

EIE Електротехніка і Електроомеханіка



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2006'6



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2006'6

Держвидання

Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України
КВ № 6115 від 30.04.2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

Клименко Б.В. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків

Члени редколегії

Баранов М.І. д.т.н., начальник відділу НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Батигін Ю.В. д.т.н., професор кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків

Босв В.М. д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

Болюх В.Ф. д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

Буткевич О.Ф. д.т.н., професор, головний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Вороновський Г.К. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біомедичної електроніки НТУ "ХПІ", Харків

Гурін А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Данько В.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків (голова редакційної ради)

Загірняк М.В. д.т.н., професор, ректор КДПУ, Кременчук

Кириленко О.В. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІЕД НАНУ, Київ

Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Лупіков В.С. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

Маслієв В.Г. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Михайлов В.М. д.т.н., професор кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Мілих В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин НТУ "ХПІ", Харків

Набока Б.Г. д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Намітоков К.К. д.т.н., професор кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків

Омельяненко В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Панасенко М.В. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Подольцев О.Д. д.т.н., провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Пуйло Г.В. д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса

Резцов В.Ф. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Сосков А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електротехніки ХНАМГ, Харків

Ткачук В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин і апаратів НУ "Львівська політехніка", Львів

Шинкаренко В.Ф. д.т.н., професор, завідувач кафедри електромеханіки НТУУ "КПІ", Київ

Юферов В.Б. д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.

Тел. (057) 707-62-81. E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Білий П.М., Опришко В.В.	Тихохідний малопотужний магнітоелектричний двигун дискового типу	5
Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер	Коммутационные перенапряжения вращающегося преобразователя бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы	9
Голенков Г.М., Бондар Р.П.	Математичне моделювання роботи коаксіально-лінійного синхронного вібратора установки для проходки горизонтальних свердловин	16
Павленко Т.П.	О миграциях активированных частиц в кристаллических решетках элементов контактной композиции	22
Рымша В.В., Радимов И.Н., Баранцев М.В.	Технология расчета трехмерного стационарного магнитного поля в вентильно-реактивных электродвигателях на платформе ANSYS Workbench	25
Себко В.В.	Определение электромагнитных параметров трубы с учетом ее нагрева	33
Себко В.П., Беззапонная В.М.	Градуировка устройства для контроля плоских слабомагнитных образцов	36
Терешин В.Н., Богданова Л.Е.	Методологические основы расчета терробиметаллических исполнительных механизмов электромеханических устройств защиты	41
Чувашев В.А., Папазов Ю.Н., Чуванков В.Ю., Паршиков А.М., Велков А.А.	Энергоэффективные асинхронные двигатели для угольной промышленности Украины	45
Шарабан Ю.В.	Разработка технологии изготовления магнитопровода статора авиационных электродвигателей из железокобальтовых сплавов	54

Теоретична електротехніка

Дегтярёв А.В.	Двенадцатиточечный метод и трёхмодульная измерительная система для пространственного гармонического анализа магнитного поля	57
----------------------	---	-----------

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Приближенный расчет сверхсильных электрических и сильных магнитных полей в атоме вещества	60
Батыгин Ю.В., Сериков Г.С., Головащенко С.Ф.	Магнитное поле и давления, возбуждаемые одновитковым индуктором в угловом изгибе листовой заготовки	66
Чаплыгин Е.А.	Магнитное поле в тонкостенной листовой заготовке при низких значениях рабочих частот	71
Юферов В.Б., Шарый С.В., Друй О.С., Сероштанов В.А., Ильчёва В.О.	Моделирующий криогенный соленоид экспериментального плазменного магнитного сепаратора	74

Електричний транспорт

Хворост М.В., Божко В.В.	Система електротягового забезпечення підвищеної ефективності для метрополітенів	79
Список авторів		87
Abstracts		88
Вимоги	до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"	90

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – передплатне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал виходить шість разів на рік. Вартість передплати на рік — 136,44 грн., на два місяці — 22,74 грн., на чотири місяці – 45,48 грн., на шість місяців – 68,22 грн., на вісім місяців – 90,96 грн., на десять місяців - 113,7 грн. Передплатний індекс: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які публікуються у кожному номері журналу. Статті, оформлені згідно з Вимогами будуть публікуватися у першу чергу.

ТИХОХІДНИЙ МАЛОПОТУЖНИЙ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИЙ ДВИГУН ДИСКОВОГО ТИПУ

Білий П.М., к.т.н., доц.; Опришко В.В.,

Кременчуцький державний політехнічний університет

Україна, 39614, Полтавська обл., Кременчук, вул. Першотравнева, 20, КДПУ, кафедра "Електромеханіки",

тел. (0536) 74-32-45, e-mail: ke@polytech.poltava.ua; vickrem@inbox.ru

Розглянуто дисковий магнітоелектричний мікродвигун. Представлено конструктивну схему магнітної системи. Здійснено оцінку магнітного поля та електромагнітного моменту цього двигуна.

Рассмотрен дисковый магнитоэлектрический микродвигатель. Представлена конструктивная схема магнитной системы. Осуществлена оценка магнитного поля и электромагнитного момента этого двигателя.

ВСТУП

В теперішній час у всьому світі різко підвищився попит на надійні та недорогі електродвигуни малої потужності (мікродвигуни). Так, в Німеччині на одну родину в середньому припадає 30÷40 мікродвигунів (МД), причому від 10÷20 МД застосовують у допоміжних механізмах та агрегатах автомобіля. В одній Японії випуском МД займається більше 50 фірм. Крім свого побутового призначення МД знаходять широке використання в робототехніці, обчислювальній техніці, звуко- та відеотехніці. Широко застосовують такі двигуни в авіації та космічній техніці. Крім того їх використовують в мікроприводах антен, фотозатворів, телескопів, сонячних батарей. В Україні на сьогоднішній день відчувається суттєвий дефіцит таких МД. Сюди слід віднести МД, які можуть бути вмонтовані, тобто інтегровані, в мікропривод.

МЕТА СТАТТІ

Мета даної статті – показати, як використовуючи висококоерцитивні постійні магніти (ПМ) системи Nd-Fe-B (в даному випадку один ПМ у формі кільця) можна створити достатньо простий технологічно МД, виробництво якого можна було б засвоїти практично на будь-якому електромашинобудівному підприємстві. Передбачається визначити індукцію B_δ в повітряному зазорі δ та здійснити оцінку електромагнітного моменту. Привести конструктивні схеми МС мікродвигунів дискового типу, які призначені для використання в мікроприводі побутового призначення, сервісному електроприводі автомобіля, а також можуть бути інтегровані в будь-який автоматизований робототехнічний комплекс.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКІВ

Загальна широко відома конструктивна схема магнітної системи МД показана на рис. 1а, б. Ця конструктивна схема магнітної системи (МС) достатньо широко висвітлена в технічній літературі за останні 10÷15 років [1÷5].

Подальша інтенсифікація робіт в напрямку розробки конструктивних схем стимулювала розробку багат шарових МД [6÷9]. Приклад конструкції МС такого двигуна показано на рис. 2.

Статор такого двигуна має витий магнітопровід I_1, I_2 , струмові шари $2_1, 2_2, 2_3$, ротор виконаний у вигляді набору дисків $3_1, 3_2$ з ПМ зі зміннополюсним намагнічуванням.

Приведені вище конструктивні схеми МС двигунів як правило мають число пар полюсів $p = 3 \div 6$; число обертів ротора за хвилину в таких МД складає в середньому $n = 3000 \div 8000$. При цьому, якщо взяти ці конструктивні схеми (рис. 1, 2), то побудувати тихохідний багатополосний МД практично неможливо з

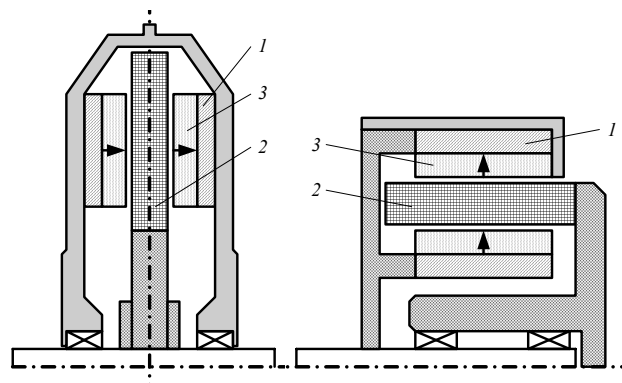


Рис. 1. Конструктивні схеми МС дискового типу: а) магнітне поле має аксіальну складову; б) магнітне поле має радіальну складову. 1 – замикаюче феромагнітне кільце, 2 – струмовий шар, 3 - ПМ

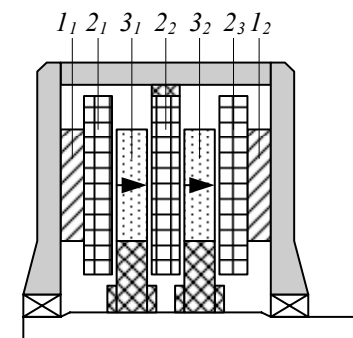


Рис. 2. МС багат шарового магнітоелектричного двигуна

точки зору технологічної реалізації, а саме виникає питання закріплення ПМ (магнітних шарів). Крім цього значно зростають потоки розсіювання, незважаючи який би МД не будували чи то з зубцевим чи то з гладеньким якорем. Фрагмент областей енергоперетворення МС двигунів з радіальним напрямком магнітного поля показано на рис. 3а, б.

В статті запропонована частково відома конструктивна схема МД, в якій застосовано традиційну, з класу синхронних двигунів, конструкцію ротору з кігтеподібними полюсами та з кільцевим ПМ. Магніто-твердий

матеріал ПМ виконано у формі кільця, який намагнічено в осьовому напрямку та розташовано між торцями двох магнітопроводів з магнітом'якого матеріалу, що мають кігтеподібні полюси (рис. 4).

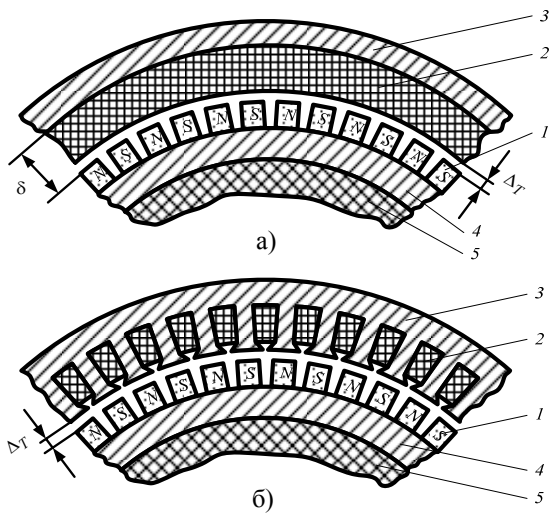


Рис. 3. Магнітна система двигунів з гладким якорем (а); та з зубцевим якорем (б): 1 – ПМ, 2 – обмотка якоря, 3 – ярмо якоря (магнітопровід), 4 – замикаюче ярмо ротора, 5 – немагнітна опора

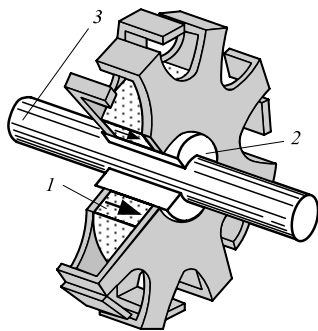


Рис. 4. Конструкція ротору з кігтеподібними полюсами: 1 – кільце з ПМ, 2 – немагнітна втулка, 3 - вал

На рис. 5 показано поперечний переріз МС такого мікродвигуна. Така МС є більш технологічною у виконанні. Слід також відмітити, що синхронні МД з зубцевим якорем в системах автоматики особливо поширені, але щодо МД постійного струму з ротором, який має кігтеподібні полюси, то цей клас електричних машин недостатньо описано в технічній літературі.

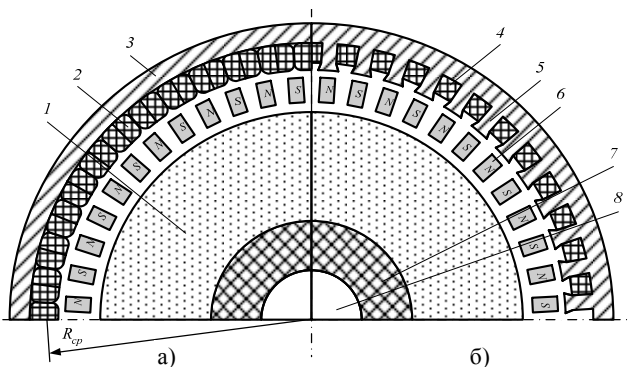


Рис. 5. Поперечний переріз МС мікродвигуна з конструкцією багатополосного ротору з кігтеподібними полюсами: а) з гладким якорем; б) з зубцевим якорем. 1 – ПМ у формі кільця, 2 – струмовий шар, 3 – магнітопровід (ярмо), 4 – обмотка якоря (обмотка керування), 5 – зубець якоря, 6 – полюсний накінецьник ротора, 7 – немагнітна втулка, 8 – вал

Побудована таким чином конструкція дискового МД з ротором, що має кігтеподібні полюси може мати різні конструктивні форми. Так, вона дозволяє застосовувати модульний підхід, а саме: МД може складатися з декількох модулів (М). Як приклади, на рис. 6 показані деякі з них.

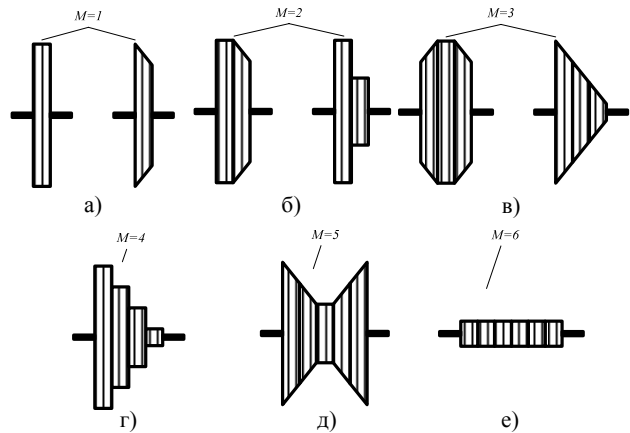


Рис. 6. Форми виконання МД

РОЗРАХУНОК МАГНІТНОЇ ІНДУКЦІЇ B_δ

Для визначення магнітної провідності ПМ будемо використовувати відомі класичні вирази [10, 11].

Магнітна провідність ПМ, виготовленого на основі системи Nd-Fe-B, який має лінійну криву розмагнічування:

$$\lambda_M = \frac{\mu_0 \cdot \mu_M \cdot S_M}{h_M},$$

де S_M – площа поперечного перерізу ПМ; h_M – товщина ПМ; μ_0 – магнітна стала ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м); μ_M – відносна магнітна проникність ПМ.

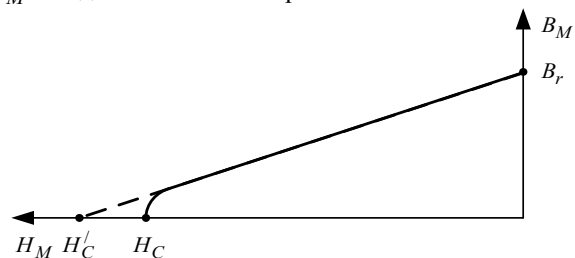


Рис. 7. Лінеаризація кривої розмагнічування

Для спрощення розрахунку ПМ крива розмагнічування апроксимується прямою, внаслідок чого з'являється фіктивна коерцитивна сила (рис. 7):

$$H_C^l = \frac{B_R}{\mu_0 \cdot \mu_M},$$

де B_R – залишкова індукція.

Похибка такої апроксимації буде незначною, оскільки робоча точка ПМ лежить на лінійній ділянці кривої розмагнічування, тобто приймаємо $H_C^l \approx H_C$, тоді:

$$\lambda_M = \frac{B_R \cdot S_M}{H_C \cdot h_M}. \quad (1)$$

Магнітна провідність розсіювання ПМ може бути визначена як сума двох складових (рис. 8):

$$\lambda_{\sigma PM} = \lambda_{\sigma_1} + \lambda_{\sigma_2}. \quad (2)$$

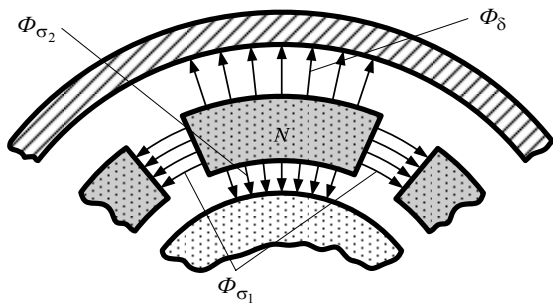


Рис. 8. Фрагмент області енергоперетворення МС

Покажемо геометричні розміри МС, які будуть застосовані в подальших розрахунках (рис. 9).

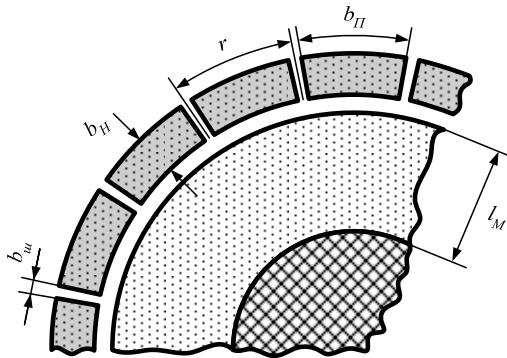


Рис. 9. Магнітна система ротора

Магнітна провідність розсіювання між ПМ і полюсними наконечниками:

$$\lambda_{\sigma_2} = 2p \cdot \mu_0 \cdot \frac{\left(\frac{l}{2} + \frac{2l_M}{\pi}\right) \cdot \left(b_{\Pi} + \frac{2l_M}{\pi}\right)}{l_M}, \quad (3)$$

l – активна частина (довжина) полюсного наконечника (не показано); p – число пар полюсів.

Магнітна провідність розсіювання між полюсними наконечниками:

$$\lambda_{\sigma_1} = 2p \cdot \mu_0 \cdot \frac{\left(l + \frac{2l_{uu}}{\pi}\right) \cdot \left(b_H + \frac{l_{uu}}{\pi}\right)}{b_{uu}}, \quad (4)$$

Магнітна провідність повітряного зазору δ :

$$\lambda_{\delta} = p \cdot \mu_0 \cdot \frac{l \cdot b_{\Pi}}{2 \cdot \delta}. \quad (5)$$

Перейдемо до магнітних опорів через магнітні провідності. Магнітні опори відповідно:

$$R_M = \frac{1}{\lambda_M}; \quad R_{\sigma} = \frac{1}{\lambda_{\sigma}}; \quad R_{\delta} = \frac{1}{\lambda_{\delta}}.$$

Припустимо, що магнітна проникність матеріалу магнітопровода (заліза) статора близька до нескінченності, тоді схема заміщення буде мати наступний вигляд [12]:

На рис. 10 показано: Φ_M – магнітний потік, створений ПМ; Φ_{σ} – розсіювання; Φ_{δ} – повітряного зазору; $F_M = h_M \cdot H_C$ – магніторухійна сила.

Магнітний потік ПМ

$$\Phi_M = \frac{h_M \cdot H_C}{R_M + \frac{1}{\lambda_{\sigma} + \lambda_{\delta}}}. \quad (6)$$

Магнітний потік в робочому зазорі δ :

$$\Phi_{\delta} = \frac{F_{ab}}{R_{\delta}} = F_{ab} \lambda_{\delta}, \quad (7)$$

де $F_{ab} = F_M - \Phi_M \cdot R_M$ – різниця магнітних потенціалів між точками a і b .

Індукція в зазорі δ :

$$B_{\delta} = \frac{\Phi_{\delta}}{l \cdot b_{\Pi} \cdot p}. \quad (8)$$

Складаючи систему рівнянь за 2-м законом Кірхгофа для схеми заміщення (рис. 10), отримуємо:

$$\begin{cases} \Phi_{\sigma} \cdot R_{\sigma} = \Phi_{\delta} \cdot R_{\delta} \\ \Phi_M = \Phi_{\sigma} + \Phi_{\delta} \end{cases}. \quad (9)$$

Звідси:

$$\Phi_{\sigma} = \frac{\Phi_M}{1 + \frac{R_{\delta}}{R_{\sigma}}} = \frac{\Phi_M}{1 + \frac{\lambda_{\sigma}}{\lambda_{\delta}}}. \quad (10)$$

Як приклад визначимо електромагнітний момент дискового МД (рис. 6, а) з багатополосним ротором з кігтеподібними полюсами і ПМ з магнітотвердого матеріалу Nd-Fe-B.

МС має наступні розміри:

$l = 10$ мм – довжина кігтеподібних полюсів;

$D = 25$ мм – зовнішній діаметр ротору;

$D_M = 20$ мм – зовнішній діаметр ПМ;

$h_M = 3$ мм – товщина ПМ;

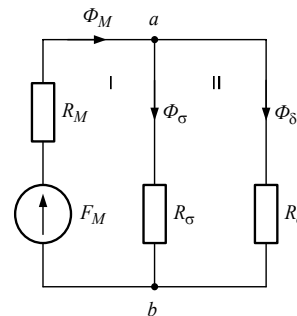


Рис. 10. Схема заміщення магнітного кола

$b_{\Pi} = 2$ мм – ширина полюсного наконечника;

$b_H = 1,5$ мм – товщина полюсного наконечника;

$\delta = 5$ мм – повітряний зазор;

$p = 18$ – число пар полюсів.

Магнітні параметри ПМ: $B_r = 1,25$ Тл;

$H_C = 850$ кА/м.

Попередньо розрахуємо індукцію B_{δ} в робочому зазорі δ .

Загальна провідність розсіювання визначається як сума двох складових (2).

Визначаємо λ_{σ_1} :

$$\begin{aligned} \lambda_{\sigma_1} &= 2p \cdot \mu_0 \cdot \frac{\left(l + \frac{b_{uu}}{\pi}\right) \cdot \left(b_H + \frac{b_{uu}}{\pi}\right)}{b_{uu}} = \\ &= \frac{2 \cdot 18}{0,6} \cdot 10^{-3} \cdot \mu_0 \left(10 + \frac{0,6}{\pi}\right) \left(1,5 + \frac{0,6}{\pi}\right) = 1,033 \mu_0. \end{aligned}$$

Визначимо λ_{σ_2} :

$$\lambda_{\sigma_2} = 2p\mu_0 \cdot \frac{\left(\frac{l}{2} + \frac{2l_M}{\pi}\right) \left(b_{II} + \frac{2l_M}{\pi}\right)}{l_M} =$$

$$= \frac{2 \cdot 18}{5} \cdot 10^{-3} \cdot \mu_0 \left(5 + \frac{2 \cdot 3}{\pi}\right) \cdot \left(2 + \frac{2 \cdot 3}{\pi}\right) = 0,193 \cdot \mu_0.$$

Загальна провідність λ_{σ} :

$$\lambda_{\sigma_{II}} = \lambda_{\sigma_1} + \lambda_{\sigma_2} = \mu_0 \cdot (0,193 + 1,033) = 1,226 \cdot \mu_0.$$

Магнітний опір, згідно з (1):

$$R_M = \frac{1}{\lambda_M} = \frac{H_C \cdot h_M}{B_R \cdot S_M} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 850 \cdot 10^3}{1,25 \cdot \frac{3,14(D_M^{(1)} - D_M^{(2)})^2}{4}} =$$

$$= 0,147 \cdot 10^8 \text{ Гн}^{-1}.$$

Магнітна провідність потоку через повітряний зазор δ , згідно з (5):

$$\lambda_{\delta} = p \cdot \mu_0 \frac{l \cdot b_{II}}{2 \cdot \delta} = 18 \cdot \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot 10}{2 \cdot 5} \cdot 10^{-3} = 0,036 \cdot \mu_0 \text{ Гн}.$$

Опір, відповідно:

$$R_{\delta} = \frac{1}{\lambda_{\delta}} = \frac{1}{0,036\mu_0} = 2,2 \cdot 10^7 \text{ Гн}^{-1}.$$

Магнітна провідність ділянки кола між точками a і b (рис. 10):

$$\lambda_{\delta} + \lambda_{\sigma} = (0,036 + 1,226)\mu_0 = 1,262 \cdot \mu_0 = 1,585 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

а магнітний опір цієї ділянки:

$$R_{ab} = \frac{1}{\lambda_{\delta} + \lambda_{\sigma}} = \frac{1}{1,585 \cdot 10^{-6}} = 0,631 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

Магнітний потік Φ_M , згідно з (6):

$$\Phi_M = \frac{h_M \cdot H_C}{R_M + \frac{1}{\lambda_{\sigma} + \lambda_{\delta}}} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 850 \cdot 10^3}{0,147 \cdot 10^8 + 0,631 \cdot 10^6} =$$

$$= 1,66 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Магнітний потік через повітряний зазор, згідно з (10):

$$\Phi_{\delta} = \frac{\Phi_M}{1 + \frac{\lambda_{\sigma}}{\lambda_{\delta}}} = \frac{1,66 \cdot 10^{-4}}{1 + \frac{1,226}{0,036}} = 4,7 \cdot 10^{-6} \text{ Вб}.$$

Індукція в повітряному зазорі, згідно з (8):

$$B_{\delta} = \frac{\Phi_{\delta}}{l \cdot b_{II} \cdot p} = \frac{4,7}{10 \cdot 2 \cdot 18} = 13,05 \text{ мТл}.$$

ОЦІНКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МОМЕНТУ

Електромагнітний момент:

$$M_{em} = \frac{2p}{a} \cdot B_{\delta} \cdot I_a \cdot W_{\tau} \cdot l_{np} \cdot R_{cp},$$

де a – число паралельних віток статорної обмотки, які приходяться на одну пару полюсів; I_a – струм в обмотках статора; W_{τ} – число витків в обмотці на полюсному поділі τ ; R_{cp} – радіус кола, що проходить по центру робочого зазору δ (рис. 5, а).

Для оцінки електромагнітного моменту візьмемо наступні дані: $I_a = 0,05 \text{ А}$; $R_{cp} = 14 \text{ мм}$; $W_{\tau} = 30$; $a = 1$; $l_{np} \approx l = 10 \text{ мм}$.

Тоді:

$$M_{em} = \frac{2p}{a} \cdot B_{\delta} \cdot I_a \cdot W_{\tau} \cdot l_{np} \cdot R_{cp} = \frac{2 \cdot 18}{1} \cdot 13,05 \cdot 10^{-3} \times$$

$$\times 0,05 \cdot 30 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 14 \cdot 10^{-3} = 0,98 \cdot 10^{-4} \text{ Н} \cdot \text{м}$$

ВИСНОВКИ

1. Представлена нова конструктивна схема МС мікродвигуна дискового типу, який може працювати в кроковому режимі, а також в режимі автокомутації фаз.

2. Розроблена методика розрахунку дозволяє на стадії проектної моделі МД здійснювати оцінку величини магнітної індукції та електромагнітного моменту.

3. Особливо слід відмітити високу технологічність конструктивної схеми МД, яка може мати різні форми виконання. Такий МД може бути умонтований в будь-який складний вузол автоматизованого робототехнічного комплексу, сервісного електроприводу автомобіля.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Адволоткин Н.П., Овчинников И.Е. Состояние и перспективы развития вентиляльных электродвигателей для станкостроения и робототехники// Бесколлекторные регулируемые электрические машины: Сб. науч. тр. – Ленинград: ВНИИ Электромаш, 1988. - С. 5–19.
- [2] Адволоткин Н.П., Вдовиков А.Г., Выплавин Ю.И. и др. Унифицированная серия вентиляльных двигателей с постоянными магнитами ДВУ для станкостроения и робототехники// Электротехника. -1988. -№2. - С. 37-40.
- [3] Белый П.Н. Уравнения для проектирования встраиваемых магнитоэлектрических двигателей дискового типа// Техн. Электродинамика: - 2005. -№6. - С. 53-56.
- [4] Белый П.Н. Коллекторные магнитоэлектрические двигатели постоянного тока дискового типа для сервопривода// Электротехника. -1997. -№6. - С. 17-20.
- [5] Афонин А.А., Гребенников В.В., Цежневски П. Дисковые двигатели с постоянными магнитами// Техн. Электродинамика. -1997. -№4. - С. 36-44.
- [6] Белый П.Н. Принципы построения дисковых магнитоэлектрических двигателей малой мощности// Электромеханика. -1997. -№6. - С. 18-20.
- [7] Сромин А.Ф. Расчет дисковых вентиляльных электродвигателей для привода станков и роботов// Электротехника. -1998. -№2. - С. 45-48.
- [8] Білий П.М. Деякі питання проектування умонтованих багатополісних дискових магнітоелектричних двигунів// Вісник ВПІ-2003. -№4. - С. 49-53.
- [9] Белый П.Н. Конструктивное развитие дисковых высокомоментных технологических электродвигателей с высококоэрцитивными постоянными магнитами// Электротехника. -2001. -№7. - С. 20-23.
- [10] Хрущев В.В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. Л.: Энергия, 1969.
- [11] Штёлтинг Г., Байссе А. Электрические микромашины. Пер. с нем.: - М.: Энергоатомиздат, 1991.
- [12] Овчинников И.Е. Теория вентиляльных электрических двигателей. -Л.: Наука, 1985.

