, като намаляване на парниковите газове. Статията разглежда един от основните методи за сравняване на разпределителни трансформатори, а именно – посредством формула за капитализиране на загубите.

2. Формула за капитализиране на загубите в трансформатора

За да се извърши икономически анализ на трансформатора е необходимо да се изчислят експлоатационните разходи, които заедно с цената на трансформатора образуват пълната собствена стойност, или с други думи – капитализираната стойност на трансформатора. Няма формула, която може да отчете всички възможни разходи от покупката на трансформатора до неговото извеждане от експлоатация, но на практика могат да се направят редица опростявания, като разходите за инсталиране, транспорт, поддръжка и др. се приемат че са приблизително еднакви и могат да изключат от изчисленията. Само когато трансформаторите са изработени по различни технологии, като например маслени и сухи трансформатори, тези различия трябва да се вземат в предвид. Вземайки предвид само покупната цена и цената на загубите капитализационна формула има вида:

$$TOC = C_0 + AP_0 + BP_k \quad (1)$$

Където:

C_0 - цена на трансформатора,

A - коефициент капитализиращ загубите на празен ход [€/W],

P_0 - номинални загуби на празен ход [W],

B - коефициент капитализиращ загубите на късо съединение [€/W],

P_k - номинални загуби на късо съединение [W],

Тази формула е дефинирана в HD428 и HD538. Коефициентите A и B зависят от очакваното натоварване на трансформатора и цената на електроенергията. Стойностите на коефициентите определят минимума на капитализиращата формула и следователно тяхното определяне е първостепенна задача. Точното определяне на коефициентите е трудно, тъй като бъдещото натоварване на трансформатора е неизвестно или е различно от предварително заявеното, цената на енергията и нивата на лихвените проценти също не са постоянни и стойностите им непрекъснато се променят. Обикновено стойността на A е между 1 и 8 €/W и на B е между 0.2 и 5 €/W. Една от възможностите за изчисление е както следва:

$$A = (12C_d + hC_e)F_c \quad (2)$$

$$B = C_e h \left(\frac{S}{S_n} \right)^2 F_c \quad (3)$$

$$F_c = \frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n} \quad (4)$$

Където:

C_d - относителната цена на инсталираната мощност [€/kW],

C_e - цената на енергията [€/kW],

F_c - коефициент за актуализиране за n години при инфлационен процент i ,

S - реалната мощност [kVA],

S_n - номиналната мощност на трансформатора,

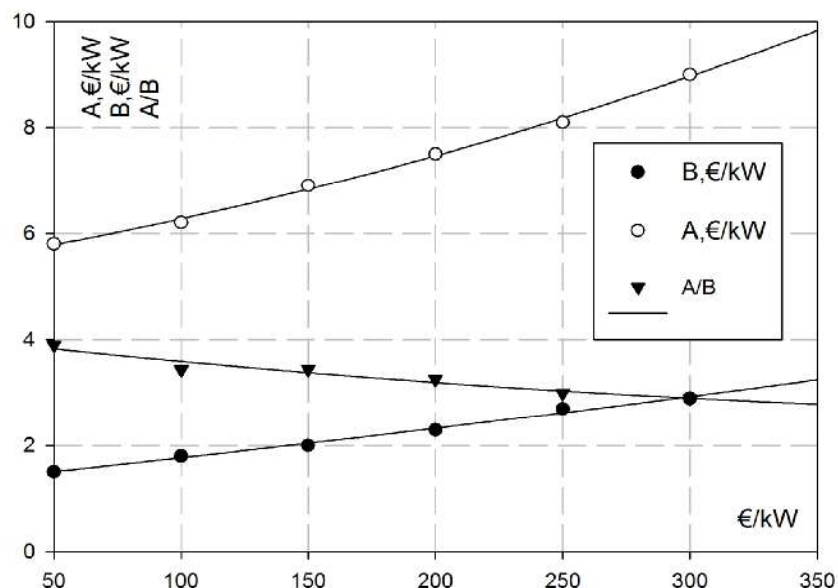
h - еквивалентните часове за работа на трансформатора с мощност S / $h=8760$ за една година/

Тези формули предполагат, че натоварването на трансформатора за целия прогнозен период и цените на електроенергията са постоянни.

Обикновено стойностите на коефициентите се задават от инвеститора, съобразно неговите виждания и преценка, а производителите на трансформатори ги използват за започване на оптимизационен процес за проектиране на най-евтин трансформатор, съобразен с цените на материалите и с конкретните технологични възможности.

Зависимост на капитализиращите коефициенти от инвестиционните разходи.

На фиг. 1 е показана зависимостта на капитализиращите коефициенти А и В във функция на инвестиционните разходи за един киловат. С увеличаване на инвестиционните разходи, капитализиращите коефициенти растат, като съотношението им слабо намалява. Разходите във всеки един конкретен случай са уникални и зависят от разпределителна мрежа в която ще работи трансформатора. Така например ако се разширява градска, добре организирана мрежа с концентрирани потребители, капиталовите разходи са сравнително по-малки, спрямо извънградски и селски мрежи.

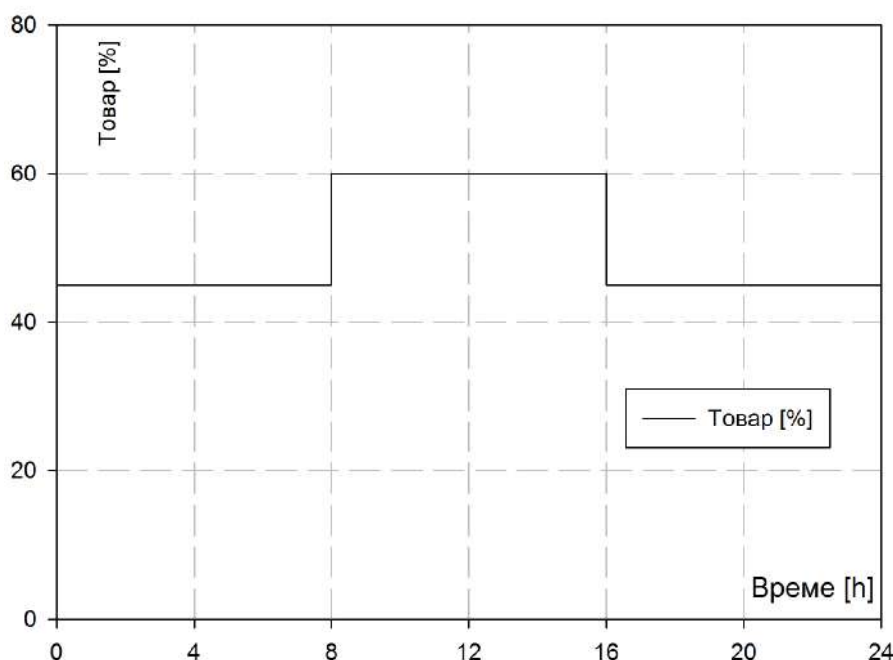


Фиг. 1. Зависимост на капитализиращите коефициенти от инвестиционните разходи

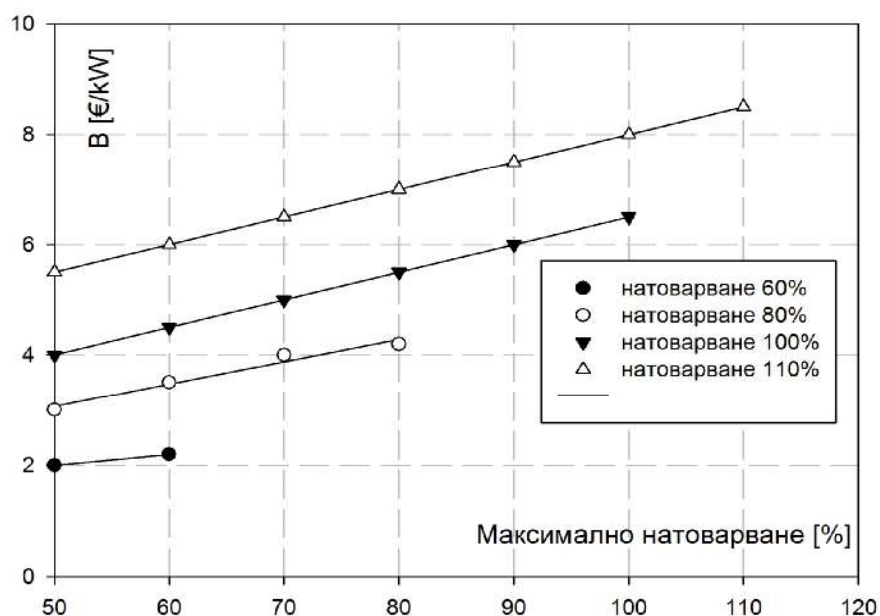
3. Зависимост на капитализиращите коефициенти от коефициента на натоварване

На фиг. 2 е показана денонощна изчислителна диаграма за натоварване на разпределителен трансформатор. Показания товар е процент от номиналната

мощност. Такава диаграма е типична за слабо натоварени разпределителни трансформатори. На фиг. 3 е показано изменението на капитализация коефициент B при промяна на натоварването в диапазона 60-110%. Фактора за натоварване, по който са построени отделните криви, е определен като отношение средното натоварване и максималната използвана мощност. Отделните криви са изчислени и като се използва денонощно натоварване подобно на показаното на фиг.2.



Фиг. 2. Денонощна изчислителна диаграма за натоварване на разпределителен трансформатор



Фиг. 3. Изменението на капитализация коефициент B при промяна на натоварването в диапазона 60-110%

Съотношение на коефициентите А и В

Целта на производителите на разпределителни трансформатори е да предложат трансформатор с възможна на-малка ТОС цена, при зададени коефициенти А и В и стандартна технология и материали. За да се постигне максимална експлоатационна ефективност (като се има в предвид само загубите в трансформатора) отношението на загубите трябва да е равно на отношението на коефициентите А и В.

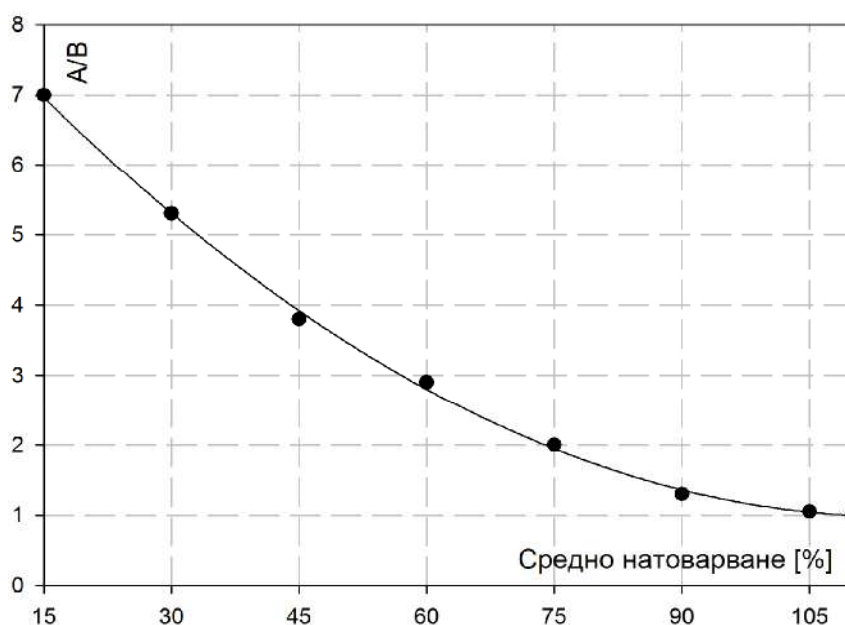
$$P_0/P_k = A/B \quad (4)$$

На фиг. 4 е показано препоръчителното отношение на коефициентите във функция от средното натоварване на трансформатора. Вижда се, че с увеличаване на загубите (продиктувано от увеличаване на натоварването) отношението на коефициентите намалява, до достигане на $A=B$.

Оптимална конструкция и параметри на трансформатора могат да се получат и при стойности на загубите, силно различаващи се препоръките на формула (4).

Влияние на лихвените проценти върху капитализация коефициент А

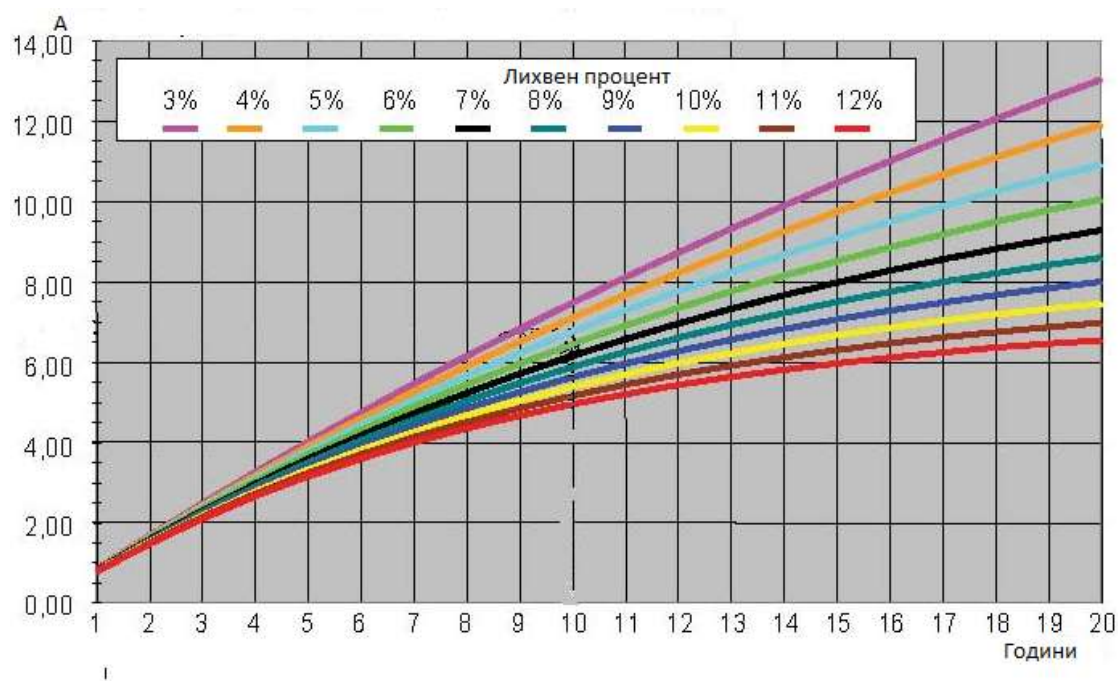
На фиг.5 е показана зависимостта на капитализация коефициент А в зависимост от лихвените проценти и годините за възвръщане на инвестициите.



Фиг. 4. Препоръчителното отношение на коефициентите във функция от средното натоварване на трансформатора

4. Заключение

Разпределителните трансформатори могат да бъдат по-ефективни, при запазване на икономическата рентабилност. Чрез капитализиращата формула се прогнозира достатъчно точно всички разходи за трансформатора, като се включват първоначалната му цена и разходите в експлоатацията и се дава възможност за сравнение на икономическата целесъобразност при закупуване на нов трансформатор.



Фиг. 5. Зависимост на капитализация коефициент A в зависимост от лихвените проценти и годините за възвръщане на инвестициите

ЛИТЕРАТУРА

- [1] W.T.J. Hulshorst, J.F. Groeman, Energy saving in industrial distribution transformers, KEMA, 2002
- [2] Barry W. Kennedy, Mc Graw, Energy-efficient Transformers, Hill, 1998
- [3] HD-428 S1, Three phase oil immersed distribution transformers 50 Hz, Part 1 with later changes
- [4] HD 538 – Three phase dry type distribution transformers 50 Hz.
- [5] EN 50464-1, Three phase oil immersed distribution transformers 50 Hz
- [6] <http://seedt.ntua.gr/>
- [7] <http://www.leonardo-energy.org/drupal/transformers>

Автор:

Радослав Лазаров Спасов - гл. ас. д-р, кат. "Електрически машини", ЕФ Технически университет - София, 1000 София, България, Бул. "Кл.Охридски" No.8, Бл. 12 E-mail: rls@tu-sofia.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА РЕЖИМИТЕ НА РАБОТА И ТЕХНИЧЕСКИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ЦИФРОВИТЕ РЕЛЕЙНИ ЗАЩИТИ ИЗПОЛЗВАНИ В ТЯГОВИТЕ ВЕРИГИ НА СТОЛИЧНИЯ МЕТРОПОЛИТЕН

Георги Павлов, Тодор Лалев

***Резюме:** Предвид важността и цената на съоръженията за електроснабдяване на електрическия подвижен състав в столичния метрополитен е необходимо използването на защитни устройства, които трябва да осигурят безопасната и непрекъснатата им работа.*

В доклада са разгледани основните видове релейни защиты използвани в тяговите вериги на столичния метрополитен. Направен е подробен анализ на техническите им параметри. Представени са резултати от аварийни режими развиващи се във веригите за електрозахранване на тяговия подвижен състав.

Въз основа на получените резултати е направена оценка на работата на релейните защиты и са дадени препоръки за тяхната оптимална експлоатация.

ANALYSIS OF OPERATION MODES AND TECHNICAL PARAMETERS OF BINARY RELAY PROTECTION USED IN TRACTION CIRCUITS IN THE UNDERGROUND

Georgi Pavlov, Todor Lalev

***Abstract:** Considering the importance and cost of the equipment for electric rolling stock power supply in the underground, it is necessary to use protective devices to ensure safe and continuous operation. The paper examines the main types used in traction relay protection circuits in the underground. Detailed analysis of their technical parameter has been made. The results of emergency modes in developing rolling stock traction circuits are shown. Based on the result, the operation of the relay protections has been evaluated giving recommendations for their optimal use.*

1. Въведение

Столичният метрополитен е сложна система от съоръжения, които имат за цел да осигурят безаварийното и безопасно превозване на пътници. Според структурата на „Метрополитен” – ЕАД тези съоръжения се поддържат и обслужват [5] от **Експлоатационно управление**. То осъществява цялата експлоатационна дейност на завършените участъци от метрото, в това число: превоз на пътници; поддръжка на машините и съоръженията; на системите за управление и функциониране на метрото и Централен диспечерски пункт (ЦДП); ремонт и поддръжка на вагонния парк в депото. Тази дейност се

осъществява от шест служби: „Движение”; „Електроснабдяване”; „Автоматика и телемеханика за движение на влаковете и съобщителни връзки”; „Електроmekаника”; „Железен път и инженерни съоръжения”; Депо „Обеля” [1,2].

Ремонтните бригади и аварийните групи в служба „Електроснабдяване” експлоатират и поддържат съоръженията за електроснабдяване на електрическия подвижен състав /ЕПС/ (Тягово понизителни станции /ТПС/; Понизителни станции /ПС/ и Трафопостове /ТП/).

Една от основните цели на ТПС е да захранват непрекъснато и безаварийно тяговата мрежа. За осигуряване на тези условия е необходимо висококачествено електрообзавеждане на ТПС и адекватната му поддръжка.

До момента в Столичният метрополитен се експлоатират два типа ТПС. Първия тип е пуснат в експлоатация през 1989г., като електрообзавеждането е от смесен тип по отношение на производител, като съоръженията за електрозахранване на тяговите вериги /РУ 825V/ са чешко производство на фирма SKD Praha. Втория тип ТПС са в експлоатация от 2001 до 2009 година и са от последно поколение на фирма SIEMENS. При тях единствено бързодействащите прекъсвачи в РУ 825V са производство на фирма Secheron.

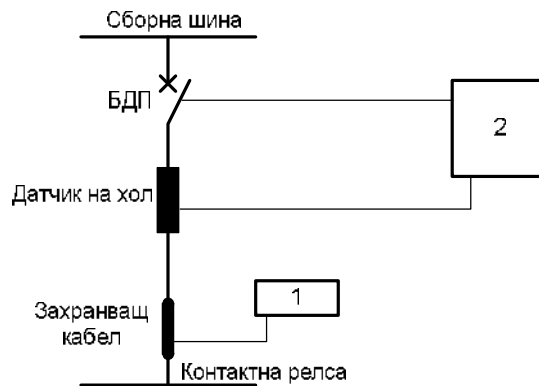
Според доставките на електрообзавеждането в тяговите електрозахранващи вериги за постоянен ток на ТПС се експлоатират три типа релейни защиты.

Първия тип релейна защита е производство на фирмата SKD. Втория и третия тип са Комбинирани защитни устройства и контролери за защита на постояннотокови тягови електрически вериги, производство на фирмата SIEMENS. Експлоатират се два модела защиты Sitras DPU 96 и Sitras PRO, имащи сходни характеристики за контрол и защита, различаващи се по някои функции и възможности за визуализация.

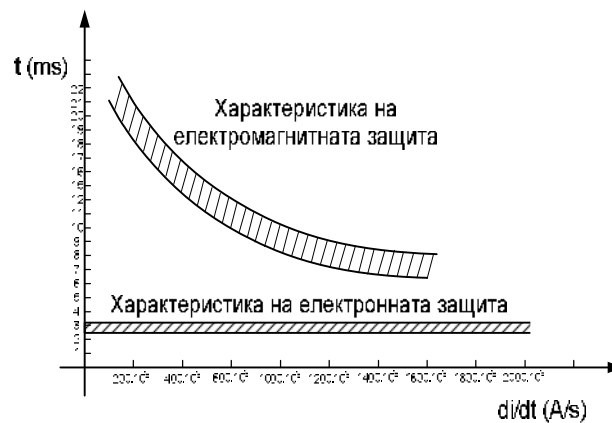
В доклада са разгледани и сравнени трите типа релейни защиты. Описани са основните принципи на действие на защитите при аварийни режими. Дадени са блокови схеми на присъединяване и отделните им компоненти. Изследвани са няколко реални аварийни режима развиващи се в тяговите електрически вериги. Направен е подробен анализ на режимите и са дадени препоръки за по оптимална експлоатация на устройствата.

2. Анализ на основните характеристики и параметри на релейните защиты в метрополитен

Защита NA7D2 на фирма SKD Praha е от релеен тип, като управлението и контрола на основните функции се осъществява от електронен блок. Характеризира се с висока степен на надеждност, поради опростения начин на следене на големината на параметрите на първичната верига (датчик на Хол и реле за контрол на напрежението). На фиг. 1,а е дадена блокова схема на защита NA7D2, а на фиг. 1,б е показано сравнение на собственото време на изключване на електронната защита и тази на БДП в зависимост от скоростта на нарастване на тока di/dt .



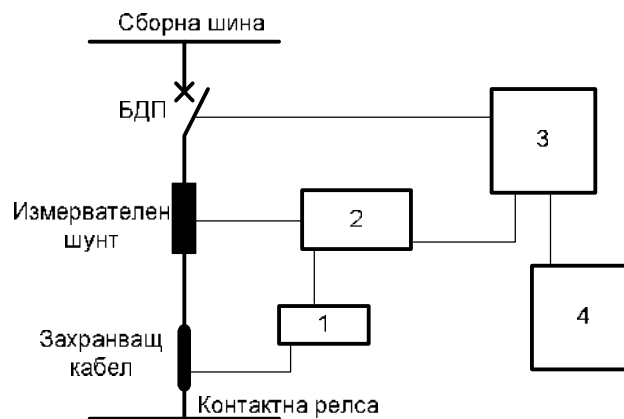
Фиг.1, а. 1. Устройство за контрол на кабелната изолация; 2.Защита СКД Praha тип NA7D2;



Фиг. 1, б

Поради сходство, както беше споменато по-горе на основните технически параметри и характеристики на Sitras DPU 96 и Sitras PRO по-нататък в доклада е разгледана и анализирана защита Sitras PRO.

Блоковата схема на защита Sitras PRO е показана на фиг. 2.



Фиг. 2. 1.Sitras PRO CM – Модул за контрол на кабелите; 2. Sitras PRO BA – Постояннотоков буферен усилвател; 3. Sitras PRO CU – Централно устройство; 4. Sitras PRO HMI – Интерфейс човек-машина;

Основни защитни функции

Комбинираното защитно устройство и контролер Sitras PRO се използва за защита на постояннотокови железопътни мрежи в обществения транспорт. То предпазва постояннотоковото разпределително устройство (РУ 825V) и контактната мрежа (КМ) от критични експлоатационни условия и къси съединения. Sitras PRO следи постоянно захранващите параметри на тяговата верига (ток и напрежение). Благодарение на тези си възможности при евентуални къси съединения, то подава импулс за изключване на бързодействащия прекъсвач преди тока да е достигнал максимална стойност.[3]

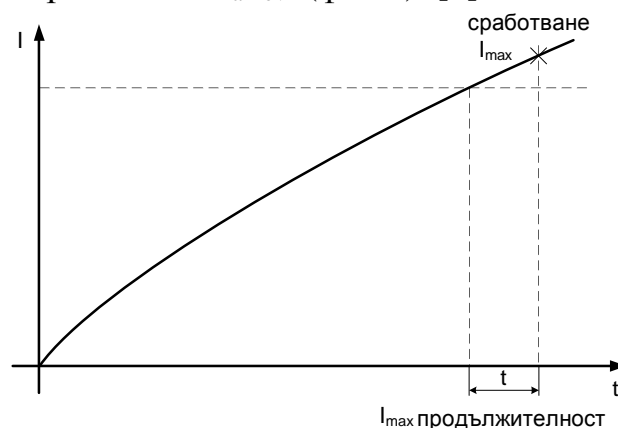
Поради сериозните и специфичните изисквания към защитите в постояннотоковите тягови вериги те са многофункционални и изпълняват защитните си функции по няколко критерия за сработване: максималнотокова защита (I_{\max} , $I_{\max \text{обр.}}$); защита от рязко нарастване на тока (ΔI); защита от повишаване на тока за определено време (di/dt); максималнотокова защита за определено време (I_{UMZ} , $I_{UMZ\text{обр.}}$); защита от ниско напрежение (U_{\min}); защита от високо напрежение (U_{\max}); контрол на напрежението на контактната линия; защита при отказ на автоматичен верижен прекъсвач; импедансна защита; кабелна температура; кабелна изолация; кабелна ширмовка и др.

При случаите на сработване ΔI , di/dt и кабелна температура защитата изпълнява *праг на предупреждение* преди изпълнението на *прага на сработване*, за останалите случаи съществува само *праг на сработване*.

По нататък в доклада е направен анализ на работата на защитата при изпълнение на различни критерии на сработване, като е представен и графичен материал.

- **Максимална стойност на тока - I_{\max}**

При този алгоритъм на сработване на защитата се следи моментната стойност на тока, и когато моментният ток i надхвърли граничната параметризирана стойност I_{\max} (т.е. $i > I_{\max}$) и продължителността на това състояние е по-голяма от зададено време t , се предизвиква изключване. В нормалния случай тази продължителност се настройва $t = 0, ms$. Функционалността и се запазва и при обратно захранващо направление $I_{\max rev}$ (фиг.3). [3]



Фиг. 3. Характеристика на сработване на защитата при I_{\max}

Стойностите на сработване по критериите I_{\max} и $I_{\max rev}$ се параметризират в граници от 500А до 20 000А, като стъпката за регулиране е 1А.

• **Скорост на нарастване на тока - ΔI**

По този критерий защитата разпознава характера на процеса – късо съединение или голям тягов ток. Защитата следи скоростта на нарастване на тока и по заложен критерий разпознава аварийния режим (к.с.). Т.е. когато настъпи късо съединение то ще бъде [3] разпознано и ограничено преди токът във веригата да достигне върховата си стойност. По този начин значително по-малко се натоварва електрообзавеждането при изключване на късото съединение.

За настройка на този алгоритъм се въвеждат следните параметри:

- ΔI праг на сработване - регулируем в диапазона 100-10000А със стъпка 1А. Въвежда се времезакъснение t за сработване на защитата от момента на изпълнение на критерия;

- ΔI праг на предупреждение – регулируем в диапазона 10%-110% от прага на сработване със стъпка 1%. Въвежда се времезакъснение t за стартиране на предупреждение от момента на изпълнение на критерия;

- ΔI_t закъснение – времезакъснението t се регулира в интервала от 0 до 20 ms, като минималната стъпка е 0,1 ms;

- $\Delta I_{di/dt}$ скорост на нарастване на тока – този параметър се регулира в интервала от 0 до 400А/ms през стъпка 1 А/ms. Когато нарастването на тока в тяговата верига превиши параметризираното di/dt се стартира ΔI разпознаване. Актуалната [3] токова стойност е базисната стойност за ΔI контрола. Защитата ще подаде сигнал за изключване на прекъсвача когато токът във тяговата верига стане по – голям от базисната стойност на защитата и се надхвърли съответното времезакъснение t . Ако в зададения времеви интервал на закъснение t нарастването на тока в тяговата верига не превиши базисната стойност за ΔI тогава няма изключване на БДП и при ново нарастване на тока (к.с.) във веригата алгоритъма се повтаря;

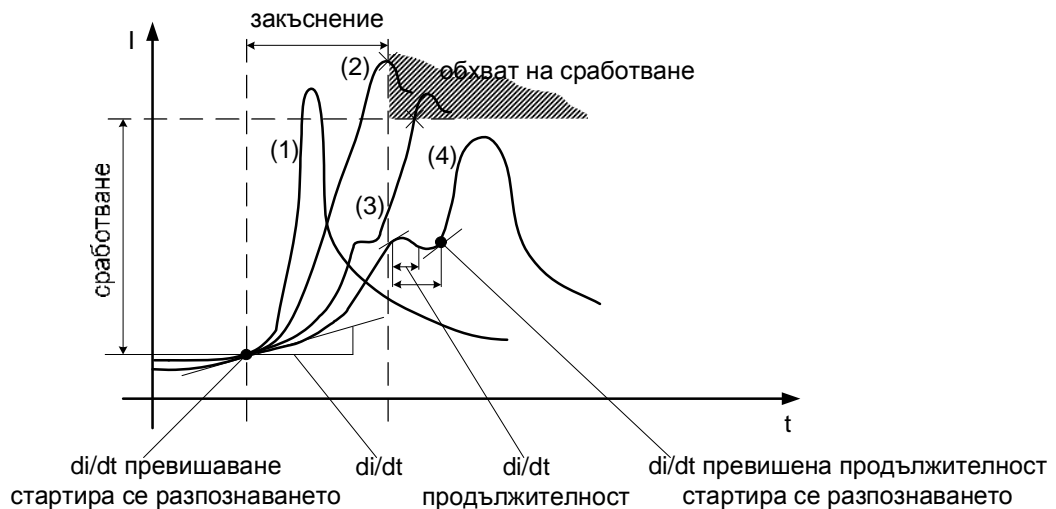
- $\Delta I_{di/dt}$ продължителност – регулируем от 0 до 4 ms, като минималната стъпка е 0,1 ms.

На фиг. 4 са показани конкретни случаи на сработване на защитата по този критерий.

Ако се направи анализ на дадените случаи може да се каже следното:

При случай (1) – няма сработване. ΔI закъснение не е превишено. Примерен режим - краткотрайно нарастване на тока в тяговата верига, вследствие на капацитивни зареждащи процеси и др.

Случай (2) – защитата сработва. ΔI праг на сработване и ΔI закъснение са превишени. Рязко нарастване на тока в тяговата верига (близо к.с.).



Фиг. 4. Криви на сработване на защитата по скорост на нарастване на тока (ΔI) при различни критерии

Случай (3) – защитата сработва по $\Delta I_{di/dt}$ *продължителност* не е достигната. Защитата сработва поради много рязко нарастване на тока, което превишава многократно ΔI допустимо и предварително зададеното ΔI , di/dt продължителност не е превишена поради прекъсване на повишаването.

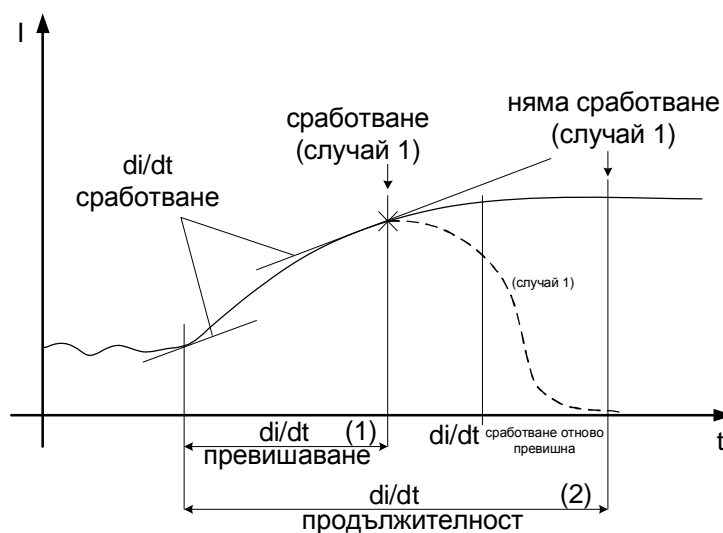
Случай (4) – няма сработване. $\Delta I_{di/dt}$ *продължителност* е превишена, но е спряло повишаването на тока, т.е. стартирано е ново разпознаване.

• **Нарастване на тока - di/dt**

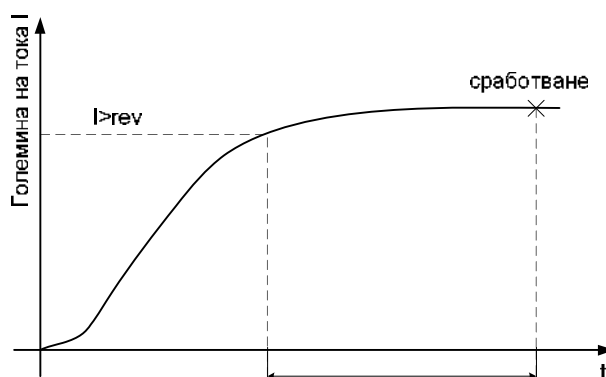
Този токов контрол се използва за разпознаване на далечно к.с. В този случай се извършва параметризация [3] за контрол на di/dt параметър, като интервала на настройка се извършва от 2A/ms до 200A/ms (фиг.5).

От показаните графики на фиг. 5 може да се направи следният анализ:

Случай 1 – ако тяговия ток надхвърли зададената параметризирана стойност за време по-голямо от зададения времеви период се задейства сработване.



Фиг. 5. Характеристики на сработване защитата по критерий - нарастване на тока (di/dt)



Фиг. 6. Характеристика на сработване по критерий - I_{UMZ}

Случай 2 – прага на сработване на тока е достигнат, но за по-дълъг времеви период (настройва се в интервала от 6ms до 200ms със стъпка 1ms), задействано е само предупреждение.

От казаното до тук се вижда, че с помощта на този алгоритъм на настройка защитата може да локализира и ограничи едно далечно късо съединение.

- **Определена големина на тока за определено време - I_{UMZ}**

С помощта на този алгоритъм на сработване на защитата се разпознават аварийни режими, характеризиращи се с протичане на максимални токове продължително време, токове на претоварване (фиг.6). [3]

3. Изследване и анализ на графичен материал получен от измерване на реални аварийни режими в тяговата мрежа на метрополитен

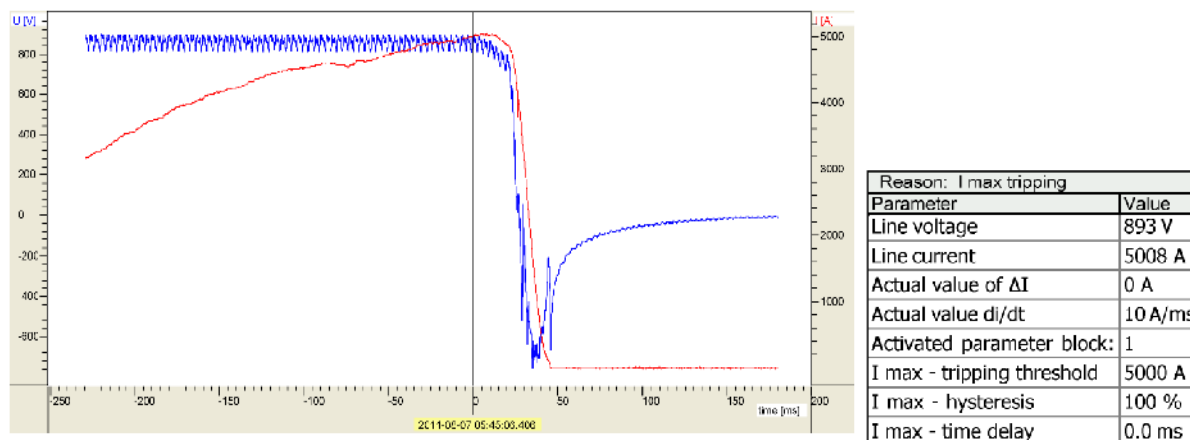
Микропроцесорните защиты Sitras DPU 96 и Sitras PRO записват във вътрешна памет всички процеси развиващи се в тяговата верига, както и стойностите на основните електрически параметри. Това дава възможност да се натрупва полезна информация, която може да се визуализира, обработва по определени критерии и анализира.

В доклада на фигури 7, 8, 9 е показано изменението във функция от времето на напрежението (син цвят) и тока (червен) при три изключвания от къси съединения в тяговите вериги.

На фиг. 7 е показана крива на изключване по алгоритъма I_{max} , а в таблица 1 е дадена причината за изключване и стойностите на основните параметри в тяговата електрозахранваща верига при самото изключване.

Поради плавното нарастване на тока $di/dt = 10 \text{ A/ms}$ през периода от $t = -250 \text{ ms}$ до $t = 0 \text{ ms}$, защитата не е разпознала процеса като режим като к.с., а като товарен ток, но при достигане на максимална моментна стойност на тока $I = 5000 \text{ A}$ (при време $t = 0 \text{ ms}$) защитата подава сигнал за изключване на БДП. През периода от $t = 0 \text{ ms}$ до $t = 50 \text{ ms}$, се вижда преходния процес протичащ в тяговата верига при изключване на БДП и колебанията на напрежението във времето.

Таблица 1



Фиг. 7. Криви на тока и напрежението при изключване на к. с.

При сработване на защитата по този алгоритъм комутационната апаратура и съоръжения за електроснабдяване на тяговата верига се натоварват най-много.

На фиг.8 е показана графика на изключване по алгоритъм ΔI , а в таблица 2 е дадена причината за изключване и стойностите на различните параметри в тяговата електрозахранваща верига при самото изключване. Защитата, която е следяла развитието на процесите във веригата и е извършила изключването е от типа Sitras DPU 96.

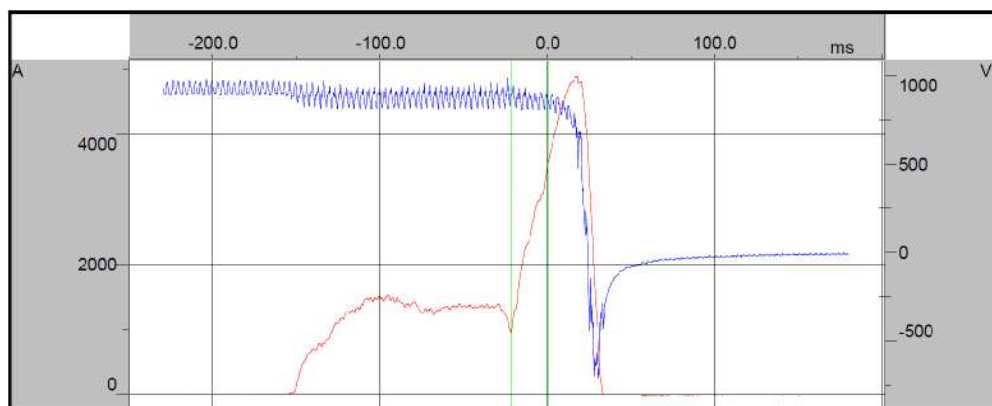
Фиг. 8. Алгоритъм на сработване на защитата по критерия - ΔI

Таблица 2

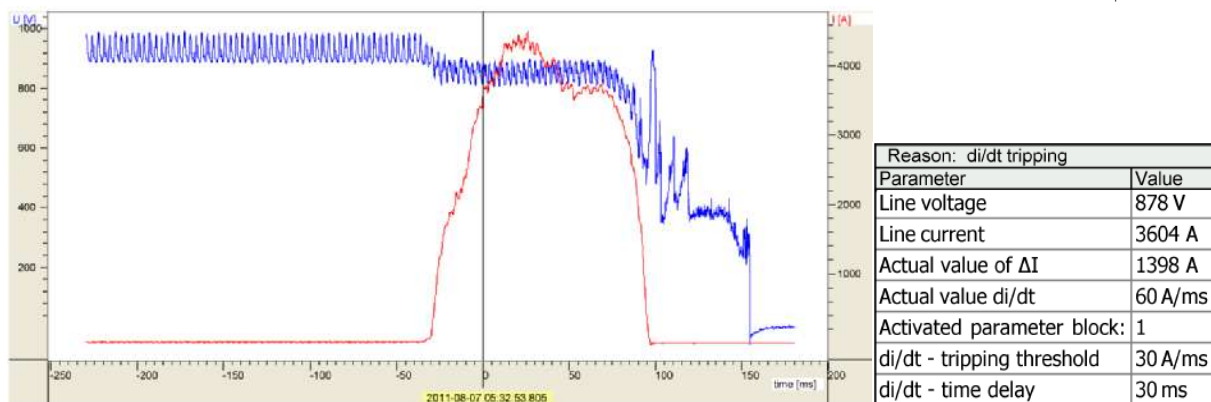
Protection parameter			Values at trip:		
delta I: trip	2500	A	Current I	3524	A
delta I: delay	0.0	ms	Gradient di/dt	140	A/ms
delta I: di/dt trip	40	A/ms	Voltage V	856	V
delta I: di/dt delay	1.5	ms	max Impedance R	0.243	Ohm

На графиката на фиг. 8 при време $t = -10$ ms със светлозелено е маркирано стартирането на следенето на нарастването на тока развиващ се във тяговата електрозахранваща верига. През времеви интервал от $t = -10$ ms до $t = 0$ ms се вижда стръмността на нарастване на кривата на тока и лекото колебание на големината на напрежението, също така защитата стартира разпознаване на алгоритъма ΔI при големина на тока $i = 500$ A. В момента $t = 0$ ms

необходимите условия за сработване ($di/dt \geq 40$ A/ms в случая $di/dt = 140$ A/ms и $\Delta I = 2500$ A) са изпълнени и защитата подава сигнал за изключване. От казаното до тук се вижда, че тока на к.с. развиващ се във веригата е разпознат и изключен още преди да достигне на максимална стойност. При този алгоритъм на сработване на защитата режима на работа на комутационната апаратура и съоръженията за електроснабдяване е значително по-лек защото изключват преди тока на к.с. да достигне максимална стойност.

На фиг. 9 е показан алгоритъм на сработване на защитата по критерия di/dt , а в таблица 3 са показани стойностите на параметрите на тяговата верига при самото изключване. Като се анализира кривата на нарастване на тока на фиг. 9 се вижда, че в началния момент от $t = -30$ ms до $t = 0$ ms скоростта на нарастване е била $di/dt = 60$ A/ms, т.е. първото условие за сработване ($di/dt \geq 30$ A/ms) е изпълнено. След момент $t = 0$ ms е стартирано времезакъснение $t = 30$ ms, а след изтичането му характера на тока не се променя и защитата разпознава режима като далечно късо съединение. При този случай фидерната зона е била запазена нормално от две съседни ТПС, като едната от тях е била оборудвана с релейна защита от тип NA7D2 на фирмата CKD Praha. Късото съединение е възникнало в средата на запазената фидерна зона и за възможно най-кратко време е разпознато от защитата Sitras PRO и преди да достигне токът на к.с. максимална стойност и да сработи и другия тип защита, Sitras PRO подава сигнал за обезточване на фидерната зона.

Таблица 3.

Фиг. 9. Алгоритъм на сработване на защитата по критерия di/dt

4. Заключение

Столичният метрополитен е най – натовареният транспортен обект в почти двумилионния град. Предвид това, че в по-голямата си част той е подземен транспорт системите за електрозахранване на тяговите вериги трябва да осигурят безопасно и безаварийно електроснабдяване. Те също така трябва селективно и бързо да локализируют и ограничат аварийните режими, развиващи се в силовите електрозахранващи вериги.

От направения анализ на представеният в доклада графичен материал, получен при реално сканиране на изменението на тока и напрежението в аварияен режим (к.с.), се виждат предимствата на новото поколение

микропроцесорни защиты. Те безпорно превъзхождат стария релеен тип защиты по многофункционалност, селективност, бързодействие и други технически възможности.

Затова основната препоръка към специалистите от метрополитен е да се ускори модернизацията на старите съоръжения за електроснабдяване на ЕПС, както и съоръженията за контрол и защита.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Братоев Ст., Софийски метрополитен, „Нота бене” ЕООД, София, 2004 г.
- [2] Официална интернет страница на ОФ „Метрополитен” ЕАД, София, http://www.metropolitan.bg/index_bg.html
- [3] Siemens Sitras PRO DC Protective Unit and Controller for DC Traction Power Supply
- [4] Протоколи от измервания на отдел „ЕЗА” към служба „Електроснабдяване”
- [5] Миленов И., Димитров В., Ч. Джамбазки. Векторно управление на тягови асинхронни електродвигатели за метрополитен. Юбилейна международна научно-техническа конференция "Тунелно и метростроителство - Десет години Софийско метро", с. 280-286, 28-29 януари, 2008г., ФНТС, 2008г.

Автори:

Доц. д-р Георги М. Павлов - Ръководител катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта” във ВТУ „Тодор Каблешков”, София.

Маг. Инж. Тодор Кънчев Лалев – задочен докторант към катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта” във ВТУ „Тодор Каблешков”, София. 16nakon@gmail.com.

МОДЕЛИРАНЕ НА ПОВЪРХНОСТЕН ЕФЕКТ И ЕФЕКТ БЛИЗОСТ

Райна Ценева

Резюме: Статията е посветена на разработването на 2D-модел, онагледяващи повърхностния ефект и ефекта близост с използването на програмния продукт FEMM, базиран на метода с крайни елементи. Създадени са модели за повърхностния ефект в кръгъл проводник, в кръгла тръба и в проводник с правоъгълно сечение при различни диаметри на проводника и тръбата и при различни честоти – от 50Hz до 100MHz. Също така са показани модели за положителния и отрицателния ефект близост при 2 успоредни правоъгълни шини, както и някои методи за намаляване на този ефект – чрез специални профили на шините и чрез разделянето им в пакет от няколко шини. Дискутирани и анализирани са получените резултати.

MODELING OF SKIN AND PROXIMITY EFFECTS

Raina Tzeneva

Abstract: This paper discusses the development of 2D models illustrating the skin and proximity effects using FEMM software package, based on the finite elements method. Models of the skin effect in conductor of round cross section, round tube and conductor of rectangular cross section with different diameters and frequencies – between 50Hz and 100MHz are realized. Additionally models for the positive and negative proximity effect at two parallel busses with rectangular cross sections and the ways for reduction of this effect – using special profiles of the busses and splitting into packs are presented. The results obtained are discussed and analyzed.

1. Въведение

Реалното съпротивление на проводника винаги е по-голямо при променлив ток, отколкото при постоянен ток. Алтернативният магнитен поток, създаван от променливия електрически ток взаимодейства с тока в проводника, създавайки електромагнитни вълни, които се стремят да намалят тока в проводника. Електромагнитните сили, образувани в този случай от самоиндукция варират както по големина и по фаза по сечението на проводника, като са по-големи в центъра и по-малки по периферията на проводника. Следователно електрическият ток се стреми да се натрупа в тази част на проводника, в която противодействащите електромагнитни вълни са минимални, а това е по повърхността на кръгъл или тръбовиден проводник или по повърхността на плоска шина. Този ефект е известен като повърхностен или скин ефект. Ако R_f е активното съпротивление при променлив ток, а R_o – при постоянен ток, то отношението k_D е коефициентът на допълнителните загуби.

$$R_f = \kappa_d R_o$$

Скин ефектът има значително практическо приложение при проектирането на радиочестотни или микровълнови вериги и в системите за пренасяне и разпределение на електрическата енергия.

Повърхностният ефект увеличава загубите в проводника поради намаляване на ефективното му сечение. При високи честоти за намаляване на този ефект проводниците се изработват многожилни. При това се усукват така, че всяка от отделните изолирани една от друга проводящи нишки да заема всички възможни положения по сечението на многожилния проводник.

2. Теоретична част

Токовата плътност J на един безкрайно тънък плосък проводник намалява експоненциално с дълбочината δ от повърхността, както следва [1], [2], [3]:

$$(2) \quad J = J_s e^{-\delta/d}$$

Където d е една константа, наречена дълбочина на проникването. Тя се дефинира като дълбочината под повърхността на проводника до която токовата плътност намалява до $1/e$ (около 0,37) от токовата плътност на повърхността J_s .

Дълбочината на проникването обикновено се изчислява по формулата

$$(3) \quad d = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$$

където

ρ – специфичното съпротивление на проводника;

ω – ъгловата честота на тока = $2\pi f$;

μ – абсолютната магнитна проницаемост на проводника.

Съпротивлението на плосък проводник (значително по-тънък от d) при променлив ток е точно равно на съпротивлението на плоскост с дебелина d при постоянен ток. За дълги, тънки проводници, каквито са тънките кръгли проводници съпротивлението е приблизително равно на тръба с дебелина на стената d , по която тече постоянен ток. Например за кръгъл проводник съпротивлението при променлив ток се изчислява приблизително по формулата:

$$(4) \quad R = \frac{\rho}{d} \left(\frac{L}{\pi(D-d)} \right) \approx \frac{\rho}{d} \left(\frac{L}{\pi D} \right)$$

където

L – дължина на проводника;

D – диаметър на проводника.

Освен повърхностен ефект, съществува и друг ефект, водещ до неравномерното разпределение на тока по сечението на проводника, наречен ефект близост. Той се дължи на взаимодействието на тока и електромагнитното поле на намиращ се наблизо проводник. В зависимост от посоките на токовете в двата проводника ефектът близост бива:

прав – при еднакви посоки на двата тока, при което плътността на тока се увеличава в противоположните страни на сеченията на двата проводника;

обратен – при обратни посоки на двата тока, при което токовата плътност се увеличава в близките страни на сеченията на двата проводника.

Повърхностният ефект води до неравномерно но симетрично спрямо геометричния център на проводника (с кръгло, правоъгълно и др. симетрична форма на сечението) разпределение на тока, то ефектът близост винаги се характеризира с несиметрично разпределение на тока дори и при симетрични сечения. В действителност разпределението на тока при ефекта близост съответства на изменението на индуктивното съпротивление на отделните части от сечението на проводника.

Ефектът близост зависи от същите фактори, от които зависи повърхностният ефект – разстояние между проводниците, честота форма, размери и материал на проводниците.

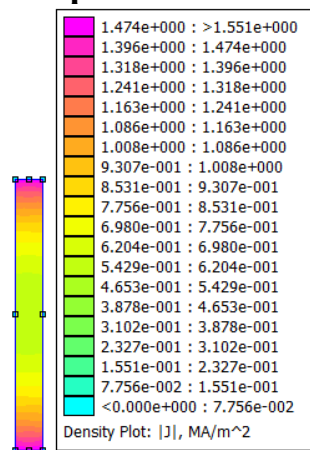
В повечето случаи повърхностният и ефектът близост се разглеждат съвместно, защото те не се проявяват самостоятелно, като коефициентът на допълнителните загуби

$$(5) \quad K_D = K_\delta + K_n \quad \text{или} \quad K_D = K_\delta \cdot K_n$$

3. Моделиране на повърхностния ефект и ефект близост

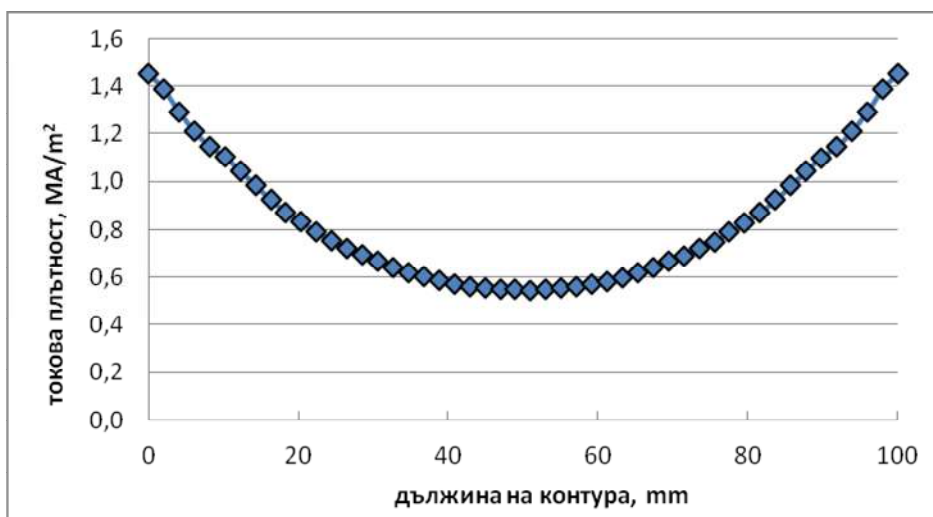
Моделирането е извършено с програмния пакет FEMM, базиран на метода с крайни елементи [4], [5]. Разгледани са следните случаи:

3.1. Повърхностен ефект на правоъгълна медна шина с размери 100 x 10mm, по която тече ток 800А с промишлена честота 50 Hz.



Фиг. 1. Разпределение на токовата плътност в правоъгълна медна шина с размери 100 x 10mm, по която тече ток 800А с промишлена честота 50 Hz.

Вижда се, че разпределението на токовата плътност е неравномерно по сечението. На фиг.2 е показано нейното разпределение по надлъжната ос на сечението.

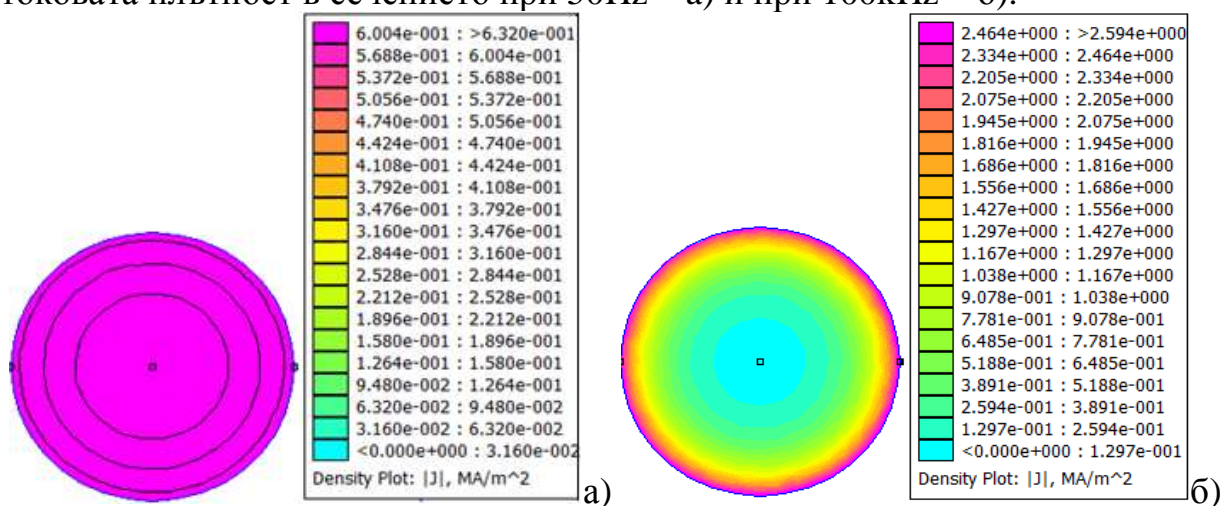


Фиг. 2. Разпределение на токовата плътност по дължината на надлъжната ос на правоъгълна медна шина с размери 100 x 10mm, по която тече ток 800А с промишлена честота 50 Hz.

Токовата плътност е приблизително 3 пъти по-голяма в двата края на контура ($j_{max} \approx 1,5MA/m^2$).

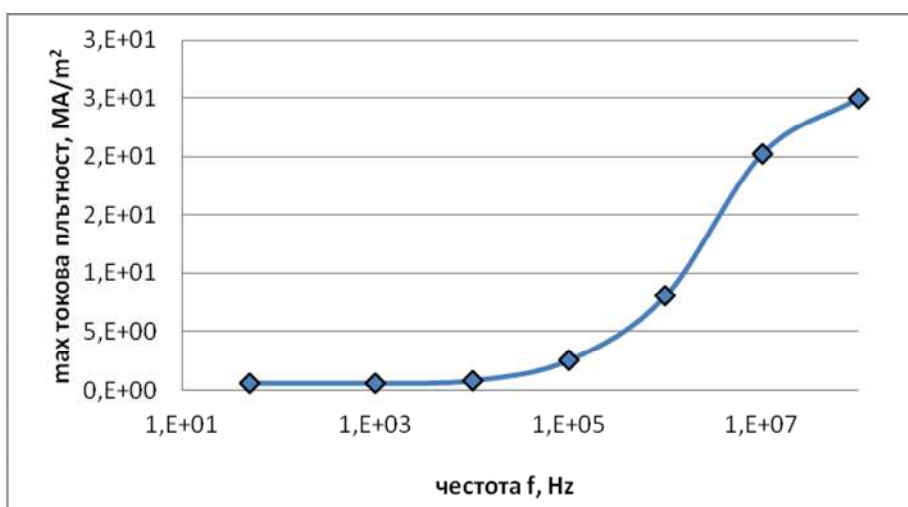
3.2. Скин ефект в цилиндричен проводник при различни честоти.

Разглежда се явлението повърхностен ефект в цилиндричен меден проводник с радиус 1mm, през който тече ток от 2,5А при честота 50Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, 10MHz и 100MHz. На фиг. 3 е показано разпределението на токовата плътност в сечението при 50Hz – а) и при 100kHz – б).



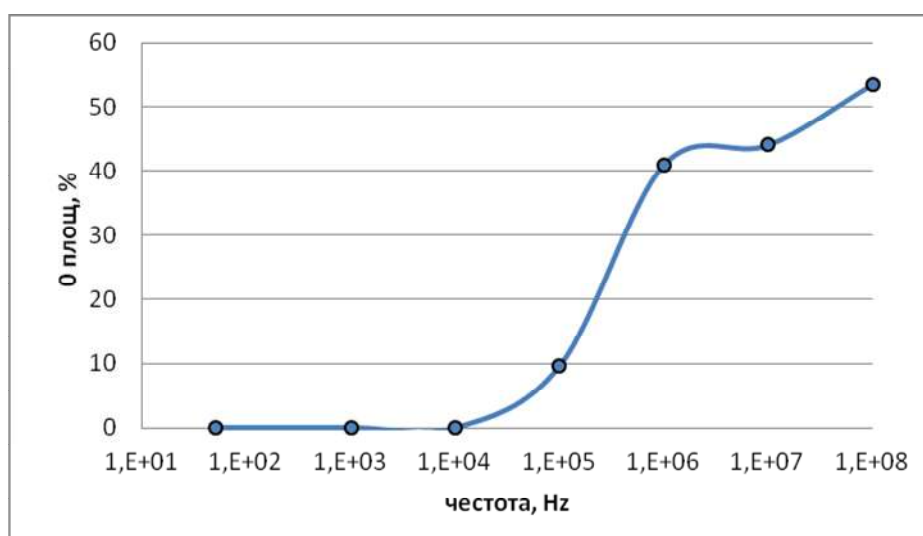
Фиг. 3. Разпределение на токовата плътност в кръгъл меден проводник с радиус 1mm, по който тече ток 2,5А с промишлена честота 50 Hz – а) и при 100kHz – б).

Фиг. 4 дава зависимостта на максималната токова плътност при изменение на честотата при този случай. Видно е, че след $1E+04Hz$ зависимостта е растяща и при 100MHz j_{max} е $30MA/m^2$, т.е.повърхностният ефект е много силно изразен.



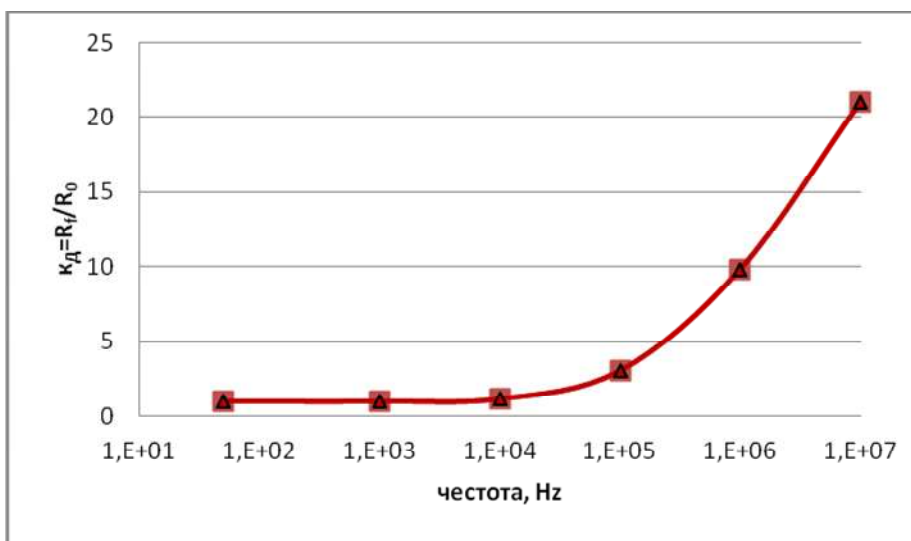
Фиг. 4. Зависимост на максималната токова плътност при изменение на честотата при кръгъл меден проводник с радиус 1mm, по който тече ток 2,5А

На следващата фигура 5 е показана зависимостта на сечението на проводника с нулева токова плътност във функция от честотата. Площта с нулева токова плътност е определена чрез отчитане на броя на пикселите, отговарящ на цветовете от разпределението на токовата плътност в кръглия проводник. За целта е използван програмния продукт Adobe Photoshop.



Фиг.5. Зависимост на сечението на кръгъл меден проводник с радиус 1mm, по който тече ток 2,5А с нулева токова плътност във функция от честотата

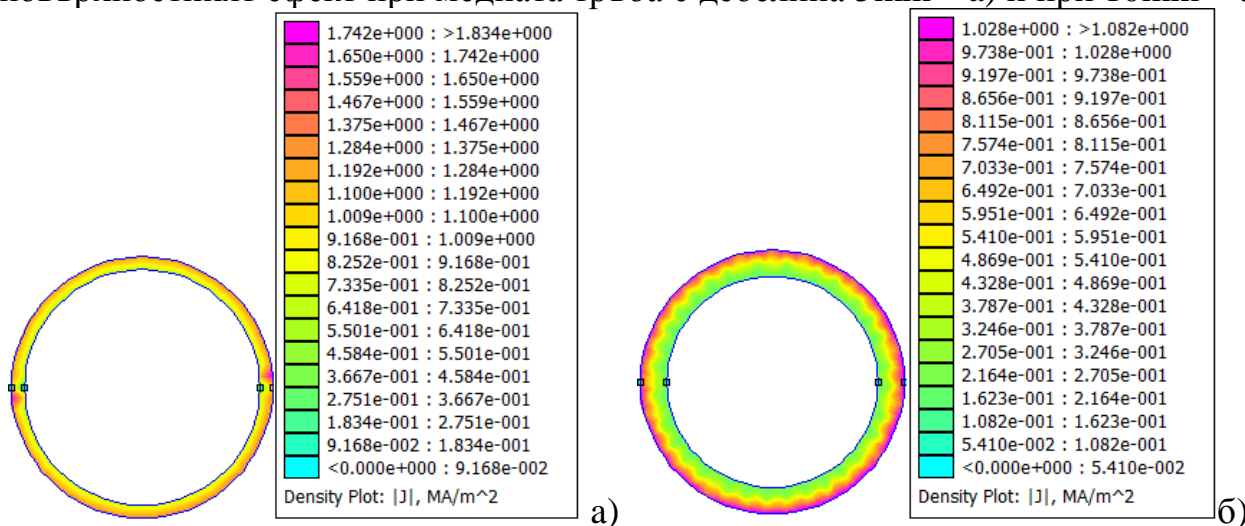
На фиг.6 е показана зависимостта на коефициентът на допълнителните загуби k_d , представляващ отношението на активното съпротивление при променлив ток към съпротивлението при постоянен ток в зависимост от честотата.



Фиг. 6. Зависимост на коефициента на допълнителните загуби κ_d , в зависимост от честотата за кръгъл меден проводник с радиус 1mm, по който тече ток 2,5А

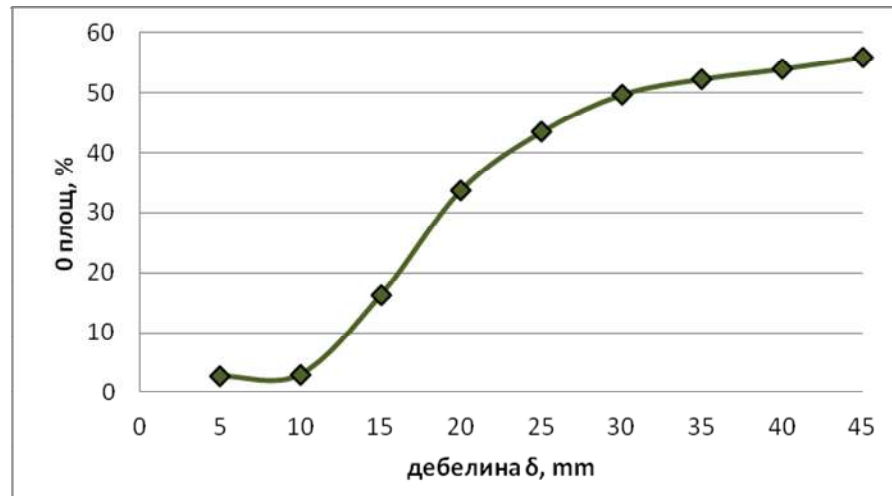
3.3. Скин ефект в цилиндрична медна тръба с променяща се дебелина при честота 40kHz.

Разглежда се явлението повърхностен ефект в цилиндрична медна тръба с външен радиус 25mm и с дебелина 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40 и 45mm през която тече ток от 500А при честота 40kHz. На фиг.7 е илюстриран повърхностният ефект при медната тръба с дебелина 5mm – а) и при 10mm – б).



Фиг.7. Разпределение на токовата плътност в кръгла медна тръба с външен радиус 25mm, по която тече ток 500А с дебелина 5mm – а) и при 10mm – б)

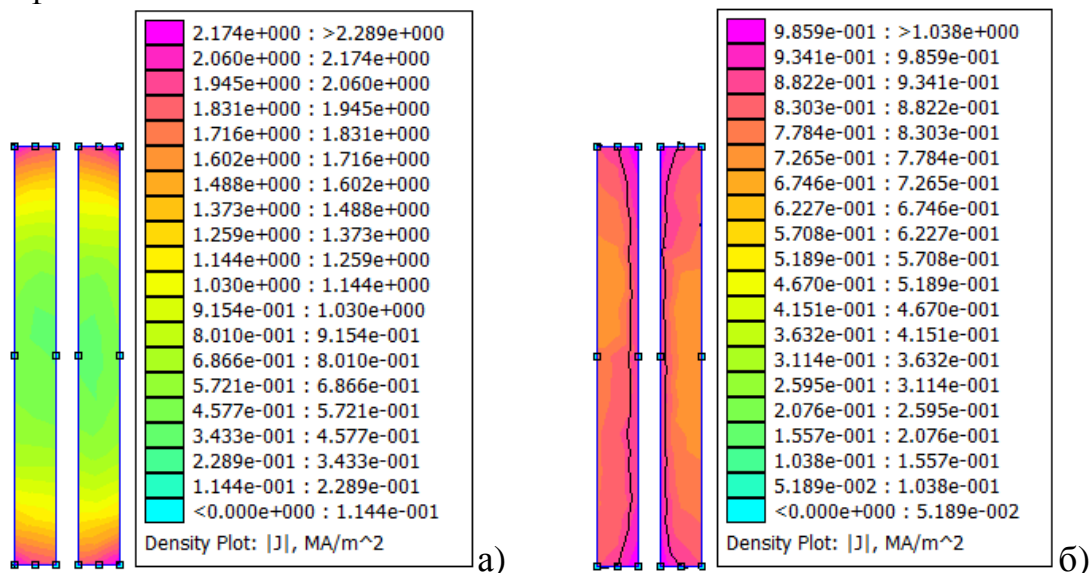
Фиг. 8 показва функцията на площта на тръбата с нулева токова плътност в проценти от дебелината на тръбата. Видно е, че при дебелина на тръбата 5 и 10mm тази площ е приблизително нула и това са оптималните дебелини в разглеждания интервал. След тези стойности площта с нулева токова плътност се увеличава и сечението не се използва оптимално. Изследванията показват също, че максималната токова плътност j_{max} варира между 1,83 и 2,4MA/m², т.е. тя не зависи от изменението на дебелината на тръбата в изследвания пример.