Надійшла 24.03.2006

КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БЕСКОНТАКТНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В АСИНХРОННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Галиновский А.М., к.т.н., доцент
Национальный технический университет "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханика"
тел. (044) 412-47-66

Ленская Е.А., научный сотрудник
Научно-производственное общество "ТЭМП", Киев

Эрхард Айхофер, дипломированный инженер, "Transresch Antriebssysteme" GmbH, Берлин

Досліджено вплив ЕРС обмотки збудження безконтактної синхронної машини в асинхронному режимі роботи на величину перенапруг обертового трифазного мостового перетворювача з захистом вентилю від внутрішніх перенапруг, показано, що при амплітуді ЕРС обмотки збудження більшій напруги неробочого ходу перетворювача напруга на вентилю діодного перетворювача досягає величини амплітуди ЕРС обмотки збудження, а напруга на обмотці збудження досягає суми амплітуд ЕРС обмотки збудження та джерела живлення, зовнішні перенапруги усунути в реверсивному тиристорному перетворювачі з комбінованим законом керування.

Исследовано влияние ЭДС обмотки возбуждения бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы на величину перенапряжений вращающегося трехфазного мостового преобразователя с защитой вентилей от внутренних перенапряжений, показано, что при амплитуде ЭДС обмотки возбуждения большей напряжения холостого хода преобразователя напряжение на вентилю диодного преобразователя достигает величины амплитуды ЭДС обмотке возбуждения, а напряжение на обмотке возбуждения достигает суммы амплитуд ЭДС обмотки возбуждения и источника питания, внешние перенапряжения устранены в реверсивном тиристорном преобразователе с комбинированным законом управления.

В настоящее время синхронные машины (СМ) выпускаются в основном в бесконтактном исполнении. В бесконтактной синхронной машине (БСМ) применяется электромашинно-вентильный преобразователь (ЭМВП), который состоит из электромашинного возбудителя и вращающегося вентильного преобразователя.

В БСМ средней и большой мощности электромашинные возбудители чаще всего выполняют с повышенным числом пар полюсов. При этом улучшаются габариты возбудителя за счет уменьшения вылета лобовых частей обмоток, однако повышается индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря возбудителя, а, следовательно, - повышается реактивность коммутации преобразователя.

К ЭМВП предъявляются два основных требования [8]: быстродействие регулирования и высокое качество формы выходного напряжения.

В диодных трехфазных мостовых БСВ СМ сравнительно хорошее качество формы выходного напряжения. Требуемая скорость форсировки возбуждения СМ достигается за счет повышения потолочного напряжения возбуждения возбудителя. Однако, при уменьшении напряжения источника на входе выпрямителя обмотка возбуждения СМ может оказаться замкнутой накоротко через вентили. При этом ток возбуждения СМ затухает с постоянной времени этой обмотки. Главный недостаток диодной БСВ - медленное гашение поля.

Тиристорная БСВ практически безинерционна и обеспечивает отрицательное напряжение на обмотке

возбуждения СМ в переходных режимах за счет инверторного режима [8]. Однако, технико-экономические показатели возбудителей большинства БСМ с мостовыми тиристорными преобразователями невысоки. Это связано с тем, что в тиристорной БСВ применен принцип регулирования статических преобразователей: на вход преобразователя подается полное напряжение сети, а ток возбуждения СМ во всем диапазоне от холостого хода до режима форсировки регулируется углом управления тиристоров.

Если в тиристорной БСВ сохранить электромашинный возбудитель диодной БСВ, то ток возбуждения тиристорного возбудителя становится равным форсировочному току возбуждения диодного возбудителя. При коэффициенте форсировки возбудителя $k_f \approx 2$ увеличиваются потери в стали и в обмотке возбуждения возбудителя примерно в 4 раза. Поэтому в тиристорной БСВ увеличивают размеры возбудителя. В номинальном режиме работы угол управления тиристорами $\alpha_u \approx 60^\circ$. При этом сохраняется главный недостаток тиристорной БСВ - низкое качество формы выходного напряжения, что может привести к снижению срока службы агрегата.

Одно из направлений по устранению этого недостатка состоит в следующем. Ток возбуждения СМ в установившихся режимах работы и в динамических режимах работы СМ при повышении тока возбуждения регулируют по цепи возбуждения возбудителя при угле управления тиристорами $\alpha_u = 0$ или отрицательной (упреждающей) величине. Изменение угла управления проводят только при понижении тока воз-

буждения СМ с переводом тиристорного преобразователя в инверторный режим работы. При этом БСВ синхронной машины обладает достоинствами управляемого и неуправляемого преобразователей.

Во вращающемся преобразователе возникают перенапряжения, которые могут вызвать пробой вентиля или изоляции обмотки. Различают внутренние и внешние перенапряжения, которые имеют разную физическую природу.

Внутренние перенапряжения обусловлены коммутационными свойствами полупроводниковых вентилях [1 ÷ 4]. Вентиль преобразователя после уменьшения прямого тока до нуля остается открытым на интервале времени восстановления запирающих свойств τ . Через вентиль протекает обратный ток, измеримый по своему мгновенному значению с его прямым током. После интервала τ сопротивление вентиля резко возрастает, обратный ток вентиля падает до своего установившегося значения. Из-за наличия индуктивности источника питания резкий обрыв обратного тока может явиться причиной возникновения перенапряжения на вентиле.

Для защиты от внутренних перенапряжений в большинстве случаев параллельно вентилю подключают $R_f C_f$ -цепи. Расчет защитных цепей выполняется из условий ограничения повторяющихся перенапряжений на вентиле на заданном уровне [3, 12]. Внутренние перенапряжения рассчитывается при определенном, чаще всего близком к номинальному режиму работы преобразователя [1÷4, 7, 12]. В то же время вращающиеся неуправляемые преобразователи (выпрямители) БСМ работают во всех возможных режимах – от режима холостого хода до режима короткого замыкания. Управляемые тиристорные преобразователи имеют также режимы инвертора и опрокидывания инвертора.

При расчете ЭМВП применяются разные физические и математические модели. Применение численных методов расчета моделей ЭМВП с учетом всех параметров машины, вентилях, системы управления позволяет получить достоверную информацию. Однако эти методы довольно трудоемки, их применение затруднено при комплексном исследовании автономных источников питания и энергосистем в целом. Поэтому большое внимание исследователей посвящено поиску простых моделей и методов расчета ЭМВП. Применение разных моделей при решении одной и той же задачи существенно повышает вероятность получения корректных результатов, подтверждает правомерность принятых допущений, обосновывает выбор сравнительно простых и достаточно точных моделей и методов, адаптированных к решению сложных задач. Простой и точный метод расчета ЭМВП в переходных режимах по эквивалентной схеме преобразователя приводится в работе [10].

В работе [12] приведен метод расчета защитных $R_f C_f$ -цепей вентилях вращающегося трехфазного мостового преобразователя БСМ по коммутационным перенапряжениям на вентилях в переходных режимах. Показано, что защитные цепи вентилях следует рассчитывать по точке внешней характеристики вы-

прямителя с наибольшей амплитудой обратного тока вентиля, которая расположена на границе второго и третьего режимов работы.

Минимальное значение величины емкости C_f определяется из условия поглощения энергии, накапливаемой в индуктивности источника питания L_i [1÷4, 12]. При этом

$$C_{f \min} = \tau^2 / 2L_u .$$

Активное сопротивление фильтра, определяемое по границе аperiodического режима [12],

$$R_f = \sqrt{2} \cdot \tau / C_{f \min} .$$

При этих параметрах наибольшая величина напряжения нагрузки превышает амплитуду линейного напряжения источника примерно на 30%. При наличии защитной цепи вентилях напряжение выпрямителя в режиме холостого хода приближается к величине двойной амплитуды ЭДС источника $U_{d0} = 2A_i$. При $C_f \approx 2C_{f \min}$ напряжение на нагрузке во всех режимах работы не превышает $2A_i$. Коммутационные перенапряжения практически отсутствуют при $C_f = 5C_{f \min}$.

Внешние перенапряжения возникают в роторных цепях при различных динамических режимах и обусловлены тем, что обмотка возбуждения СМ при прохождении тока через нуль оказывается практически разомкнутой [7]. В генераторах опасным является режим самосинхронизации, в двигателях – режим асинхронного пуска. В этих режимах применяются специальные схемы защиты преобразователей [5].

Перенапряжения на вентилях вращающихся преобразователей должны быть ниже, чем в статических преобразователях. Это следует из повышенных требований по надежности вращающихся преобразователей. Расчет защитных цепей вентилях вращающегося преобразователя должен проводиться из условия ограничения максимального обратного напряжения на вентилях при максимальном напряжении источника питания (форсировке возбуждения возбудителя) с учетом всех возможных режимов работы преобразователя [12].

Несмотря на большое внимание, уделяемое в литературе коммутационным перенапряжениям, еще недостаточно проведен качественный и количественный анализ перенапряжений вращающихся вентилях преобразователей при асинхронном режиме работы БСМ. В работе [7] указывается, что проведение экспериментальных исследований с целью поиска наиболее тяжелых режимов и максимальных перенапряжений является нежелательным из-за возможности повреждения оборудования, большой трудоемкости и высокой стоимости. Вместе с тем эти величины могут быть определяющими как при выборе параметров защитных цепей вентилях, так и при выборе схемы преобразования.

Поэтому применение новых математических моделей для исследования коммутационных перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ в асинхронных режимах является актуальным. Исследование внешних коммутационных перенапряжений в трехфазном мостовом диодном и тиристорном преобразователе БСМ является основной задачей настоя-

щей работы. Исследования проведены на моделях преобразователей в системе схемотехнического моделирования Micro – Cap [11].

В примерах расчета моделей преобразователей приняты следующие параметры СМ и синхронного возбудителя (СВ): частота сети $f = 50$ Гц; число пар полюсов СМ $p = 4$; коэффициент форсировки тока

возбуждения СМ $k_\phi = I_{n\phi} / I_{nN} = 2$, где $I_{n\phi}$ и I_{nN} – токи возбуждения СМ в форсировочном и номинальном режимах; число пар полюсов СВ $p_B = 24$.

На рис. 1, а и б приведены электрическая и эквивалентная схемы модели диодного преобразователя в системе Micro – Cap (системе МС).

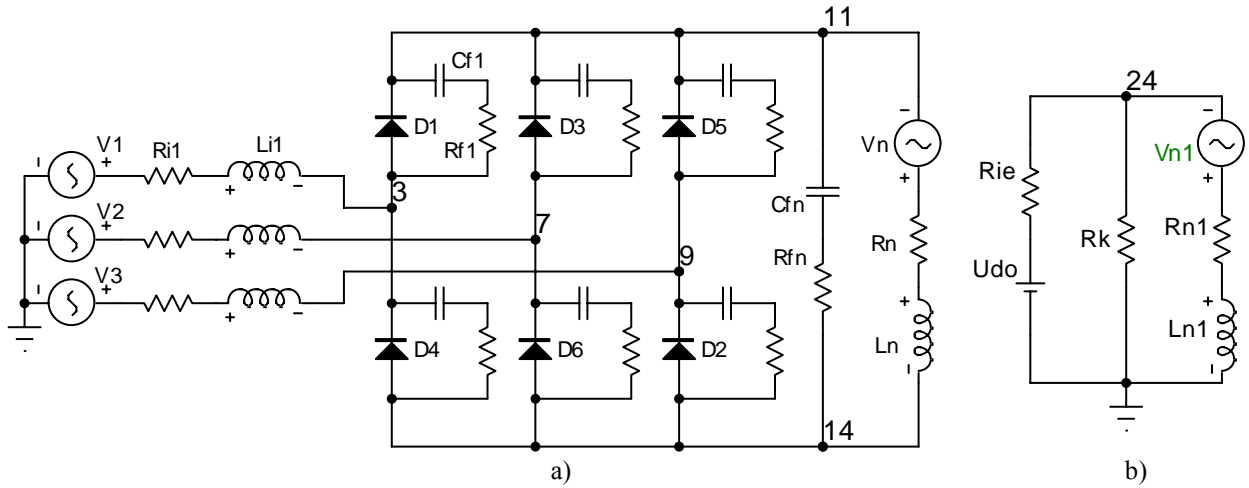


Рис. 1

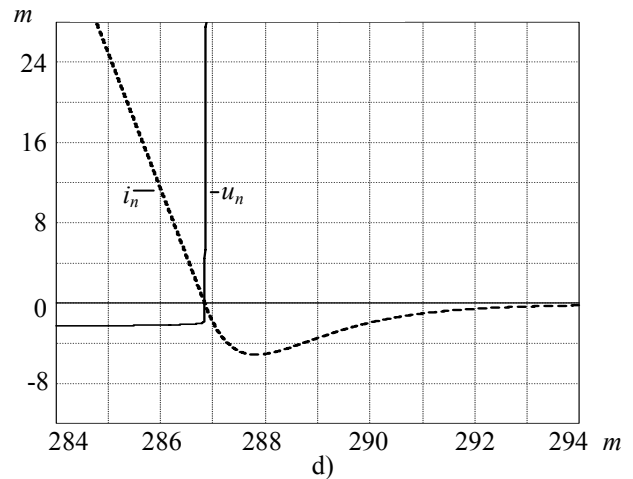
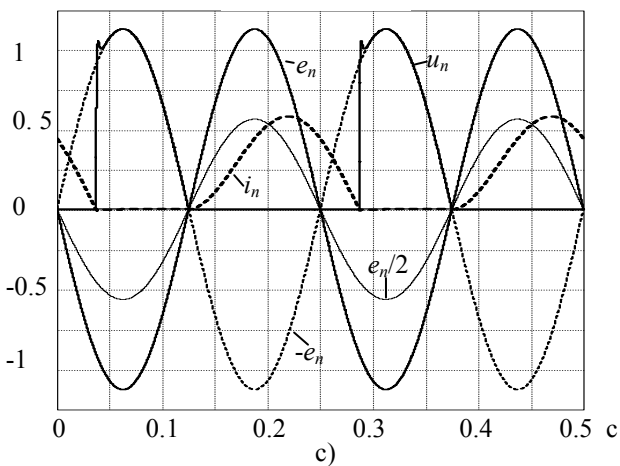
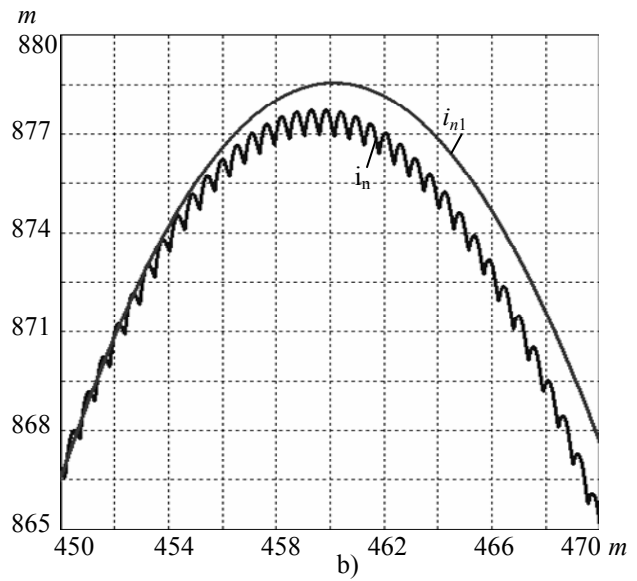
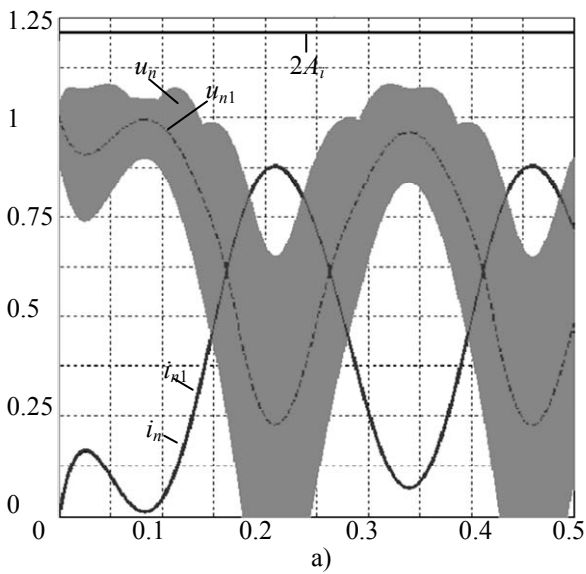


Рис. 2

Модель преобразователя построена на диодах MR2510 D. Повторяющееся напряжение $U_n = 1000$ В. Предельный ток $I_n = 25$ А. Время восстановления запирающих свойств $\tau = 5.7 \cdot 10^{-6}$ сек.

Определим параметры электрической схемы модели преобразователя при синхронной скорости вращения ротора СМ.

Примем относительную величину активного сопротивления источника питания

$$k_r = r_i / x_i = 0,$$

где r_i и x_i - активное и индуктивное сопротивления источника.

Наибольшая амплитуда ЭДС источника в режиме форсировки с учетом 10%-го запаса

$$A_{i\phi} = 0.9 \cdot U_n / k_\phi = 450 \text{ В.}$$

Наибольший ток короткого замыкания (к.з.) выпрямителя в режиме форсировки

$$I_{dk\phi} = I_{n\phi} = I_n = 25 \text{ А.}$$

Полное сопротивление источника (ориентировочно)

$$z_i \cong A_{i\phi} / I_{n\phi} = 18 \text{ Ом.}$$

Частота ЭДС источника

$$f_i = f p_B / p = 300 \text{ Гц.}$$

Индуктивное сопротивление источника

$$x_i = z_i / \sqrt{1 + k_r^2} = 18 \text{ Ом.}$$

Индуктивность источника

$$L_i = x_i / (2 \cdot \pi \cdot f_i) = 9.55 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Активное сопротивление источника

$$r_i = x_i \cdot k_r = 0.$$

Наибольшая амплитуда ЭДС источника в номинальном режиме

$$A_{iN} \approx A_{i\phi} / k_\phi = 225 \text{ В.}$$

Минимальная величина емкости $R_f C_f$ - фильтра, шунтирующего вентиль,

$$c_{f \min} = \tau^2 / 2L_i = 1.7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Активное сопротивление фильтра

$$R_f = \sqrt{2} \cdot \tau / C_{f \min} = 4.74 \text{ КОм.}$$

Принимаем $C_f \cong 2.5 \cdot C_{f \min} = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 5$ КОм.

Нагрузка преобразователя может шунтироваться $R_{fn} C_{fn}$ - фильтром.

Все исследования проводим в системе относительных единиц (о.е.) нагрузки выпрямителя. За базовые величины принимаются напряжение холостого хода U_{d0} и ток к.з. I_{dk} нагрузки. U_{d0} определяется при условии: $A_i < A_{i\phi}$.

Определим базовые величины напряжения и тока нагрузки выпрямителя при синхронной скорости вращения СМ и $A = 416$ В [10, 12]:

$$U_{d0} = A_i \cdot 3\sqrt{3} / \pi = 688.06 \text{ В;}$$

$$I_{dk} = A_i / z_i = 23.1 \text{ А.}$$

Базовое сопротивление нагрузки

$$z_b = U_{d0} / I_{dk} = 29.77 \text{ Ом.}$$

В асинхронном режиме СМ при скольжении $s = 0.08$ изменяются частота ЭДС источника (ЭДС якорной обмотки СВ), индуктивное и полное сопротивления источника, базовые величины тока и сопротивления преобразователя:

$$f_{ia} = f_i (1 - s) = 276 \text{ Гц;}$$

$$x_{ia} = x_i \cdot f_{ia} / f = 16.56 \text{ Ом;}$$

$$z_{ia} = \sqrt{x_{ia}^2 + r_i^2} = 16.56 \text{ ;}$$

$$I_{dka} = A_i / z_{ia} = 25 \text{ А;}$$

$$z_{ba} = (3\sqrt{3} / \pi) \cdot z_{ia} = 27.4 \text{ Ом.}$$

Если $I_{dk} > I_n$, уменьшаем величину амплитуду ЭДС источника А.

Частота ЭДС нагрузки $f_n = f \cdot s = 4$ Гц.

Обозначение величин электрической схемы: u_n - напряжение нагрузки, e_n - ЭДС нагрузки, i_n - ток нагрузки; i_{11}, i_{12}, i_{13} - фазные токи источника. Напряжения на диодах: $u_{D1} = u_{(3,11)}$; $u_{D3} = u_{(7,11)}$; $u_{D5} = u_{(9,11)}$; $u_{D4} = u_{(14,3)}$; $u_{D6} = u_{(14,7)}$; $u_{D2} = u_{(14,9)}$. Нижним индексом обозначаются точки на рис. 1,а, между которыми измеряется напряжение на диоде.

Определим параметры эквивалентной схемы [10].

Величина ЭДС источника равна базовой величине напряжения нагрузки выпрямителя U_{d0} .

При $i_{n1} = 0 \div I_{dk}$ эквивалентное сопротивление источника

$$r_{ie} = z_b \cdot \text{tg}\beta.$$

$\text{tg}\beta$ определяется по внешней характеристике выпрямителя в о.е.:

$$\text{tg}\beta = (1 - U_d) / I_d.$$

При $i_{n1} = 0 \div I_{dk}$ шунтирующее сопротивление $r_k = \infty$. При $i_{n1} < 0$ $r_{ie} = \infty$. При $i_{n1} > I_{dk}$ $r_k = 0$.

Зависимость $\text{tg}\beta$ от тока I_d записывается в виде таблицы [11]:

$$\text{tg}\beta = \text{TABLE}(I_d, I_{d1}, \text{tg}\beta_1, I_{d2}, \text{tg}\beta_2, \dots, I_{dn}, \text{tg}\beta_n)$$

Задаемся координатами точек $(I_{di}, \text{tg}\beta_i)$. В промежуточных точках используется линейная интерполяция. Если $I_d < I_{d1}$, то $\text{tg}\beta = \text{tg}\beta_1$, если $I_d > I_{dn}$, то $\text{tg}\beta = \text{tg}\beta_n$.

Зависимость r_{ie} от тока I_d при $k_r = 0$:

$$r_{ie} = z_b \cdot \text{tg}\beta = z_b \cdot \text{TABLE}(I_d, -1u, 1G, 0, 0.5774, 0.433, 0.5774, 0.5, 0.5858, 0.6124, 0.633, 0.7, 0.7001, 0.75, 0.756, 1, 1).$$

Зависимость r_k от тока I_d :

$$r_k = \text{TABLE}(I_d, 1, 0, 0.999999, 1G).$$

Обозначение величин эквивалентной схемы: i_{n1} - ток нагрузки; i_{ei} - ток эквивалентного источника; i_k - ток шунтирующей ветви.

Исследуем преобразователь при $A_n < U_{d0}$ и $C_n = 0$ (отсутствие фильтра, шунтирующего нагрузку).

На рис. 2,а показаны диаграммы напряжений (u_n, u_{n1}) и токов (i_n, i_{n1}) нагрузки преобразователя при асинхронном режиме работы СМ. Приведена величина $2 \cdot A_i$. Параметры модели: $s = 0.08$; $A_i = 416$ В; $U_{d0} = 688.1$ В; $A_n = 780$ В. Диаграммы записаны при подключении нагрузки с режима холостого хода. На рис. 2,б - фрагмент диаграммы. Все величины в о.е. нагрузки выпрямителя.

Анализ диаграмм напряжений преобразователя с параметрами защитных цепей вентилей, рассчитанных по методике [12], показывает: при амплитуде ЭДС нагрузки меньшей амплитуды ЭДС источника наибольшие напряжения на вентилях и нагрузке выпрямителя меньше двойной амплитуды ЭДС источника.

Как видно из диаграмм рис. 2, а и б, токи нагрузки, рассчитанные в переходных режимах по электрической и эквивалентной схемам модели преобразователя, практически совпадают.

Исследуем преобразователь при $s = 0.08$; $A_i = 0$, $A_n = 780$ В. Подключим фильтр нагрузки: $R_{fn} = 4$ КОм; $C_{fn} = 0.5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Остальные величины (включая базовые величины нагрузки выпрямителя) оставим неизменными.

На рис. 2,с показаны диаграммы напряжения нагрузки u_n , ЭДС нагрузки e_n (а также $e_n / 2$, $-e_n$) и тока нагрузки i_n преобразователя. На рис. 2,д – фрагмент рис. 2,с.

При переходе тока нагрузки через ноль также появляются коммутационные перенапряжения, обусловленные наличием времени восстановления запирающих свойств вентиля. Однако, эти перенапряжения сравнительно малы в связи с малой крутизной тока при переходе через ноль (малая частота ЭДС нагрузки при асинхронном режиме СМ).

Исследуем преобразователь при $s = 0.08$; $A_n > U_{d0}$; $A_i = 200$ В; $U_{d0} = 330.8$ В; $A_n = 780$ В. Диаграммы напряжений и токов преобразователя приведены на рис. 3.

На рис. 3,а диаграммы записаны без защитной цепи, шунтирующей нагрузку. Рис. 3,д – фрагмент рис. 3,а. На рис. 3, б и с диаграммы записаны при подключении защитной цепи нагрузки.

На рис. 3, а и б показаны напряжения нагрузки преобразователя u_n , ЭДС нагрузки e_n ($e_n / 2$ и $-e_n$), напряжения на диодах u_D (напряжения $u_{D1} \div u_{D6}$), ток нагрузки i_{n1} и ток шунтирующего контура i_k . Напряжения на диодах отчетливо видны на рис. 2,д.

На рис. 3,с показаны: напряжение нагрузки u_{n1} ; токи источника питания i_i (показаны токи трех фаз - i_{i1} , i_{i2} и i_{i3}); ток эквивалентного источника i_{ei} . Ток i_{ei} обгибает контуры токов источника питания i_i .

На диаграммах все величины в системе о.е. нагрузки выпрямителя.

Анализ результатов исследований модели диодного преобразователя БСМ при $A_n > U_{d0}$ и широком изменении параметров схемы позволяет сделать следующие выводы.

При отсутствии защитной цепи нагрузки преобразователя наибольшее напряжение на вентиле достигает величины амплитуды ЭДС обмотки возбуждения СМ и наступает после перехода тока возбуждения СМ через ноль. В процессе коммутации происходит перезаряд емкостей защитных цепей всех вентилях. Так как при переходе тока возбуждения СМ через ноль заряды емкостей защитных цепей разных вентилях неодинаковы, неодинаковыми оказываются наибольшие значения напряжений на разных вентилях.

Наибольшее напряжение на обмотке возбуждения СМ достигает величины суммы амплитуд ЭДС обмотки возбуждения СМ и ЭДС обмотки якоря возбудителя.

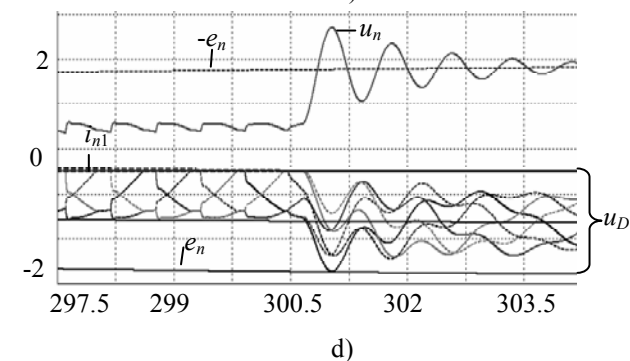
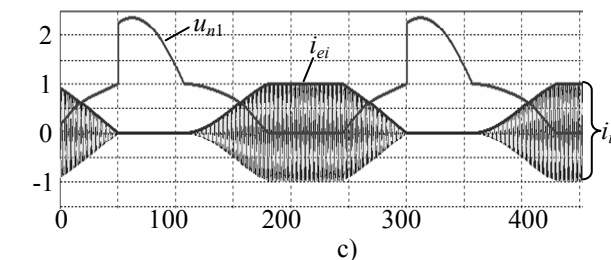
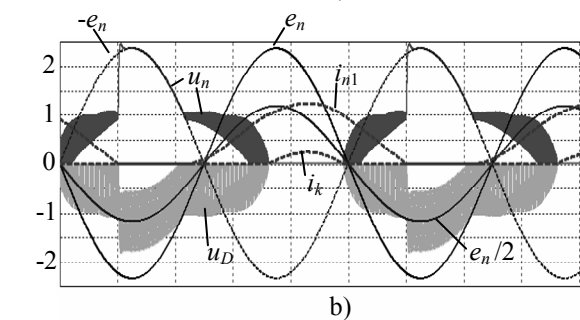
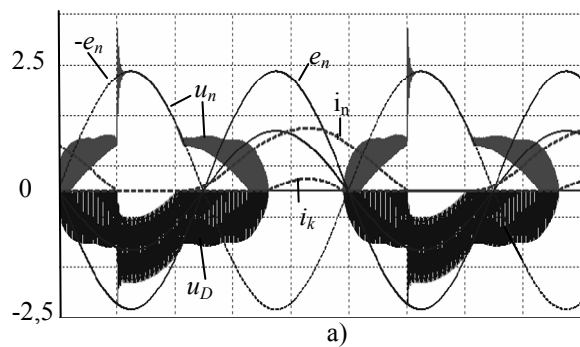


Рис. 3

В работах [5, 7] рассматриваются разные схемы по защите диодных преобразователей от внешних перенапряжений. В ряде схем применяются стабилизаторы (или др. аппаратные средства), которые подключают защитные устройства (например, встречноключенные тиристоры) параллельно обмотке возбуждения СМ по величине напряжения на обмотке. Учитывая временную задержку на подключение, можно констатировать: во многих известных устройствах защита подключается после свершившегося факта – появления перенапряжения на обмотке

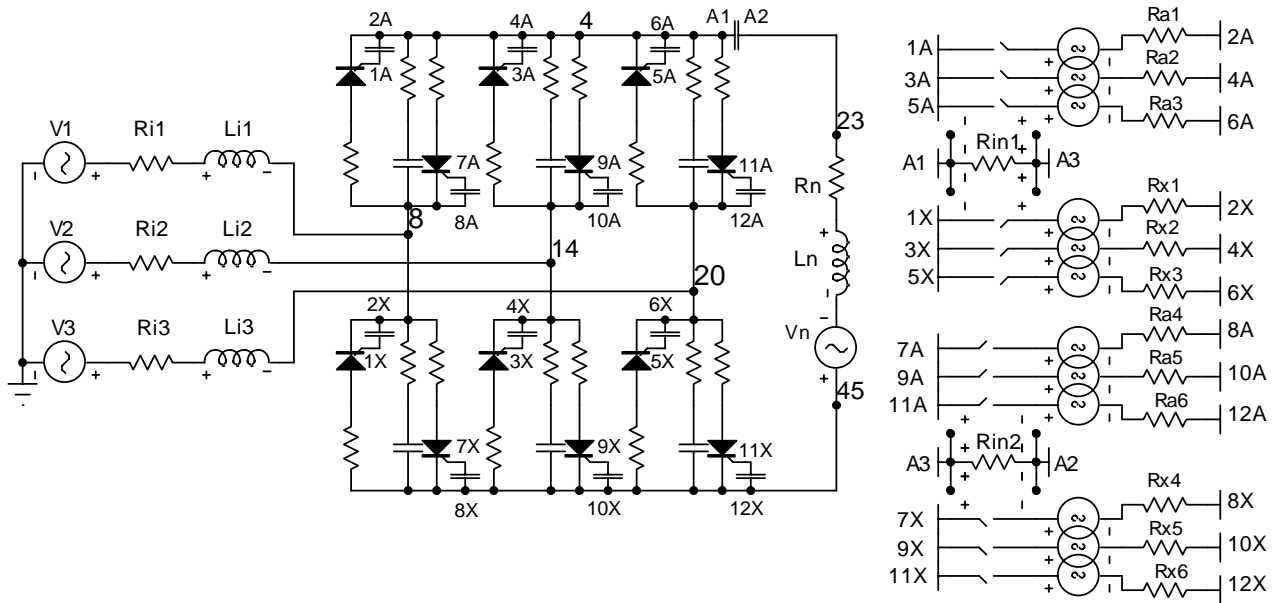


Рис. 4

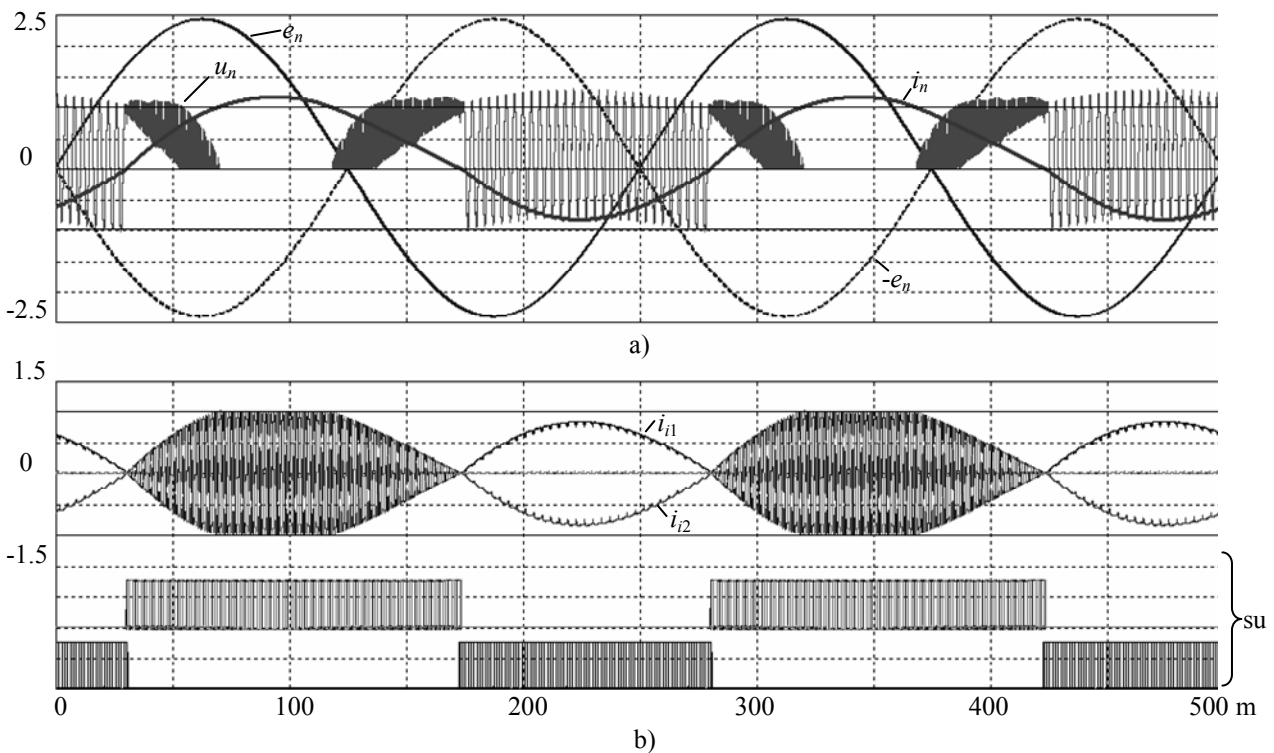


Рис. 5

Работа неперсисвного тиристорного преобразователя БСМ в асинхронном режиме при упреждающих углах управления тиристорами подобна работе диодного преобразователя.

Исследуем работу реверсивного тиристорного преобразователя с комбинированным законом управления [6].

Электрическая схема модели реверсивного тиристорного преобразователя БСМ в системе МС показана на рис. 4.

Примем относительную величину активного сопротивления источника питания $k_r = 0.25$. Оставим

без изменений другие параметры синхронной машины и возбудителя.

Модель преобразователя построена на тиристорах В25RIA120. Повторяющееся напряжение $U_n = 1200$ В. Предельный ток $I_n = 25$ А. Время восстановления запирающих свойств $\tau = 3.7 \cdot 10^{-6}$ сек.

Величина емкости $R_f C_f$ -фильтра, шунтирующего тиристор,

$$c_f = (1 \div 4) \cdot \tau^2 / L_i = (1.5 \div 6) \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Принимаем $c_f = 10^{-9}$ Ф,

Активное сопротивление фильтра

$$r_f \approx 2 \cdot \tau / c_f \approx 2 \text{ кОм.}$$

В модели преобразователя управляющая машина заменена шестью моделями источников импульсных сигналов. Параметры импульсных сигналов определены по исходной переключающей функции частоты управления.

Применено комбинированное управление тиристорами, при котором сигнал управления на встречно-выключенные тиристоры подается совместно при токе нагрузки меньшем тока уставки и отдельно в других случаях [6]. Угол управления тиристорами – углоупреждающий. Угол управления изменяется при изменении фазы ЭДС источника.

Величина и знак тока нагрузки определяются по падению напряжения на шунтах r_{in1} и r_{in2} (рис. 4). Изменяя величину сопротивления шунта, меняем величину уставки по току. Сопротивления шунтов учитываются при определении общего сопротивления нагрузки.

Обозначение величин. Напряжения на тиристорах: $u_{T1} = v_{(8,4)}$; $u_{T3} = v_{(14,4)}$; $u_{T5} = v_{(20,4)}$; $u_{T2} = v_{(8,45)}$; $u_{T4} = v_{(14,45)}$; $u_{T6} = v_{(20,45)}$. Токи источника питания i_i , i_{i1} , i_{i2} и i_{i3} – токи трех фаз. Сигналы управления тиристорами $su_1 \div su_6$.

Исследуем преобразователь при асинхронной скорости вращения СМ и амплитуде ЭДС нагрузки больше напряжения холостого хода преобразователя ($A_n > U_{d0}$): $s = 0.08$; $A_i = 200$ В; $U_{d0} = 330.8$ В; $A_n = 780$ В. Угол управления тиристорами $\alpha_y = -10^\circ$.

Диаграммы напряжений и токов преобразователя приведены на рис. 5.

На рис. 5,а показаны напряжение нагрузки u_n , ЭДС нагрузки e_n (и $-e_n$), ток нагрузки i_n .

На рис. 5,б показаны токи источника, сигналы управления тиристорами.

Как видно из диаграмм, в реверсивном тиристорном преобразователе с комбинированным законом управления внешние перенапряжения исключены. Это обусловлено наличием отрицательного тока обмотки возбуждения СМ в режиме опрокидывания инвертора. На рис. 5,б показаны фазные токи i_{i1} и i_{i2} в этом режиме.

Применение совместного управления встречно-выключенными тиристорами при токе нагрузки меньшем тока уставки позволяет избежать разрыва цепи, "подключить защиту" до перехода тока через ноль.

Применение реверсивного тиристорного преобразователя позволяет улучшить быстродействие регулирования возбуждения СМ, уменьшить стоимость преобразователя за счет снижения класса тиристоров, существенно повысить надежность системы возбуждения в целом.

Применение реверсивного тиристорного преобразователя с комбинированным законом управления можно рекомендовать в бесконтактных синхронных двигателях, генераторах, компенсаторах.

Предполагается проведение исследований внутренних и внешних перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ с разными схемами преобразования и разным числом фаз источника питания.

Целесообразно исследование влияния емкостных связей обмоток синхронной машины и возбуждателя

[7, 9] на внутренние и внешние перенапряжения вращающихся преобразователей БСМ. При этом необходимо уточнить параметры защитных цепей вентилей по условиям допустимых перенапряжений, минимальных потерь в преобразователе с учетом рекомендаций по снижению воздействия фронта прямого напряжения на вентили [3, 4] и др.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Samberqen K., Berechnung von Trägerspeichereffekt – Beschaltungen für Silizium – Cleuhrichter und Thyristoren // ETZ – A. – 1965. – Bd 86, № 24.
- [2] Глух Е.М., Зеленев В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. – М.: – Энергия, 1970. – 152 с.
- [3] Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: – Энергия, 1977. – 280 с.
- [4] Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И., Кочетков В.Д., Крылов С.С., Курносоев Б.Д., Мосткова Г.П., Пырков В.В., Сакович А.А., Толкачев А.И. Полупроводниковые выпрямители, под ред. Ковалева Ф.И. и Мостовой Г.П. М., Энергия, 1978, 448 с.
- [5] Абрамович Б.Н., Круглый А.А. Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных двигателей. Л.: "Энергоатомиздат", 1983. 128 с.
- [6] Галиновский А. М., Дубчак Е. М. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты. А.с. СССР №1339821. Оpubл. в БИ, №35, 1987.
- [7] Глебов И.А. Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин. Л., Наука, 1987, с.
- [8] Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. Л., Наука, 1988, 322 с.
- [9] Шумилов Ю., Афендулиди И., Реуцкий Н. Исследование резонансных процессов во вращающихся обмотках асинхронных двигателей// Unconventional electro-mechanical and electrotechnical systems, Szczecin and Miedzydroje, December 15–17, 1996.
- [10] Галиновский А.М., Ленская Е.А. Метод расчета электромашинно-вентильных преобразователей с естественной коммутацией в переходных режимах. Технічна електродинаміка, №5, 2003, С. 29-33.
- [11] Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap 6, - М. "СОЛОН", М.; Горячая линия - Телеком, 2001,- 344 с.
- [12] Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя, Технічна електродинаміка, №4, 2005, С. 43-50.

Поступила 07.03.2006

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ КОАКСІАЛЬНО-ЛІНІЙНОГО СИНХРОННОГО ВІБРАТОРА УСТАНОВКИ ДЛЯ ПРОХОДКИ ГОРИЗОНТАЛЬНИХ СВЕРДЛОВИН

Голенков Г.М., к.т.н., доцент, Бондар Р.П.,
Київський національний університет будівництва і архітектури
Україна, 03037, Київ, пр. Повітрофлотський 31, КНУБА, кафедра "Електротехніки та електроприводу"
тел. (044) 241-55-65

Розглянуто питання, пов'язані із застосуванням лінійних синхронних вібраторів для безтраншейної проходки свердловин. Запропоновано конструкцію коаксіально-лінійного синхронного вібратора з постійними магнітами та математичну модель руху віброударної системи. Проведено дослідження впливу форми силового імпульсу на механічні параметри системи.

Рассмотрены вопросы, связанные с применением линейных синхронных вибраторов для безтраншейной проходки скважин. Предложена конструкция коаксиально-линейного синхронного вибратора с постоянными магнитами и математическая модель движения виброударной системы. Проведено исследование влияния формы силового импульса на механические параметры системы.

АКТУАЛЬНІСТЬ ПИТАННЯ

При прокладанні інженерних мереж, спорудженні нових чи реконструкції старих трубопроводів широко застосовуються два основних способи проведення робіт – відкритий і закритий.

Відкритий передбачає риття траншей, руйнування дорожнього покриття, зупинку руху транспорту тощо. Крім того, в умовах щільної міської забудови риття траншей ускладнено, а іноді й неможливо.

У світовій практиці досить широко застосовуються безтраншейні методи, а в деяких країнах (Великобританія, Німеччина, США, Франція, Японія) будівництво за траншейними технологіями заборонено стандартами і застосовується як виняток [1].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Безтраншейну прокладку трубопроводів виконують, в основному, способами проколу, продавлювання і буріння. Труднощі при спорудженні безтраншейних переходів методом проколу і продавлювання визначаються необхідністю прикладення значних статичних зусиль (150-4500 кН). В останньому випадку, крім того, виникає необхідність вилучення ґрунту з порожнини труби. Застосування вібраційної та віброударної технології дозволяє значно зменшити зусилля вдавлювання і збільшити швидкість проходки.

Найбільш поширені на сьогоднішній день дебалансні вібратори мають ряд недоліків: недовговічність дебалансних валів і підшипників (через значні динамічні навантаження); необхідність у синхронізації обертання дебалансів. Машини з гідроприводом потребують насосну станцію, шланги високого тиску, фільтри, що веде до подорожчання установки. Використання ударно-вібраційного пристрою на основі лінійного коаксіального синхронного вібратора виключає вищезгадані недоліки, а застосування постійних магнітів на основі нових рідкоземельних матеріалів ($NdFeB$, $SmCo$) дозволяє конструювати більш надійні та ефективні машини [2]. Метою роботи є розробка математичної моделі переміщення електродинамічної віброударної системи.

КОНСТРУКЦІЯ КОАКСІАЛЬНО-ЛІНІЙНОГО СИНХРОННОГО ВІБРАТОРА

Конструкція коаксіально-лінійного синхронного вібратора показана на рис. 1. Він містить циліндричний сталевий корпус 1, у якому жорстко закріплений статор 2 з феромагнітного матеріалу. Обмотки 3 статора мають живлення від джерела змінного струму 4 (перетворювач частоти). Елементи 2, 3 жорстко закріплені у корпусі 1. Стрижень 5 для зменшення втрати магнітної енергії виконаний із немагнітного матеріалу, встановлений співвісно із статором і має можливість коливатися відносно нього. Стрижень фіксується передньою 6 та задньою 7 кришками з підшипниками ковзання. Коаксіальна магнітна система якоря складається з постійних висококоерцитивних магнітів 8 типу $NdFeB$, що намагнічені у аксіальному напрямку і фіксуються у виточках сталених полюсів 9. Пружинна система вібратора складається з двох пружин 11,12. Натягування пружин здійснюється за допомогою диска 13, який може рухатися відносно шпильок 14 при обертанні регулювальних гайок 15. Шпильки вкручуються у задню кришку 7. Регулювання положення якоря відносно обмоток статора здійснюється за допомогою диска 16, який може обертатися по різьбі на стрижні 5. Пружинна система закривається кожухом 18. На стрижні 5 жорстко закріплений ударник 19.

Вібратор працює наступним чином. При подачі на обмотки статора змінного струму в них виникає намагнічуюча сила, яка при взаємодії з постійним магнітним полем якоря виводить із стану рівноваги коливальну систему вібратора. При зміні напрямку проходження струму в обмотках статора вал рухається в протилежну сторону під дією електромагнітної сили та енергії, накопиченої в пружинах. Обмотки статора лише поповнюють енергію втрат за кожний цикл коливань. З'єднання обмоток може бути послідовним або паралельним. Частота і амплітуда коливань визначається частотою, амплітудою, формою електричних імпульсів, що подаються на обмотки 3 від джерела живлення, а також полюсним розподілом.

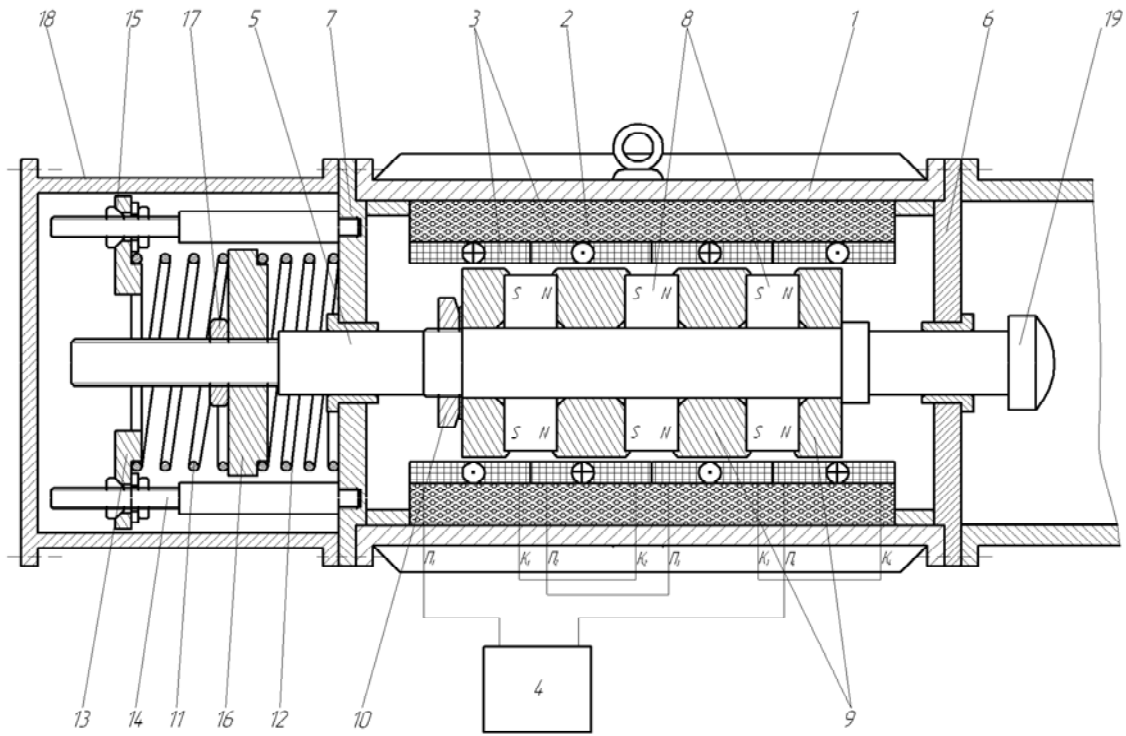


Рис. 1

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РУХУ ВІБРОУДАРНОЇ СИСТЕМИ

В загальному випадку переміщення віброударної системи можна описати системою рівнянь [3]:

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x}_1 + c(x_1 - x_2) &= F(t); \\ M\ddot{x}_2 + c(x_2 - x_1) &= \sum P, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де $F(t)$ – внутрішня періодична сила, яка забезпечує переміщення ударної частини відносно елемента, що занурюється; $\sum P$ – сума зовнішніх сил (сили бокового та лобового тертя тощо) які прикладені до елемента, що занурюється; x_1, x_2 – переміщення ударної частини і елемента, що занурюється, відповідно; c – приведена жорсткість пружного елемента.

Безпосереднє застосування системи (1) для розрахунку параметрів електродинамічної віброударної системи неможливе, оскільки амплітуда сили F не є фіксованою, а залежить від тягової характеристики вібратора, положення якоря та амплітуди його коливань.

Визначимо, як впливає форма силового імпульсу на амплітуду коливань якоря.

В [4] розглянуто наступні форми імпульсів сил (рис. 2, а): F_1 – з крутим переднім фронтом наростання і пологим фронтом спаду; F_2 – з пологим переднім фронтом наростання і крутим фронтом спаду; F_3 – з крутим фронтом наростання і спаду і постійної протягом дії такту; F_4 – з крутим фронтом наростання і спаду, постійна і діє не повний такт. При порівнянні сил передбачається, що площі імпульсів сил рівні між собою.

Закон зміни сил F_1, F_2, F_3, F_4 описується наступними рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= F_{\max} \left(1 - \frac{t'}{t}\right); \\ F_2 &= F_{\max} \frac{t'}{t}; \\ F_3 &= F_{\max} / 2; \\ F_4 &= \begin{cases} F_{\max} & \text{при } 0 \leq t' \leq t/2, \\ 0 & \text{при } t/2 \leq t' \leq t, \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де t' – поточний час такту; t – час всього такту; F_{\max} – найбільше значення, яке приймають сили F_1, F_2, F_4 .

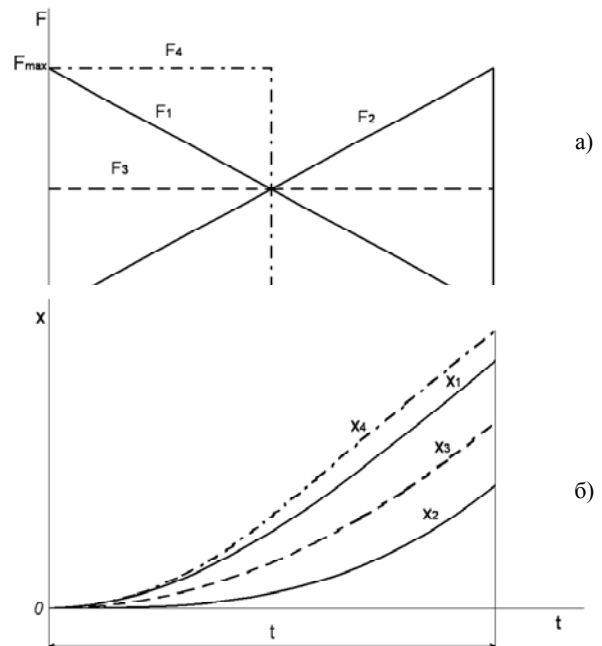


Рис. 2

На рис. 2, б представлено графік зміни координати x ходу якоря для даних сил. Рівняння (2) описують сили, які безпосередньо діють на якір, тобто без урахування інших сил, таких, як, наприклад, сила пружності, що має місце у вібраторах.

Розглянемо випадок, коли якір масою m з'єднується з опорою через лінійну гвинтову пружину K (рис. 3). Якщо вважати, що можливе тільки горизонтальне переміщення якоря, а маса пружини мала у порівнянні з масою якоря, то систему можна розглядати, як систему з одним ступенем свободи.

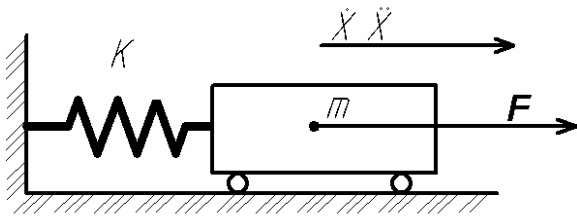


Рис. 3

Якщо знехтувати впливом демпфування, то закон руху якоря в цьому випадку на інтервалі t можна представити у наступному вигляді [5]:

$$x = \frac{1}{p} \int_0^t q \sin p(t-t') dt', \quad (3)$$

де $p = \sqrt{k/m}$ - власна частота коливальної системи; k - сумарна жорсткість пружин; m - маса якоря; $q = F(t')/m$ - сила, віднесена до одиниці маси.

Тоді для сили F_1 можна записати:

$$q_1 = \frac{F_{\max} \left(1 - \frac{t'}{t}\right)}{m};$$

$$x_1 = \frac{F_{\max}}{mp} \int_0^t \left(1 - \frac{t'}{t}\right) \sin p(t-t') dt';$$

$$x_1 = \frac{F_{\max}}{mp} \left(\frac{\sin p(t'-t) - p(t'-t) \cos p(t'-t)}{p^2 t} \right) \Big|_0^t;$$

$$x_1 = \frac{F_{\max}}{k} \left(\frac{\sin pt}{pt} - \cos pt \right). \quad (4)$$

Аналогічно, для сил F_2, F_3, F_4 , можна записати:

$$q_2 = \frac{F_{\max} t'}{mt};$$

$$x_2 = \frac{F_{\max}}{mp} \int_0^t \frac{t'}{t} \sin p(t-t') dt';$$

$$x_2 = \frac{F_{\max}}{mp} \left(\frac{pt' \cdot \cos p(t'-t) - \sin p(t'-t)}{p^2 t} \right) \Big|_0^t;$$

$$x_2 = \frac{F_{\max}}{k} \left(1 - \frac{\sin pt}{pt} \right). \quad (5)$$

$$q_3 = \frac{F_{\max}}{2m};$$

$$x_3 = \frac{F_{\max}}{2mp} \int_0^t \sin p(t-t') dt';$$

$$x_3 = \frac{F_{\max}}{2mp} \left(\frac{\cos p(t'-t)}{p} \right) \Big|_0^t;$$

$$x_3 = \frac{F_{\max}}{2k} (1 - \cos pt). \quad (6)$$

$$q_4 = \begin{cases} \frac{F_{\max}}{m} & \text{при } 0 \leq t' \leq t/2; \\ 0 & \text{при } t/2 \leq t' \leq t; \end{cases}$$

$$x_4 = \begin{cases} \frac{F_{\max}}{mp} \int_0^t \sin p(t-t') dt' & \text{при } 0 \leq t' \leq t/2; \\ \frac{F_{\max}}{mp} \int_0^{t_1} \sin p(t-t') dt' & \text{при } t/2 \leq t' \leq t; \end{cases}$$

$$x_4 = \begin{cases} \frac{F_{\max}}{mp} \left(\frac{\cos p(t'-t)}{p} \right) \Big|_0^t & \text{при } 0 \leq t' \leq t/2; \\ \frac{F_{\max}}{mp} \left(\frac{\cos p(t'-t_1)}{p} \right) \Big|_0^{t_1} & \text{при } t/2 \leq t' \leq t; \end{cases}$$

$$x_4 = \begin{cases} \frac{F_{\max}}{k} (1 - \cos pt) & \text{при } 0 \leq t' \leq t/2; \\ \frac{F_{\max}}{k} (\cos p(t-t_1) - \cos pt_1) & \text{при } t/2 \leq t' \leq t, \end{cases} \quad (7)$$

де $t_1 = t/2$.

Переміщення якоря під час дії сил F_1, F_2, F_3, F_4 з урахуванням сумарної жорсткості пружин представлено на рис. 4.

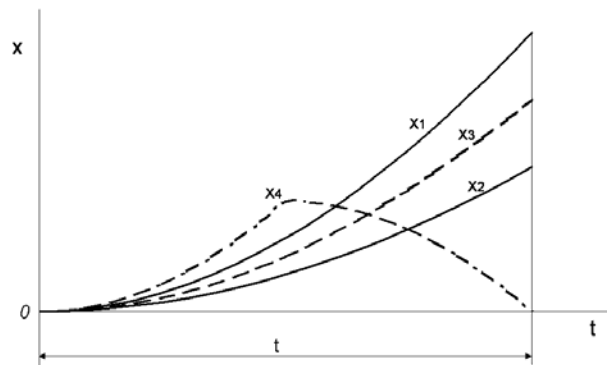


Рис. 4

Для того, щоб дослідити вплив форми імпульса періодичної змушуючої сили на хід якоря, представимо дані сили F_1, F_2, F_3, F_4 у вигляді періодичних функцій з періодом $2\pi/\omega$, і розкладемо їх у тригонометричний ряд Фур'є [5] виду:

$$F(t) = a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots = a_0 + \sum_{i=1}^n (a_i \cos i\omega t + b_i \sin i\omega t), \quad (8)$$

де

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt, \quad (9)$$

$T = 2\pi/\omega$ – період змушуючої сили;

$$a_i = \frac{2}{T} \int_0^T F(t) \cos i\omega t dt; \quad (10)$$

$$b_i = \frac{2}{T} \int_0^T F(t) \sin i\omega t dt. \quad (11)$$

Тоді для функції $F_1(t)$ з виразу (9) можна бачити, що інтеграл $\int_0^{2\pi/\omega} F_1(t) dt$ представляє собою площу,

обмежену даною функцією і віссю абсцисс на інтервалі від $t=0$ до $t=2\pi/\omega$ (рис. 5).