Фиг. 8. Зависимост на сечението на кръгла медна тръба с външен радиус 25mm, по която тече ток 500А с нулева токова плътност във функция от дебелината на тръбата

3.4. Ефект близост между успоредни медни шини с правоъгълно сечение

Моделиран е ефектът близост между 2 успоредни медни шини с правоъгълно сечение с размери 100 x 10mm и разстояние между тях 10mm, през които тече ток 800А с честота 50 Hz при следните 2 случая: а) – когато токовете са с еднакви посоки (прав ефект) и б) – когато токовете са с противоположни посоки (обратен ефект). Ефектът е визуализиран на фиг. 9. Видно е също така, че съвместно с този ефект се наблюдава и повърхностния ефект, особено при правия ефект близост.

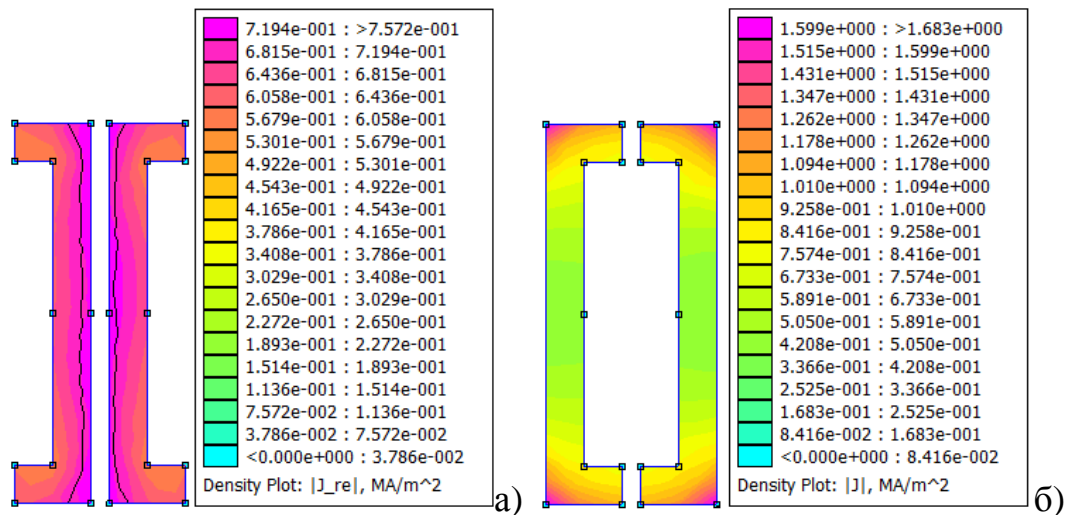


Фиг. 9 Разпределение на токовата плътност при ефект близост между успоредни медни шини с правоъгълно сечение а) при прав ефект и б) – при обратен ефект, през които тече ток 800А с честота 50Hz

3.5. Ефект близост между успоредни медни шини с П-образно сечение

На фиг. 9 е показано разпределението на токовата плътност при ефект близост между успоредни медни шини с П-образно сечение а) при обратен

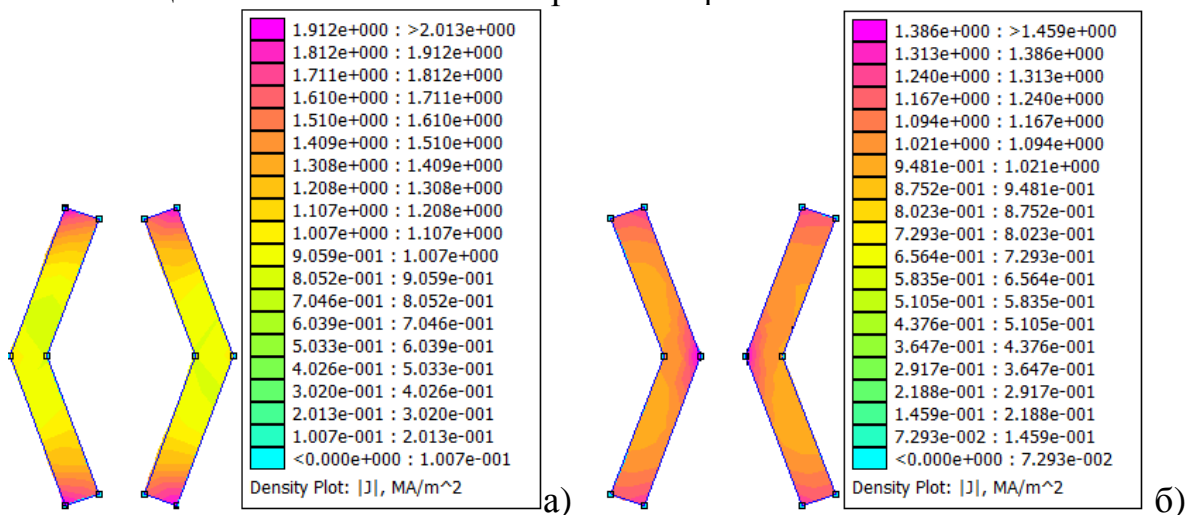
ефект и б) – при прав ефект, през които тече ток 800А с честота 50Hz. Използването на П-профили се прилага да се компенсира частично ефектът близост, т.е. да се избегне наличието на участъци с много малка или нулева токова плътност.



Фиг. 9. Разпределение на токовата плътност при ефект близост между успоредни медни шини с П-образно сечение а) при обратен ефект и б) – при прав ефект, през които тече ток 800А с честота 50Hz

3.6. Ефект близост между медни шини с V-образно сечение

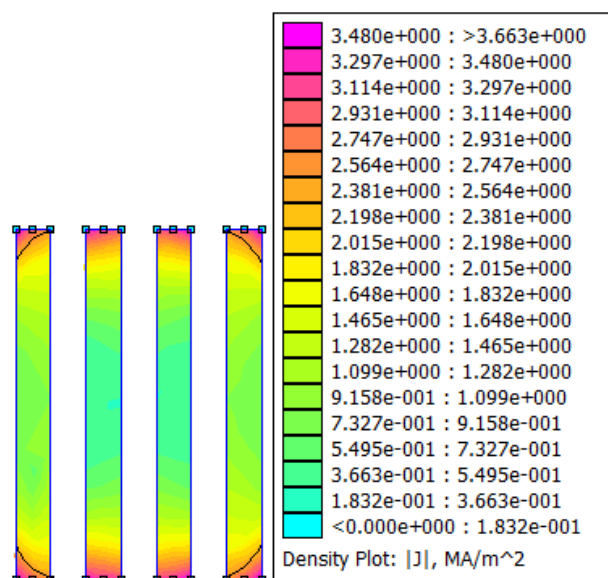
Фиг. 10 илюстрира разпределението на токовата плътност при ефект близост между медни шини с V-образно сечение а) при прав ефект и б) – при обратен ефект, през които тече ток 800А с честота 50Hz. Използването на V-профили се използва също частично за компенсиране на ефекта близост.



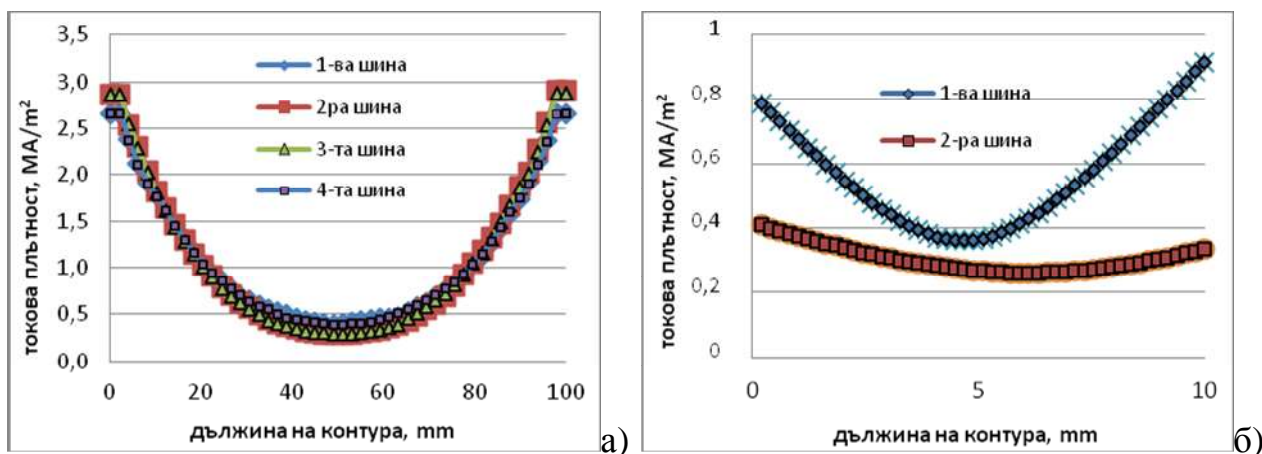
Фиг. 10. Разпределение на токовата плътност при ефект близост между медни шини с V-образно сечение а) при прав ефект и б) – при обратен ефект, през които тече ток 800А с честота 50Hz

3.7. Ефект близост в пакет шини тип „сандвич”

Понякога за по-равномерното разпределение на токовата плътност в сечението на проводниците при прав ефект близост то се разделя на пакет от 2, 3 или 4 успоредни паралелни шини, разположени на разстояния, равни на дебелината на шината. На фиг.11 е показано разпределението на токовата плътност в пакет от 4 медни шини, всяка с размери 100 x 10mm, с разстояние между тях 10mm. През всяка от шините протича ток от 800А и токовете са с еднакви посоки. На фиг.12 а) е дадено разпределението на токовата плътност по контур, съвпадащ с вертикалната ос на шините. Също така е дадено и разпределението по контур, съвпадащ с хоризонталната ос за вътрешната и за външната шини - фиг.12 б).



Фиг. 11. Разпределение на токовата плътност в пакет от 4 шини



Фиг. 12. Разпределение на токовата плътност за външната и вътрешната шина в пакет от 4 шини – а) по вертикалната ос на шините; б) по хоризонталната ос на шините

ижда се, че вътрешната и външната шина са еднакво натоварени по вертикалната ос, а по хоризонталната ос външната шина е по-натоварена. Също така се наблюдава и скин ефекта, като токовата плътност е по-висока в краищата на шините.

4. Заключение

Създадени са 2D модели за повърхностния ефект в правоъгълен проводник, в кръгъл проводник, в кръгла тръба и в проводник с правоъгълно сечение при различни диаметри на проводника и тръбата и при различни честоти – от 50Hz до 100MHz. Показана е растящата зависимост на максималната токова плътност, на коефициента на допълнителните загуби и на площта с нулева токова плътност от честотата на базата на тези модели. Изчислена е и зависимостта на нулевата токова плътност в зависимост от дебелината на тръбата;

Моделиран е и ефектът близост при 2 успоредни медни шини с правоъгълно сечение, както и методите за намаляването му чрез използването на специални профили на шините – П-образни и V-образни както и пакет от шини тип „сандвич“. Потвърдено е неравномерното натоварване на вътрешната и външната шина при последния случай.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] William Hart Hayt, Engineering Electromagnetics, McGraw Hill, New York, 2006
- [2] Александров А., Електрически апарати Част 1 Електромагнитни и топлинни проблеми, Херон прес, София, 2002
- [3] http://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect
- [4] Брандиски К., Ячева И., САD системи в електромагнетизма, Сиела, София, 2002
- [5] Meeker D., User's Manual, Finite Element Method Magnetics, Version 4.2

Автор:

д-р инж. Райна Ценева, доцент в катедра „Електрически апарати“ (ЕА),
email: tzeneva@tu-sofia.bg

СИМУЛАЦИОННО И ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА АКУМУЛАТОРНА БАТЕРИЯ

Емил Рац, Емил Рачев, Атанас Петров

Резюме: В доклада са представени резултати от симулационни и експериментални изследвания на програмен модел в среда Матлаб на оловно-киселинна акумулаторна батерия. Проведени са три изследвания при различни условия на разряд и едно изследване при зарядни условия. Снети са експериментални и симулационни осцилограми на изменение на напрежението, тока, капацитета и състоянието на зареденост на акумулаторната батерия.

SIMULATION AND EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF BATTERY

Emil Ratz, Emil Rachev, Atanas Petrov

Abstract: The report presents the results of simulation and experimental studies of the programming model in the Matlab environment of lead-acid battery. Three studies were conducted under different conditions of discharge and one study in charging conditions. Simulation and experimental oscillograms are taken of voltage, current, battery capacity and state of the battery charge.

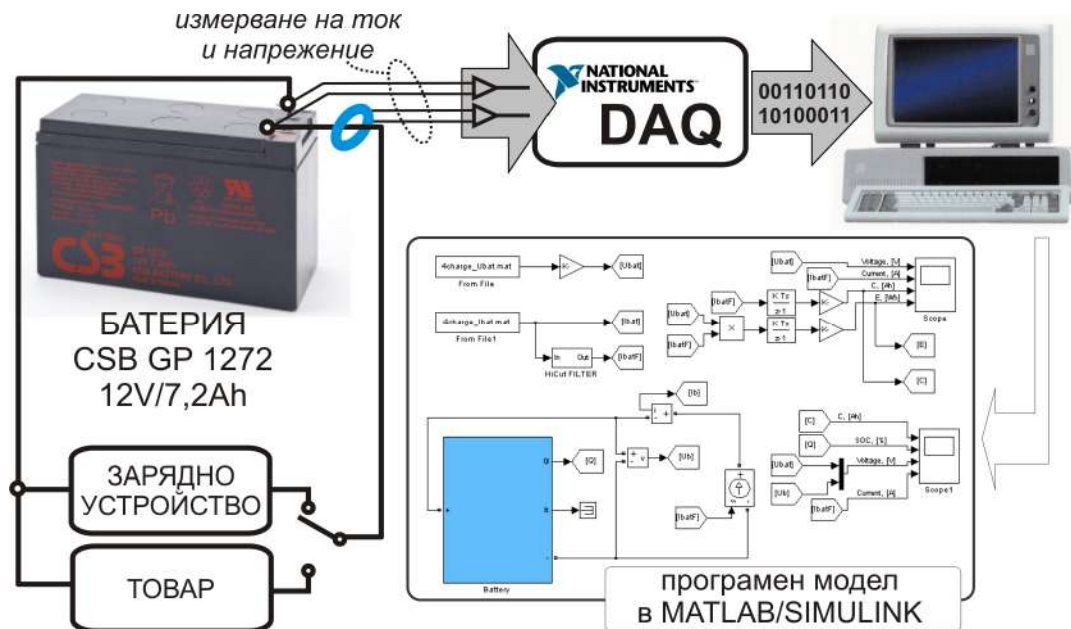
1. Увод

Развитието на електрическия транспорт с автономно електрозахранване постави на преден план ефективното разходване на запасената в акумулатора енергия. Паралелно с оптимизацията се налага да се решават и проблеми свързани с оценка във всеки момент на наличната електрическа енергия [1]. Извършваните експериментални изследвания са предхождани от детайлни симулации на механичната система, електрозадвижването и автономния захранващ токоизточник [2]. В тази връзка се разработват аналитични и програмни модели на различните видове акумулаторни батерии [3], [4], [5], [6] и [7]. Моделите се подлагат на подробни експериментални проверки [8]. В настоящата работа се изследва експериментално представеният в [4] модел на оловно-киселинна акумулаторна батерия.

2. Симулационни и експериментални изследвания

С помощта на DAQ (*Data acquisition hardware* - система за измерване и обработка на данни с персонален компютър) измервателна система *National Instruments* [9] са проведени експериментални изследвания с оловно-киселинна батерия на фирмата CSB Battery [10] модел GP 1272 с номинално напрежение 12V и капацитет 7,2Ah. На фиг.1 е показана блок схема на опитната установка.

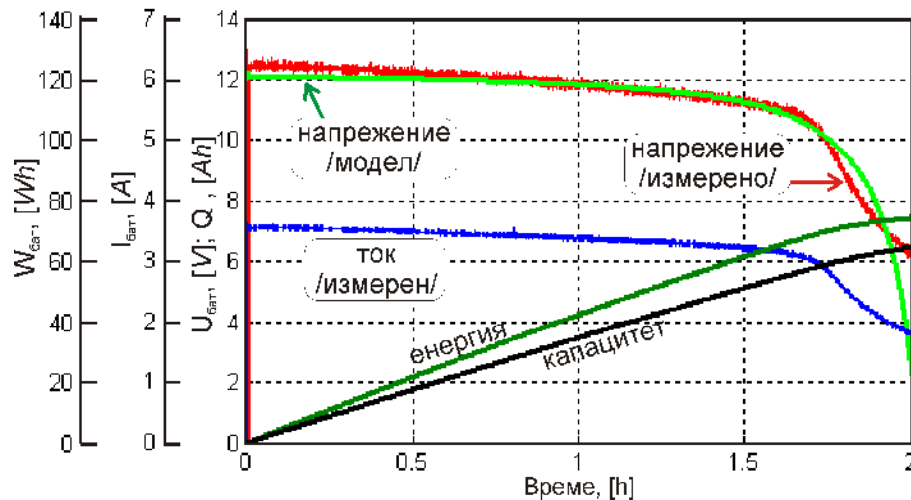
Основната цел на проведеното изследване е верификация на програмния модел на батерията в MATLAB/SIMULINK [4] с реални, експериментално получени данни. За целта са сканирани моментните стойности на зарядния и разрядния токове и на напрежението на клемите на батерията. Проведени са три изследвания при различни условия на



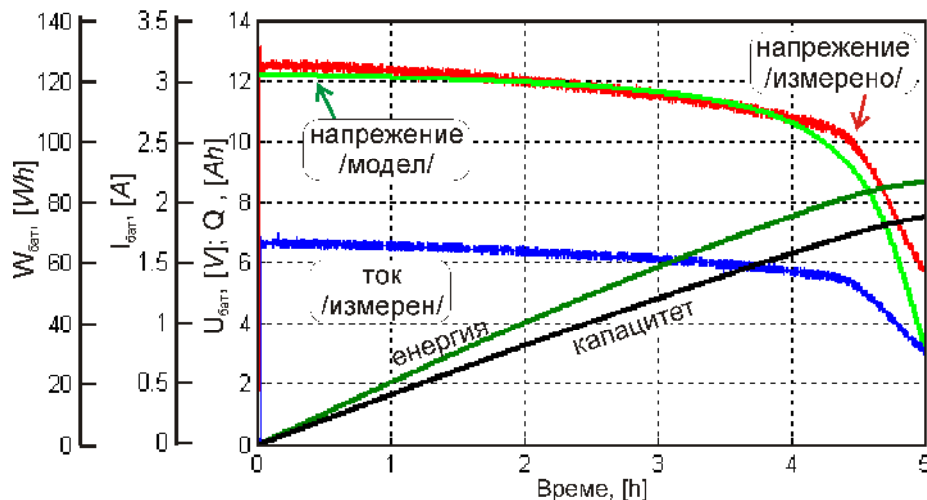
Фиг. 1. Блок схема на опитната установка за измерване и сравнение на експериментално получените данни с тези, получени със симулационния модел в програмна среда MATLAB/SIMULINK

разряд и едно изследване при заряд. Зададени са условия препоръчани от производителя на изследваната батерия [10]. За проверка на програмния модел, масивите с моментни стойности на измерените заряден или разряден ток се задават като входни за модела на батерията при симулация (фиг.1). Осцилографирано е изменението на напрежението, получено от програмния модел на батерията. Графичните резултати са представени на следващите фигури. На фиг. 2 и фиг. 3 са представени експериментални и симулационни резултати при разряд на батерията през товар със съпротивление 3,9 Ω (фиг.1) и 7,5 Ω (фиг.2).

Преди стартиране на лабораторния експеримент батерията е заредена според предписания режим на заряд от фирмата производител [10]. Към батерията се включват освен съответния товар, така също и датчици за измерване на напрежение и ток, които подават сигнали на DAQ системата (фиг.1). Подадените аналогови сигнали, пропорционални на измерваните напрежение и ток, се сканират 10 пъти в секунда и се записват mat-файл в среда MATLAB. Честотата 10Hz е напълно достатъчна, имайки предвид сравнително бавните процеси при зареждане и разреждане на батерията.



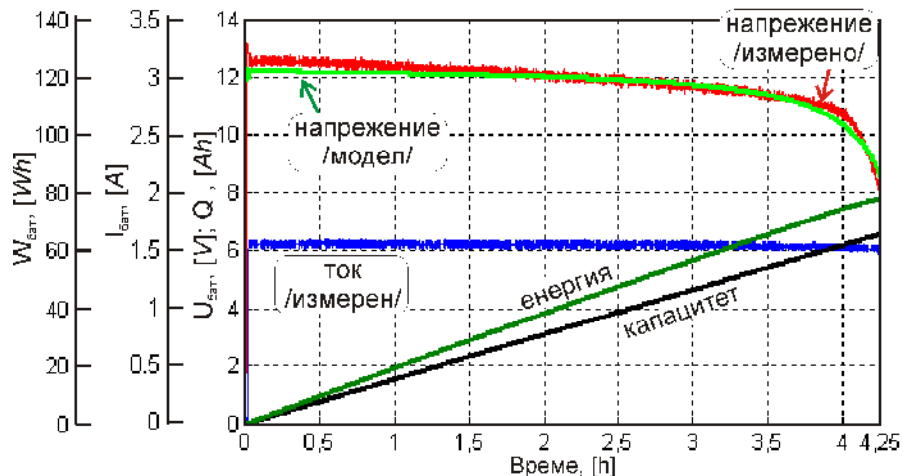
Фиг. 2. Сравнение на експериментални и симулационни данни при разряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah с товарно съпротивление 3,9 Ω



Фиг. 3. Сравнение на експериментални и симулационни данни при разряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah – товарно съпротивление 7,5 Ω

На фиг.2 и фиг.3 са показани – измереното и полученото от симулация напрежение, капацитетът и енергията като функция от време на заряд и разрядния ток. Забелязва се разлика в измереното и изчисленото от модела напрежение при разреждане, която е по-осезателна след достигане на точката около номиналния капацитет на

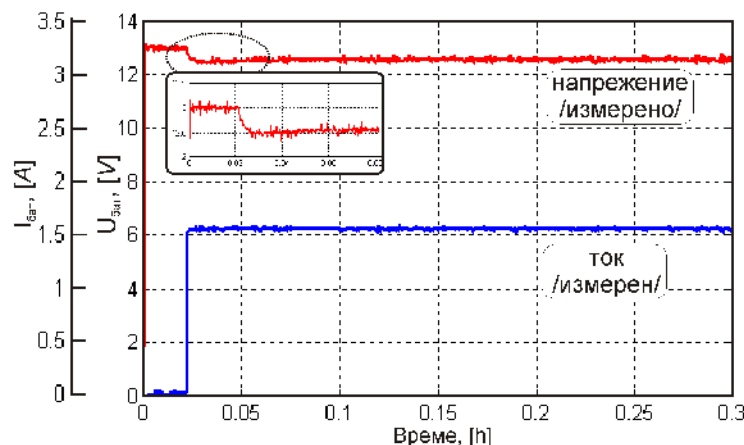
Показаните на фиг.2 и фиг.3 изследвания са удобни от гледна точка на експеримента, поради факта, че не е необходимо регулиране на разрядния ток през батерията, а опитът се състои в измерване на разрядния ток при фиксирано съпротивление на товара.



Фиг. 4. Сравнение на експериментални и симулационни данни при разряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah – поддържане на разряден ток 1,54А

батерията (7,2Ah) и влизане в експоненциалната област (фиг.1).

Обикновено, при акумулаторните батерии е прието разрядните характеристики да се дават при постоянен разряден ток. За тази цел е проведен експеримент при постоянен разряден ток с големина 1,54А. Снетите осцилограми са графично показани на фиг. 4.

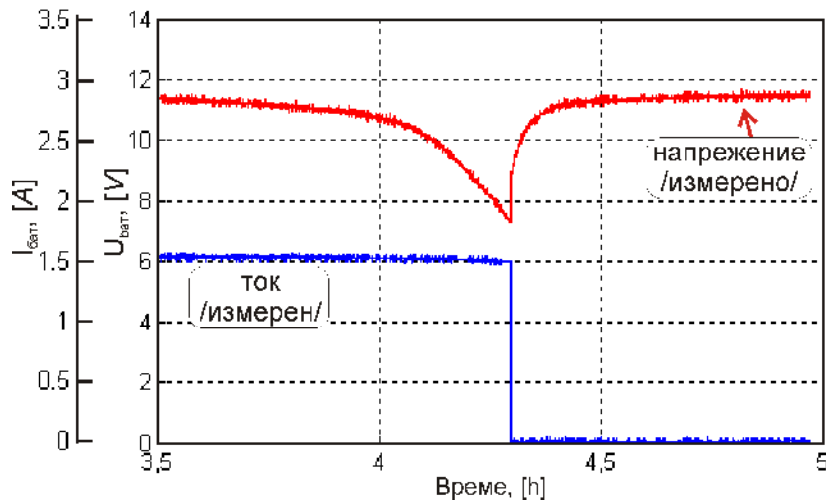


Фиг. 5. Експериментални данни при стартиране на разряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah с разряден ток 1,54А

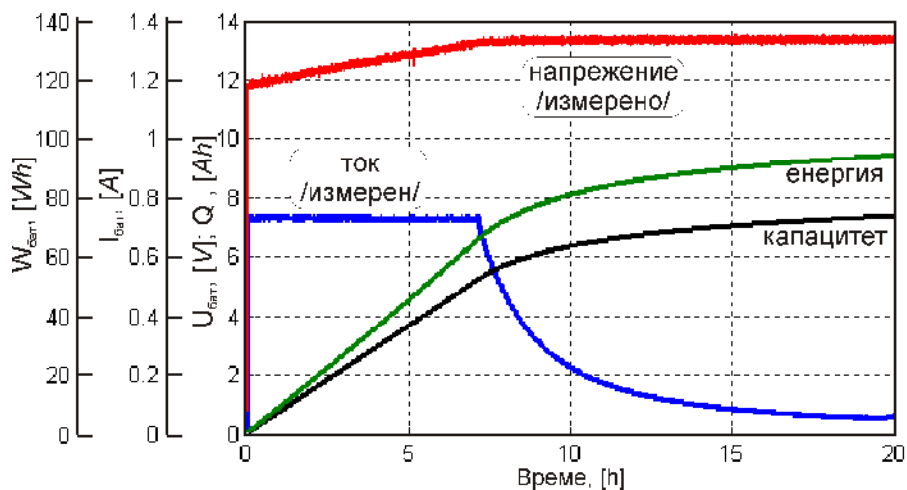
На фиг.5 е показан съответния преходен процес при стартиране на експеримента с разреждане на батерията с постоянен разряден ток 1,54А .

На фиг.6 е показан преходен процес по възстановяване на напрежението на батерията след прекъсване на разряда с ток 1,54А.

На фиг.7 е са показани експериментални данни при заряд на батерията при следните условия – поддържане на постоянен заряден ток $0,1C=0,72A$ до достигане на напрежение 13,65V, след което зарядът продължава при постоянно напрежение. Батерията е била предварително разредена с разряден ток 1,54А, както е показано на фиг.4. По данни на производителя, 100% състояние на заряд се постига за около 19 часа [10].



Фиг. 6. Възстановяване на напрежението след прекъсване на разряда – експериментални данни

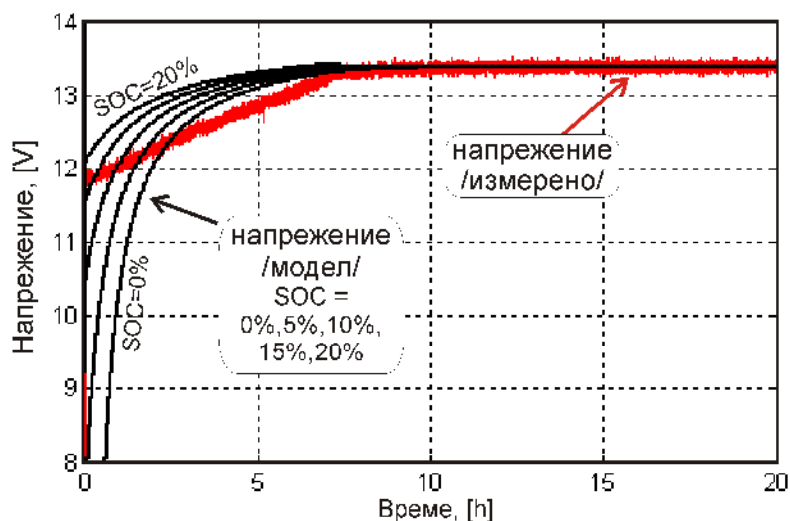


Фиг. 7. Експериментални данни при заряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah – заряден ток 0,1C(0,72A)/13,65V [10]

На фиг.8 са дадени графиките на напрежението при различно състояние на заряд на модела на батерията преди стартиране на симулацията на зареждане (SOC = от 0% до 20%).

На фиг.8 е показано сравнение на експериментално полученото напрежение и напрежението, изчислено от модела на батерията в MATLAB/SIMULINK при използване на получения експериментално заряден ток, като заряден ток за модела.

Интерес представлява коефициента на полезно действие на батерията, определен като отношение на получената енергия от батерията при разряд, спрямо постъпилата енергия по време на заряд. При заряд, според фиг.7, около деветнайстия час на заряд, когато според данните на производителя батерията би следвало да бъде напълно заредена, постъпилото количество енергия е 95Wh.



Фиг. 8. Сравнение на експериментални и симулационни данни при заряд на батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah

От каталожните данни за конкретната батерия GP 1272 – 12V/7,2Ah, при разряд с ток 1,54A е предписан разряд за време 4h при достигане на напрежение на клетка 1,75V, което означава 10,5V на клемите на батерията. Съгласно фиг.4 в тази точка е получена 75Wh енергия. При това условие за коефициент на полезно действие се получава 79% без отчитане на загубите в зарядното устройство. Разбира се тази стойност не би могла да се даде като единна и конкретна стойност за КПД на батерията и тя варира в зависимост от разрядните условия, начина на експлоатация и други фактори.

3. Изводи

Моделът на оловно-киселинната батерия в Матлаб/SIMULINK дава възможност за реално представяне на батерията базирано само на три точки от кривата на разреждане на производителя. Демонстрирано е, че дори и една точка извлечена при симулация на постоянен ток на крива на разреждане и динамичен режим на работа е в близост на експерименталните изследвания или от данните на производителя. При сравнение на резултатите от експерименталните изследвания при **разряд** с тези, получени със симулационния модел се забелява по-голямо несъответствие между експеримент и модел има в т.н. експоненциална зона, след достигане на номиналния капацитет. Експериментите са проведени и при напрежения по-ниски от минимално допустимото от производителя напрежение при разряд на батерията [10]. В реални условия, батерията не би следвало да се разрежда до напрежение по-ниско от 1,60V за клетка или 9,6V на клемите на батерията. До тази точка на разряд моделът показва добра за практиката точност, имайки предвид многобройните фактори, които усложняват точното моделиране на реална акумулаторна батерия – температура, брой зарядно-разрядни цикли, условия на експлоатация и съхранение и т.н.

По-голяма е разликата между експеримент и симулация при **заряд** на батерията. Вижда се, че измереното напрежение на батерията при заряд в

зоната с постоянен заряден ток (фиг.7 и фиг.8) до около седмия час от заряд нараства сравнително линейно, докато изчисленото зарядно напрежение нараства по експоненциален закон.

Като бъдеща работа се предвижда прецизиране на модела за по-точно моделиране на батерията в различните зони и режими на работа, включително моделиране на възстановяване на напрежението на батерията след разряд. Моделът би се подобрил след въвеждане на променливо вътрешно съпротивление. В изследвания модел вътрешното съпротивление на батерията се счита за постоянна величина. Предвиждат се експериментални изследвания и с други видове батерии. Също така, интерес за практиката представлява по-детайлната оценка на коефициента на полезно действие.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Tremblay, O.; Dessaint, L.-A.; Dekkiche, A.-I., A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE , pp. 284-289, 9- 12 Sept. 2007.
- [2] B. Kennedy, D. Patterson, and S. Camilleri, "Use of lithium-ion batteries in electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 90, pp. 156–162, 2000.
- [3] Durr, Matthias; Cruden, Andrew; Gair, Sinclair; McDonald, J.R, Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system, *Journal of PowerSources*, Volume 161, no 2, Oct 27, 2006, pp. 1400-1411.
- [4] Рац Е., Рачев Е., Петров А., Моделиране на акумулаторни батерии, Научна сесия ЕФ2011, Созопол, 2011г.
- [5] Lijun Gao, Shengyi Liu, *Member, IEEE*, and Roger A. Dougal, *Senior Member, IEEE*, Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation, *IEEE Transactions On Components And Packaging Technologies*, vol. 25, no. 3, september 2002.
- [6] Shepherd, C. M., Design of Primary and Secondary Cells - Part 2. An equation describing battery discharge, *Journal of Electrochemical Society*, Volume 112, July 1965, pp 657-664.
- [7] Feng Xuyun,; Sun Zechang,, A battery model including hysteresis for State-of-Charge estimation in Ni-MH battery, Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE , vol., no., pp.1-5, 3-5 Sept. 2008
- [8] Olivier Tremblay1, Louis-A. Dessaint Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications, Stavanger, Norway, May 13 - 16, 2009.
- [9] National Instruments Corporation, "Low-Cost M Series Multifunction DAQ 16-Bit, 250 kS/s, up to 32 Analog Inputs", Technical pdf - www.ni.com, 2004
- [10] CSB BATTERY CO., LTD. (TAIWAN) – www.csb-battery.com

Автори:

проф. д-р инж. Емил Р. Рац, ас. д-р инж. Емил Х. Рачев, докт. маг. инж. Атанас С. Петров – катедра “Електрически машини”.

АПАРАТЕН ИЗЧИСЛИТЕЛЕН БЛОК ЗА DQ УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ

Кръстю Кръстев, Емил Рац

Резюме: В статията е разгледана част от системата за векторно управление на асинхронни двигатели в d,q -координатна система, която касае регулирането и трансформацията на статорния ток. Тя е реализирана с апаратни средства. Токовите контури са реализирани с помощта на дискретни PI регулатори. Трансформациите са реализирани хардуерно с помощта на хибридна схема. Тази част от системата се включва към слота на персонален компютър, който изпълнява програмата за векторно управление.

HARDWARE CALCULATION BLOCK IN DQ CONTROL FOR INDUCTION MOTORS

Kristo Kristov, Emil Ratz

Abstract: In this paper is discussed a part of system of vector control induction motor rotating dq -frame, who refers regulation and transformation of the stator current. It is realized by hardware resources. The current loops are implemented using discrete PI regulators. Transformations are realized with hybrid circuits. This part of the system plugs into the slot of PC, who executes the program of the vector control system.

1. Увод

При методите за векторно управление се декуплират компонентите на статорния ток до моментобразуваща- q и потокообразуваща- d компоненти. Така се получават две отделни задания за статорния ток, които след отработване се подават към ШИМ-инвертора в трифазна система от съставящи (a, b, c). Това изисква използване на права и обратна трансформации на Кларк и Парк. Тъй като преобразуванията се извършват в реално време, програмната им реализация изисква значително допълнително време. За целта се предпочита този функции да се реализират с апаратни средства.

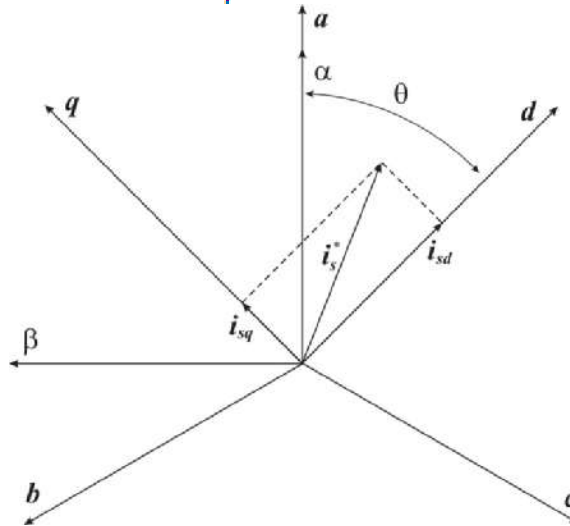
2. Координатни трансформации

Преобразуването на Кларк [5] за компонентите на пространствения вектор на статорния ток в статична декартова координатна система (α, β), изразени с помощта на фазните токове има вида:

$$(1) \quad \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$$

Преобразуването на Парк [1], [2], [5] за компонентите на пространствения вектор на статорния ток от стационарна (α, β) във въртяща се координатна система (d, q) има вида:

$$(2) \quad \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$



Фиг. 1. Диаграма за координатно преобразуване $a, b, c, -d, q$.

Тези две преобразувания могат да се обединят в обща матрица. Като се има предвид, че трифазната система е симетрична и осите a и α съвпадат, получаваме матрицата \mathbb{C} , която изразява трансформацията $(a, b, c) - (d, q)$.

$$(3) \quad \vec{i}_{abc} = \mathbb{C} \cdot \vec{i}_{dq}$$

$$(4) \quad \vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$$

$$(5) \quad \vec{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

$$(6) \quad \mathbb{C} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

3. Моделиране и апаратна реализация на блока за трансформация и регулиране на тока

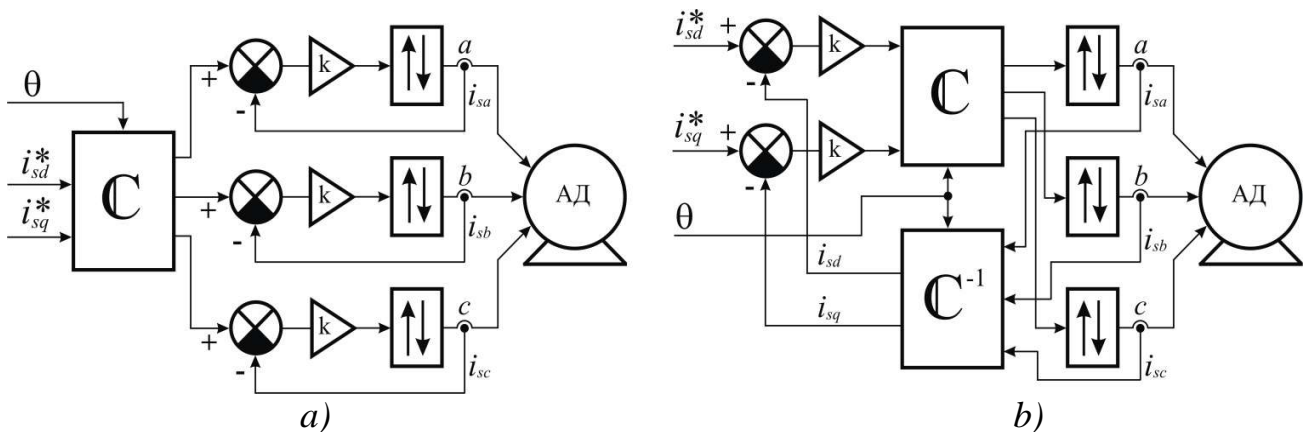
По принцип, в частта на векторното управление, в която се обработва заданието за ток, могат да се приложат два различни подхода за регулиране:

- директно регулиране на тока на всяка фаза в стационарна координатна система (a,b,c) , при което отделните токови контури на регулаторите са затворени за всеки фазов ток на всяка от фазите на двигателя (фиг. 2.a):

$$(7) \quad \vec{u}_{abc} = k(\mathbb{C}\vec{i}_{dq}^* - \vec{i}_{abc}).$$

- регулиране на тока във въртящата координатна система dq , като трансформациите се извършват след регулаторите (фиг. 2.b):

$$(8) \quad \vec{u}_{abc} = \mathbb{C}.k(\vec{i}_{dq}^* - \mathbb{C}^{-1}\vec{i}_{abc}).$$



Фиг. 2. Методи за регулиране а) директно регулиране на тока във всяка фаза в неподвижна координатна система a,b,c ; б) регулиране на тока във въртяща се dq -координатна система

Според принципа на векторното управление след декуплиране на величините, управлението на въртящия момент и магнитния поток става разделно, като съставката i_{sq}^* отговаря за първата величина, а i_{sd}^* – за втората. Тук всеки от регулаторите се настройва така, че да регулира една конкретна физична величина, която има различни изисквания за динамика. В този случай по-подходящ е вторият подход за регулиране на тока (8). Докато при първия подход (7) във всеки фазен ток има части от двете съставки на статорния ток, което затруднява настройката и регулирането.

Обратната трансформация \mathbb{C}^{-1} се използва за изчисляване стойностите на обратната връзка във въртяща се координатна система. Те се сравняват със стойностите на зададените вектори, а получената грешка се регулира и резултата се трансформира в трифазна система към входовете на ШИМ-инвертора.

Тъй като трифазната система е симетрична [1], [3], [4] в практическите реализации трансформацията \mathbb{C} може да се опрости, като се използват само два от фазните токове. Така се редуцира броя на умноженията от 12 на 8.

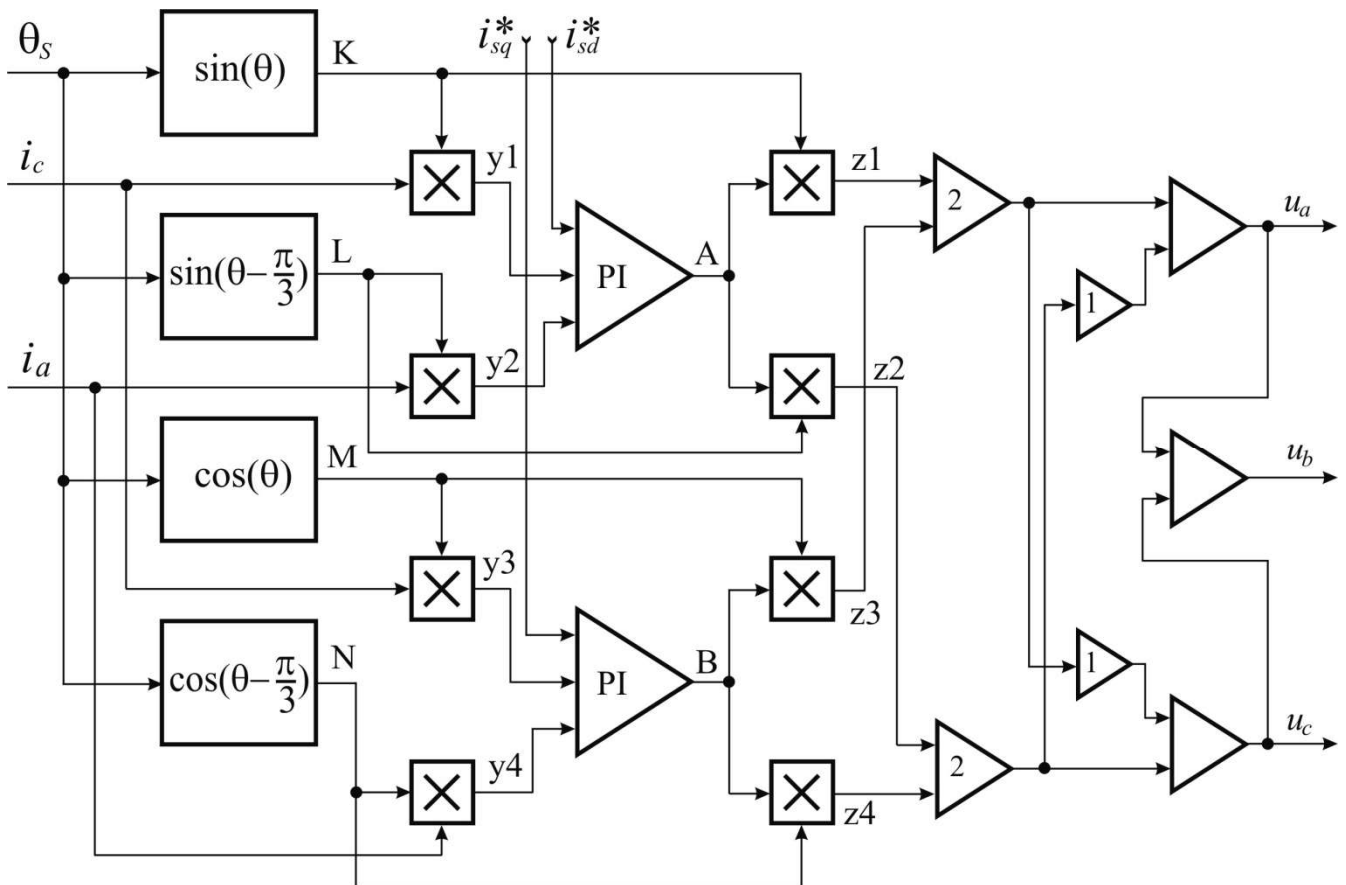
$$(9) \quad i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0,$$

$$(10) \quad \dot{i}_{dq} = -\sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sc} \end{bmatrix},$$

$$(11) \quad \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \dot{i}_{dq},$$

$$(12) \quad i_{sb} = -i_{sa} - i_{sc}$$

По уравнение (8), като се вземе предвид опростената трансформация (10) и (11), се синтезира блоковата схема на токовия контур, показана на фиг. 3.



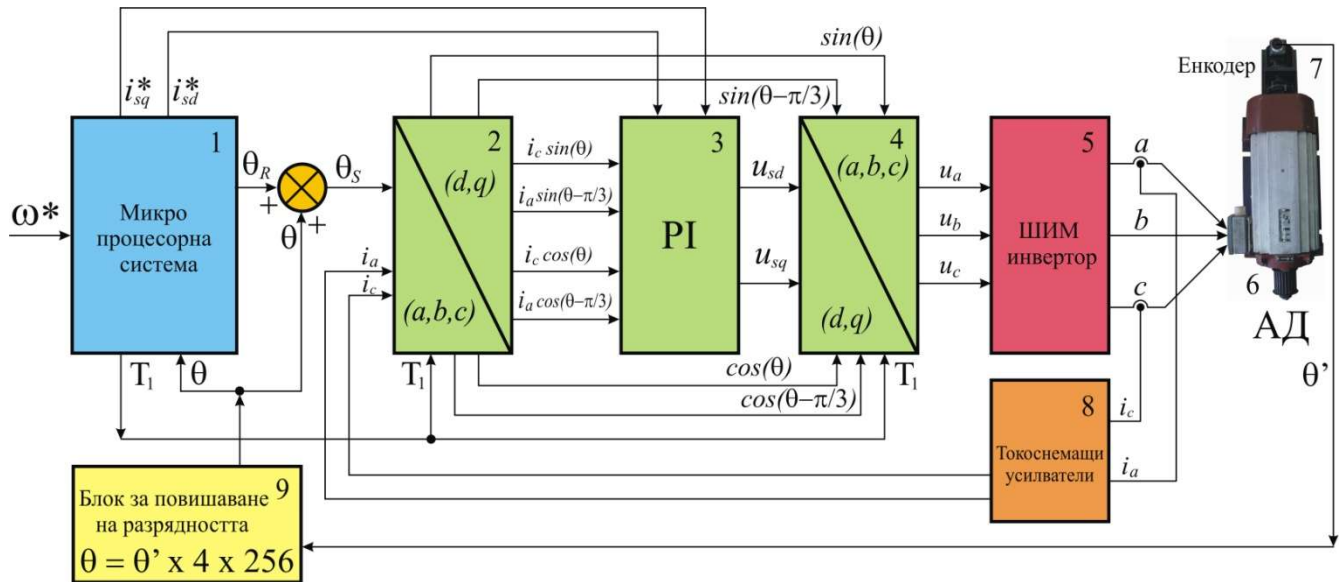
Фиг. 3. Блок схема на част от токовия контур.

Към входа на схемата постъпват в аналогов вид измерените токове i_a и i_c от токовите сензори. Подава се също и ъгъла, изчислен за статорното поле на двигателя θ_s , в цифров вид. Заданията за токовете i_{sd}^* и i_{sq}^* са цифрови величини и се подават към регулатора в аналогов вид след преобразуване с ЦАП.

На изхода на схемата се получават фазните напрежения (v_a, v_b, v_c) , които се подават в аналогов вид към входа на ШИМ-инвертора.

Четириите тригонометрични функции са табулирани и записани в ROM памет. Осемте умножения се извършват с помощта на цифрово-аналогови преобразуватели. PI регулаторите са реализирани в аналогов вид.

На *фиг. 4* е показана блоковата схема на цялата система за управление на асинхронен двигател с помощта на dq – регулатор. Основната част (блок 1) от dq регулатора е реализирана софтуерно в микропроцесорната система, а токовия контур е реализиран апаратно (блокове 2, 3 и 4). На същата платка е реализиран и модула за повишаване точността на енкодера (блок 9), който чете аналогов сигнал от енкодера.

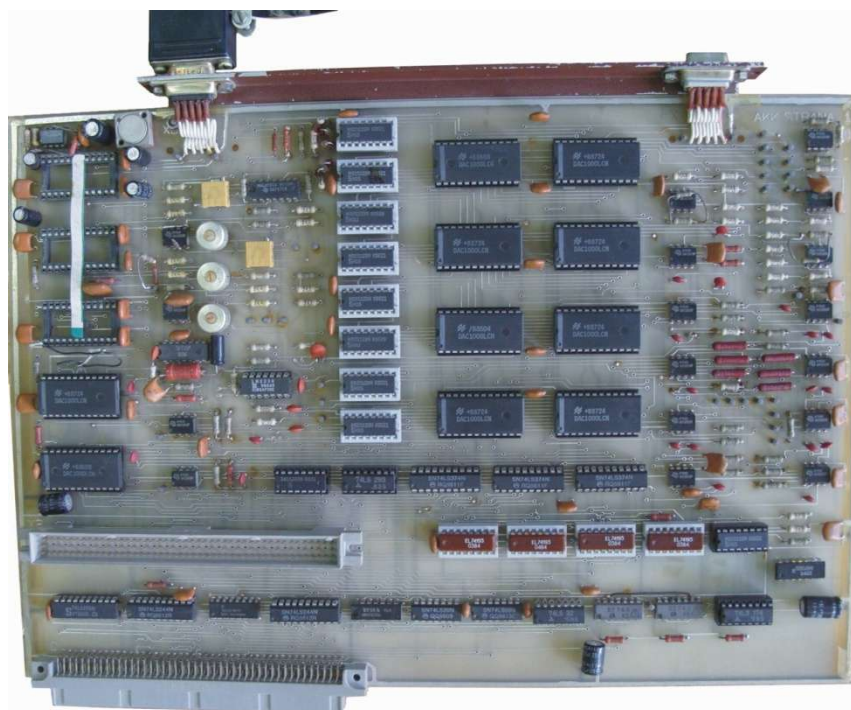


Фиг. 4. Блок схема на реализираната система за векторно управление на асинхронен двигател в d,q -координатна система.

За да се регулира тока, първо се извършва трансформация от (a,b,c) в (d,q) – координатна система. След това се използва PI – регулатор за реализиране на желаня закон за управление и изходната величина се трансформира обратно от (d,q) в (a,b,c) – координати. На схемата е осъществена обратна връзка по ток, която преминава през два токоснемащи усилвателя – за фазите a и c , а токът за фаза b се изчислява. Така dq – регулаторът извършва управлението на асинхронния двигател във въртяща се координатна система, като осигурява добро регулиране на въртящия момент.

Използваната компютърна система е IBM PC (изпълнен в касета), с микропроцесор **18086/8088** и копроцесор **18087**. Платката на токовия регулатор се включва към слота на системата. На платката е реализирана схема за адресна дешифрация, която вмъква модула в част от входно/изходното адресно пространство, което не е заето от операционната система така, че да не възникне конфликт. Използват се и вектори за прекъсване, които също не се използват от компютърната система.

Компютърът изпълнява програма за работа в реално време, която реализира векторното управление. Програмата е написана на *Borland Pascal 7.0*, но модулите обезпечаващи реалното време са реализирани на *Асемблер* за 18086/8088. За част от функциите се използва и език *Borland C*.



Фиг. 4. Платка на модула за повишаване на точността и d,q -регулатора.

Като силово стъпало (фиг. 3, блок 5) се използва усилвател с широчинно - импулсна модулация (ШИМ – инвертор), реализиран на базата на биполярни транзистори. Инвертора се управлява, като на входовете за трите фази се подават синусоиди с амплитуда $\pm 5V$. Такта на ШИМ^a е 6kHz.

Токоснемащите усилватели (фиг. 3, блок 8) измерват тока на фазите a и c , а фаза b се получава аналитично. Усилвателите са галванично развързани от фазите и напрежението на изхода им е с амплитуда $\pm 5V$.

Използвания асинхронен двигател (фиг. 3, блок 6) е тип KSM-71C-2, с 2 полюса, номинална мощност $P_n=3.0kW$, номинален ток $I_n=13.3/7.7A$, номинално напрежение $U_n=220/380V$, Δ/Y , номинална скорост на въртене $n = 2910rpm$, времекопстанта на ротора $T_r=0.0904s$, инерционен момент $J=0.0026kg \cdot m^2$, взаимна индуктивност $L_m=0.447H$. Изпитанието на машината се извършва съгласно методика описана в [6].

На фиг. 4 е показана платката на която са реализирани част от блок 1 и блокове 2, 3, 4, и 9. Платката се включва към слота на компютърната система.

4. Заключение

При реализирания блок за права и обратна Кларк и Парк трансформации, е постигнато време за преобразуване $1\mu s$, което е напълно достатъчно, при положение, че периода на инвертора с ШИМ е $50\mu s$ (20kHz). При необходимост блока за преобразуване може да се направи и с много по-малък период за преобразуване.

С помощта на този блок е постигнат диапазон на регулиране на скоростта $0.05 \div 3000rpm$ (1:60 000), както и нулева скорост, при много ниски пулсации на

вала. Ограничението на долната граница на скоростта се получи не от възможностите на блока, а от ограничената разрядност на заданието за скорост. Представения блок подобрява чувствително динамиката на системите за векторно управление.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Mario Gonzalez, Victor Cardenas, Ciro Nunez, An Optimal Selection of the References Generation Scheme for the DQ Theory to Compensate Unbalance, Reactive Power, Harmonic Distortion and Non Characteristic Harmonics, International Power Electronics Congress, 1-4244-0545-9-06/2006 IEEE CIEP.
- [2] Soo-bin Hun, Nam-sup Choi, Chun-tak Rim, Gyu-hyeong Cho, Modeling and Analysis of Buck Type Three Phase PWM Rectifier by Circuit DQ Transformation, Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, pp. 431-436.
- [3] Arman Roshan, Rolando Burgos, Andrew C. Baisden, Fred Wang, Dushan Boroyevich, A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation Systems, International Power Electronics Congress, pp. 641-647, 1-4244-0714-1/2007 IEEE.
- [4] S. Ryvkin, D. Izosimov, S. Baida, A. Shipunov, V. Obrezumov, A. Alexandrov, Digital Vector Control Algorithm for Induction Motor Torque Drive, IECON'02, Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference, pp.996-1001.
- [5] Емил Рац, Векторно управление на електрически машини, София, Авангард Прима, 2010.
- [6] Д. Димитров, Й. Ваклев, Д. Сотиров, М. Стоянов. Ръководство за изпитване на електрически машини. София, изд. Техника, 1991 г.

Автори:

гл.ас. Кръстю Кръстев - кат. ЕЕА, ИПФ-Сливен,

проф. дтн. Емил Рац – кат. „Електрически машини”, ТУ – София.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПОЛУМОСТОВ ИНВЕРТОР СЪС СРЕДНА ТОЧКА С ПОМОЩТА НА PSPICE

Михаела Славкова, Костадин Миланов

Резюме: В статията е представен DC/DC преобразовател с полумостов инвертор. Изследванията са направени с помощта на програмния продукт PSpice. Описан е метода на съставяне заместващата схема необходима за симулация на работата на преобразователи със средна точка. Заложените параметри на преобразователя са взети от реален модел. Направен е анализ на получените симулационни резултати.

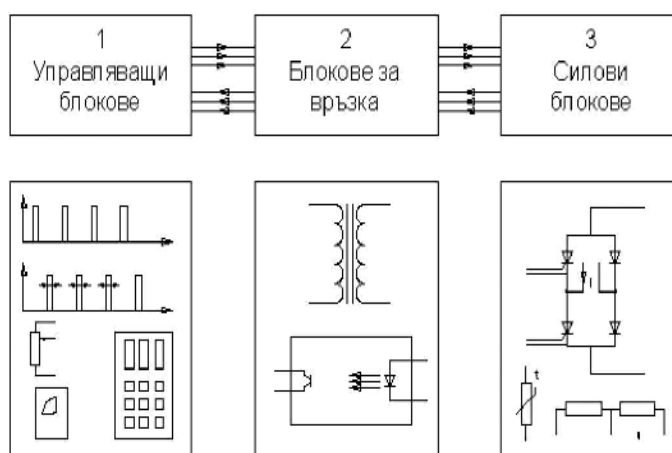
PSPICE INVESTIGATION OF HALF BRIDGE DC/DC CONVERTER WITH CENTER-TAPPED TRANSFORMER

Michaela Slavkova, Kostadin Milanov

Abstract: The current paper presents simulations of a half bridge DC/DC converter with center-tapped transformer. The investigation is made by means of PSpice. The investigated diagram of a center-tapped transformer is fully described and the basic converter parameters are taken from a real device. The simulation analysis are made.

1. Въведение

Съвременните статични преобразователи се изграждат на блоков принцип. От гледна точка на тяхната функционална класификация, те се изграждат от три основни блока: управляващият блок, блокове за връзка и силови блокове. (фиг.1)



Фиг.1. Блокова схема на DC/DC преобразовател.

Силовата структурната схема на всеки преобразовател на постоянно в постоянно напрежение DC/DC преобразовател, се състои най-малко от две базови схеми, едната от които изпълнява ролята на инвертор, а другата на токоизправител.[1]

В зависимост от начина на предаване на енергията между входа и изхода на преобразователя - по електромагнитен път (с трансформатор) или чрез галванична връзка те биват:

Ø Преобразователи с галванично разделяне:

ü еднотактни ("прав – forward" с един или два полупроводникови ключа и "обратен - flyback");

ü двутактни (мостова, полумостова и схема със средна точка).

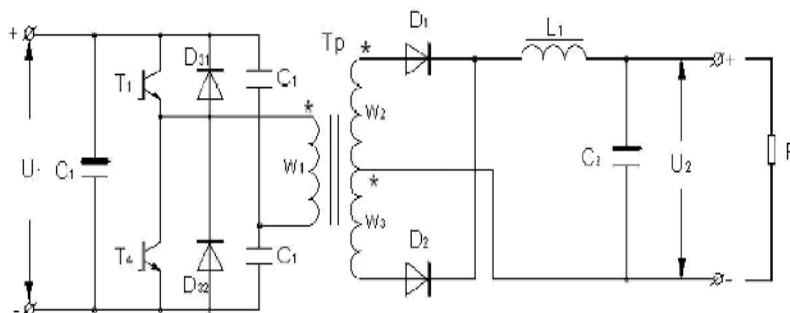
Ø Преобразователи без галванично разделяне:

ü понижаващ ("Buck");

ü повишаващ ("Boost");

ü понижаващ-повишаващ ("Buck-Boost") (фиг.1)

Двутактните преобразователи с галванично разделяне се използват в случаите, когато е необходимо да се получи голяма изходна мощност. (фиг.2) Трансформаторът работи в режим на пълно пренамагнитване. Токоизправителната част се изпълнява с полумостова схема, със средна точка на вторичната страна на трансформатора. За разлика от схемата с мостов инвертор тази с полумостов е с двойно по-малко отдавана мощност. Причината е, че при двутактния полумостов преобразовател два от комутиращите транзистори са заменени с кондензатори, които образуват средна точка спрямо захранващия източник – това са кондензаторите C1 и C2. Всеки от тях е зареден до половината от входното напрежение. В резултат на това към първичната намотка на трансформатора се подава не цялото, а само половината от захранващото напрежение. При схемите със средна точка е важно да се отбележи, че обратното напрежение върху диодите е два пъти по-високо от изходящото. Като тази стойност реално е 2,5 пъти изходящото поради използваните реални, "неидеални трансформатори" Използват се "бързи" диоди. За по-добро изглаждане и филтриране на тока е предвиден филтър (L1,C2). Дроселът L1 осигурява и режим на непрекъснат ток. [1]



Фиг.2. DC/DC преобразовател с полумостов инвертор.

Целта на представяната статия е да се симулира работата на DC/DC преобразовател с полумостов инвертор със средна точка като се онагледят получените от симулацията резултати за токовете и напреженията в ключовите

елементи от схемата. Това се прави с цел подпомагане на процеса на проектиране и по специално избор на подходящите за схемата елементи.

Задачата е да се създаде модел на програмния продукт Pspice и да се реализира схемно трансформатор със средна точка на вторичната страна на преобразователя, което е един от по-сложните проблеми за решение.

2. Същинска част

Във връзка с поставената задача схемната реализация на трансформатора със средна точка на вторичната страна на трансформатора с помощта на Pspice се извършва в следната последователност:

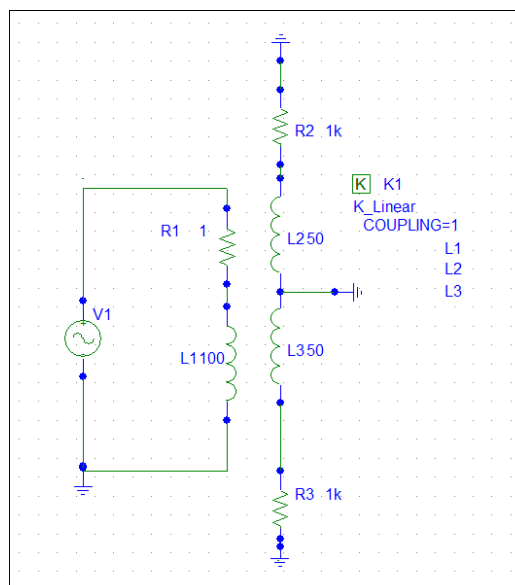
1. В схемния редактор Schematics се чертае електрическа верига с едно активно съпротивление R1 и едно индуктивно съпротивление L1 като те се захранват от източник на синусоидално захранващо напрежение тип VSIN.

2. След това се чертаят по още две индуктивни съпротивления – L2 и L3 , както и две активни R2 и R3, свързани последователно, но отделени и несвързани с R1 и L1 от първия контур.

3. Свързват се двете съпротивления R2 и R3 съответно с всяка една от индуктивностите и да се заземят от двете противоположни страни с елемент GND_EARTH.

4. Заземява се центъра на схемата, намиращ се между двете индуктивни съпротивления L1 и L2 от втория контур.

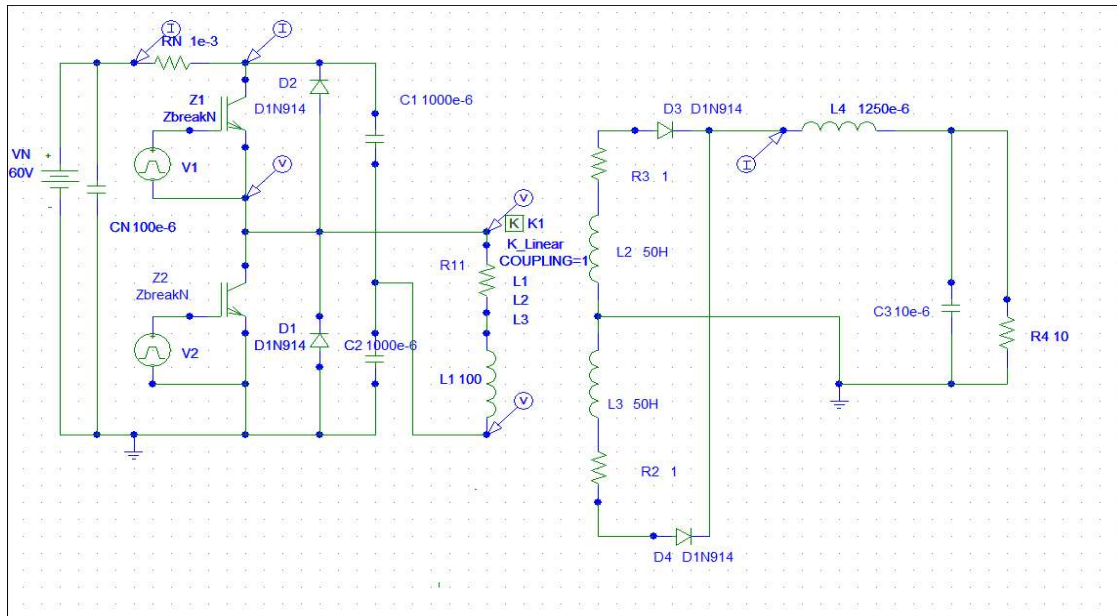
5. За да се създаде трансформатора е необходимо да се използва елемента “K_linear”, който е желателно да се позиционира между първия и втория контур. [2] (фиг.3)



Фиг.3. Схемна реализация на трансформатор със средна точка на вторичната страна на трансформатора.

На тази база е съставена схема на DC/DC преобразовател с полумостов инвертор със средна точка на вторичната страна на трансформатора в средата на Pspice. [3] Задачата е да се симулира работата на преобразователя като се

представят графики на токовете и напреженията в ключовите елементи от схемата. Получените ефективни стойности за токове и напрежения са кратни на реалните, ако тя е изпълнена с 600 V захранващо напрежение. (фиг.4)



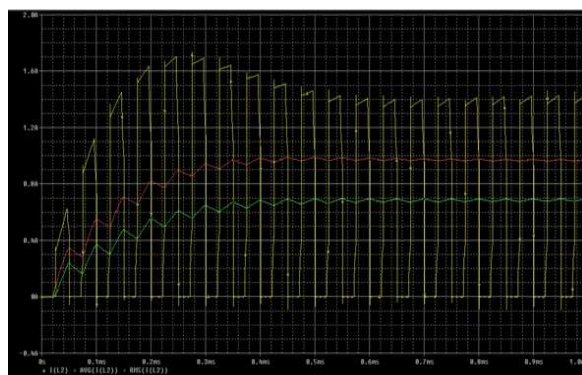
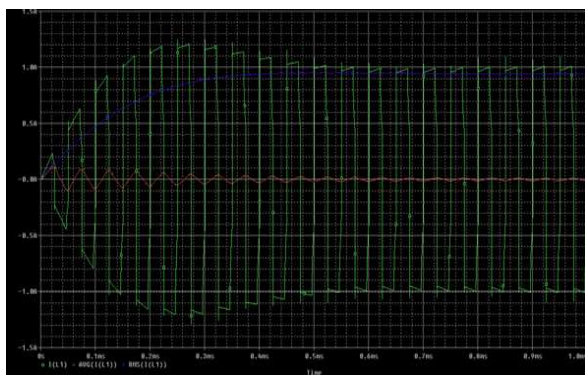
Фиг.4. Схемна реализация на трансформатор със средна точка на вторичната страна на трансформатора.

Транзисторите се включват последователно. Максималното напрежение е равно на входното като то се прилага върху изключения транзистор при включване на другия. Максималният коефициент на запълване за всеки от транзисторите в схемата е взет 0,45, имайки предвид времената на превключване на транзисторите и т.н. мъртво време (в схемата $5\mu s$), което трябва да бъде осигурено между момента на изключване на единия и момента на включване другия. То е нужно, за да се избегне едновременното провеждане на двата транзистора, което би дало захранващия източник накъсо. [1]

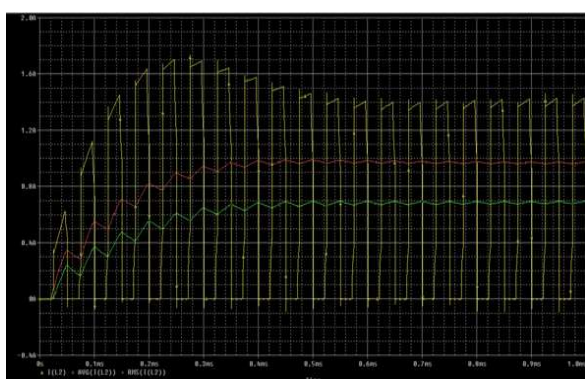
Графиките на токовете и напреженията, получени чрез симулациите са дадени на фиг. 5, фиг. 5, фиг. 7, фиг.8 и фиг.9



Фиг.5. Токът през дросела $I(L4)$, като текуща средна стойност (AVG), и текуща ефективна стойност (RMS) във времето.