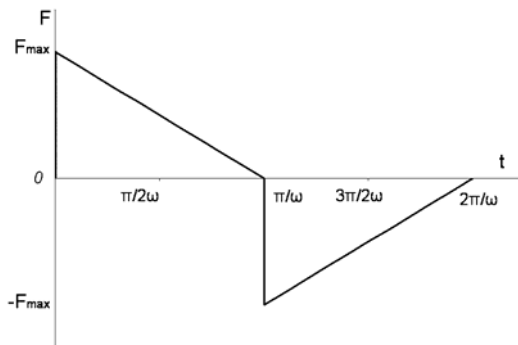


Рис. 5

Очевидно, що ця площа дорівнює нулю, тобто можна записати, що $a_0=0$. З виразу (10) отримаємо:

$$a_i = \frac{2}{T} \int_0^T F_1(t) \cos i\omega t dt = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} F_1(t) \cos i\omega t dt;$$

$$a_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} F_1(t) \cos i\omega t dt = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \times \int_0^{\pi/\omega} \left(1 - \frac{t\omega}{\pi}\right) \cos i\omega t dt;$$

$$a_i = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \left(\frac{-\cos i\omega t + i(\pi - \omega t) \sin i\omega t}{i^2 \omega \pi} \right) \Bigg|_0^{\pi/\omega};$$

$$a_i = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \left(\frac{1 - \cos i\pi}{i^2 \omega \pi} \right) = \frac{2F_{\max}}{i^2 \pi^2} (1 - (-1)^i). \quad (12)$$

З виразу (11) для функції $F_1(t)$ отримаємо:

$$b_i = \frac{2}{T} \int_0^T F_1(t) \sin i\omega t dt = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} F_1(t) \sin i\omega t dt;$$

$$b_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} F_1(t) \sin i\omega t dt = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \times \int_0^{\pi/\omega} \left(1 - \frac{t\omega}{\pi}\right) \sin i\omega t dt$$

$$b_i = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \left(- \left(\frac{i(\pi - \omega t) \cos i\omega t + \sin i\omega t}{i^2 \omega \pi} \right) \right) \Bigg|_0^{\pi/\omega};$$

$$b_i = \frac{2F_{\max}\omega}{\pi} \left(\frac{i\pi - \sin i\pi}{i^2 \omega \pi} \right) = \frac{2F_{\max}}{i\pi}. \quad (13)$$

Підставивши (12) і (13) у вираз для тригонометричного ряду (8), отримаємо:

$$F_1(t) = \frac{2F_{\max}}{\pi} \left(\frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{2}{9\pi} \cos 3\omega t + \dots + \sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right). \quad (14)$$

Аналогічно, для функції $F_2(t)$ з виразу (9) можна бачити, що інтеграл $\int_0^{2\pi/\omega} F_2(t) dt$ представляє собою

площу обмежену даною функцією і віссю абсцисс на інтервалі від $t=0$ до $t=2\pi/\omega$ (рис. 6), і $a_0=0$.

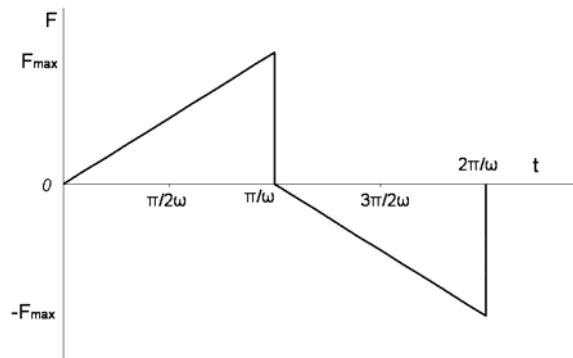


Рис. 6

З виразу (10) для функції $F_2(t)$ отримаємо:

$$a_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} F(t) \cos i\omega t dt = \frac{2F_{\max}\omega^2}{\pi^2} \int_0^{\pi/\omega} t \cos i\omega t dt;$$

$$a_i = \frac{2F_{\max}\omega^2}{\pi^2} \left(\frac{\cos i\omega t + i\omega t \sin i\omega t}{i^2 \omega^2} \right) \Bigg|_0^{\pi/\omega};$$

$$a_i = \frac{2 \cdot F_{\max} \cdot \omega^2}{\pi^2} \left(\frac{\cos i\pi - 1}{i^2 \cdot \omega^2} \right) = \frac{2 \cdot F_{\max}}{i^2 \cdot \pi^2} ((-1)^i - 1). \quad (15)$$

З виразу (11) для функції $F_2(t)$ отримаємо:

$$b_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} F_2(t) \sin i\omega t dt = \frac{2F_{\max}\omega^2}{\pi^2} \int_0^{\pi/\omega} t \sin i\omega t dt;$$

$$b_i = \frac{2F_{\max}\omega^2}{\pi^2} \left(\frac{\sin i\omega t - i\omega t \cos i\omega t}{i^2 \omega^2} \right) \Bigg|_0^{\pi/\omega};$$

$$b_i = \frac{2F_{\max}\omega^2}{\pi^2} \left(\frac{\sin i\pi - i\pi \cos i\pi}{i^2 \omega^2} \right) = \frac{2 \cdot F_{\max}}{i\pi} (-1)^{i+1}. \quad (16)$$

Підставивши (15) і (16) у вираз для тригонометричного ряду (8), отримаємо:

$$F_2(t) = \frac{2F_{\max}}{\pi} \left(-\frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{9 \cdot \pi} \cos 3\omega t + \dots + \sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right) \quad (17)$$

Оскільки функція $F_3(t)$ непарна (рис. 7), то у ряді Фур'є для функції $F_3(t)$ будуть відсутні вільний член $a_0=0$ і члени з косинусами.

З виразу (11) отримаємо:

$$b_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} F_3(t) \sin i\omega t dt = \frac{F_{\max} \omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \sin i\omega t dt;$$

$$b_i = \frac{F_{\max} \omega}{\pi} \left(-\left(\frac{\cos i\omega t}{i\omega} \right) \right) \Big|_0^{\pi/\omega};$$

$$b_i = \frac{F_{\max} \omega}{\pi} \left(\frac{1 - \cos i\pi}{i\omega} \right) = \frac{F_{\max}}{i\pi} (1 - (-1)^i). \quad (18)$$

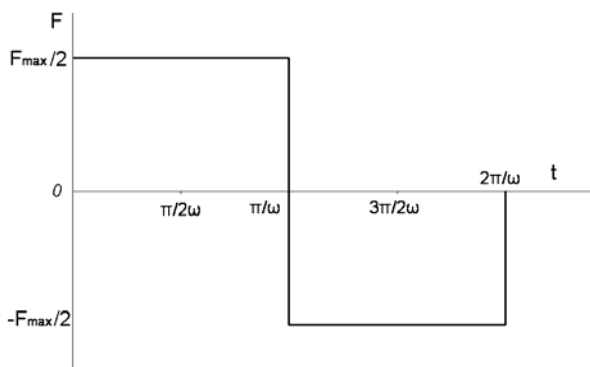


Рис. 7

Підставивши (18) у вираз для тригонометричного ряду (8), отримаємо:

$$F_3(t) = \frac{2F_{\max}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right). \quad (19)$$

Для функції $F_4(t)$ (рис. 8) можна бачити, що $a_0=0$.

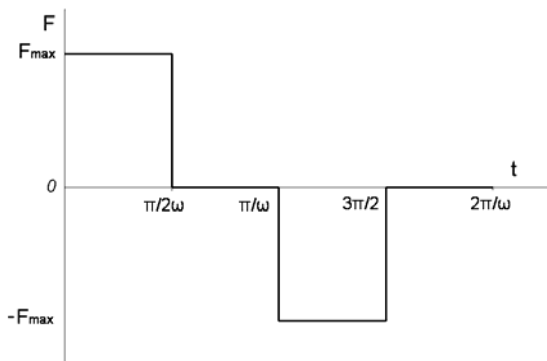


Рис. 8

З виразу (10) отримаємо:

$$a_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/2\omega} F_4(t) \cos i\omega t dt = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \int_0^{\pi/2\omega} \cos i\omega t dt;$$

$$a_i = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \left(\frac{\sin i\omega t}{i\omega} \right) \Big|_0^{\pi/2\omega};$$

$$a_i = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \left(\frac{\sin \frac{i\pi}{2}}{i\omega} \right) = \frac{2F_{\max}}{i\pi} (-1)^{(i-1)/2}, \quad (20)$$

де $i=1,3,5,7$,

З виразу (11) для функції $F_4(t)$ отримаємо:

$$b_i = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/2\omega} F_4(t) \sin i\omega t dt = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \int_0^{\pi/2\omega} \sin i\omega t dt;$$

$$b_i = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \left(-\left(\frac{\cos i\omega t}{i\omega} \right) \right) \Big|_0^{\pi/2\omega};$$

$$b_i = \frac{2F_{\max} \omega}{\pi} \left(\frac{1 - \cos \frac{i\pi}{2}}{i\omega} \right) = \frac{2F_{\max}}{i\pi} \left(1 - \cos \frac{i\pi}{2} \right). \quad (21)$$

Підставивши (20) і (21) у вираз для тригонометричного ряду, (8) отримаємо:

$$F_4(t) = \frac{2F_{\max}}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \dots + \sin \omega t + \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right). \quad (22)$$

Тоді, розглядаючи, як і раніше, систему з одним ступенем свободи (рис. 9), можна записати вирази, що описують переміщення (коливання, що встановилися) при прикладенні сил $F_1(t)$, $F_2(t)$, $F_3(t)$, $F_4(t)$. Вони мають вигляд:

$$x_1 = \frac{2F_{\max}}{\pi k} \left(\beta_1 \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \beta_3 \frac{2}{9\pi} \cos 3\omega t + \dots + \beta_1 \sin \omega t + \beta_2 \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \beta_3 \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right); \quad (23)$$

$$x_2 = \frac{2F_{\max}}{\pi k} \left(-\beta_1 \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \beta_3 \frac{2}{9 \cdot \pi} \cos 3\omega t + \dots + \beta_1 \sin \omega t - \beta_2 \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \beta_3 \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right); \quad (24)$$

$$x_3 = \frac{2F_{\max}}{\pi k} \left(\beta_1 \sin \omega t + \beta_3 \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \beta_5 \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right); \quad (25)$$

$$x_4 = \frac{2F_{\max}}{\pi k} \left(\beta_1 \cos \omega t - \beta_3 \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \dots + \beta_1 \sin \omega t + \beta_2 \sin 2\omega t + \beta_3 \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right), \quad (26)$$

де $\beta = \frac{1}{1 - \omega^2 / p^2}$ коефіцієнт підсилення.

При $\omega/p = 0,9$ коефіцієнти підсилення:

$$\beta_1 = \frac{1}{1 - \omega^2 / p^2} = 5,26; \quad \beta_2 = \frac{1}{(1 - 2\omega/p)^2} = -0,45;$$

$$\beta_3 = \frac{1}{(1 - 3\omega/p)^2} = -0,16.$$

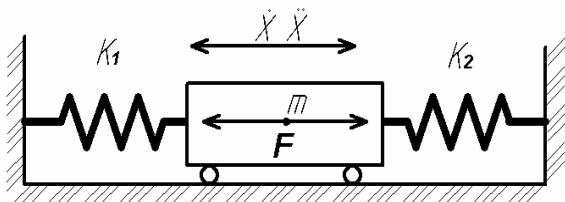


Рис. 9

На рис. 10 представлено переміщення x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 якоря при прикладенні сил $F_1(t), F_2(t), F_3(t), F_4(t), F_5(t)$ відповідно. Сила $F_5(t) = \frac{F_{\max}\pi}{4} \sin \omega t$ представ-

ляє собою синусоїду, амплітуда якої $A = \frac{F_{\max}\pi}{4}$ визначається з умови рівності площ імпульсів сил між собою. Оскільки середнє значення синусоїдальної сили дорівнює $F_{\text{ср.}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} A \sin \omega t dt = \frac{2A}{\pi} = \frac{F_{\max}}{2}$

(див. рис. 2, а), то $A = \frac{F_{\max}\pi}{4}$.

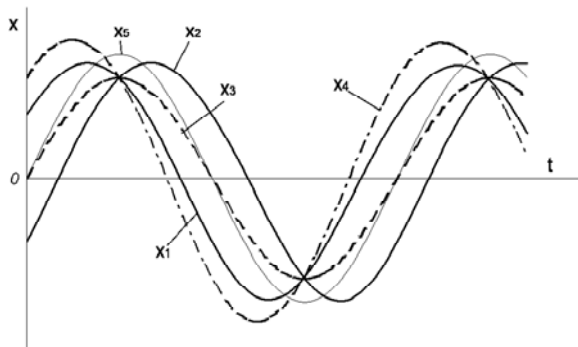


Рис. 10

З рис. 10 видно, що максимальне значення амплітуди переміщення якоря має силова функція $F_4(t)$. Для того, щоб забезпечити необхідний закон руху, необхідно формувати такий імпульс струму і шпаруватість, які б забезпечували заданий закон зміни механічної характеристики.

Статична тягова характеристика коаксіально-лінійного синхронного вібратора (паралельне з'єднання обмоток статора), яка представляє собою залежність електромагнітної сили $F_{\text{ел.}}$ від положення якоря $F_{\text{ел.}} = f(x)$ при $I = \text{const}$, має вигляд, представлений на рис. 11.

Попередні випробування показали, що амплітуда A_1 коливання якоря у резонансному режимі досягає 15 мм. Максимальне значення $F_{\text{ел.}}$ має місце на ділянці $(-x_1; x_1)$. Очевидно, що і ККД перетворення електричної енергії у механічну матиме максимальне значення на цьому проміжку. Тому для даного типу машин можна підвищити ККД шляхом подачі імпульсів струму під час проходження якорем ділянки $(-x_1; x_1)$, і обмежити подачу струму у крайніх положеннях. Тягова характеристика на білярезонансних частотах на проміжку $(-x_1; x_1)$, зміщується вниз і стає майже лінійною, тобто на цьому проміжку $F_{\text{ел.}} \approx \text{const}$.

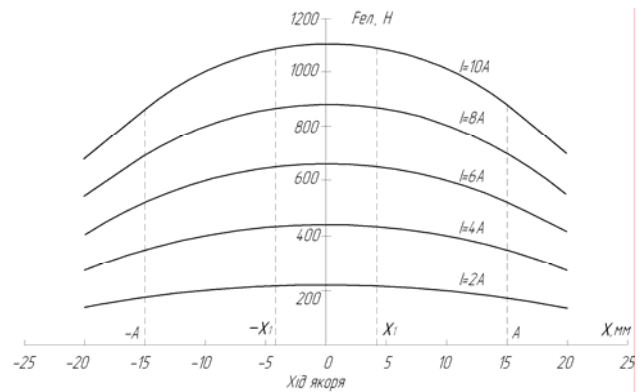


Рис. 11

ВИСНОВКИ

Ефективність застосування коаксіально-лінійного синхронного вібратора для проходки горизонтальних свердловин можна підвищити шляхом подачі живлення на статор при проходженні якорем ділянки тягової характеристики з найбільш ефективним енергоперетворенням. Розрахунок параметрів проходки можна вести з використанням системи рівнянь 1, розклавши імпульс сили у ряд Фур'є. Питання впливу форми та шпаруватості імпульсів живлення потребує подальших практичних досліджень.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Марківський В.І., Тугай А.М., Гарник В.К. Новітні безтраншейні технології будівництва, ремонту та відновлення інженерних мереж // Будівництво України. 2002. – №2, – С. 30–33.
- [2] Пат. 72162 А Україна. МКИ E02D7/20 Віброзанурювач / М.В. Богаєнко, Г.М. Голенков, В.П. Голуб та ін.; Заявлено 31.12.2003; Опубл. 17.01.2005. Бюл. №1. – 4 с.
- [3] Кершенбаум Н.Я., Минаев В.И. Проходка горизонтальних і вертикальних скважин ударним способом. – М.: Недра, 1984. –245 с.
- [4] Ряшенцев Н.П., Ряшенцев В.Н. Электромагнитный привод линейных машин. – Новосибирск: Наука. СО, 1985. –152 с.
- [5] Тимошенко С.П., Янг Д.Х., Уивер У. Колебания в инженерном деле. – М.:1984. – 475 с.
- [6] Вибрации в технике / Азбель Г.Г., Блехман И.И., Быховский И.И. и др. / Ред. сов: Челомей (пред.). Справочник. В 6 т. – М.: Машиностроение, 1981. – Т. 4: Вибрационные процессы и машины / Под ред. Левендела Э.Э. – 509 с.

Надійшла 10.05.2006

О МИГРАЦИЯХ АКТИВИРОВАННЫХ ЧАСТИЦ В КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ РЕШЕТКАХ ЭЛЕМЕНТОВ КОНТАКТНОЙ КОМПОЗИЦИИ

Павленко Т.П., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"
тел (057) 707-68-44

У роботі розглядається активований стан системи у конфігураційному фазовому просторі. Аналіз результатів даної роботи дозволяє створити методику розрахунку для пояснення причин можливого переміщення опорних точок дуги по робочому поверхню контактів.

В данной работе рассматривается активированное состояние системы в конфигурационном фазовом пространстве. Анализ результатов данной работы позволяет создать методику расчета для объяснения причин возможного перемещения опорных точек дуги по рабочей поверхности контактов.

ВВЕДЕНИЕ

Рассмотренный механизм перемещения атомов внутри кристаллической решетки, показанный в работе [1], позволяет применять данную методику расчета к объяснению причин возможного перемещения опорных точек дуги по рабочей поверхности контактов. На самом деле в реальных кристаллах этот процесс довольно-таки сложный и, естественно, он связывает массу параметров, например, как фазовое состояние композиции, размер зерен, температуру и, давление паров газа и т.д. Кроме того, миграция атомов имеет очень сложный процесс, который включает движение многих атомов. Мигрирующий атом получает свою энергию за счет движения других атомов; к тому же, когда мигрирующий атом приближается к энергетическому барьеру, он взаимодействует с другими атомами, которые в результате этого взаимодействия тоже начинают двигаться.

Вычисление частоты скачков атомов по решетке можно применять, обобщив метод, изложенный ранее [2].

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

Большую часть времени атомы колеблются около своих положений равновесия, поэтому потенциальную энергию кристалла в гармоническом приближении можно записать в следующем виде:

$$\varphi(q) = \varphi_0 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{3N} m \cdot \omega_i^2 \cdot q_i^2 \quad (1)$$

где ω_i - угловая частота i -ой нормальной моды колебаний; q_i - координата нормальной моды; m - масса атома; φ_0 - энергия системы в том случае, когда все атомы находятся в положении равновесия.

Время от времени соседний с вакансией атом получает порцию энергии, достаточную для перескока в вакантный узел. В процессе скачка атом должен пересечь энергетический барьер, разделяющий начальное и конечное положение. Вершина этого барьера определяет критическое положение атома, которое находится между начальным и конечным распределениями. Если атом попадает в критическую точку, имея отличную от нуля скорость, он будет двигаться дальше по направлению к вакантному узлу, оставляя свой прежний узел пустым, и скачок будет совершен.

Состояние, определяемое координатами всех атомов при попадании мигрирующего атома в критическую точку, называется активированным состоянием. Таких состояний множество, а целый ансамбль таких состояний отвечает большому количеству конфигураций. Этот ансамбль активированных состояний является частью полного ансамбля системы.

Можно ожидать, что активированные состояния находятся близко друг к другу в том же смысле, как и нормальные состояния. Активированное состояние

будет обладать самой низкой энергией если мигрирующий атом находится по середине между начальным и конечным положениями, а все другие атомы покоятся в своих положениях равновесия, хотя они очень отличаются от равновесия в нормальном состоянии, т.к. мигрирующий атом, находясь на вершине потенциального барьера, сильно взаимодействует с окружающими атомами и сталкивает их к новым положениям равновесия.

Процесс миграции можно описать в конфигурационном фазовом пространстве следующим образом: точка фазового пространства, представляющая состояние системы, большую часть времени колеблется около положения, в котором потенциальная энергия определяется выражением (1), т.е. точка движется по ансамблю нормальных состояний. Однако время от времени точка фазового пространства покидает $3N$ - мерную потенциальную яму, перепрыгивая в аналогичную соседнюю яму. При этом она пересекает область конфигурационного фазового пространства, представляющую подансамбль из активированных состояний. Среднее время, которое точка фазового пространства проводит в области активированных состояний, передвигаясь из одной потенциальной ямы в соседнюю равно:

$$\bar{\tau} = \delta / v_1, \quad (2)$$

где δ - протяженность, соединяющая начальное и конечное состояние областей конфигурации, соответствующих активированному состоянию.

Частота скачков вакансий по решетке равна:

$$\Gamma_v = \tau(\delta) / \bar{\tau} \cdot \tau, \quad (3)$$

где $\tau(\delta) / \bar{\tau}$ - число прохождений атомов через область активированных состояний; τ - полное время скачка.

Используя выражение (2), определим:

$$\Gamma_v = (\bar{v}_1 / \delta) \cdot \tau(\delta) / \tau. \quad (4)$$

Если заменить скорость \bar{v}_1 на отношение \bar{p}_1 / m ,

где \bar{p}_1 - средний импульс движущегося атома вдоль направления миграции в области активированных состояний, то (1) приобретает вид:

$$\Gamma_v = (\bar{p}_1 / m \cdot \delta) \cdot \tau(\delta) / \tau. \quad (5)$$

Среднее значение импульса определится как:

$$\bar{p} = \frac{\int_0^{\infty} p_1 \cdot e^{-p_1^2 / 2m \cdot kT} \cdot dp_1 \cdot \int \exp\left(\sum_{i=2}^{3N} \frac{P_i^2}{2m \cdot kT}\right) \cdot dp_2 \dots dp_{3N}}{(2\pi \cdot m \cdot kT)^{3N/2}}$$

или после интегрирования:

$$\bar{p}_1 = m(kT / 2\pi m)^{1/2}. \quad (6)$$

Перепишем формулу (5) в виде:

$$\Gamma_v = \left(\frac{kT}{2\pi \cdot m} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{\delta} \cdot \frac{\tau(\delta)}{\tau} \quad (7)$$

Для того, чтобы выразить конечные результаты через потенциал Гиббса и тем самым облегчить исследования влияния давления на диффузию необходимо разобраться с

$$\tau(\delta)/\tau = Z_p^+ / Z_p, \quad (8)$$

где Z^+ - статистическая сумма для изобарического канонического ансамбля в области активированных состояний; Z_p - статистическая сумма для изобарического канонического ансамбля в области нормальных состояний кристалла. Эти статистические суммы определяются следующими выражениями:

$$Z_p = e^{-G/kT} = \sum_{E,V} e^{-(E+PV)/kT}, \quad (9)$$

$$Z_p^+ = e^{-G^+/kT} = \sum_{E,V}^+ e^{-(E+PV)/kT}. \quad (10)$$

Суммирование в (9) идет по всем объектам и энергиям нормальных состояний в кристалле, а суммирование в (10) - только по активированным состояниям. Величина G - потенциал Гиббса нормальных состояний кристалла; G^+ - потенциал Гиббса активированных состояний в соответствии с (10). В выражениях для свободной энергии удобно выделить член с давлением:

$$G = A + PV; \quad (11)$$

$$G^+ = A^+ + PV^+, \quad (12)$$

где A, V, A^+, V^+ - свободные энергии и объемы для нормального и активированного состояний кристалла соответственно. Используя выражения (7)-(12), для частоты скачков вакансии получаем следующую формулу:

$$\Gamma_v = \left(\frac{kT}{2\pi m} \right)^{1/2} \cdot \frac{1}{\delta} \cdot e^{-PV_v^m/kT} \cdot \frac{e^{-A^+/kT}}{e^{-A/kT}}, \quad (13)$$

где $V_v^m \equiv V^+ - V$ есть объем миграции вакансии.

Используя теорию канонического ансамбля можно оценить экспоненты со свободными энергиями

$$e^{-A/kT} = \sum_i e^{-E_i/kT}; \quad (14)$$

$$e^{-A^+/kT} = \sum_i^+ e^{-E_i^+/kT}. \quad (15)$$

Сумма в (14) берется по всем нормальным состояниям кристалла, в то время как сумма в (15) - по всем активированным состояниям. В квазиклассическом приближении выражение (14) приобретает вид:

$$e^{-A/kT} = \left(2\pi \cdot m \cdot kT / h^2 \right)^{3N/2} \cdot \int e^{-\varphi(q)/kT} \cdot dq, \quad (16)$$

где интегрирование ведется по всем координатам. Если кристалл рассматривать в гармоническом приближении, то в интервал в формуле (16) можно поставить квадратный потенциал (1). Тогда получим:

$$\int e^{-\varphi(q)/kT} \cdot dq = e^{-\varphi_0/kT} \int \dots \int e^{-m\omega_1^2 q_1^2 / 2kT} \cdot e^{-m\omega_2^2 q_2^2 / 2kT} \dots dq_1 \cdot dq_2 \dots \quad (17)$$

Кратный интеграл в правой части (17) распадается на произведение $3N$ простых интегралов, каждый из которых имеет вид:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-m\omega^2 q^2 / kT} dq = \left(\frac{2\pi kT}{m\omega^2} \right)^{1/2}. \quad (18)$$

Таким образом:

$$\int e^{-\varphi(q)/kT} \cdot dq = \prod_{i=1}^{3N} \left(\frac{2\pi kT}{m\omega_i^2} \right)^{1/2} \cdot e^{-\varphi_0/kT}. \quad (19)$$

Подставляя выражение (19) в формулу (16), получаем

$$e^{-A/kT} = \left(\frac{2\pi kT}{h} \right)^{3N} \cdot \prod_{i=1}^{3N} \frac{1}{\omega_i} \cdot e^{-\varphi_0/kT}. \quad (20)$$

Аналогичным образом можно исследовать выражение (15). В результате в квазиклассическом приближении имеем:

$$e^{-A^+/kT} = \left(\frac{2\pi m \cdot kT}{h^2} \right)^{3N/2} \cdot \int^+ e^{-\varphi^+(q)/kT} \cdot dq, \quad (21)$$

где теперь интегрирование проводится по всем координатам активированных состояний, а $\varphi^+(q)$ потенциальная энергия системы в этой области. В явном виде интеграл (21) можно записать как:

$$\int^+ e^{-\varphi^+(q)/kT} \cdot dq = \int_{x_1-\delta/2}^{x_1+\delta/2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\varphi^+(q_1, q_2, \dots, q_{3N})/kT} \times \quad (22)$$

$$\times dq_2 \cdot dq_3 \dots dq_{3N}$$

При записи потенциальной энергии как функции координат для области активированных состояний используем снова гармоническое приближение:

$$\varphi^+(x_1, q_2, \dots, q_{3N}) = \varphi_0^+ + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{3N-1} m \cdot \omega_i^{+2} \cdot q_i^2, \quad (23)$$

где φ_0^+ - потенциальная энергия состояния, когда мигрирующий атом находится в критической точке между начальным и конечным положениями, а все другие атомы находятся в равновесных положениях, отвечающих области активированных состояний. В выражении (23) ω_i^+ - частота i -ой нормальной моды активированного состояния. Подставляя выражение (23) в (22) и выполнив интегрирование, получим:

$$\int^+ e^{-\varphi^+(q)/kT} \cdot dq = \delta \cdot e^{-\varphi_0^+/kT} \prod_{i=1}^{3N-1} \left(\frac{2\pi \cdot kT}{m \cdot \omega_i^{+2}} \right)^{1/2}, \quad (24)$$

так что выражение (24) приобретает вид:

$$e^{-A^+/kT} = \delta \cdot e^{-\varphi_0^+/kT} \cdot \left(\frac{2\pi \cdot kT}{h} \right)^{3N} \times \quad (25)$$

$$\times \left(\frac{m}{2\pi \cdot kT} \right)^{1/2 \cdot 3N-1} \prod_{i=1}^{3N-1} \frac{1}{\omega_i^+}.$$

Объединим выражения (25), (20) и (12). В результате получим:

$$\Gamma_v = e^{-(E_v^m + PV_v^m)/kT} \cdot \prod_{i=1}^{3N} v_i / \prod_{i=1}^{3N-1} v_i^+, \quad (26)$$

$$E_v^m = \varphi_0^+ - \varphi_0 \quad (27)$$

- энергия миграции вакансии, а угловые частоты ω_i были заменены обычными частотами $\nu = \omega / 2\pi$.

Выражение (26) можно записать в другом виде,

если исходить из следующих тождеств:

$$\prod_{i=1}^{3N} v_i = (kT/h)^{3N} \cdot \exp\left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^{3N} k \ln \frac{h v_i}{kT}\right); \quad (28)$$

$$\prod_{i=1}^{3N-1} v_i^+ = (kT/h)^{3N-1} \cdot \exp\left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^{3N-1} k \ln \left(h v_i^+ / kT\right)\right). \quad (29)$$

Причиной перехода к такой форме записи является то, что высокотемпературное приближение для энтропии системы гармонических осцилляторов имеет вид:

$$S = -k \sum_i \ln \frac{h \cdot v_i}{kT} \quad (30)$$

Таким образом, используя тождества (28) и (29), получим:

$$\prod_{i=1}^{3N} v_i = \left(\frac{kT}{h}\right)^{3N} \cdot e^{-S/k}; \quad (31)$$

$$\prod_{i=1}^{3N-1} v_i^+ = \left(\frac{kT}{h}\right)^{3N-1} \cdot e^{-\frac{S^+}{k}}, \quad (32)$$

где S , S^+ - энтропии колебательных степеней свободы кристалла в нормальном и активированном состояниях соответственно. Следовательно, выражение (26) приобретает вид:

$$\Gamma_v = \left(\frac{kT}{h}\right) \cdot e^{-(E_v^m + PV_v^m - TS_v^m)/kT}, \quad (33)$$

где $S_v^m \equiv S^+ - S$ (34)

- энтропия миграции вакансии. Термодинамический потенциал миграции вакансии определяется выражением:

$$G_v^m \equiv E_v^m + PV_v^m - TS_v^m, \quad (35)$$

так что альтернативная форма записи формулы, определяющей частоту скачков вакансии, имеет вид:

$$\Gamma_v = kT/h \cdot e^{-G_v^m/kT}. \quad (36)$$

Частота скачков междоузельного атома равна:

$$\Gamma_I = kT/h \cdot e^{-G_I^m/kT}, \quad (37)$$

где G_I^m - термодинамический потенциал миграции междоузельного атома, определенный в полной аналогии с потенциалом G_v^m .

Необходимо отметить, что термодинамические потенциалы, фигурирующие в выражениях (36) и (37), не представляют собой разность двух потенциалов [2]. Величина G есть термодинамический потенциал кристалла в обычном смысле. Однако потенциал G^+ определяется через усеченную статистическую сумму. К тому же он относится к системе, имеющей на одну степень свободы меньше, чем кристалл в нормальном состоянии. Эта отсутствующая степень свободы определяет появление множителя kT/h в формуле для частоты скачков.

Для определения частоты скачков удобнее использовать формулу (26) а не (36), поскольку величина G_v^m есть линейная функция температуры [3, 4]. Вид формулы (26) можно упростить. Если определить эффективную частоту v_i следующим образом:

$$\tilde{v}_v = \prod_{i=1}^{3N} v_i / \prod_{i=1}^{3N-1} v_i^+. \quad (38)$$

При этом выражение (38) принимает вид:

$$\Gamma_v = \tilde{v}_v \cdot e^{-(E_v^m + PV_v^m)/kT}. \quad (39)$$

Аналогично в случае диффузии по междоузлиям мы можем записать:

$$\Gamma_I = \tilde{v}_I \cdot e^{-(E_I^m + PV_I^m)/kT}, \quad (40)$$

где E_i^m , V_i^m - энергия и объем миграции внедренного атома.

Полученные выше результаты дают возможность для определения коэффициента диффузии в виде явной функции температуры и давления.

$$D_I = \frac{1}{6} \tilde{v}_I \cdot r_I^2 \cdot e^{-(E_I^m + PV_I^m)/kT}; \quad (41)$$

$$D_v = \frac{1}{6} \tilde{v}_v \cdot r_L^2 \cdot e^{-(E_v^m + PV_v^m)/kT}; \quad (42)$$

$$D_S = \frac{1}{6} \tilde{v}_v \cdot f \cdot r_L^2 \cdot e^{-(E_v^m + PV_v^m)/kT}. \quad (43)$$

Исходя из вышесказанного, атомная концентрация вакансий определяется:

$$C_v = e^{-(E_v^f + PV_v^f)/kT}. \quad (44)$$

Таким образом, выражения (41)-(43) для коэффициентов диффузии можно записать в следующем виде:

$$D = D_0 \cdot e^{-(Q^* + PV^*)/kT}, \quad (45)$$

где Q^* - теплота активации, V^* - активационный объем.

Диффузия по междоузлиям:

$$D_0 = \frac{1}{6} \tilde{v}_I \cdot r_I^2, \quad Q^* = E_I^m, \quad V^* = V_I^m. \quad (46)$$

Диффузия вакансий:

$$D_0 = \frac{1}{6} \tilde{v}_v \cdot r_L^2, \quad Q^* = E_v^m, \quad V^* = V_v^m. \quad (47)$$

Самодиффузия:

$$D_0 = \frac{1}{6} \tilde{v}_v \cdot f \cdot r_L^2, \quad Q^* = E_v^m + E_v^f, \quad V^* = V_v^m + V_v^f \quad (48)$$

Выражения (46)-(48) можно использовать для сравнения с экспериментальными данными для целого ряда систем.

Таким образом, активированное состояние представляет собой одно из состояний ансамбля, отвечающее полному равновесию кристалла; при вычислении частоты скачков была рассчитана частота, с которой система переходит из одного набора состояний в другой, которые оба принадлежат одному ансамблю.

Данная теория не касается фундаментальных вопросов, связанных с необратимыми процессами. Однако во многих случаях, особенно когда диффундирующее вещество присутствует в малых количествах и когда система находится вблизи равновесного состояния, то данную теорию возможно применить.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Павленко Т.П. Механизм перемещения заряженных частиц в кристаллической решетке //Электротехника-Электромеханика. Сб. науч. тр. НТУ "ХПИ", №5, Харьков, 2006.
- [2] Андерсон Дж. Э. Явления переноса в термодинамической плазме. - М.: Энергия, 1972. - 151 с.
- [3] Блохинцев Д.И. Основы квантовой механики. М.: Наука, 1976. - 664 с.
- [4] Дехтярь И.Я. - В кн.: Металлы, электроны, решетка. Киев: Наук. Думка, 1975. - С. 228-252.

Поступила 20.02.2006

ТЕХНОЛОГИЯ РАСЧЕТА ТРЕХМЕРНОГО СТАЦИОНАРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯХ НА ПЛАТФОРМЕ ANSYS WORKBENCH

Рымша В.В., д.т.н., доц.

Одесский национальный политехнический университет
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра электрических машин
тел. (048) 738-58-55, e-mail: rimsha@omsp.od.ua

Радимов И.Н., к.т.н., доц., Баранцев М.В.

Научно-производственное предприятие "Одесмонтажспецпроект"
Украина, 65005, Одесса, ул. Мельницкая, 26/2
тел. (048) 738-58-55, e-mail: nro@omsp.od.ua

Розглянуто основні етапи розрахунку тривимірного стаціонарного магнітного поля в вентильно-реактивних електродвигунах на платформі ANSYS Workbench 10.0.

Рассмотрены основные этапы расчета трехмерного стационарного магнитного поля в вентильно-реактивных электродвигателях на платформе ANSYS Workbench 10.0.

Современный этап развития электромеханики характеризуется широкомасштабным использованием вычислительной техники и передового программного обеспечения. Сегодня анализ и синтез электрической машины любого типа немислим без математических моделей различного уровня обобщения и сложности. Учитывая, что электромагнитные процессы в электрической машине протекают в трехмерном пространстве, в общем случае математические модели должны быть построены на основе решения задачи расчета магнитного поля в трехмерной постановке.

Для решения трехмерных полевых задач в электромеханических устройствах могут быть использованы различные математические методы. Анализ показывает, что целесообразным является метод конечных элементов (МКЭ), применение которого позволяет с высокой точностью аппроксимировать сложную геометрию электрической машины при ограниченном числе расчетных узлов.

Одним из наиболее популярных программных продуктов, реализующим МКЭ для решения задач электромеханики, является система **ANSYS**. В рамках этой системы возможно решение задач электростатики, магнитостатики, электродинамики. Однако, для решения целого ряда практических проблем электромеханики можно ограничиться полевой моделью электрической машины в нелинейной магнитостатической постановке. Кроме того, пакет **ANSYS** достаточно сложен и требует определенных затрат времени на освоение. В этой ситуации может быть рекомендовано применение объектно-ориентированного программного продукта **Ansys Workbench**, в котором, начиная с версии 9, возможно решение нелинейных магнитостатических задач.

Основными этапами расчета стационарного магнитного поля в электрических машинах являются:

1. Построение геометрии магнитопровода и формирование обмоток.
2. Ввод свойств материалов магнитопровода.
3. Формирование граничных условий.
4. Задание величины тока в обмотках.

5. Генерация сетки конечных элементов.

6. Проведение расчета.

7. Визуализация и анализ результатов.

На платформе **Ansys Workbench** реализация этапа 1 осуществляется в рамках модуля **DesignModeler**, этапа 2 – в рамках модуля **Engineering Data**, этапов 3-7 – в рамках модуля **DesignSimulation**.

Рассмотрим методику подготовки исходных данных и расчета магнитного поля на примере вентильно-реактивного электродвигателя (ВРЭД) (рис. 1).

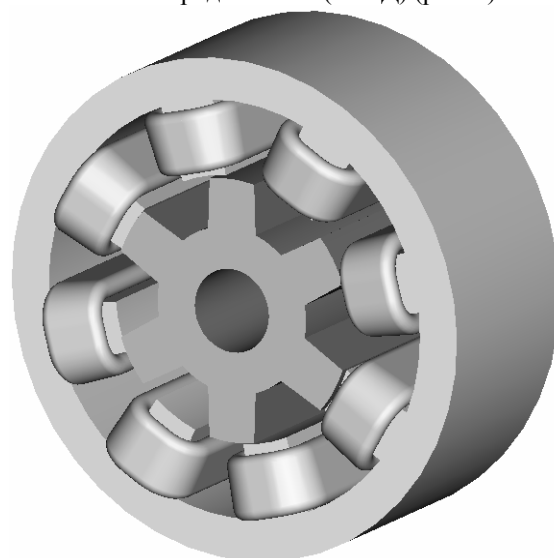


Рис. 1. Конструкция электромеханического преобразователя ВРЭД

Этап 1.

Формирование геометрии электромеханического преобразователя ВРЭД возможно с помощью модуля **DesignModeler**, либо путем импорта готовой геометрии из сторонних САД-программ. По нашему мнению более эффективно создание геометрии встроенными средствами модуля **DesignModeler**, что позволяет обеспечить параметризацию геометрии модели для автоматического изменения исходных данных при изменении геометрии (рис. 2).

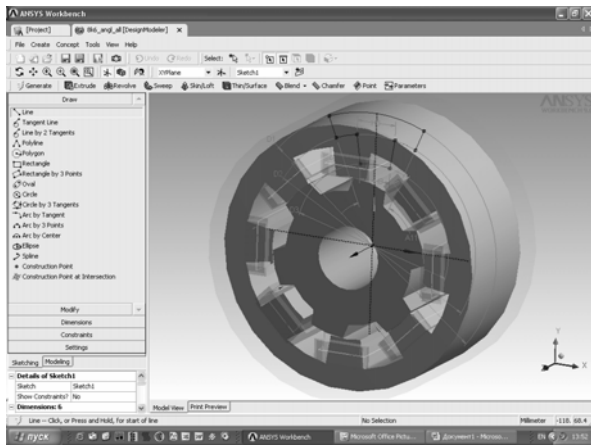


Рис. 2. Создание геометрии электромеханического преобразователя ВРЭД

Для построения обмоток электрических машин в *Ansys Workbench* предусмотрены функции "*Winding Body*" и "*Winding Tool*". Функция "*Winding Body*" применяется для построения катушек, сосредоточенных на полюсах магитопровода, а функция "*Winding Tool*" - для построения распределенной обмотки. Обмотка статора ВРЭД представляет собой электрически связанные катушки, каждая из которых расположена на полюсе статора (см. рис. 1). В связи с этим их формирование удобно производить с помощью функции "*Winding Body*" (рис. 3).

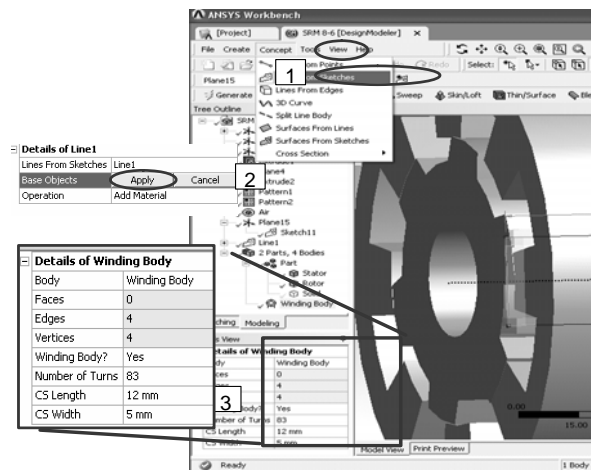



Рис. 3. Построение катушки обмотки статора ВРЭД с помощью функции "*Winding Body*"

Зане 2.

Ввод свойств материалов осуществляется с помощью модуля *Engineering Data*, вызов которого можно осуществить, нажав кнопку  на панели инструментов *Ansys Workbench Project*. Модуль *Engineering Data* содержит базу данных свойств различных материалов, в том числе кривые намагничивания электротехнических сталей. Эта база может дополняться и модифицироваться пользователем. Так, например, магнитопровод электромеханического преобразователя ВРЭД изготавливается из электротехнической стали 2013, свойства которой отсутствует в исходной базе. Дополнить исходную базу кривой намагничивания стали 2013 можно так, как это показано на рис. 4.

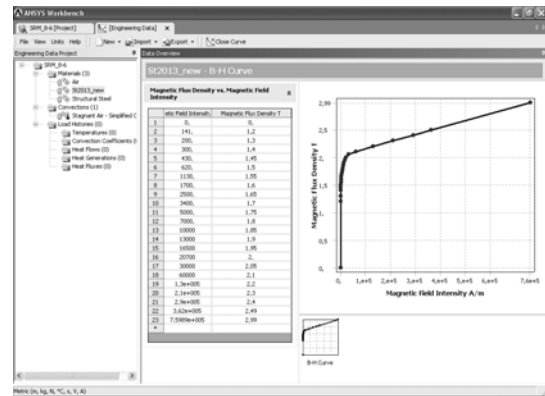


Рис. 4. Описание свойств электротехнической стали 2013 в модуле *Engineering Data*

Зане 3.

Формирование граничных условий является важнейшим этапом при расчете магнитного поля электрических машин. От правильного назначения граничных условий зависит размерность расчетной области (число расчетных точек и конечных элементов) и возможность получения реального, с физической точки зрения, решения. Модуль *DesignSimulation* предлагает два типа граничных условий – *Magnetic Flux Parallel* (магнитные силовые линии параллельны границе) и, по умолчанию, *Magnetic Flux Normal* (магнитные силовые линии перпендикулярны границе).

Для описания граничных условий первоначально в модуле *DesignModeler* необходимо ограничить расчетную область с помощью команды *Enclosure* меню *Tools*. При этом следует учесть наличие осей симметрии устройства. Для электромеханического преобразователя ВРЭД при ограничении области можно воспользоваться следующими положениями:

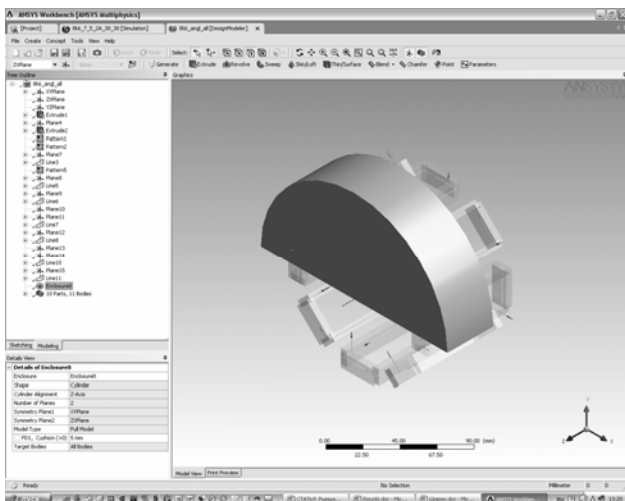
1) если план исследований предусматривает расчет магнитного поля только в согласованном (когда оси полюсов статора и ротора совпадают) или только в рассогласованном (когда ось полюса статора совпадает с осью паза ротора) положении, т.е. в тех случаях, когда магнитная система симметрична относительно плоскостей XY и XZ, то можно ограничиться рассмотрением 1/4 машины (рис. 5).

В этих случаях, переходя в модуль *DesignSimulation*, необходимо в разделе *Environment* выбрать: *Magnetic Flux Parallel-Named Selection-Open Domain* и тем самым присвоить названные граничные условия выделенным плоскостям (рис. 6).

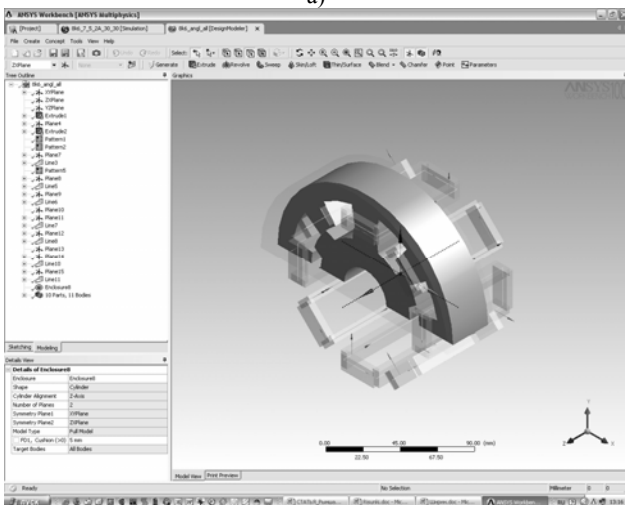
Остальным плоскостям будут присвоены граничные условия по умолчанию (рис. 7).

2) если план исследований предусматривает проведение ряда расчетов магнитного поля для получения зависимостей электромагнитного момента, потокоцепления (индуктивности) обмотки статора и иных характеристик ВРЭД в функции углового положения ротора, то можно ограничиться рассмотрением 1/2 машины, учитывая плоскость симметрии XY (рис. 8).

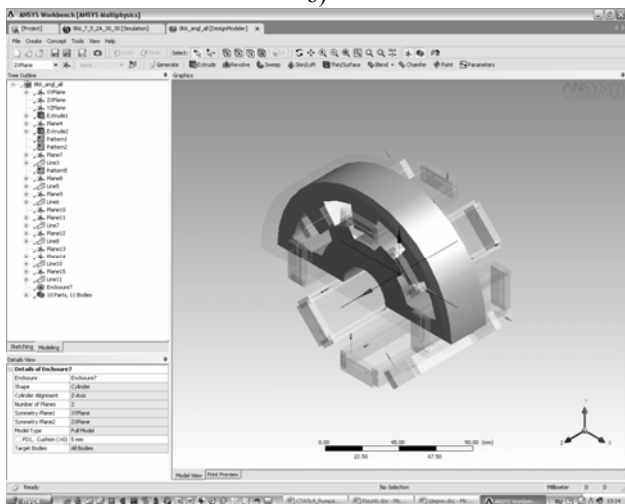
В этом случае, переходя в модуль *DesignSimulation*, необходимо в разделе *Environment* выбрать: *Magnetic Flux Parallel-Named Selection-Open Domain* и тем самым, как это было сделано в пункте 1, присвоить названные граничные условия выделенным плоскостям (рис. 9). Плоскости XY будут присвоены граничные условия по умолчанию.



а)



б)



в)

Рис. 5. Ограничение расчетной области (а) при согласованном (б) и рассогласованном (в) положении полюсов статора и ротора

3) если план исследований предусматривает не только проведение расчетов магнитного поля при моделировании вращения ротора, но и требуется оценить влияние аксиального (вдоль оси Z) смещения ротора на характеристики ВРЭД, то необходимо рассматривать всю расчетную область (рис. 10).

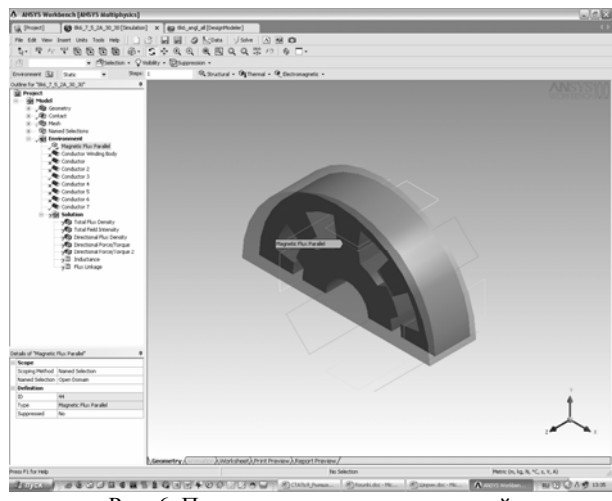
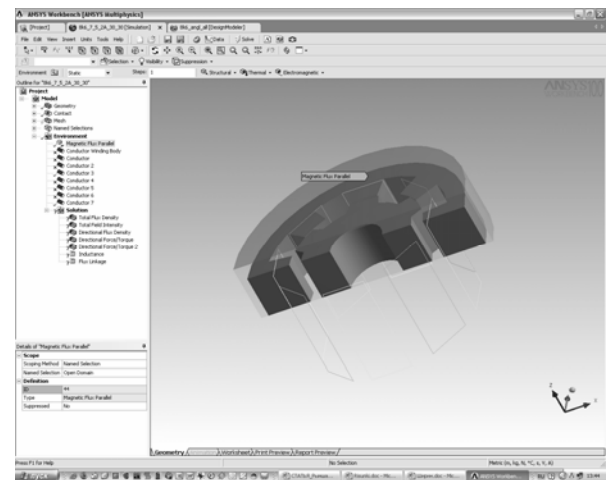
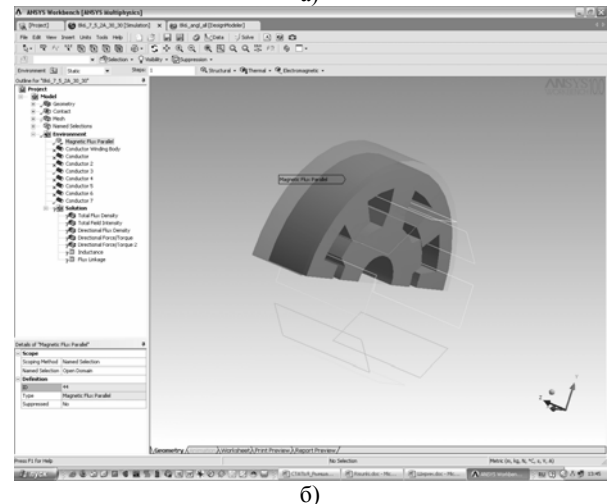


Рис. 6. Присвоение граничных условий *Magnetic Flux Parallel*



а)



б)

Рис. 7. Граничные условия по умолчанию

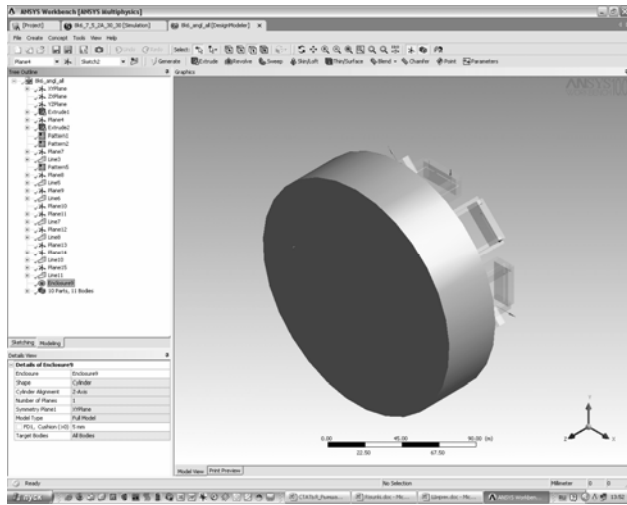
Присвоение граничных условий *Magnetic Flux Parallel* – аналогично случаям 1 и 2.

Этап 4.

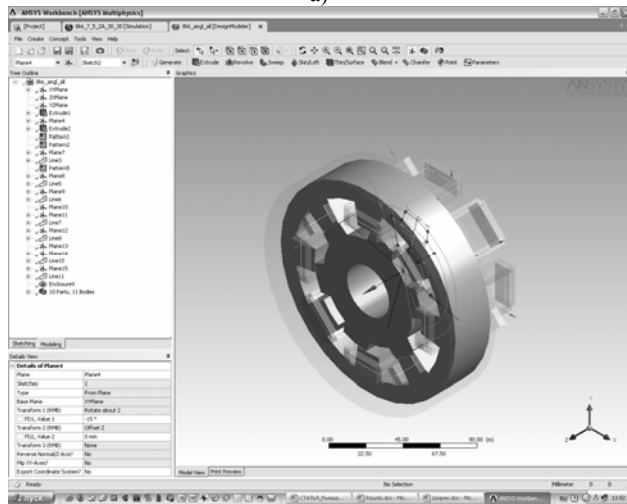
В модуле *DesignModeler* было оговорено лишь геометрическое построение катушек обмотки статора. Для задания тока в катушках в модуле *DesignSimulation* необходимо перейти на закладку *Electromagnetic*, в ниспадающем меню выделить пункт *Conductor*, левой кнопкой мыши выбрать одну

из катушек, отображаемой на экране тонкой линией, и присвоить (*Apply*) данной катушке величину тока (*Conductor Current*) (рис. 11).

Для остальных катушек обмотки необходимо проделать все вышеуказанные действия, учитывая направление тока в них.



а)



б)

Рис. 8. Ограничение расчетной области при моделировании вращения ротора:
а - команда *Enclosure*,
б - оболочка подавлена

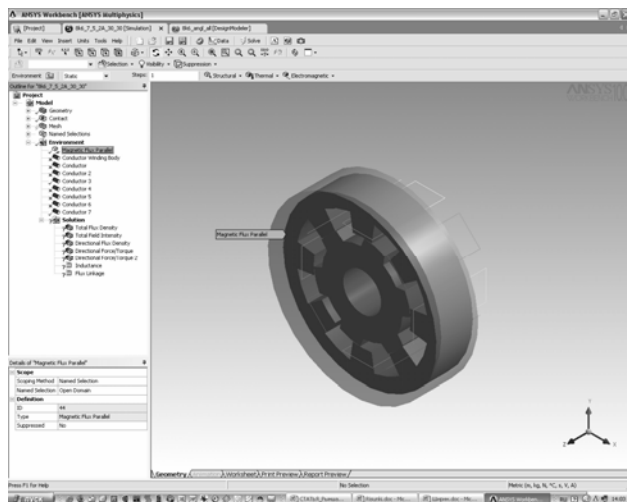
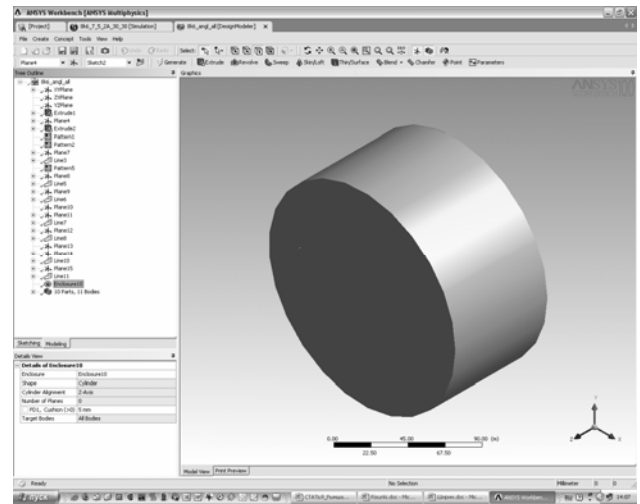
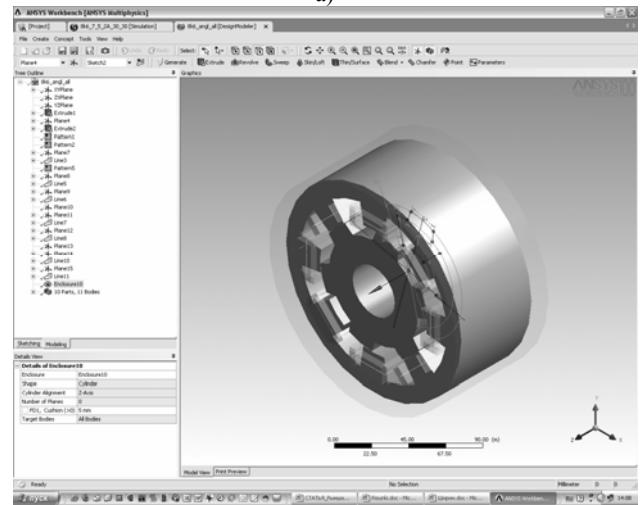


Рис. 9. Граничные условия для случая 2



а)



б)

Рис. 10. Ограничение расчетной области для случая 3:
а - команда *Enclosure*,
б - оболочка подавлена

Этап 5.

Еще одним важным этапом расчета магнитного поля является построение сетки конечных элементов. Этот этап, по сути, определяет размерность и точность решения задачи. Модуль *DesignSimulation* предоставляет широкий набор средств управления разбиением расчетной области на конечные элементы.

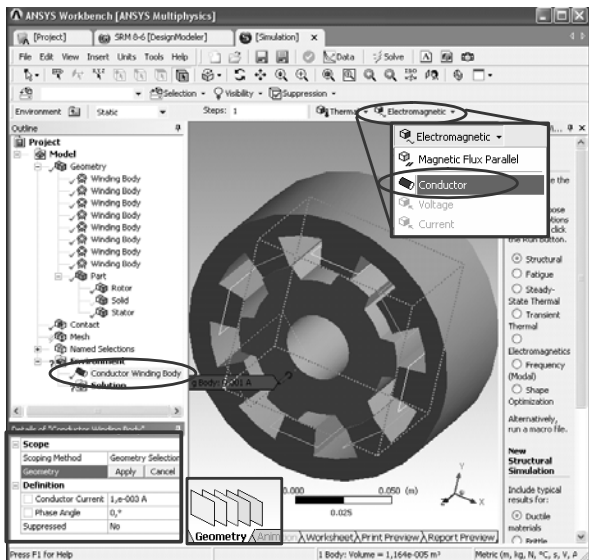


Рис. 11. Назначение величины тока в катушке

Одним из таких средств является функция **Gap Tool**, непосредственно предназначенная для построения сетки в воздушном зазоре электрических машин. Важность этой функции очевидна, т.к. именно распределение магнитного поля в зазоре представляет основной интерес при моделировании и исследовании электрических машин. В связи с этим рассмотрим этапы построения конечноэлементной сетки для электромеханического преобразователя ВРЭД подробно.

Вначале выбираем в меню закладку **Mesh**. Для каждого из тел (в данном случае статор и ротор) устанавливаем метод, определяющий форму конечных элементов. Это могут быть либо параллелепипеды (рис. 12, а), либо тетраэдры (рис. 12,б), либо их сочетание (рис. 12,в).

Полученная таким образом предварительная сетка не является достаточной для точного расчета магнитного поля, в особенности в области воздушного зазора, где происходит преобразование энергии и имеет место скачкообразное изменение векторов поля. Основными инструментами уточнения служат:

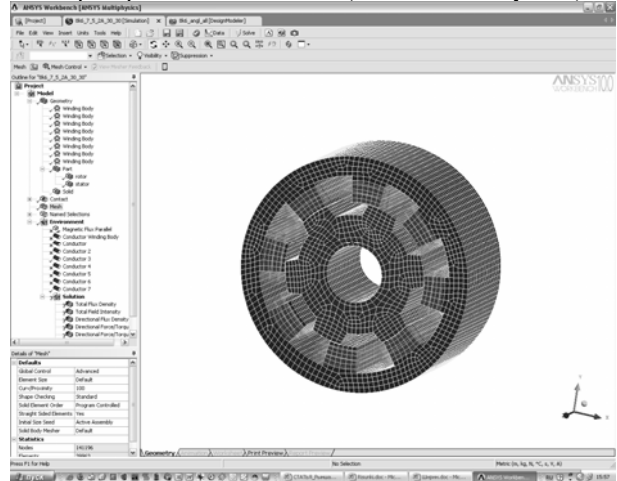
- **Mesh-Insert-Sizing** – для уточнения сетки статора и ротора (рис. 13);
- **Mesh-Insert-Gap Tool** – для уточнения сетки в рабочем воздушном зазоре ВРЭД (рис. 14).