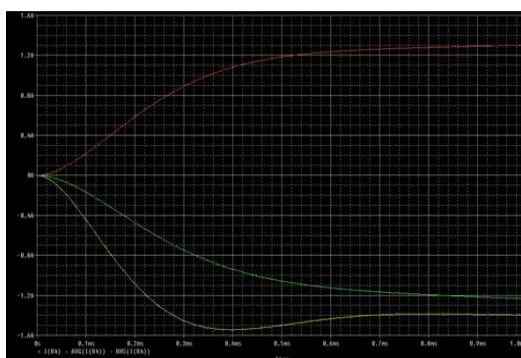
Фиг.6. Токовете в първичната $I(L1)$ и вторичната $I(L2)$ намотка на трансформатора, като текуща средна (AVG) и текуща ефективна (RMS) стойност във времето.



Фиг.7. Токовете през диоди $D1$ и $D4$, като текуща средна (AVG) и текуща ефективна (RMS) стойност във времето



Фиг.8. Токовете през транзистора $Z1(ZbreakN)$, $IC(Z1)$; $IE(Z1)$; $IG(Z1)$ във функция от времето



Фиг.9. Токът през товара, активното съпротивление $R4$ според заданието, като текуща средна (AVG) и текуща ефективна (RMS) стойност във времето.

3. Заключение

Направените изследвания с помощта Pspice улесняват процеса на проектиране при избор на подходящи за схемата елементи. Получените чрез симулация стойности за токовете и напреженията повтарят тези на реален

модел на DC/DC полумостов преобразувател със средна точка на вторичната страна на преобразователя. Моделът на трансформатора със средна точка е подходящ и описва поведението на елемент с линейна магнитна характеристика. Чрез реализираната схема се доказва и едно от основните и предимства, което се състои в по-доброто използване на трансформатора, намагнитващ се двупосочно. Не е необходимо да се използва размагнитваща намотка. Работата в режим на непрекъснат ток на изходната индуктивност L_4 води до намалени пулсации на изходното напрежение и необходимост от по-малък изходен кондензатор C_3 . Чрез реализираната схема лесно може да се провери дали получената при проектирането стойност на индуктивността е в реални граници. Могат да бъдат и отчетени недостатъците на схемата, свързани с това, че кондензаторите C_1 и C_2 са с голям капацитет, което увеличава габаритите на преобразователя. Чрез симулации може да се оцени факта, че колкото по-голям е техният капацитет, толкова по-малки са пулсациите на изходното напрежение.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Минчев М., Й. Шопов, Е. Рац, Преобразувателна техника, Авангард Прима, София 2006, ISBN-10: 954-323-233.
- [2] Document number: PSP02445, PSpice ver. 9.1, 9.0; Capture, Cadence Design Systems, Inc , 2005
http://www.orcad.com/documents/community_faqs/pspice/020445.aspx
- [3] Брандиски К., В. Младенов, Ръководство за решаване на задачи по Торетична електротехника с Pspice, Сиела, София 1998, ISBN 954-649-116-0.

Автори:

маг. инж. Михаела Славкова – главен асистент в катедра “Електрически апарати”, email: michaela_ds@yahoo.com

маг. инж. Костадин Миланов - асистент в катедра “Електрически апарати”, email: k.milanow@abv.bg

ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА АКУМУЛАТОРНИ БАТЕРИИ ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ

Стоян Гишин, Иван Миленов, Васил Господинов, Чавдар Джамбазки

***Резюме:** Пробеът на електромобила основно се определя от техническите характеристики и параметри на използваните акумулаторни батерии. Към момента са разработени и се произвеждат различни видове и типове акумулаторни батерии. Обикновено те са с по-общо приложение и са предназначени за широки групи от консуматори. В този доклад се разглеждат само акумулаторни батерии за електромобили, които най-често се класифицират като тягови. Изследването е насочено към въпроси, свързани с тяхната енергийна ефективност. Посочва се, че енергийната ефективност е интегрална величина и са предложени критерии за нейната оценка. Тези критерии са свързани със специфичните условия и режимите на работа на тяговите АБ на електромобилите, както и с изискването да се осигури възможния максимален пробег.*

ENERGY EFFICIENCY OF ELECTRIC VEHICLE BATTERIES

Stoyan Gishin, Ivan Milenov, Vasil Gospodinov, Chavdar Djambazki

***Abstract:** The range of electric vehicle is determined mainly by its technical parameters and the parameters of used batteries. At this moment are developed and produced different kind of batteries. Usually they are designed for wide circle of users. In this report are analyzed batteries known as traction batteries. The research is directed to the questions connected with their energy efficiency. It is shown that energy efficiency is integral value and are offered standards for its grade. This standards are linked with specific conditions and regimes of work of traction batteries of electric vehicles and also with the requirement to secure the max possible range.*

1. Увод

В последните години на всички големи автомобилни изложения водещите фирми представят своите нови модели електромобили. Все по-често те могат да се срещнат по улиците на големите градове, а автомобилните фирми усилено се подготвят за пускането им в серийно производство. Този факт не бива да се свързва с някаква временна нова мода сред автомобилистите, а е продиктувана от обективни и трайни тенденции на изменение на съвременното индустриално общество. На първо място всички научно-обосновани прогнози посочват намаляващите петролни запаси на планетата от една страна, а от друга страна нарастващото потребление. Важни фактори в този процес станаха страни като Китай и Индия, които освен че станаха мощни автомобилостроители

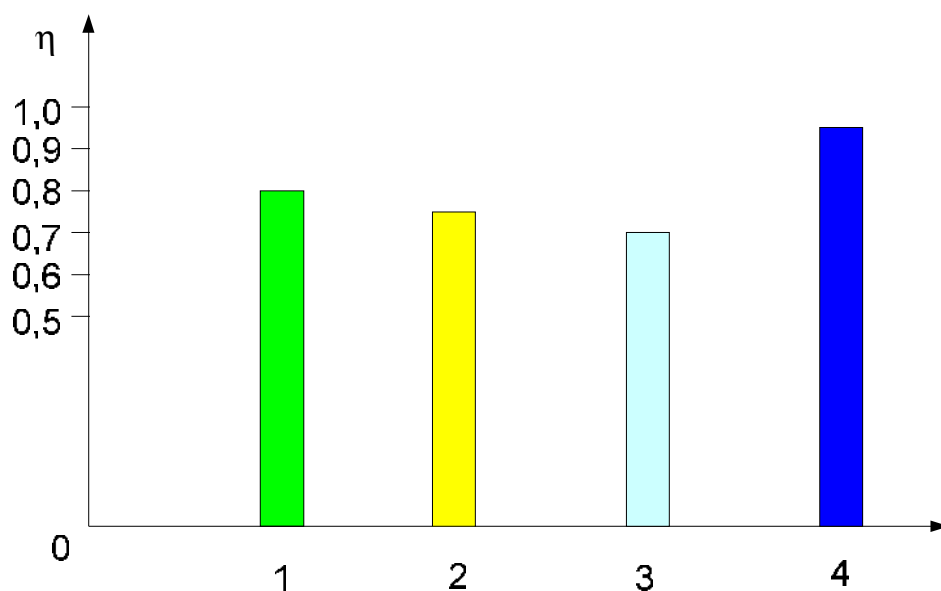
представляват и огромен пазар за това производство. Двигателите с вътрешно горене, освен че изгарят безвъзвратно петролните резерви на планетата отделят и вредни газове, довеждащи до сериозни последствия за екосистемата. В последните години човечеството осъзна своята отговорност пред бъдещите поколения и започна да работи за намиране на решение. Едно такова алтернативно решение е електромобилът. Електрическата енергия може да се добива от различни източници - слънце, вятър, вода, ядрен разпад и т.н. Електрическият двигател задвижващ електромобила не отделя вредни газове. Така се решават двата основни проблема с петролните запаси и със замърсяването. На практика обаче се оказва, че възниква трети проблем, който към момента все още не може да бъде решен. Той касае въпроса със съхранението на електрическата енергия на електромобила. Известно е техническото средство, което може да натрупва (съхранява) и да отдава електрическа енергия – акумулаторната батерия. За различни цели и с различно предназначение са разработвани голям брой акумулаторни батерии (АБ). Като приложими за електромобили се считат – оловни, никел-кадмиеви, никел-металхидридни, литий-йонни, литий-полимерни, метал-въздушни, натрий-серни, натрий-металхлоридни и др. Те имат различни технически характеристики и параметри, което позволява всеки производител усилено да рекламира предимствата на своята продукция пред останалите и най-често да пропуска да отбележи присъщите им съществени недостатъци. Най-често в литературата се посочват следните основни технически параметри: капацитет, специфична мощност, специфична енергия, енергийна плътност, коефициент на полезно действие, вътрешно съпротивление, саморазреждане, работна температура, срок на експлоатация и др. Към момента съществено важни се явяват и икономическите параметри: цена, срок на изкупуване и др.

2. Изследване

В настоящето изследване се разглеждат само техническите параметри, свързани с енергийната ефективност на акумулаторните батерии. Така например колкото по-голям е капацитетът на монтираната акумулаторна батерия на електромобила, толкова той ще бъде с по-голяма енергозапасеност. Това обаче не означава, че батерията има висока енергийна ефективност и може да осигури задоволителен пробег на даден електромобил. В голяма част от разработките при които е изхождано единствено от капацитета на тяговата батерия крайния резултат е бил напълно неприемлив. Това обаче е довело до нови търсения и резултати.

При други разработки е посочено мястото и значението на енергийната ефективност на акумулаторните батерии, но тя е изразена единствено, чрез коефициента на полезно действие. Той представлява отношението на отдадената при разреждане на акумулаторната батерия електрическа енергия към потребената при зареждането такава. По-високия коефициент на полезно действие означава и по-висока енергийна ефективност, но между тях не може да се сложи равенство. На фиг. 1 са посочени стойности за коефициента на

полезно действие „ η ” на някои от най-често използваните видове тягови акумулаторни батерии: 1 – оловни батерии; 2 – никел-кадмиеви; 3 – никел-метал-хидридни; 4 – литиево-йонни.



Фиг.1

Според авторите енергийната ефективност е интегрална величина и за нейната оценка е необходимо включването на по-голям брой технически параметри. Те могат да служат като критерии за оценка на енергийната ефективност на АБ. Тези параметри са свързани със специфичните условия и режимите на работа на тяговите АБ на електромобилите, както и с изискването те да осигурят възможния максимален пробег.

На първо място като критерий е необходимо да се посочи специфичната енергия на акумулаторната батерия. Тя представлява енергията, която може да отдаде акумулаторната батерия, отнесена към нейната маса. Измерва се в Wh/kg. Най-често енергията се дава със зависимостта:

$$E = C_5 \cdot U, \text{ Wh} \quad (1)$$

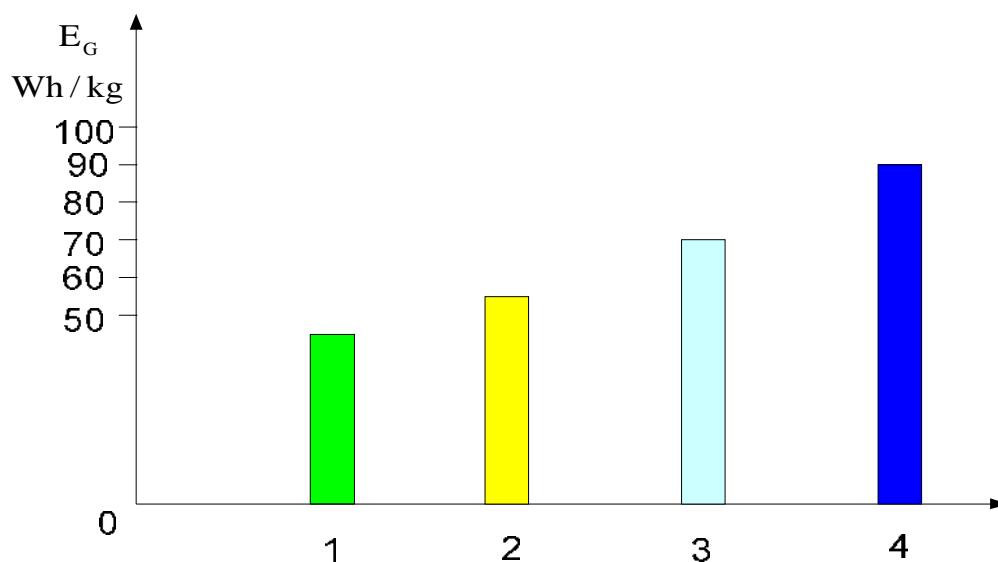
където C_5 е капацитетът на батерията в случая при пет часов режим на разреждане и се изразява съответно в Ah.

Специфичната енергия е много важен технически параметър от който в голяма степен се определя пробегът на електромобила.

Така например, може да се направи оловна акумулаторна батерия с висока стойност на запасената енергия, но тя ще бъде с много голямо тегло, т.е. с ниска стойност на специфичната енергия (около 45 Wh/kg). Монтирана на електромобил, тя не би могла да осигури голям пробег поради факта, че една значителна част от запасената енергия ще се потребява за да се превозва самата батерия. Поради този факт на съвременните електромобили, оловните батерии са намерили ограничено приложение.

За сравнение специфичната енергия на една литиево-йонна акумулаторна батерия е от порядъка на 90 Wh/kg, т.е. двойно по-голяма от тази на оловната. На практика за електромобила това би осигурило двойно по-голям пробег,

което означава и по-висока енергийна ефективност на АБ. На фиг. 2 са посочени стойности за специфичната енергия „ E_G ” на някои от по-често използваните тягови АБ.

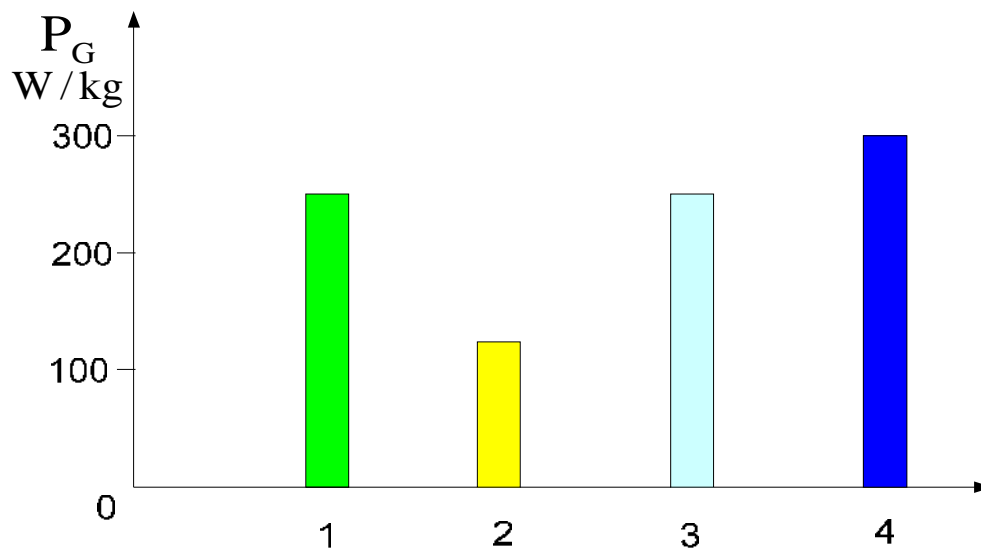


Фиг. 2

На второ място като критерий трябва да се посочи специфичната мощност на АБ. Този параметър показва каква мощност се пада на единица маса и съответно се измерва в W/kg. Мощността се дава като:

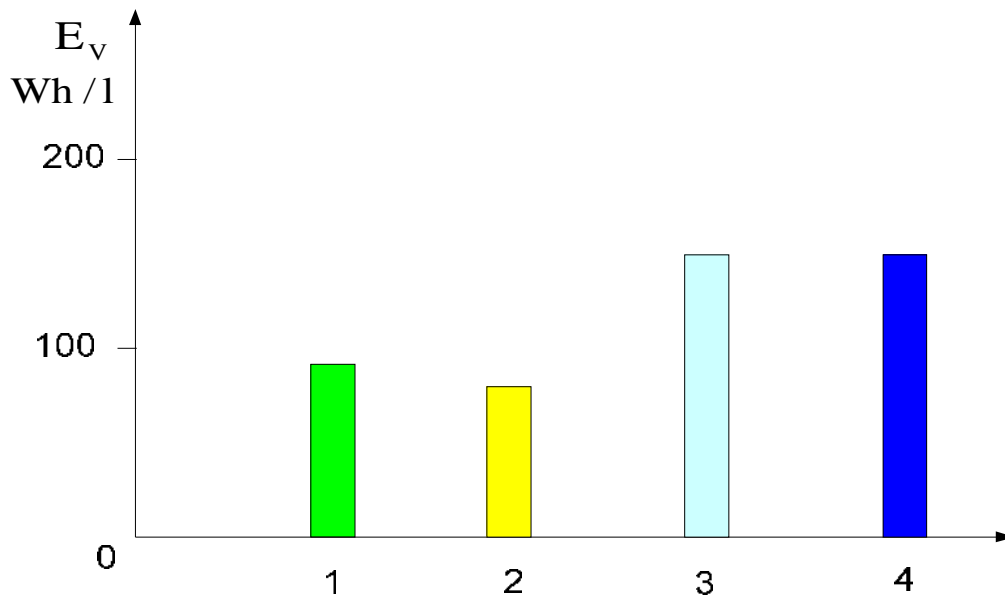
$$P = U \cdot I, \text{ W} \quad (2)$$

Когато една батерия има по-голяма специфична мощност спрямо друга при едно и също обявено напрежение, това ще означава, че тя ще може да отдава по-голям ток. За електромобила това означава по-добри динамични характеристики. Той по-бързо ще достига до зададената скорост, което в крайна сметка също ще доведе до увеличаване на пробега, т.е. до по-висока енергийна ефективност. На фиг. 3 са дадени стойности за специфичната мощност „ P_G ” на някои от по-често използваните тягови АБ.



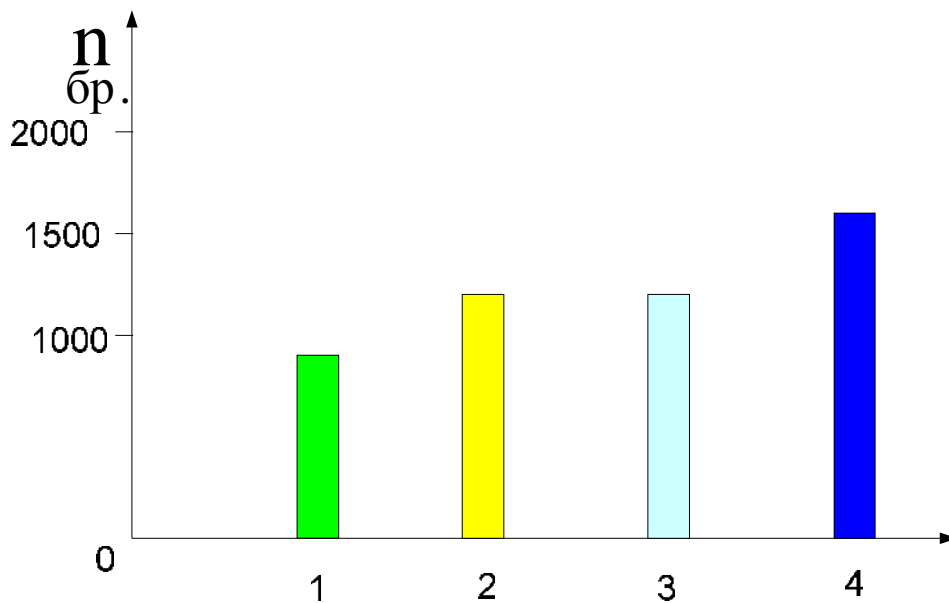
Фиг. 3

Като следващ критерий трябва да се посочи енергийната плътност. Тя характеризира енергията на АБ отнесена към нейния обем. Измерва се в Wh/m^3 или Wh/l (ватчас/литър). Обикновено електромобилите са типични градски коли с намалени габарити и при тях има ограничено място (обем) за вграждане на АБ. На фиг. 4 са дадени стойности за енергийната плътност „ E_v ” на някои от по-често използваните тягови АБ.



Фиг. 4

Като последен критерий може да се посочи срокът на експлоатация на АБ измерен в брой цикли заряд-разряд. От броя на циклите се определя и общото количество енергия, която може да отдаде една АБ. На фиг. 5 са дадени стойности на броя цикли „ n ” на някои от по-често използваните тягови АБ.



Фиг. 5

Обобщавайки изложеното до тук може да се запише, че основните технически параметри, които могат да служат като критерии за оценка на енергийната ефективност на дадена акумулаторна батерия са: специфична енергия, специфична мощност, енергийна плътност, коефициент на полезно действие и срок на експлоатация.

3. Изводи:

Енергийната ефективност на тяговата акумулаторна батерия е важна характеристика играеща роля и определяща в значителна степен основните параметри на съвременния електромобил.

Енергийната ефективност на тяговите АБ е интегрална величина, зависеща от определен брой технически параметри /критерии/.

Основните критерии за оценка на енергийната ефективност на тяговите АБ са: специфична енергия, специфична мощност, енергийна плътност, коефициент на полезно действие и срок на експлоатация.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евтимов И.,Иванов Р. Електромобили, 2011, Русе
- [2] Щетины В., Электромобиль, Ленинград, 1987
- [3] Българанов Л., Електрически транспорт, София, 2006
- [4] Българанов Л., И. Миленов, Г. Павлов, Ч. Джамбазки, Електрозадвижване, а. София, 2009
- [5] Гишин С., Акумулатори, София, 2010
- [6] Павлов Г. Някои виждания и предложения относно повишаване на енергийната ефективност на градския електрически транспорт, София, 2004

Автори:

Стоян Стоицов Гишин – ст.н.с. д-р, ТУ – София, катедра ЕА

Иван Костадинов Миленов – доц. д-р, ВТУ”Т.Каблешков”, декан фак. КЕТ

Васил Спасов Господинов - доц. д-р, ТУ – София, декан фак. ЕФ

Чавдар Ангелов Джамбазки – гл.ас., ВТУ”Т.Каблешков”, кат.”ЕЕТ”

Настоящата разработка е във връзка с изследванията по договор [N ДДВУ 02/14](#) между фонд „Научни изследвания” към МОМН и Технически университет - София с ръководител доц. Васил Господинов.

Научният колектив изразява своята благодарност за получената подкрепа от фонд „Научни изследвания” към МОМН.

СРАВНИТЕЛНИ ИЗПИТАНИЯ НА АКУМУЛАТОРНИ БАТЕРИИ ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ

Стоян Гишин, Иван Миленов, Васил Господинов, Чавдар Джамбазки

***Резюме:** Към момента са разработени и се произвеждат различни видове и типове акумулаторни батерии за електромобили. Продължава работата по тяхното усавършенстване, както и по разработването на по-ефективни и перспективни образци. Важна част от изследванията се явяват експерименталните изпитания. В доклада са разгледани основните методи и технически средства използвани при провеждането на сравнителни изпитания на различни видове акумулаторни батерии- оловни, никел- кадмиеви и др. Изпитанията са извършени на специален електромобил-лаборатория по време на провеждане на стандартни тестови изпитания. По време на движението на електромобила се извършва измерване и цифров запис на всички необходими за изпитанието параметри.*

COMPARATIVE TESTS ON BATTERIES FOR ELECTRIC VEHICLE

Stoyan Gishin, Ivan Milenov, Vasil Gospodinov, Chavdar Djambazki

***Abstract:** At this moment are developed and produced different kinds of batteries for electric vehicles. The work for batteries improvement continue, as well as development of better kinds in the future. Important part of the researches appear to be experimental tests. In the report are analyzed the main methods and technical resources during conduction comparative test of different kinds of batteries- lead, nickel cadmium and etc. Test are conducted into special automobile –laboratory during conducting standard testing operations. Performance of electric vehicle during its movement is being measured and recorded .*

1. Увод

Настоящото и бъдещето на електромобила е тясно свързано с разработването на акумулаторни батерии с високи технически показатели. От тях в най-голяма степен зависи пробег на електромобила, както и основните му технически характеристики. Самите акумулаторни батерии са познати и се използват от близо 150 години. Смята се, че първата акумулаторна батерия е създадена през 1859 г., а първите електромобили се появяват по улиците към края на миналия век – около 1893 г. Те обаче бързо отстъпват място на автомобилите задвижвани от двигатели с вътрешно горене. След близо сто години електромобилите отново излизат на преден план. За това има обективни причини. Намаляват петролните ресурси на планетата, а замърсяването на въздуха придобива застрашителни размери.

2. Изложение

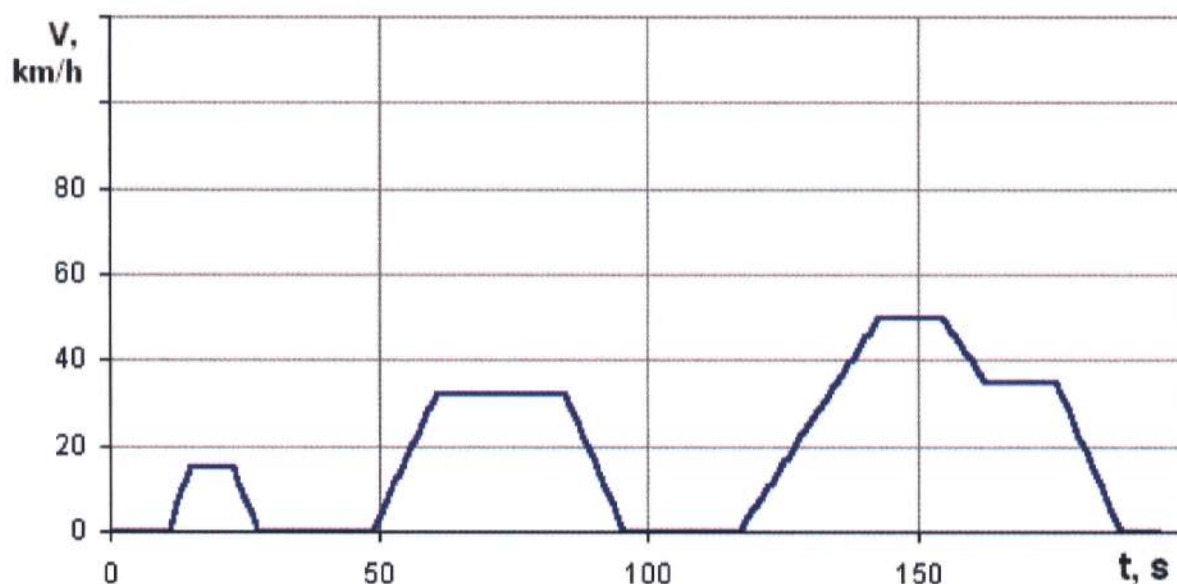
Към момента на планетата се движат повече от един милиард транспортни средства, задвижвани чрез двигатели с вътрешно горене. Потреблението на горивата расте, а петролните запаси се изчерпват. Спешно се търси нов енергиен източник и електромобилът изглежда като спасителна алтернатива. Електрическата енергия може да се добива от различни източници слънце, вятър, вода, газ и т.н. Освен това електромобила не замърсява и се смята за чист. Колко време ще трябва за да се наложи електромобила зависи от това кога ще бъде разработена акумулаторна батерия която може да отговори на високите изисквания на автомобилните конструктори. Тази батерия трябва да бъде с голям капацитет, с малко тегло, с малък обем, с висок коефициент на полезно действие, с висока надеждност, с дълъг живот, да позволява бърз заряд, да има ниска цена, да бъде безопасна и екологична и т.н. Да се отговори на всички тези изисквания, често пъти взаимно противоречащи и изключващи се е много сложна задача. Изпитват се нови химични елементи, създават се нови конструктивни материали, прилагат се най-съвременни технологии, но да се каже, кога ще бъде създадена исканата от автомобилните конструктори батерия е още рано. В последните години научно-изследователската дейност се активизира и бяха създадени акумулаторни батерии със значително по-високи технически параметри.

Важна част от изследванията се явяват експерименталните изпитания.

Фирмите производители на акумулаторни батерии изпитват своята продукция в специализирани лаборатории в съответствие с изискванията на стандартизационните документи. За съжаление обаче, условията при които работят акумулаторните батерии монтирани на електромобилите, съществено се различават от тези при които се провеждат изпитанията в специализираните лаборатории. Те са подложени на удари и вибрации, възникващи при движението на возилото, трябва да работят надеждно в широк температурен интервал (например от -20°C до $+40^{\circ}\text{C}$), но най-тежките режими са по отношение на електрическите натоварвания. В реални експлоатационни условия трудно може да се определи цикъла заряд-разряд, както това се прави при лабораторните изпитания. Предварително не се знае вида и характеристиките на зарядното устройство, както и това кога водача ще реши да дозареде своя електромобил. По отношение на разряда, картината е още по-сложна. Разрядния ток е функция на променящото се натоварване по време на движението на електромобила. То от своя страна зависи от хоризонталния и вертикалния профил на пътя, от скоростта на движение, от вида и състоянието на настилката и на гумите, от броя и теглото на пътниците и от много други произволно променящи се фактори. Очевидно е, че стандартизираните лабораторни изпитания на акумулаторните батерии се различават от реалните условия на работа на акумулаторните батерии при експлоатацията на електромобила. Ето защо в настоящия доклад се разглеждат изпитания на акумулаторни батерии, проведени в реални пътни условия. Използва се метода на сравнителния анализ. За да могат да се сравняват експериментално

получените резултати, различните видове акумулаторни батерии трябва да бъдат изпитвани при еднакви условия – натоварване, режими на работа и т.н.

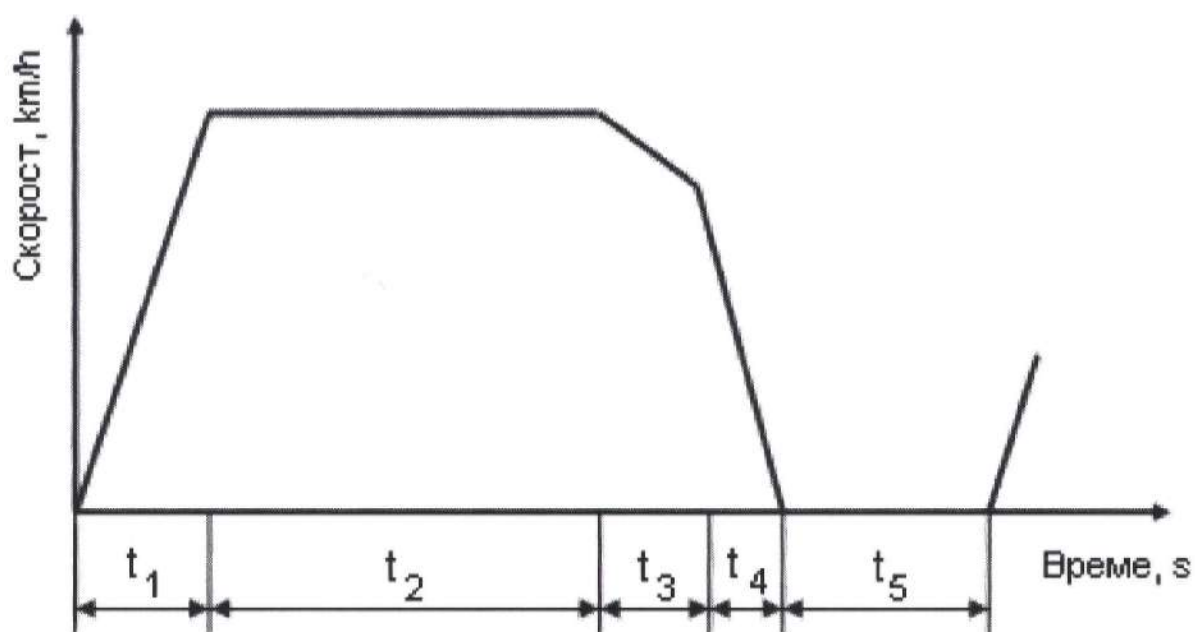
За целта в стандартизационните документи се въвеждат цикли, чрез които се моделират режимите на движение. Най-често се използват така наречените „Европейски цикъл”, „Японски цикъл” и цикъла предложен от SAE (Society of Automotive Engineers). На фиг. 1 е показана схемата на европейския цикъл ICE-15.



Фиг. 1

Европейският цикъл е създаден за да симулира движението в големите европейски градове. Вижда се, че изпитанията се провеждат с малки скорости – до 50 km/h , каквито са реалните скорости на движение в градове като Париж, Рим и др. Електромобилите за сега се приемат за типични градски превозни средства. В големите градове скоростта се ограничава не само от огромните пътничкопотоци, но и от самите закони за движение. Като европейска страна при провеждане на изпитанията ние също следва да използваме цикъла ICE-15.

Много често се използва и цикъла предложен от SAE, който е по-универсален и симулира както градските, така и извънградските условия на движение. Препоръчаната максимална скорост от стандарта SAE J227a е 72 km/h . Самият цикъл е показан на Фиг. 2.



Фиг. 2

Сравнителните изпитания се провеждат с помощта на разработения във ВТУ „Т. Каблешков” електромобил (фиг. 3) от научно-изследователски колектив с ръководител доц. И. Миленов.



Фиг. 3.

Изпитваните батерии са монтирани на електромобила-лаборатория, който има възможност по време на движение в реални пътни условия да измерва и записва в паметта на компютър голям брой параметри, предварително зададени според целите на изпитването.

По-долу е дадена изватка от компютърния запис на измерваните по време на изпитанията в реални пътни условия параметри. Стойностите от 1, 6 и 7 колонка са съответно на времето, тока и напрежението на батерията и позволяват определянето на основните технически параметри на батериите.

Time, Motor_RPM, Current_RMS, Motor_Torque, Motor_Power, Battery_Current, Keyswitch_Voltage, Frequency, Slip_Frequency, Controller_Temperature, Motor_Temperature

Secs,RPM, Amp, Nm, Watt, Amp, Volt, Hz, Hz, C, C

1.1,	-100,	28.7,	-3.5,	.03,	2.1,	73.03,	-4.00000008,	-.5,	26.4,	18.6
1.2,	-101,	35.1,	-4.2,	.04,	4.9,	72.8,	-4.516666757,	-.6,	26.4,	18.6
1.3,	-107,	54.1,	-6.8,	.07,	10.3,	72.21,	-4.983333433,	-.8,	26.4,	18.6
1.4,	-123,	75.5,	-11.3,	.12,	16.5,	71.16,	-5.483333443,	-1,	26.4,	18.6
1.5,	-150,	101.4,	-19.8,	.26,	24,	69.63,	-6.616666799,	-1.1,	26.3,	18.6
1.6,	-186,	116.3,	-27.2,	.43,	31.9,	67.99,	-7.750000155,	-1.2,	26.4,	18.6
1.7,	-230,	127,	-34,	.64,	39.3,	66.35,	-9.100000182,	-1.3,	26.4,	18.6
1.8,	-281,	133.7,	-40,	.89,	45.5,	64.71,	-10.683333547,	-1.3,	26.4,	18.6
1.9,	-328,	127.9,	-42.3,	1.1,	39.5,	64.59,	-11.916666905,	-1.3,	26.4,	18.6
2,	-366,	114.6,	-41,	1.19,	30.9,	64.94,	-12.983333593,	-1.2,	26.4,	18.6

Сравнителните изпитания се провеждат върху различни видове и типове акумулаторни батерии – оловни, кадмий-никелови и др. На фиг. 3 са показани изпитваните в момента експериментални образци на оловни акумулаторни батерии на фирма „Монбат”



Фиг. 4.

3. Изводи и заключение:

1. Разработена е методика за провеждане на реални експлоатационни изпитания на акумулаторни батерии с цел определяне на техните основни технически характеристики.
2. Методиката отговаря на европейските стандарти за експлоатационни изпитания на електромобили.
3. Експлоатационните изпитания се провеждат на електромобил-лаборатория на ВТУ 'Т. Каблешков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евтимов И., Иванов Р. Електромобили, 2011, Русе
- [2] Щетины В., Электромобиль, Ленинград, 1987
- [3] Българанов Л., Электрически транспорт, София, 2006
- [4] Българанов Л., И. Миленов, Г. Павлов, Ч. Джамбазки, Електрораздвижване, София, 2009
- [5] Софий, 2009
- [6] Гишин С., Акумулатори, София, 2010

Автори:

Стоян Стоицов Гишин – ст.н.с. д-р, ТУ – София, катедра ЕА

Иван Костадинов Миленов – доц. д-р, ВТУ”Т.Каблешков”, декан фак. КЕТ

Васил Спасов Господинов - доц. д-р, ТУ – София, декан фак. ЕФ

Чавдар Ангелов Джамбазки – гл.ас., ВТУ”Т.Каблешков”, кат.” ЕЕТ”

Настоящата разработка е във връзка с изследванията по договор N ДДВУ 02/14 между фонд „Научни изследвания” към МОМН и Технически университет - София с ръководител доц. Васил Господинов.

Научният колектив изразява своята благодарност за получената подкрепа от фонд „Научни изследвания” към МОМН.

TRANSIENT ELECTROMAGNETIC MODELING OF ELECTROMAGNETIC SYSTEM

Valentin Mateev, Iliana Marinova, Aneliya Terzova

***Abstract:** In this work a general approach to couple field models with electric circuits is presented. Transient 2D finite element field models and circuit coupling are described. The system of electric circuit is created in Matlab/Simulink environment. Field modeling employs the Femm software package. They are coupled together and solved simultaneously at each time step in the time domain. A DC electromagnetic actuator with controllable power supply is investigated as application example.*

МОДЕЛИРАНЕ НА ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС НА ЕЛЕКТРОМАГНИТЕН ИЗПЪЛНИТЕЛЕН МЕХАНИЗЪМ

Валентин Матеев, Илиана Маринова, Анелия Терзова

***Резюме:** В статията е разгледан подход за изграждане на многосвързан модел, обединяващ задача за анализ на поле на електромагнитно устройство заедно с електрическата му верига. Моделът на електрическата верига е реализиран в среда Matlab/Simulink. Полевите модели са изпълнени с компютърната програма Femm. Двете задачи в двете среди са свързани и решени последователно за всяко стъпка във времевата област. Възможностите на подхода са демонстрирани при изследването на преходен процес на включване на електромагнитен изпълнителен механизъм.*

1. Introduction

The process of numerical simulation of electrical equipment requires that the effect of electric and power electronic circuits to be considered. To take geometric complexity, non-linearity, induced eddy currents, mechanical movement and electric circuits with general topologies into account, it is necessary to couple the Finite Element Method (FEM) with electric circuit analysis. For higher accuracy, it is essential to take into account the interaction of the physical field models in FEM domain with circuit domain.

Over the past years, field and circuit coupling has been commonly used in time domain simulations. There are two basic approaches to coupling the FEM with circuit equations. One is direct coupling where the field and circuit equations are coupled directly together and solved simultaneously. The other one is indirect coupling. In this case, the FEM and circuit simulator are treated as separate systems. They communicate with each other by means of coupling coefficients. These coupling coefficients can be lumped inductance matrices along with the back emf vector extracted from field solutions and computed winding currents from circuit

simulation; or they can be winding currents computed from field solutions and equivalent circuit parameters (impedances, circuit voltages) across winding terminal ports derived from circuit simulation. Another better choice for the coupling coefficient approach is to derive lumped inductance matrices and back emf vector from field solutions and equivalent circuit parameters from the circuit simulation because this way of indirect coupling is more accurate and stable. For direct coupling, the obvious advantages are reliable convergence and computationally efficiency. Indirect coupling becomes attractive when there is a need to allow field simulators and circuit simulators to work independently, which makes the development of individual simulators more flexible and the implementation of the coupling easier. [1-7]

In this paper, a highly efficient approach for indirect coupling the FEM with external electric circuits is presented.

A DC electromagnetic actuators with double E-shaped core is investigated as application example to demonstrate the proposed methods. Electromagnetic actuator is fed by controllable power electronic current supply.

2. Multiphysics Simulation Environment

Multiphysics field and electric circuit coupling is made with Finite Element Method Magnetics (Femm) software package v4.2 [8], controlled by Octave/Lua interface and electric circuit model is made in Matlab/Simulink environment. Block structure of proposed model coupling is shown in Fig. 1.

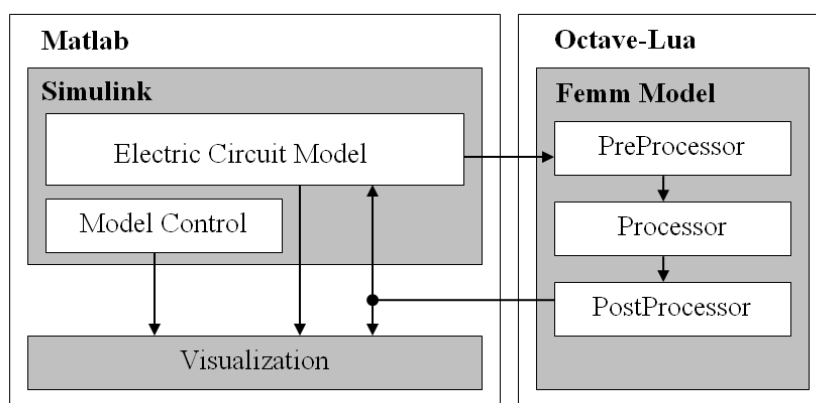


Fig.1. Block structure of proposed model coupling.

Finite element method is used to solve electromagnetic and thermal problem. The Femm software package was employed. Computations were automated using Octave-Femm library.

Octave/Lua interface is a Matlab toolbox that allows for the operation of Femm via a set of Matlab functions. The toolbox works with Octave, a Matlab clone. When Octave-Femm starts up a Femm process, the usual Femm user interface is displayed and is fully functional. The user then has the choice of accomplishing modeling and analysis tasks either exclusively through functions implemented by the toolbox, or by

a combination of manual and programmatic operations – whichever is easiest for the task at hand.

The syntax of the Octave-Femm toolbox closely mirrors that of Femm's existing Lua scripting language interface associated with Femm. However, there are some differences between the Lua functions and the analogous Octave/Matlab implementations. [4, 9, 10]

3. Implementation

A DC electromagnetic actuators with double E-shaped core is investigated (Fig.2), where $a=8\text{mm}$, $b=90\text{mm}$, $c=42\text{mm}$, $X=40\text{mm}$, $Y=60\text{mm}$.

Electromagnet consists of a stationary ferromagnetic core and a movable ferromagnetic part (armature), which is separated from the core by an air-gap δ . A coil with windings w is also provided, serving as a source of power to energize the magnetic circuit. Magnetomotive force (mmf) Iw , creates magnetic flux. Magnetic flux creates electromagnetic force which will attract the armature. The power consumed in a DC electromagnet is due to the resistance of the windings, and is dissipated as heat. The electromagnet is powered by controllable power electronic block presented by its circuit.

DC electromagnet modeling is made as transient multiphysics problem where separate problems are described as follows.

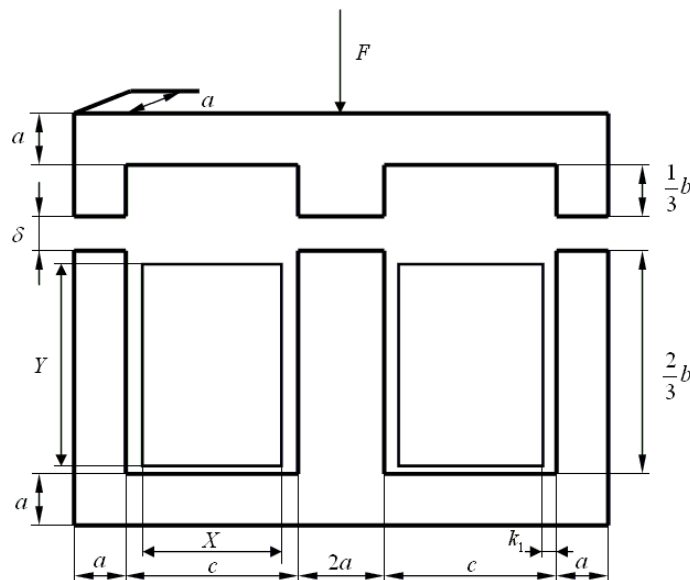


Fig.2. Double E-shaped electromagnet.

3.1. Magnetic Problem

The static magnetic field is governed by the Poisson's equation with respect to the magnetic vector potential

$$(1) \quad \nabla^2 \mathbf{A} = -m\mathbf{J}$$

where μ is magnetic permeability;

J is the current density in the coil;

A is the magnetic vector potential.

For open boundary electromagnetic problem the homogeneous Dirichlet's boundary conditions are imposed on its boundary. On the planes of symmetry either homogeneous Dirichlet's or natural boundary conditions are imposed.

The electromagnetic force is calculated by the Maxwell stress tensor method. As the motion is only in y -direction, only y -component of the velocity is non-zero.

Magnetic inductance L is calculated by stored magnetic field energy – W expressed by (2)

$$(2) \quad W = \frac{1}{2} Li^2$$

where i is the coil current.

Results for magnetic field distribution is shown in Fig.5.

3.2. Thermal problem

The thermal field at steady-state is governed by the Poisson's equation with respect to the temperature T

$$(3) \quad I \nabla^2 T = -Q$$

where Q is the heat source defined by the electric losses in the coil;

λ is the thermal conductivity.

Heat source density Q defined by the electric losses in the coil are calculated by(4)

$$(4) \quad Q = \frac{J^2}{\sigma}$$

where σ is specific electric conductivity of coil material.

For the thermal problem buffer zone is not introduced and convection boundary conditions are imposed on the outer surface of the electromagnet. On the planes of symmetry natural boundary conditions are used.

Convection boundary conditions expressed by (5) are imposed on the outer surface of electromagnet.

$$(5) \quad k \frac{\partial T}{\partial n} = -q$$

where q is the heat flux and k is the convection coefficient and n is unit outward surface normal vector.

On the planes of symmetry natural boundary conditions are used (6)

$$(6) \quad \frac{\partial T}{\partial n} = 0$$

3.3. FEM Coupling

DC electromagnet is described with its two FEMM thermal and magnetic field models (Fig.3). Simple first order coupling between two field models is made. The coupling of the two fields is in both directions. The electromagnetic field analysis depends on the results of the thermal field. The electrical conductivity is with temperature dependent value, which influences the electric current in coil region. Indirect coupling between the two problems (magnetic field and thermal one) has been utilized. The two problems are solved successively and after each solution the values of electromagnetic force and average temperature are stored.

3.4. Circuit Model

The electromagnet is powered by controllable power electronic block presented by its circuit. Electric circuit equation for the electromagnet coil is (7)

$$(7) \quad u = R(T)i + \frac{d\Psi(d)}{dt}$$

where u is the supplied voltage;

$R(T)$ is the resistance of the coil;

i is the coil current;

ψ is the flux linkage.

The current i flowing in the coil is a nonlinear function of flux linkage ψ that, in turn, is a function of air-gap δ and core magnetization

$$(8) \quad u = R(T)i + L(d, \Psi) \frac{di}{dt}$$

Commonly the values of magnetic inductance must be predefined as function to solve (8). Here needed inductance values are FEM determined only for ψ and δ of current load step.

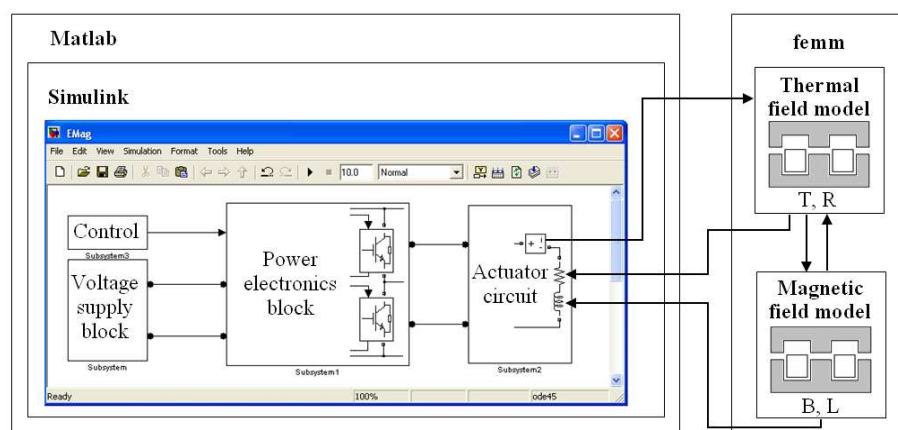


Fig.3. Coupled field problem block diagram.

Mechanical motion equation (9) must be included due to movable electromagnet core

$$(9) \quad m \frac{d^2 d}{dt^2} = F - F_0$$

where F is the electromagnetic force and F_0 is the initial force halting the armature. Air-gap is calculated in each time step using electromagnetic force.

3.5. Circuit-FEM Coupling

Both field problems are coupled with Matlab/Simulink circuit model interfacing with Octave/Lua, shown in Fig.3.

In circuit model the electromagnet is represented with its coil resistance - R and inductance - L (Fig.4), both calculated by Femm. Interactions are successively and for each time step the values of R and L are updated due to circuit current signal.

Circuit model is represented with several Simulink sub-system blocks, shown in Fig.4.

Power electronics block is a DC-DC controllable converter which fed the electromagnetic actuator circuit. In fact, it could be replaced by any supply source or electronic circuit model.

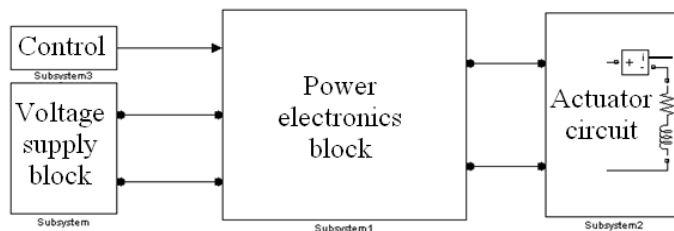


Fig.4. Electric circuit in Simulink.

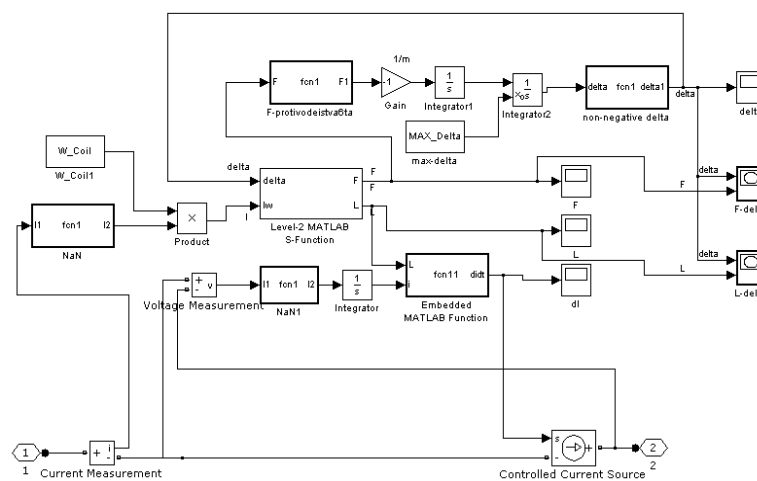


Fig.5. Electromagnetic actuator circuit sub-system.

Calculated electromagnetic force is used for air-gap calculation in each time step by (9).

Simulink block diagram of actuator circuit is presented in Fig.4. It realizes the Simulink-Octave interface. Octave-Femm interface is made by Lua-scrip file called by Simulink.

4. Results

As it has been mentioned above a DC electromagnetic actuators with double E-shaped core is investigated (Fig.2). The actuator is fed by voltage supply block and controllable DC-DC convertor. Used electric circuit schemes are shown in Fig.4. and Fig.5.

4.1. FEM Model

Result for thermal and magnetic field distributions in last moment of closing the armature are shown on Fig.5 and Fig.6.

Magnetic flux density maximal value is 1T and maximal temperature of 45°C is in coil region.

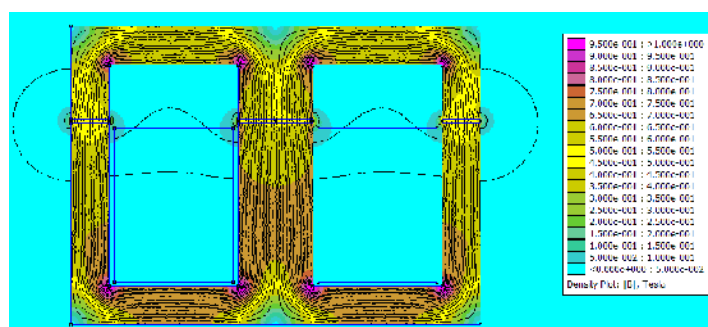


Fig.6. Magnetic flux density distribution.

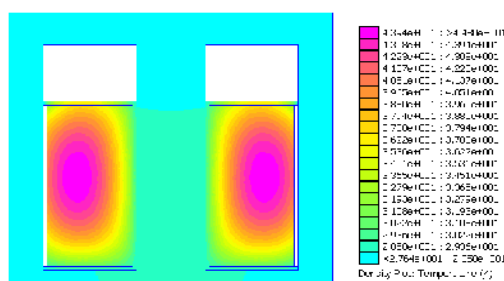


Fig.7. Thermal field distribution.

4.2. Dynamic characteristics

Dynamical characteristics of DC electromagnetic actuators are evaluated in time range 0 to 2 seconds. Transient process of closing the armature is presented. Matlab ODE23t method with time varying time step is used in evaluation [10].

DC electromagnet dynamical characteristics are shown in Fig.-Fig. 8-11. Relatively low speed of armature displacement is due to large air-gap and initial damping force.

4. Conclusion

Highly effective and fast method for indirect coupling of field problems with circuit's model is proposed. Method uses the huge capabilities of Matlab/Simulink environment and popular Femm program with Lua-script and Octave interface.

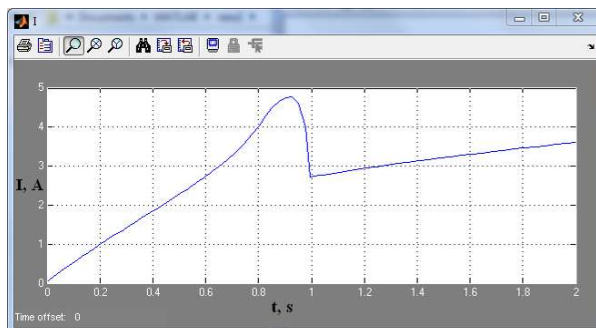


Fig.8. Actuator coil current.

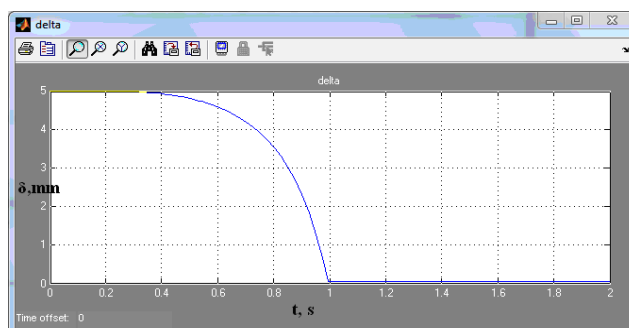


Fig.9. Armature displacement.

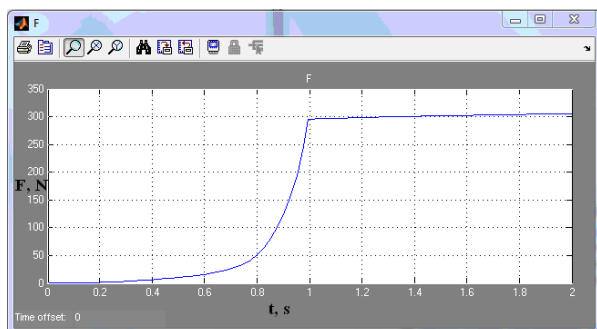


Fig.10. Electromagnetic force.

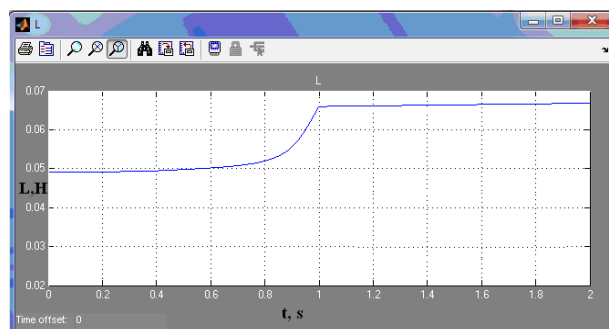


Fig.11. Electromagnetic actuator inductance.

A DC electromagnetic actuators with double E-shaped core is investigated with the proposed approach. The magnetic field model of the investigated electromagnetic actuator is built. The heating model is created. The couple magnetic-heating problem is formulated. The finite element method is applied for modelling of electromagnetic and heating processes and for determination of different characteristics as electromagnetic force, temperature distributions, coil inductance, magnetic flux density distributions etc.

Both field problems are coupled with Matlab/Simulink circuit model interfacing with Octave/Lua. Simulink-Octave interface is realized. Octave-Femm interface is made by Lua-scrip file.

Method is suitable for accurate electrical drives investigations, optimization and design activities.

5. Acknowledgment

Part of this research is supported by the National Science Fund of the Ministry of Education and Science of Bulgaria under Contract “D002-157/2008”.

REFERENCES

- [1] Zhou P., W. Fu, D. Lin, S. Stanton, Z. Cendes and Longya Xu, “Numerical Modeling of Electrical Machines and Its Application”, Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, Vol.3, pp. 1936–1942, 2002.
- [2] Di Barba P., A. Savini and S. Wiak, Field models in electricity and magnetism, Springer, 2008.

- [3] Yatchev I., “Coupled field problems in electrical apparatus”, Facta Universitatis. Series: Mechanics, Automatic Control and Robotics, Vol.3, No15, 2003, pp. 1089–1101, Apr. 2003.
- [4] Terzova A., K. Katsarski, K. Kashukeev, V. Mateev, I. Marinova. “Computer modelling and optimization of electromagnets in education on electrical apparatus.” Proceedings of the 20th International PhD Seminar on Computational Electromagnetics and Optimization in Electrical Engineering - CEMOEE 2010, September 10-13, Sofia, Bulgaria, 2010, pp. 154-157.
- [5] Wiak S., A. Krawczyk and I. Doležel, Intelligent computer techniques in applied electromagnetics, Springer-Verlag, 2008.
- [6] Di Barba P., Multiobjective shape design in electricity and magnetism, Springer, 2010.
- [7] Alexandrov A., Computer aided design of electrical apparatus, Avangard-Prima, 2004 (in Bulgarian).
- [8] Meeker D., Finite element method magnetics, Version 4.2, User’s manual, 2009.
- [9] Meeker D., Finite element method magnetics: Octave/Femm, Version 1.2, User’s manual, 2009.
- [10] Matlab Inc, The Language of Technical Computing, MATLAB Graphics Reference, 2006.

Автори:

маг. инж. Валентин Матеев – асистент в катедра “Електрически апарати”,
email: vmateev@tu-sofia.bg

дтн инж. Илиана Маринова – професор в катедра “Електрически апарати”,
email: iliana@tu-sofia.bg

бак. инж. Анелия Терзова - студент, катедра “Електрически апарати”.

SHAPE DETERMINATION OF MAGNETIC CORE BY GENETIC ALGORITHM

Iliana Marinova, Aneliya Terzova, Valentin Mateev

***Abstract:** In this work a general approach for shape optimization by genetic algorithm method is proposed. 2D finite element field magnetic model is implemented and applied for optimal shape determination for given field distribution. Field modeling employs the Femm software package. Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs the Femm model true Octave/Lua interface. An example of BLDC motor pole is designed for optimal shape determination.*

ОПТИМИЗАЦИЯ НА ФОРМАТА НА МОГНИТОПРОВОД С ГЕНЕТИЧЕН АЛГОРИТЪМ

Илиана Маринова, Анелия Терзова, Валентин Матеев

***Резюме:** В тази статия е представен подход за оптимизация на формата на електромагнитна система, използващ генетичен алгоритъм. Използван е двумерен модел, реализиран с метода на крайните елементи. Оптимизационна процедура е организирана да създава предварително зададено поле. Моделът е реализиран с компютърната програма Femm. Оптимизационната процедура е реализирана посредством тулбокса за генетични алгоритми на програмата Matlab, който използва Femm модела през Octave/Lua интерфейс. Предложеният метод е демонстриран при оптимизация на формата на полюсите на безчетков постоянно токов двигател.*

1. Introduction

Permanent magnet brushless DC (BLDC) motors are increasingly being used in industrial and household products because of their high torque density, high efficiency, and low noise. Several applications of these motors require to be satisfied some specifications such as accurate positioning with high speed and etc. The vibration due to mechanical or electrical exciting force can disturb these requirements. Especially, because of the increase of the motor speed and the application of the high energy permanent magnet, the exciting force of high frequency due to electromagnetic origin causes new problems. The machine performance depends on the interaction between the rotor and the stator fields and it is greatly affected by the configuration of the rotor permanent magnets and stator teeth. Pole shape improvement can be performed using modern optimization methods to obtain better magnetic field distribution. [1]

From the mathematical point of view, optimization is a process of finding global maximum (or minimum) of some objective function. There are several approaches to

this problem. One class of optimization techniques uses well-known conjugate-gradient (CG) methods for solving systems of linear equations, and Quasi-Newton (QN) methods for the non-linear case. Another class is so-called Simplex method, using the concept of a simplex in choosing in which direction to lead the search. Both these techniques are considered local in that the solution they find is highly dependent on the initial point of search. They can never guarantee that the solution is really the best, but due to their usual tight connection with the problem, they tend to converge to the solution relatively quickly. Another problem with local techniques is that all of them impose some constraints on the objective function in terms of continuity and differentiability, which are sometimes impossible to achieve. Very different class from these is stochastic optimization. Techniques that fall into this category are considered global and they usually work with population of candidate solutions, not just with one solution, using probabilistic transitions between points in search space. Since they usually do not use any knowledge about the problem, their convergence is slower than that of local techniques. But the fact that they can work with any kind of optimization function, being it noncontinuous, non-differentiable, or with any kind of constraints, gives global techniques a great potential for use in various fields where finding the best solution is more important than the convergence time. Different stochastic methods are developed: genetic algorithms (GA), evolution strategies, Monte Carlo, simulated annealing, particle swarm, etc. GA is one of the methods that proved to be good in solving problems in electromagnetics – they are robust enough and easily implemented in the same time. [1-5, 10]

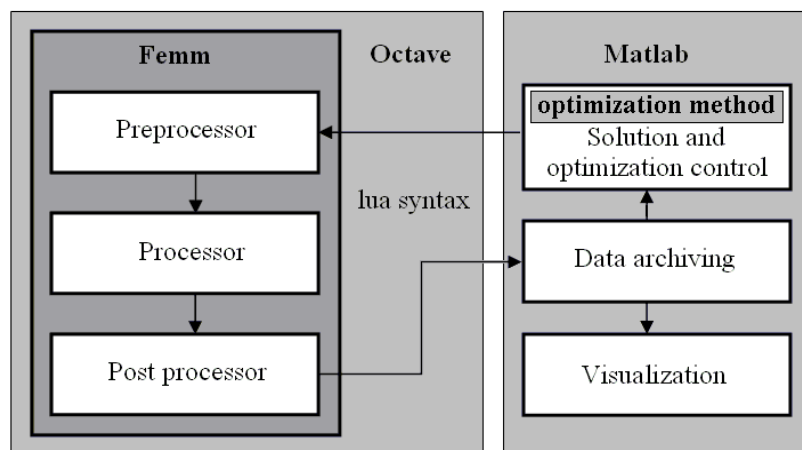


Fig.1 Block structure of proposed optimization process.

2. Optimization process realization

Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs the Femm model true Octave/Lua interface.

Finite element method is used to solve electromagnetic problem. The Femm software package [7] was employed. Computations were automated using Octave-Femm library. Fig.1.

Octave/Lua interface is a Matlab toolbox that allows for the operation of Finite Element Method Magnetics (Femm) via a set of Matlab functions. The toolbox works

with Octave, a Matlab clone. When Octave-Femm starts up a Femm process, the usual Femm user interface is displayed and is fully functional. The user then has the choice of accomplishing modeling and analysis tasks either exclusively through functions implemented by the toolbox, or by a combination of manual and programmatic operations – whichever is easiest for the task at hand. The syntax of the Octave-Femm toolbox closely mirrors that of Femm's existing Lua scripting language interface associated with Femm v4.2. However, there are some differences between the Lua functions and the analogous Octave/Matlab implementations. [8, 9]

3. Brushless DC Motors

In Fig. 2 is shown the geometry of investigated BLDC motor. The stator consist of 24 slots. Used relative magnetic permeability for stator material is $\mu=4416$. The rotor consists of 4 poles. Poles are four permanent magnets. Material used for the poles is NdFeB 32 alloy whit relative magnetic permeability 1.045, electrical conductivity 0.694 S/mm and coercivity 883310 A/m. The rotor shaft is made of nonmagnetic material.

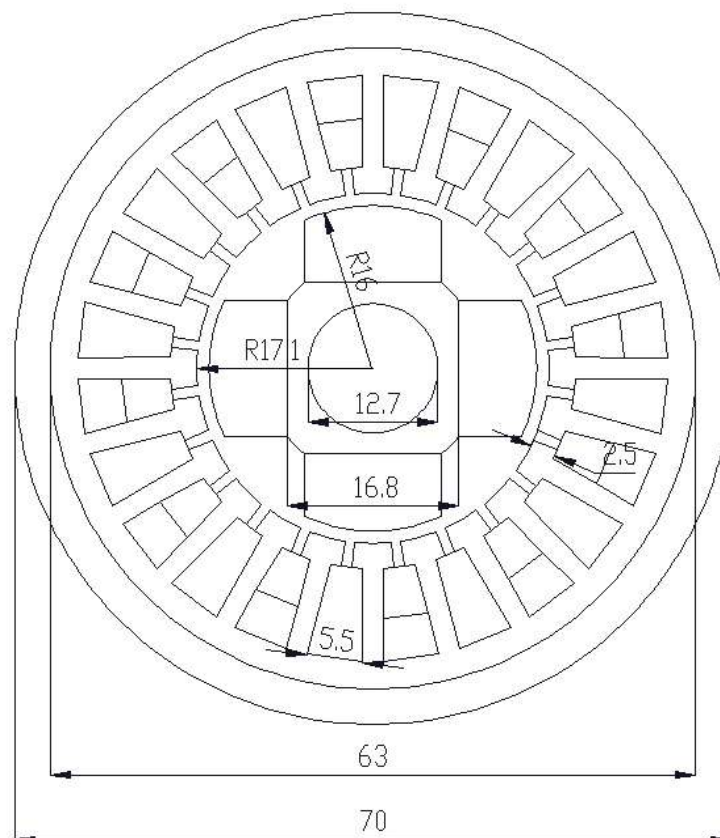


Fig.2 BLDC motor cross-section

4. Implementation

BLDC motor pole is investigated (Fig.3-a) for optimal shape determination. The pole face should be shaped in such way that cogging torque has a minimum value. 2D

finite element field magnetic model is implemented and applied for optimal shape determination for the given cogging torque.