Работа с инструментом **Gap Tool**, в отличие от работы с инструментом **Sizing**, требует пояснения. После появления в левом деревоподобном меню **Ansys Workbench Project** инструмента **Gap Tool** в деталях этого инструмента необходимо указать (рис. 15):

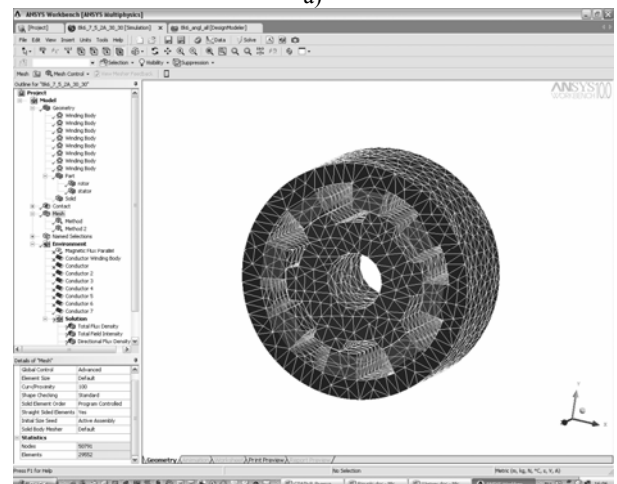
- возможность определение минимального воздушного зазора по сформированной геометрии (**Define By Range**), либо как CAD-параметра, оговоренного в **DesignModeler**;
- минимальную и максимальную величину рабочего воздушного зазора;
- величину **Gap Aspect Ratio**, характеризующую соотношение геометрических размеров конечных элементов, которые будут сгенерированы в

воздушном зазоре между поверхностями статора и ротора. Меньшее отношение (1:1) позволяет сгенерировать очень подробную сетку с элементами невысокого качества, большее отношение (4:1) – менее подробную, но с высококачественными элементами;

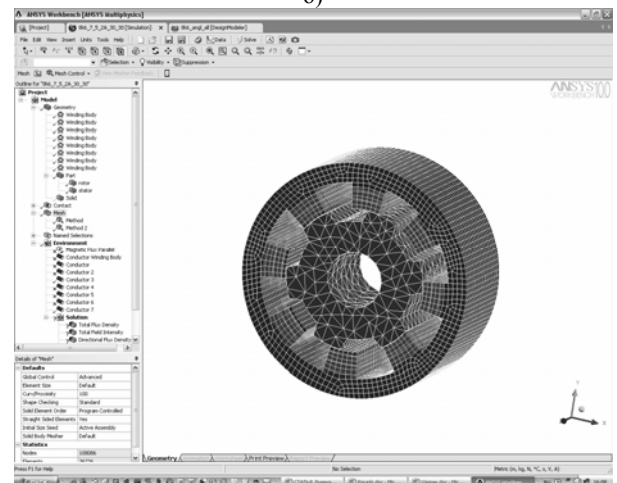
- величину плотности сетки **Gap Density**, управляющую числом слоев в зазоре: **Coarse** – не менее двух слоев, **Fine** – не менее трех-четырех;
- возможность регенерации сетки при изменении геометрии расчетной области (**Generate on Update**).



а)



б)



в)

Рис. 12. Варианты построения предварительной сетки

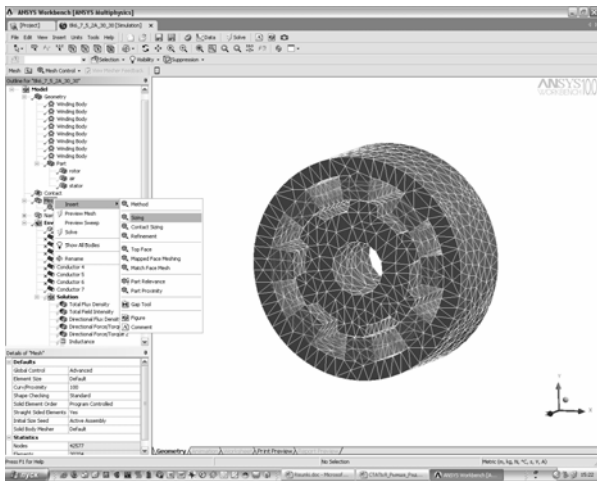


Рис. 13. Инструмент *Sizing*

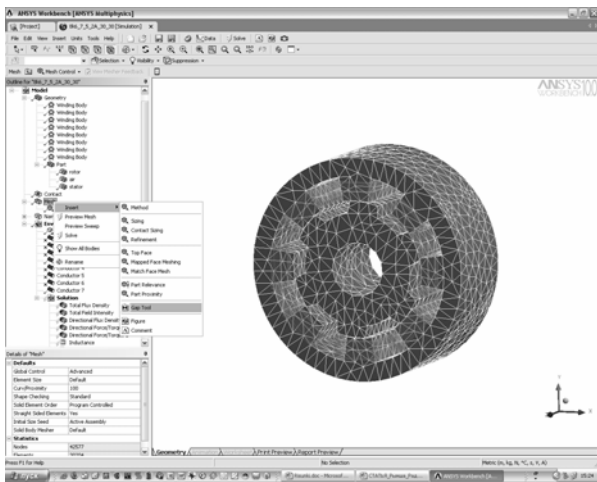


Рис. 14. Инструмент *Gap Tool*

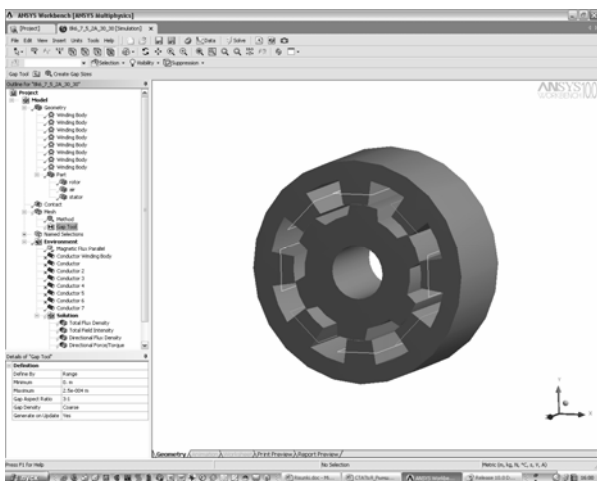


Рис. 15. Детализация инструмента *Gap Tool*

Очевидно, что выбор значений *Gap Aspect Ratio* и *Gap Density* является, фактически, поиском компромисса между размерностью задачи и точностью ее решения. Исходя из этого, необходимо ориентироваться на возможность той вычислительной техники, которая используется для решения задачи.

После выбора указанных выше деталей инструмента *Gap Tool* следует выполнить команду *Create Gap Sizes*, после чего сформируются все воздушные зазоры, в которых будет производиться уточнение сетки (рис. 16).

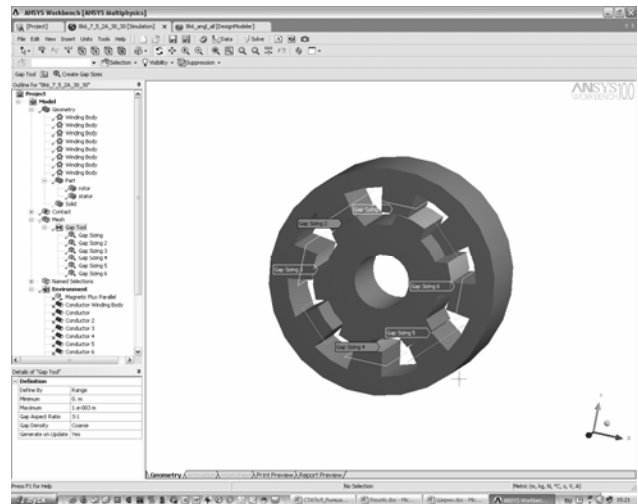


Рис. 16. Генерация рабочих воздушных зазоров

Далее, выполняя последовательность действий *Mesh - Preview Mesh*, получим уточненную сетку конечных элементов (рис. 17).

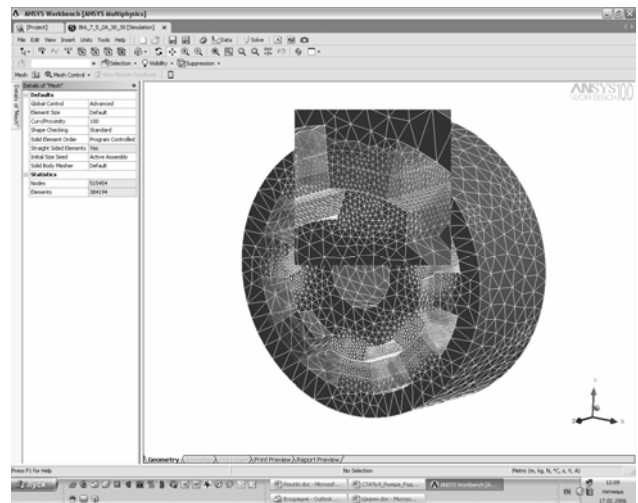
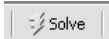


Рис. 17. Уточненная сетка для расчета электромагнитного преобразователя ВРЭД (увеличен один из рабочих воздушных зазоров)

В данном случае использованы следующие величины управляющих параметров: *Gap Aspect Ratio* – 5:1; *Gap Density* – *Coarse*.

При этом число расчетных узлов *Nodes* – 515454, число элементов *Elements* – 384194, что позволяет обеспечить необходимую точность решения задачи расчета магнитного поля электромагнитного преобразователя ВРЭД при имеющихся ресурсах вычислительной техники (Pentium IV, 2,4 мГц, 1,5 гБ ОЗУ).

Этап 6.

Для проведения расчета (кнопка ) необходимо предварительно в меню *Electromagnetic* указать величины, подлежащие определению. Модуль *DesignSimulation* предоставляет возможность нахождения магнитной индукции, напряженности магнитного поля, электромагнитных сил (электромагнитного момента), плотности тока в обмотке. Расчеты можно проводить как для всей

области, так и для конкретных ее элементов по отдельности (статор, ротор). Указанные выше параметры могут быть рассчитаны как по модулю (**Total**), так и по отдельным составляющим, действующим вдоль определенной оси координат (**Directional**) (рис. 18).

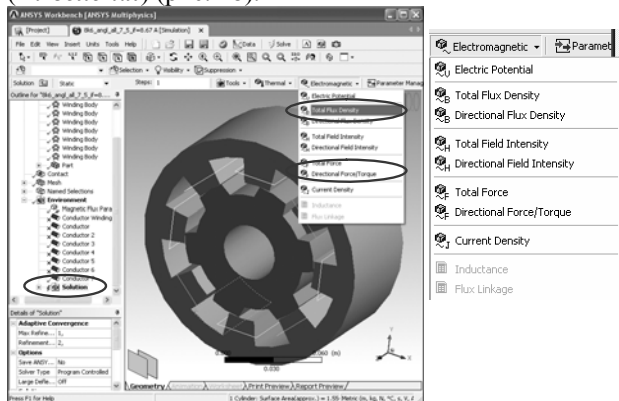


Рис. 18. Задание параметров, подлежащих определению

Кроме того, возможен расчет потокоцепления и динамической индуктивности обмотки.

Этап 7.

После проведения расчета осуществляется просмотр результатов (закладка **Solution**). Модуль **DesignSimulation** предлагает пользователю широкий набор инструментов визуализации результатов расчета магнитного поля. Так, например, распределение магнитной индукции в объеме электрохимического преобразователя ВРЭД можно отразить с помощью контурных зон (**Contour Bands**) (рис. 19), а распределение магнитного потока в виде силовых линий (**Vector Display**) (рис. 20). Численную информацию о величине рассматриваемого параметра можно получить из легенды, отражающейся в окне проекта.

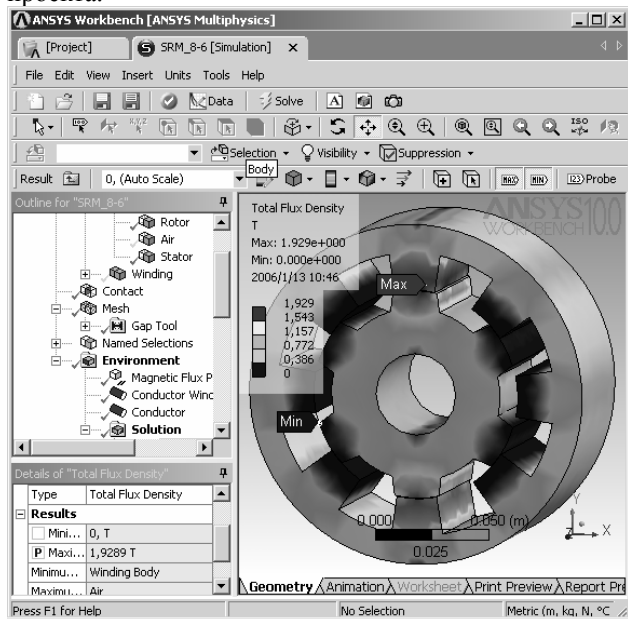


Рис. 19. Распределение магнитной индукции

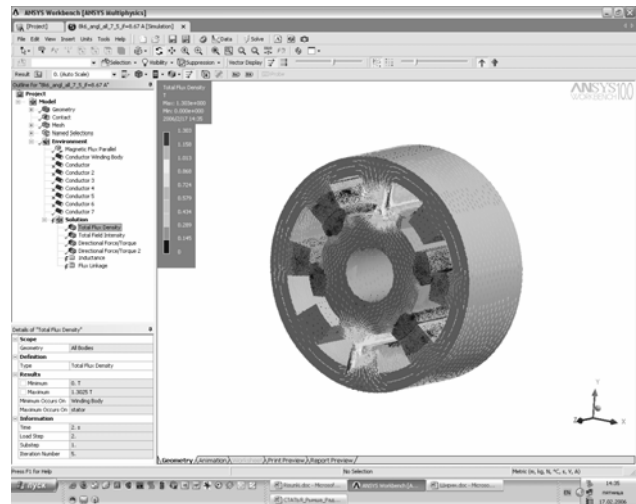


Рис. 20. Распределение магнитного потока

Возможно подробное изучение распределения поля в воздушном зазоре, в стали, оценка степени насыщения магнитной цепи и т.п. (рис. 21, 22).

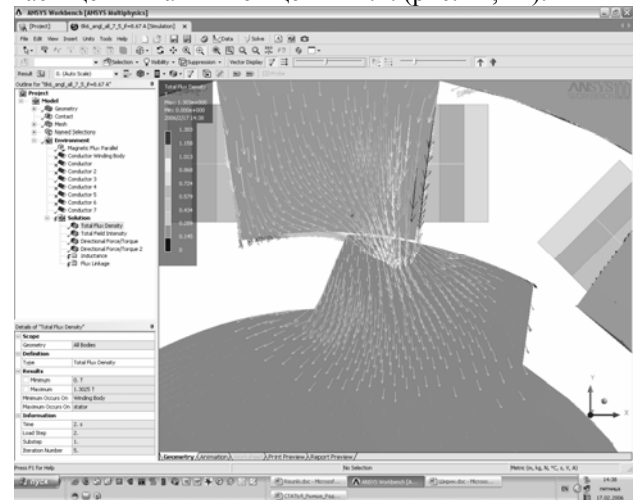


Рис. 21. Магнитные силовые линии в зазоре

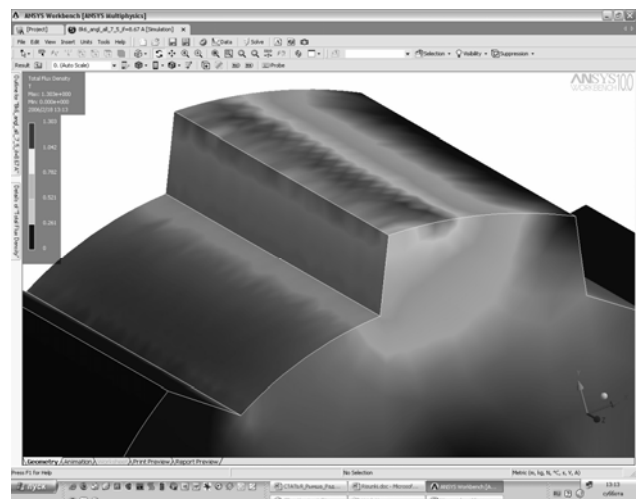


Рис. 22. К оценке уровня насыщения элементов магнитной цепи

Важным этапом при расчете любой электрической машины является определение электромагнитного момента, действующего на ее ротор. В модуле **DesignSimulation** для расчета

электромагнитного момента достаточно выделить ротор и указать ось, вокруг которой определяется момент. Результаты отражаются в левом меню (**Torque**) (рис. 23).

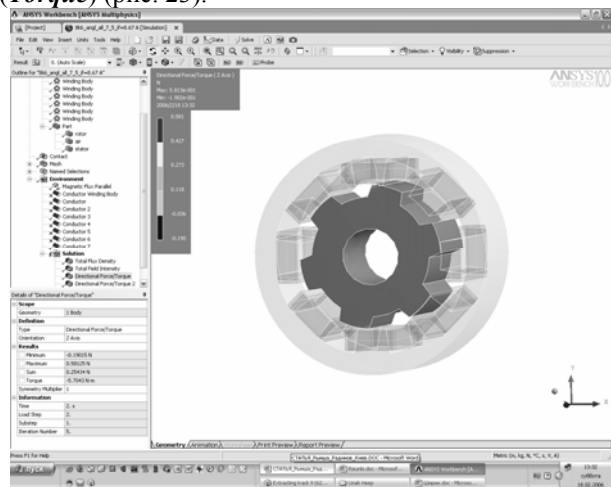


Рис. 23. Расчет электромагнитного момента, действующего на ротор электромеханического преобразователя ВРЭД

Если рассматривается область при других граничных условиях (см. рис. 6, 9), то полученное в этих случаях значение электромагнитного момента следует умножить на 4 (см. рис. 6) или 2 (см. рис. 9), либо воспользоваться пунктом меню **Symmetry Multiplier** и ввести указанные выше значения.

В заключение сопоставим результаты моделирования двухмерного (2D) и трехмерного (3D) магнитного поля четырехфазного ВРЭД 8/6 (рис. 1) со следующими данными: внешний диаметр статора – 150 мм, диаметр расточки – 93 мм, активная длина – 60 мм, воздушный зазор – 0,25 мм, число витков фазы - 166.

В качестве объектов при сопоставлении приняты полученные при 2D и 3D моделировании зависимости:

- потокосцепления фазы Ψ_ϕ от тока фазы I_ϕ в согласованном (рис. 24) и полностью рассогласованном (рис. 25) положении полюсов статора и ротора;

- статического электромагнитного момента M от механического угла поворота ротора Θ при токе фазы $I_\phi = 8,7 \text{ A}$, что соответствует насыщенному состоянию магнитопровода ВРЭД (рис. 26).

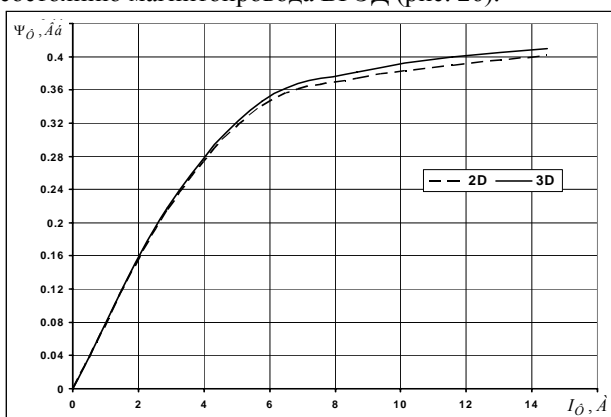


Рис. 24. Зависимости $\Psi_\phi = f(I_\phi)$ для согласованного положения полюсов статора и ротора

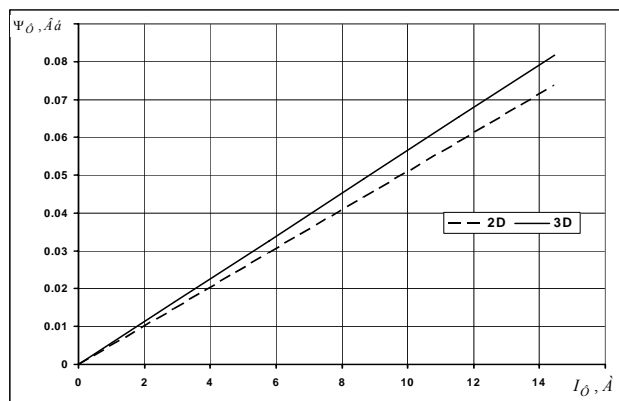


Рис. 25. Зависимости $\Psi_\phi = f(I_\phi)$ для рассогласованного положения полюсов статора и ротора

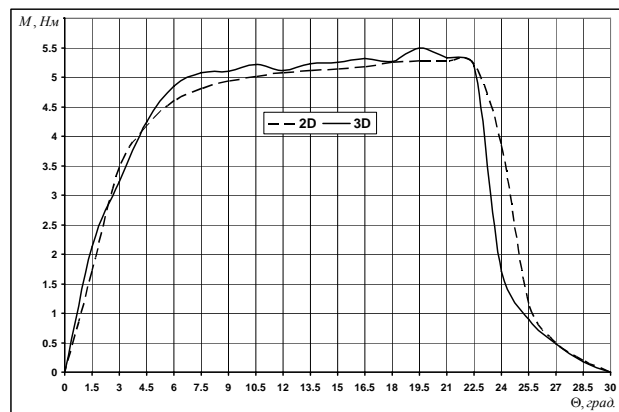


Рис. 26. Зависимости $M = f(\Theta)$ для двухмерной и трехмерной задач

Анализ представленных зависимостей позволяет сделать следующее заключение:

- подтвержден вывод [1] о том, что корректные значения потокосцепления фазы, а, следовательно, и ее индуктивности, в согласованном положении полюсов ВРЭД могут быть получены при решении как двухмерной, так и трехмерной задачи расчета магнитного поля (отличие – не более 2%), а потокосцепления фазы в рассогласованном положении полюсов – лишь при решении трехмерной задачи (отличие – более 12%);

- расчет статического электромагнитного момента ВРЭД без существенной потери точности может проводиться на основе решения двухмерной задачи расчета магнитного поля, за исключением зоны, близкой к рассогласованному положению полюсов.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Настоящая работа выполнена при поддержке фирмы "ЕМТ-У" (г. Киев), руководству которой авторы выражают глубокую благодарность.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and their Control. - Magna Physics Publishing and Clarendon Oxford Press, 1993, 203 p.

Поступила 29.05.2006

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРУБЫ С УЧЕТОМ ЕЕ НАГРЕВА

Себко В.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел. (057) 70-76-380, факс (057) 70-76-602, e-mail: sebko@kpi.kharkov.ua

У роботі розглянуто методика визначення температурного коефіцієнта α при використанні нового багатопараметрового методу визначення μ_r і ρ труби разом з температурою t у діапазоні зміни $\mu_r = [50 \dots 1000]$ й діапазоні зміни температур $t = [20^\circ \dots 180^\circ \text{C}]$. Отримано основні співвідношення для визначення електромагнітних параметрів ферромагнітних труб і температури, при якій визначалися ці параметри.

В работе рассмотрена методика определения температурного коэффициента α при использовании нового многопараметрового метода определения μ_r и ρ трубы совместно с температурой t в диапазоне изменения $\mu_r = [50 \dots 1000]$ и диапазоне изменения температур $t = [20^\circ \dots 180^\circ \text{C}]$. Получены основные соотношения для определения электромагнитных параметров ферромагнитных труб и температуры, при которой определялись эти параметры.

ВВЕДЕНИЕ

До настоящего времени известны научные работы [1 - 7] в области электромагнитных измерений, которые связаны с определением магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ трубчатых изделий в продольных электромагнитных полях в диапазонах изменения $50 \leq \mu_r \leq 1000$. При этом, основным недостатком существующих методов измерения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электропроводности σ , является то, что остается неизвестным при какой температуре эти параметры были определены. На сегодняшний день существует переменного-частотный электромагнитный метод для определения электрического сопротивления и температуры плоских немагнитных пластин, а также амплитудный и фазовый методы контроля электрического параметра ρ и температуры t плоского изделия [8, 9]. Однако следует отметить, что функции преобразования для трубы и пластин существенно отличаются, и в данном случае существует проблема определения магнитных и электрических параметров ферромагнитных труб при наличии текущей температуры. В свою очередь, определение электромагнитных параметров с учетом температуры на практике затруднено тем, что может быть неизвестен материал изделия, параметры которого необходимо определить, а следовательно неизвестен температурный коэффициент сопротивления (ТКС) α , который в данной статье предлагается определять экспериментальным и расчетным путем, то есть, зная начальную температуру t_1 , необходимо провести нагрев изделия, например, в самом преобразователе или муфельной печи до температуры t , а затем, пользуясь зависимостью удельного электрического сопротивления ρ от температуры t , получить аналитические выражения для определения ТКС α . Зная α и воспользовавшись справочной литературой [10] можно узнать материал изделия в том случае, если он неизвестен.

Актуальностью данных исследований является то, что параметры μ_r и σ проводящих магнитных изделий зависят от температуры и для точности измерения этих параметров необходимо учитывать температуру при

которой они измерялись, так как существующие методы, которые не оговаривают температуру [1 - 7] дают большую погрешность определения μ_r и σ .

Целью работы является проведение аналитических и экспериментальных исследований при реализации нового многопараметрового бесконтактного метода определения магнитной проницаемости μ_r , удельного электрического сопротивления ρ совместно с температурой t , в результате которых будут получены аналитические выражения для определения температурного коэффициента сопротивления α , а затем, зная α определить неизвестный материал трубчатого изделия. Для достижения цели необходимо решить следующие задачи:

- получить выражения для определения электромагнитных параметров трубы при наличии температуры;
- зная температуры t_1 и t получить аналитические выражения для определения α ;
- используя справочную литературу определить материал изделия и проанализировать результаты вычислений.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРУБЫ ПРИ НАЛИЧИИ ТЕМПЕРАТУРЫ

В работах [1 - 7] были получены универсальные функции преобразования $K = f(x)$ и $\varphi = f(x)$, где K – комплексный параметр, характеризующий нормированную удельную ЭДС трансформаторного датчика ТВД на единицу μ_r ; параметр φ – фазовый угол величины K . Эти функции преобразования были получены при известных отношениях толщины стенки d к наружному радиусу a .

Схема (рис. 1) для измерения μ_r и σ совместно с температурой трубы включает в себя ТВД, имеющий две обмотки, намагничивающую и измерительную, генератор синусоидальных сигналов, амперметр А, два вольтметра V_1 и V_2 , опорный преобразователь ОП, частотомер Ч, образец О, нагреватель Н, осциллограф О, два платиновых термометра сопротивления ТСП, фазометр Ф [2 - 4].

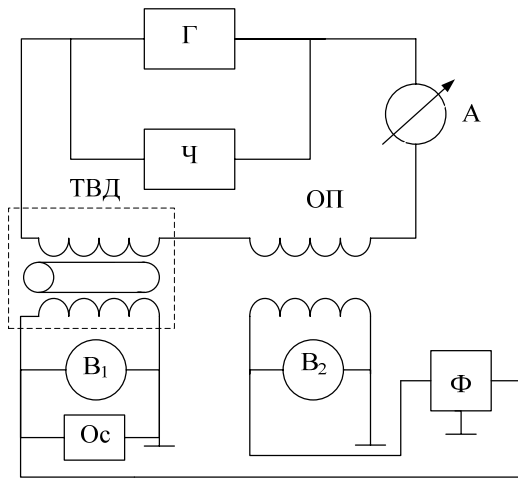


Рис. 1. Схема ТВД для измерения μ_r и σ при нагреве трубы

Вольтметр V_1 , подключаем к концам измерительной обмотки. Намагничивающая обмотка ТВД и первичная обмотка ОП запитывается от генератора Г. Намагничивающий ток измеряется с помощью амперметра А, а его частота – частотомером Ч, первый вольтметр V_1 определяет суммарную ЭДС ТВД, а второй вольтметр V_2 – ЭДС ТВД без изделия, т.е. E_0 [4]. Фазометром Ф определяли фазовый φ_0 ЭДС E_Σ по отношению к E_0 [1 - 7]. Значение E_0 определяется по формуле [4]

$$E_0 = 4,44 \cdot f \cdot W_n \cdot \pi \cdot a_n^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{I_n \cdot W_n}{l}, \quad (1)$$

где a_n – радиус измерительной обмотки; W_n и W_n – число витков намагничивающей и измерительной обмоток; I_n – намагничивающий ток; l – длина ТВД.

Суммарная ЭДС ТВД состоит из геометрической суммы E_1 и E_2 , где E_1 – ЭДС обусловленная магнитными потоками в воздушном зазоре между трубой и измерительной обмоткой ТВД, а ЭДС E_2 , связана с магнитным потоком в стенке трубы [1 - 4].

Значение ЭДС E_1 находят по формуле [1 - 7]

$$E_1 = E_0 \cdot \left(1 - \frac{a^2}{a_n^2}\right). \quad (2)$$

Алгоритм определения μ_r и σ следующий.