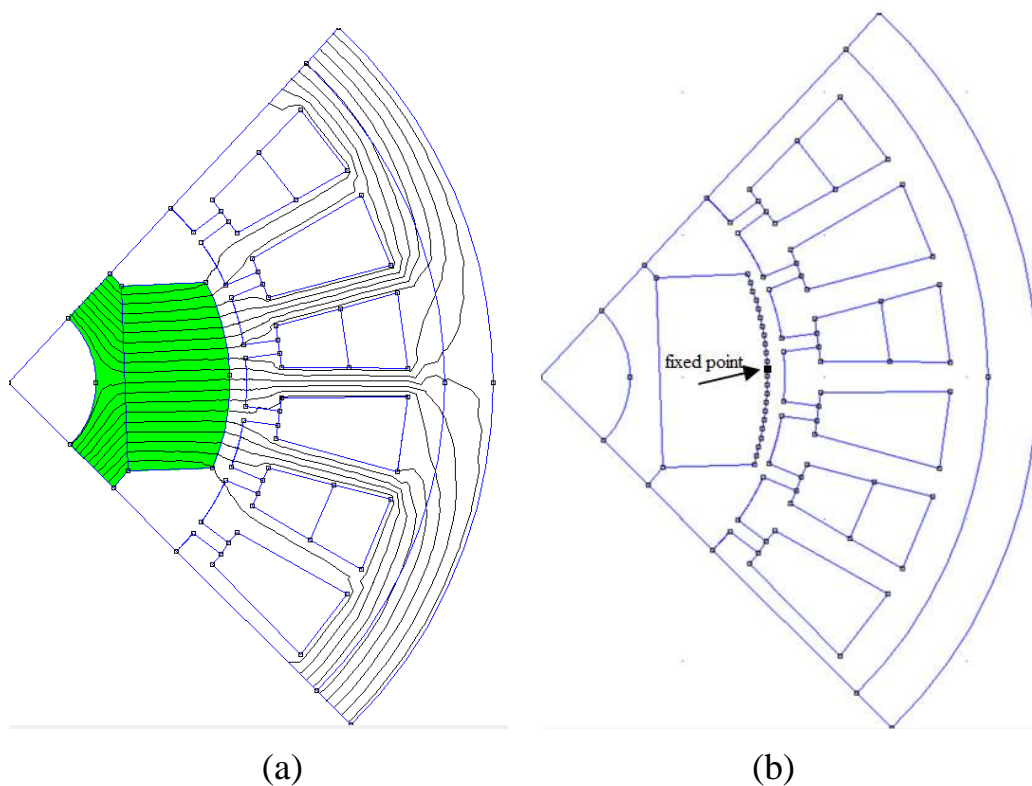


Fig.3 Permanent magnet pole

Objective Function (OF) used by optimization process is (1):

$$(1) \quad OF = \min(CT)$$

where CT represents calculated cogging torque. The value of OF is minimized (ideally, to set it to zero) by changing pole face, so that the cogging torque declines from the prescribed one.

Pole shape is described by eleven variable points from the top which have symmetrical position underneath (Fig.2-b). One fixed point is used as pole shape constraint. Variable point's coordinates are parameters of optimization process. In that case multiparametric optimization problem is solved.

Calculated cogging torque value by Femm is used in objective function (1).

5. Results

Magnetic field distributions obtained by Femm are shown in Fig.-Fig. 5-7. These results represent the field distribution for important stages of optimization process. On Fig.5 is shown magnetic field distribution with poles initial shape. Magnetic field distribution during shape optimization process is presented on Fig.6. Finally obtained result can be seen on Fig.7, where BLDC motor magnetic field distribution with poles best shape is demonstrated.

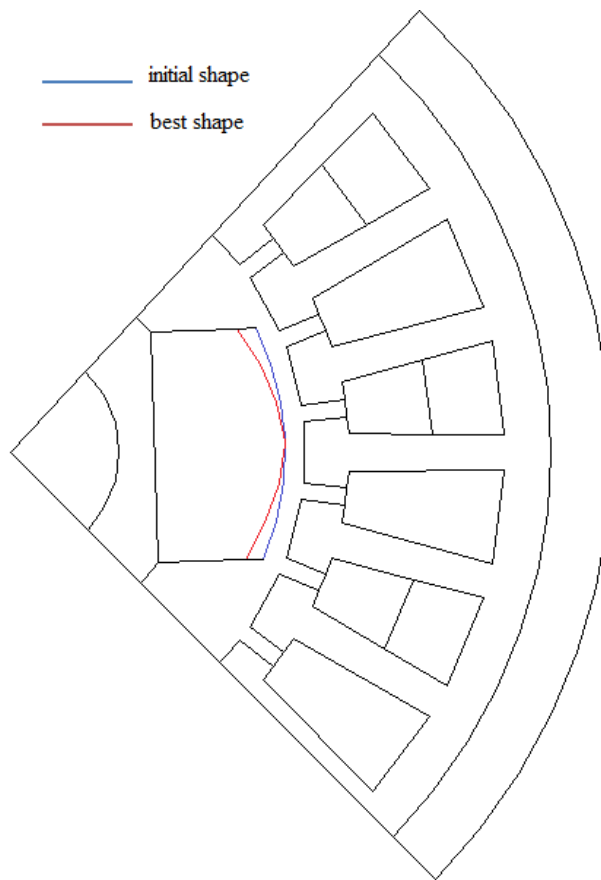


Fig. 4. Initial and best shape of pole

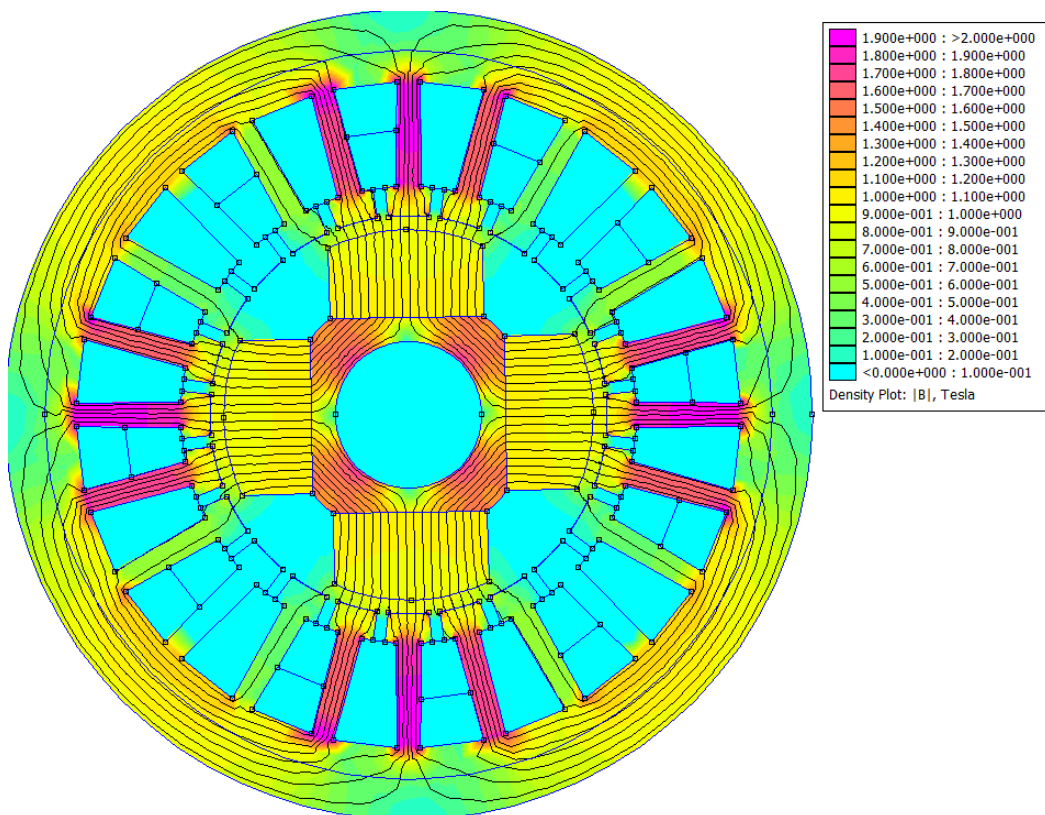


Fig.5 Magnetic field distribution with poles initial shape

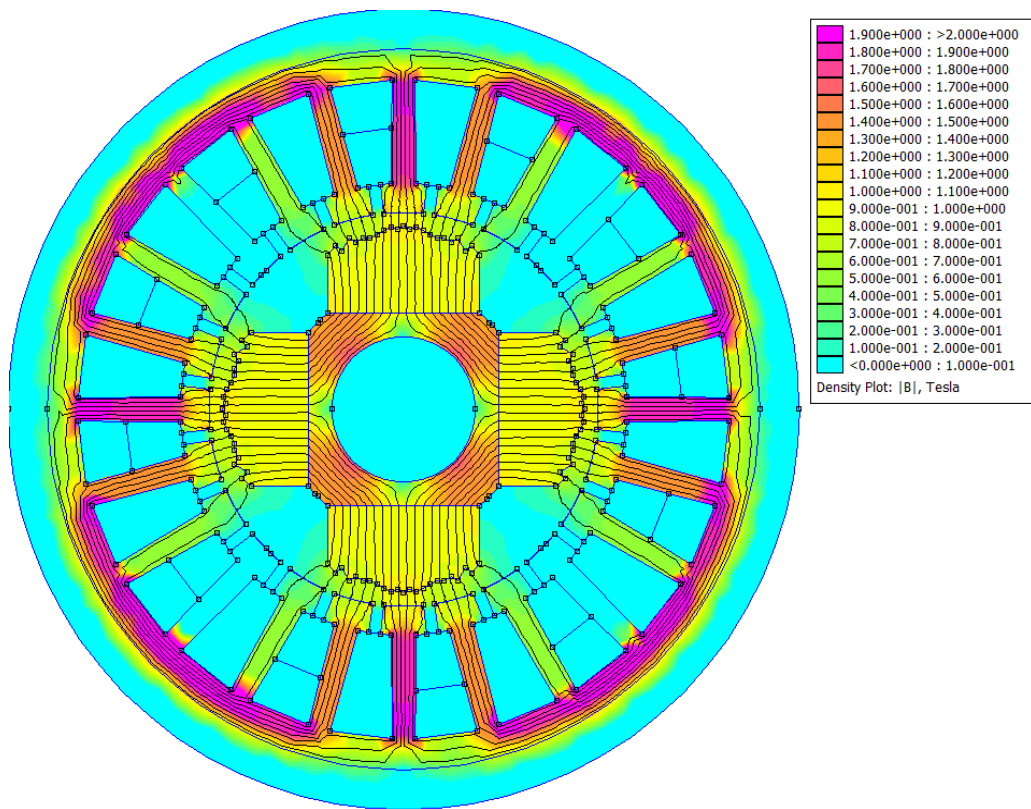


Fig.6 Magnetic field distribution during shape optimization process

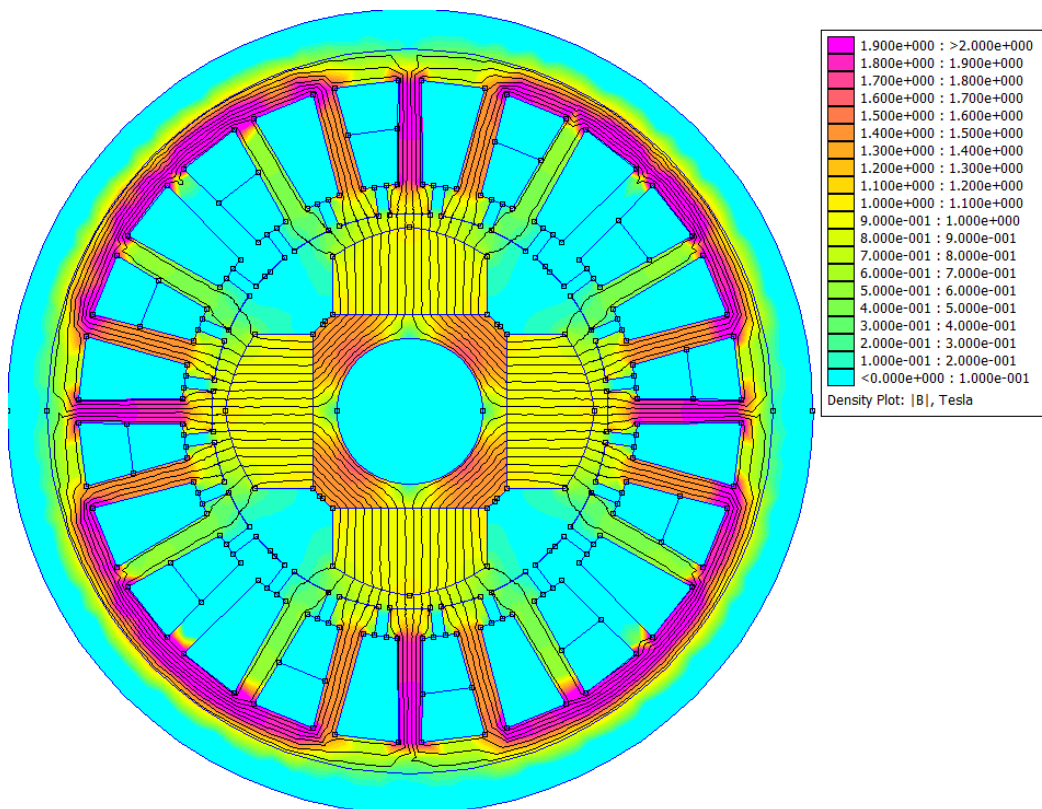


Fig.7 BLDC motor magnetic field distribution whit poles best shape

Result for cogging torque values in BLDC motor is calculated by Femm model. Calculated initial cogging torque values and final cogging torque are shown on Fig.8.

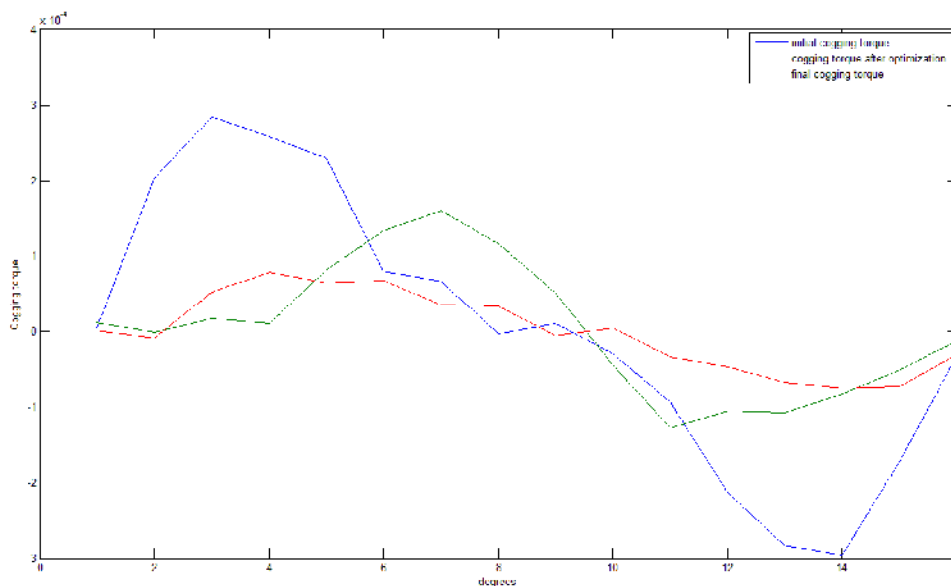


Fig.8 Calculated initial cogging torque values and final cogging torque in motor.

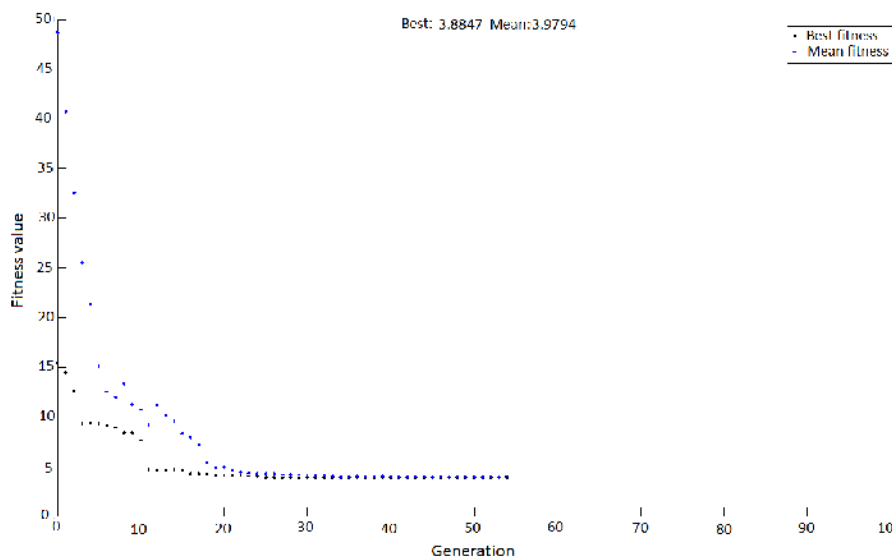


Fig.9 Optimization process progress for each generation.

Optimization process progress for each generation is shown on Fig 9. There the evolution of best solution can be observed for sequence of different generations. In that case optimization process includes 55 generations for reaching minimal cogging torque value criteria.

6. Conclusion

Highly effective and fast method and implementation for two-dimensional pole and magnet shape optimization for permanent magnet motor is introduced in this paper. Method is based on GA minimization which employs a finite element method model. Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs

the Femm model true Octave/Lua interface. Finite element method is used to solve electromagnetic problem. Computations were automated using Octave-Femm library. Matlab environment offers easy storage, processing and visualization of optimization process data.

Method's capabilities are for general optimal shape determination for given field distribution using complex objective function.

A BLDC motor pole is designed for optimal shape determination. This example illustrates multiparametric optimization problem. GA method realization offers some strong advantages in that case such as fast global minimum reaching and high accuracy due to Femm model included in optimization process.

7. Acknowledgement

Part of this research is supported by the National Science Fund of the Ministry of Education and Science of Bulgaria under Contract "D002-157/2008".

REFERENCES

- [1] Jabbari A., M. Shakeri and A. Gholamian, Rotor Pole Shape Optimization of Permanent Magnet Brushless DC Motors Using the Reduced Basis Technique, *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 9, No. 2, pp. 75-81, 2009.
- [2] Timarac I., M. Gacanovic, Genetic algorithms and their application in solving shape optimization problems in electromagnetics, *Proceedings of the International PhD Seminar "Computational Electromagnetics and Technical Applications"*, Banjaluka, Bosnia and Herzegovina, 2006.
- [3] Wiak S., A. Krawczyk and I. Doležel, *Intelligent computer techniques in applied electromagnetics*, Springer-Verlag, 2008.
- [4] Di Barba P., *Multiobjective shape design in electricity and magnetism*, Springer, 2010.
- [5] Di Barba P., A. Savini and S. Wiak, *Field models in electricity and magnetism*, Springer, 2008.
- [6] Alexandrov A., *Computer aided design of electrical apparatus*, Avangard-Prima, 2004.
- [7] Meeker D., *Finite element method magnetics, Version 4.2, User's manual*, 2009.
- [8] Meeker D., *Finite element method magnetics: OctaveFEMM, Version 1.2, User's manual*, 2009.
- [9] Matlab Inc, *The Language of Technical Computing, MATLAB Graphics Reference*, 2006.
- [10] Terzova A., K. Katsarski, K. Kashukeev, V. Mateev and I. Marinova, *Computer Modelling and Optimization of Electromagnets in Education on Electrical Apparatus*, *Proceedings of the International PhD Seminar "Computational Electromagnetics and Optimization in Electrical Engineering"*, pp. 154-158, 10-13 September 2010, Sofia, Bulgaria, 2010.

Автори:

дтн инж. Илиана Маринова – професор в катедра “Електрически апарати”,
email: iliana@tu-sofia.bg

бак. инж. Анелия Терзова, студент, катедра “Електрически апарати”.

маг. инж. Валентин Матеев – асистент, катедра “Електрически апарати”,
email: vmateev@tu-sofia.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА АСИНХРОННИ МАШИНИ В СРЕДА MATLAB/SIMULINK

Радослав Спасов, Емил Рачев

Резюме: Целта на настоящата статия е да предложи конкретни начини за използване на програмни модели на асинхронната машина в среда MATLAB/SIMULINK и тяхното приложение като допълнение в инженерната практиката и учебната дейност във висшите учебни заведения.

INDUCTION MACHINE STUDY USING MATLAB/SIMULINK

Radoslav Spasov, Emil Rachev

Abstract: *The Paper deals with MATLAB/SIMULINK induction motor model implementation and presents different approaches for using machine model in engineering works. The article focuses on machine model use as a supplement to engineering practice and academic activities in universities.*

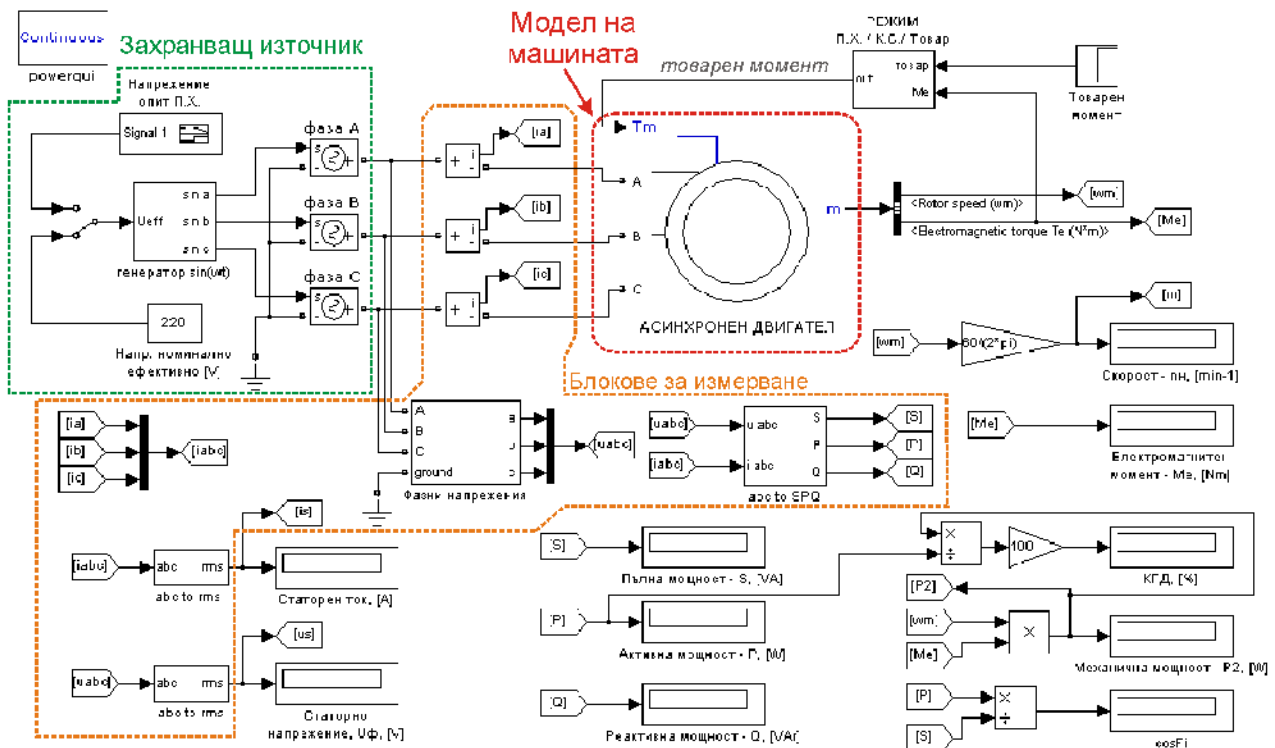
[1] Въведение

Симулационното изследване на електрическите машини е широко използвано в научните среди. В последните десетилетия бяха предложени най-различни подходи за моделиране на процесите в машината, както от гледна точка на самата машина, така и от гледна точка на методите за нейното управление. Често усилията са насочени основно към математическия модел на машината, усъвършенстване на съществуващи модели и тяхната верификация, отколкото към показване на практическата полза и конкретното им приложение. Настоящата статия има за цел да предложи стратегии за приложение на известни и утвърдили се програмни модели от среда MATLAB/SIMULINK. С помощта на предложените подходи за получаване на различни характеристики на асинхронната машина е възможно избягването на редица грешни постановки в практиката и подпомагане на учебния процес на специалисти в областта на електрическите машини и електрозадвижвания.

2. Модели на асинхронни машини в MATLAB/SIMULINK

Обща схема на симулационен модел за изследване на асинхронен електродвигател в програмна среда MATLAB/SIMULINK е показан на фиг. 1. Така представения модел позволява изследване както на установени, така също и на преходни режими на работа. Най-общо моделът е съставен от четири отделни модула – модел на машината, модел на регулируем захранващ източник, блокове за измерване и блокове за визуализация и опериране с получените данни. Моделът на асинхронната машина от фиг. 1 е базиран на

математически модел със съсредоточени параметри, според обобщената теория на електрическите машини (ОТЕМ). Според ОТЕМ, математическият модел на асинхронната машина се получава на база на уравнения за равновесие на статорните и роторните напрежения и преминаване от диференциални уравнения за фазните величини към векторни уравнения с пространствени вектори [1]. Реализация на програмни модели в среда MATLAB/SIMULINK, базирани на математическия модел на машината според ОТЕМ са представени широко в различни литературни източници [2, 3, 4].



Фиг. 1 – Модел за изследване на асинхронен електродвигател в програмна среда MATLAB/SIMULINK

В настоящата работа детайлното моделиране на машината не е обект на изследване. Още повече, че в гореспоменатите източници за моделиране на машината, входни величини за модела са статорните и роторните (при машина с навит ротор) напрежения, които са дефинирани математически, като сигнали в програмната среда, което прави модела дефиниран чисто математически. С цел постигане на модел по-близък до физическия начин на свързване на схемите и провеждане на моделираните експерименти са използвани модели от библиотеката SimPowerSystems на SIMULINK, специално разработена за физическо моделиране на електромеханични системи. Също така, в библиотеката SimPowerSystems има редица инструменти, като токови и напреженови измервателни блокове, различни захранващи източници и други. Програмният модел от фиг. 1 позволява захранване на модела на машината с регулируем (виртуален) захранващ източник. Реализирането на различни режими на работа (празен ход, натоварване, снемане на товарни характеристики, опит на празен ход, получаване на момента при късо

съединение и др.) се реализира лесно, чрез промяна в начина на захранване и натоварване на двигателя.

Основен проблем при моделиране на електрическите машини е свързан с определянето на техните параметри с цел точно моделиране на реалните процеси. Известни са различни подходи за определяне на параметрите на машината [3, 4, 5, 6], като утвърдил се като класически е опита на празен ход и късо съединение. Разработени са и подходи и алгоритми за оценка на параметрите от микропроцесорната управляваща система на двигателя. При всички случаи определянето на параметрите на машината чрез опитни лабораторни изследвания е опитно-изчислително, като изчисленията може да са във време областта [4] или в честотната област [5, 6]. В настоящата статия е използван подход за определяне на параметрите по справочните данни за съответната машина. За целта са необходими данни за: P_n - номинална мощност на двигателя; I_n - номинален статорен ток; $\cos j_{1n}$ - номинален фактор на мощността; h_n - номинален коефициент на полезно действие; n_n - номинална скорост; k_1 - кратност на пусковия ток; m_{max} - кратност на максималния момент. При определяне на активните съпротивления на статора и ротора механичните загуби се приемат, че са равни на (0,01-0,05) от номиналната мощност. При това по-малките значения съответстват на машини с по-голяма изходна мощност. Коефициента на привеждане приема за равен на 1,01-1,05. Необходимите за модела параметри са: R_s, R_r - активно съпротивление на статорната намотка и приведено активно съпротивление на ротора; L_s - статорна индуктивност; L_{ls}, L_{lr} - статорна и роторна индуктивности на разсейване; L_m - взаимна индуктивност:

$$R_s = \frac{U_{нф} \cos j_{1n} (1 - h_n)}{I_n} - C^2 R_r - \frac{P_{мех}}{3I_n^2} \quad R_r = \frac{1}{3} (P_n + P_{мех}) \left/ \left(I_n^2 \frac{1 - s_n}{s_n} \right) \right. \quad (1)$$

$$L_s = \frac{U_{нф}}{2p f_1 I_n \sqrt{1 - (\cos j_{1n})^2} - \frac{2}{3} \cdot \frac{2p f_1 M_{max}}{p U_{нф}} \cdot \frac{s_n}{s_{кр}}} \quad L_{ls} = L_{lr} = \frac{U_{нф}}{4p f_1 (1 + C^2) k_1 I_n} \quad (2)$$

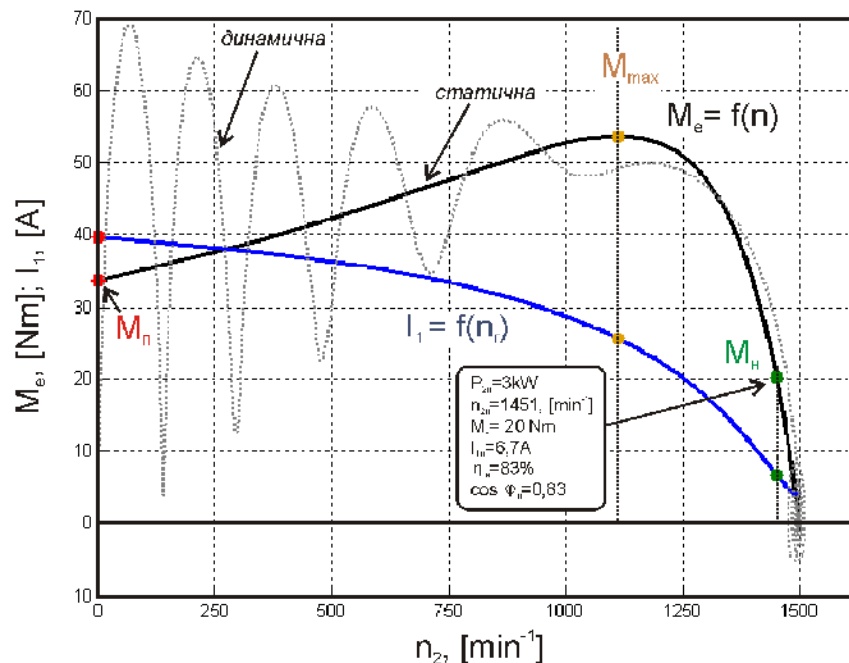
$$L_m = L_s - L_{ls} \quad (3)$$

Механична характеристика

Получаването на механичната характеристика чрез симулационния модел е възможно по няколко начина, като най-удобния вариант е с въвеждане на достатъчно голям инерционен момент в модела на машината. Физически това съответства на развъртане на машината с куплирана достатъчно голяма маса, така че развъртането става плавно. Друг вариант е с подходящи товарни прави, за които винаги е изпълнено условието

$$\frac{dM_c}{dn} > \frac{dM_e}{dn} \quad (4)$$

където M_c е съпротивителния (товарен) момент, M_e - електромагнитния момент, n - обороти. На фиг. 2 са показани статичната механична характеристика и статорния ток, получени със симулационния модел от фиг. 1. На същата фигура (фиг. 2) са показани и трите характерни точки – номинален товар (M_n), точката в максимума на механичната характеристика (M_{max}) и пусковия момент със съответстващия му пусков ток (M_n).

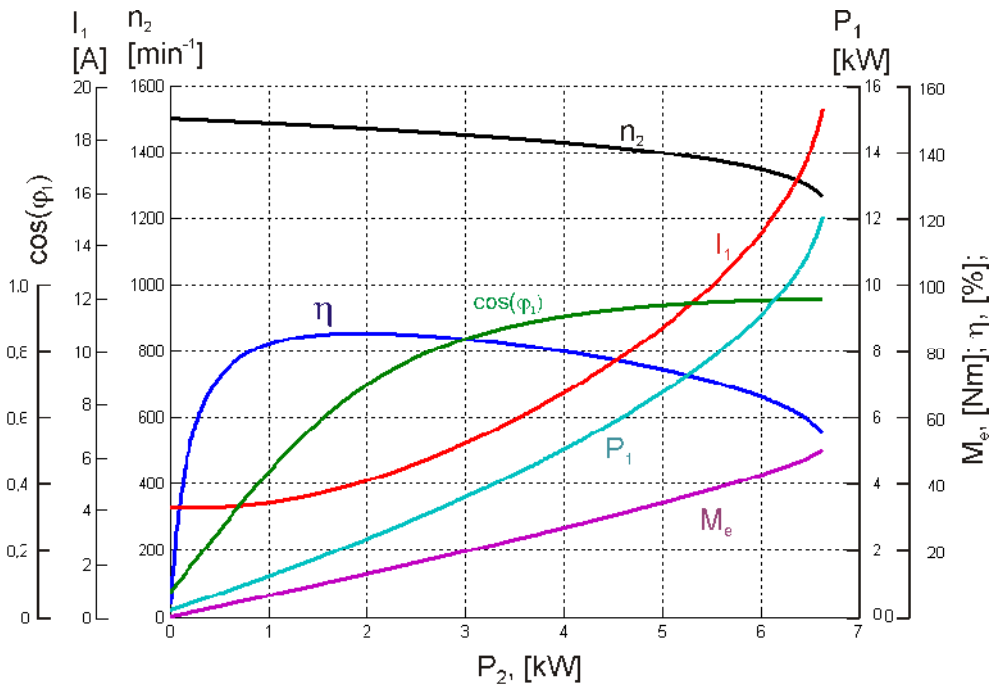


Фиг. 2 – Електромагнитен момент и статорен ток от симулационния модел

На фиг. 2 също е показана и динамичната механична характеристика при развъртане на двигателя, без присъединена допълнителна маса към ротора.

Работни характеристики

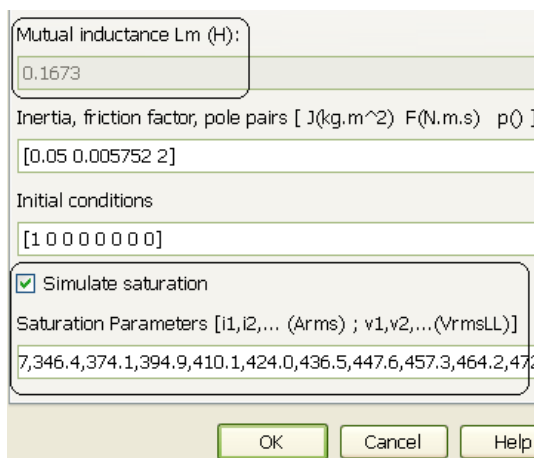
На фиг. 3 са показани симулационно получени работни характеристики. В качеството на работни характеристики са приети зависимостите: скоростта на въртене на ротора $n_2 = f(P_2)$; въртящия момент на вала на машината $M_2 = f(P_2)$; тока на статора $I_1 = f(P_2)$; коефициента на полезно действие $h = f(P_2)$; фактора на мощността $\cos j_1 = f(P_2)$; активна мощност, консумирана от двигателя $P_1 = f(P_2)$. Диапазонът на работните характеристики на асинхронния двигател съответства на неговата зона на устойчива работа $0 \leq s \leq 1,2$. Тези характеристики позволяват да се намерят всички основни величини, които определят режима на работа на двигателя при различни натоварвания. Получаването на работните характеристики става, като в регулируемия захранващ източник (фиг.1) се зададат номиналните напрежение и честота на двигателя за двигателя. Натоварването на двигателя е до максималния момент за машината.



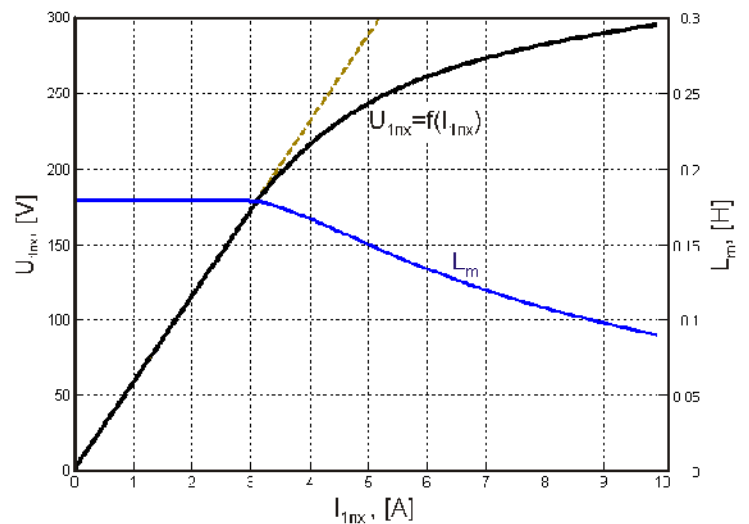
Фиг. 3 – Работни характеристики на асинхронен електродвигател

Опит на празен ход

От опита на празен ход се получават характеристиките на празен ход и магнитната характеристика на машината [7]. При пренебрегване на пада на напрежение в статорната намотка, магнитната характеристика представлява зависимостта между напрежението на празен ход и реактивната съставка на статорния ток - [7]. При използването на линеен модел на двигателя, т.е. взаимната индуктивност $L_m = const$ [3, 5], получената магнитна характеристика е права линия. Удобство в програмния модели на двигателя в среда SIMULINK библиотеката SimPowerSystems е възможността за директно въвеждане на магнитната характеристика по експериментални данни - фиг. 4.а.



а.

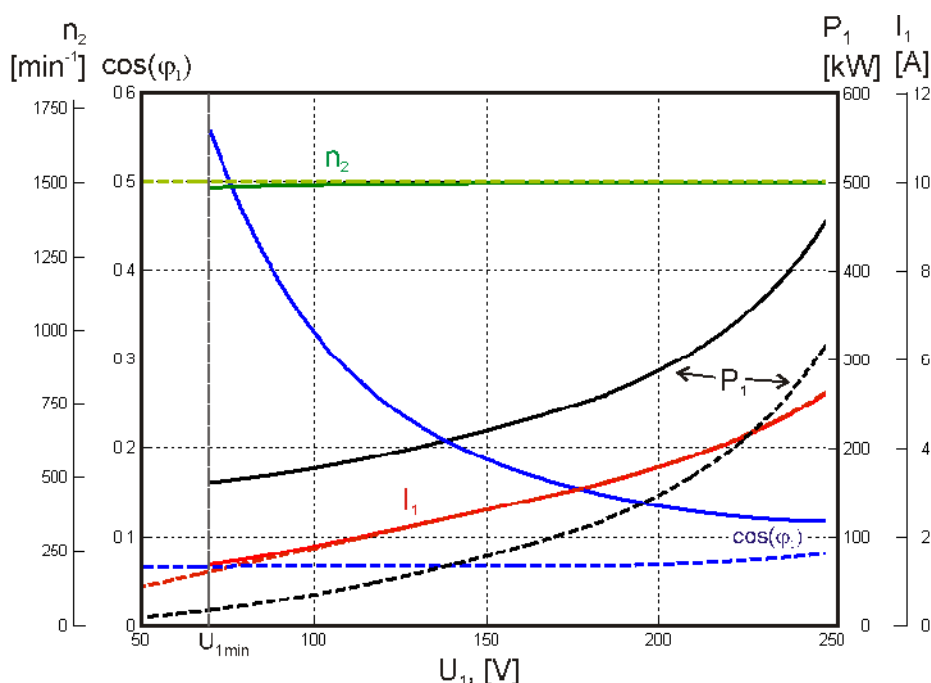


б.

Фиг. 4 – Магнитна характеристика на асинхронната машина

При отбелязване на „Simulate saturation” (симулиране на насищане), в менюто на двигателя, директно се елиминира параметъра взаимна индуктивност. Съответно характеристиката на насищане или магнитната характеристика е показана на фиг. 4,б. На същата фигура е показано и изменението на взаимната индуктивност L_m при насищане.

С така настроеня модел, характеристиките на празен ход са показани на фиг. 5. На фиг. 5 са показани два варианта – реален опит на празен ход (с плътна линия на фигурата) и идеален празен ход (с пунктирна линия), като ротора на двигателя се върти със синхронна скорост и оборотите остават непроменени с намаляване на напрежението.

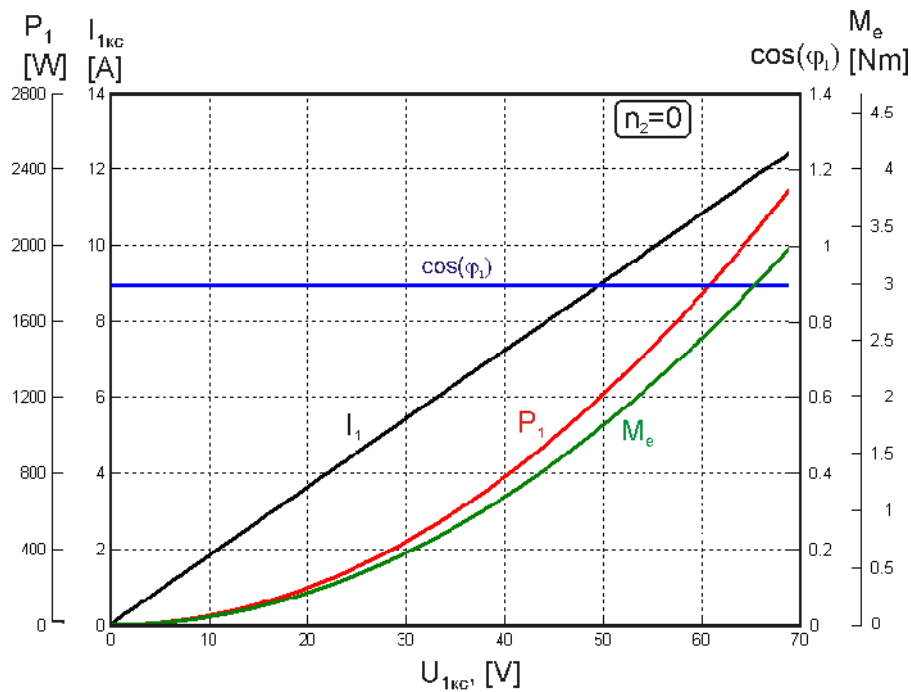


Фиг. 5 – Характеристики на празен ход на асинхронен електродвигател

При реалния опит на празен ход, след определена минимална стойност на напрежението (фиг. 5) механичните загуби стават преобладаващи. При идеалния опит на празен ход, механичните загуби се покриват от външен двигател и мощността на празен ход съответства на мощността необходима за намагнитване.

Опит на късо съединение

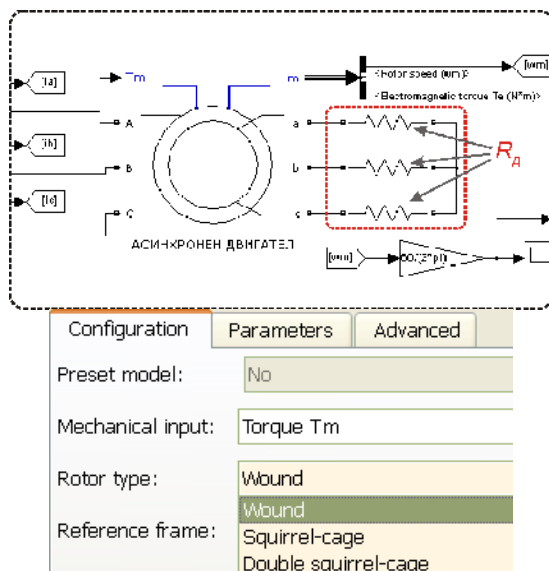
При опита на късо съединение роторът на машината е застопорен. В програмния модел това може да се реализира по два начин. Единният е на входа на модела на асинхронната машина (фиг. 1) да се подаде електромагнитния му момент. Другия начин е, като входната величина в механичното уравнение на двигателя да се използва не съпротивителния/товарния момент, а скоростта на въртене, която се задава нула. Избора на входната величина величина в механичното уравнение става в менюто за настройване параметрите на машината. Характеристиките на късо съединение са показани на фиг. 6.



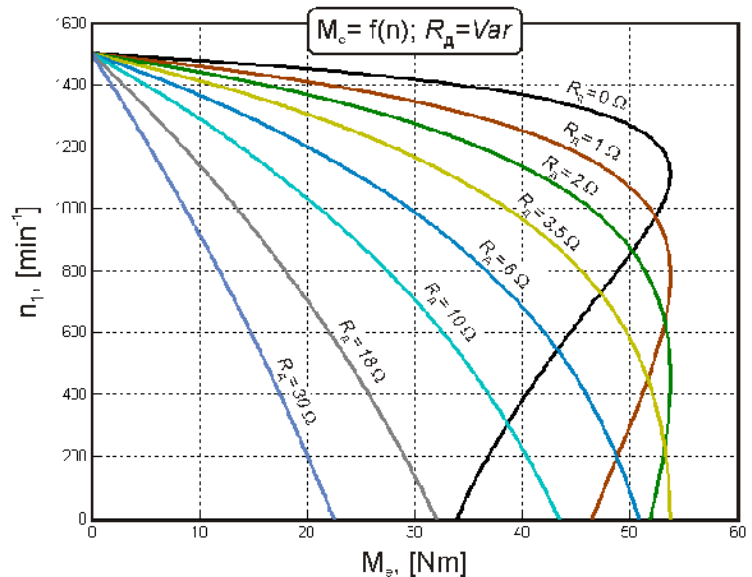
Фиг. 6 – Характеристики на късо съединение на асинхронен електродвигател

Асинхронен двигател с навит ротор

Основна особеност на АМ с навит ротор се явява възможността за регулиране на скоростта с изменение на външните, добавъчни съпротивления R_D , включени във веригата на ротора – фиг. 7, а. На фиг. 7, б са показани механичните характеристики при различни съпротивления в роторната верига. Модела на асинхронната машина е същия, както на фиг. 1, с тази разлика, че в менюто за настройка на двигателя се избира „навит ротор” (*Rotor type - Wound*) (фиг. 7, а.).



а.

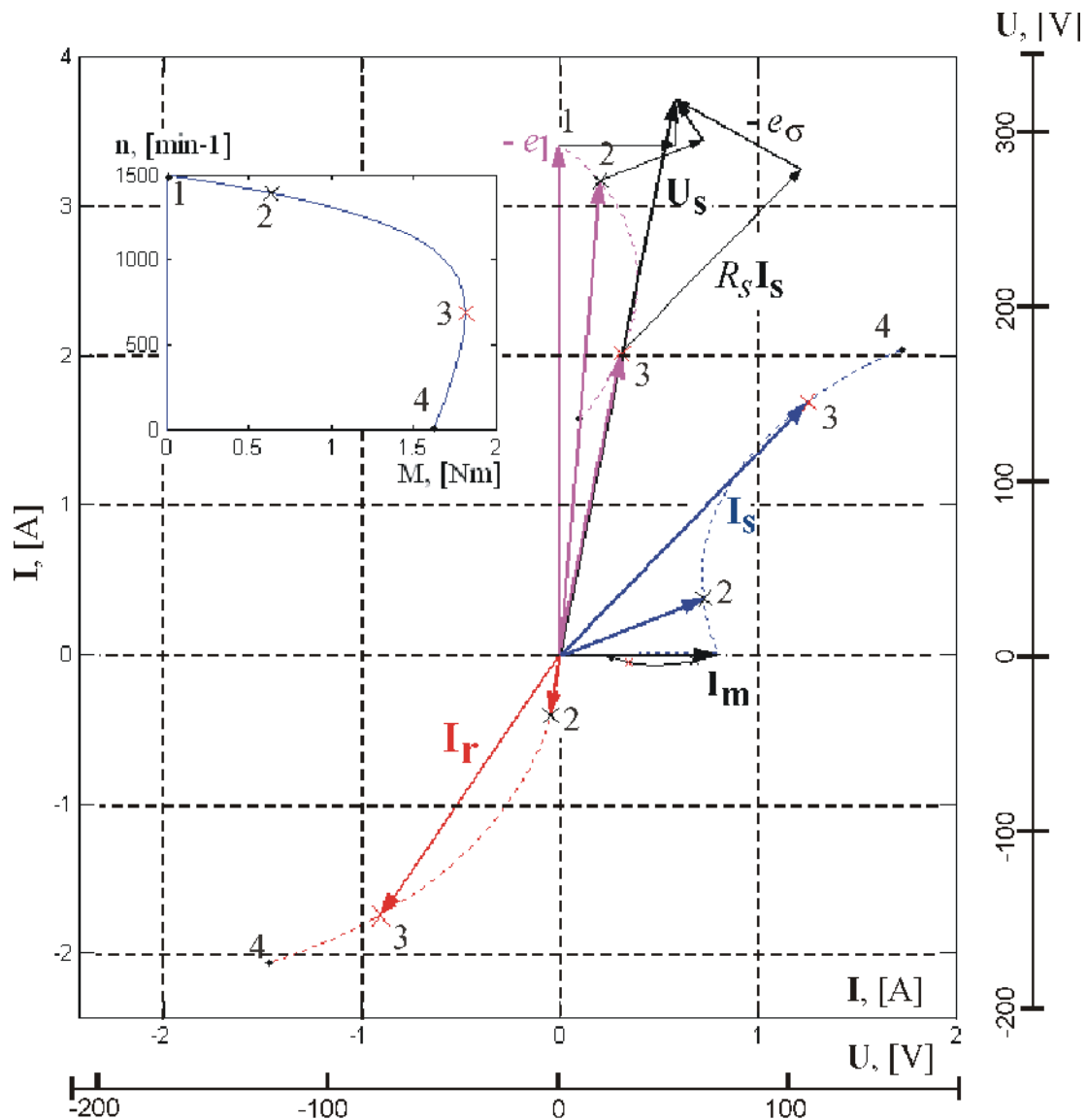


б.

Фиг. 7 – Асинхронна машина с навит ротор – а. модел в Simulink; б. механични характеристики при различно добавъчно съпротивление R_D

Векторни диаграми

На фиг. 8 е показана векторна диаграма, показваща пространствените вектори на статорното напрежение U_s , електродвижещото напрежение e_1 , статорния, роторния и намагнитващия ток $-I_s$, I_r , I_m . Онагледено е положението на пространствените вектори в различни точки от механичната характеристика (1 – празен ход, 2 – номинален момент, 3 – максимален момент, 4 – пусков момент при 50Hz/220V).

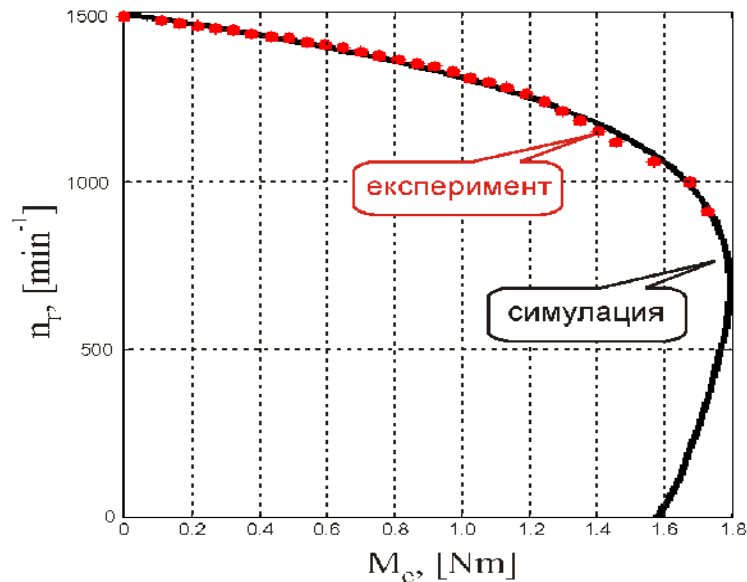


Фиг. 8 – Векторна диаграма на асинхронен електродвигател при различно натоварване

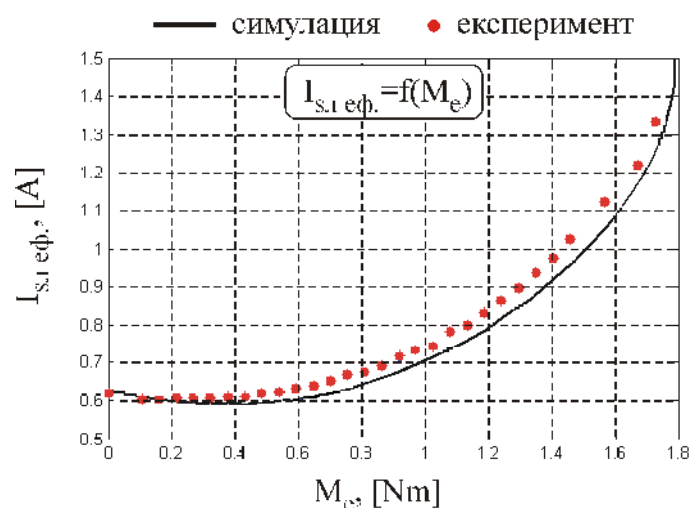
Експериментални резултати

На фиг. 9 е показано сравнение на симулационно получена механична характеристика за двигател с малка мощност от лабораторната база в катедра ЕМ при ТУ-София. На същата фигура са показани и точки механичната характеристика, получени експериментално. Параметрите на изследвания двигател са получени експериментално, включително и магнитната

характеристика на машината [3, 6]. На фиг. 10 е показано изменението на статорния ток във функция от електромагнитния момент. Експерименталните данни за статорния ток, показани на фиг. 10, съответстват на точките от механичната характеристика - фиг. 9.



Фиг. 9 – Механична характеристика – симулация и експериментално получени точки



Фиг. 10 – Изменение на статорния ток във функция от електромагнитния момент при натоварване

3. Заключение

Моделирането на асинхронния двигател с помощта на модулите от SimPowerSystems на програмната среда MATLAB/SIMULINK е удобно и позволява лесно внедряване в научната и учебната дейност. Лесната визуализация и обработка на данни, както от симулация, така също и от експериментални изследвания, дава възможност за използване на средствата, с които разполага програмната среда MATLAB/SIMULINK, не само като среда за

научни изследвания, но и в развойна дейност и проектантска, и инженерна работа. Възможността за комуникация на програмната среда с външни системи за сканиране на данни изключително разширява възможностите за приложение на програмните модели при изследване на електрическите машини в лабораторни условия. Лесна и бърза става ориентацията в инженерната практика, за това какво да се очаква при дадена експериментална постановка и позволява вземане на мерки за предотвратяване на нежелани ситуации в практиката.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Динов В., “Несиметрични режими и преходни процеси в електрическите машини”, ДИ “Техника”, София, 1974 г.
- [2] Pillay, P. Levin, V., "Mathematical models for induction motors", 1995 IEEE IAS Annual Meeting, October 1995, pp 606-616.
- [3] Рачев, Е., Рац, Е., Михов, М.П., “Аналитичен модел на асинхронен електродвигател за векторно управление при отчитане на насищането”, Списание Електротехника и Електроника, бр.3-4, 2008
- [4] Proca, A.V., Keyhani, A., "Identification of variable frequency induction motor models from operating data" IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 17, No. 1, March 2002, pp. 24-31
- [5] Mihov, M., Brandisky, K., Ratz, E., Mihaylova, P., “Numerical and experimental investigation of the equivalent circuit parameters of induction machine”, 51st Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Technische Universitaet Ilmenau, September 11 – 15, 2006.
- [6] Михов М.П., Рац Е.Р., Рачев Е.Х., Рац Р.Е., “Подходи за определяне на индуктивността на намагнитващия контур на асинхронен двигател”, Годишник на Техническият университет – София, Том 57, София, 2007.
- [7] Димитров, Д. Ваклев, И., Сотиров, Д., Стоянов, М., „Ръководство за изпитване на електрически машини”, Издателство “Техника”, София, 1991 г.

Автори:

Радослав Лазаров Спасов - гл. ас. д-р, кат.”Електрически машини”, ЕФ Технически университет - София, 1000 София, България, Бул. “Кл.Охридски” No.8, Бл. 12 E-mail: rls@tu-sofia.bg

Емил Христов Рачев ас. д-р, кат.”Електрически машини”, ЕФ Технически университет - София, 1000 София, България, Бул. “Кл.Охридски” No.8, Бл. 12 E-mail: emil_rachev@abv.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕФЕКТИТЕ НА ПЛАЗМЕНО ПОВЪРХНОСТНО АКТИВИРАНЕ С ДИЕЛЕКТРИЧЕН БАРИЕРЕН РАЗРЯД

Петър Динев, Диляна Господинова, Ивалина Аврамова, Тодорка
Владкова, Кармен Гайдау

Резюме: Плазмено подпомогнатата защита чрез забавители на горенето на дърво, дървени изделия и целулозни материали, на текстилни и кожени изделия е замислена и разработена като резултат от появата и развитието на плазмено подпомогната капилярна импрегнация. Предшестващото капилярната импрегнация плазмено химично активиране (и функционализиране) променя съществено електрическата, химичната и капилярната активност на порестата повърхност, което от своя страна определя подобряването на такива характеристики на импрегнационния процес като дълбочина на проникване, скорост на разпространение и адсорбция на импрегнационния разтвор, количество на сухото вещество „внедрено“ внедрено през повърхността на порестата среда.

INVESTIGATION ON DIELECTRIC BARRIER DISCHARGE SURFACE ACTIVATION EFFECTS

Peter Dineff, Dilyana Gospodinova, Ivalina Avramova, Todorka Vladkova,
and Carmen Gaidau

Abstract: The plasma aided flame retardation of wood, wooden products and cellulosic fibrous materials has been conceived and developed as a result of a plasma aided process of capillary impregnation. The dielectric barrier discharge surface pre-treatment modifies the chemical and capillary activity and improves such characteristics of the impregnation process as the penetration depth, speed of solution spreading and adsorption, and capacity of adsorbed solution. X-ray photoelectron spectroscopy (XPS) was applied to study the changed surface composition after plasma pre-treatment. The surface compositions of solid wood products, paper and board are critical to their end use performance. XPS is a powerful non-destructive surface analytical technique which provides valuable data on chemical surface composition and surface reorganization after plasma-chemical pre-treatment. The binding energy as a main characteristic of the atoms was used for elemental identification. Thermal analysis (TGA, DTA and DSC) was used to character the impact of the plasma surface activation on flame retardency of Douglas fir wood. This study was developed as part of a large investigation on chemically activated wood surface and flame retarded wood.

1. Introduction

The plasma aided flame retardation of wood, wooden products and cellulosic fibrous materials has been conceived and developed as a result of a new plasma aided process of capillary impregnation. The ability of the wood matrix to adsorb water is thus of critical importance for the water solution capillary impregnation of the wood. The plasma-chemical surface pre-treatment modifies the chemical activity of wood surface as well as its capillary activity and improves such technological characteristics of the impregnation process as the penetration depth, speed of solution spreading and adsorption, and specific quantity of adsorbed solution per unit of surface area. This allows using the plasma aided retardation as a finishing process and applying it "in situ". A system of plasma device and applicators has been created to produce cold technological plasma through dielectric barrier discharge (DBD) at atmospheric pressure and room temperature [1, 2].

It is well known that heat treatments and machining reduce the wood wettability and chemical activity by modifying this water-reactive matrix in different ways. We found earlier that the cold plasma pre-treatment of soft wood, like pine (*Pinus sylvestris*), improves technological characteristics such as a solution spreading and adsorption speed, as well as a specific amount of the adsorbed flame retardant. In this way, the plasma pre-treatment of pine wood improves its flame retardation and allows "in situ" performance of the procedure [3, 4].

Douglas fir (*Pseudotsuga*) is a largely used wood in a lot of building constructions, flooring, timbers, but its flame retardency by capillary (or surface) impregnation is difficult due to its relatively high density and surface inactivation. Therefore the impregnation of this type of wood is often performed under high pressure or vacuum, the procedure requiring complicated apparatus and machines and a simple geometric shape of the constructions, i.e. lumbers or timbers. In addition, the flame retardency is successful at flame retardant penetration depth of 10÷15 mm but than an unacceptable decrease (down to 30 %) of the wood mechanical parameters arises, [5].

We investigated the effect of plasma pre-treatment onto the wood surface activation (or functionalization) as well as the effect of different surfactant systems onto the ionic activity of the impregnation solution, both aimed at improvement of Douglas fir wood flame retardation. Some experimental results of this investigation are presented here: alteration the wood surface chemical composition or surface functionalization as a result of the cold plasma pre-treatment at atmospheric pressure and room temperature monitored by X-ray photoelectron spectroscopy (XPS-) analyses; impregnating solution impregnation on bare or plasma pre-treated Douglas fir wood without or with addition of a surfactant to the impregnating solution and the change of wood thermal degradation as a result of a flame retardation under different conditions monitored by thermal analysis (TGA, DTA, DSC).

2. Experimental

Douglas fir soft wood (*Pseudotsuga menziesii*, Canada), density of 678 g/cm³ and moisture content of 7.8 %) and pine soft wood (*Pinus Sylvestris*, Bulgaria) were used

in this investigation. Capillary impregnation test samples with size of 5x30x150 mm were manufactured by heard wood.

On the basis of the prior art as well as on a own former experience in the plasma aided impregnation of wood and wooden materials, [6, 7], an oxidative surface plasma pre-treatment on a part of the test samples was performed for 1 min in a dielectric barrier air discharge at atmospheric pressure at industrial frequency (50 Hz) and two voltage – 10 and 15 kV, oxygen and ozone or nitrogen oxides (NO_x) respectively non-equilibrium cold plasma, and increased frequency (10 kHz) at voltage of 10 kV.

The *DBD* plasma system was consisted of a coplanar shaped rectangular electrodes with one glass barrier (thickness of 3 mm) arranged closeness to grounded electrode with operating distance between high voltage electrode and barrier of 6 mm, Fig 1a. The *DBD* was assured by two different - low frequency (50 Hz) and high frequency (10 kHz), voltage generators. The wood samples were disposed in operating volume and treated for one minute (60 sec) under chosen frequencies and voltages.

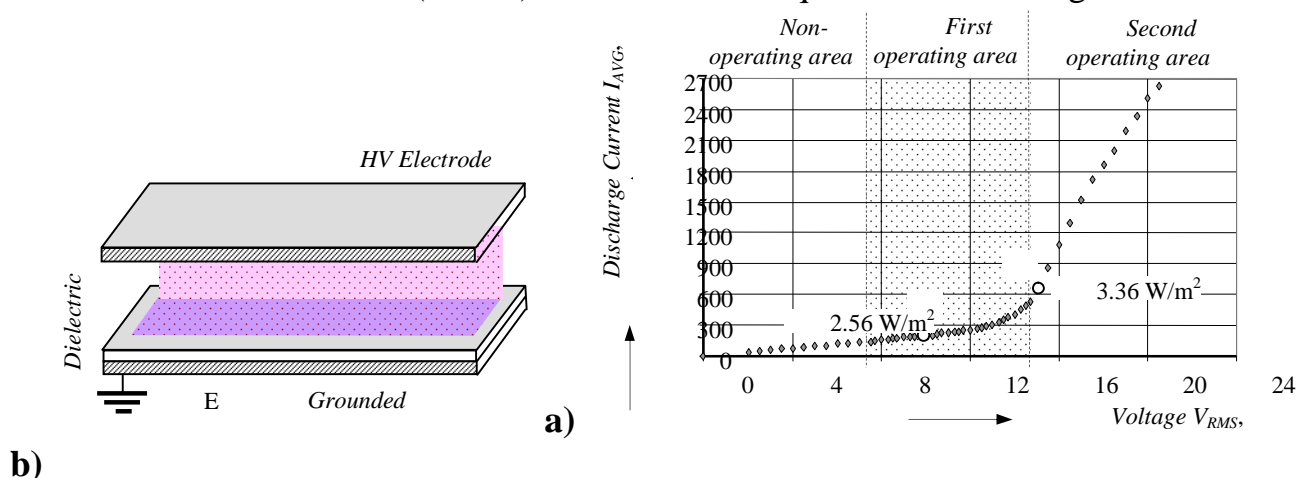


Fig. 1. Dielectric barrier discharge coplanar electrode system with one glass barrier (a), static volt-ampere characteristic $I_{AVG} - V_{RMS}$, and regimes of plasma pre-treatment at industrial frequency of 50 Hz - SO: voltage of 10 kV (*RMS*); real specific power 2.56 W/m², and SN: voltage of 15 kV (*RMS*); real specific power 3.36 W/m² (b).

A tendency to the halogen containing flame retardants replacement by halogen-free ones is observed lately because of the toxicity of the halogens, [8]. A halogen-free, phosphorus and nitrogen containing flame retardant is used in this investigation in form of 30 w. % water solution. The impregnating water solution (*FRIS*, dry substance of 30 w. %; phosphorus content of 13 w. %, pH = 7÷8 and density of 1.14 g/cm³) was based on a halogen free phosphorus and nitrogen containing flame retardant. A new flame retardant product on the basis of ortho-phosphorous acid, urea and ammonia was studied.

Wood inactivation is a surface phenomenon affecting just a thin outer layer of wood. An inactivated wood surface does not absorb capillary well an impregnating solution containing phosphorous compound as flame retardant. Plasma-chemical surface activation (functionalization) with an effective participation of ionic surfactants and silicone spreaders eliminates the inactivation-impregnating problem creating a protective flame retardant layer on the wood surface. The air plasma treatment gives different results from the nitrogen and oxygen treatments. Anionic

surfactants (*AS*, “*Aniticrystallin A*“, Chimatech, Ltd., Bulgaria) in quantity of 5 vol. %, or silicone super spreader (*SSP*, Y-17113, Momentive Performance Materials GmbH & Co. KG, Germany) in quantity of 0.1 vol. %, as well as their combinations, were used to control the ion activity of the flame retardant impregnation water solution. The capillary impregnation was performed on bare (for comparison) or plasma pre-treated Douglas fir wood samples at atmospheric pressure by spraying of the corresponding flame retardant solution (390 ml/m²).

X-ray photoelectron spectroscopy is a very powerful non-destructive surface analytical technique which provides valuable data on chemical surface composition and surface reorganization after plasma-chemical pre-treatment. *XPS* is a surface chemical analysis technique that can be used successfully to analyze the [surface chemistry](#) of a material in its "as received" state, or after some treatment such as cold plasma pre-treatment. The binding energy is a characteristic of the atoms, which can be used for elemental identification. *XPS*-analysis for this work was carried out using a photoelectron spectrometer *VGS ESCALAB Mk II* with monochromatic AlK α radiation source ($FWHM = 0.5$ eV). The angle between the directions of the incident X-ray and that of the observations (fixed by analyzer entrance slit) was 50. *XPS-spectra* are obtained by irradiating a material with a beam of X-rays while simultaneously measuring the [kinetic energy](#) and number of [electrons](#) that escape from the top 1 to 10 [nm](#) of the material being analyzed. *XPS* detects all elements with an [atomic number](#) (Z) of 3 ([lithium](#)) and above. This limitation means that it cannot detect [hydrogen](#) ($Z=1$) or [helium](#) ($Z=2$). [Detection limits](#) for most of the elements are in the [parts per thousand](#) (ppm) ranges, [9].

The interpretation of the curve fit of the carbon C_{1s} peak after *Kazayawoko* (1998) was used to interpret the changes of wood surface chemistry after plasma pre-treatment, [10]. This study was developed as part of a large investigation on plasma-chemically activated and flame retarded wood surface, [1, 3, 4, 6, and 7].

Thermal analysis – thermogravimetric analysis (*TGA*), differential scanning calorimetry (*DSC*), and differential thermal analysis (*DTA*), was performed in air at a heating rate of 50 °C /min in the temperature range of 25÷1200 °C using *Perkins-Elmer* equipment. The sample size was of about 3.0 mg.

EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

The studied plasma aided capillary impregnation is based on both: a plasma-chemical pre-treatment of the wood surface and the impregnating flame retardant solution ion activity optimization, expecting that an increase of the wood capillary activity and the impregnating solution adsorption speed and capacity would allow performance of a good enough flame retardation of porous wood surface [1, 2, 7].

The dielectric barrier discharge surface activation effects or the expected surface reorganization and alternation of the chemical composition as a result of the plasma pre-treatment as well as of the flame retardant solution impregnation were monitored directly by *XPS*-analysis, and the bare and flame protected Douglas fir wood thermal behavior – by *TGA*, *DTA*, and *DSC*-analysis.

***DBD* activation effect and surface chemical composition**

The inactivated wood surface usually contains the same components as the bulk but the proportions among polysaccharides, lignin and extractives may be

substantially different as a result of the different conditions and methods of surface formation. It is well known, [5] that a high temperature expose during drying, cutting, etc. inactivates the wood surface due to physical and chemical modifications leading to reduced ability of solutions to properly wet and penetrate. Thus, an inactivated wood surface makes difficult the impregnation. The plasma treatment cleaning the surface and changing its chemical composition impacts the surface wettability. Oxidative cold plasma treatment accompanied with an accumulation of oxygen containing groups on the surface usually increases its polarity and wettability, the effect depending on the operation conditions [1, 7].

Similar changes are the basis of the expecting *DBD* surface activation effect on the Douglas fir wood surface, plasma pre-treatment in three types of dielectric barrier discharge in air at atmospheric pressure was performed: *i*) *DBD* at industrial frequency (50 Hz) and relatively low voltage (10 kV) at which the major active species arise from ionized and activated air oxygen; *ii*) *DBD* at industrial frequency and relatively high voltage (15 kV) at which the major active species arise from ionized and activated air oxygen and nitrogen, Fig. 1; *iii*) *DBD* at high frequency (10 kHz) and relatively low voltage (10 kV) at which the major active species arise from both: ionized and activated air oxygen but the cold plasma density is higher [10, 11].

The surface chemical composition change after such plasma pre-treatment was monitored by comparative *XPS*-analysis of non-treated and plasma pre-treated Douglas fir wood samples and some results are presented in Table 1.