Сначала по измеренным значениям фазового угла φ_0 (между E_Σ и E_0 , см. рис. 1) и ЭДС E_Σ определяют угол φ параметра K (или ЭДС E_2). При этом [7 - 9]

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{E_\Sigma \cdot \sin \varphi_0}{E_\Sigma \cdot \cos \varphi_0 - E_1}. \quad (3)$$

Затем по зависимости φ от x при известном отношении d/a находят параметр x , а далее на основании $K = f(x)$ определяют параметр K [5]. Затем параметр μ_r находят по формуле

$$\mu_{rt} = \frac{a_n^2 \cdot \sqrt{E_\Sigma^2 + E_1^2 - 2 \cdot E_\Sigma \cdot E_1 \cdot \cos \varphi_0}}{a^2 \cdot K}. \quad (4)$$

Значение σ определяют исходя из соотношения

$$\sigma_t = \frac{x^2 \cdot K \cdot E_0}{2\pi \cdot f \cdot a_n^2 \cdot \sqrt{E_\Sigma^2 + E_1^2 - 2 \cdot E_\Sigma \cdot E_1 \cdot \cos \varphi_0}}. \quad (5)$$

Удельное электрическое сопротивление трубчатого изделия выражается формулой

$$\rho_t = \frac{2\pi \cdot f \cdot a_n^2 \cdot \sqrt{E_\Sigma^2 + E_1^2 - 2 \cdot E_\Sigma \cdot E_1 \cdot \cos \varphi_0}}{x^2 \cdot K \cdot E_0}. \quad (6)$$

При использовании линейной зависимости ρ от температуры t (диапазон $20^\circ \leq t \leq 180^\circ \text{C}$) воспользуемся формулой

$$\frac{\rho}{\rho_1} - 1 = \frac{\alpha \cdot t}{1 + \alpha \cdot t_1} - \frac{\alpha \cdot t_1}{1 + \alpha \cdot t_1}, \quad (7)$$

где ρ_1 – удельное электрическое сопротивление при $t = t_1 = 20^\circ \text{C}$; α – температурный коэффициент сопротивления. В таком случае получаем выражение для t с учетом (5) и (6) в виде

$$t = \frac{1 + \alpha \cdot t_1}{\alpha} \cdot \left(2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot a_n^2 \times \sqrt{E_\Sigma^2 + E_1^2 - 2 \cdot E_\Sigma \cdot E_1 \cdot \cos \varphi_0} - 1 \right) \times \frac{K \cdot x^2 \cdot E_0 \cdot \rho_1}{\rho_1} + t_1. \quad (8)$$

Во многих случаях температурный коэффициент α оказывается неизвестным (например для 10 марок меди или для марок стали Ст 3; Ст 20; Ст 40 и др.). Поэтому надо его определить экспериментально, зная ρ для двух температур для t_1 и t . Тогда используя (7), получим формулу для нахождения ρ при текущей температуре t

$$\rho = \rho_1 + \frac{\rho_1 \cdot \alpha}{1 + \alpha \cdot t_1} \cdot (t - t_1). \quad (9)$$

Отсюда

$$\rho = \frac{\rho_1 \cdot (1 + \alpha \cdot t_1) + \rho_1 \cdot \alpha \cdot (t - t_1)}{1 + \alpha \cdot t_1}. \quad (10)$$

Разделим левую и правую часть (10) на $(1 + \alpha \cdot t_1)$

$$\rho \cdot (1 + \alpha \cdot t_1) = \rho_1 \cdot (1 + \alpha \cdot t_1) + \rho_1 \cdot \alpha \cdot (t - t_1). \quad (11)$$

Упростим выражение (11)

$$\rho + \rho \cdot \alpha \cdot t_1 = \rho_1 + \rho_1 \cdot \alpha \cdot t_1 + \rho_1 \cdot \alpha \cdot t - \rho_1 \cdot \alpha \cdot t_1. \quad (12)$$

Получим

$$\rho + \rho \cdot \alpha \cdot t_1 = \rho_1 + \rho_1 \cdot \alpha \cdot t. \quad (13)$$

Отсюда

$$\rho \cdot \alpha \cdot t_1 - \rho_1 \cdot \alpha \cdot t = \rho_1 - \rho. \quad (14)$$

Получим выражение для нахождения α

$$\alpha = \frac{\rho - \rho_1}{t \cdot \rho_1 - t_1 \cdot \rho}. \quad (15)$$

Значения ρ и ρ_1 при температурах t и t_1 можно определить в муфельной печи имеющей контрольный термометр, либо в схеме рис. 1 при помещении двух ТСП (один на конце, а другой в середине трубчатого образца). При этом надо выждать определенное время для хорошего прогрева трубы.

Примеры определения α для никелевой и стальной труб для разных материалов приведены в табл. 2. Параметры преобразователя и образца: $a = 6$ мм; $d = 1,2$ мм; $l = 1$ м; $a_n = 8,1$ мм; $W_n = 300$; $W_n = 1050$.

Таблица 1

Выходные значения сигналов ТВД для значений

$$H_0 = 60 \text{ А/м}; \sigma = 0,61 \cdot 10^7 \text{ См/м}; I = 0,15 \text{ А};$$

$$\mu_r = 131; \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}; x = 4; d/a = 0,2;$$

$$t = t_1 = 20^\circ \text{С}$$

Материал	$f, \text{Гц}$	$\alpha \cdot 10^{-3}, 1/\text{К}$	$E_2, \text{В}$	$\varphi, \text{град}$
Никель	70	6,9	0,8896	11,127
Сталь		3,6	0,8896	11,127
Медь		4,33	0,8896	11,127

Таблица 2

Расчетные значения температурного коэффициента α и параметров труб

Материал	$\rho \cdot 10^{-7}, \text{Ом}\cdot\text{м}$	μ_r^*	$\sigma \cdot 10^7, \text{См/м}$	$t, ^\circ\text{С}$	$\alpha^* \cdot 10^{-3}, 1/\text{К}$
Никель	0,915	138,37	0,4921	60	6,9
	1,032			100	
Сталь	1,98	137,14	0,5827	60	3,6
	2,22			100	
Медь	1,99	1,01	5,712	60	4,33
	2,27			100	

где α^* и μ_r^* – значения ТКС и относительной магнитной проницаемости, найденные по формулам (9) и (4) соответственно.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Таким образом, используя известные схемы включения трансформаторного вихретокового датчика (ТВД) разработан новый вихретоковый метод определения электромагнитных параметров трубчатого изделия совместно с температурой, с помощью которого получены соотношения для определения температурного коэффициента сопротивления (ТКС), что в свою очередь позволяет определить материал трубчатого изделия в том случае, если он не был известным. Также в работе получены аналитические выражения для определения магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости при наличии температуры. Следует отметить, что исследования проводились в рациональном диапазоне изменения $\mu_r = [50 \dots 1000]$. Практической значимостью, в данном случае, является создание нового метода совместного контроля электромагнитных параметров и температуры ферромагнитных трубчатых изделий.

Научной новизной данной работы следует считать предложенную методику экспериментального определения и полученные аналитические выражения для расчета температурного коэффициента сопротивления α , что в свою очередь позволяет определить марку материала исследуемого трубчатого изделия, которая может быть неизвестна [10]. Следует отметить, что расчетные данные α^* хорошо согласуются с данными по α , взятыми из справочной литературы для никеля и стали (табл. 1). Небольшие отличия по ТКС α которые могут возникать в справочных данных и данных, полученных в результате расчетов α других материалов могут быть связаны с наличием примесей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Себко В.П., Пантелеев М.С. Бесконтактное измерение диаметра и удельной электрической проводимости цилиндрических изделий. Журнал "Заводская лаборатория", №9, из-во "Металлургия", 1987, С. 48-50.
- [2] Себко В.П., Пантелеев М.С. Бесконтактное измерение магнитных и электрических параметров трубчатых изделий в переменных магнитных полях. Тезисы докладов VII Всесоюзной научно-технической конференции "Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры", Ленинград, 1989, С. 146, 147.
- [3] Себко В.П., Константин Б. Бесконтактное определение параметров трубчатых немагнитных изделий. Дефектоскопия, №5, 1992г., С. 36-41.
- [4] Себко В.П., Хоменко В.Г. К расчету компонентов сигналов электромагнитного преобразователя с трубчатым проводящим изделием. Вестник ХГПУ, Харьков, ХГПУ, 2000, вып. 92, С. 76-80.
- [5] Себко В.П., Горкунов Б.М., Мохаммад Махмуд Дарвиш. Автоматизированная установка для бесконтактного контроля параметров изделия. – Вестник национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Тематический выпуск Т. 4. – Харьков: НТУ"ХПИ", № 9, 2002. С. 123-128.
- [6] Горкунов Б.М., Сомхиева О.С., Ду Хуан Янг Дифференциальный электромагнитный преобразователь с цилиндрическим проводящим изделием // Збірник наукових праць II міжнародної науково-технічної конференції "Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія 99)". – Харків: ХДНДІМ. – 1999. – Т.1. – С. 220-223.
- [7] Ду Хуан Янг. Дифференциальный трансформаторный электромагнитный преобразователь для контроля магнитных и электрических параметров изделий // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 37. – С. 61-63.
- [8] Себко В.П., Хасан Муссу Диаб. Переменно-частотный электромагнитный метод бесконтактного определения удельной электрической сопротивляемости и температуры плоского изделия, – материалы конференции "Неруйнівний контроль та технічна діагностика", Київ, 2003, С. 54-59.
- [9] Себко В.П., Хасан Муссу Диаб. Амплитудный и фазовый методы определения температуры электромагнитным преобразователем с плоским изделием. Технічна електродинаміка, тематичний випуск, 2002, ч. 3, С. 109-112.
- [10] Справочник металлиста. В 5-ти томах Т.2. Под ред. А.М. Малова М., "Машиностроение", 1977, с. 748.

Поступила 5.06.2006

ГРАДУИРОВКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПЛОСКИХ СЛАБОМАГНИТНЫХ ОБРАЗЦОВ

Себко В.П., Беззапонная В.М.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел. (057) 70-76-380, факс (057) 70-76-602, e-mail: sebko@kpi.kharkov.ua.

Розглянуто методику градуювання приладу для контролю слабомагнітних листових матеріалів. Показано як треба відградувати прилад у слабкому й середнім магнітному полях. Використовуються схеми для градуювання на змінному й постійному струмі.

Рассмотрена методика градуировки прибора для контроля слабомагнитных листовых материалов. Показано как надо отградуировать прибор в слабых и средних магнитных полях. Используются схемы для градуировки на переменном и постоянном токе.

Изделия, выполненные из слабомагнитных материалов, таких как нержавеющие стали марок (X18H9T, HН-3, 45Г17ЮТ, сплавы титановые марок ВТ и ВТЗ, латуни и др.) нашли широкое применение в вакуумной технике при создании крупных физических установок и в установках при изготовлении кинескопов, надёжных трубопроводов, в приборостроении и в медицинском оборудовании.

Однако слабомагнитные материалы обладают слабой магнитностью. При этом относительная магнитная проницаемость таких материалов колеблется от 1,005 до 5. Последнее создаёт ряд неудобств особенно в тех случаях, когда необходимо иметь "чистые" магнитные поля заданной конфигурации (например, в ускорителях заряженных частиц, в термоядерных установках, в некоторых физических приборах, в медицинском оборудовании и в др.). А слабомагнитные изделия и узлы, находясь в магнитном поле, могут при магнитной проницаемости, равной 1,1-3 могут существенно исказить это поле и нарушить работу установки, прибора. Кроме того, в корпусах электродвигателей, катушек, в трубах с внутренним кабелем, подшипниках погруженных электродвигателей, выполненных из слабомагнитных материалов, которые пронизываются переменным магнитным полем рассеяния или основным, могут из-за указанных значений магнитной проницаемости возникать вихревые токи, вызывающие дополнительные потери мощности, что, в свою очередь снижает КПД того или иного устройства. Отметим, что до настоящего времени магнитные испытания слабомагнитных материалов осуществлялись, как правило, на образцах [1-6]. Магнитные методы и приборы для контроля готовых изделий из слабомагнитных материалов ещё недостаточно изучены в существующей литературе.

Всё это приводит к мысли о том, что необходимо тщательно отбирать слабомагнитные материалы, изделия и узлы по допустимым значениям относительной магнитной проницаемости.

В настоящей работе рассмотрен дифференциальный прибор для контроля магнитных параметров плоских изделий (листов, пластин, лент и деталей, имеющих плоские участки).

В основу работы прибора для измерения магнит-

ных характеристик слабомагнитных материалов положен дифференциальный импульсно-индукционный метод магнитных испытаний в постоянных во времени магнитных полях. В отличие от существующих измерительных устройств данный прибор позволяет определить относительную магнитную проницаемость μ_r и магнитную восприимчивость K непосредственно листовых слабомагнитных изделий, выполненных из нержавеющих сталей типа X18H10T, латуни ЛС-59, парамагнитных чугунов и др. Диапазон измерения магнитной проницаемости этих материалов составляет $1 \leq \mu_r \leq 3$.

Измерительная схема прибора представлена на рис. 1. Основными элементами прибора является два идентичных Ш - образных магнитопровода M_1 и M_2 с разомкнутыми магнитными цепями, системы регулирования и коммутации намагничивающего тока в первичных обмотках w_1 и w_2 , намотанных на средних стержнях M_1 и M_2 и вебметр РВБ, измеряющий изменение потокосцепления во вторичных обмотках W_1 и W_2 , расположенных также на средних стержнях магнитопроводов.

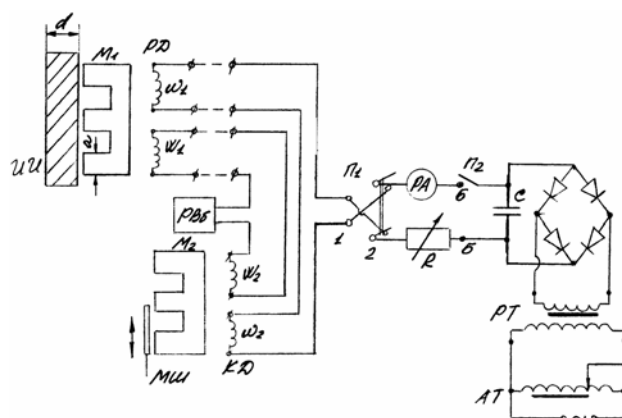


Рис. 1. Схема прибора для контроля магнитной проницаемости слабомагнитных изделий

Магнитопроводы M_1 и M_2 вместе с первичными и вторичными обмотками представляют собой соответственно рабочий РД и компенсационный КД датчики. РД присоединяется к прибору кабелем длиной, как правило, несколько метров и устанавливается на ис-

пытуемую плоскость изделия ИИ (или лист стали), так чтобы магнитные силовые линии потока пересекали изделие по толщине. Рабочий датчик является датчиком накладного типа. В компенсационном датчике (с магнитопроводом M_2) магнитный поток замыкается через воздушный зазор. Этот датчик снабжён магнитным шунтом МШ для выравнивания потоков магнитопроводов M_1 и M_2 в процессе предварительной балансировки измерительной цепи прибора при отсутствии испытуемого изделия в РП. Определённое положение МШ, зафиксированное при балансировке сохраняется в течение всей дальнейшей работы прибора.

В первичных обмотках РД и КД, включённых последовательно-согласно коммутируется переключением Π_1 (положение 1 и 2, см. рис. 1) постоянный ток, величина которого в зависимости от пределов измерения устанавливается реостатом R по показаниям амперметра PA . Переключатель Π_2 служит для подключения источника питания, который содержит выпрямительный мостик, ёмкость C , сглаживающую пульсации, разделительный трансформатор PT и автотрансформатор AT .

Данный прибор может иметь и независимый от сети источник питания. В этом случае к клеммам B подключается 10 батарей типа КБС-Л-05, помещаемые внутри корпуса прибора.

Вторичные обмотки датчиков включены последовательно-встречно. При этом эдс, подведенная к веберметру, при отсутствии изделия в РП должна равняться нулю (точное равенство или балансировка, как уже указывалось, достигается выравниваем магнитным шунтом магнитных потоков в РП и КП).

В качестве магнитопроводов в приборе используется набор Ш-образных пластин типа Ш-30 (рис. 2).

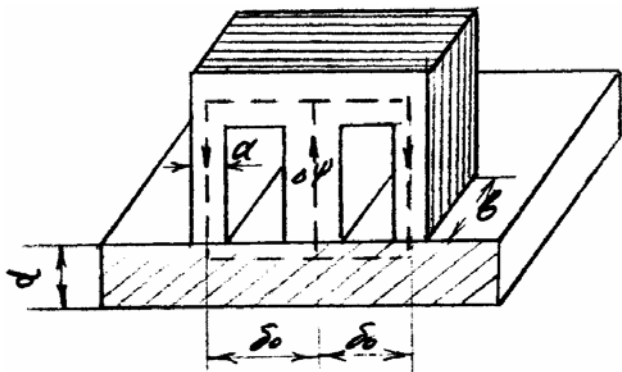


Рис. 2. Ш-образный магнитопровод на листе

При измерении рабочий датчик размещают на листовом образце таким образом, чтобы полюсные наконечники магнитопровода M_1 контактировали с поверхностью изделия (см. рис. 2).

Величина относительной проницаемости μ_r слабомагнитного листового изделия определяется по формуле:

$$\mu_r = 1 + \frac{\Delta\psi}{2 \cdot \mu_0 \cdot W_1 \cdot S_{\text{эф}} \cdot H_0}, \quad (1)$$

где $\Delta\psi$ - разность потокосцепления вторичной обмотки РД, измеряемая веберметром при коммутации то-

ка; μ_0 - магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $S_{\text{эф}}$ - эффективная площадь поперечного сечения изделия, которое пронизывается магнитным потоком; H_0 - средняя напряжённость магнитного поля.

Эффективную площадь $S_{\text{эф}}$ можно найти по формуле

$$S_{\text{эф}} \approx a \cdot b, \quad (2)$$

где a - ширина крайних полюсов магнитопровода; b - толщина набора пластин.

В формуле (1) второе слагаемое является магнитной восприимчивостью K .

Средняя напряжённость магнитного поля в зазоре магнитопровода рассчитывается из выражения:

$$H_0 \approx \frac{I \cdot W_1}{\delta_0}, \quad (3)$$

где I - намагничивающий ток в первичной обмотке РП; δ_0 - средняя длина воздушного зазора между полюсами магнитопровода (см. рис. 2).

Вычисление магнитной проницаемости по формуле (1)-(3) является только оценочным. Это связано с большими ошибками расчёта величин $S_{\text{эф}}$ и H_0 по (2), (3), связанными с неопределённостью растекания магнитного потока внутри изделия и резкой неоднородностью напряжённости поля в изделии. Условием, при котором можно использовать для оценок μ_r и K формулу (1), является $d > a$ (где d - толщина изделия). При этом $\delta_0 \geq d$.

Для более точного измерения прибором величин μ_r и K слабомагнитного изделия, необходимо провести градуировку прибора. Эта градуировка проводится следующим образом. Сначала экспериментально определяют средние величины напряжённости магнитного поля при различных токах в первичной обмотке РД. Затем при этих значениях напряжённости (или токах) измеряют веберметром величины $\Delta\psi$ при помещении РП на стандартные образцы, значение μ_r которых известны. Таким образом находят градуировочные зависимости $\mu_r = f(\Delta\psi)$ и $K = f(\Delta\psi)$ при различных фиксированных значениях H_0 . Рассмотрим подробнее все операции, связанные с градуировкой прибора.

Зависимость средней напряжённости магнитного поля в воздушном зазоре датчика от намагничивающего тока определяют для различных значений намагничивающего тока с использованием обоймы из оргстекла с двумя образцовыми катушками, включёнными таким образом, чтобы получить на выходе ИК удвоенную эдс, обусловленную двумя магнитными потоками в двух воздушных зазорах магнитопровода РД.

На рис. 3 представлена схема для измерения зависимости $H_0 = f(I)$. В этой схеме две измерительные катушки обоймы с равными числами витков $W_1 = W_2$, размещённые между полюсами магнитопровода, подсоединяется к веберметру.

Зависимость $H_0 = f(I)$ определяют следующим образом.

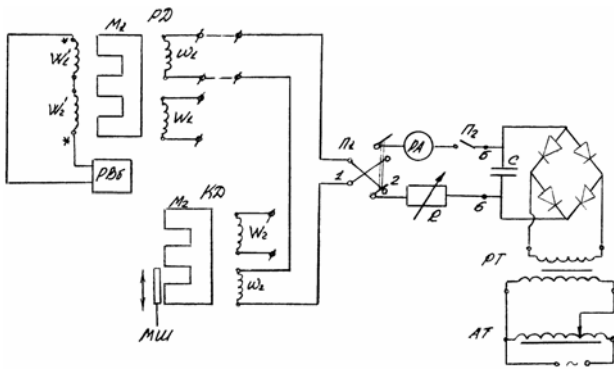


Рис. 3. Схема устройства для определения зависимости H_0 от постоянного тока I

Собирают схему, показанную на рис. 3. С помощью переключателя Π_2 подсоединяют к схеме питания. Накладывают обойму с двумя образцовыми катушками на рабочий датчик так, чтобы магнитные потоки в зазорах датчика пересекали обмотки образцовых катушек. Подсоединяют катушки обоймы к веберметру. Реостатом R устанавливают заданный ряд значений намагничивающего тока I . С помощью переключателя Π_1 проводят коммутацию тока I и наблюдают показания веберметра.

Среднюю напряжённость магнитного поля в воздушных зазорах рабочего датчика рассчитывают по формулам:

при использовании стрелочного веберметра (например, типа М119)

$$H_0 = \frac{c \cdot \alpha}{4 \cdot \mu_0 \cdot S_0 \cdot W_1'} \quad (4)$$

где S_0 – площадь сечения образцовой катушки; c – постоянная веберметра; α – отброс указателя при коммутации тока;

при включении в измерительную цепь цифрового веберметра типа Ф5050

$$H_0 = \frac{\Delta \psi}{4 \cdot \mu_0 \cdot S_0 \cdot W_1'} \quad (5)$$

где $\Delta \psi$ – показания веберметра.

С целью улучшения результатов измерений напряжённости магнитного поля в зазорах магнитопровода рабочего датчика, такую же зависимость $H_0=f(I)$ снимают на переменном намагничивающем токе. Только в данном случае нужно выполнить условие:

$$H_0=H_m, I=I_m \quad (6)$$

где H_m и I_m – амплитудные значения напряжённости магнитного поля и намагничивающего тока.

Этот опыт заключается в следующем.

Собирают схем, показанную на рис. 4.

В схеме намагничивающие обмотки РД и КД подключают к автотрансформатору, который запитывается от сети (частота $f=50$ Гц и напряжение 220 В). В качестве амперметра РА здесь используют прибор для измерения эффективных значений тока. Переключатель Π_2 оставляют на протяжении всего опыта в одном из положений (1 или 2). Соединённые между собой обмотки образцовых катушек свободными концами подсоединяют к вольтметру РВ эффективных значений.

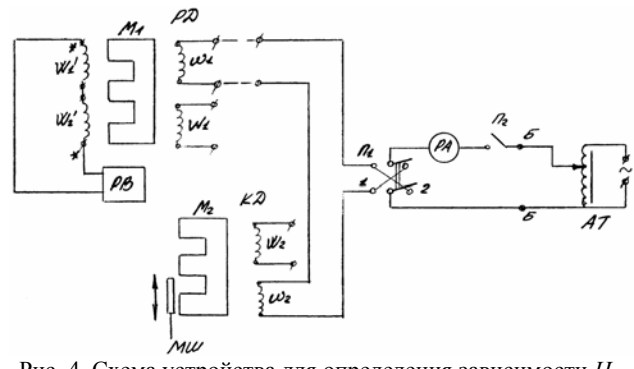


Рис. 4. Схема устройства для определения зависимости H_m от переменного тока I_m

Далее рассчитывают эффективные значения токов $I_{эф}$, которые нужно будет установить в данном опыте. Используя условие (6) нужно для каждого значения тока I определить величину $I_{эф}$ по формуле:

$$I_{эф} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

После этого, при размещённой на рабочем датчике обоймы с образцовыми катушками устанавливают с помощью автотрансформатора и амперметра рассчитанные величины $I_{эф}$ и измеряют вольтметром РВ при каждом фиксированном значении $I_{эф}$ соответствующую ему величину эффективной эдс $E_{эф}$.

Амплитудные значения напряжённости магнитного поля рассчитывают по данным эксперимента, используя формулу:

$$H_m = \frac{E_{эф}}{2 \cdot 4,44 \cdot W_1' \cdot S_0 \cdot \mu_0 \cdot f} \quad (8)$$

Значение $H_{ср}$ находят для соответствующих значений токов по формуле:

$$H_{ср} = \frac{H_m + H_0}{2} \quad (9)$$

Перед градуировкой прибора по магнитной проницаемости и восприимчивости проводят эксперимент, связанный с определением магнитных параметров образцовых пластин, выполненных из слабомагнитных материалов таких, как нержавеющие стали, латуни, парамагнитных чугунов и др. Образцовые пластины изготавливаются из листов, имеющих различные значения магнитной проницаемости и магнитной восприимчивости.

На рис. 5а показан внешний вид образцовой пластины и даны обозначения размеров её: d – толщина; l – длина и h – ширина. Характерные численные значения размеров пластин составляют: $l=h \geq 10$ см; $d \geq 1,5$ см. Из таких пластин изготавливают образцы, имеющие в сечении квадратную либо круглую форму (см. рис. 5б, в). Характерные размеры образцов: $p \approx g \approx 1$ см, $h \geq 10$ см. Каждую образцовую пластину с вырезанной частью металла (рис. 5б) и каждый образец (рис. 5в) маркируют одинаковым образом, например, цифрой "1" на одной паре пластин – образец, цифрой "2" на другой паре и т.д.

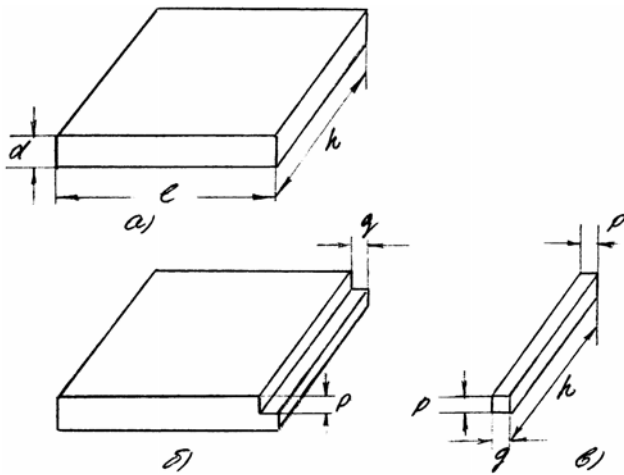


Рис. 5. Образцовые пластины, из которых изготавливаются образцы

Затем определяют магнитную восприимчивость K слабомагнитных образцов. Относительная магнитная проницаемость μ_r и магнитная восприимчивость K связаны соотношением:

$$\mu_r = 1 + K. \quad (10)$$

Таким образом, определив величину K и μ_r образцов при фиксированных значениях напряжённости магнитного поля, присваивают эти величины K и μ_r образцовым пластинам, соответствующим своим образцам.

Поскольку прибор (см. рис. 1) позволяет определить магнитные параметры изделий в постоянных магнитных полях, то и значения K и μ_r образцов и пластин нужно измерять в таких же полях. Однако, учитывая то, что образцы имеют небольшие поперечные размеры и малые для металлов величины удельной электрической проводимости σ и магнитной проницаемости μ_r материалов, можно осуществить измерение величин K и μ_r образцов в переменных (синусоидальных во времени) магнитных полях низких частот. Для этого необходимо выполнить основное условие:

$$\delta \geq \frac{p}{2}, \quad (11)$$

где δ - глубина проникновения переменного поля в образец:

$$\delta = \sqrt{2 / (2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma \cdot f)}. \quad (12)$$

Подставляя в формулы (11) и (12) численные значения величин $p=1$ см; $\mu_r=(1 \div 3)$; $\sigma=(0,1 \div 0,14) \cdot 10^7$ См/м (такие цифры характерны для слабомагнитных материалов), можно показать, что при использовании частоты изменения напряжённости сети ($f=50$ Гц) условие (11) всегда будет выполняться. Определение K и μ_r образцов и пластин в переменных полях позволяет в существенной мере упростить измерения, повысить чувствительность и точность.

Измерительная схема для определения K и μ_r образцов представлена на рис. 6.

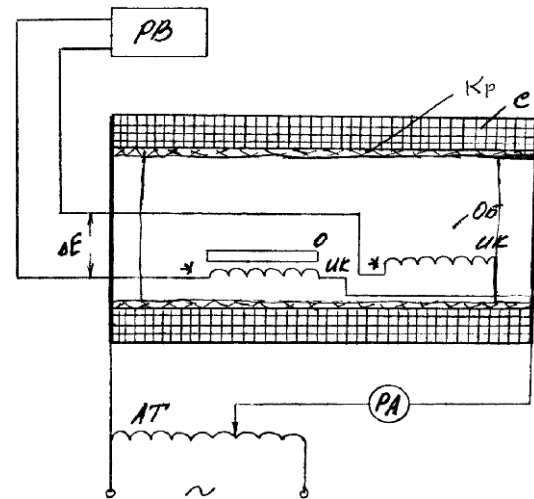


Рис. 6. Схема устройства для измерения параметра K образца на переменном токе

Схема содержит соленоид S , цилиндрическую обойму $Об$ с двумя измерительными катушками $ИК$, образец O , каркас соленоида Kp , амперметр $РА$, вольтметр $PВ$ и автотрансформатор $АТ$. Последний подключают к сети 220 В и $f=50$ Гц. Измерительные катушки располагаются вдоль оси обоймы и имеют одинаковые числа витков W_0 и площади поперечного сечения. Катушки включены последовательно-встречно. В одну из измерительных катушек помещают образец O . Затем обойму размещают вблизи центра соленоида. При этом соблюдают параллельность осей обоймы, катушек и соленоида. Разностный сигнал ΔE , снимаемый с двух встречновключенных измерительных катушек, поступает на вольтметр $PВ$ эффективных значений.