Table 1. Elemental composition of Douglas fir and pine heart wood surfaces before (*K*) and after plasma pre-treatment (*SO*, *SN*, *SHF*) determined from wide *XPS*-spectra.

Kind of Wood: Density, kg/m ³	Samples		Peaks	Chemical Surface Composition, at. %				
				C	O	N	nO/nC	nN/nC
Heart Douglas Fir wood (<i>Pseudotsuga menziesii</i> , Canada): 678 kg/m ³	<i>K</i> (Non-Treated)			77.69	21.79	0.52	0.28	0.0067
	<i>DBD</i> Pre-treated	<i>SO</i>	10 kV (50 Hz)	68.30	31.70	0.00	0.46	0.0000
		<i>SN</i>	15 kV(50 Hz)	69.10	29.90	1.00	0.43	0.0145
		<i>SHF</i>	10 kV (10 kHz)	74.00	25.50	0.50	0.34	0.0068
Heart Pine Wood (<i>Pinus Sylvestris</i> , Bulgaria): 371 kg/m ³	<i>K</i> (Non-Treated)			74.80	24.40	0.70	0.33	0.0094
	<i>DBD</i> Pre-treated	<i>SO</i>	10 kV (50 Hz)	70.10	28.50	0.60	0.41	0.0086
		<i>SN</i>	15 kV(50 Hz)	70.40	29.00	0.60	0.41	0.0058
		<i>SHF</i>	10 kV (10 kHz)	73.50	26.10	0.40	0.36	0.0049

The *XPS*-wide spectra of pre-treated and untreated wood samples show three peaks at 285.0, 533.2, and 400.4 eV attributed respectively to C_{1s}, O_{1s} and N_{1s}. The elements carbon (C), oxygen (O) and nitrogen (N) were detected on the investigated Douglas fir wood surfaces. The nitrogen, detected on the non plasma treated - control sample,

is most probably adsorbed on the surface from the ambient air. The atomic percents of the elements as well as of the carbon components (i.e., C1, C2 C3 and C4) were determined from the wide and high-resolution XPS-spectra - Table 1 and 2.

The presented in Table 1 data confirm the expected oxidation of the Douglas wood surface: *i*) the surface oxygen content of all Douglas fir wood plasma treated samples is higher (25.5÷31.7 at. %) as compared to that of the non-treated sample (21.79 at. %); *ii*) the total percentage of the surface carbon bonded to oxygen (the last column, Table 2) is also higher (41.9÷44.6 %) for all plasma treated samples compared to that (35.9 %) of the non-treated one; *iii*) the nO/nC ratio (Table 1) of plasma treated samples is higher (0.34÷0.46) compared to that (0.28) of the non-treated one. The plasma pre-treatment provoked oxidation of the Douglas wood surface is similar but in different degree to the plasma enhanced oxidation of the pine wood surface, Table 1 and 2.

According to *Kazayawoko et al.*, the high-resolution spectrum of the carbon peak C_{1s} showing the presence of different chemical states, or classes, of carbon on the bare wood surface (K). The C_{1s} peak was observed to consist of four main components, which were ascribed to four classes of carbon atoms present on wood surface: C1 (285.0±0.4 eV) – carbon atoms are those bonded to carbon or hydrogen atom; C2 (285.6±0.4 eV) - carbon atoms are bonded to a single non-carbonyl oxygen atom; C3 (288.0±0.4 eV) - carbon atoms are bonded to two non-carbonyl or to a single carbonyl oxygen atom, and C4 (289.5±0.4 eV) – carbon atoms are ascribed to the carboxyl oxygen group. C1, C2 and C3 states of carbon are the main components of the C_{1s} peak whereas the C4 component detects in some cases, Table 2, [10].

XPS-measurement results, Table 1 and 2, and carbon (C_{s1}) and oxygen (O_{s1}) peaks analysis, Table 2 and 3, lead to the conclusion that the air plasma-chemical surface modification of wood at atmospheric pressure by *DBD* is a useful and effective method for surface chemical activation of inactivated wood (*Douglas fir, pine*) by oxidation of lignin, resin and extractive materials. That is right because the XPS-analysis of the bare Douglas fir surface reveals by the nO/nC ratio (0.28) the existence of lignin (about 0.33), and resin and extractive materials (about 0.10) on the wood surface.

It is evident from the data in Table 2, different type of oxygen to carbon bonding (C-O; C=O; O-C-O; or O-C=O) is observed for the plasma pre-treated under different operation conditions Douglas fir wood samples, indicating the impact of the operation conditions on the wood surface oxidation. The C_{1s} peak was observed to consist a maximum increased C2 state of carbon (C-O) and increased C3 state (C=O, O-C-O) on the functionalized surface of Douglas fir wood samples (*SO*) under the first operating condition of *DBD* (50 Hz, 10 kV). The second operating condition of *DBD* (50 Hz, 15 kV) increased in maximum degree the C3 (C=O, O-C-O) and C4 state of carbon (O-C=O), but decreased the C2 state. The third operating condition of *DBD* (10 kHz, 10 kV) increased the third C2, C3 and C4 together Table 2. The air plasma-chemical functionalization of Douglas fir wood surface examined in the daylight of the alteration of carbon to oxygen bonding holds out opportunities for its controlling by the operating condition of *DBD* pre-treatment.

Table 2. Carbon peak C_{s1} components or proportions of oxygen and carbon functional groups of Douglas fir and pine heart wood surfaces before (K) and after plasma pre-treatment (SO , SN , SHF) determined from high-resolution XPS-spectra.

Kind of Wood: Density, kg/m^3	Samples		Carbon peak C_{s1} components, %					$\sum_2^3 C_i$
			C1 (C-C or C-H)	C2 (C-O, C-OH)	C3 (C=O, O-C-O)	C4 (O-C=O)	nC1/n C2	
			(285.0 ± 0.4 eV)	(286.0 ± 0.4 eV)	(288.7 ± 0.4 eV)	(289.5 ± 0.4 eV)	-	
Heart Douglas Fir wood (<i>Pseudotsuga menziesii</i> , Canada): $678 kg/m^3$	K (Non-Treated)		64.1	31.0	4.9	0.0	2.068	35.9
	DBD Pre-treat ed	SO	55.4	38.9	5.7	0.0	1.424	44.6
		SN	58.1	23.5	12.8	5.6	2.472	41.9
		SHF	57.5	35.0	6.2	1.3	1.643	42.5
Heart Pine Wood (<i>Pinus Sylvestris</i> , Bulgaria): $371 kg/m^3$	K (Non-Treated)		54.1	34.8	8.8	2.3	1.554	45.9
	DBD Pre-treat ed	SO	50.9	37.2	9.8	2.1	1.368	49.1
		SN	45.2	40.4	11.9	2.6	1.119	54.8
		SHF	45.4	40.1	12.0	2.5	1.132	54.6

The high-resolution spectrum of the oxygen peak O_{1s} includes the following main four different chemical states of oxygen atom on the wood surfaces: O1 (531.5 ± 0.4 eV) – O=C; O2 (532.5 ± 0.4 eV) – O-H; O3 (533.0 ± 0.4 eV) – O-C or H-O-H; and O4 (534.5 ± 0.4 eV) – not defined [13]. The carbon states and oxygen states are relevant – C3 to O1 and C2 to O3, but the amounts of C2 and C3 and O1 and O3 aren't corresponding. The found difference is due to the water (H-O-H) absorbed in the surface layer, Table 3.

XPS findings revealed that DBD pre-treatment increases the nO/nC ratio by oxidation of the Douglas fir surfaces and decreases the nC1/nC2 ratio, Table 2.

DBD activation effect and surface chemical composition after plasma aided impregnation

The plasma treatment cleaning the surface and changing its chemical composition impacts the surface wettability and impregnation by water solution. The surface chemical composition change after such plasma-aided impregnation with water solution containing phosphorous and nitrogen flame retardant was monitored by comparative XPS-analysis of non-treated and plasma pre-treated Douglas fir wood samples, non-corrected and corrected by anionic surfactant (of 2, 5, 10 and 20 vol. %; AS2, AS5, AS10 and AS20) flame retardant solution (FRIS) and some results are presented in Table 4.

The appearance of nitrogen (N) and phosphor (P) on the surface of the flame retarded by FRIS samples in fixed ratio nN/nP (0.58) is not a surprise having for that the flame retardant on the surface (up to 5 nm in depth) contains nitrogen and phosphorous as element and the nitrogen on the surface of the bare wood is too small

(0.58 at. %) compared to the nitrogen (5.7 at. %) on the surface after impregnation, Table 4 and 1.

Table 3. Oxygen peak O_{s1} components of Douglas fir heart wood surfaces before (*K*) and after plasma pre-treatment (*SO*, *SN*, *SHF*) determined from high-resolution XPS-spectra.

Kind of Wood: Heart Douglas Fir wood (<i>Pseudotsuga menziesii</i> , Canada)	Samples		Oxygen peak components, %					
			O1 (O=C)	O2 (O-H)	O3 (O-C; H-O-H)	O4 not-defined	C2+C3	O1+O3
			(531.5 ±0.4 eV)	(532.5 ±0.4 eV)	(533.0 ±0.4 eV)	(534.5 ±0.4 eV)	%	%
	<i>K</i> (Non-Treated)		0.0	0.0	100	0.0	35.9	100.0
	DBD Pre-treated	<i>SO</i>	3.2	0.0	91.8	5.0	44.6	95.0
		<i>SN</i>	5.5	59.9	34.6	0.0	36.3	40.1
		<i>SHF</i>	12.2	51.2	36.6	0.0	41.2	48.8

The correction in the ion activity of the impregnating *FRIS* by the supplementation of an anionic surfactant did not change materially the ratio nN/nP – from 0.58 to 0.61 at. %, but decreased the nitrogen from 5.7 to 3.7 at. %, and the phosphorous from 9.8 to 6.1 at. % on the surface, Table 4 and 5. The phosphor and nitrogen containing flame retardant penetrated in depth of the wood matrix without changing its chemical composition.

Table 4. Elemental composition of Douglas fir heart wood surfaces flame retarded by capillary impregnation (*FR*) and plasma-aided capillary impregnation determined from wide XPS-spectra.

Impregnated Samples	Peaks	Chemical Surface Composition, at. %				
		C	O	N	P	nN/nP
<i>FR</i>	Non-treated	46.6	37.9	5.7	9.8	0.58
<i>P110-FR</i>	<i>DBD</i> pre-treated	53.8	32.3	4.8	9.1	0.53
<i>P115-FR</i>		61.9	30.0	3.5	4.6	0.76
<i>PIHF-FR</i>		52.2	35.4	5.3	7.1	0.75

The other way about the plasma-aided impregnation with basic *FRIS*, *DBD* pre-treatment changed materially the ratio nN/nP – from 0.58 to 0.53 (0.76 and 0.75) at. %, Table 4. Generally, the phosphorus and nitrogen are simultaneously reduced (below 9.8 at. %) if an ionic surfactant presents in the *FRIS*, Table 4 and 5. These results indicating that the reduction of the phosphorus and nitrogen content on the surface is most probably due to quick penetration of the impregnating solution in the bulk of the wood. The more significant decrease of the phosphorus and nitrogen content on the surface with the increase of the anionic surfactant amount, Table 5, compare samples *PIHF-FR-AS2* - *PIHF-FR-AS20*, as well as the almost constant nN/nP ratio on the compared surfaces confirms this supposition.

It is not the same case of the plasma pre-treated wood or the plasma-aided impregnation. The comparison of the surface elemental composition of Douglas fir samples impregnated with the basic *FRIS* (without surfactant addition) plasma pre-treated and non pre-treated shows some significant differences in the phosphorus and nitrogen content on the non treated and plasma pre-treated surfaces varying in dependence on the operation conditions of the plasma treatment, Table 4 and 5. It should be marked also, that nN/nP ratio of the plasma non pre-treated sample (of 0.58) differs significantly from that of the plasma pre-treated samples.

This indicates that some chemical interactions between the plasma pre-activated wood surface and the flame retardant occurs changing otherworld almost constant nN/nP ratio. If we have for that the plasma pre-treatment alters the chemical reactivity of the wood surface by accumulation mainly of oxygen containing groups (Table 1 and 2) most probably they interact somehow with the flame retardant.

Table 5. Elemental composition of Douglas fir wood surfaces flame retarded by anionic surfactant (AS) aided capillary impregnation (FR-AS) and plasma-aided capillary impregnation (PI-FR-AS) with different amount of surfactant (2, 5, 10, and 20 vol. %) determined from wide XPS-spectra.

Impregnated Samples	Peaks	<i>Chemical Surface Composition, at. %</i>				
		C	O	N	P	N/P
FR-AS2	Non-treated	62.0	28.2	3.7	6.1	0.61
PI10-FR-AS2	<i>DBD-LF</i> pre-treated	66.2	25.9	2.9	5.0	0.58
PI15-FR-AS2		50.2	36.8	5.6	7.4	0.76
PIHF-FR-AS2	<i>DBD-HF</i> pre-treated	53.2	34.0	5.8	7.0	0.83
PIHF-FR-AS5		59.8	30.8	4.1	5.3	0.77
PIHF-FR-AS10		53.3	36.2	3.6	6.9	0.52
PIHF-FR-AS20		58.9	35.7	2.2	3.2	0.69

***DBD* activation effect by thermal (TGA, DTA and DSC) analysis**

Solid materials do not burn directly: they must be first decomposed by heat (pyrolysis) to release flammable gases. Visible flames appear when these flammable gases burn with the oxygen in the air. If solid materials do not break down into gases, than they will only smolder slowly and often self extinguish, particularly if they char and form stable carbonaceous barrier which prevents access of the flame to the underlying material. Materials like wood burn vigorously because once ignited, the generated heat breaks down the long-chain molecules to smaller fragments transpiring as gases. The gas flame maintains itself by the action of high energy species (that is H^+ and OH^- in the gas phase) decomposing the molecules to free carbon that can react with the air oxygen to “born” CO, generating heat energy. The

different types flame retardants inhibit the flaming process on different mechanisms, [8].

The most common and best known fire retardance methods for wood are based on changing the pathway of pyrolysis. In this simple and inexpensive method, wood is treated with a substance that enhances the pyrolysis reaction of cellulose through the pathway leading mainly to char formation. Ideally, the reactions would proceed so that cellulose decomposes to char and water: $(C_6H_{10}O_5)_n \rightarrow n(6C + 5H_2O)$, [12].

It is well known, [8, 12], that the phosphorus containing flame retardants act efficiently in the solid phase of the burning material. Under heating they deliver polymeric forms of the phosphoric acid that forms glassy layer inhibiting the pyrolysis process by braking down the material charring and flammable gases release necessary to feed the flame. The delivered phosphoric acid is able to do both, to suppress a glucosans formation and to block the flammable volatile products release. Substances influencing on pyrolysis often react with the hydroxyl group attached to the sixth carbon atom of cellulose molecule, leading eventually to the stabilization of the structure through the formation of a double bond between the fifth and sixth carbon atom. This action mode leads to predominant char formation than flammable gases. Hence the pyrolysis with char formation gets a priority in presence of the phosphorous flame retardant. The char barrier layer grows and thus cut off the head and oxygen transfer to pyrolysis zone. At the same time it doesn't allow the flammable gases to pass trough and flame spreading is stopped. The thickness and morphology of the "char barrier" determine the quality of the flame retardency. The phosphorus and nitrogen containing flame retardants combine the flame retarding mechanisms of both phosphorus and nitrogen compounds with synergetic effects reinforcing their function.

Thermal analysis – *TGA*, *DTA* and *DSC*, was employed for evaluation of the influence of wood treatment on pyrolysis and combustion. Thermal analysis gives basic information on the mechanism of thermal decomposition, ignition and burning as well as data on the wood treatments and modification.

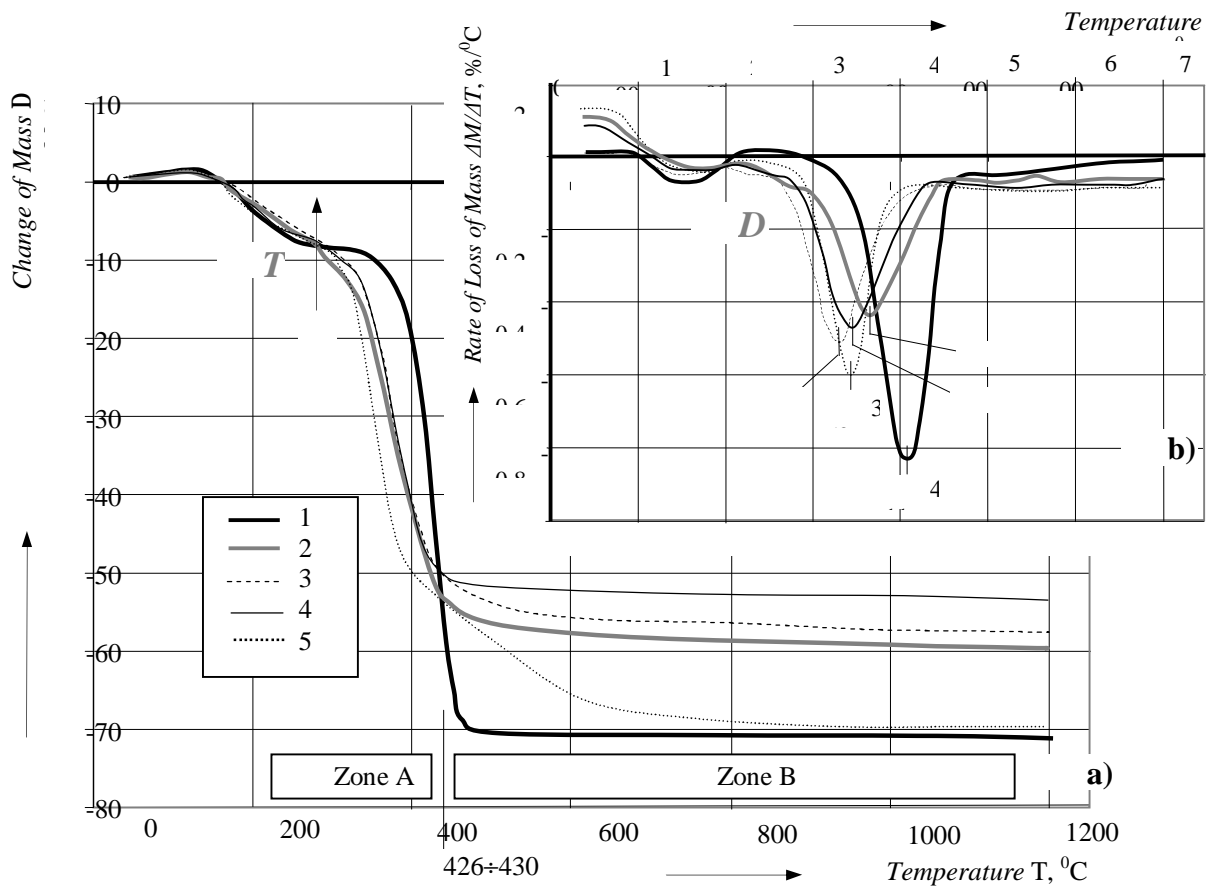


Fig. 2. Thermal analysis – TGA (a) and DTGA (b) spectra, of bare Douglas fir wood (1), flame retarded wood by capillary FRIS impregnation with 2 vol. % of anionic surfactant (2) and flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation at different operating rate of DBD pre-treatment: 3 – low frequency (50 Hz) DBD at 10 kV; 4 - low frequency (50 Hz) DBD at 15 kV, and 5 - high frequency (10 kHz) DBD at 10 kV (at 50 °C/min).

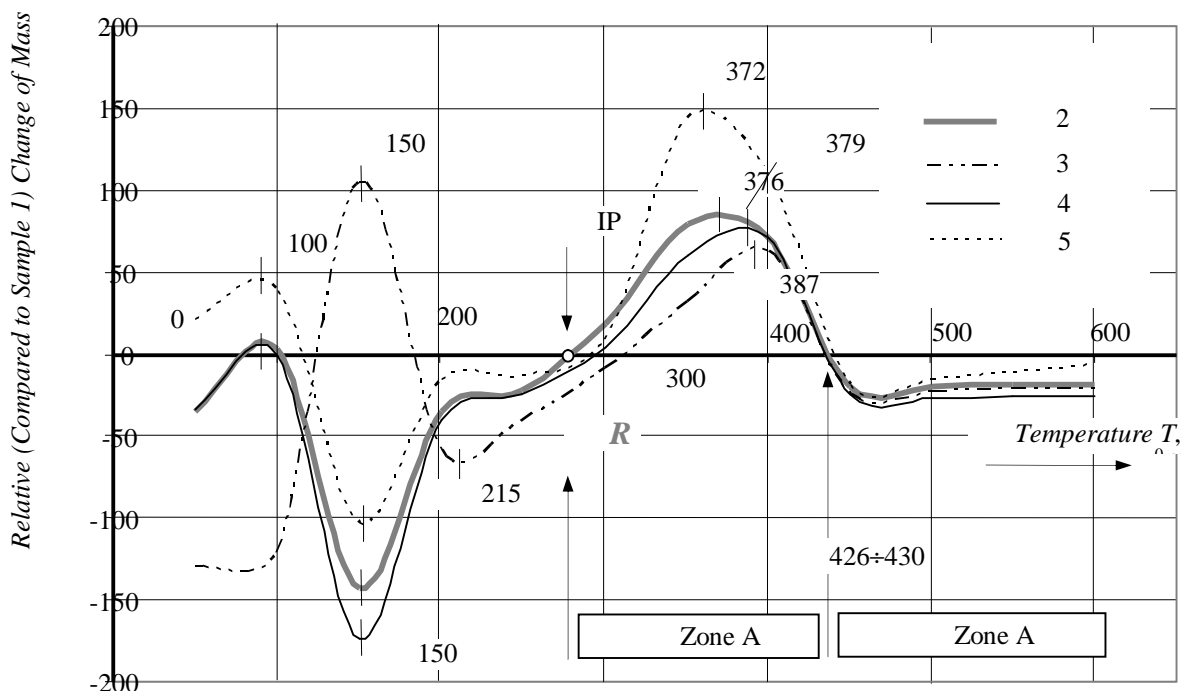
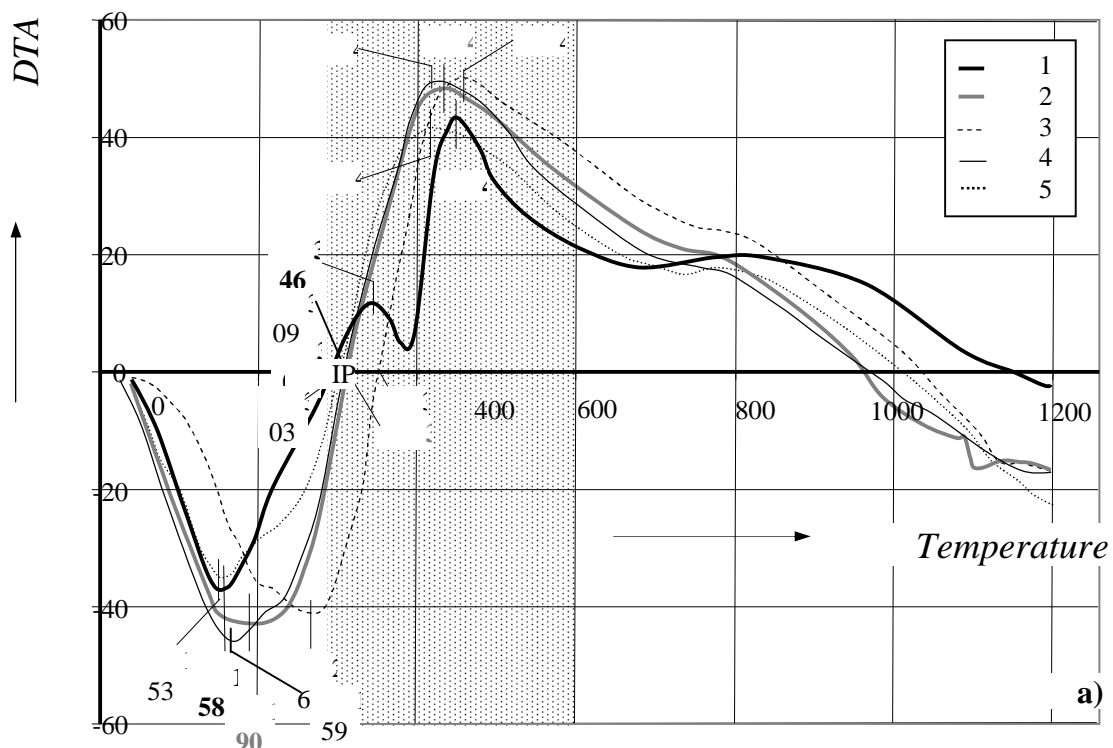


Fig. 3. Thermal analysis – *TGA* spectra, or relative change of mass obtained in comparison with the bare Douglas fir wood, of bare Douglas fir wood (1), flame retarded wood by capillary *FRIS* impregnation with 2 vol. % of anionic surfactant (2) and flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation at different operating rate of *DBD* pre-treatment: 3 – low frequency (50 Hz) *DBD* at 10 kV; 4 - low frequency (50 Hz) *DBD* at 15 kV, and 5 - high frequency (10 kHz) *DBD* at 10 kV (at 50 °C/min).The.

A clear distinction should be made between fire barrier assemblies which utilize fire resistant materials (rated) and flame or fire retarded materials (indexed). The terms seem alike and are often confused but are quite distinct. Fire rated materials prevent ignition over fixed length of time. Fire retarded materials, on the other hand, will ignite. They slow down, however, the flame spread and smoke development of the burning material. Fire retardant materials are typically used by the building codes regulation for interior finish materials. A low flame spread materials will not necessarily improve the performance of a fire rated assembly.

When a wood product burns at a constant rate of heat release per unit area, the boundary between the pyrolysed material and the intact wood, i.e. the pyrolysis front, proceeds to the wood in depth direction. Since all pyrolysing wood can be considered to char, the *charring rate* corresponds to the propagation rate of the pyrolysis front. Charring rate is an essential quantity for the fire resistance of wooden structures, because the wood under the char layer preserves its original properties. Important factors for the charring rate of wood are the density, the external heat flux and the moisture content. Charring rate decreases with increasing density according to the power law – Douglas fir wood belong to the class of high density woods (678 kg/m³), i.e. its charring rate is about 1 mm/min. Charring rate is not generally much influenced by fire retardants. However, the char yield is usually increased quite a lot, that might contribute to the protection of the wood core, [12].



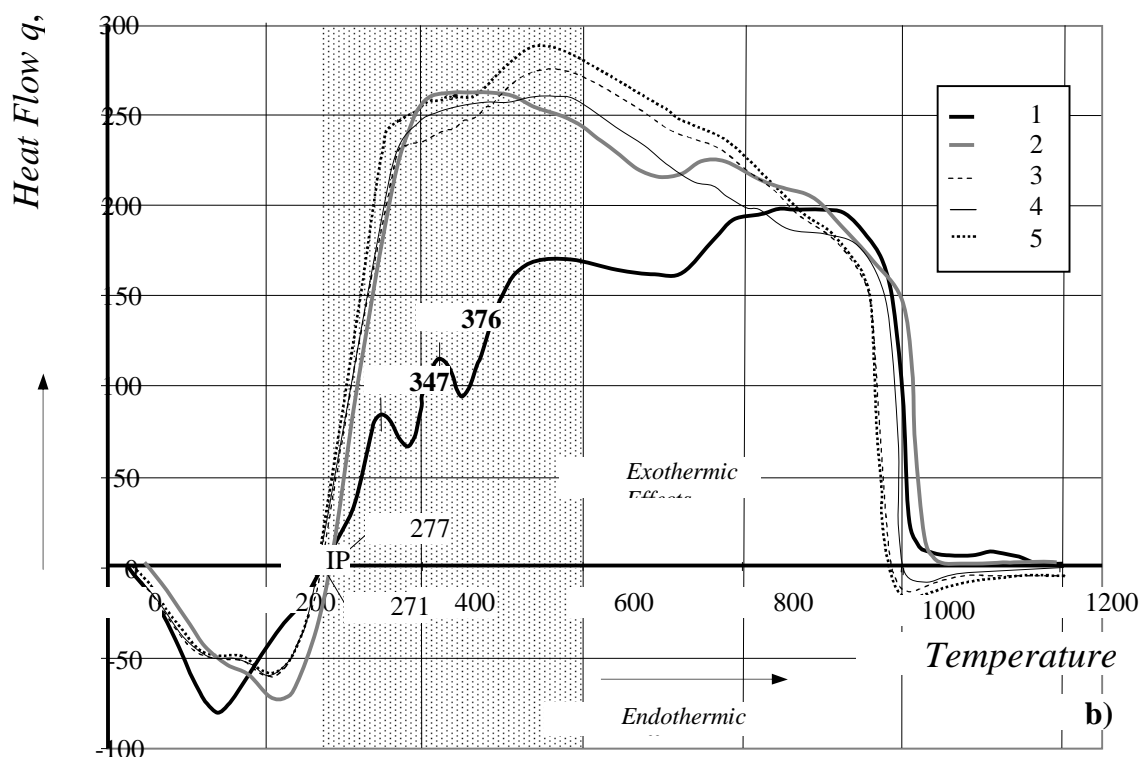


Fig. 4. Thermal analysis – *DTA* (a) and *DSC* (b) curves, of bare Douglas fir wood (1), flame retarded wood by capillary *FRIS* impregnation with 2 vol. % of anionic surfactant (2) and flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation at different operating rate of *DBD* pre-treatment: 3 – low frequency (50 Hz) *DBD* at 10 kV; 4 - low frequency (50 Hz) *DBD* at 15 kV, and 5 - high frequency (10 kHz) *DBD* at 10 kV (at heating rate of 50 °C/min).

However, the correlation between results of thermal analysis - *TG* (*DTG*), *DTA* and *DSC*, and the real fire behavior of wood was not established yet, [13]. Usually the thermal analysis is carried out at thermodynamically stable equilibrium, i.e. the temperature rate below to the 4÷10 °C/min range. The real fire reach the flashover (about 600 °C) for ten minutes and the relevant heating rate is essentially higher – from 50 to 60 °C/min. One better approximation to real fire might be a thermal analysis at increased rate of heating (50 °C/min) closer to the real fire condition.

TG and *DTG analysis* curves of the above described samples are presented in Fig. 2a. The mass loss at all studied samples in the first temperature zone (up to the ignition point) is slight due to a release of a small amount of inflammable volatile substances and the differences between the samples indicate their different dehydration and decomposition.

The intense pyrolysis of the non-protected wood sample, Fig. 2a, *TG*-curve 1, in the flaming zone (the first after the ignition point) is accompanied with a very sharp mass loss (more than 60 %) due to a formation of a lot of low molecular weight flammable volatile products whereas suppressed flaming and started below ignition point (*IP*) glowing with coal char formation is visually observed for all flame retarded samples, Fig. 2a, *TG*-curves 2÷5, accompanied with less mass loss compared to the control wood sample. The *DBD* pre-treatment effect on the flame retardency for different operational conditions, Fig.2b, *DTG*-curves 3÷5 was expressed by the appearance of the main peak at lower temperatures (322, 347, 350 °C) comparing to

the flame retarded wood sample (365 °C), i.e. it reinforced the flame retardancy effect, in comparison with bare wood (411 °C). The formation of protective barrier char layer started earlier and finished before the flaming start of the bare wood, Fig. 2b. This *DBD* pre-treatment effect attended with a well expressed growth of the loss of mass compared to the bare wood. The built char barrier (in temperature zone A) retarded the loss of mass of flame retarded samples after 426÷430 °C (zone B), Fig. 3. The total mass loss at the 600 °C of *DBD*-aided flame retarded samples was 52, 55 % for low and 66 % for high frequency *DBD*, against 58 % for flame retarded wood samples and 71 % for bare wood.

DSC and *DTA* curves of the flame retarded wood, Fig. 4, curves 2÷5, to that of the bare wood, curve 1, demonstrated significant alterations of the thermal effects and the head flow in all above described temperature zones indicating in this way that the used flame retardant and *DBD* pre-treatment influenced all steps of the wood pyrolysis and burning.

The comparison of curve 2 to curve 1, Fig. 4a, shows: *i*) a slight shift of the *IP* to the higher temperature – from 300 °C for the bare wood and up to 303÷350 °C for the flame protected one; *ii*) the appearance of an enlarged endothermic peak at 190 °C for the flame retarded wood evidently is connected to the thermal decomposition of the used flame retardant; *iii*) the observed for bare wood flaming peak at 346 (347) °C is suppressed and absorbed by an enlarged charring peak at 433 °C for flame retarded wood. Such large peak relevant to the building of the protective char barrier is observed too after the *IP* at different temperature for *DBD* pre-treatment flame retarded wood: 421 and 431 °C for low and 455 °C for high frequency *DBD*. A significant difference was found using *FRIS* lead to an enlarged total exothermic effect in comparison with the bare wood, Fig. 3b. *DBD* pre-treatment at the same time improves the flame retardancy and diminishes this total exothermic effect but it remains higher than the bare wood one.

3. Conclusion

As a result of the carried out experimental investigations on the *DBD* pre-treatment effects on the Douglas fir surface chemistry and flame retardancy after capillary (surface) impregnation with phosphor and nitrogen containing flame retardant we are in position for the following main conclusion:

1. The Douglas fir wood surface is very sensitive to the ionic activity of the impregnation water solution;
2. The Douglas fir wood plasma or *DBD* pre-treatment have significant influence over the ionic surface balance of the wood, keeping its amphoteric character;
3. *DBD* pre-treatment at different operation conditions has as result the change of the surface chemistry – an oxidation of the wood surface is realized;
4. Both the cold plasma pre-treatment (or chemical surface modification) and the control of the *FRIS* ionic activity by different surfactants (spreaders) offer some possibilities for the improvement of capillary (surface) impregnation process and the flame retardancy of Douglas fir wood;
5. Plasma-aided capillary impregnation process with ion active flame retardant

water solutions give new opportunities for improvement of the flame retardency of wood and wood products and can be adopted as an universal approach to the impregnation processes;

Acknowledgments

The financial support of the National Science Fund, Ministry of Education and Science of Bulgaria, for the Bulgarian-Romanian Bilateral Research Project „*Development of New Properties by Surface Modification of Polymers Based Materials*” is gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and E. Chen. Plasma aided surface technology for modification of materials referred to fire protection. *Problems of Atomic Science and Technology*, 2008, 6; Series Plasma Physics (14), pp. 198÷200.
- [2] Dineff, P., L. Kostova. Method for Plasma Chemical Surface Modification. H05H 1/24, International Patent Publication No.: WO Patent 2006/133524 A2; International Patent Application No.: PCT/BG2006/000012; Priority Date: 14.06.2005 (109189); Publication Date: 21.12. 2006.
- [3] Dineff, P., D. Gospodinova. Electrode Configuration and Non-Uniform Dielectric Barrier Discharge Properties. XVI-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies “SIELA 2009”, 04÷06 June 2009, Bourgas, Bulgaria; Proceedings, 2009, vol. 1, pp. 79÷88.
- [4] Dineff, P., D. Gospodinova. Atmospheric pressure plasma polymer modification - new visions, challenges and solutions. II. International Conference on Challenges in Higher Education & Research in the 21-st Century, Sozopol, Bulgaria. Proceedings of Papers, Heron Press, Sofia, 2004: pp. 193÷196.
- [5] Sernek, M. Comparative analysis of inactivated wood surfaces, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, 2002.
- [6] Vladkova, T., P. Dineff, and D. Gospodinova. Wood flour - New filler for rubber processing industry II. Cure characteristics and mechanical properties of NBR compounds filled by corona-treated wood flour, “*J. Appl. Polym. Sci.*”, 91(2), 883 (2003)
- [7] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and C. Erfan. New attempt at plasma aided flame retardation in wood and cellulosic fibrous materials. XX-th Congress of The Society of Chemist and Technologist of Macedonia “BICONGRESS 2008”, Ohrid, Macedonia, 17÷20 September, 2008. Proceedings of papers, 2008, PPM-11-E.
- [8] Flame Retardants – Frequently asked questions. Website of European flame retardants association (EFRA): www.cefic-efra.org.
- [9] Beecher, J., C. Frihart: X-ray Photoelectron Spectroscopy for Characterization of Wood Surfaces in Adhesion Studies. *Wood Adhesives 2005: Session 1A – Analytical Techniques*, pp. 83÷89.

- [10] M. Kazayawoko, J. Balatinecz, R. Woodhams and R. Sodhi, XPS of lignocellulostic materials treated with maleated polypropylens, Journal of Wood Chemistry and Technology, Vol. 18, Issue 1, pp. 1÷26 (1998).
- [11] Östman, B., L. Tsantaridis. Heat Release and Classification of Fire Retardant Wood Products. Fire and Materials, 1995. Vol. 19, Issue 6, pp. 253÷258.
- [12] Hakkarainen, T., E. Mikkola, B. Östman, L. Tsantaridis, H. Brumer, P. Piispanen. Inovative Eco-Efficient High Fire Performance Wood Products for Demanding Applications. State of The Art, Inno Fire Wood, March, 2005, pp. 2÷47.
- [13] Helwig, M. Methods of Testing the Flammability of Treated Wood. Meeting of Working Group COST Action E37: Sustainability Through New Technologies for Enhanced Wood Durability, Hamburg, Germany, 08.-09.11.2004.

Автори:

Петър Динев и **Диляна Господинова** са от катедра „Електрически апарати” на Електротехническият факултет на Техническият университет – София, 1000 София, бул. „Св. Климент Охридски” № 8; електронна поща: dineff_pd@abv.bg; dilianang@abv.bg;

Ивалина Аврамова е от Института по обща и неорганична химия на Българската академия на науките, 1113 София, ул. “Акад. Георги Бончев” № 11, електронна поща: iva@igic.bas.bg;

Тодорка Владкова е от катедра „Полимерно инженерство” на Химико-технологичния и металургичен университет, 1000 София, бул. „Св. Климент Охридски” № 8; електронна поща: tgv@uctm.edu;

Кармен Гайдау е от Националния изследователски институт по текстил и кожи – Институт по кожарска и обувна промишленост, Румъния, 031215 Букурещ 3, ул. „Йон Минулеску” № 93.

Authors:

Peter Dineff and **Dilyana Gospodinova** are with the Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering on Technical University of Sofia, 8 St. Kliment Ohridski Blvd., Sofia 1000, Bulgaria; e-mail: dineff_pd@abv.bg; dilianang@abv.bg;

Ivalina Avramova is with Bulgarian Academy of Science, Institute of General and Inorganic Chemistry, 11 Acad. Georgi Bonchev Str., Sofia 1113, Bulgaria; e-mail: iva@igic.bas.bg;

Todorka Vladkova is with the Department of Polymer Engineering on University of Chemical Technology and Metallurgy, 8 St. Kliment Ohridski Blvd., 1000 Sofia, Bulgaria; e-mail: tgv@uctm.edu;

Carmen Gaidau is with National R&D Institute for Textile and Leather, Division–Leader and Footwear Research Institute, 93 Ion Minulescu Str., 031215, Bucharest 3, Romania; e-mail: carmen.gaidau@icpi.ro.

МАГНИТНО СТИМУЛИРАНЕ НА БАРИЕРЕН РАЗРЯД В УСЛОВИЯТА НА НАДЛЪЖНО МАГНИТНО ИЗОЛИРАНЕ

Петър Динев, Диляна Господинова, Райна Ценева

Резюме: *Магнитното поле може да задържи електроните, както в напречно, така и в надлъжно направление. Това позволява да бъдат създадени подходящи конфигурации на магнитното поле, които могат да задържат електроните в ограничен обем за неограничено дълго време - достатъчно, за да се усили наследствеността при смяна на полярността на електродите. Така към двата известни механизма на „наследствена памет” – дискретната пространствена структура на положителния заряд, която остава „да живее” след елементарния разряд, и повърхностно разпределената върху диелектричната бариера дискретна структура от електрони, захванати в повърхностния слой, трябва да се прибави и възможността да бъдат създадени магнитни граници, които да осигурят дълъг живот на електроните в магнитно изолирани обеми от работната междина.*

MAGNETIC STIMULATED DIELECTRIC BARRIER DISCHARGE TO TERMS OF LONGITUDINAL MAGNETIC ISOLATION

Peter Dineff, Dilyana Gospodinova, and Rajna Tzeneva

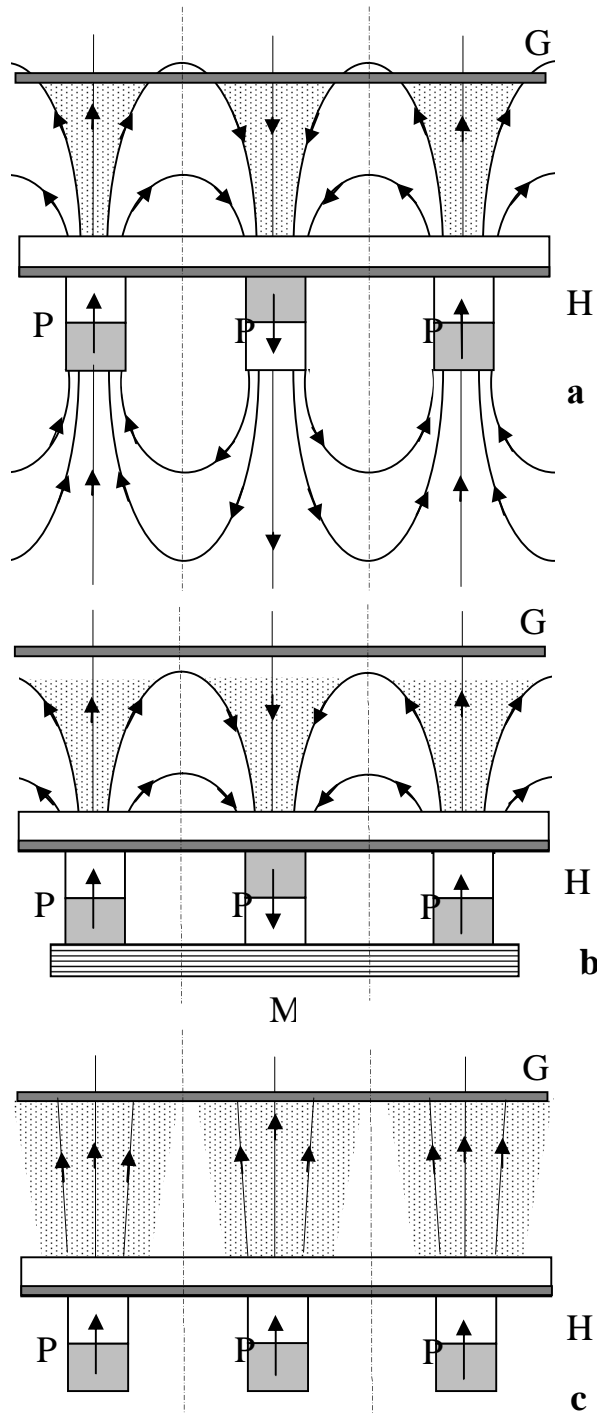
Abstract: *The magnetic field can hold electrons as in the transversal and longitudinal direction. This allows creating the appropriate configurations of the magnetic field that can hold electrons in a limited volume for unlimited period of time - enough to increase “inherited memory” when switching the polarity of the electrodes. So the two well known mechanisms of “inherited memory” - a simple discrete spatial pattern of positive charges, which remains “live” after the dying of elementary discharges, and the discrete surface pattern of trapped electrons on the dielectric barrier surface, have to be added the possibility to create suitable magnetic boundaries to ensure long life of electrons in magnetically separate volumes part of the working gap. This study was developed as part of a large investigation on magnetic stimulation of dielectric barrier discharge at atmospheric pressure in air.*

1. Въведение

Въпреки подробното описание на магнетронния ефект, неговото практическо използване при неравновесните електрически разряди, както и възможното магнитно стимулиране на бариерните разряди при атмосферно налягане остават неизвестна и неизползвана възможност за управление на тяхната неравновесност, [1÷5].

Внасянето на бариерния разряд във външно постоянно магнитно поле добавя ново силово въздействие върху електроните и увеличава тяхната подвижност.

Независимо от направлението на външното магнитно поле спрямо електрическото поле на разряда – надлъжно или напречно (магнетронен ефект), то се явява инструмент за изменение (увеличаване) на неравновесността на атмосферния бариерен разряд. В този смисъл се възприема представата за



Фиг. 1. Магнитни структури, създаващи (а, б) и не създаващи (с) т.нар. магнитна граница (стена) в областта на високоволтовия електрод и диелектричната бариера.

HVE – високоволтов електрод; *GE* – заземен противоелектрод; *B* – диелектрична (стъклена) бариера; *PM* – постоянни (редкоземни) магнити; *MC* – магнитопровод. Защрихованите области на работната междина показват „коридорите“ за достъп на електроните до диелектричната бариера.

магнитна стимулация на неравновесните електрически разряди при високо (атмосферно) налягане, [6].

Изследвания върху получаването на хомогенен бариерен разряд, [1, 4 и 5], определят условията за неговото получаване така:

- съществуват, или се появяват, множество електрони, които стават начало на паралелно развиващи се електронни лавини – лавинен стадий на разряда;

- стримерна форма на разряда се осъществява при достигане на критична стойност на т.нар. критерий на *Meek* ($a.d \geq 20$, $n_e \geq 3 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-3}$, $E_0 = 26 \text{ kV/cm}$);

- преходът към стримерна форма на разряда се затруднява от електрическото взаимодействие между две съседни лавини, което означава, че електрическото взаимодействие между паралелно развиващите се лавини отнема този преход към по-висок критичен интензитет.

Така формираните предпостави за развитие на бариерния разряд се изграждат изключително върху електростатичния характер на взаимодействията между обемните заряди, диелектричната бариера и електродите – теория на *Townsend*-

Meek. Ако се отчете, обаче, динамиката на развитие на микроразрядите, на лавинния и на стримерния стадий, то може да се предполага, че елементарните електромагнитни взаимодействия също така трябва да оказват съществено влияние върху формите и развитието на бариерния разряд. Това е доказано експериментално по два начина: *първо*, чрез използването на един и два феромагнитни (студено валцувана електротехническа стомана) електрода; *второ*, чрез създаването на външно постоянно магнитно поле в работната междина – между единия от двата електрода и диелектричната бариера, [7, 8].

Съществуват три подхода за анализ на експериментално доказаното от нас магнитно стимулиране на бариерния разряд във външно магнитно поле, което се изразява в значимо нарастване на активната мощност на разряда в различните операционни режими:

- *първият*, се основава върху действието на известната лоренцова сила върху траекторията на електрона, увеличаването на вероятността за ударно взаимодействие с тежката компонента на неравновесната плазма и увеличаване на вероятността за електромагнитно взаимодействие между всеки две съседни лавини, което променя съществено условията за преход към стримерна форма на горене на разряда;

- *вторият*, се основава отново върху действието на лоренцовата сила върху траекторията на електрона, но ударението се поставя върху ефекта на т.нар. магнитно огледало (или магнитна тапа), който позволява отражение на голяма част от електроните от външното магнитно поле с голяма плътност и силно влияние върху стримерните стадии на развитие на бариерния разряд – на катодно и анодно насочени стримери;

- *третият*, се основава върху единната представа за действието на лоренцовата сила, която включва: и удължаването на живота на електроните при движението им към анода при нарастване на вероятността за ударна йонизация в лавинния стадий на развитие на разряда; и ефекта на магнитно огледало, което създава условия за проява на нов ефект на памет (на наследяване) при развитието на разряда – част от електроните се наследяват от развиващите се стримери, а друга част от започващия нов разряд след смяната на полярността на електродите.

ЗАДАЧАТА на тази работа е да съпостави две еднакви по структура конфигурации от постоянни магнити, но различаващи се съществено с това, че в единия от случаите конфигурацията образува т.нар. магнитна граница върху повърхността на диелектричната бариера като постоянните магнити са с редуваща се полярност, а във втория от изследваните експериментално случаи постоянните магнити имат еднаква полярност, т.е. не образуват магнитна граница, фиг. 1.

2. Ефект на магнитно отражение и магнитно огледало (граница)

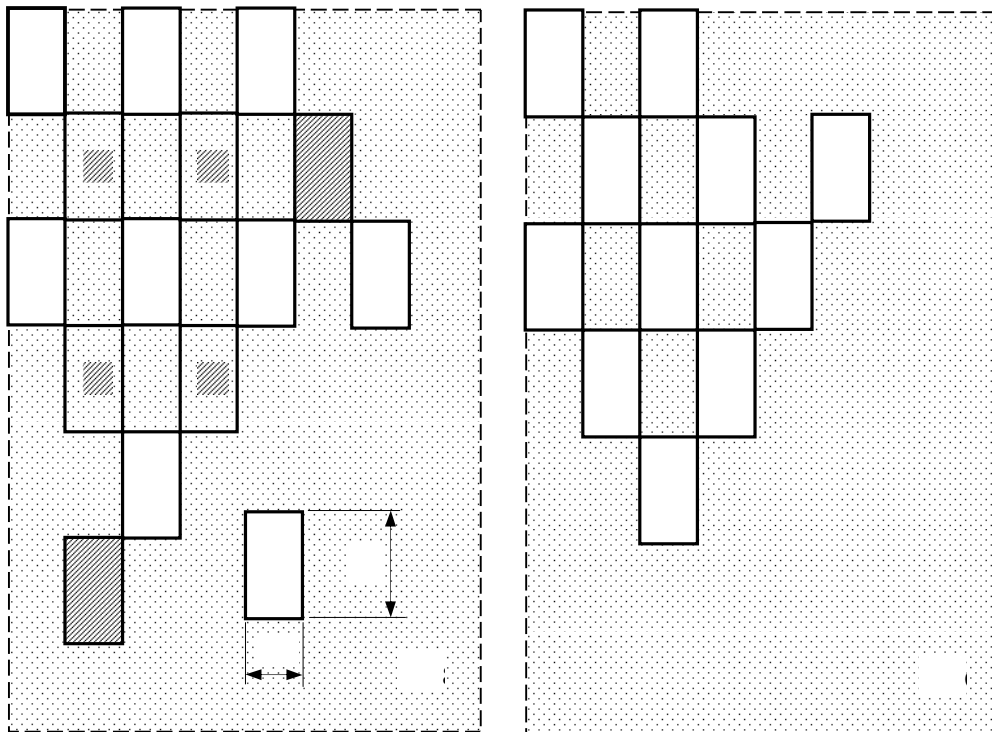
Надлъжното задържане на движещия се по посока на нарастване на магнитната индукция B електрон е резултат от непрекъснатото нарастващата лоренцова сила при навлизането на електрона в магнитното поле - $F_L = e$

$[J_{\perp} \cdot B_R]$, където e е зарядът на електрона; J_{\perp} - напречната на магнитното поле скорост на електрона, който се движи по ларморова окръжност с радиус $r_B = (m_e \cdot J_{\perp}) / (e \cdot B)$ около магнитната силова линия; B_R – радиалната компонента на магнитната индукция, [9].

Съществува т.нар. *точка на отражение*, в която скоростта на навлизане J_{\perp} на електрона в нарастващото магнитно поле става равна на нула, докато напречната скорост J_{\perp} достига достатъчно голяма стойност и електронът започва да се движи в обратна посока навън. Не всички електрони, обаче, се отразяват по този начин – тези, които имат достатъчно висока скорост преминават. Съществува *конус на преминаване*, т.е. електроните, които се движат около магнитните силови линии вътре в този конус (под критичния ъгъл на конуса) преминават, докато тези извън конуса се отразяват или търпят пълно магнитно отражение.

Принципът на „магнитното огледало” се използва широко за създаването на магнитно изолирани повърхности и затворени обеми, [9].

На тази теоретична основа може да се приеме за изследване възможността на повърхността на диелектричната бариера да се създаде „магнитно огледало”, или магнитно изолирана граница, чрез използването на подходяща структура от постоянни редкоземни магнити, фиг. 1а и б.



Фиг. 2. Магнитни структури от постоянни редкоземни магнити, създаващи (а) и не създаващи (б) магнитно огледало (стена) в областта на диелектричната бариера.

Една нова пространствена ориентация на постоянните магнити, фиг. 1с, води до практически хомогенно магнитно поле и до рязко нарастване на граничния ъгъл на преминаване – практически всички електрони достигат до повърхността на диелектричната бариера.

За целите на експерименталното изследване се реализират три конфигурации на постоянните магнити – *първата*, представлява плоскопаралелна (копланарна) двуелектродна система с асиметрично разположение на диелектричната бариера откъм високоволтовия електрод без постоянни магнити, създаващи външното магнитно поле; *втората*, представлява същата електродна система с „магнитно огледало”, образувано от шахматно разположените от страната на високоволтовия електрод (*HV-E*) правоъгълни постоянни магнити с периодична промяна на полярността **S-N-S**, фиг. 1a; *третата*, представлява същата електродна система с „магнитното огледало”, но с магнитопровод откъм обратната страна на електрода, който я затваря едностранно - асиметрична магнитна система **S-N-S**, и променя (увеличава) критичния ъгъл на конуса на преминаване, фиг. 1b; *четвъртата*, представлява същата електродна система без магнитопровод, но с шахматно разположение на постоянните магнити и еднаква полярност **N-N-N**, т.е. тя няма “магнитно огледало”, фиг. 1c.

Магнитните структури се реализират с два вида постоянни магнити, които се различават съществено по магнитните си характеристики – с анизотропни стронциеви и редкоземни магнити.

3. Експериментални изследвания

Изследванията се провеждат върху плоско-паралелна (копланарна) електродна система чрез външната характеристика на атмосферния бариерен разряд (средна стойност на разрядния ток – ефективна стойност на пада на напрежението върху електродната система), снета при дискретно изменение на въздушната (работната) междина d : 1, 3, 6, 9, 12 и 15 mm.

Методът на статичната волтамперна характеристика е в сила за газови смеси (и за въздух) при различни налягания, независимо от размерите на изследваната двуелектродна разрядна система. Освен това, анализът на волтамперната характеристика позволява да бъдат определени параметрите на операционните режими на горене на атмосферния бариерен разряд, критичните параметри на запалване на разряда и преходите от един към друг операционен режим, и напрежението на горене, което се явява основна характеристика на всеки от операционните режими, и накрая, функционалната зависимост между активната мощност и приложеното променливо напрежение, [7].

Средната стойност на плътността на тока (AVG) се измерва директно при захранване на електродната система с напрежение с индустриална честота (50 Hz), а при известна активна площ на електродите се изчислява съответната средна стойност на плътността на тока. Повърхнинната плътност на активната мощност p_s се изчислява по известната методика на *Динев-Господинова*, [7].

Повърхнинната плътност на активната мощност, респективно активната мощност, се възприема като количествена мяра не само на елементарните процесите в плазмата (дисоциация, йонизация, рекомбинация), но и на всички химични промени, протичащи с обмен на електрони вътре в обема на разряда и върху повърхността на “потопените” в плазмата подложки. В този смисъл,

зависимостта на повърхнинната плътност на мощността p_s от приложеното напрежение U върху електродната система се разглежда като основна технологична характеристика на разряда, [7].

Диелектричната бариера (В) е изработена от лист алкално стъкло с една и съща дебелина при всички изследвани електродни системи: $b = 3 \text{ mm} = \text{const}$. Тя е изработена от алкално стъкло със следните електрически параметри: относителна диелектрична проницаемост $\epsilon_r = 10$; специфично обемно електрическо съпротивление $r_V = 10^9 \Omega\text{m}$; тангенс от ъгъла на диелектричните загуби $\text{tg } d = 25$ (при 20°C). Разположена е асиметрично в близост до високоволтовия електрод (HV-E). Диелектричната бариера, високоволтовият електрод и постоянните магнити (PM) образуват равнинна слоеста структура, като постоянните магнити са залепени непосредствено върху алуминиевия (немагнитния) високоволтов електрод. Той, от своя страна, представлява samozалепващо алуминиево фолио с дебелина $500 \mu\text{m}$, така че стъклената бариера е конструктивният компонент, който механически носи електрода и постоянните магнити, фиг. 1 и 2.

Разработени са два вида магнитни структури – с анизотропни стронциеви и с редкоземни постоянни магнити.

Магнитните структури с анизотропни стронциеви (стронциев ферит) постоянни магнити образуват плътна мрежа (разположени са плътно един до друг, а не шахматно) с много по-голяма елементарна клетка поради по-големите размери на постоянните магнити – $80 \times 57 \times 12 \text{ mm}$. Магнитните и електрическите им характеристики са следните (СФ 24, Фирма „Магнит” ООД, Перник, България): $B_r = 0,37 \text{ T}$; $H_{c,i} \geq 224 \text{ kA/m}$; $(BH)_{\text{max}} \geq 24 \text{ kJ/m}^3$, $\mu_r = 1,2$; $T_C = 462^\circ\text{C}$; $r_V = 10,6 \Omega\text{.m}$; $d = 4,5 \div 5 \text{ g/m}^3$.

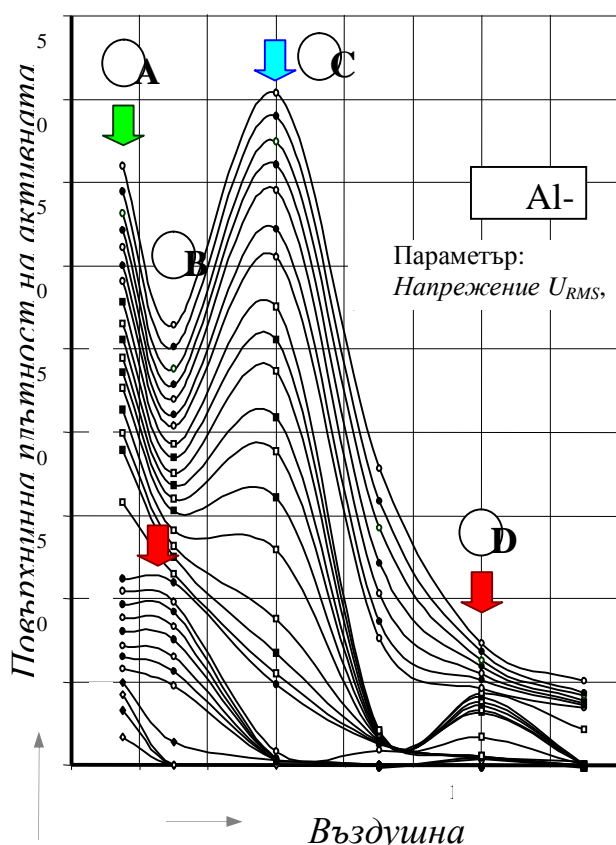
Магнитите структури, съставени от синтеровани неодимови (редкоземни) постоянни магнити $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$, позволяват много рационално да се реализира значително по-силно магнитно поле (и стимулиране на бариерния разряд) при значително по-слабо увеличаване на теглото и на размерите на електродната система. Това се дължи на добрите магнитни характеристики на неодимовите постоянни магнити: $B_r = 1,0 \div 1,4 \text{ T}$; $H_{c,i} = 750 \div 2000 \text{ kA/m}$; $(BH)_{\text{max}} = 200 \div 440 \text{ kJ/m}^3$, $T_C = 310 \div 440^\circ\text{C}$ и значително по малките геометрични размери – $30 \times 15 \times 3 \text{ mm}$. Те могат с успех да изграждат, както отворени (без магнитопровод), така и затворени равнинни (слойни) магнитни системи.

Феромагнитният магнитопровод (MC) се разполага като четвърти слой върху стъклената бариера, като механически е свързан към нея чрез действащите електромагнитни сили между него и постоянните магнити. Магнитопроводът е изработен от студено валцувана електротехническа неориентирана стомана М 250-35А (БДС EN 10106:2007) с параметри : $1,5 \text{ T}$, 50 Hz , $2,5 \text{ W/kg}$. Набира се от четири слоя ламели, изрязани от лист електротехническа стомана с обща дебелина $\delta = 4 \times d = 4 \times 0,35 = 1,4 \text{ mm}$, така че да затвори магнитно системата от външната страна, в съответствие с предшестващи експериментални скринингови изследвания, [7].

4. Експериментални резултати и дискусия

Изменението на разстоянието d , при постоянно налягане (p_0) и температура (T_0), нарушава подобие на бариерните разряди – те не са подобни и се запалват и горят по различен начин, – технологичната характеристика показва стадияте, през които преминават тези силно различаващи се разряди. Нещо повече, ясно се отличават различните механизми (операционни режими) на горене – *първият максимум* на p_S (при междини около 1÷1,5 mm) се определя от лавинния характер на разряда и може да се приеме като квазихомогенна форма на горене на разряда; *вторият* и другите максимуми се определят от последователната поява на *катодно* (анодни) и *анодно* (катодни) *насочени стримери*. Трудността за идентифициране на различните операционни режими на бариерния разряд във въздух при атмосферно налягане, както и появата на повече характерни максимуми, може да се свърже единствено с разделното участие на процеси, свързани с дисоциирането и йонизирането на кислорода и азота във въздуха.

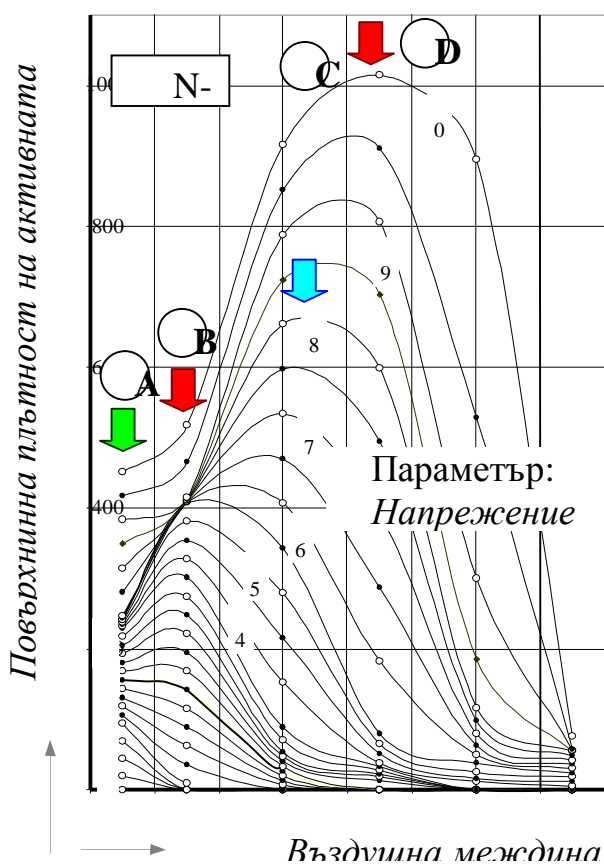
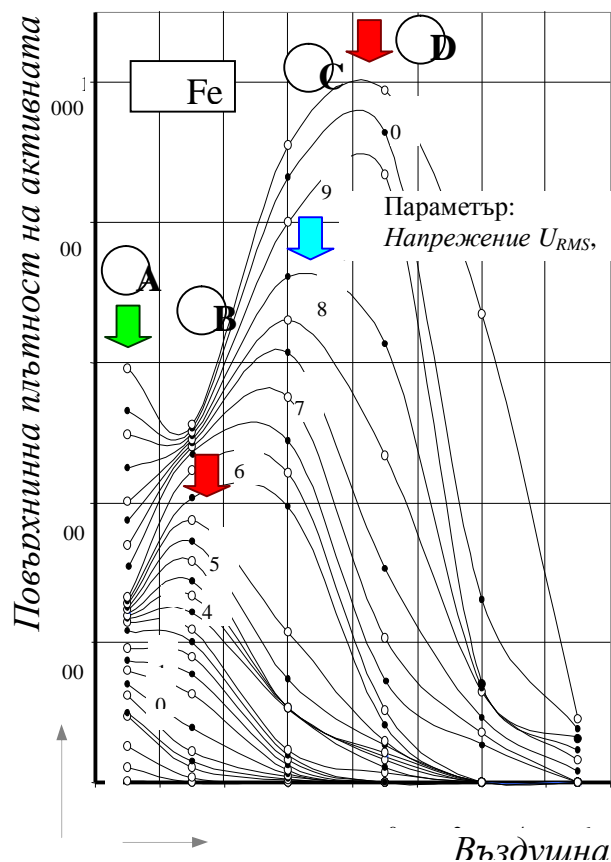
Последователно на фиг. 2 и 3 са показани технологичните характеристики и съответстващите им операционни режими, отбелязани с буквите А, В, С, D, на бариерни разряди без магнитно стимулиране с външно постоянно магнитно поле. Внасянето на феромагнитен противоелектрод много съществено променя технологичната характеристика.



В този случай би трябвало да се говори за “вътрешно” магнитно стимулиране, тъй като бариерният разряд не гори във външно магнитно поле. Още нещо, очевидно е значимото подобряване на всички операционни режими на горене на разряда.

Фиг. 2. Изменение на повърнинната плътност на активната мощност p_S на атмосферен бариерен разряд, който гори в плоско-паралелна двуелектродна система с немагнитни (алуминиеви) електроди, в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената (диелектричната) бариера $b = 3$ mm.

Може да се твърди, че най-съществено е стимулирането и на двете стримерни форми на горене на бариерния разряд във въздух.



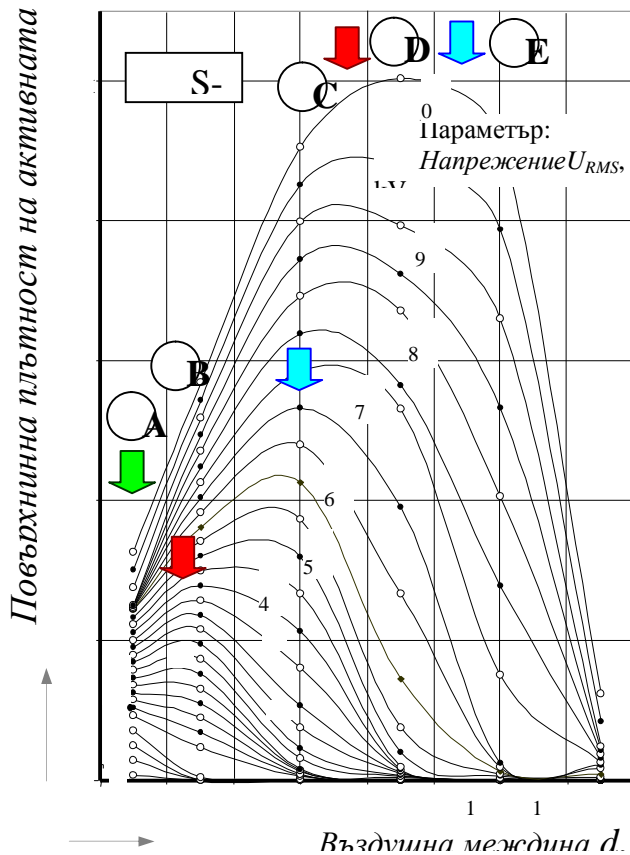
При това, смяната на алуминия с електротехническа стомана не променя съществено размерите и теглото на електродната система. Технологичните характеристики, представени на фиг. 4 и 5, показват магнитно стимулиране на бариерни разряди с външно

Фиг. 3. Изменение на повърхнинната плътност на активната мощност p_s на атмосферен бариерен разряд, който гори в плоско-паралелна двухелектродна система със стоманен (магнитен) противоелектрод (GE) и алуминиев (немагнитен) високоволтов електрод (HV-E), в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената

постоянно магнитно поле, създадено от анизотропни стронциеви постоянни магнити. Изследвани са две отворени (без магнитопровод) магнитни системи, съставени от

Фиг. 4. Изменение на повърхнинната плътност на активната мощност p_s на атмосферен магнитно стимулиран бариерен разряд, който гори в плоскопаралелна електродна система с немагнитни (алуминиеви) електроди и външно магнитно поле – магнитна конфигурация от вида S-S-S със стронциеви постоянни магнити, в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената (диелектричната) бариера $b = 3$ mm.

анизотропни стронциеви постоянни магнити, разположени плътно един до друг.

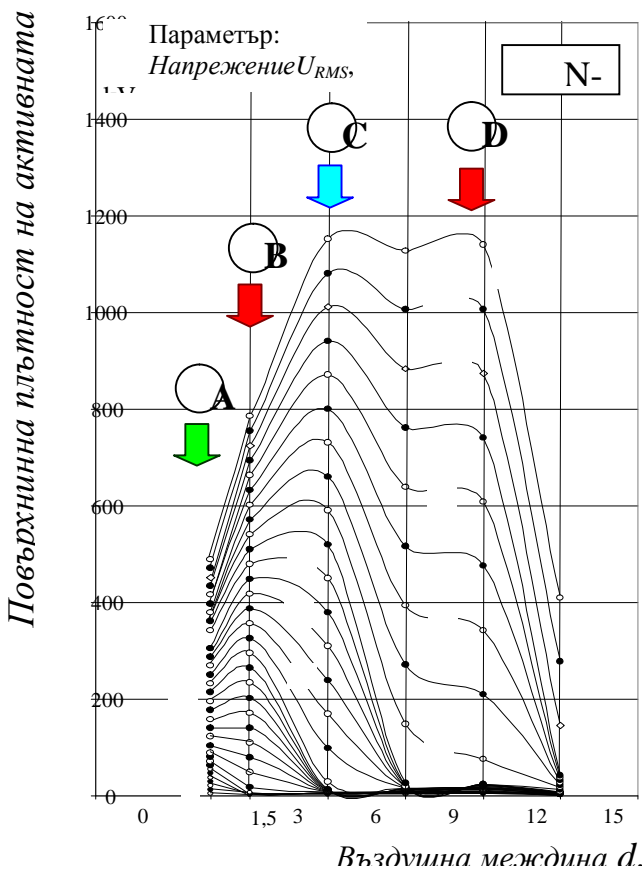


Може да се твърди, че съществена разлика между двете схеми на магнитно стимулиране – с и без магнитно огледало няма.

Фиг. 5. Изменение на повърхнинната плътност на активната мощност p_s на атмосферен магнитно стимулиран бариерен разряд, който гори в плоско-паралелна електродна система с немагнитни (алуминиеви) електроди и външно магнитно поле – магнитна конфигурация от вида **S-N-S** (магнитно огледало) със стронциеви постоянни магнити, в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената (диелектричната) бариера $b = 3 \text{ mm}$.

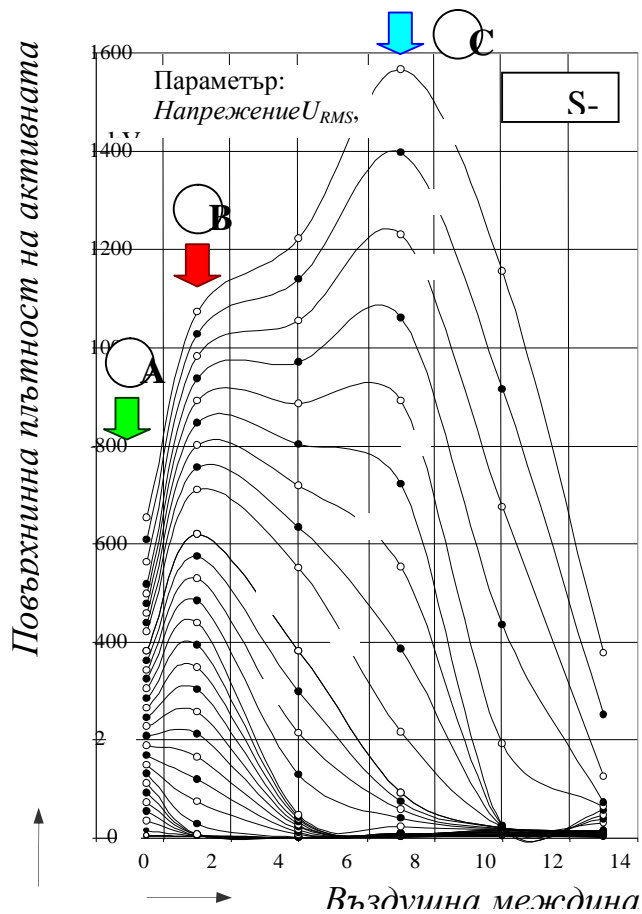
Естествено, това може да се дължи на относително ниското по интензитет

постоянно магнитно поле. Магнитното „огледало” няма съществено предимство при тези условия пред стимулирането, определено от увеличената вероятност за ударно взаимодействие и удължения



Фиг. 6. Изменение на повърхнинната плътност на активната мощност p_s на атмосферен магнитно стимулиран бариерен разряд, който гори в плоско-паралелна електродна система с немагнитни (алуминиеви) електроди и външно магнитно поле – магнитна конфигурация от вида **N-N-N** с редкоземни постоянни магнити, в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената (диелектричната) бариера $b = 3 \text{ mm}$.

живот на електроните.



На фиг. 6 и 7 са показани технологичните характеристики на бариерни разряди, които горят в магнитни структури, изградени с редкоземни постоянни магнити.

Тук ефектът на “магнитно-
Фиг. 7. Изменение на повърхнинната плътност на активната мощност p_s на атмосферен магнитно стимулиран бариерен разряд, който гори в плоско-паралелна електродна система с немагнитни (алуминиеви) електроди и външно магнитно поле – магнитна конфигурация от вида **S-N-S** (магнитно огледало) с редкоземни постоянни магнити, в зависимост от изменението на въздушната междина d при постоянна дебелина на стъклената (диелектричната) бариера $b = 3$ mm.

то огледало” вече е изразен много по-ясно, фиг. 7, във всички операционни режими на горене на бариерния разряд. Явно, увеличената стойност на интензитета на магнитното поле позволява ясно да се разграничат двата ефекта от действието на външното магнитно поле – увеличената вероятност за ударно взаимодействие между леката и тежката компонента на неравновесната плазма на разряда и удължения живот на електроните в областта на магнитното огледало.

Проведено изследване чрез числено моделиране на магнитното поле в разрядната междина при шахматно разположение на постоянните магнити по схемата на “магнитно огледало”, показва това, че използването на едностранно затворена магнитна система не променя съществено разпределението на магнитната индукция в близост до диелектричната бариера, както и не разкри съществена разлика във влиянието на външното магнитно поле по отношение на надлъжната и напречната компонента на магнитната индукция. Нещо повече, установи се влошаване на разпределението на магнитната индукция и намаляване на нейната стойност, което е в добро съответствие с наши изследвания върху магнитното стимулиране в триелектродна разрядна система с плоскопаралелни немагнитни и магнитни електроди.

Тези допълнителни изследвания ни дават основание да твърдим, че показаната магнитна структура от постоянни магнити, фиг. 1а, образуваша “магнитно огледало” върху повърхността на диелектричната бариера позволява в максимална степен да се прояви ефекта от магнитното стимулиране на разряда върху технологичната му характеристика.

5. Заключение

В резултат от проведеното теоретично и експериментално изследване могат да се направят следните съществени изводи:

Магнитното стимулиране на бариерния разряд във въздух с външно постоянно поле позволява да се достигнат значими резултати при всички операционни режими на горене на разряда и това, което е от особена важност за практическото приложение на тази плазмена технология – при относително големи разрядни междини;

Представата за “магнитно огледало” е приложима при по-висока интензивност на външното постоянно магнитното и това е възможно като се съставят подходящи структури от редкоземни постоянни магнити.

“Затварянето” на магнитната система не носи съществени положителни резултати, поради което е излишно да се търси усложняване на магнитната система.

Acknowledgments

Тази работа е осъществена с изключителната финансова подкрепа на Националния фонд за научни изследвания по проект МОМН-ДУНК-01/3: *"Създаване на Университетски научно-изследователски комплекс (УНИК) за иновации и трансфер на знания в областта на микро/нано технологии и материали, енергийна ефективност и виртуално инженерство"*; задачи SP4.2 „Получаване, изследване, и характеризирание на многослойни мултифункционални нетъкани материали с участието на нановлакна за филтри, термоизолации, и индустриално приложение” и SP4.3 “Получаване, изследване и функционален избор на модифицирани повърхности с неорганични/органични хибридни зол-гел покрития с индустриално и екологично предназначение”.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Roth, J. Industrial Plasma Engineering: Application of non-thermal plasma processing. Bristol and Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 2001.
- [2] Kögelschatz, U. Dielectric-barrier Discharges: Their History, Discharge Physics, and Industrial Applications. Plasma Chemistry and Plasma Processing, Plenum Publishing Corporation, March 2003, Vol. 23, No. 1, pp. 1÷46.
- [3] Becker, K., U. Kögelschatz, K. Schoenbach, R. Barker (Eds). Non-equilibrium Air Plasmas at Atmospheric Pressure. Bristol and Philadelphia: Institute of Physics Publishing, 2005.
- [4] Shishoo, R. (Ed.). Plasma Technologies for Textile. Cambridge: Woodhead, 2007.
- [5] Fridman, A. Plasma Chemistry. Cambridge University Press, 2008.

- [6] Dineff, P., D. Gospodinova. Technological Characteristics of Magnetically Stimulated Surface Dielectric Barrier Discharge. X. International Conference on Advanced Materials and Operations "AMO'10", June 27÷29, 2010, Varna, Bulgaria. Advanced Materials and Operations Journal, Vol.: 1, Issue: 3, 2010: pp. 63÷72.
- [7] Динев, П., Д. Господинова. Технологични характеристики на магнетронен диелектричен бариерен разряд при атмосферно налягане. XXV. Юбилейна научна конференция с международно участие „МТФ'07”, 14÷16 септември 2007, Созопол, България. Сборник с доклади, 2007, Том: 1, стр. 232÷237.
- [8] Динев, П., Д. Господинова. Технологични характеристики на магнетронен диелектричен бариерен разряд във вакуум. XXV. Юбилейна научна конференция с международно участие „МТФ'07”, 14÷16 септември 2007, Созопол, България. Сборник с доклади, Издателство на ТУ-София, 2007, Том 1, стр. 238÷244.
- [9] Динев, П. Електротехнология. Част първа: Въведение в електротехнологията. София, Технически университет, 2000, стр. 385÷388.

Автори:

Петър Динев, Диляна Господинова и Райна Ценева са от катедра „Електрически апарати” на Електротехническият факултет на Техническият университет – София, 1000 София, бул. „Св. Климент Охридски” № 8; електронна поща: dineff_pd@abv.bg.

Authors:

Peter Dineff, Dilyana Gospodinova and Rajna Tzeneva are with the Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering on Technical University of Sofia, 8 St. Kliment Ohridski Blvd., Sofia 1000, Bulgaria; e-mail: dineff_pd@abv.bg.

ВЛИЯНИЕ НА РАЗМЕРИТЕ НА НАМОТКИТЕ НА ТРАНСФОРМАТОРЕН ЕЛЕКТРОМАГНИТЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ПРИ КОНТРОЛ НА ОБЕКТИ С МНОГО ГОЛЯМА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ПРОВОДИМОСТ

К. Тодорова, С. Гунински, Ж. Даскалов, П. Захариев

Резюме: В работата е изследвана зависимостта на изходния сигнал от специфичната електрическа проводимост при трансформаторен електромагнитен преобразувател (ЕМП) с успоредни правоъгълни намотки. На базата на определен в предходна работа аналитичен израз за внесеното синусоидално напрежение, индуктирано в измервателната намотка, е анализирано влиянието на размерите на намотките при четири типа различни конструкции на ЕМП.

Ключови думи: електромагнитно поле, трансформаторен преобразувател, успоредни намотки.

SCALE EFFECTS OF THE COILS IN TRANSFORMER ELECTROMAGNETIC TRANSDUSER IN CONTROL OF OBJECTS WITH HIGH ELECTRICAL CONDUCTIVITY

К. Todorova, S. Guninski, J. Daskalov, P. Zahariev

Abstract: In this paper, the dependence on the output signal with respect to the specific electric conductivity at transformer electromagnetic transducer (TEMT) with parallel rectangular coils, is investigated. Based on specified in the previous work analytical expression for imported sinusoidal voltage, induced in the measuring coil, the influence of the size of coil in four different types of structures to TEMT is analyzed.

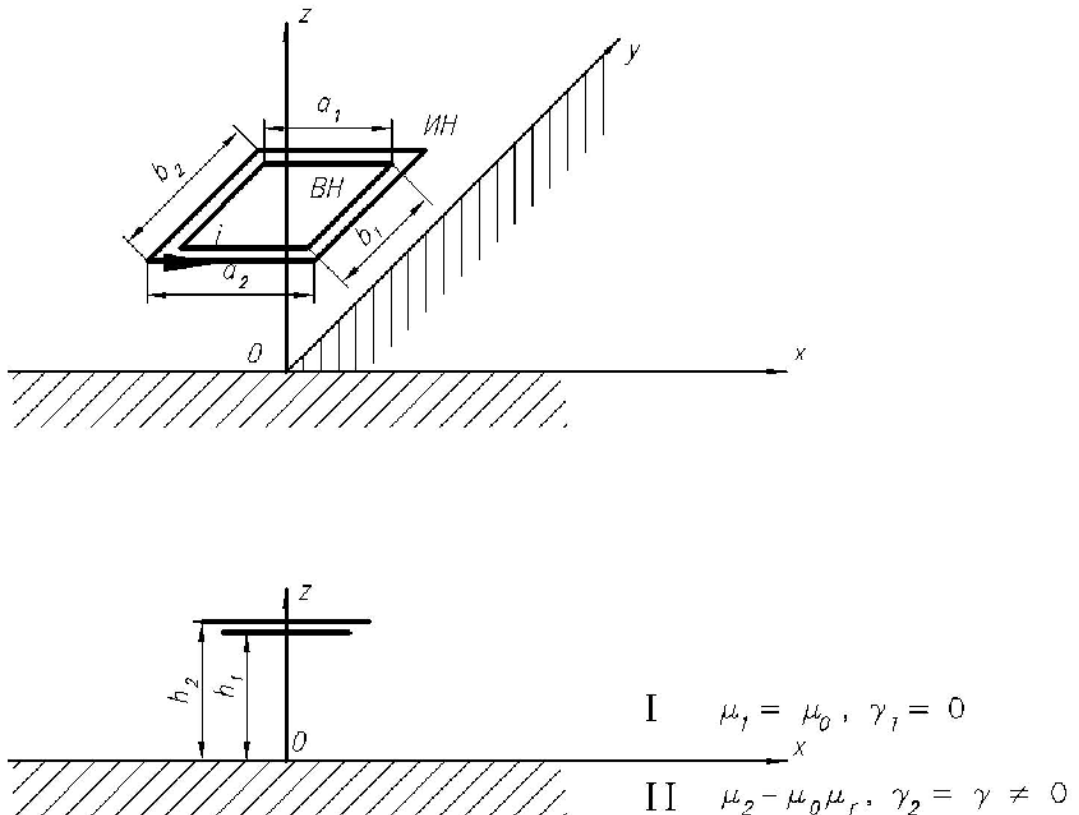
1. Въведение

Разглежда се трансформаторен ЕМП, захранван от източник на синусоидален ток, разположен над плосък проводящ неферомагнитен контролиран обект (КО). Двете намотки на преобразувателя са правоъгълни, съосни и успоредни помежду си и на повърхнината на КО. Предполага се, че размерите на КО са значително по-големи от размерите на ЕМП, поради което КО се разглежда като полупространството $z < 0$. Счита се, също така, че напречните размери и на двете намотки на преобразувателя са много по-малки от дължините и ширините им, поради което възбудителната намотка (ВН) и измервателната намотка (ИН) се разглеждат като правоъгълни линейни контури. В [1] по метода с интегралните трансформации е получен аналитичен израз за относителното внесено напрежение, индуктирано в ИН от магнитното поле на вихровите токове.

2. Същинска част

ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Разглежда се трансформаторен ЕМП (фиг. 1), състоящ се от правоъгълна ВН, успоредна на КО с размери $2a_1$ и $2b_1$. ИН също е правоъгълна с размери $2a_2$ и $2b_2$ и е успоредна на ВН. Двете намотки отстоят от КО съответно на разстояние h_1 и h_2 . Въведена е декартова координатна система $Oxyz$.



Фиг. 1 Разположение на неклассически ЕМП спрямо КО

Осите на двете намотки са по оста Oz , а КО е полупространството $z < 0$ със специфична електрическа проводимост $g_2 = g = const$ и магнитна проницаемост $\mu_2 = \mu_0$. През ВН протича синусоиден възбудителен ток с комплексна ефективна стойност $\dot{I} = I e^{j\omega t}$. В ИН се индуцира променливо напрежение $\dot{U}_{ИН}$, което има две съставки:

$$(1) \quad \dot{U}_{ИН} = \dot{U}_{ec} + \dot{U}_0, \quad ,$$

където \dot{U}_{ec} е комплексната ефективна стойност на “внесеното напрежение”, индуцирано от вихровите токове в КО. Тога е полезния информационен сигнал. \dot{U}_0 е комплексната ефективна стойност на напрежението, индуцирано в ИН при отсъствие на КО.

В [1] за \dot{U}_{ec} авторите са получили следния аналитичен израз

$$(2) \quad \dot{U}_{ec} = -j\tilde{g} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p l^{-2} n^{-2} f_m F \sin n b_1 \sin l a_2 \sin n b_2 d l d n, \text{ където}$$

$$\tilde{g} = 2p^{-2} m_0 w \lambda N_1 N_2, \quad f_m = f_1 / f_2, \quad F = \sin l a_1 e^{-p(h_1+h_2)}$$

$$f_1 = m_r p - q, \quad f_2 = m_r p + q,$$

$$p = \sqrt{l^2 + n^2}, \quad q = \sqrt{p^2 + j m_0 m_r g w}, \text{ където } N_1 \text{ и } N_2 \text{ са броя на}$$

навивките съответно на ВН и ИН, λ и v са параметрите на двойната безкрайна Фурие-трансформация по координатите x и y .

ИЗПОЛЗВАНИ НОРМИРОВКИ И БЕЗРАЗМЕРНИ ВЕЛИЧИНИ

Въведени са обичайните за безразрушителен електромагнитен контрол нормировки.

1. Геометричните размери са нормирани спрямо половината дължина на ВН a_1 :

$$(3) \quad w^* = \frac{w}{a_1}, \quad \text{където } w = a_1, b_1, a_2, b_2, h_1, h_2;$$

2. Обобщения параметър b

$$(4) \quad b = a_1 \sqrt{2 p f m_0 g};$$

3. Относителното внесено напрежение \dot{U}^*

$$(5) \quad \dot{U}^* = \frac{\dot{U}_{ec}}{U_0}.$$

ИЗХОДЕН СИГНАЛ

Както бе посочено като полезен изходен сигнал се разглежда комплексната ефективна стойност на внесеното напрежение \dot{U}^* от израза (5). От метрологична гледна точка изходният сигнал има две двойни компоненти: ефективна стойност U^* и начална фаза Ψ , и в комплексната област реална и имагинерна част, т.е.

$$(6) \quad \dot{U}^*(b) = U^*(b) \cdot e^{j\Psi(b)} = \text{Re} \dot{U}^*(b) + j \text{Im} \dot{U}^*(b)$$

Известно е [2], че изходният сигнал е многомерен. Тъй като цел на настоящата работа е изследване на влиянието на специфичната електрическа проводимост g , в израза (6) компонентите на изходния сигнал са означени като функция само на b . Наистина от израза (2) се вижда, че внесеното напрежение

\dot{U}_{ec} зависи от g само чрез обобщения параметър b .

ЧИСЛЕНИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

На базата на изрази (2) и (5) е разработен софтуерен продукт, чрез който се изчисляват и четирите компоненти на изходния сигнал от (6). Входни данни са относителните геометрични размери на двете намотки $a_1^*, b_1^*, a_2^*, b_2^*, h_1^*, h_2^*$.

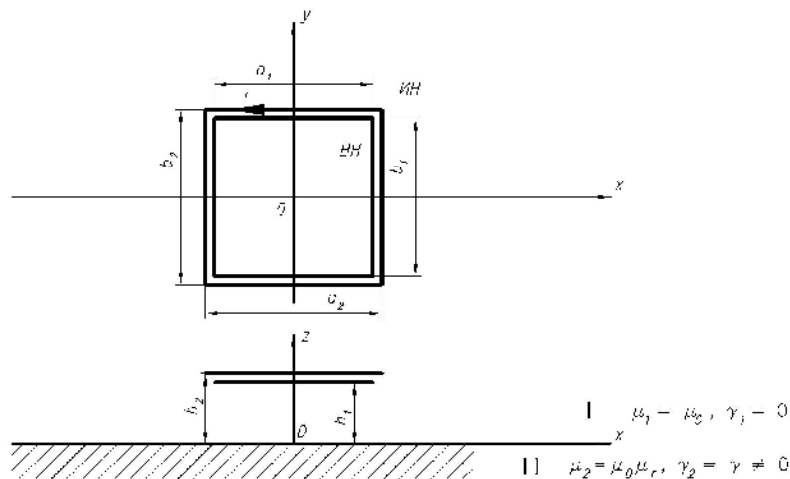
При тези данни за поредица стойности на обобщения параметър b са построени графичните зависимости:

1. Ходографи на b , т.е. $\text{Im}U^*(b) \left[\text{Re}U^*(b) \right]$;
2. Зависимостите $\text{Re}U^*(b)$ и $\text{Im}U^*(b)$;
3. Зависимостите на ефективната стойност и фазата от b , т.е. $U^* = f(b)$ и $\Psi = f(b)$.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАЗЛИЧНИ КОНСТРУКЦИИ НА ЕМП С УСПОРЕДНИ ПРАВОЪГЪЛНИ НАМОТКИ

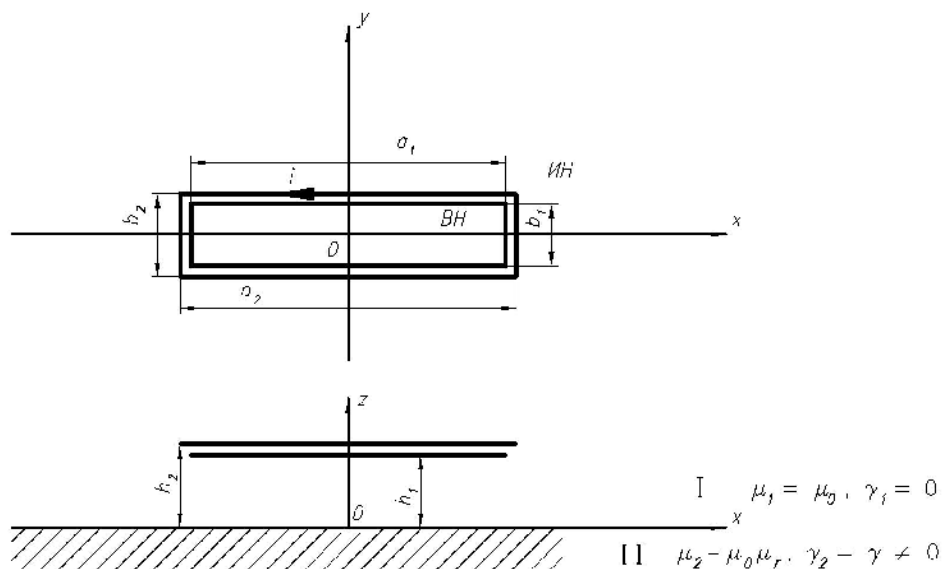
Известно е, че неklasическите трансформаторни ЕМП за някои конкретни практически приложения имат по-добри изходни характеристики от класическите (с кръгли и квадратни намотки). Поради това е изследвано влиянието на специфичната електрическа проводимост g при четири различни типа конструкции на ЕМП. Разгледани са следните типове:

1. **Тип А** – две квадратни съосни намотки с много близки размери (фиг. 2-А)



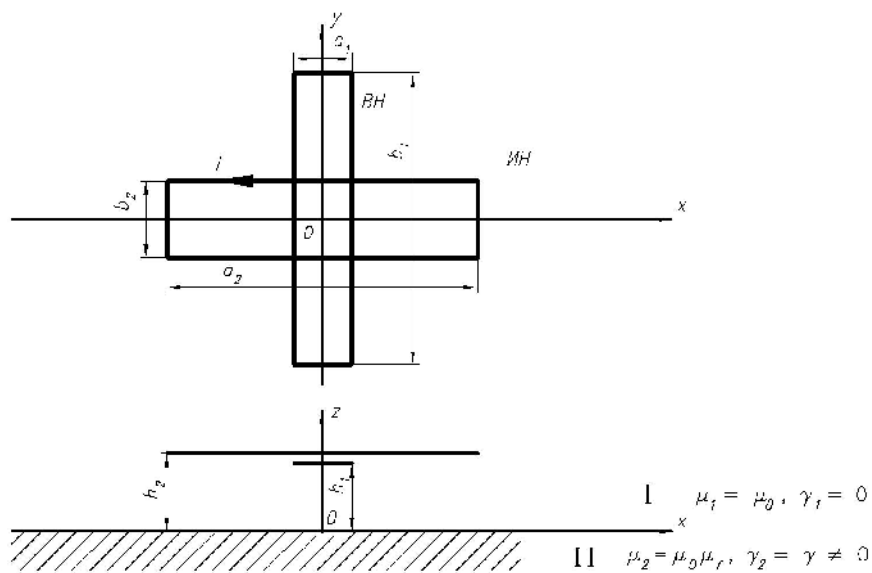
Фиг. 2-А ЕМП с намотки тип А

2. **Тип В** – две правоъгълни съосни намотки с много близки размери (фиг. 2-В)



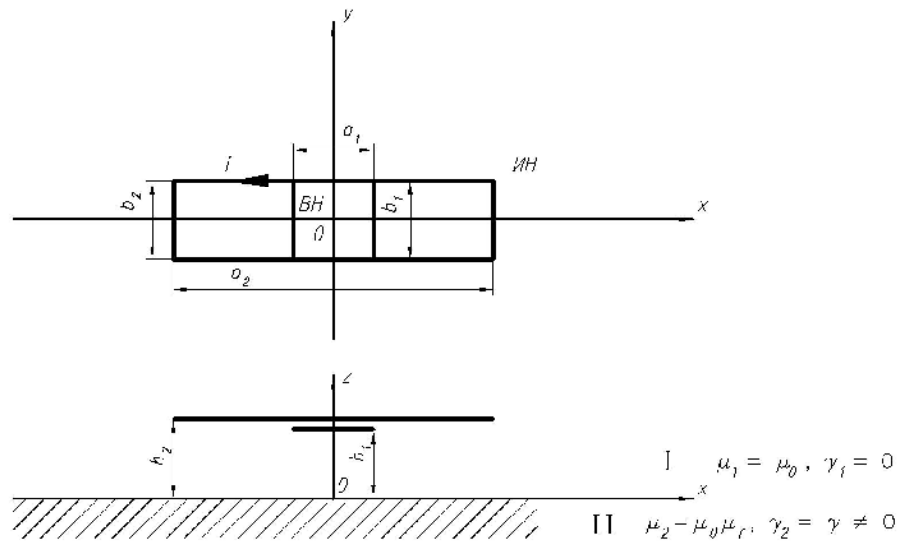
Фиг. 2-В ЕМП с намотки тип В

3. **Тип С** – две правоъгълни кръстосани намотки (фиг. 2-С)



Фиг. 2-С ЕМП с намотки тип С

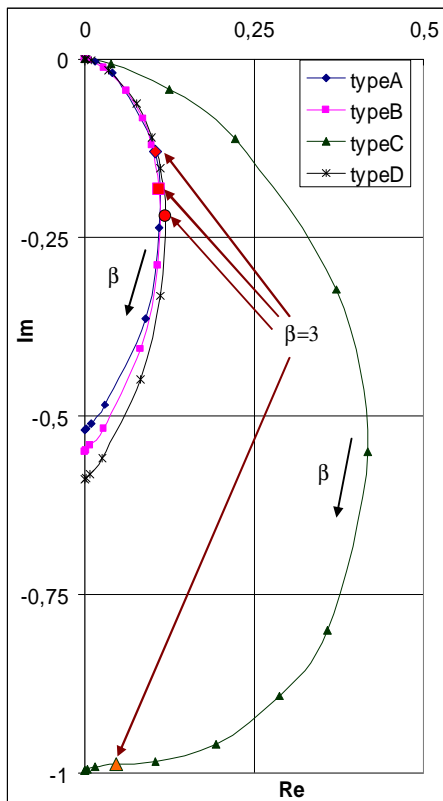
4. **Тип D** – квадратна ВН и правоъгълна ИН или обратно (фиг. 2-D)



Фиг. 2-D ЕМП с намотки тип D

ГРАФИЧНИ РЕЗУЛТАТИ

В резултат на проведените серия числени експерименти са показани както следва:



фиг. 4 и фиг. 5;

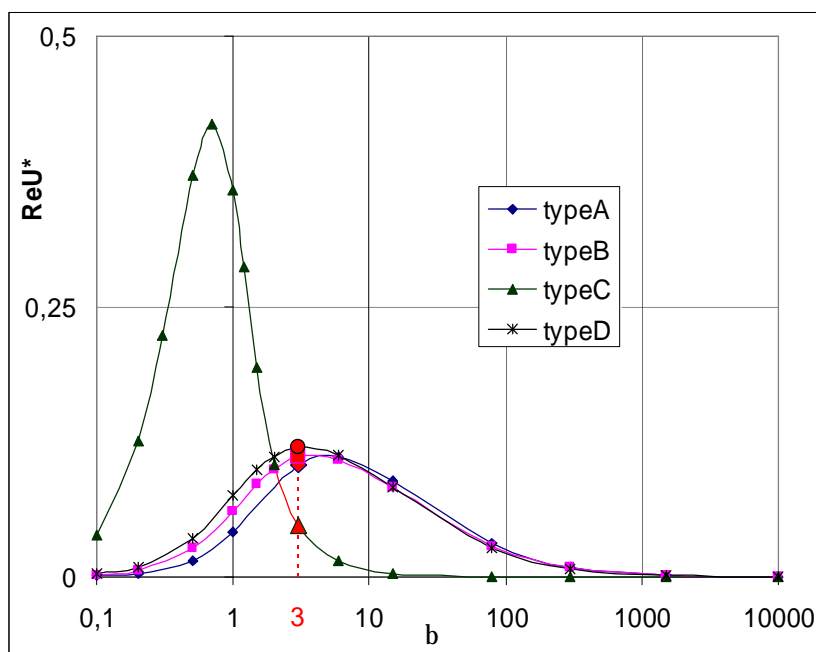
фиг. 3

1. Ходографи на b , т.е.

$$\text{Im}U^*(b) = f[\text{Re}U^*(b)]$$
 за четирите типа преобразуватели – фиг. 3;

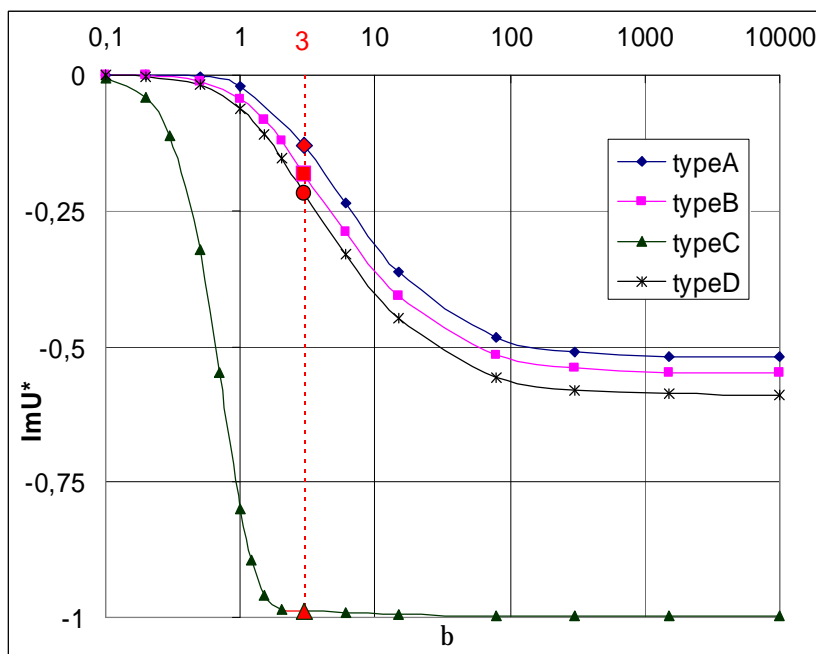
Вижда се, че ходографите при всички различни типове ЕМП са еднотипни. Различно е, обаче местоположението на точките на b при определена стойност. Така например, при ходографи на ЕМП от тип А, В, D, които са много близки, точките при $b = 3$ се намират в средната част на ходографите. При ходографа на ЕМП тип С точката при $b = 3$ е в долния край на ходографа.

2. Зависимостите $\text{Re}U^*(b)$ и $\text{Im}U^*(b)$ при логаритмичен мащаб за b ,



Фиг. 4

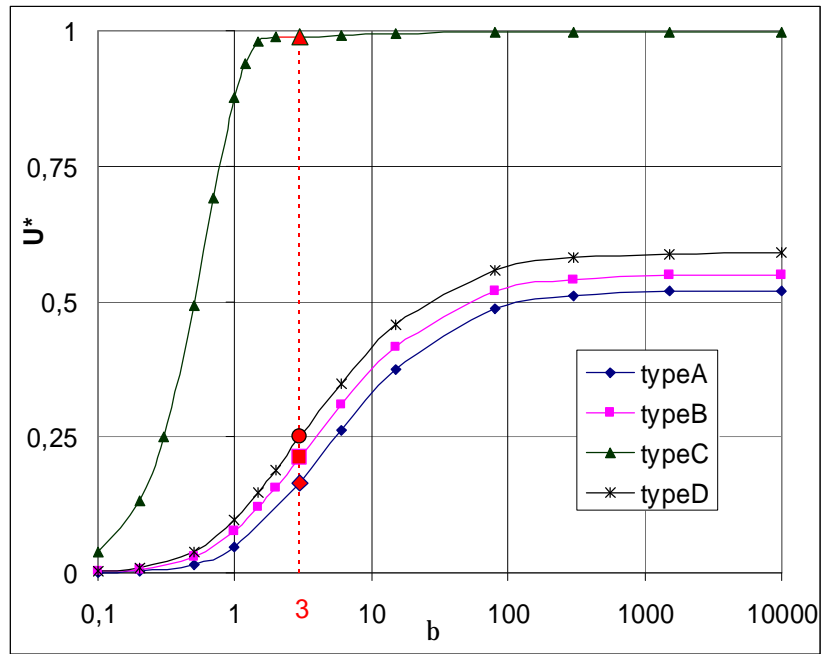
И тук всички зависимости имат еднакъв характер и графиките на ЕМП тип А, В и D са много близки, като пак графиката на ЕМП тип С силно се различава от другите три типа. При зависимостите $ReU^*(b)$ (фиг. 4) максимума при тип С е за по-малка стойност на b , отколкото при останалите типове А, В, D, и е ясно изразен.



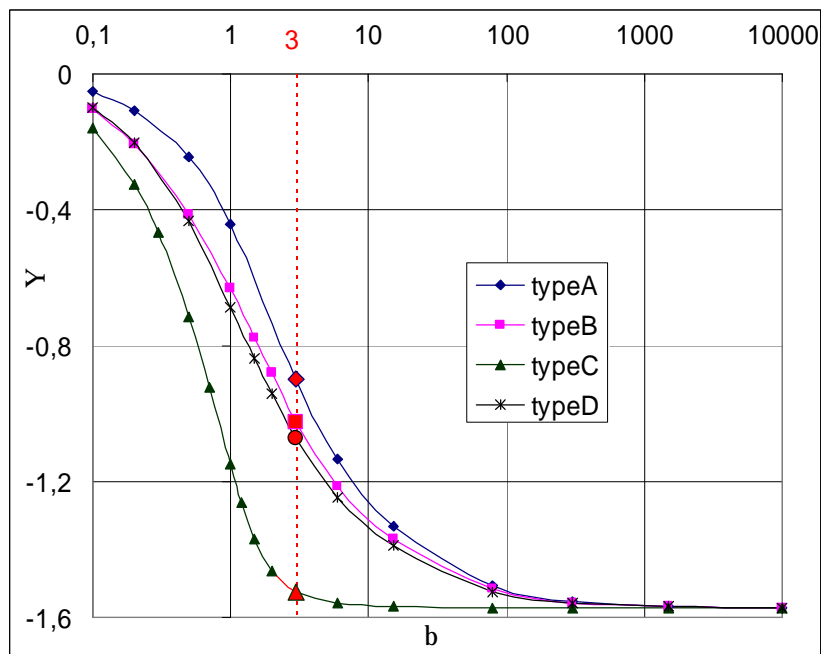
Фиг. 5

При зависимостите $ImU^*(b)$ (фиг. 5) има стойност на b , след която стойността ImU^* почти не се променя. За ЕМП тип А, В и D тази стойност на b е ~ 100 , а за ЕМП тип С е ~ 3 ;

3. Зависимостите $U^* = f(b)$ и $\Psi = f(b)$ при логаритмичен мащаб за b ,
 фиг. 6 и фиг. 7.



фиг. 6



фиг. 7

И при двете зависимости $U^* = f(b)$ и $\Psi = f(b)$ се вижда, че има стойност на b , след която стойностите U^* и Ψ не се променят. За ЕМП тип А, В и D тази стойност на b е ~ 100 , а за ЕМП тип С е ~ 3 .

При измерването и контрола на КО с големи стойности на специфичната електрическа проводимост g е важно да се определи при дадени размери на ЕМП и честота на възбудителния ток f , при какви стойности на g_s настъпва зоната на нечувствителност на U^* и Ψ спрямо g . От формула (4) се определят:

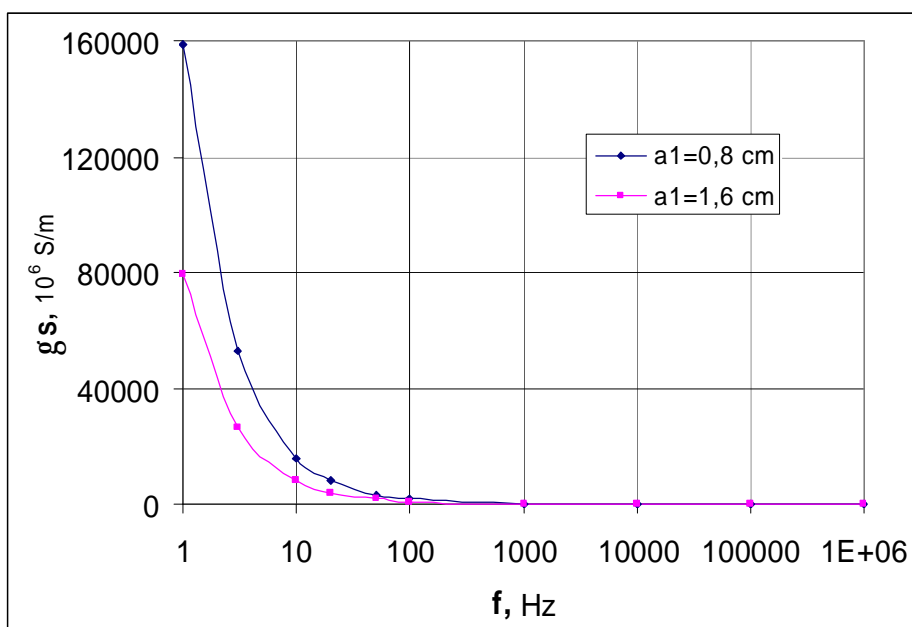
$$g_s = 1,27 \cdot 10^5 \frac{b_s^2}{fa_1} = \frac{1,27 \cdot 10^9}{fa_1} \text{ за ЕМП тип А, В, D ; } g_s = 1,27 \cdot 10^5 \frac{b_s^2}{fa_1} = \frac{5,06 \cdot 10^5}{fa_1} \text{ за ЕМП}$$

тип С

В табл. 1 са изчислени стойностите на g_s за две стойности на дължината на страната на ЕМП от тип А, а на фиг. 8 са показани съответните графични зависимости.

Табл. 1

	f	Hz	1	3	10	20	50	100	1 000	10 000	100 000	1 000 000
$a_1 = 0,008$ m	g_s	$\cdot 10^6$ S/m	158750	52916,67	15875	7938	3175	1588	158,8	15,88	1,5875	0,15875
$a_1 = 0,016$ m	g_s	$\cdot 10^6$ S/m	79375	26458,33	7938	3969	1588	793,8	79,38	7,938	0,79375	0,079375



фиг. 8

3. Заключение

От направените изследвания могат да се направят следните по-важни изводи:

1. Изходните характеристики и на четирите типа ЕМП имат сходен характер, но количествено се различават. При това зависимостите при преобразувателите от тип А, В и D са много близки, докато на тези от тип С съществено се различават.
2. При много малки стойности и при големи стойности на обобщения параметър чувствителността на изходния сигнал към g (b) е много

малка. При средни стойности на b тази чувствителност е висока, особено при ЕМП от тип С. При тях обаче интервала на висока чувствителност е много по-тесен.

3. Получените зависимости показват, че за измерване и контрол на обекти с голяма проводимост по-подходящи са ЕМП от тип А, В и D.
4. Разработеният програмен продукт и предложеният подход позволяват лесно изследванията да се обобщят за случая на ферромагнитен КО.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С. Гунински, “Изходен сигнал на електромагнитен преобразувател с перпендикулярни намотки при наличие на относително движение”, Годишник на Техническият университет – София, том 53, 2004 г., с. 191 – 199.
- [2] Д. Цветков, “Електромагнитна дефектометрия”, София, Техника, 1981, 280 с.
- [3] В. Диткин и А. Прудников, “Интегрални преобразования и операционно исчисление”, М., Наука, 1974, 450 с.

Автори:

маг. инж. Калинка Тодорова – гл. асистент в кат. Обща електротехника, e-mail: ktodorova@tu-sofia.bg

д-р инж. Стефчо Гунински – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: sgg@tu-sofia.bg

д-р инж. Живко Даскалов – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: jdaskalov@tu-sofia.bg

д-р инж. Петко Захариев – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: pzk@abv.bg

ИЗХОДЕН СИГНАЛ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С ПЕРПЕНДИКУЛЯРНИ НАМОТКИ ПРИ ГОЛЕМИ СТОЙНОСТИ НА ОБОБЩЕНИЯ ПАРАМЕТЪР

С. Гунински, К. Тодорова, Ж. Даскалов, П. Захариев

Резюме: В работата е изследвана зависимостта на изходния сигнал от специфичната електрическа проводимост при трансформаторен електромагнитен преобразувател (ТЕМП) с перпендикулярни правоъгълни намотки. На базата на определен в предходна работа аналитичен израз за внесеното синусоидално напрежение, индуктирано в измервателната намотка, е анализирано влиянието на отместването на двете намотки на ТЕМП.

OUTPUT SIGNAL OF ELECTROMAGNETIC TRANSDUCER WITH PERPENDICULAR COILS AT LARGE VALUES OF THE β PARAMETER

Stefcho Guninski, Kalinka Todorova, Jivko Daskalov, Petko Zahariev

Abstract: In this paper, the dependence on the output signal with respect to the specific electric conductivity at transformer electromagnetic transducer (TEMT) with perpendicular rectangular coils, is investigated. Based on specified in the previous work analytical expression for imported sinusoidal voltage, induced in the measuring coil, the influence of the distance between the two coils of the TEMT is analyzed.

1. Въведение

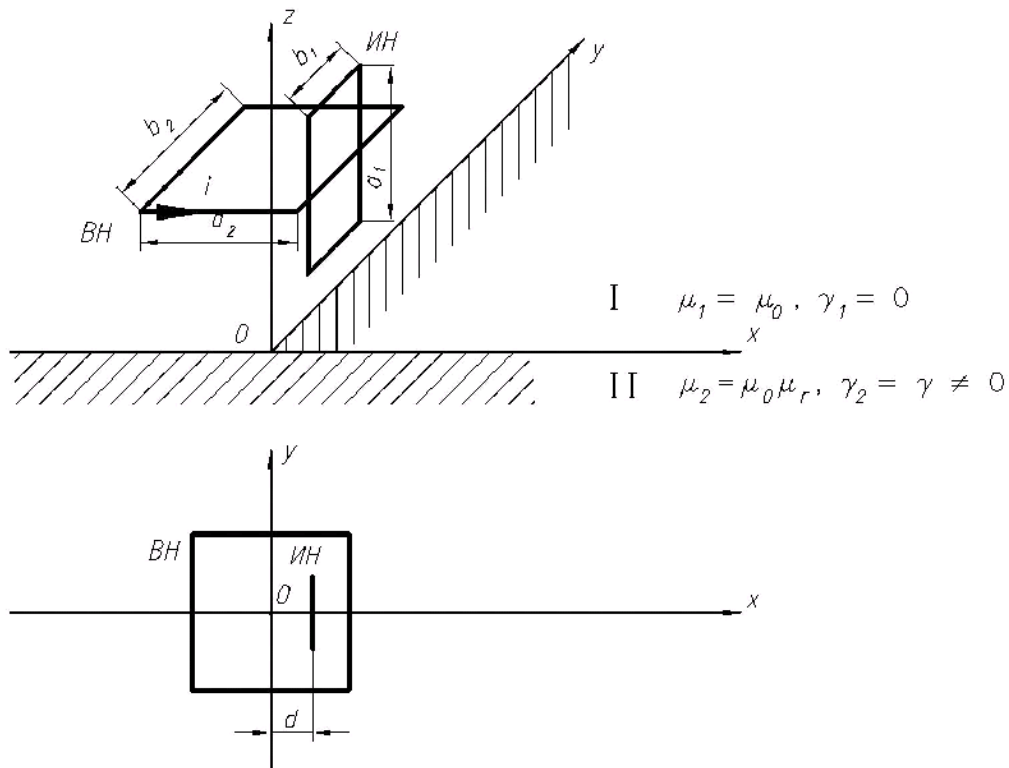
Тази работа е продължение на статията [1] от настоящия том на Годишника, където е разгледано влиянието на специфичната електрическа проводимост върху изходния сигнал на трансформаторен електромагнитен преобразувател (ТЕМП) с *успоредни намотки* при четири конструктивни изпълнения. Тук са проведени аналогичните изследвания за друг неklasически ТЕМП – с *перпендикулярни намотки* (фиг. 1). Работено е при същите опростяващи предположения:

- надлъжните размери и на двете намотки се считат много по-големи от размерите на контролирания обект (КО), което позволява последния да се представи като хомогенно проводящо неферромагнитно полупространство при $z < 0$ с константи специфична електрическа проводимост γ и магнитна проницаемост μ_0 (пренебрегва се краевият ефект);

- напречното сечение и на двете намотки се счита с много по-малки размери от надлъжните, поради което и двете намотки се разглеждат като линейни правоъгълни контури.

2. Некласически ТЕМП с перпендикулярни намотки

Разглежданият ТЕМП е показан на фиг.1. Той се състои от правоъгълна възбудителна намотка (ВН), която е успоредна на повърхността на КО и има размери $2a_2$ и $2b_2$ (както е и в [1]) и измервателна намотка (ИН) с размери $2a_1$ и $2b_1$, която вече е перпендикулярна на повърхността на КО, а също и на ВН. Центровете на намотките са на разстояние от повърхността на КО съответно h_2 и h_1 , а центърът на ИН е отместен от центъра на ВН на разстояние d .



Фиг. 1. Взаимно разположение на ВН и ИН на неklasически ТЕМП с перпендикулярни намотки и проводящ КО

ИЗЧИСЛИТЕЛНИ ФОРМУЛИ

В [2] по метода с интегралните трансформации след определяне на магитния вектор-потенциал са получени аналитични изрази за изходния сигнал на няколко конструкции неklasически ТЕМП с правоъгълни намотки. Разглеждания преобразувател е частен случай, за който за комплексната ефективна стойност на внесенето напрежение в ИН там е изведено:

$$(1) \quad \mathcal{U}_{ec} = \tilde{g} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p^{-1} n^{-2} f_m F \sin nb_1 shpa_2 \sin nb_2 dl dn .$$

В горния израз

$\mathcal{U}_{ec} = \mathcal{U}_{ИН} - \mathcal{U}_0$ е комплексната ефективна стойност на внесенето от вихровите токове напрежение, $\mathcal{U}_{ИН}$ е комплексната ефективна стойност на

цялото напрежение, индуктирано в ИН, а U_0 е комплексната ефективна стойност на напрежението, индуктирано в ИН при отсъствие на КО,

$$(2) \tilde{g} = 2p^{-2} m_0 w N_1 N_2, \quad f_m = f_1 / f_2, \quad F = \sin I a_1 e^{-p(h_1+h_2)} e^{jld},$$

$$(3) f_1 = m_r p - q, \quad f_2 = m_r p + q,$$

$$(4) p = \sqrt{I^2 + n^2}, \quad q = \sqrt{p^2 + j m_0 m_r g w}, \quad \text{където}$$

N_1 и N_2 са броя на навивките съответно на ВН и ИН,

λ и ν са параметрите на двойната безкрайна Фурие-трансформация по координатите x и y [3].

Въведени са същите нормирани величини, както и в [1]:

- обобщеният параметър

$$(5) b = a_2 \sqrt{2 p f m_0 g} = 2,81 \cdot 10^{-3} a_2 \sqrt{f g},$$

- безразмерните линейни размери

$$(6) w^* = \frac{w}{a_2}, \quad w = a_1, b_1, b_2, h_1, h_2, d,$$

- относителното внесено напрежение

$$(7) U^*(b) = \frac{U_{ec}}{U_0} = U^*(b) e^{j\psi(b)} = \text{Re}[U^*(b)] + j \text{Im}[U^*(b)]$$

Като изходен информационен сигнал се разглежда комплексната ефективна стойност на внесеното относително напрежение от (7). За неговото числено изчисляване при използването на израза (1) е разработен програмен продукт с входни данни безразмерните величини от (5) и (6) и изходни данни – четирите реални компоненти от (7).

ЧИСЛЕНИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

Изчислени са компонентите на изходния сигнал за случая на

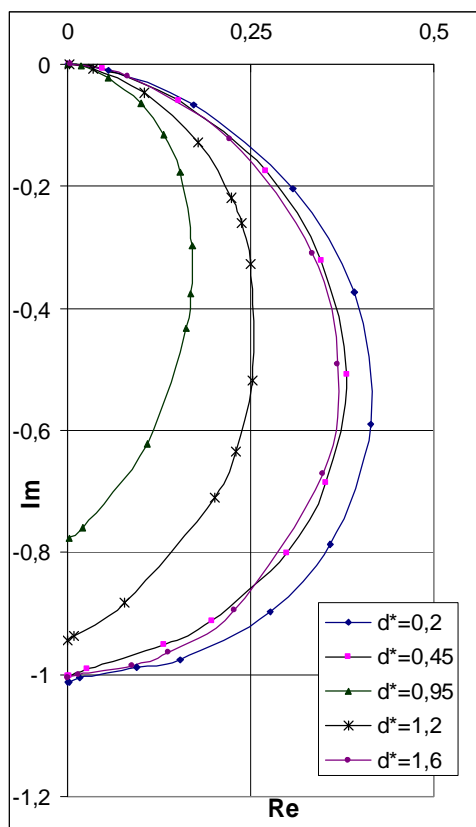
$b_2^* = 1$, $a_1^* = b_1^* = 0,99$, $h_1^* = 0,05$, $h_2^* = 1,03$ при поредица стойности на обобщения параметър β за отмествания d^* близки до половина дължина $a_2^* = 1$ на ВН и за отмествания, съществено различаващи се от единица.

Както и в [1] са построени и анализирани графичните зависимости:

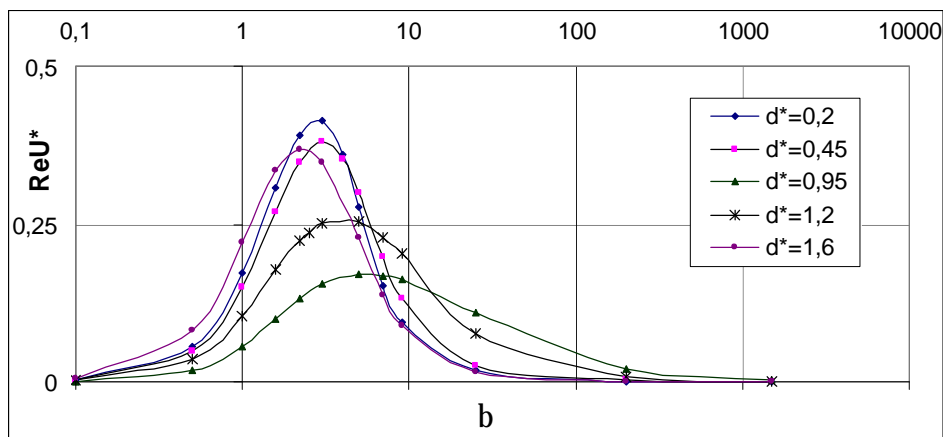
1. Ходографите $\text{Im}[U^*(b)] = F\{\text{Re}[U^*(b)]\}$ на β – фиг. 2.

2. Зависимостите на реалната и имагинерната част на комплексната ефективна стойност на внесеното относително напрежение от β – фиг. 3 и фиг. 4.

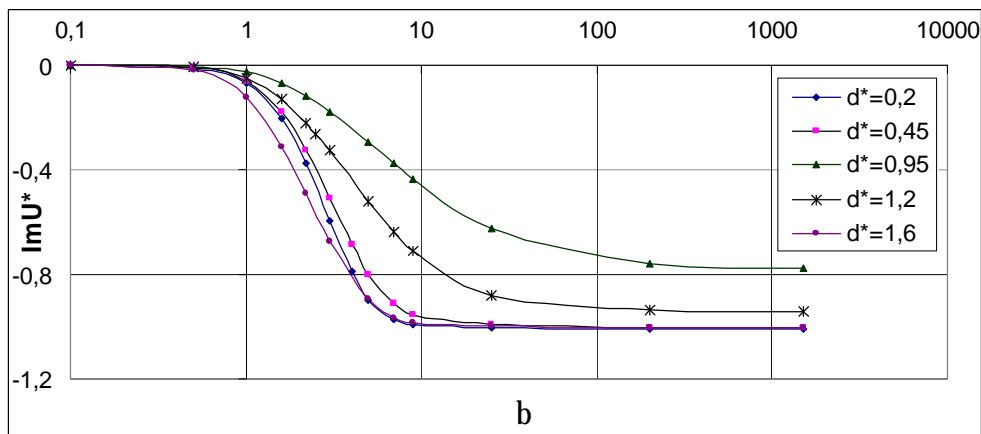
3. Зависимостите на ефективната стойност и фазата на нормирания изходен сигнал от обобщеният параметър - фиг. 5 и фиг. 6.



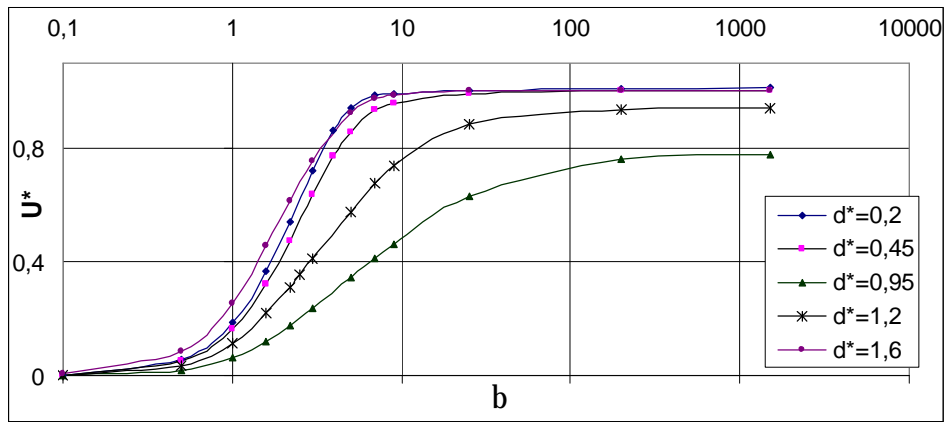
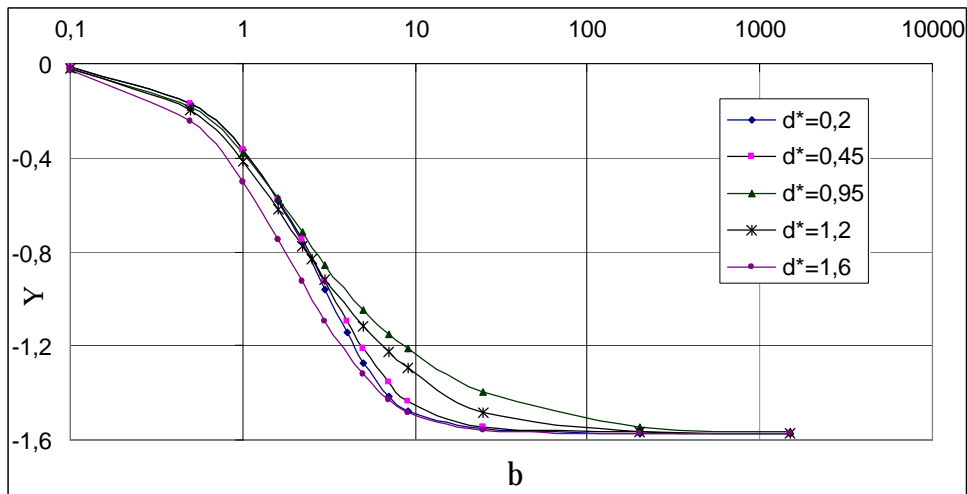
Фиг. 2. Ходографи на обобщеният параметър β



Фиг. 3. Зависимост на реалната част на изходния сигнал от β



Фиг. 4. Зависимост на имагинерната част на изходния сигнал от β

Фиг. 5. Зависимост на ефективната стойност на изходното напрежение от β Фиг. 6. Зависимост на фазата на изходното напрежение от β

И при този ТЕМП, съответните зависимости са аналогични на преобразователя с успоредни ВН и ИН. Различното отместване d^* между намотките води само до количествени отличия в аналогичните графики. И при петте характеристики се забелязва, че при $d^* \approx a_2^* = 1$, зависимостите са много близки, докато при $d^* \neq a_2^* = 1$. В първия случай зависимостта от обобщения параметър е по-слаба, но в по-голям интервал на изменение на β . Например за ефективната стойност този интервал е от 0,5 до 150 (фиг. 5). Колкото повече d^* се различава от единица, толкова по-голяма е чувствителността към β , но това е валидно в много по-тесен интервал на изменение β (за ефективната стойност границите са от 0,7 до 7 – фиг. 5). Тази закономерност е най-силно изразена при ефективната стойност и най-слабо – при фазата (фиг. 6).

И при неklasическия ТЕМП с перпендикулярни намотки, както при този с успоредни такива се вижда, че има стойност на β_S , след която стойностите на U^* и Ψ в зависимостите $U^* = F(b)$ и $\Psi = F(b)$ не се променят. При $d^* \approx a_2^* = 1$ тази стойност е $\beta_S \approx 150$, а при $d^* \neq a_2^* = 1$ тя е едва $\beta_S \approx 7-8$. От (5) както в [1] може да се определи след каква стойност γ_S на специфичната електрическа проводимост изходният сигнал практически не зависи от нея.

$$(8) \quad g_S = 1,27 \cdot 10^5 \frac{b_S^2}{fa_2}, \text{ Sm}$$

3. Заключение

От направените изследвания могат да се направят следните по-важни изводи:

1. Изходните характеристики на ТЕМП с перпендикулярни намотки имат подобен вид на тези на преобразователя с успоредни намотки [1].

2. Различното отместване между двете намотки на ТЕМП не води до качествени промени в зависимостите на изходния сигнал на преобразователя от обобщения параметър.

3. Всички компоненти на изходния сигнал са много подобни при относителни отмествания близки до единица. Тогава чувствителността към β е в по-широк диапазон, но е по-малка. Когато d^* съществено се различава от единица чувствителността към β е много по-голяма, но и в много по-тесен интервал.

4. От (8) може да се определи след каква стойност γ_S на специфичната електрическа проводимост изходният сигнал практически не зависи от нея. Очевидно при контрол и измервания на обекти с голяма проводимост подходящи са конструкции с отмествания между ВН и ИН близки до единица.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] К. Тодорова, С. Гунински, Ж. Даскалов, П. Захариев, “Влияние на размерите на намотките на трансформаторен електромагнитен преобразувател при контрол на обекти с много голяма електрическа проводимост”, статия в този том.
- [2] С. Гунински, “Изходен сигнал на електромагнитен преобразувател с перпендикулярни намотки при наличие на относително движение”, Годишник на Техническият университет – София, том 53, 2004 г., с. 191 – 199.
- [3] В. Диткин и А. Прудников, “Интегрални преобразования и операционно исчисление”, М., Наука, 1974, 450 с.

Автори:

д-р инж. Стефчо Гунински – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: sgg@tu-sofia.bg

маг. инж. Калинка Тодорова – гл. асистент в кат. Обща електротехника, e-mail: ktodorova@tu-sofia.bg

д-р инж. Живко Даскалов – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: jdaskalov@tu-sofia.bg

д-р инж. Петко Захариев – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: pzk@abv.bg

АНАЛИЗ НА СИСТЕМА ЗА ВИСОКОЧЕСТОТНО ИНДУКЦИОННО ЗАВАРЯВАНЕ

Георги Гигов, Илона Ячева, Румена Станчева, Георги Кънов

***Резюме:** Цел на настоящата разработка е прецизно изследване на система за високочестотно индукционно нагриване, предназначена за заваряване на тръбни заготовки. В представената работа се изследва разпределението на електромагнитното поле, с оглед оценка на ефективността на системата, необходимата мощност и определяне на факторите, влияещи на качеството на процеса на заваряване. Задачата се решава като тримерна по метода с крайни елементи с помощта на пакета COMSOL 4.2 .*

ANALYSIS OF INDUCTION HEATING SYSTEM FOR HIGH FREQUENCY WELDING

Georgi Gigov, Iлона Iatcheva, Rumena Stancheva, Georgi Kunov

***Abstract:** The aim of the work is investigation of induction heating system used for high frequency pipe welding. The electromagnetic field distribution has been studied in order to estimate system efficiency and factors influencing on quality of the welding process and required energy. The problem was considered as 3D, time harmonic electromagnetic and it has been solved using finite element method and COMSOL 4.2 software package.*

1. Въведение

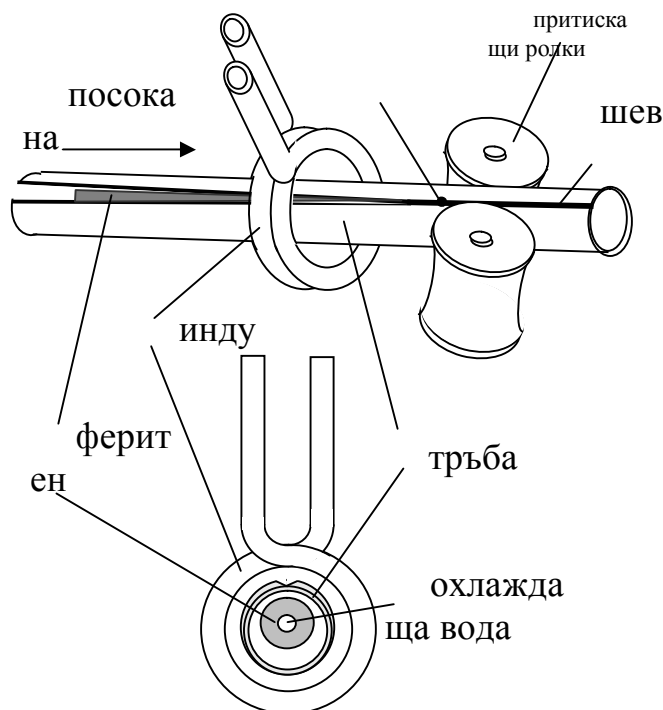
Технологиите, създадени на базата на индукционно нагриване намират много широко приложение в съвременната промишленост. Това се обуславя от предимствата [1], на този тип технологии за висококачествена термична обработка на детайли от проводящ материал: висока ефективност, голяма прецизност при загряването на точно определени участъци на металните детайли за кратък интервал от време и чисти работни условия .

Основна цел и мотивация за настоящата работа е необходимостта от изследване, оценка на ефективността и оптимизиране работата на система за индукционно нагриване, предназначена за заваряване на тръбни заготовки. Главната задача на изследването е определяне на оптималните стойности на факторите и параметрите на системата, влияещи на качеството на процеса на заваряване и количеството на необходимата енергия: честота, скорост на придвижване на материала (т.е. скорост на заваряване на тръбата), ъгъл в мястото на свързване на тръбната заготовка, наличие или отсъствие на феритно тяло вътре или извън заваряваната тръба и др. Решаването на така поставената задача е възможно на базата на прецизен анализ на електромагнитните и топлинните процеси, протичащи в системата и определяне

на разпределението на електромагнитното и топлинното поле. Детайлното им познаване дава възможности за ефективен контрол и управление на процеса на заваряване [2], [3].

2. Описание на изследваната система

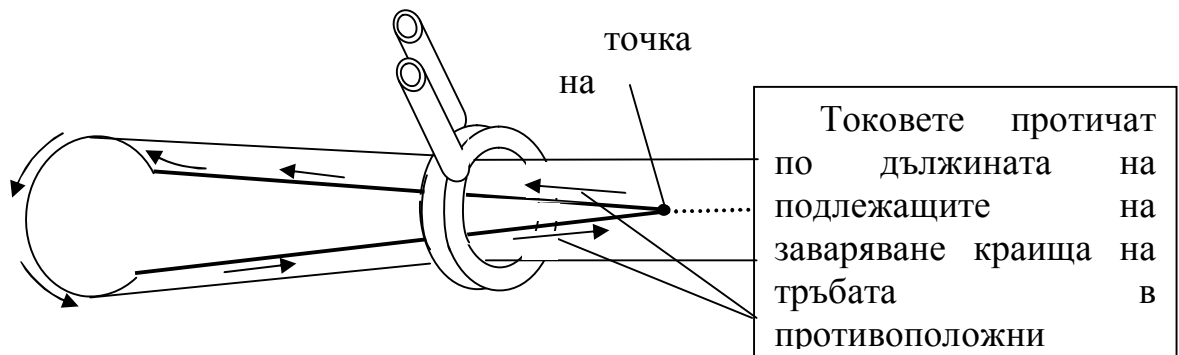
Изследваната система е показана Фиг.1. Тя се състои от високочестотен спираловиден индуктор, във вътрешността на който се придвижва огънатата метална заготовка. Системата включва още вътрешно феритно тяло - импидер и притискащи ролки.



Фиг.1. Принципна схема на изследваната система за висококочестотно индукционно нагряване с цел заваряване на метални тръби

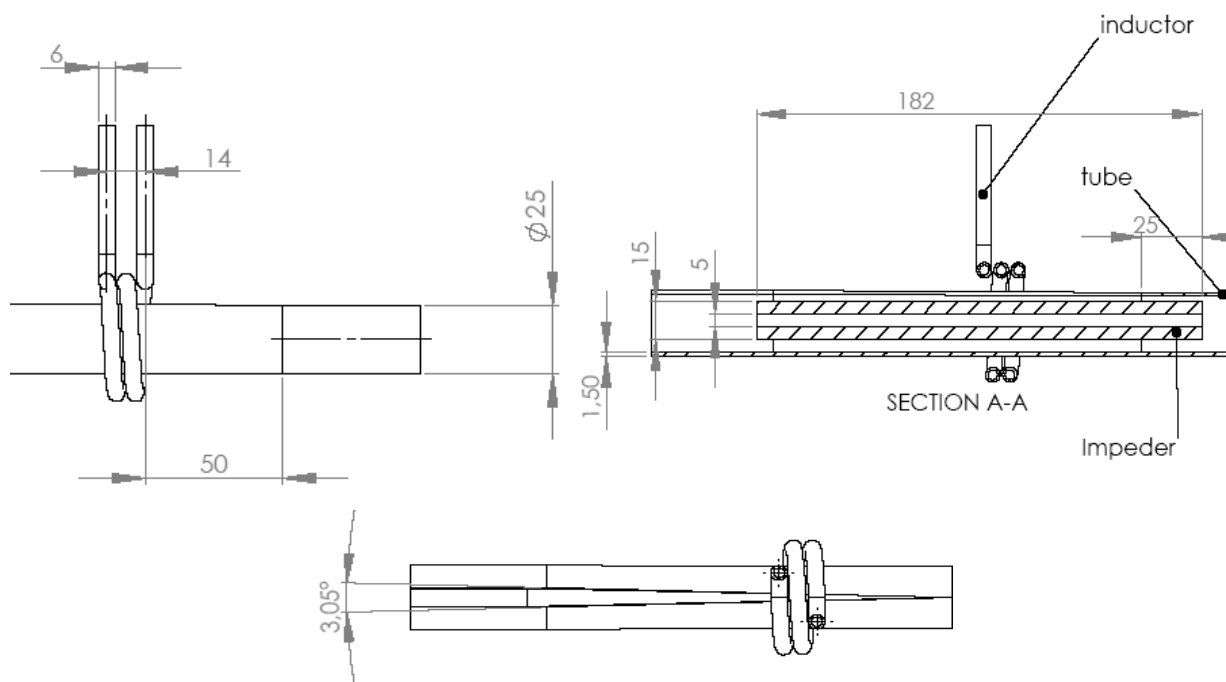
Създаваното от индуктора поле предизвиква появата на високочестотни токове, концентрирани в повърхностния слой на двата края на отворената тръба (Фиг.2). Тази концентрация се дължи както на силно изразения, поради високата честота повърхностен ефект, така и на ефекта на близост от протичащите по дължина на заваряваните ръбове токове. Тези токове протичат в противоположни посоки - по единия граничен ръб към на точката на свързване, а по другия от точката на свързване на тръбата и предизвикват много интензивно загряване и топене на метала в така наречената "V"- зона. Притискащите ролки притискат разтопените краища на тръбата и оформят заваръчния шев. Във вътрешността на тръбата с цел концентрация на магнитния поток и подобряване на ефективността на заваряването е разположено феритно тяло. Както се вижда и от принципната схема на системата, феритният импидер е разположен не по оста на тръбата, а е отместен по близо до заварявания участък – т. е системата няма осева симетрия и не би

могла да се анализира като осесиметрична. И индукторът и импидърът се охлаждадат принудително посредством охлаждаща вода.



Фиг.2. Индукираните във "V"- зоната токовете протичат в противоположни посоки по двата края на заваряваната тръба

Основните геометрични размери на изследваната система са указани на Фиг.3 в милиметри.



Фиг.3. Размери на елементите на изследваната система, показани за различни сечения

Работните параметри на индуктора, при които е направено численото моделиране и изследване на процесите са дадени в Таблица 1.

Табл. 1

Параметър	Стойност
Ток I	1000A
Напрежение U	500V
$\cos \varphi$	0.1

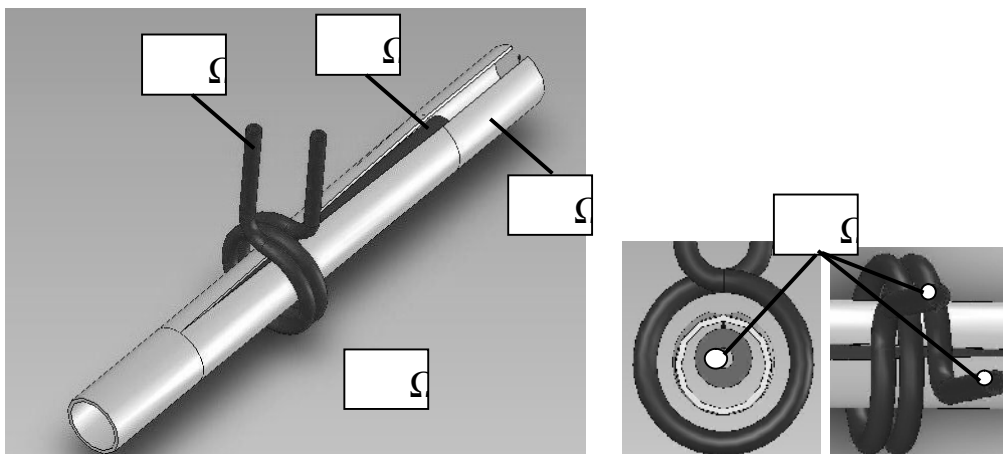
Честота f	200 kHz ÷ 500 kHz
-------------	-------------------

Материалът на тръбата е стомана с около 10% въглерод. Крайната температура, която трябва да се достигне при нагряване е около 1300÷1450 °С. Температурата на охлаждащата вода е 40°С, а околната температура, както и началната температура на заваряваната тръба е $T_0=20^{\circ}\text{C}$.

3. Математическо моделиране на полетата и процесите в изследваната система

Моделирането и анализа на процесите в разглежданата система за високочестотно индукционно нагряване са свързани с решаването на смесена задача за анализ на взаимосвързани и взаимнообулавящи се електромагнитно и топлинно поле. Предвид сложната, несиметрична геометрия на обекта на изследване, както електромагнитното така и топлинното поле трябва да бъде моделирано като 3-мерно. Настоящата работа е свързана с първия етап на численото моделиране на системата, а именно анализ на 3-мерното променливо електромагнитно поле. Получените при анализа на електромагнитното поле загуби от вихрови токове се явяват източник при моделирането и анализа на нестационарното топлинно поле.

Електромагнитната задача се решава като се определя разпределението на електромагнитното поле, както в елементите на изследваната система, така и в широка буферна зона разположена около нея. Това е свързано с коректното задаване на граничните условия при анализа на полето. На Фиг. 4 е показана областта на изследване при моделирането на електромагнитните процеси. Тя включва следните подобласти: Ω_1 - индуктор; Ω_2 - импидър; Ω_3 - тръбна заготовка; Ω_4 - охлаждаща вода; Ω_5 - въздушна буферна зона.



Фиг.4. Област на изследване

Изследваното електромагнитно поле се описва с уравненията:

$$(1) \quad \begin{aligned} \nabla \times (m^{-1} \nabla \mathbf{A}) &= \mathbf{J} \\ \mathbf{E} &= -j\omega \mathbf{A} - \nabla V \end{aligned}$$

където \dot{A} е магнитен вектор потенциал, \dot{J} е вектор на токовата плътност, \dot{E} е вектор на електрическият интензитет, V е скаларен електрически потенциал, а μ е магнитна проницаемост на средата, в която се разпространява полето. Решението се търси при условие $A=0$ по границите на буферната зона.

Променливото електромагнитно поле води до появата на вихрови токове \dot{J}_{ed} , които се определят от уравнението:

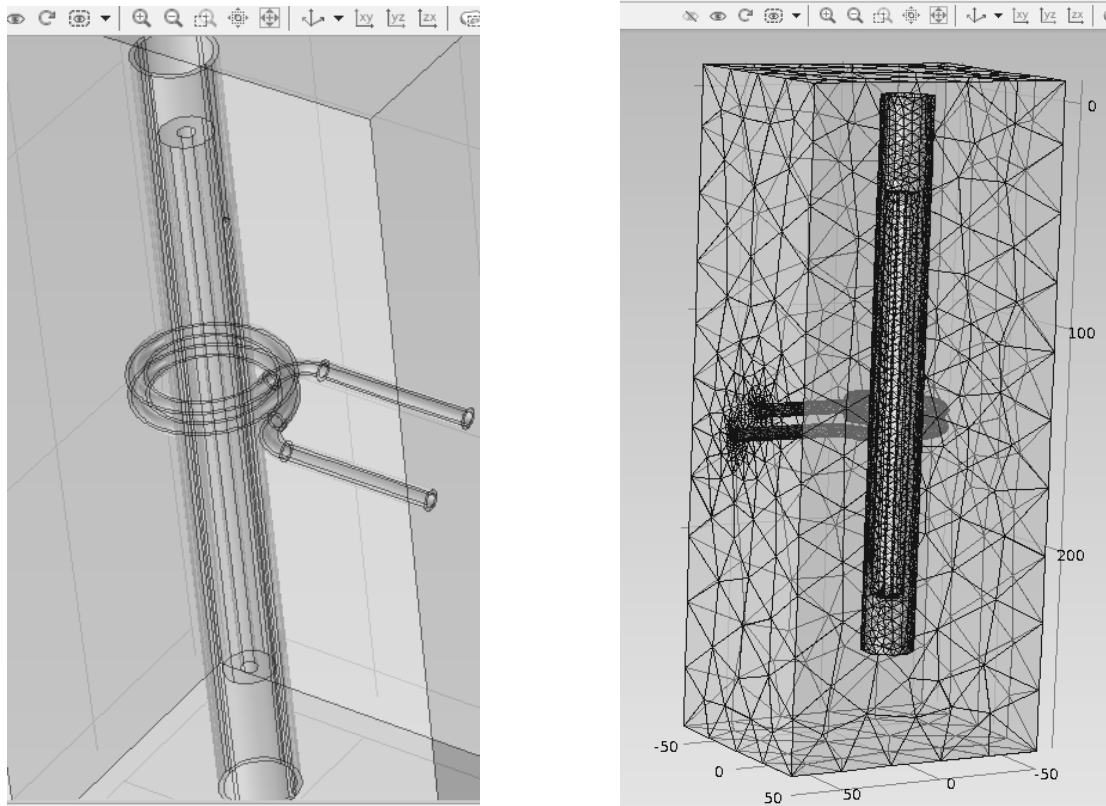
$$(2) \quad \dot{J}_{ed} = j\omega\sigma\dot{A},$$

където σ е електрическата проводимост. Загубите от вихрови токове, определени с (3) определят източника Q на топлинното поле в изследваната система.

$$(3) \quad Q = \frac{[\sigma]^{-1} \dot{J}_{ed} \dot{J}_{ed}^*}{2}$$

4. Анализ по МКЕ – симулации и резултати

Анализът на 3-мерното електромагнитно поле в областта (Фиг.5) се осъществява на базата на метода с крайни елементи и програмния пакет COMSOL 4.2

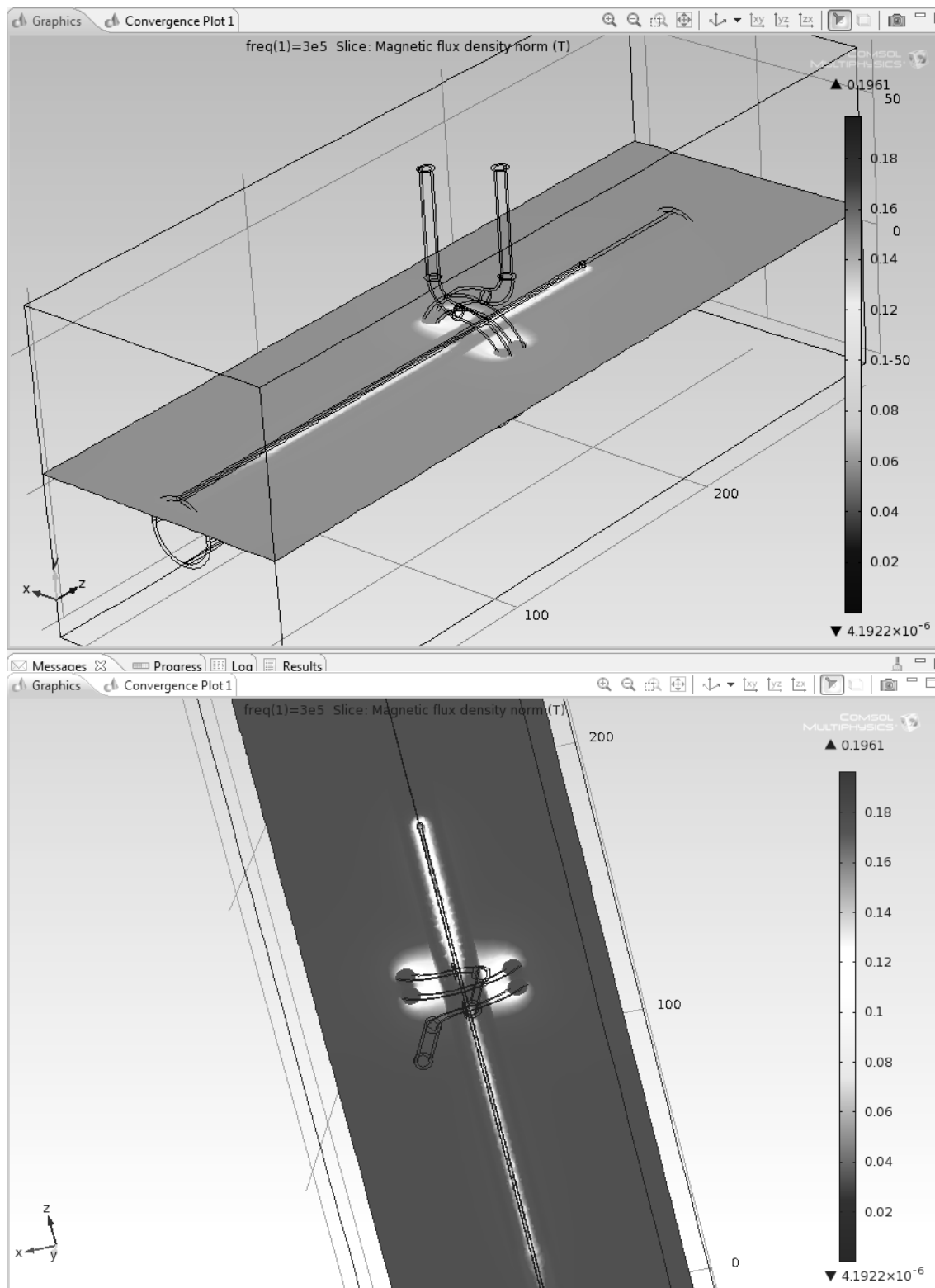


Фиг.5. Област на изследване и мрежата от крайни елементи

Резултатите от анализа на електромагнитното поле при честота 300 КHz са илюстрирани на Фиг.6 и Фиг.7, като е показано разпределението на магнитната

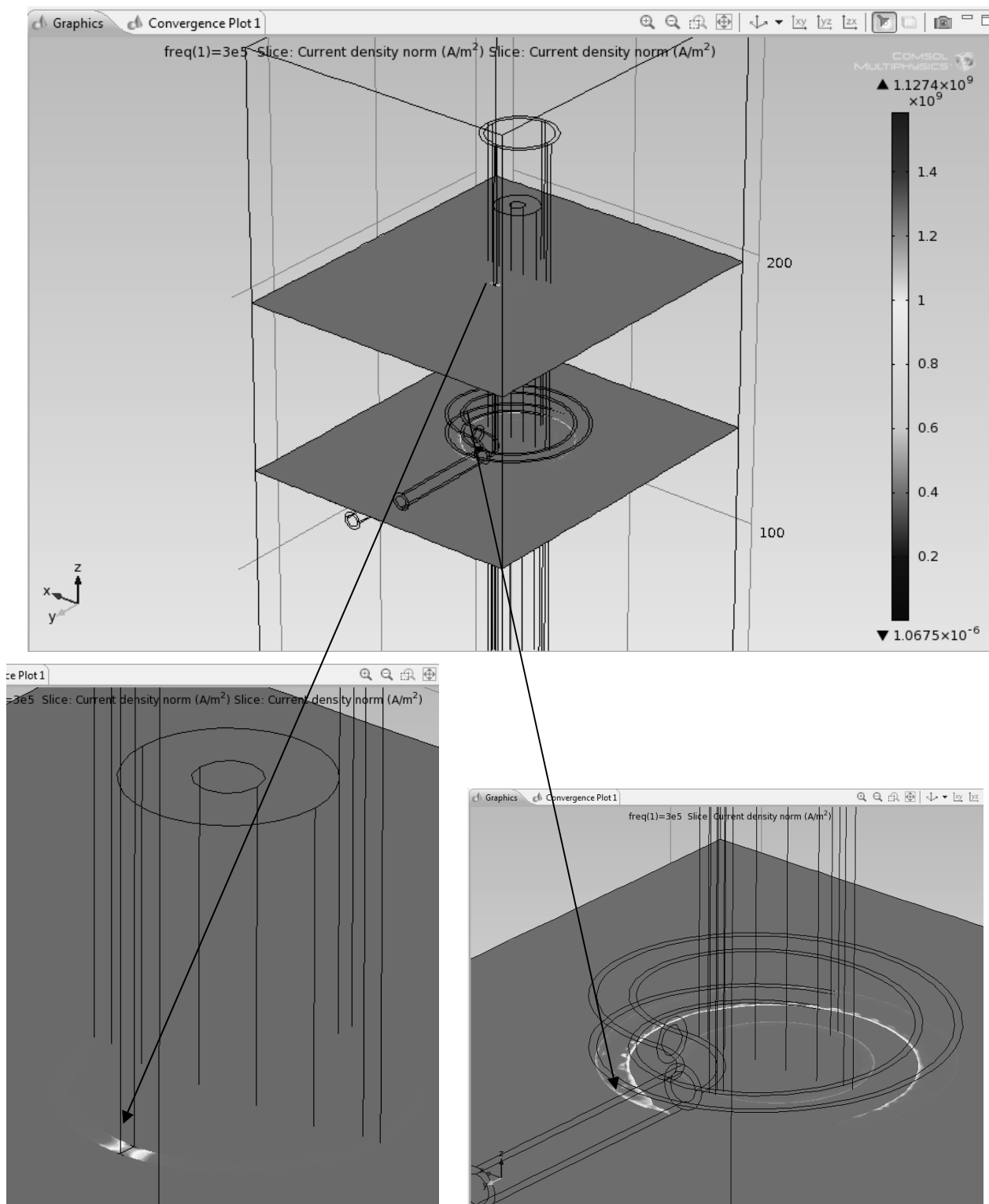
индукция и токовата плътност за различни сечения и зони на изследваната система.

На Фиг.6 е представено разпределението на магнитната индукция в областта на заваряваната тръба и индуктора в сечение, минаващо през точката на заваряване.



Фиг.6. Разпределение на магнитната индукция в изследваната област за сечение по дължина на тръбата, което включва зоната на заваряване

Максималната стойност на токова плътност в областта достига стойности $1.13 \times 10^9 \text{ A/m}^2$. На Фиг.7 е показана цялата област, като са отделени две специфични напречни сечения: сечението, което минава през точката на свързване на заваряваната тръба и сечение в областта на спираловидния индуктор.



Фиг.7. Разпределение на токовата плътност в зоната около точката на заваряване и в сечение минаващо през спираловидния индуктор.

3. Заключение

Направен е анализ на електромагнитното поле на система за високочестотно индукционно заваряване на тръбни заготовки. Системата е изследвана при детайлно отчитане на сложната 3-мерна геометрия на изследваната област и спираловидния възбудител. Разпределението на полето е получено на базата на анализ по метода с крайни елементи, при използване на програмния пакет COMSOL 4.2. Прецизното определяне на електромагнитното поле и използването на пакета COMSOL Multiphysics, който позволява едновременно решаване на електромагнитна и топлинна задача дават възможност да се премине към следващата стъпка в анализа на процесите, протичащи при индукционното нагряване – изследването на топлинните процеси. Детайлното познаване на разпределението на взаимосвързаните електромагнитно и топлинно поле и връзката между желаното полево разпределение и параметрите на изследваната система, осигуряват отлични възможности за контрол, управление и повишаване на ефективността на процеса на работа, което е и основна задача на представеното изследване.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шамов А., И Луин, В. Иванов, “Высокочастотная сварка металлов”. Ленинград, ‘Машиностроение’1977 .
- [2] Sergeant P., U. Adrano, L. Dupre , O. Bottauscio, M.De Wulf, M. Zucca and J. Melkebeek, Crevecoeur, “Passive and Active Electromagnetic Shielding of Induction Heaters”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, No. 2, March 2004, pp. 675 – 678
- [3] Kim D., T. Kim, Y.Park, K.Sung, M.Kang, C.Kim, I.Lee and Rhee. “Estimation of Weld Quality in High-frequency Electric resistance Welding”, Welding Journal, March 2007, pp.27 – 31.
- [4] COMSOL Version 4.2 User’s Guide, 2011

Автори:

маг. инж. Георги Гигов – Гл.асистент в кат. “ Силова електроника” , email: georgegi@tu-sofia.bg

д-р. инж. Илона Ячева – доцент в катедра „Теоретична електротехника”, e-mail: iiach@tusofia.bg

д.т.н. инж. Румена Станчева – професор в катедра „Теоретична електротехника”, e-mail: rds@tusofia.bg

маг. инж. Георги Кънов – Гл.асистент в кат. “ Силова електроника”, e-mail: gkunov@tu-sofia.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА АКСИАЛНАТА И РАДИАЛНАТА СЪСТАВКИ НА МАГНИТНОТО ПОЛЕ В ЗОНАТА НА КРАЙНИТЕ СТАТОРНИ ПАКЕТИ НА СХГ С ОТЧИТАНЕ НА РТК

Димитър Сотиров

Резюме: Разработен е метод за числено изследване на полето на разсейване в областта на челните съединения и крайните пакети на явнуполусни синхронни хидрогенератори (СХГ) с отчитане на влиянието на реакцията на тока на котвата (РТК). Използвани са опростени 2D модели, които позволяват с достатъчна за практически цели точност да се анализират явленията и процесите и да се оценят възможностите на хидрогенераторите за работа в режим на недовъзбуждане. Изследвана е конструкцията на един хидрогенератор и са анализирани качествата му.

STUDY OF AXIAL AND RADIAL COMPONENTS OF THE MAGNETIC FIELD IN THE AREA OF THE END STATOR PACKAGES OF SYNCHRONOUS HYDRO GENERATOR WITH TAKEN INTO ACCOUNT THE ANCHOR CURRENT REACTION

Dimitar Sotirov

Abstract: The paper introduces a new method for numerical study of the field distribution in the area of the end stator packages of salient pole synchronous hydro generators. The reaction of the anchor current is taken into account. The implemented simplified 2D models provide enough accuracy for practical purposes to analyze the events and processes as well as to estimate the possibilities of the hydro generators to operate in case of under excitation. The construction and characteristics of one real hydro generator have been shown and investigated.

1. Увод

Настоящият доклад е посветен на прецизиране на метода за изследване на проблема свързан с краевите ефекти при явнуполусни синхронни хидрогенератори, разгледан в трудове [2] и [3]. Темата е актуална както по отношение експлоатацията на инсталираните в българските ВЕЦ хидрогенератори, така и по отношение на проектиране и производство на хидрогенератори от българската електропромишленост. След влизане на РБългария в Европейския съюз и присъединяването на нашата ЕЕС към европейска за нас са в сила изискванията на УСТЕ. Тези изисквания налагат работа на хидрогенераторите в режим на недовъзбуждане при възстановяване на ЕЕС след тежки аварии, при които режими нарастват потоците на челно разсейване на хидрогенераторите и зъбите на статорния магнитопровод в

челната зона се загряват до високи, често недопустими температури. В цитираните трудове [2] и [3] са разгледани методи за експериментално и теоретично изследване с използване на опростени 2D модели, които позволяват с достатъчна за практически цели точност да се анализират явленията и процесите и да се оценят възможностите на хидрогенераторите за работа в режим на недовъзбуждане. Недостатък на тези теоретични модели е определяне на големината на магнитната индукция във въздушната междина без достатъчно точно отчитане на реакцията на тока на котвата. Този недостатък се преодолява с предложението в доклада за определяне на магнитната индукция с отчитане на действието на реакцията на тока на котвата при различни режими на натоварване на генератора. При изследванията се използва предложението в [3] 2D модел за изследване на радиалната и аксиалната съставки на полето в зоната на крайните пакети. Разглеждането се прави по отношение на максималната стойност на радиалната и аксиалната съставка на полето, които се намират по оста d на генератора, като се приема, че в разглеждания момент оста d съвпада със средата на статорен зъб. Тъй като надлъжната съставка на р.т.к. действа по оста d , моделът за изследване представлява надлъжен разрез на генератора през средата на статорен зъб, срещу който се намира средата на полюса на ротора. За да се осигури затваряне на магнитния поток при 2D моделите се прави изкуствено затваряне на магнитния поток през допълнителен магнитопровод с много голяма магнитна проводимост, така че да не влияе върху резултатите от изследването. За да се получи съответствие на условията за развитие на потока на разсейване в зоната на крайните пакети на статорния магнитопровод на модела и на действителната машина, възбудителният ток в модела се определя на базата на еднакви стойности на магнитната индукция във въздушната междина в модела и действителната машина. За целта се съставя напречен модел на разглеждания генератор в средата на FEMM, като се определя стойността на магнитната индукцията във въздушната междина и в зъбите на височина $2/3$ от основата.

2. Подход за определяне на магнитната индукция във въздушната междина с отчитане на действието на РТК

За съставяне на 2D модел на ХГ за намиране на кривата на пространствено разпределение на магнитната индукция във въздушната междина с отчитане на действието на РТК е необходимо да се знае не само геометрията на статорния и роторния магнитопровод, но и схемата на намотката на ХГ, както и съпротивленията x_d и x_q . При разглеждането обикновено се взема моментът от време, при който I_A е максимален, а I_B и I_C са равни на 0,5 от ефективната стойност на тока. За определяне на пространственото разположение на ротора спрямо статорната намотка в момента от време за който се задават токовете се определя ъгъла ψ (ъгъла на дефазирание на тока спрямо е.д.н. E_0) от векторната диаграма на фиг.1.

Той се изчислява по израза [5]

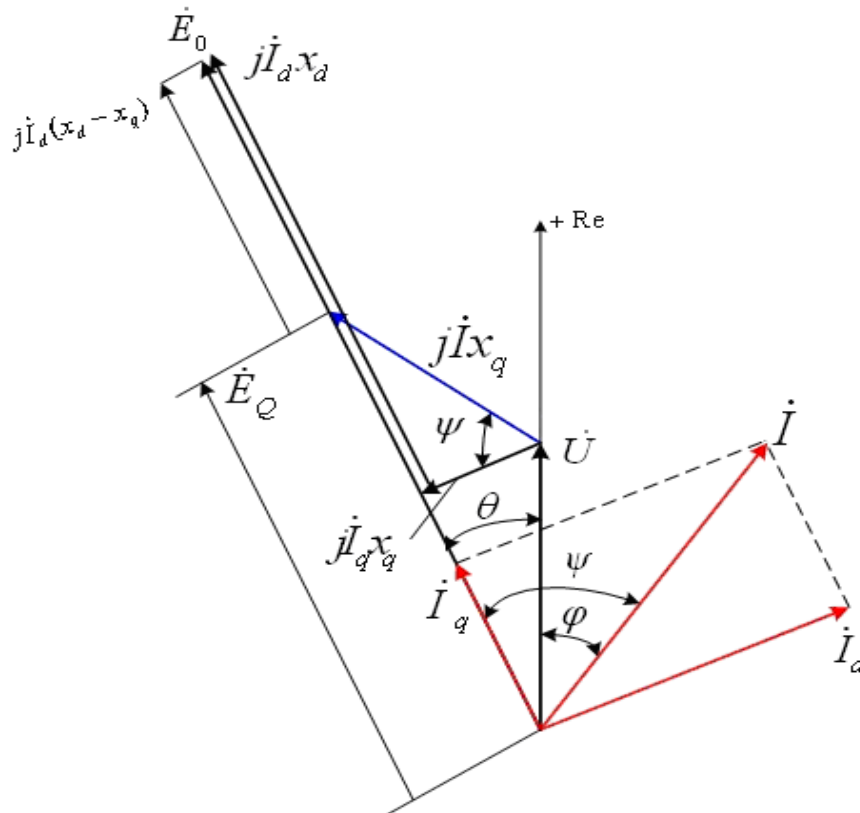
$$y = \arcsin \frac{U^* \sin j_H + I^* x_{qH}}{\sqrt{U^{*2} + I^* x_{qH}^* (2U^* \sin j_H + I^* x_{qH}^*)}}$$

където U^* е напрежението на ХГ, относителни единици;

I^* е тока на ХГ, относителни единици;

x_{qH}^* – наситена стойност на индуктивното съпротивление по напречната ос, относителни единици;

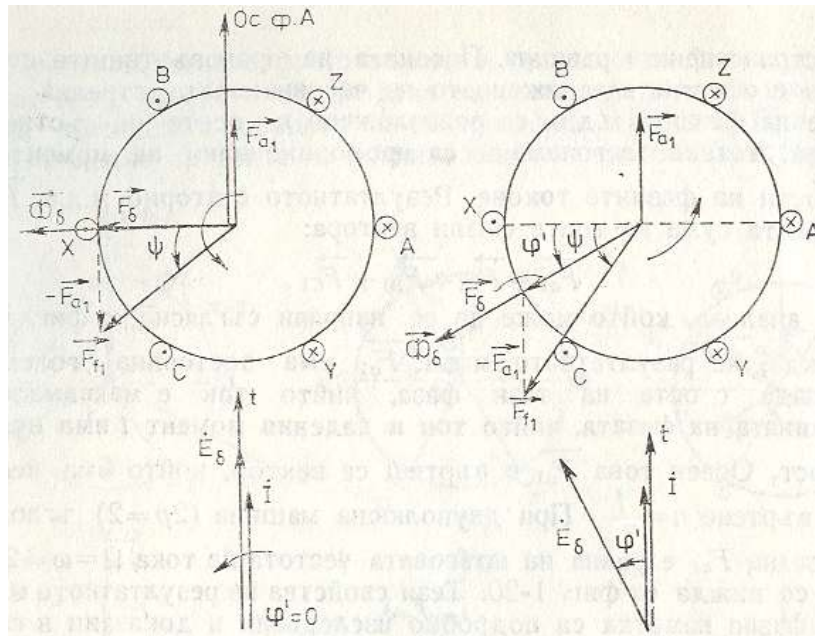
φ_H – ъгъл на дефазирание на тока от напрежението на ХГ при разглеждания режим на натоварване.



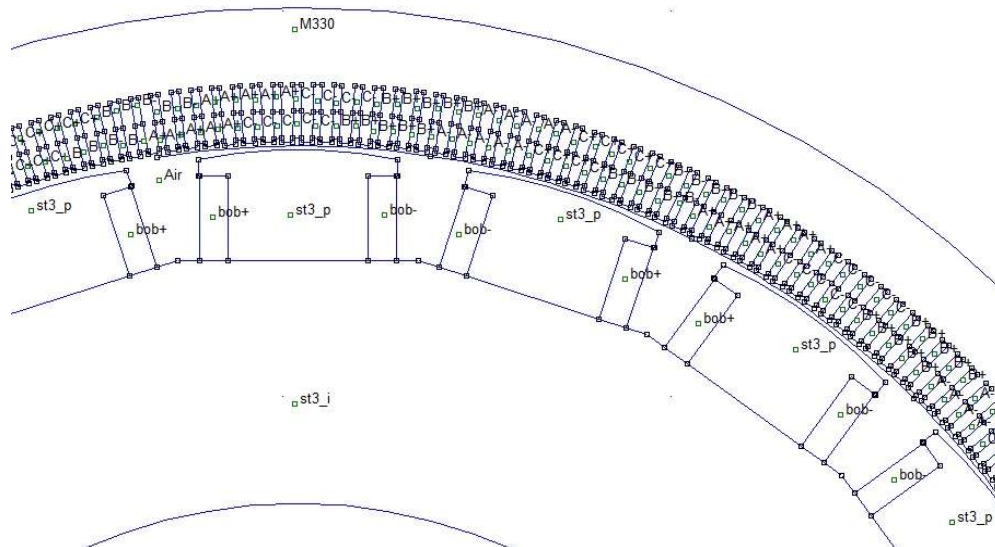
Фиг.1.

Пространственото положение на оста d на ротора в модела се определя като се изходи от пространственото разположение на векторите на реакцията на тока на котвата F_{al} , на м.д.н. на възбудителната намотка F_{fl} и резултантното м.д.н. F_{δ} , както е показано на фиг. 2 [4] за разглеждания момент от време при празен ход и натоварване на ХГ с активно-индуктивен товар.

По нататък построяването на модела продължава с начертаване на напречната геометрия на хидрогенератора по размерите от конструктивната документация с разполагане в каналите на активните страни на секциите на статорната намотка. На фиг.3. е показана част от модела за изследване на ХГ тип ВСГ525/150 - 20 на ПАВЕЦ „Орфей”. Тъй като статорната намотка е дробна симетрията между съседните полюси не е пълна и изследванията не може да се направят за чифт полюси.



Фиг. 2



Фиг. 3

Съобразно схемата на намотката и избрания момент от време се задават знакът и големината на тока в активните страни на намотката. При празен ход токовете в статорната намотка са нула, а роторът е ориентиран така, че оста d на роторните полюси е на ъгъл $\pi/2$ електрически градуси от оста на фаза А. При натоварване оста d на роторните полюси е изместена по посока на въртене на ротора на геометричен ъгъл $(\pi/2 + \psi)/p$ спрямо оста на фаза А.

В 2D модела, показан на фиг.3, действителният статорен и роторен ток се представят като токова плътност, която се задава в площ приблизително съответстваща на сечението на активната част на един статорен проводник, разположен в канала. Така пълният ток на един слой от канала има същата стойност както пълния ток в действителната машина. На базата на зададената площ и пълния ток при които са направени изчисленията се намира токовата плътност задавана в моделите. Изчисленията се извършват по следните изрази:

- токова плътност във възбудителната намотка J_{Bob} при празен ход:

$$J_{Bob+} = J_{Bob-} = \frac{I_{f0} w_f}{S_{secf}}$$

- токова плътност във възбудителната намотка при номинален режим:

$$J_{Bob+} = J_{Bob-} = \frac{I_{fn} w_f}{S_{secf}}$$

Площ на напречното сечение на възбудителната намотка за един полюс

$$S_{secf} = b \cdot \frac{h}{2}$$

-площ на един слой в статорния канал $S_{сеч}$:

$$S_{сеч} = b_{ск} \cdot \frac{h_{ск}}{2}$$

-токова плътност в проводниците на фазите на статорната намотка в режим на номинално натоварване за разглеждания момент от време:

$$J_A = \frac{\sqrt{2} \cdot I_n \cdot w_c}{S_{сеч}}, \quad J_B = J_C = \frac{\sqrt{2} \cdot I_n \cdot w_c}{2 \cdot S_{сеч}}$$

В горните изрази са използвани означенията J_{Bob} – токова плътност в сечението, заето от възбудителната намотка на един полюс; I_{f0} – възбудителен ток на генератора при празен ход и номинално напрежение; w_f – брой ефективни навивки на възбудителната намотка за един полюс; S_{secf} – площ на напречното сечение на възбудителната намотка на един полюс, b и h – широчина и височина на напречното сечение на възбудителната намотка на един полюс; J_A – токова плътност в проводниците на фаза А на статорната намотка при номинален товар за разглеждания момент от време; J_B и J_C – токова плътност в проводниците на фази В и С на статорната намотка при номинален товар за разглеждания момент от време; I_n – номинален ток на ХГ; w_c – брой навивки на секция; $S_{сеч}$ – площ на сечението на един слой на намотката в статорния канал; $b_{ск}$ и $h_{ск}$ – широчина и височина на напречното сечение на активната страна на секцията в статорен канал.

За всички останали режими изчисленията се провеждат със съответните стойности на токовете във възбудителната и котвената намотка на ХГ.

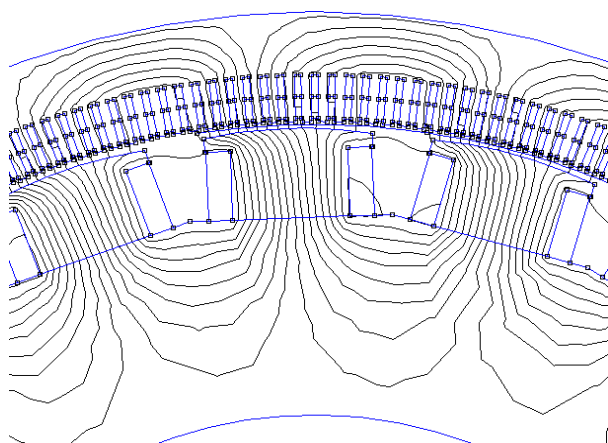
На базата на съставения първи модел се намира картината на полето и се построява магнитната индукция във въздушната междина при съответния товар за разглеждания момент от време. Отчитането на магнитната индукцията става по контур разположен върху дъга от окръжност, преминаваща през средата на въздушната междина – еднакво отдалечена от статора (вътрешния диаметър) и ротора (външния диаметър). Изследванията се провеждат обикновено за най-характерните режими на натоварване. Като правило мощните хидрогенератори

работят при натоварване с номинална активна мощност и реактивна мощност от номинална индуктивна до максимално допустима капацитивна. Номиналната индуктивна мощност на ХГ по правило е зададена от завода-производител, докато максимално допустимата капацитивна мощност при съвременните ХГ се задава с P-Q диаграма, а при по-старите ХГ не се регламентира. Нейната големина може да се определи от изискването за запазване на статичната и динамична устойчивост на ХГ, но трябва да се провери загряването на крайните статорни пакети. За разглеждания ХГ режимите на натоварване, съгласно описаните условия и проведени изпитания са дадени в Табл. 1.

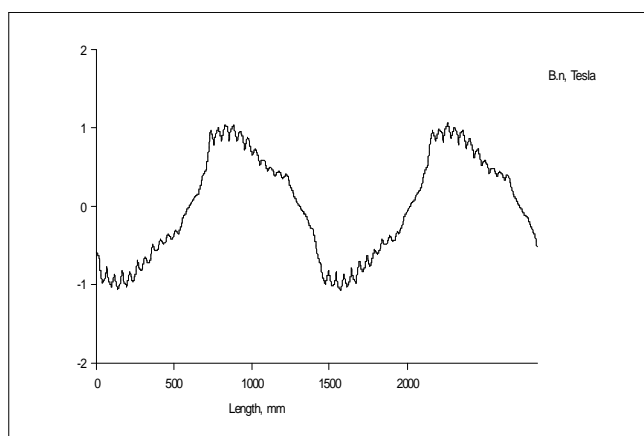
Таблица 1

	Активен товар	Индуктивен товар	Капацитивен товар
Активна мощност P, MW	40,0	40,0	40,0
Реактивна мощност Q, MVAr	0	21,7	-14,8
Линейно напрежение U_L , kV	10,4	11,1	10,5
Статорен ток I_G , A	2200	2383	2319
Възбудителен ток I_f , A	586	909	459
$\sin\varphi_H$	0	0,59	-0,35
$X_{гН}^*$	1,106	1,106	1,106
ψ	39,1	60,4	28

За посочените режими на натоварване с използване на дадения на фиг.3. модел са направени изчисления за определяне на пространствената крива на магнитната индукция във въздушната междина с отчитане на действието на РТК. На фиг. 4 е показана картината на полето при активен товар, а на фиг.5. кривата на магнитната индукция във въздушната междина.

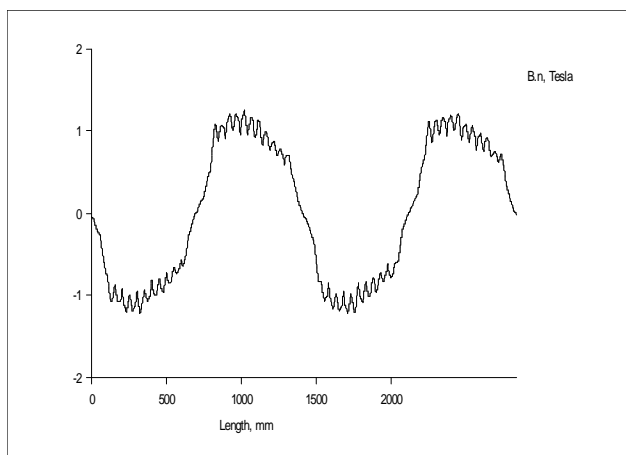


Фиг.4

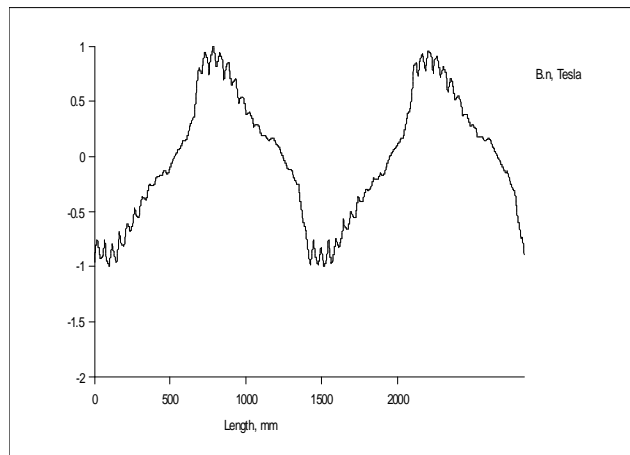


Фиг.5

За индуктивен и капацитивен товар съответно кривата на магнитната индукция във въздушната междина е показана на фиг. 6 и фиг. 7. От кривите на магнитната индукция във въздушната междина се определя магнитната индукция за зъба, разположен по ос d на ХГ, която се задава в модела за изследване на полето на разсейване в челната зона.



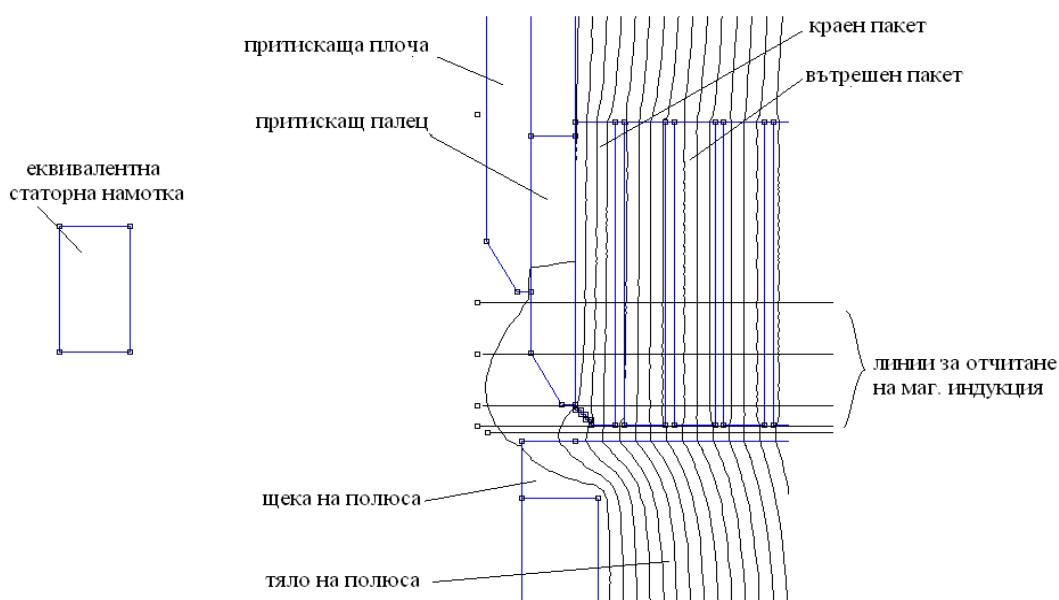
Фиг.6



Фиг.7

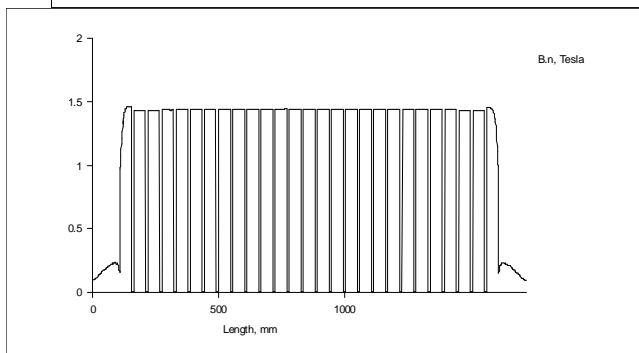
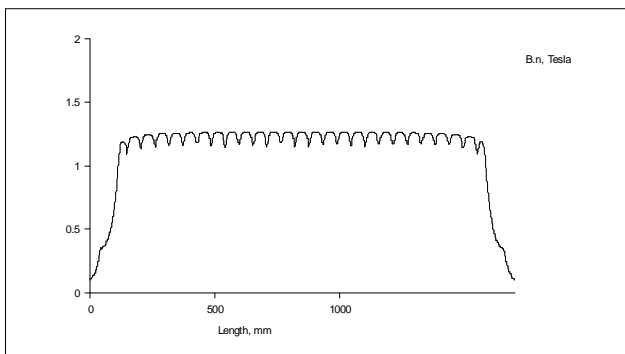
3. Определяне на радиалната и аксиалната съставки на магнитната индукция в зоната на крайните пакети

При изследванията се използва предложеният в [3] 2D модел за изследване на радиалната и аксиалната съставки на полето в зоната на крайните пакети. Разглеждането се прави по отношение на максималната стойност на радиалната и аксиалната съставка на полето, които се намират по оста d на генератора, като се приема, че в разглежданият момент оста d съвпада със средата на статорен зъб. Тъй като надлъжната съставка на р.т.к. действа по оста d , моделът за изследване представлява надлъжен разрез на генератора през средата на статорен зъб, срещу който се намира средата на полюса на ротора. За да се осигури затваряне на магнитния поток при 2D моделите се прави изкуствено затваряне на магнитния поток през допълнителен магнитопровод с много голяма магнитна проводимост, така че да не влияе върху резултатите от изследването. На фиг.8 е показана частта от модела, включваща зоната на крайните пакети на статорния магнитопровод. Статорната намотка е представен

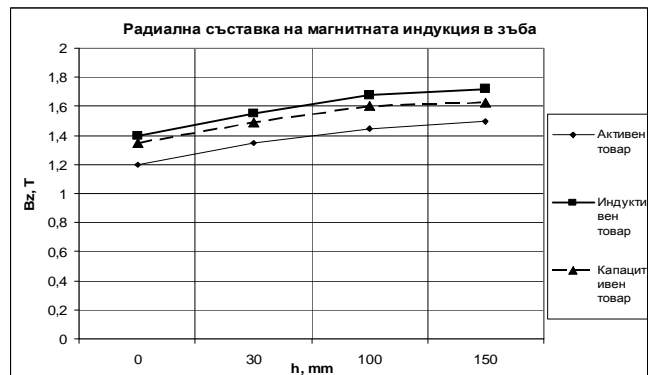
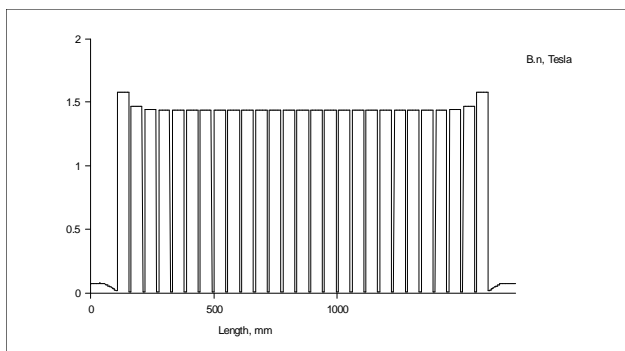


Фиг.8

с еквивалентна намотка, която създава м.д.н., отговарящо на надлъжната съставка на реакцията на тока на котвата. Радиалната съставка на магнитната индукция във въздушната междина и в статорните зъби се отчита по показаните линии. Напречната съставка на магнитната индукция се отчита по повърхнината на крайния пакет от страна на притискащите палци. На фиг.9, 10 и 11 са дадени кривите на пространствено разпределение на радиалната съставка на магнитната индукция B_r по дължина на генератора във въздушната междина за различни височини на статорния зъб, разположен по ос d на ХГ за активно-капацитивен товар. При разглеждания ХГ характера на тези криви за активен и активно-индуктивен товар е практически същия, като се различава само количествено. Като обобщение на фиг.12 са дадени зависимостите на радиалната съставка на магнитната индукция в зъба в зависимост от отдалечаване от въздушната междина, т.е. от височината на зъба.



Фиг.9. Магнитна индукция във възд. междина Фиг.10. Маг. индукция в зъбите на $h=30$ mm

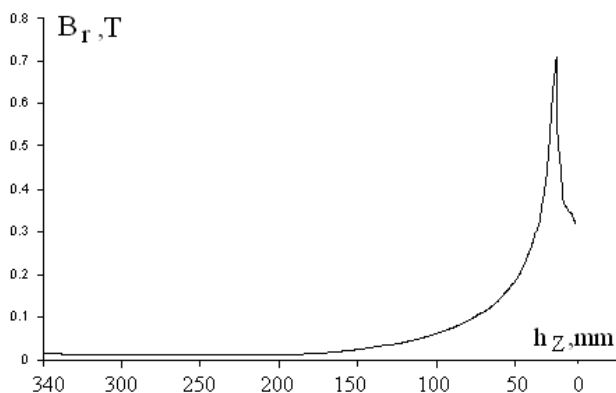


Фиг.11 Маг. индукция в зъбите на $h=100$ mm Фиг.12 Магнитна индукция в зъбите

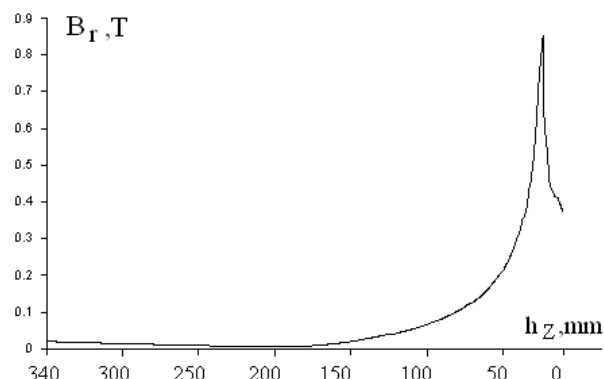
От посочените криви се вижда, че радиалната съставка на магнитната индукция във въздушната междина срещу зъба на крайния статорен пакет, намиращ се по ос d на ХГ, е с малко по-ниска стойност, от колкото срещу зъбите на средните статорни пакети. С отдалечаване от въздушната междина по височина на зъба ясно се вижда значително нарастване на магнитната индукция в зъбите на крайния пакет и макар и по-слабо изразено нарастване на индукцията в зъбите на пакетите, съседни на крайния пакет. Причина за това нарастване е, че резултантният магнитен поток на зъбите на крайните пакети е сума от радиалния магнитен поток и потока на челно разсейване, който е нормален към повърхността на крайния пакет, т.е. формира аксиалната съставка на потока на челно разсейване. Очевидно сумата е максимална в края на зъба, срещуположен на въздушната междина, така че индукция в основата на зъба е максимална (фиг.11). От показаните на фиг.12 криви се вижда, че индукцията в зъба на крайния пакет нараства и при трите разглеждани режима на натоварване. Разликата в стойността на индукцията се дължи освен на падовете на напрежение в машината при различните режими и на факта, че изчисленията за индуктивен товар са направени при по-високо напрежение (Табл.1). Причина за това е, че при провеждане на експериментално изпитване на ХГ за определяне на загряването на крайните пакети напрежението на мрежата се влияеше чувствително от характера и големината на реактивната мощност. При изчисленията са заложили данните за режима на натоварване за да може да се прави сравнение на теоретичните с експерименталните резултати.

На фиг.13, 14 и 15 са дадени кривите на аксиалната съставка на магнитната индукция на полето на челно разсейване, отчетени по височина на крайния пакет. Характерът на кривите е еднакъв, като има разлика в големината на индукцията. Като оценка за коректността на получените резултати може да се използват експерименталните резултати от средната стойност на загряване на зъбите на крайните пакети, получени за същите режими на натоварване, както при проведените теоретични изследвания. Като се има пред вид, че условията за охлаждане на зъбите на крайните пакети са еднакви при всички режими на натоварване, загряването им се определя от големината на загубите в тях. В случая загубите се състоят от две съставки – загуби от радиалната съставка и загуби от аксиалната съставка на магнитния поток. Във всяко сечение на зъбите загубите се обуславят от радиалната и от аксиалната съставки на магнитната индукция на полето. Както се вижда от фиг. 12 радиалната съставка на магнитната индукция в зъбите на крайните пакети нараства с отдалечаване от въздушната междина което води до нарастване на загубите в стоманата. В същото време аксиалната съставка на магнитната индукция е максимална в края на зъба до въздушната междина и намалява с отдалечаване от въздушната междина. Съгласно [1] максимум на загубите в зъбите на крайните пакети на ХГ се получава на височина около една трета от въздушната междина. На фиг.16 е дадена кривата на средната стойност на температурата на зъбите на крайните пакети на разглеждания ХГ, измерени с помощта на термовизионна камера. Вижда се, че температурата е минимална при активен товар и нараства при индуктивен и капацитивен товар. Това съответства на теоретично

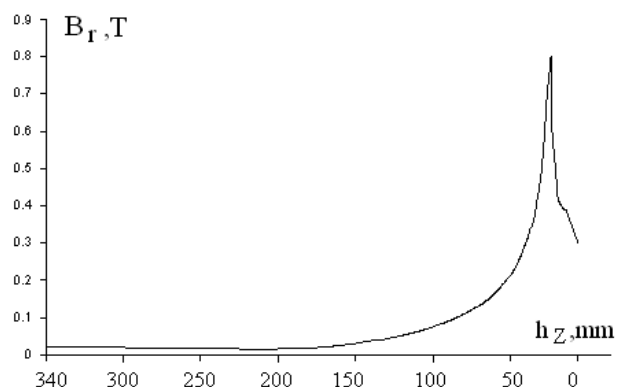
получените стойности на радиалната и аксиалната съставки на магнитната индукция.



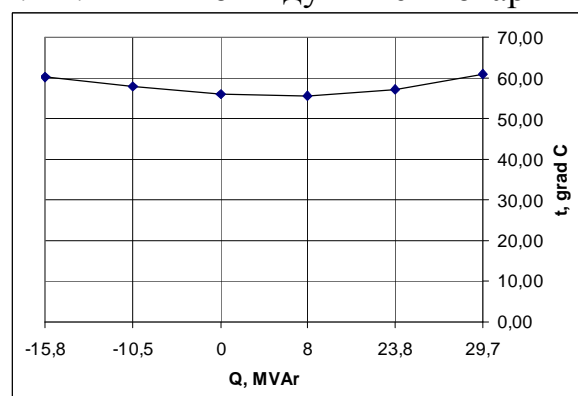
Фиг.13. Активен товар



Фиг. 14. Активно-индуктивен товар



Фиг.15. Активно-капацитивен товар



Фиг.16. Загряване на зъбите на кр.

пакети

5. Заключение

Разработен е метод за изследване на магнитното поле в зоната на крайните статорни пакети с отчитане действието на реакцията на тока на котвата и с използване на опростени 2D модели на ХГ. Методът позволява да се направи бърз анализ на конструкцията на ХГ на етап проектиране или експлоатация. Направено е изследване на един ХГ, работещ в ПАВЕЦ „Орфей”, на базата на което са формирани границите за разумна експлоатация при различни режими на работа, включително в режим на недовъзбуждане. Направена е косвена оценка на теоретичните резултати, която показва добра корелация на теоретичните с експерименталните резултати.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] 1.Вольдек А.И., Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский, В. И. Яковлев. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин, «Энергоатомиздат», Ленинградское отделение, 1983.
- [2] 2.Сотиров Д., М. Михов, Ст. Баташки, Експериментално определяне на допустимите граници на изменение на реактивната мощност на

хидрогенератори в зависимост от загряването на крайните пакети на статора, I-ва научна конференция ЕФ 2009, Созопол, Годишник на ТУ-София, Том 59, книга 2, стр. 23-32, 2009г.

- [3] Сотиров Д., Ст. Баташки, Д. Станев, Числено изследване на аксиалната съставка на полето на разсейване в зоната на крайните пакети на статорния магнитопровод на синхронни хидрогенератори, II-ра научна конференция ЕФ 2010, Созопол, Годишник на ТУ-София, Том 60, книга 2, стр. 270-282, 2010г.
- [4] 4.Ангелов А.М., Д.А. Димитров, Електрически машини II част, ДИ «Техника», София, 1988.
- [5] 5.Копылов И. П., Б. К. Клоков, В. П. Морозкин, Б. Ф. Токарев. Проектирование электрических машин, Москва ФГУП Издательство “Высшая школа”, 2005.
- [6] 6.Копылов И. П., Электрические машины, Москва ГУП Издательство “Высшая школа”, 2000.
- [7] 7.Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User’s Manual.

Автор:

доц.д-р Димитър К. Сотиров – катедра „Електрически машини” при ТУ – София.

ПЕРСПЕКТИВИ НА РАЗВИТИЕ НА СРЕДСТВАТА ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА КОЛИЧЕСТВА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ В РАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ МРЕЖИ

Петко З. Костадинов, Живко А. Даскалов, Стефчо Г. Гунински, Калинка М. Тодорова

Резюме: На базата на анализа на изискванията в нормативните документи са определени препоръчителни метрологични и експлоатационни характеристики на електромерите за измерване на електрическа енергия за битови и търговски цели в електроразпределителните мрежи.

PROSPECTS OF DEVELOPMENT FUNDS MEASURING QUANTITY ELECTRIC ENERGY IN THE DISTRIBUTION NETWORK

Petko Z. Kostadinov, Jivko A. Daskalov, Stefcho G. Guninski, Kalinka M. Todorova

Abstract: Certain metrological and operating characteristics of meters to measure electricity for domestic and commercial purposes in distribution networks, based on the analysis of the requirements in the regulations, are recommended.

1. Увод

В момента електроразпределителните мрежи (ЕРМ) в различните области на страната имат различни собственици, които използват различни средства за измерване на количествата електрическа енергия. Тъй като ДКЕВР се стреми да въведе пазар на електрическата енергия, възниква въпроса за защита на интересите на потребителите посредством въвеждане на общи норми за съществените изисквания към използваните електромери. Тези въпроси са решени на ниво Европейски Съюз [1, 2] и на национално ниво у нас - в [3].

Настоящият доклад е посветен на определяне на перспективите за развитие на електромерите за измерване на количества електрическа енергия в електроразпределителните мрежи на базата на анализа на изискванията на споменатите по-горе национални и европейски нормативни документи като се отчитат постиженията на водещите фирми-производители.

2. Анализ на нормативните изисквания

Както е посочено в Наредбата за съществените изисквания и оценяване съответствието на средствата за измерване [3], електромерите за активна енергия, предназначени за бита и леката промишленост трябва да отговарят на следните съществени изисквания:

1. Производителят трябва да определи индекса на класа на електромера в зависимост от климатичните, механичните и електромагнитните условия на околната среда, в която се предвижда да се използва. Индексите на класа са определени както следва: клас А, В и С.
2. Производителят трябва да определи нормалните условия за работа на електромера, и по-специално стойностите на: f_n , U_n , I_n , I_{st} , I_{min} , I_{tr} и I_{max} , които се отнасят за електромера, където:

I - електрическият ток, протичащ през електромера;

I_n - обявената стойност на тока, за която е проектиран електромерът;

I_{st} - най-ниската обявена стойност на тока I , при която електромерът измерва активна електрическа енергия при $\cos \varphi = 1$ (за многофазни електромери с уравновесен товар);

I_{min} - стойността на тока I , над която грешката се намира в границите на максимално допустимите грешки (за многофазни електромери с уравновесен товар);

I_{tr} - стойността на тока I , под която грешката се намира в границите на най-малката максимална допустима грешка, съответстваща на индекса на класа на електромера;

I_{max} - стойността на тока I , над която грешката се намира в границите на максималните допустими грешки;

U – напрежението на мрежата, в която е включен електромерът;

U_n - обявената стойност на напрежението, за което е проектиран електромерът;

f - честотата на захранващото напрежение на електромера;

f_n – обявената стойност на честотата, за която е проектиран електромерът;

$PF (\cos \varphi)$ – фактор на мощността.

3. Избраните стойности трябва да удовлетворяват изискванията, определени в таблица 1.

4. Обхватите на напрежението, честотата и факторът на мощността, в рамките на които електромерът удовлетворява изискванията за максималната допустима грешка (МДГ) са определени в таблица 2. Тези обхвати отчитат типичните характеристики на електроенергията, доставяна от енергоразпределителните дружества.

Таблица 1. Стойности на тока за различните класове електромери

Стойност на тока	Клас А	Клас В	Клас С
За директно свързани електромери			
I_{st}	$\leq 0,05 I_{tr}$	$\leq 0,04 I_{tr}$	$\leq 0,04 I_{tr}$
I_{min}	$\leq 0,5 I_{tr}$	$\leq 0,5 I_{tr}$	$\leq 0,3 I_{tr}$
I_{max}	$\geq 50 I_{tr}$	$\geq 50 I_{tr}$	$\geq 50 I_{tr}$

За електромери, свързани посредством измервателен трансформатор			
I_{st}	$\leq 0,06 I_{tr}$	$\leq 0,04 I_{tr}$	$\leq 0,02 I_{tr}$
I_{min}	$\leq 0,4 I_{tr}$	$\leq 0,2 I_{tr}$	$\leq 0,2 I_{tr}$
I_n	$= 20 I_{tr}$	$= 20 I_{tr}$	$= 20 I_{tr}$
I_{max}	$\geq 1,2 I_n$	$\geq 1,2 I_n$	$\geq 1,2 I_n$

5. Обхватите на напрежението, честотата и факторът на мощността, в рамките на които електромерът удовлетворява изискванията за максималната допустима грешка (МДГ) са определени в таблица 2. Тези обхвати отчитат типичните характеристики на електроенергията, доставяна от енергоразпределителните дружества.

Таблица 2. Максимално допустими грешки

Стойност на тока	Фактор на мощността $\cos \varphi$	Работни температури											
		$+5^{\circ}\text{C} \dots +30^{\circ}\text{C}$			$-10^{\circ}\text{C} \dots +5^{\circ}\text{C}$ или $+30^{\circ}\text{C} \dots +40^{\circ}\text{C}$			$-25^{\circ}\text{C} \dots -10^{\circ}\text{C}$ или $+40^{\circ}\text{C} \dots +55^{\circ}\text{C}$			$-40^{\circ}\text{C} \dots -25^{\circ}\text{C}$ или $+55^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$		
		Индекси на класа на електромерите											
Еднофазни и натоварени симетрично във всяка фаза трифазни електромери													
$I_{min} \leq I < I_{tr}$	1	± 3,5	± 2,0	± 1,0	± 5,0	± 2,5	± 1,3	± 7,0	± 3,5	± 1,7	± 9,0	± 4,0	± 2,0
$I_{tr} \leq I \leq I_{max}$	0,5 ind1... ...0,8 cap	± 3,5	± 2,0	± 0,7	± 4,5	± 2,5	± 1,0	± 7,0	± 3,5	± 1,3	± 9,0	± 4,0	± 1,5
Многофазни електромери, натоварени несиметрично в една фаза													
$I_{tr} \leq I \leq I_{max}$	0,5 ind...1	± 4,0	± 2,5	± 1,0	± 5,0	± 3,0	± 1,3	± 7,0	± 4,0	± 1,7	± 9,0	± 4,5	± 2,0

6. Обхватите на напрежението и честотата трябва да бъдат най-малко:

- а) $0,9 U_n \leq U \leq 1,1 U_n$
б) $0,98 f_n \leq f \leq 1,02 f_n$

7. Обхватът на фактора на мощността е най-малко: от $\cos \varphi = 0,5$ индуктивен до $\cos \varphi = 0,8$ капацитивен.
8. Както е определено в [2], максимално допустимата грешка (МДГ) на всеки електромер трябва да се определя по формулата:

$$e_c = \sqrt{e^2(I, \cos j) + d^2(T, I, \cos j) + d^2(U, I, \cos j) + d^2(f, I, \cos j)},$$

в която са използвани следните означения:

- $e(I, \cos \varphi)$ – основна грешка при нормални условия на работа и променливотоково натоварване;
 $\delta(T, I, \cos \varphi)$ – допълнителна грешка от изменение на температурата;
 $\delta(U, I, \cos \varphi)$ – допълнителна грешка от изменение на напрежението;
 $\delta(f, I, \cos \varphi)$ – допълнителна грешка от изменение на температурата;

От своя страна стойностите на максимално допустимата грешка (МДГ), изразена в проценти, при нормални условия на работа, различни токове и различни работни температури са дадени в таблица 2.

9. Допустим ефект от смущения

9.1. Тъй като електромерите са директно свързани към захранването от мрежата и поради това, че токът в захранващата мрежа е също една от измерваните величини, за електромерите се използва специална електромагнитна среда.

9.1.1. Електромерът отговаря на изискванията за електромагнитна среда Е2 и на допълнителните изисквания на 8.2 и 8.3.

9.1.2. Електромагнитната среда и допустимите ефекти отразяват положение, при което има дълготрайни смущения, които не оказват влияние върху точността извън критичните стойности на измененията и преходните смущения, които биха могли да причинят влошаване или загуба на функциите или работата, но от които електромерът се възстановява.

9.1.3. Метрологичните характеристики на електромера трябва да са защитени, у когато има предвидима висока степен на риск от атмосферно пренапрежение (мълнии) или преобладават надземни електропреносни мрежи.

9.2. Ефект от дълготрайни смущения – в Таблица 3 са дадени допустимите стойности на изменение на МДГ при продължителни въздействия на смущаващи фактори

Таблица 3. Допустими стойности на изменение на МДГ при продължителни въздействия на смущаващи фактори

Смущаващ фактор	Допустими стойности на измененията на МДГ, в %, за електромери с индекс на класа:		
	А	В	С
Обратен фазов ред	1,5	1,5	0,3
Несиметрия на напрежението (за трифазни електромери)	4	2	1

Висши хармоници в токовия кръг	1	0,8	0,5
Постоянна съставка в токовия кръг	6	3	1,5
Бързи преходни процеси/пакети импулси	6	4	2
Електромагнитни ВЧ полета	3	2	1

9.3. Допустим ефект от преходни електромагнитни явления

9.3.1. Ефектът от дадено електромагнитно смущение върху електромера е такъв, че по време и веднага след смущението всеки резултат, предназначен за изпитване на точността на електромера, не предизвиква импулси или сигнали, съответстващи на енергия, по-голяма от критичната (допустимата ?) стойност на измененията, и след необходимото време след смущението електромерът трябва да:

- се възстановява за работа в границите на МДГ;
- запазва всички измервателни функции;
- позволява възстановяване на всички налични данни от измерванията преди смущението;
- не отчита изменението в регистрираната енергия, по-голяма от критичната (допустима ?) стойност на промяна.

Критичната стойност на изменението в kWh е $m \cdot U_n \cdot I_{max} \cdot 10^{-6}$, където m е броят на измервателните елементи на електромера, а напрежението и токът са съответно във V и A.

9.3.2. При тока на претоварване критичната стойност на изменението е 1,5%.

10. Под номиналното работно напрежение положителната грешка на електромера не трябва да е по-голяма от 10%.

11. Показващото устройство за цялата енергия трябва да има достатъчен брой разряди, за да може когато електромерът работи 4000 часа при максимално натоварване ($I = I_{max}$, $U = U_n$ и $\cos \varphi = 1$), показанието да не се връща до първоначалната си стойност и да не се нулира по време на работа.

12. В случай на прекъсване на електрозахранването информацията за измереното количество електрическа енергия трябва да се запазва в продължение на най-малко четири месеца.

13. При подаване на напрежение, когато в токовата верига не протича ток (т.е. при отворена токова верига), електромерът не отчита енергия при напрежения между $0,8 U_n$ и $1,1 U_n$.

14. Електромерът се пуска и продължава да отчита при U_n , $\cos \varphi = 1$ (многофазен електромер с уравновесени товари) и ток, равен на I_{st} .

15. Измерената електрическа енергия се показва в киловатчаса (kWh) или в мегаватчаса (MWh).

16. Пускане в действие

16.1. **Измерването за битова употреба се извършва с електромери от клас А.** За специфични цели може да се изисква използване на електромери от клас В.

16.2. **Измерването за търговска употреба и/или за употреба в леката промишленост се извършва с електромери от клас В.** За специфични цели може да се изисква използване на електромери от клас С.

3. Препоръчителни метрологични и експлоатационни характеристики на съвременните електромери

В резултат на направения преглед и анализ на изискванията към електромерите, по мнение на авторите могат да се формулират следните по-съществени характеристики, които трябва да притежават инсталираните електромери:

- обхват по напрежение: трябва да съответства на номиналното напрежение на мрежата. В страните от Европейския Съюз номиналното фазно напрежение е 230V, а у нас е 220V. Много фирми – производители предлагат електромери с напрежителен обхват (90 ÷ 290) V.
- обхват по ток: най-често обявените токови обхвати за битовите електромери са 5А и 10А. За повишаване на точността на отчитане на консумираната електрическа енергия е желателно използването на електромери с претоварване от 1000 до 2000 %.
- клас на точност на електромерите: за електромерите за битови цели е достатъчен клас на точност 2, а за електромерите за промишлени нужди – клас 1.

Забележка: Почти всички фирми - производители предлагат електромери за битови цели с клас на точност 1 и такива за промишлени нужди - с клас на точност 0,5.

В специални случаи могат да се използват трифазни електромери с класове на точност 0,2S и 0,5S .

ЛИТЕРАТУРА

- [1] БДС EN 50470-1:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Част 1: Общи изисквания, изпитвания и условия за изпитване. Уреди за измерване (класификационни индекси А, В и С).
- [2] БДС EN 50470-3:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Част 3: Специфични изисквания. Статични електромери за активна енергия (класификационни индекси А, В и С)
- [3] Наредба за съществените изисквания и оценяване съответствието на средствата за измерване. Държавен вестник бр. 80 / 03.10.2006.
- [4] БДС EN 62052-11:2004. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Част 3: Общи изисквания, изпитвания и условия на изпитване. Част 11: Уреди за измерване (електромери) (IEC 62052-11:2003)

- [5] БДС EN 62052-21:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Общи изисквания, изпитвания и условия на изпитване. Част 21: Съоръжения за управление на тарифите и товара (IEC 62052-21:2004)
- [6] БДС EN 62053-21:2004. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 21: Статични електромери за активна енергия (класове 1 и 2) (IEC 62053-21:2003)
- [7] БДС EN 62053-22:2004. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 22: Статични електромери за активна енергия (класове 0,2S и 0,5S) (IEC 62053-22:2003)
- [8] БДС EN 62053-23:2004. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 23: Статични електромери за реактивна енергия (класове 2 и 3) (IEC 62053-23:2003)
- [9] БДС EN 62053-31:2001. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 31: Изходни импулсни устройства за електромеханични и електронни електромери (само за двупроводни линии) (IEC 62053-31:1998)
- [10] БДС EN 62053-52:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 52: Символи за променливотокови електромери (IEC 62053-52:2005)
- [11] БДС EN 62053-61:2001. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 61: Консумирана мощност и изисквания към напрежението (IEC 62053-61:1998)
- [12] БДС EN 62054-11:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Управление на тарифите и товара. Част 11: Специфични изисквания към електронни приемници за дистанционно управление с насложени сигнали (IEC 62054-11:2004)
- [13] БДС EN 62054-21:2006. Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Управление на тарифите и товара. Част 21: Специфични изисквания към превключващи часовници (IEC 62054-21:2004)

Автори:

д-р инж. Петко Захариев – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: pzk@abv.bg

д-р инж. Живко Даскалов – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: jdaskalov@tu-sofia.bg

д-р инж. Стефчо Гунински – доцент в кат. Обща електротехника, e-mail: ssg@tu-sofia.bg

маг. инж. Калинка Тодорова – гл. асистент в кат. Обща електротехника, e-mail: ktodorova@tu-sofia.bg

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МКЕ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВЪЗБУДИТЕЛНИЯ ТОК В СИНХРОННИ ХИДРОГЕНЕРАТОРИ С МАГНИТНИ КЛИНОВЕ В СТАТОРНИТЕ КАНАЛИ

Пламен Ризов, Димитър Сотиров, Радослав Спасов, Валентин Филипов

Резюме: В доклада е показано едно приложение на Метода на крайните елементи (МКЕ) за определяне на новите стойности на възбудителния ток на синхронни хидрогенератори при замяна на немагнитните клинове в статорните канали с магнитни, изработени от MAGNOVAL 2067.

APPLICATION OF THE FEM FOR THE DETERMINATION OF EXCITER CURRENT IN THE SYNCHRONOUS HYDROGENERATORS WITH MAGNETIC WEDGES IN THE STATOR SLOTS

Plamen Rizov, Dimitar Sotirov, Radoslav Spasov, Valentin Filipov

Abstract: In this paper is shown an application of the finite element method (FEM) for the determination of the new values of the exciter current of synchronous hydrogenerators, when non-magnetic wedges in the stator slots are exchanged with magnetic wedges, manufactured by MAGNOVAL 2067.

1. Въведение

Публикуваните в настоящия доклад изследвания са направени в следствие на възникнал проблем при експлоатацията на ново произведен хидрогенератор. Проблемът се състои в това, че работата на хидрогенератора е съпроводена със силен шум, източника на който е статорния магнитопровод. При анализа на конструкцията се установи, че хидрогенератора е произведен с относително широки статорни канали и малка въздушна междина, в резултат на което зъбните хармоници в магнитното поле са силно изразени. Големите пулсации на магнитната индукция водят до вибрация на статорния магнитопровод с честота, която е в диапазона на чуваемост на човешкото ухо. Тези пулсации са източник на шум, който влошава работната среда. За избягването му производителят е взел решение да замени не магнитните с магнитни клинове, като допълнително трябва да се провери дали възбудителната намотка на хидрогенератора ще е в състояние да поеме възникналите изменения на възбудителния ток. Обикновено в синхронните генератори не се използват магнитни клинове, а когато това е необходимо трябва да се вземат пред вид следните фактори:

а/ наличието на магнитни клинове в статорните канали намалява коефициента на въздушната междина и необходимото м.д.н. на възбудителната намотка

б/ увеличава потока на диференциално разсейване през короните на статорните зъби и магнитните клинове

По отношение на ударния ток в режим на късо съединение, магнитните клинове изработени от материал (MAGNOVAL) с нелинейна магнитна характеристика се насищат в значително по-голяма степен отколкото електротехническата стомана. В резултат на това потокът на канално разсейване в режим на късо съединение е силно ограничен и ударния ток няма да се различава по стойност спрямо тока, когато клиновете са немагнитни.

Целта на представените в доклада изследвания е определяне на възбудителния ток на синхронни хидрогенератори при:

- замяна на немагнитни с магнитни клинове с нелинейна магнитна характеристика на въведени в експлоатация хидрогенератори;

- необходимост от проектиране на синхронни хидрогенератори с магнитни клинове.

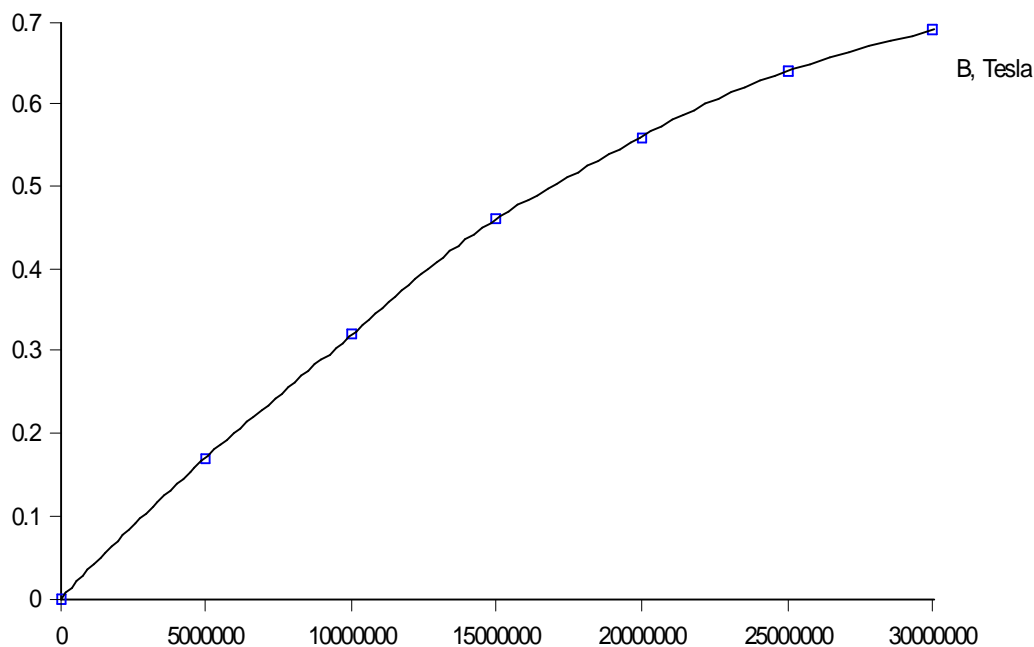
Обектите на изследване са два синхронни генератори с данни дадени в таблица 1.

Таблица 1.

Номинална мощност	S_H	MVA	2.7	4.0
Номинално напрежение	$U_{\Phi H}$	kV	6.3	6.3
Номинален фазен ток	$I_{\Phi H}$	A	247.4	366.6
Чифтове полюси	p		4	4
Възбудителен ток в режим на номинално натоварване	$I_{\text{вн.пх}}$	A	371	560
Възбудителен ток в режим на празен ход	$I_{\text{вн.пр}}$	A	164	212
Канали за полюс и фаза	q_1	-	5	5
Брой на статорни канали	Z_1	-	120	120
Стъпка на статорната намотка	y	-	12	12
Вътрешен диаметър на статора	D_i	мм	960	1020
Външен диаметър на статора	D_a	мм	1277	1347
Дължина на статорния магнитопровод	L_1	мм	760	760

2. Модели за провеждане на числени изследвания

Моделите за провеждане на числените изследвания посредством Метода на крайните елементи са разработени в средата на FEMM. Разработени са основно два модела за всеки от хидрогенераторите – модел за изследване в режим на празен ход и при режим на номинално натоварване за индуктивен $\cos\phi$. За моделиране на магнитопровода на статора е използвана магнитната характеристика на стомана M330-50A, а за полюсите и ярема на ротара – характеристиката на Ст.3. Магнитните клинове са моделирани чрез характеристиката $B(H)$ на MAGNOVAL 2067 – фиг.1.



Фиг.1. $B(H)$ характеристика на MAGNOVAL 2067

Разработените модели са стационарни, като те съответстват на определен момент от времето. При моделите за изследване на номинално натоварване това е моментът от време, когато токът във фаза А е положителен с моментна стойност равна на амплитудната стойност на фазния ток, а токовете в останалите фази са отрицателни с моментни стойности равни на половината от амплитудната. В моделите роторът е ориентиран по такъв начин, че надлъжната ос d на полюсите е завъртяна спрямо оста на фаза А на ъгъл $(\rho/2)+\psi$ електрически по посока на въртене полето.

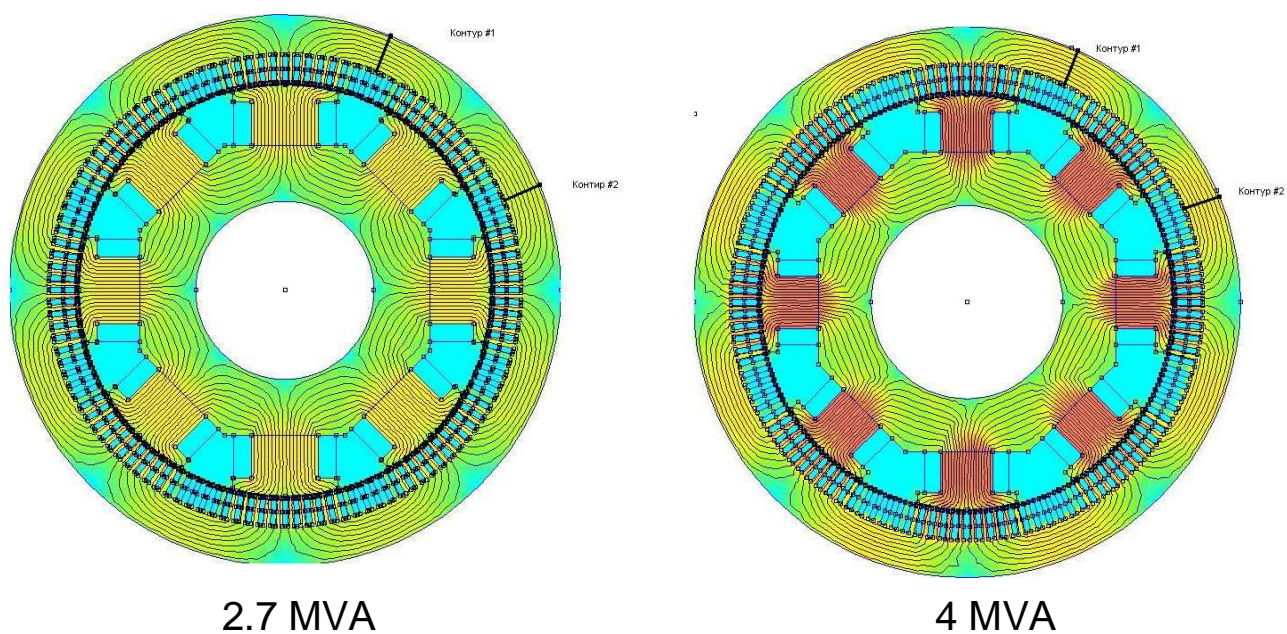
3. Резултати от изследванията

Изследванията бяха проведени в следната последователност:

1. Изследване на режима на празен ход на синхронните хидрогенератори при немагнитни и магнитни клинове от MAGNOVAL 2067 в статорните канали. При наличие на магнитни клинове стойността на възбудителния ток се запазва такава каквато е при немагнитни клинове. Целта на тези изследвания е да се определи, как влияе насищането на магнитната система върху изменението на възбудителния ток на хидрогенераторите при замяна на немагнитните клинове с магнитни. Хидрогенераторът с мощност 4 MVA е проектиран да работи с високи стойности на магнитната индукция в отделните участъци на магнитната верига.

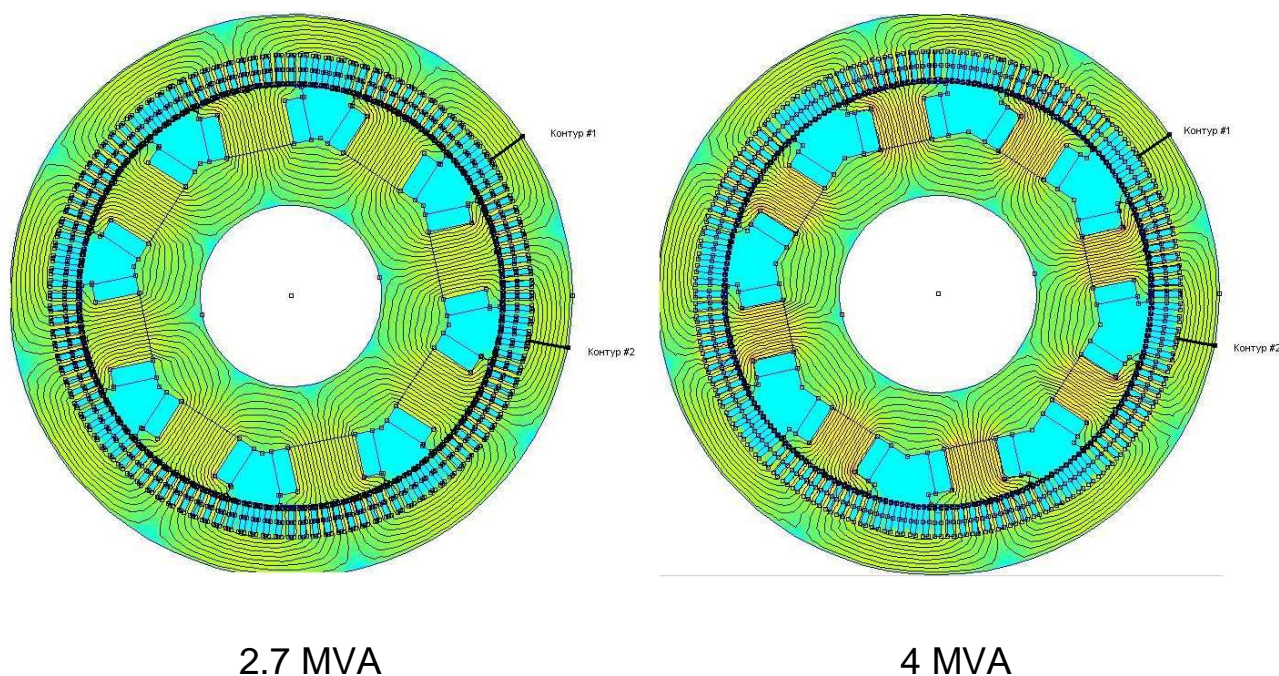
2. Изследване на режима на празен ход на синхронните хидрогенератори с магнитни клинове и корекция на възбудителния ток, така че да се запази по стойност магнитния поток, обхванат от навивките на статорните фази. Магнитният поток се определя от числените решения в контури 1 и 2, разположени в статорния ярем на хидрогенераторите, както е показано на

фиг.2. Тази стъпка от изследователската процедура се повтаря итеративно до определяне на стойността на възбудителния ток, при която магнитния поток в статорния ярем не се различава повече от 1 % спрямо този при немагнитни клинове.



Фиг.2. Разпределение на магнитното поле в режим на празен ход с клинове от MAGNOVAL 2067

полето и ротора се въртят в посока по часовниковата



Фиг.3. Разпределение на магнитното поле в режим на номинално натоварване с клинове от MAGNOVAL 2067

3. Изследване на режима на номинално натоварване на синхронните хидрогенератори при немагнитни и магнитни клинове. Целта на тези изследвания е да се определи, как влияе натоварването върху изменението на възбудителния ток при замяната на немагнитните с магнитни клинове.

4. Изследване на режима на номинално натоварване на синхронните хидрогенератори с магнитни клинове и корекция на възбудителния ток, така че да се запази по стойност магнитния поток, който се обхваща от навивките на статорните фази. Процедира се по същия начин както в стъпка 2.

На фиг.2 е показано разпределението на магнитното поле в режим на празен ход с клинове от MAGNOVAL 2067.

На фиг.3 е показано разпределението на магнитното поле в режим на номинално натоварване с клинове от MAGNOVAL 2067.

В Таблица 2 са дадени стойностите на магнитния поток, отчетен по контури 1 и 2 в статорния ярем за синхронен хидрогенератор с мощност 2.7 MVA при моделиране на режима на празен ход.

Таблица 2.

Варианти	$I_{възб.}$	$J_{възб.}$	$\Phi_{к.1}$	$\Phi_{к.2}$	$\Phi_{к.1} + \Phi_{к.2}$
	A	A/mm ²	mWb	mWb	mWb
немагнитен клин	164.3	1.273	87.4	87.7	0.175
магнитен клин без корекция на възб. ток	164.3	1.273	87.1	87.5	174.6
магнитен клин с корекция на възб. ток	165.4	1.28	87.4	87.7	175.1

Таблица 3.

Варианти	$I_{възб.}$	$J_{възб.}$	$\Phi_{к.1}$	$\Phi_{к.2}$	$\Phi_{к.1} + \Phi_{к.2}$
	A	A/mm ²	mWb	mWb	mWb
немагнитен клин	371.4	2.87	124.9	124.6	249.5
магнитен клин без корекция на възб. ток	371.4	2.87	123.5	123.7	247.2
магнитен клин с корекция на възб. ток	391.1	3.03	124.9	124.6	249.5

В Таблица 3 са дадени стойностите на магнитния поток отчетен по контури 1 и 2 в статорния ярем за синхронен хидрогенератор с мощност 2.7 MVA при моделиране на режима на номинално натоварване.

В Таблица 4 са дадени стойностите на магнитния поток отчетен по контури 1 и 2 в статорния ярем за синхронен хидрогенератор с мощност 4 MVA при моделиране на режима на празен ход.

В Таблица 5 са дадени стойностите на магнитния поток отчетен по контури 1 и 2 в статорния ярем за синхронен хидрогенератор с мощност 4 MVA при моделиране на режима на номинално натоварване.

Таблица 4.

Варианти	$I_{възб.}$	$J_{възб.}$	$\Phi_{к.1}$	$\Phi_{к.2}$	$\Phi_{к.1} + \Phi_{к.2}$
	A	A/mm ²	mWb	mWb	mWb
не магнитен клин	211.5	1.64	82.9	83.3	166.2
магнитен клин без корекция на възб. ток	211.5	1.64	82.5	83.0	165.5
магнитен клин с корекция на възб. ток	214.7	1.66	82.9	83.3	166.2

Таблица 5.

Варианти	$I_{възб.}$	$J_{възб.}$	$\Phi_{к.1}$	$\Phi_{к.2}$	$\Phi_{к.1} + \Phi_{к.2}$
	A	A/mm ²	mWb	mWb	mWb
не магнитен клин	559.8	4.34	129.1	128.2	257.3
магнитен клин без корекция на възб. ток	559.8	4.34	127.7	127.2	254.9
магнитен клин с корекция на възб. ток	588.7	4.56	128.9	128.4	257.3

3. Заключение

На база на резултатите показани в таблици от 2 до 5 могат да се направят следните изводи и заключения:

1. При хидрогенератори, работещи с по-голямо насищане на магнитната верига е необходимо по-голямо увеличение на възбудителния ток, с цел запазване на магнитния поток обхванат от навивките на статорните фази. Това се дължи на увеличеното магнитно съпротивление на магнитната верига, което ще изисква по-голямо м.д.н., респективно по-голям възбудителен ток при запазване на броя на навивките на възбудителната намотка. При хидрогенератора с мощност 2.7 MVA, който е с по-слабо наситена магнитна система, увеличението на възбудителния ток е 1.1 A, което е около 0.7 %, докато при хидрогенератора с мощност 4 MVA, който работи с по-силно наситена

- магнитна верига – 3.2 А, което е 1,5 % спрямо случая с немагнитни клинове.
2. При номинално натоварване увеличаването на възбудителния ток е по-голямо, тъй като в статорните зъби към основния магнитен поток се добавя и потока на канално разсейване, в следствие на което магнитното им съпротивление нараства. В резултат увеличението на възбудителния ток е значително по-голямо. При хидрогенератора с мощност 2.7 MVA, който е с по-слабо наситена магнитна система, увеличението на възбудителния ток е 19.7 А, което е нарастване с около 5.3 %, докато при хидрогенератора с мощност 4 MVA, който е с по-силно наситена магнитна верига – 29.8 А, което е нарастване с 5,2 % спрямо случая с немагнитни клинове.
 3. Подмяната на немагнитните клинове с магнитни не води до значително увеличаване на възбудителния ток на синхронните хидрогенератори, тъй като от една страна се намалява коефициента на въздушната междина, а от друга се увеличава потока на диференциално разсейване през коронките на статорните зъби и магнитните клинове. По отношение на промяната на възбудителния ток те действат в различни посоки и взаимно се компенсират до известна степен. Възбудителната намотка на синхронните генератори се проектира със запас по допустим ток около 10-15%, така че увеличение на възбудителния ток в границите на 5-7 % е напълно допустимо.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Sotirov D., P. Rizov, Ivailo Panaytov, Dimitar Bozov, Boyan Krachev, Study of harmonics spectrum in wave form of magnetic induction in air gap and EMF of the synchronous hydrogenerators, SIELA 2009 Burgags, 4-6 June, Volume I, p.262-271).
- [2] Купилов А., Проектиране на електрически машини, Техника, София, 1999 г.
- [3] Ангелов А., Д. Димитров, Електрически машини II, Техника, София, 1988 г.

Автори:

д-р инж. Пламен Миланов – доцент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: pmri@tu-sofia.bg

д-р инж. Димитър Сотиров – доцент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: dkso@tu-sofia.bg

д-р инж. Радослав Спасов – гл.асистент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: rls@tu-sofia.bg

маг. инж. Валентин Филипов – Изпълнителен директор ЕЛПРОМ ЗЕМ АД (ЕМ),
email: zem_filipov@elprom-zem.bg

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МКЕ ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА КАНАЛНОТО РАЗСЕЙВАНЕ В СИНХРОННИ ХИДРОГЕНЕРАТОРИ

Пламен Ризов, Димитър Сотиров, Радослав Спасов, Валентин Филипов

Резюме: В доклада е показано едно приложение на Метода на крайните елементи (МКЕ) за изследване на потока на канално разсейване при отчитане на насищането на статорните зъби и взаимното влияние на тока в съседните статорни канали на синхронни хидрогенератори.

APPLICATION OF THE FINITE ELEMENT METHOD (FEM) FOR RESEARCHING THE LEAKAGE OF STATOR SLOTS IN SYNCHRONOUS HYDROGENERATORS

Plamen Rizov, Dimitar Sotirov, Radoslav Spasov, Valentin Filipov

Abstract: In this paper is shown an application of the Finite Element Method (FEM) for researching the leakage of stator slots taking into account the saturation of stator teeth and reciprocal influence of the current in mutual stator slots of synchronous hydrogenerators.

1. Въведение

При класическия подход за определяне на потока на канално разсейване се правят допускания, че магнитната проницаемост на статорните зъби е безкрайно голяма и не се отчита влиянието на тока в съседните канали върху пространственото разпределение на потока на канално разсейване в разглеждания канал. В действителност във всеки статорен зъб насищането на стоманата е различно от останалите статорни зъби. Освен това по височина на всеки статорния зъб насищането е различно. Тези два фактора определят различното магнитно съпротивление на веригата, по която се затваря магнитния поток на канално разсейване на всеки статорен канал. В настоящия доклад е представен един подход, базиращ се на Метода на крайните елементи (МКЕ), чрез който се изследва потока на канално разсейване и се определят магнитната енергия запасена в статорните фази за частта, която е разположена в статорните канали, индуктивността и индуктивното съпротивление на статорните фази, индуктираното в тях е.д.н. от потока на канално разсейване, като едновременно се отчитат различната степен на насищане на отделните участъци на магнитната верига в зоната на статорните зъби и ярем и взаимното влияние на токовете в съседните канали на статорния магнитопровод. Разработени са числени модели в средата на FEMM за изследване на режима на номинално натоварване и р.т.к на синхронни хидрогенератори с пълна мощност 2 и 4 MVA с данни дадени в таблица 1. Хидрогенераторите имат различни външни и вътрешни диаметри и различни размери на статорните канали.

Таблица 1.

Номинална мощност	S_H	MVA	2	4
Номинално напрежение	U_H	kV	6,3	6,3
Номинален фазен ток	$I_{фH}$	A	183.3	366.6
Чифтове полюси	p		4	4
Вътрешен диаметър на статора	D_i	мм	840	940
Дължина на статорния магнитопровода	L_1	мм	760	760
Брой на статорни канали	Z_1		102	102
Широчина на статорен канал	b_k	мм	10.5	14.2
Височина на статорен канал	h_k	мм	61.6	77.2
Минимална въздушна междина	δ_{min}	мм	4	4
Външен диаметър на статора	D_a	мм	1155	1286
Възбудителен ток в режим на номинално натоварване	$I_{фH}$	A	464	585
Възбудителен ток в режим на празен ход	I_{fo}	A	259	229

2. Модели за провеждане на числени изследвания

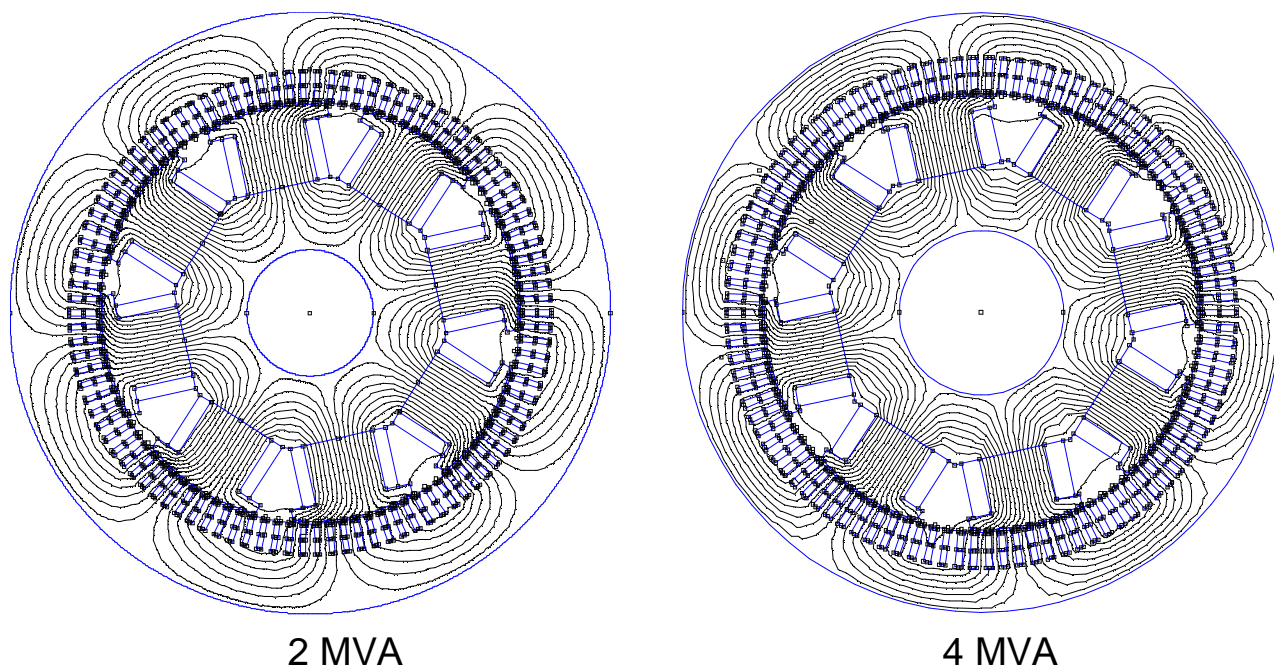
Моделите за провеждане на числените изследвания посредством Метода на крайните елементи са разработени в средата на FEMM. Разработени са основно два модела за всеки от хидрогенераторите – модел за изследване на резултатното магнитно поле на генератора при режим на номинално натоварване за индуктивен $\cos\varphi = 0.8$ и модел за изследване на полето на реакцията на тока на котвата. За моделиране на магнитопровода на статора е използвана магнитната характеристика на стомана M330-50A, а за полюсите и ярема на ротора – характеристиката на Ст.3. В моделите са използвани немагнитни клинове с относителна магнитна проницаемост 1.

Разработените модели са стационарни, като те съответстват на определен момент от времето. При моделите за изследване на номинално натоварване това е моментът от време, когато тока във фаза А е положителен с моментна стойност равна на амплитудната стойност на фазния ток, а токовете в останалите фази са отрицателни с моментни стойности равни на половината от амплитудната. В моделите роторът е ориентиран по такъв начин, че надлъжната ос d на полюсите е завъртяна спрямо оста на фаза А на ъгъл $(p/2)+\psi$ електрически по посока на въртене полето. Ъгълът ψ е изчислен по класическата методика за проектиране на синхронни хидрогенератори.

3. Резултати от изследванията

Изследванията бяха проведени в следната последователност. Първо бе изследван режима на натоварване на синхронните хидрогенератори, като беше получено разпределението на магнитното поле в напречното сечение, което е

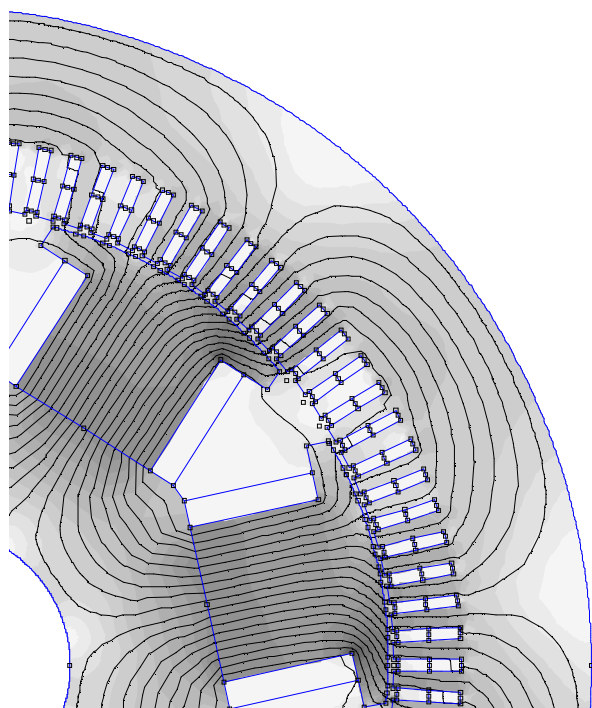
показано на фиг.1. Магнитното поле и роторът се въртят в посока обратна на часовниковата стрелка.



Фиг.1. Разпределение на магнитното поле в режим на номинално натоварване

В показаните резултати се вижда сгъстяването на магнитните силови линии в десния край на полюския накрайник, което е характерно при работа на синхронната машина в режим на генератор при избраната посока на въртене на

полето и ротора се въртят в посока обратна на часовниковата стрелка

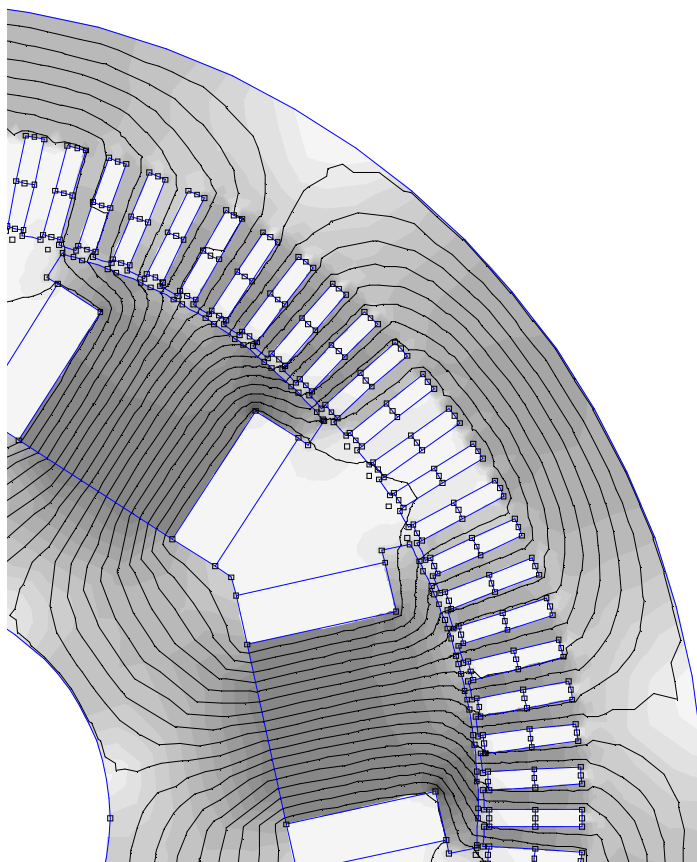


2 MVA

Фиг.2. Разпределение на магнитното поле в полюския накрайник при номинално натоварване

полето и ротора. Вижда се, че различните статорни зъби в разглеждания момент от време работят при различни стойности на магнитната индукция, като най-големите стойности на индукцията в тях са от порядъка на 1.7-1.8 Т.

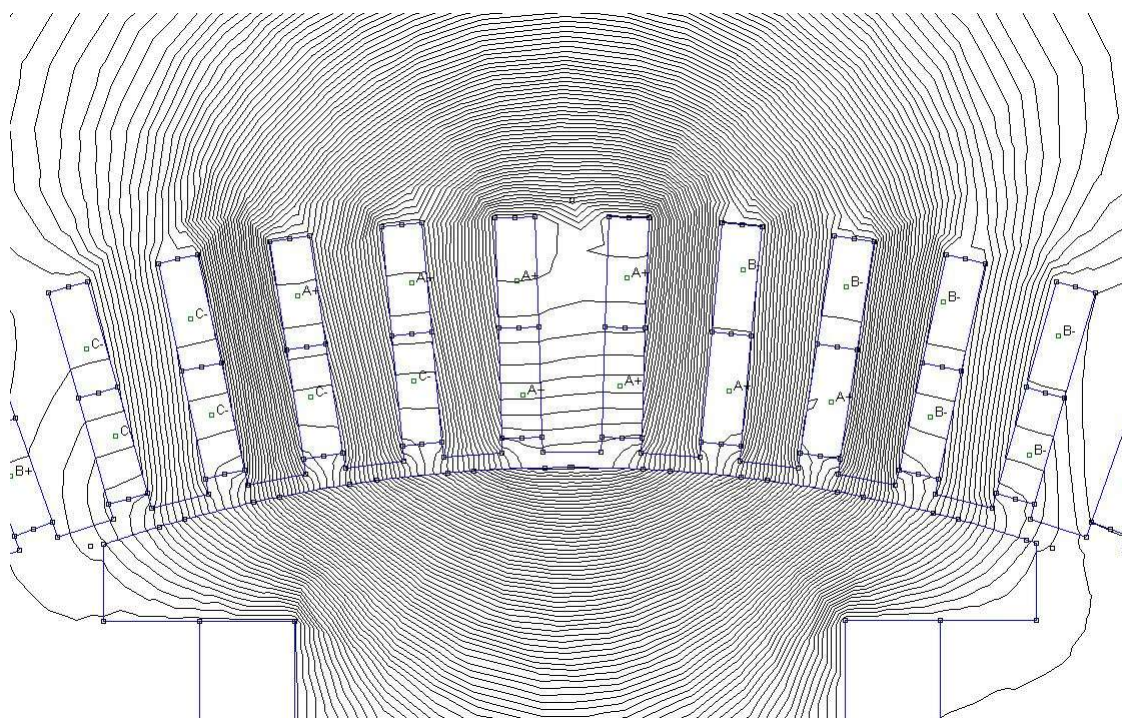
На фиг. 2 е показана извадка от разпределението на магнитната индукция и магнитните силови линии в рамките на два полюса за синхронен хидрогенератор с пълна мощност 2 MVA в режим на номинално натоварване. От нея се вижда, че по височина на статорните зъби индукцията се различава по стойност. Най-висока е в близост до немагнитните клинове, докато в основата на зъбите тя е с по-ниска стойност. Подобен резултат се наблюдава и на фиг.3, където е показана аналогична извадка за 4 MVA хидрогенератор. На фиг.4. е показано разпределение силовите линии на магнитното поле на реакцията на тока на котвата на синхронен хидрогенератор 2 MVA. Виждат се силовите линии, които се затварят в напречна посока през статорните канали. Те съответстват на потока на канално разсейване. На фиг.5 е показано аналогичното разпределение силовите линии на магнитното поле на реакцията на тока на котвата на синхронен хидрогенератор 4 MVA. В средата на показаното полюсно деление са разположени секциите на фаза А, в която в разглеждания момент от време токът има максимална стойност. Вижда се че секциите в тези канали са обхванати от общ поток, който може да се разглежда като поток на канално разсейване.



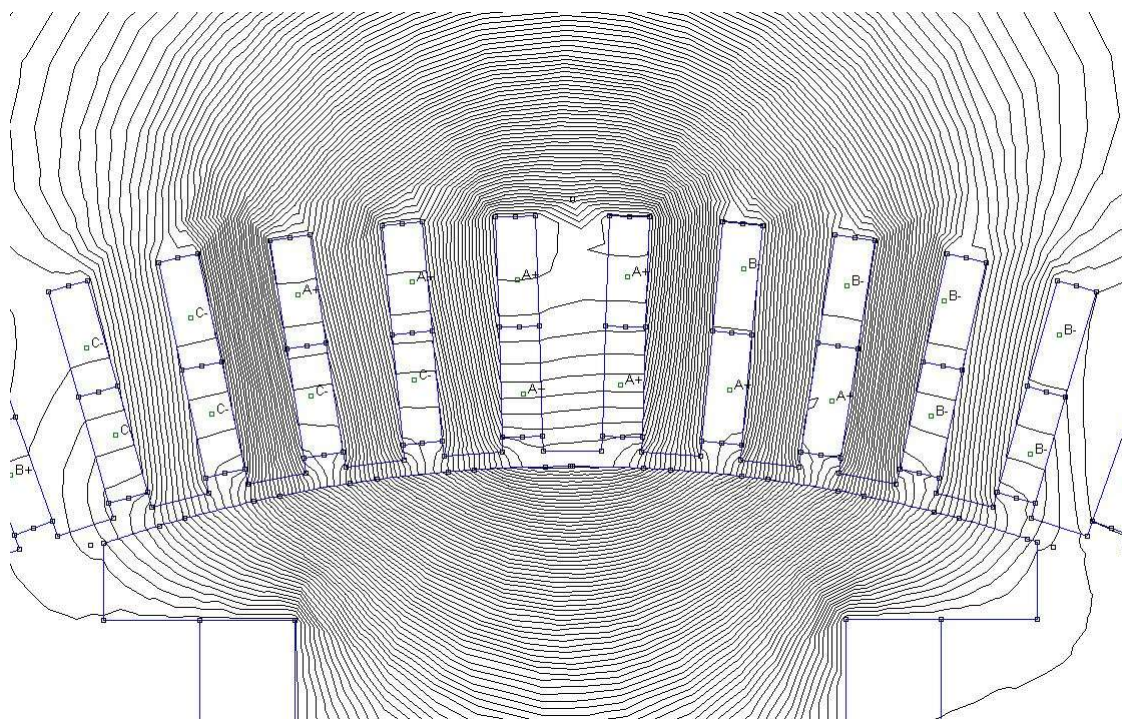
полето и ротора се въртят в
посока обратна на
часовниковата стрелка

4 MVA

Фиг.3. Разпределение на магнитното поле в полюския край при номинално натоварване



Фиг.4. Разпределение на магнитното поле на реакцията на тока на котвата на синхронен хидрогенератор 2 MVA



Фиг.5. Разпределение на магнитното поле на реакцията на тока на котвата на синхронен хидрогенератор 4 MVA

4. Определяне на магнитната енергия съхранена в статорната намотка

Последователността за определяне на магнитната енергия е следната:

1. определяне на магнитната енергия в активните страни на статорна намотка
2. изчисляване на магнитната енергия в секционните групи съгласно

$$W_q = \sum_{i=1}^N W_j$$

където W_q е магнитната енергия запасена в една секционна група;
 W_j - магнитната енергия запасена в една секционна страна;
 N - брой на секционните страни в секционна група.

3. изчисляване на магнитна енергия в статорните фази

Резултатите за запасената енергия в фазите на хидрогенераторите са дадени в таблица 2.

Таблица 2.

фаза	А	В	С	фаза	А	В	С
2 MVA	W_A	W_B	W_C	4 MVA	W_A	W_B	W_C
Секц. група	Ј	Ј	Ј	Секц. група	Ј	Ј	Ј
1	12.6	2.7	4.8	1	11.6	3.8	4.9
2	13.5	2.7	4.7	2	35.9	3.7	3.7
3	9.7	3.6	6.2	3	10.5	4.0	5.1
4	12.7	2.7	4.7	4	10.2	4.7	5.3
5	13.5	3.8	4.8	5	11.6	3.8	5.3
6	9.7	2.7	4.7	6	13.9	3.6	3.9
7	9.8	3.6	6.3	7	10.5	4.1	5.0
8	9.8	3.8	4.8	8	10.2	4.72	4.9
общо фаза	91.2	25.6	35.8	общо фаза	92.3	32.5	38.2

5. Изчисляване на индуктивността на канално разсейване

Енергията на магнитното поле съхранена в регион с линейна магнитна характеристика е:

$$W = \frac{Li^2}{2},$$

от където фазната индуктивност на канално разсейване е:

$$L_{sk} = \frac{2W}{w_c i^2}.$$

Тук i е моментната стойност на съответния фазен ток, като за фаза А $i = \sqrt{2} \cdot I_\phi$, а за фази В и С - $i = \frac{\sqrt{2} \cdot I_\phi}{2}$, w_c - са навивките на секцията на фазната намотка, W – енергията запасена в секциите на съответната фаза.

6. Изчисляване на индуктивното съпротивление на канално разсейване

Индуктивното съпротивление на канално разсейване се изчислява на базата на индуктивността на канално разсейване на статорна фаза съгласно израза:

$$x_{sk} = 2pfL_{sk}$$

7. Изчисляване на е.д.н. индуктирано от потока на канално разсейване

Е.д.н. индуктирано от потока на канално разсейване на статорна фаза се изчислява съгласно:

$$e_{sk} = ix_{sk}$$

Обобщените резултати от изчислението на разглежданите по-горе параметри са дадени в таблица 3.

Таблица 3.

2MVA				
фаза		А	В	С
Индуктивност на канално разсейване	mH	0,925	1,0	1,421
Индуктивно съпротивление на канално разсейване	mΩ	290,5	314,2	446,3
Е.д.н. от потока на канално разсейване	V	75,3	40,7	57,8
4MVA				
Индуктивност на канално разсейване	mH	0,229	0,322	0,379
Индуктивно съпротивление на канално разсейване	mΩ	71,9	101,3	119,1
Е.д.н. от поока на канално расейване	V	37,3	26,3	30,9

8. Заключение

На база на резултатите показани в таблица да се направят следните изводи и заключения:

1. Разликите в стойностите на индуктивните съпротивления на канално разсейване се дължат на различното насищане на зъбите.
2. Стойностите на индуктивните съпротивления се определят от съотношението между съхранената магнитна енергия в секциите на статорните фази и м.д.н., което обуславя съответния поток на канално разсейване.
3. При всяко друго съотношение на фазните токове ще се получат подобни разлики в стойностите на индуктивните съпротивление на канално разсейване.
4. Честотата на повтаряемост на тези стойности се определя от кръговата честота на тока.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Sotirov D., P. Rizov, Ivailo Panaytov, Dimitar Bозov, Boyan Krachev, Study of harmonics spectrum in wave form of magnetic induction in air gap and EMF of the synchronous hydrogenerators, SIELA 2009 Burgags, 4-6 June, Volume I, p.262-271).
- [2] Купилов А., Проектиране на електрически машини, Техника, София, 1999 г.
- [3] Ангелов А., Д. Димитров, Електрически машини II, Техника, София, 1988 г.

Автори:

д-р инж. Пламен Миланов – доцент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: pmri@tu-sofia.bg

д-р инж. Димитър Сотиров – доцент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: dkso@tu-sofia.bg

д-р инж. Радослав Спасов – гл.асистент в катедра “Електрически машини” (ЕМ),
email: rls@tu-sofia.bg

маг. инж. Валентин Филипов – Изпълнителен директор ЕЛПРОМ ЗЕМ АД (ЕМ),
email: zem_filipov@elprom-zem.bg

РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА МАГНИТНОТО ПОЛЕ В ЯВНОПОЛЮСЕН СИНХРОНЕН ГЕНЕРАТОР

Емил Соколов

Резюме. Магнитното поле в напречното сечение на генератора е моделирано с МКЕ за случаите на празен ход и номинално натоварване. Определени са пространствените функции на магнитната индукция в различни участъци на магнитопровода в установено работно състояние. Обсъдена е валидността на някои от допусканията, които са направени при разработването на аналитичните методи за проектиране.

MAGNETIC FIELD DISTRIBUTION OF SALIENT-POLE SYNCHRONOUS GENERATOR

Emil Sokolov

Abstract. The magnetic field in the cross section of the generator is modeled by FEM for the cases of open-circuit and rated load condition. The space functions of the flux density in different regions of the magnetic system are determined by steady-state operation. The validity of some certain assumptions by the development of the design methods of analysis is discussed.

1. Въведение

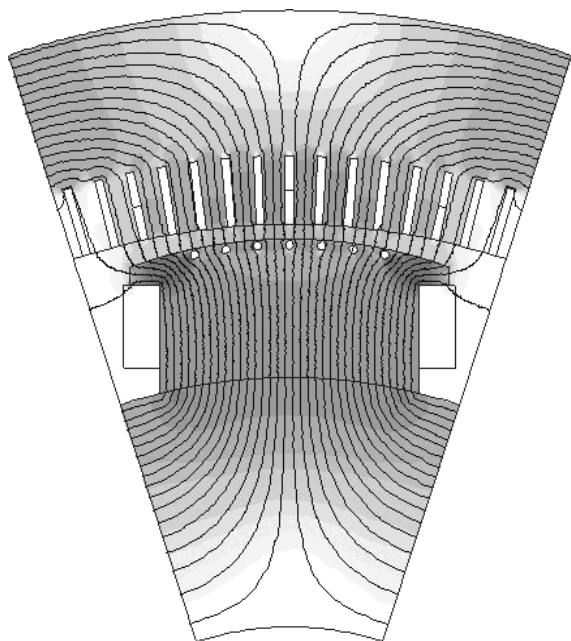
При проектирането на синхронните машини се прилагат изчислителни методи, които се основават на теорията на електрическите и магнитните вериги. Достигането до подходящи аналитични зависимости е свързано с редица допускания, които позволяват извеждането на формулите, но ограничават точността на получените решения. Тези допускания са добре известни [1, 2, 3], имат дълга история на приложение и обикновено не се подлагат на съмнение. Сред основните допускания са пространствено ограничаване на магнитното поле в отделни участъци на магнитната система, разделяне на действителното поле и суперпозиция на компонентите му, линеаризация и пренебрегване на взаимното влияние по оси d и q , замяна на сложното реално поле с хомогенно поле, разделно третиране на полето при гладка и назъбена въздушна междина и др. Съвременното ниво на изследванията на магнитното поле с числени методи [4, 5, 6, 7, 8] дава възможност за проверка на някои от идеализациите и съответно – за уточнения и корекции. Следва да се има предвид, че при изграждането на числени модели също се правят допускания, например приемането на плоско-паралелно магнитно поле в активната част. Обаче грешката, която се внася от това допускане е много по-малка от неточностите на аналитичните решения.

В настоящата работа са показани резултати от изчислението с МКЕ на магнитното поле в явнополюсен синхронен генератор при празен ход и номинален товар. Анализирани са пространствените функции на магнитната индукция и са отбелязани някои различия с общоприетите представи.

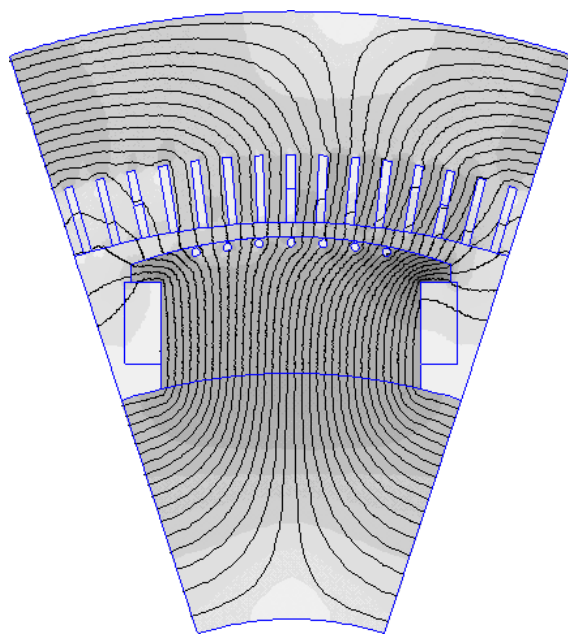
2. Обект и модел

Обект на изследване е хидрогенератор със следните номинални данни: 235 MVA, 19 kV, 600 min^{-1} , $\cos\varphi=0,9$ (Toshiba). Статорната намотка е вълнова. Броят на каналите за полюс и фаза е цяло число, а разликата между стъпката на секциите и диаметралната стъпка е ± 1 . Поради симетрията моделът обхваща сектор от напречното сечение, който съответства на едно полюсно деление. Оста на полюса съвпада с оста на фаза a . Върху вътрешния и външния диаметър на областта е наложено хомогенно гранично условие на Дирихле. Върху радиалните граници условията са анти-периодични. Геометричните размери и данните за намотките на оригинала и модела са еднакви. В модела са включени намагнитващите криви на статорната и роторната стомана.

Нелинейната полева задача е решена с програмния пакет FEMM за случаите на празен ход и номинален товар. Необходимите за моделирането входни данни са определени с помощта на резултатите от електромагнитното изчисление и приемо-предавателното изпитване на генератора. Възбудителният ток на празен ход с номинално напрежение е 1040 А. Номиналният ток на генератора е 7141 А, а възбудителният ток при номинален товар е 1988 А. Ъгълът на натоварване е 26° , а ъгълът между е.д.н. и тока на котвата е $51,84^\circ$. С тези стойности са определени токовата плътност в полюсните бобини и плътността на тока в статорните канали на модела за момент от време $t = 0$.



Фиг. 1



Фиг. 2

На фиг. 1 е показана картината на магнитното поле при празен ход с номинално напрежение, а на фиг. 2 – при номинално натоварване.

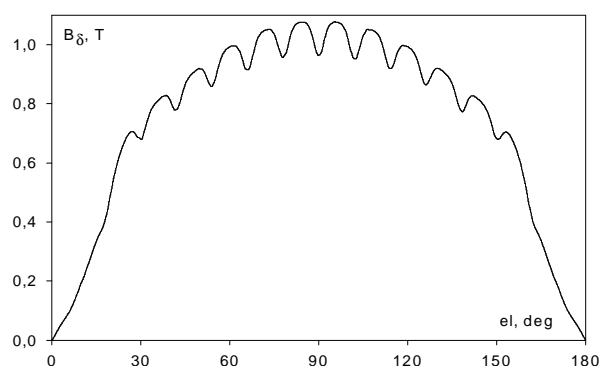
Характеристиката на празен ход е изчислена, като са зададени поредица от стойности на възбудителния ток. Коефициентът на насищане на магнитната верига при номинално напрежение е 1,1.

При натоварване с активно-индуктивен товар, поради действието на реакцията на котвата оста на резултатното магнитно поле се измества спрямо надлъжната ос в посока, обратна на посоката на въртене.

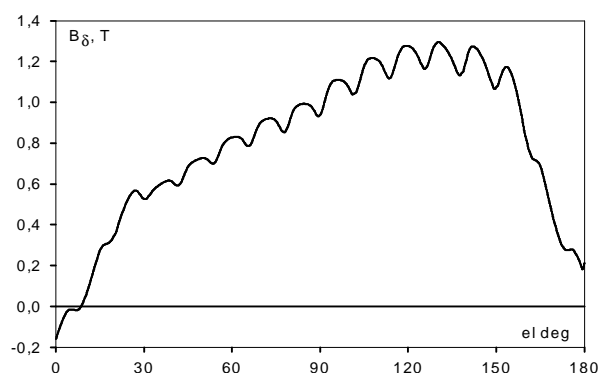
При празен ход и при натоварване се наблюдава силен краев ефект в горните краища на полюсия накрайник, което предизвиква значително увеличение на магнитната индукция в тази зона.

3. Магнитна индукция във въздушната междина и в зъбите на статора

Функцията на магнитната индукция във въздушната междина е получена като нормална компонента към линията на дъгата по средата на въздушната междина. Тази функция е представена на фиг. 3 за случая на празен ход и на фиг. 4 – за номинален товар. Максималната индукция във въздушната междина при празен ход е 1,08 Т, а при номинално натоварване – 1,3 Т.

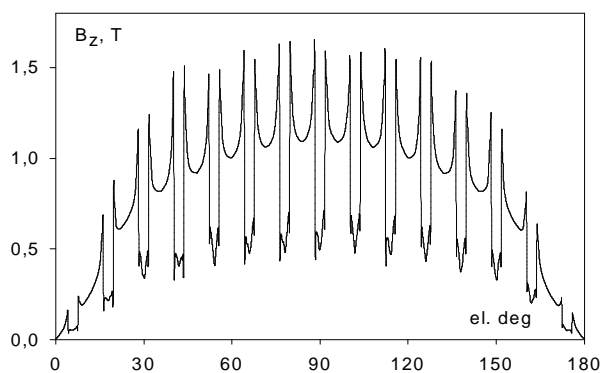


Фиг. 3

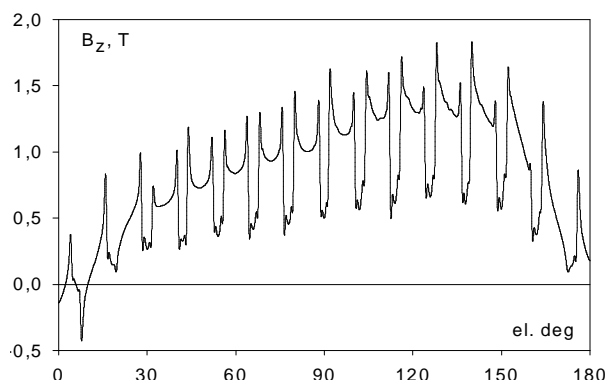


Фиг. 4

Пространствената функция на магнитната индукция за едно полюсно деление, определена като нормална компонента към линията на вътрешния диаметър на статора, е дадена на фиг. 5 при празен ход и на фиг. 6 – при номинално натоварване. В областта на зъбите тази функция представя разпределението на максималната индукция в зъбите на статора.

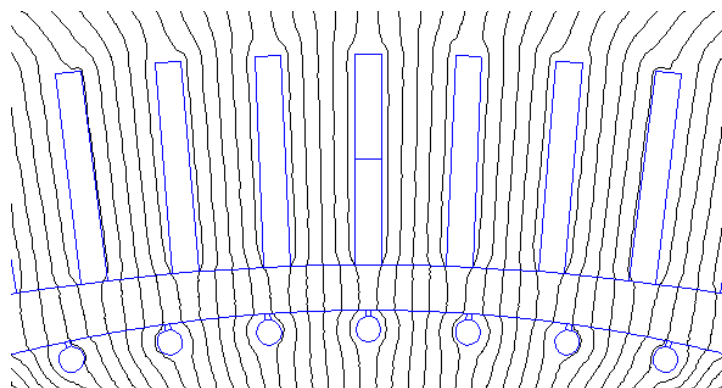


Фиг. 5



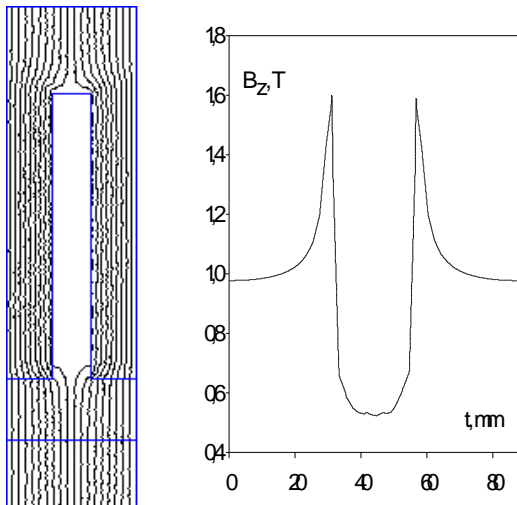
Фиг. 6

В най-тясната част на зъбите магнитната индукция се характеризира със силно изразена неравномерност. Най-голямата стойност на индукцията в зъбите е 1,57 Т при празен ход и 1,86 Т при номинален товар. Действителното разпределение на максималната индукция противоречи на допускането в аналитичните методи при изчислението на м.д.н. и загубите в зъбите на статора. По-детайлно този ефект може да се анализира с помощта на увеличената картина на полето при празен ход, показана на фиг. 7.

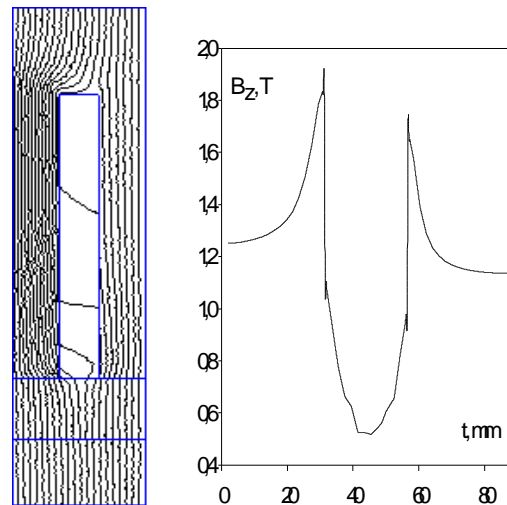


Фиг. 7

Относително равномерното магнитно поле във въздушната междина се деформира значително при навлизане на потока в статора поради различната магнитна проводимост на зъбите и на отворените статорни канали. Най-голямо е изменението на максималната индукция в ъглите на зъба по границата му с канала. След това индукцията постепенно се изравнява по ширината на зъба.



Фиг.8



Фиг.9

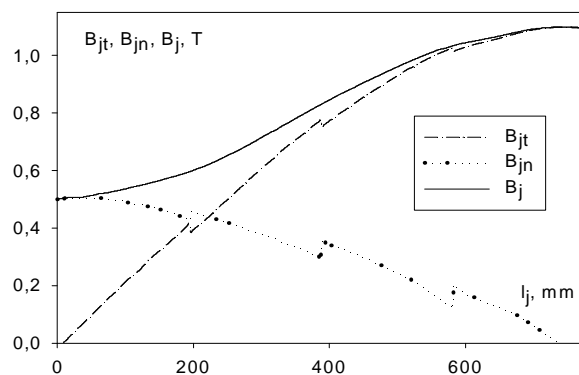
Допълнително изследване на същия ефект е проведено чрез моделиране на магнитното поле за едно канално деление на статора. На фиг. 8 (без ток в канала) и фиг. 9 (с ток в канала) са дадени локалните модели и кривите на магнитната индукция съответно при празен ход и номинално натоварване на генератора. За феромагнитните области на локалните модели са зададени същите намагнитващи криви, както за стоманата на общия модел. За да бъде еквивалентно численото решение по отношение на насищането, магнитният поток Φ_t има същата стойност (на зъбното деление по надлъжната ос), както този на фиг. 1 или фиг. 2. Това е постигнато чрез граничните условия на локалните модели. Магнитният вектор-потенциал, зададен по вертикалните граници на модела, е 0 и ΔA . Стойността на ΔA е определена от зависимостта $\Phi_t = l \Delta A$, където l е аксиалната дължина на модела. Стойностите на магнитната индукция в локалните модели са близки до стойностите на индукцията в зъбите и каналите на статора, получени чрез общите модели на генератора. Следователно локалните модели могат да бъдат прилагани за изследване на разпределението на полето в зъбите на статора.

Изчисленията показаха, че пулсацията на индукцията по повърхността на зъбите е по-голяма от определената по известните аналитични методи.

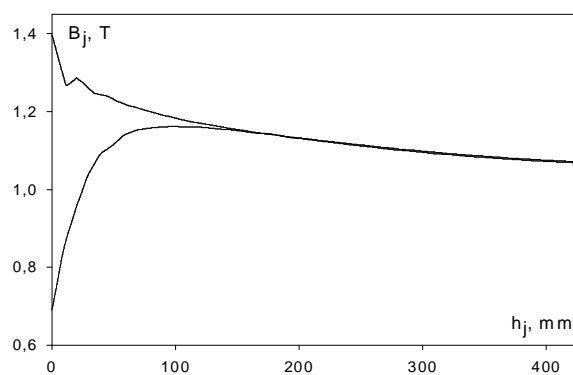
4. Магнитна индукция в ярема на статора и в полюса

Разпределението на индукцията B_j по дължината на средната линия на статорния ярем при празен ход за половин полюсно деление е представено на фиг. 10. Тази индукция се анулира върху външния диаметър на статора по средата на полюсното деление. В средната част на ярема индукцията достига до 1,1 Т (B_{jn} – нормална компонента, B_{jt} – тангенциална компонента).

Интерес представлява и функцията на максималната индукция по височината на ярема (фиг. 11). Функцията е различна за около една четвърт от височината на ярема от към дъното на каналите. В областта над зъбите индукцията е по-малка поради увеличеното сечение, след което постепенно нараства и се изравнява.



Фиг. 10



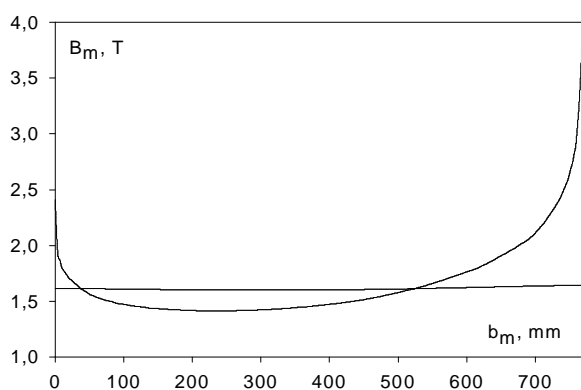
Фиг. 11

Обратно, в областта над каналите индукцията в ярема е максимална и постепенно намалява към външния диаметър на статорния пакет. От фиг. 11 се вижда, че непосредствено над канала индукцията в ярема е приблизително два пъти по-голяма от тази над зъба. В средната и горната част на ярема двете функции съвпадат.

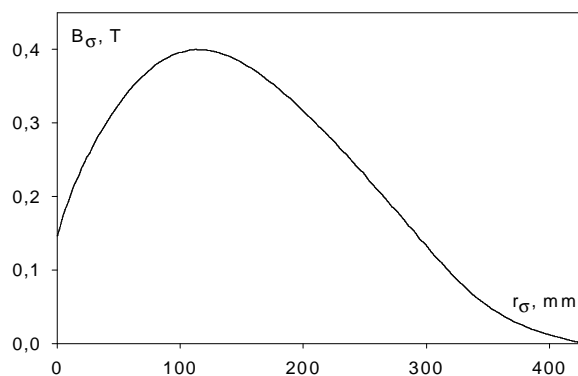
Неравномерното разпределение на магнитното поле по височината на статорния ярем не се отчита при електромагнитните изчисления.

Следващото изследване се отнася за определянето на пространствената функция на индукцията в полюса. От картината на полето на фиг. 1 и фиг. 2 се вижда, че индукциите са най-големи в горните ъгли на полюсния накрайник. Силният краев ефект се дължи на потока на разсейване и се проявява както при празен ход, така и при натоварване. При номинален товар ефектът се усилва от реакцията на котвата. Освен това мдн на полюса е по-голямо поради увеличението на възбудителния ток. Затова изследването е проведено за случая на номинално натоварване на генератора.

На фиг. 12 е представена зависимостта на магнитната индукция по ширината на полюса при натоварване.



Фиг. 12



Фиг. 13

Магнитната индукция в полюса, получена на равнището на долния край на полюсната бобина, е практически константа – около 1,6 Т. За индукцията в полюса, определена на височината на горния край на полюсната бобина, е характерно значително изменение по ширината на полюса. В ъгъла към

водещия край на полюса индукцията е 2,3 Т, след това намалява до 1,4 Т. Поради реакцията на котвата индукцията е максимална в ъгъла към излизащия край на полюса, където достига 3,7 Т. Изравняването на индукцията по ширина започва приблизително от средата на полюсната бобина. Увеличението в долните краища на полюса към роторния венец е незначително въпреки силното закривяване на потока.

От получените резултати следва, че магнитното натоварване на полюсите е най-силно в сравнение с останалите участъци на магнитната верига. Освен това неравномерното разпределение на потока и големите стойности на индукцията в краищата имат голямо влияние върху точността, с която се определя мдн за полюса при товар.

На фиг. 13 е показана функцията на магнитната индукция на полето на разсейване при номинално натоварване. Индукцията е определена като нормална компонента към линията на симетрия между два съседни полюса. Тя се анулира върху външния диаметър на роторния венец.

В таблица 1 е направено сравнение на някои от величините, получени в резултат на численото решение. Потокът на нормалната компонента на магнитната индукция е определен чрез интегриране по повърхността, образувана от аксиалната дължина на модела и съответния контур. Не бива да се забравя, че при интегрирането по симетралата между съседните полюси се получава половината от общия поток на разсейване на полюса.

В таблица 1 Φ_{δ} е потокът през въздушната междина, Φ_m – потокът през основата на полюса, Φ_{σ} - потокът на разсейване на полюса, σ - коефициентът на разсейване.

Таблица 1

Работно състояние	Φ_{δ} , Wb	Φ_{σ} , Wb	$(\Phi_m - \Phi_{\sigma})$, Wb	σ
Празен ход	2,0171	0,2179	2,0103	1,11
Номинален товар	2,1875	0,4065	2,1882	1,18

Полюсите са силно наситени, но независимо от това при натоварване коефициентът на разсейване е само с 6,5 % по-голям от този при празен ход, тъй като магнитният поток на разсейване се затваря главно през въздуха.

5. Заключение

Представени са резултатите от численото изследване на магнитното поле в явнополюсен синхронен генератор при празен ход и номинално натоварване. Анализирани са пространствените функции на магнитната индукция в участъците на магнитната система и са направени изводи за някои допускания при изграждането на аналитични модели. Въпреки значителната сложност на нелинейните полеви задачи, чрез съвременните програмни продукти могат да бъдат получени адекватни резултати за параметрите и характеристиките.

За да се подобри точността на изчисленията, препоръчва се използването на комбинирани аналитични и крайно-елементни решения в практиката на проектирането на синхронни генератори.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Richter R. Elektrische Maschinen, Band II, Synchronmaschinen, 1963.
- [2] Домбровский В. и др. Проектирование гидрогенераторов, часть первая, Энергия, 1965.
- [3] Домбровский В., Г. Хуторецкий. Основы проектирования электрических машин переменного тока, Энергия, 1974.
- [4] Sokolov E., V. Takev, Finite element analysis of salient-pole synchronous machine, Proceedings of Eight International Conference on Electrical Machines and Drives, ELMA'96, Varna, 1996.
- [5] Kunckel S., M. Liese. Numeric magnetic field calculation and field current calculation for synchronous generators, COMPEL, No.2, 2006.
- [6] Arkkio A., J. Ahtiainen, O. Lindgren. Finite element analysis for hydrogenerators,
http://elen.aalto.fi/fi/julkaisut/vuotta_2008_vanhemmat/.../pdf/110.pdf
- [7] Taghezout D., G. Dutolt, A. Schwery. A dedicated interface for finite element modelling of large hydrogenerators, <http://lme.epfl.ch/files/.../hydrofea>.
- [8] Finite Element Modeling of Hydrogenerators with Flux, <http://www.cedrat.com>, 2010.

Автор:

проф. д-н. Емил Соколов, кат. „Електрически машини”, ТУ – София.

*Организаторите благодарят на всички участници за
коректността и спазваните срокове.*