Амплитудное значение напряжённости магнитного поля в соленоиде определяют по формуле:

$$H_m = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{\text{эф}} \cdot W_n}{l_c}, \quad (13)$$

где $I_{\text{эф}}$ - эффективное значение тока в соленоиде, регистрируемое амперметром; W_n - число витков намагничивающей обмотки соленоида; l_c - длина соленоида.

Величину магнитной восприимчивости образца пластины находят по формуле:

$$K = \frac{\Delta E}{4,44 \cdot f \cdot W_0 \cdot \mu_0 \cdot H_m \cdot S_{\text{обр}}}, \quad (14)$$

где $S_{\text{обр}}$ - площадь поперечного сечения образца; $S_{\text{обр}}=p \cdot g$.

Сначала по формуле (13) рассчитывают значения $I_{\text{эф}}$, которые обеспечивают получение в соленоиде величин напряжённости поля $H_{\text{ср}}$. При этом принимают $W_n=1158$; $l_c=1$ м. Затем собирают схему, показанную на рис. 6. Помещают последовательно каждую катушку цилиндрической обоймы, которую, в свою очередь, располагают в центральной части соленоида (т.е. в области однородного магнитного поля). Далее устанавливают с помощью автотрансформатора и амперметра рассчитанное значение $I_{\text{эф}}$, соответствующее величине $H_{\text{ср}}$, и снимают при этих значениях показаний вольтметра,

т.е. величины $\Delta E_{эф}$. По формулам (10) и (14) рассчитывают значения K и μ_r исследуемых им пластин. Число витков ИК $W_0=1700$.

Градуировка прибора по магнитным параметрам образцовых пластин осуществляется следующим образом.

Сущность градуировки прибора (см. рис. 1) состоит в том, что рабочий датчик последовательно помещается на каждую образцовую пластину с известными значениями магнитной восприимчивости и магнитной проницаемости, соответствующими заданной напряжённости магнитного поля и снимаются показания веберметра. После этого строят зависимости $\Delta\psi=f(K)$ и $\Delta\psi=f(\mu_r)$ при постоянных значениях напряжённости поля в зазоре, между полюсами магнитопровода РД. В качестве веберметра в схеме рис. 1 используется при градуировке прибора микровеберметр типа Ф5050. Это электронный переносной с цифровым отсчётом прибор, предназначенный для измерения разности потокоцеплений $\Delta\psi$ при испытаниях изделий и образцов в постоянных магнитных полях.

Микровеберметр имеет 4 предела измерения магнитного потокоцепления с конечными значениями 10; 100 мкВб; 1 мкВб, 10 мВб.

Предел допускаемой абсолютной погрешности микровеберметра в диапазоне температур от 10 до 35°C, выраженный в мкВб, не должен превышать значений, определяемых по формуле:

$$\Delta = \pm (0,003\Delta\psi + 0,002\Delta\psi_k), \quad (15)$$

где $\Delta\psi$ - показание микровеберметра, мкВб; $\Delta\psi_k$ - конечное значение предела измерения микровеберметра, мкВб.

Отсчёт измеряемого магнитного потокоцепления производится по цифровому табло, содержащему три основных отсчётных разряда, единицу переполнения и индексацию полярности входного сигнала ("+", "-"). Микровеберметр обеспечивает измерение вольт-секундной площади входного импульса напряжения длительностью от 1 мс до 1 с.

Входное сопротивление $R_{вх}$ микровеберметра и наибольшее допустимое сопротивление $R_{внешн}$ источника сигнала на различных пределах измерения соответствует значениям, указанным в таблице.

Для обеспечения непосредственного отсчёта в пределах 1 и 10 мВб входное сопротивление микровеберметра регулируется в зависимости от сопротивления источника сигнала в диапазоне от 0 до 60 Ом.

Принцип действия микровеберметра основан на интегрировании эдс, индуцированной в измерительной обмотке датчика, операционным усилителем и преобразование его выходного напряжения в пропорциональный интервал времени путём раздела интегрирующей ёмкости нормированным по амплитуде импульсом тока.

Таблица

Предел измерения	$R_{вх}$, Ом	$R_{внешн}$, Ом
мкВб	10	не нормируется
	100	то же
мВб	1	940-1000
	10	9940-10000

Для автоматической установки нулевого уровня операционного усилителя в микровеберметре используется корректирующий усилитель. Фиксация исходного уровня выходного напряжения операционного усилителя осуществляется компенсационным компаратором.

Таким образом, в работе рассмотрено дифференциальное устройство для локального контроля относительной магнитной проницаемости и магнитной восприимчивости плоских изделий. Предложена методика градуировки прибора, состоящая в определении зависимости напряжённости магнитного поля в зазоре накладного датчика от намагничивающего тока и зависимости магнитных параметров от показаний веберметра при фиксированных значениях напряжённости магнитного поля.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Антонов В.Г., Петров Л.М. Щёлкин А.П. Средства измерения магнитных параметров материалов. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 216 с.
- [2] Испытание магнитных материалов и систем / Под ред. А.Я. Шихина. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 376 с.
- [3] Чечерников В.И. Магнитные измерения. – М.: изд-во Московского университета, 1969, – 387 с.
- [4] Кифер И.И., Испытания ферромагнитных материалов. – М.: Энергия, 1969, - 360 с.
- [5] Каплан Л.М., Чечурина Е.Н. Современные методы определения характеристик магнитомягких материалов. – Заводская лаборатория, 1977. Т. 43, № 10. – С. 1222-1227.
- [6] Чечурина Е.Н. Приборы для измерения магнитных величин. – М.: Энергия, 1969. – 168 с.

Поступила 9.03.2006

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАСЧЕТА ТЕРМОБИМЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ

Терешин В.Н., д.т.н., проф., Богданова Л.Е.,
Украинская государственная академия железнодорожного транспорта
Украина, 61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7, УкрГАЖТ, кафедра "Электротехника и электрические машины"

Запропоновано основи розрахунку термобіметалічних виконавчих механізмів пристроїв захисту і керування, що дозволяють вибрати форму термoeлемента і марку термобіметала з якого він буде виконаний, а також його оптимальні геометричні параметри і способи нагрівання.

Предложены основы расчета термобиметаллических исполнительных механизмов устройств защиты и управления, позволяющие выбрать форму термoeлемента и марку термобиметалла из которого он будет выполнен, а также его оптимальные геометрические параметры и способы нагрева.

ВВЕДЕНИЕ

При расчете термобиметаллических исполнительных механизмов электромеханических устройств защиты и управления вводится большое количество допущений и потому полученные результаты полезны лишь для предварительного проектирования, которые впоследствии необходимо уточнить экспериментально. Из-за большого разнообразия термобиметаллических механизмов единого метода их расчета пока не существует. В задачу расчета таких механизмов входит определение зависимостей между перемещением свободных точек термобиметаллического элемента (в дальнейшем тексте термoeлемента) и развиваемых в этих точках изгибающих усилий, а также установление зависимостей между температурой термoeлемента и его параметрами.

Перед расчетом выбирают форму термoeлемента и марку термобиметалла. Выбор формы термoeлемента и марки термобиметалла зависит от назначения того устройства, в котором он будет установлен, и от его предельной температуры. Поэтому общих рекомендаций для всех возможных случаев по выбору формы термoeлемента и марки термобиметалла не существует. Предлагалось брать несколько наиболее рациональных для проектируемого устройства форм термoeлемента, просчитывать их и выбирать наилучшую.

Чаще всего расчет подобных механизмов ведется методом подобия, что в известной степени является тормозом развития творческой мысли относительно перспектив создания эвристических конструкций термобиметаллических исполнительных механизмов.

Для отхода от метода подобия предлагается, по мнению авторов, одна из первых попыток создания общих основ расчета термобиметаллических исполнительных механизмов всевозможных устройств защиты и управления.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исходные данные для расчета:

- температурные условия работы проектируемого устройства;
- усилие противодействующих сил устройства в момент его срабатывания;
- предельные значения соответственно ширины и длины термoeлемента по конструктивным сообра-

жениям;

- номинальный, пограничный и ток срабатывания;
- среднестатистическое значение перемещения воздействующего участка термoeлемента на механизм управления устройства при его срабатывании;
- интервал времени срабатывания устройства защиты при токе срабатывания.

В результате расчета необходимо определить:

- форму термoeлемента;
- марку термобиметалла;
- оптимальное значение геометрических параметров термoeлемента;
- способ нагрева термoeлемента.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФОРМЫ ТЕРМОЭЛЕМЕНТА

С точки зрения надежности функционирования термобиметаллических исполнительных механизмов наиболее перспективным является равномерное распределение температуры по длине термoeлемента [1]. А потому наиболее распространенным является исполнение термoeлемента в виде консольно закрепленной термобиметаллической пластины постоянного сечения, свободный конец которой отодвигает защелку или воздействует на рейку механизма свободного расцепления автоматического выключателя (в дальнейшем тексте АВ), или непосредственно воздействует на контакты. К таким термoelementам относится и консольно закрепленная U-образная термобиметаллическая пластина (рис. 1).

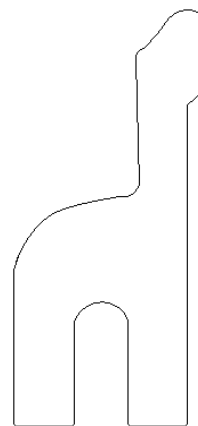


Рис. 1

По крайней мере нагрев термобиметаллических пластин вышеуказанных форм равномерный, а некоторая неравномерность распределения температуры по длине термоэлемента обусловлена разным теплоотводом по его концам. Наибольшая температура наблюдается в центре термоэлемента, а наименьшая по его краям. Обычно средняя температура при срабатывании термобиметаллического исполнительного механизма для термоэлемента выбирается из условия [2]

$$\vartheta_C = (0,7 \div 0,9)\vartheta_M, \quad (1)$$

где: ϑ_M - превышение температуры наиболее нагретой точки термоэлемента; ϑ_C - среднее превышение температуры термоэлемента при срабатывании устройства.

ВЫБОР МАРКИ ТЕРМОБИМЕТАЛЛА

Выбор марки термобиметалла зависит от назначения и условий эксплуатации того устройства защиты, в котором он будет установлен. Например, если речь идет о тепловых расцепителях АВ, то в соответствии с предъявленными требованиями к АВ температура токоведущих элементов не должна превышать 105°C . Таким образом температура термоэлемента при срабатывании АВ должна быть $t_C > 105^\circ\text{C}$. Обычно для АВ $t_C \approx 140^\circ\text{C}$ [1]. Учитывая неравномерное распределение температуры по длине термоэлемента в соответствии с (1) превышение температуры наиболее нагретой его точки будет составлять

$$\vartheta_M = \frac{\vartheta_C}{(0,7 \div 0,9)} \quad (2)$$

По аналогии с (2) температура наиболее нагретой точки будет составлять

$$t_{MC} = \frac{t_C}{(0,7 \div 0,9)} \quad (3)$$

Для $t_C = 140^\circ\text{C}$ $t_{MC} = (156 \div 200)^\circ\text{C}$.

Еще необходимо учесть, что максимальная температура термоэлемента при пограничном токе должна быть [2]

$$t_{MC} \leq 0,55t_{MT}, \quad (4)$$

где t_{MT} - максимальная температура термобиметалла.

Исходя из (4) термобиметалл по максимальной температуре выбирается в соответствии с условием

$$t_{MT} \geq \frac{t_{MC}}{0,55}. \quad (5)$$

Так как температура наиболее нагретой точки термоэлемента находится в пределах $t_{MC} = (156 \div 200)^\circ\text{C}$, то максимальная температура термобиметалла для использования его в АВ должна удовлетворять условию

$$t_{MT} \geq 364^\circ\text{C}. \quad (6)$$

В случае использования термобиметалла в реле температура термоэлемента должна быть $t_{cp} > 55^\circ\text{C}$ [3].

Тогда в соответствии с (5) максимальная температура термобиметалла для реле $t_{MT} > 146^\circ\text{C}$.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТЕРМОЭЛЕМЕНТА

Наибольшее перемещение свободного конца термоэлемента S_M (наибольшая деформация) имеет место при "нулевой" развиваемой силе $F_M=0$. Наибольшая развиваемая сила F_M возникает при "нулевом" перемещении свободного конца термоэлемента $S_M=0$ (рис. 2) [4].

$$S_M = \frac{A \cdot l^2 \cdot \vartheta_{MC}}{\delta}, \quad (7)$$

$$F_M = \frac{E \cdot b \cdot \delta^3 \cdot S_M}{4 \cdot l^3}, \quad (8)$$

где A - удельный изгиб, E - модуль упругости, $\vartheta_{MC} = t_{MC} - t_0$ - превышение температуры наиболее нагретой точки термоэлемента (t_0 - температура окружающей среды); l , b , δ - соответственно длина, ширина, толщина термоэлемента.

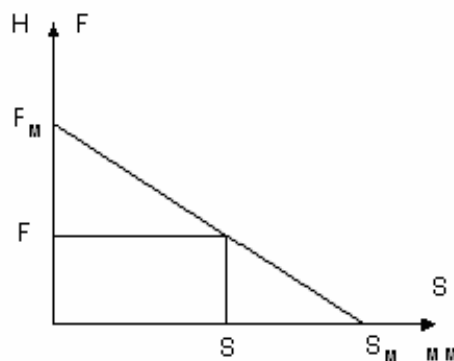


Рис. 2

Математическое выражение для зависимости $F(S)$ на рис. 2 будет иметь вид

$$\frac{F}{F_M} = \frac{S_M - S}{S_M} \Rightarrow F = F_M \left(\frac{S_M - S}{S_M} \right), \quad (9)$$

где S и F - соответственно частичное перемещение и развиваемое усилие термоэлемента при его деформации для определенного превышения температуры $\vartheta < \vartheta_M$.

Минимальный объем термоэлемента V_{min} (минимальный расход термобиметалла) при заданной работоспособности будет в точке $F = \frac{F_M}{2}$ и $S = \frac{S_M}{2}$ [5].

Подставляя в (7) значение $S_M = 2S$, а в (8) значение $F_M = 2F$ получаем

$$l = \sqrt{\frac{2 \cdot \delta \cdot S}{A \cdot \vartheta_{MC}}}, \quad (10)$$

$$F = \frac{E \cdot b \cdot \delta^3 \cdot S}{4 \cdot l^3}, \quad (11)$$

где S - среднестатистическое перемещение свободного конца термоэлемента до срабатывания устройства (для АВ $S = 2 \div 4$ мм).

Для увеличения надежности срабатывания устройства обычно берется $F = (6 \div 10)F_{II}$ [2], где F_{II} - усилие противодействующих сил устройства защиты

в момент его срабатывания. Например, для однополюсных АВ выбирается $F \geq 6F_{II}$.

Тогда (11) для однополюсных АВ и реле запишется в виде

$$F_{II} \leq \frac{E \cdot b \cdot \delta^3 \cdot S}{24 \cdot I^3}. \quad (12)$$

Для 3-х полюсных АВ из (11) можем записать (при $F \geq 10F_{II}$)

$$F_{II} = \frac{E \cdot b \cdot \delta^3 \cdot S}{40 \cdot I^3}. \quad (13)$$

Например, для 3-х полюсных АВ исходя из (13) выразим b

$$b = \frac{40 \cdot F_{II} \cdot I^3}{E \cdot S \cdot \delta^3}. \quad (14)$$

Чтобы термозлемент не деформировался по сфере рекомендуется выдерживать соотношение [2]

$$\delta \geq \frac{b}{20}. \quad (15)$$

Задавая различные приемлемые значения δ , начиная с $\delta = b_{пр}/20$ и далее увеличивая δ через каждые 0,1 мм, будем получать по (10) и (14) различные значения $l \leq l_{пр}$ и $b \leq b_{пр}$, удовлетворяющие условию оптимальности исполнительного механизма по минимуму занимаемого термозлементом объема (минимуму расхода термобиметалла).

Таким образом получаются значения $b \leq b_{пр}$, $l \leq l_{пр}$ и δ при которых термозлемент развивает максимальную работоспособность при минимальном объеме термозлемента (минимуме расхода термобиметалла).

ВЫБОР СПОСОБА НАГРЕВА ТЕРМОЭЛЕМЕНТА

Предварительно выбираем непосредственный нагрев термозлемента, так как при этом его изгибные деформации не испытывают внешних помех и нагрев термозлемента равномерный. Это самый простой, стабильный и распространенный в практике нагрев термозлементов.

Уравнение теплового баланса за время неустановившегося теплового процесса будет иметь вид

$$P \cdot d\tau = \alpha \cdot S \cdot \vartheta \cdot d\tau + c \cdot M \cdot d\vartheta, \quad (16)$$

где: $P \cdot d\tau$ - тепловая энергия, выделяемая в термозэлементе при протекании в нем тока уставки; $\alpha \cdot S \cdot \vartheta \cdot d\tau$ - энергия, отводимая от термозлемента в окружающее пространство; $c \cdot M \cdot d\vartheta$ - энергия, расходуемая на нагрев термозлемента за счет теплоемкости;

$P = I^2 \cdot R = I^2 \cdot \frac{\rho \cdot l}{S} = \frac{I^2 \cdot \rho \cdot l}{b \cdot \delta}$ - мощность тепловых потерь в термозэлементе (S - площадь поперечного сечения термозлемента, I - ток уставки срабатывания устройства); c - удельная теплоемкость термозлемента; $M = \gamma \cdot \delta \cdot b \cdot l$ - масса термозлемента; $S = q \cdot l = 2l \cdot (b + \delta)$ - поверхность охлаждения термозлемента (q - периметр поперечного сечения термозлемента); α - коэффициент теплоотдачи; τ - время

нагрева; $\vartheta = t - t_0$ - превышение температуры термозлемента t над температурой окружающей среды t_0 .

Для прогрева термозлемента током уставки с "холодного" состояния, т.е. $\vartheta = 0$ при $\tau = 0$, уравнение (16) примет вид

$$P = \alpha \cdot S \cdot \vartheta + c \cdot M \cdot \frac{d\vartheta}{d\tau}, \quad (17)$$

Уравнение (17) в нормализованной форме запишется

$$\frac{P}{\alpha \cdot S} = \vartheta + \frac{c \cdot M}{\alpha \cdot S} \cdot \frac{d\vartheta}{d\tau}, \quad (18)$$

Так как $\delta \ll b$, то полагая $S = 2 \cdot b \cdot l$ и подставляя в (18) выражения для P, S, c, M , получаем

$$\frac{\rho \cdot I^2}{2 \cdot \alpha \cdot \delta \cdot b^2} = \vartheta + \frac{c \cdot \gamma \cdot \delta}{2 \cdot \alpha} \cdot \frac{d\vartheta}{d\tau}, \quad (19)$$

Решением уравнения (19) будет

$$\vartheta = \vartheta_y \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}} \right), \quad (20)$$

где: ϑ_y - установившаяся температура перегрева термозлемента; T - постоянная времени нагрева термозлемента.

Для определения T по уравнению (19) составляется характеристическое уравнение

$$1 + \frac{c \cdot \gamma \cdot \delta}{2 \cdot \alpha} \cdot p = 0, \quad (21)$$

где p - корень характеристического уравнения.

Из (21) имеем

$$p = -\frac{2 \cdot \alpha}{c \cdot \gamma \cdot \delta}.$$

Постоянная времени нагрева термозлемента будет определяться

$$T = \frac{1}{|p|} = \frac{c \cdot \gamma \cdot \delta}{2 \cdot \alpha}, \quad (22)$$

Из (19) определяем установившееся значение температуры перегрева термозлемента

$$\vartheta_y = \frac{\rho \cdot I^2}{2 \cdot \alpha \cdot \delta \cdot b^2}, \quad (23)$$

Подставляя (22) и (23) в (20), получаем

$$\vartheta = \frac{\rho \cdot I^2}{2 \cdot \alpha \cdot \delta \cdot b^2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot \alpha}{c \cdot \gamma \cdot \delta} \tau} \right), \quad (24)$$

Коэффициент теплоотдачи α от термозлемента в окружающее пространство определяется [4]

$$\alpha = 1,33 \left(\frac{\vartheta_C}{L} \right)^{\frac{1}{4}}, \quad (25)$$

где L - характерный размер. В данном случае $L = l$.

Если не устраивает время нагрева, то как видно из (22) им можно варьировать только изменением толщины термозлемента δ . Если же не устраивает температура перегрева термозлемента, то как видно из (23) ею можно варьировать только изменением δ и ширины термозлемента b . Но в любом случае новые значения δ и b должны проверяться по (10), (14) и (15)

для того, чтобы не нарушалось условие оптимальности термоэлемента по занимаемому объему. Если этого не удастся, то необходимо менять непосредственный нагрев термоэлемента на косвенный или комбинированный. При этом необходимо выбирать конструкции нагревателей такие, чтобы они не препятствовали деформации термоэлемента, например [6, 7, 8].

Косвенный нагрев термоэлемента используется, если ток уставки срабатывания устройства недостаточен для нагрева термоэлемента до необходимой температуры. В этом случае на термоэлемент накладывается изоляция и на нее наматывается нагреватель из материала с высоким удельным электрическим сопротивлением. Нагреватель наматывается равномерно по всей длине термоэлемента или по ее части, либо укладывается с одной стороны термоэлемента (со стороны его активного слоя). При косвенном нагреве необходимо, чтобы изоляция и нагревательный элемент были упругими и сопротивлялись истиранию. Однако независимо от этого нагревательный элемент с изоляцией препятствуют деформации термоэлемента, что ведет к дополнительному расходу термометалла, увеличению трудоемкости изготовления устройства, потребляемой мощности и, в конечном счете, к увеличению стоимости устройства.

Комбинированный нагрев термоэлемента применяется, когда ток уставки срабатывания устройства больше значения тока необходимого для непосредственного нагрева термоэлемента до температуры срабатывания. В этом случае часть тока отводится от термоэлемента с помощью шунтов. Нагрев термоэлемента осуществляется непосредственно частью тока, протекающего через термоэлемент, и косвенно от шунтов. Шунты по отношению к термоэлементу могут иметь как одностороннее, так и двухстороннее расположение. Однако у таких исполнительных механизмов увеличивается материалоемкость, трудоемкость и потребляемая мощность, что ведет к увеличению стоимости всего устройства.

ВЫВОДЫ

Предложенные методологические основы расчета термометаллических исполнительных механизмов электромеханических устройств защиты и управления с учетом конкретных условий их эксплуатации позволяют определить:

- 1) форму термоэлемента и марку термометалла из которого он выполнен;
- 2) оптимальные геометрические параметры термоэлемента из условия минимума занимаемого им объема (минимума расхода термометалла);
- 3) способ нагрева термоэлемента;
- 4) уставку тока срабатывания устройства.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Некоторые аспекты повышения эффективности защиты низковольтного электрооборудования /В.Н. Терешин, Л.Е. Богданова// Электротехника і електромеханіка, 2004, №2, С. 51-53.
- [2] Р.С. Кузнецов. Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В. М.: Энергия, 1970. 543 с.
- [3] Электрические и электронные аппараты / Под ред. Ю.К. Розанова. М.: Энергоатомиздат, 1998. 750 с.
- [4] К расчету термометаллических расцепителей автоматических выключателей на номинальный ток свыше 25 А / В.Н. Терешин, Л.Е. Богданова// Светотехника и электроэнергетика, 2004, №3, С. 22-26.
- [5] А.с. 995147 (СССР). Тепловой расцепитель косвенного нагрева /Ю.П. Астахов, А.В. Богословский, В.Н. Терешин. – 6 с.: ил.
- [6] Патент РФ №2095875. Автоматический выключатель/А.М. Гавриленко, В.И. Ломакин, В.Н. Терешин и др. – 12 с.: ил.
- [7] Патент РФ №2160941. Автоматический выключатель/А.М. Гавриленко, В.И. Ломакин, В.Н. Терешин и др. – 12 с.: ил.

Поступила 30.05.2006

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ УГОЛЬНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ УКРАИНЫ

Чувашев В.А., к.т.н., Папазов Ю.Н., к.т.н., Чуванков В.Ю.
Украинский НИИ взрывозащищенного и рудничного электрооборудования (УкрНИИВЭ)
Украина, 83052, Донецк, ул.50-й Гвардейской дивизии, 17,
тел: (062)348-18-94, факс: (062)382-93-52, e-mail: vach@list.ru

Паршиков А.М., д.т.н., профессор
Донецкий национальный университет
Украина, 83055, Донецк, ул. Университетская, 24, кафедра "Международная экономика"
тел/факс: (062)338-42-54, e-mail: Parshikov@DonNU.Donetsk.ua

Велков А.А.
Донецкий институт социального образования
Украина, 83015, Донецк, ул. Университетская, 4,
тел: (0622)94-00-41

Аналізуються результати робіт по створенню асинхронних двигунів з литою мідною обмоткою ротора в Україні, США, Франції, Італії, Німеччині, Польщі, Бразилії і Індії. Испити показали, що двигуни мають більш високий коефіцієнт корисної дії при більшій корисній потужності в порівнянні з аналогом.

Анализируются результаты работ по созданию асинхронных двигателей с литой медной обмоткой ротора в Украине, США, Франции, Италии, Германии, Польше, Бразилии и Индии. Испытания показали, что двигатели имеют более высокий коэффициент полезного действия при большей полезной мощности в сравнении с аналогом.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Программой "Українське вугілля" предусмотрено увеличение подземной добычи угля с 80 до 110 млн. т в 2010 году и до 125 млн. т к 2030 году [1]. Существенное повышение угледобычи возможно только за счет увеличения нагрузки на действующие угольные горизонты. Эта задача может быть решена путем совершенствования горной техники и повышения ее энерговооруженности.

Основным элементом электропривода горной техники являются взрывозащищенные асинхронные двигатели (ВАД). Увеличение их мощности, вращающего момента (в том же габарите), эффективности и надежности является условием роста дальнейшей производительности горных машин. Эта задача по актуальности выдвигается на первый план. В настоящее время, когда источники финансирования значительно сокращены, повышение эффективности ВАД возможно путем усовершенствования их проектирования и применения новых, нетрадиционных путей повышения их технического уровня.

Согласно прогнозам к 2015 году тарифы на электроэнергию по сравнению с действующими возрастут в 3,7 раза, поэтому проблема повышения энергетических показателей ВАД – коэффициента полезного действия (КПД) и коэффициента мощности ($\cos\varphi$) – является частью национальной программы энергосбережения [2].

Угольная промышленность Украины является одной из энергоемких отраслей экономики, поэтому главным направлением энергосбережения остается снижение суммарных и удельных затрат на добычу и транспортировку угля.

АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Исследования, проведенные в США, Франции, Италии, Германии, Польше, Бразилии, Индии показали, что применение в асинхронных двигателях (АД) литой медной короткозамкнутой обмотки (ЛМКО) ротора вместо литой алюминиевой короткозамкнутой обмотки (ЛАКО) в значительной степени решает проблему энерго-ресурсосбережения.

В США с 1997 г. действует федеральный закон ЕРАСТ, устанавливающий минимальный уровень эффективности АД, импортируемых в страну как непосредственно, так и в составе машин и механизмов. Согласно закону поставка двигателей с КПД ниже установленного облагается большими штрафами. В настоящее время все производимые в США двигатели соответствуют ЕРАСТ [3]. В 1999 г. Европейский Союз (ЕС) также принял классификацию АД по значению КПД. В соответствии с этой классификацией, начиная с 2000 г., вводятся три класса КПД: нормальный – EFF3, повышенный – EFF2, высокий – EFF1 [3]. Цель указанных классов эффективности – улучшить энергетическую эффективность промышленности. В 1998 г. 80% новых двигателей, отгруженных в ЕС, оставались еще в низшем классе – классе EFF3. Задача состояла в том, чтобы в 2003 г. только 20% двигателей было в низшем третьем классе.

Первые отечественные ВАД врубных машин 30-х годов XX века были изготовлены с медными стержневыми обмотками в форме глубокого паза. Обычно они выходили из строя после 3...4 месяцев эксплуатации. Двигатели добычных комбайнов также имели роторные обмотки в виде уложенных в пазы медных стержней (двигатели типа МД) или стержней

из сплавов цветных металлов (двигатель типа "Самсон") и приваренных к ним медных колец. Ряд фирм за рубежом и сейчас выпускает ВАД с подобными обмотками, так как у них отсутствует технология изготовления медных обмоток роторов методом литья.

Попытки использовать медь вместо алюминия для литья обмоток короткозамкнутых роторов АД в отечественной практике были предприняты ещё в 1937 году (ХЭМЗ, г. Харьков). Технология была весьма трудоёмкой и сложной и, кроме того, был высокий процент брака.

В 1967 году Л. Шетке (США) сообщил как о новейшем достижении в области литья из медных сплавов о том, что фирмой T. T. Castelli (Италия) отлиты из меди под давлением короткозамкнутые обмотки роторов для АД мощностью 1 кВт. Двигатель с таким ротором имел меньшие размеры по длине (в 2 раза) при той же мощности по сравнению с АД с ЛАКО [4]. Следует отметить, что способ литья не описан, данных о серийном выпуске нет.

В 1970 году ВНИИТЭлектромаш совместно с УкрНИИВЭ осуществил заливку медью экспериментальной партии обмоток роторов АД мощностью 2,2 кВт. Но серийное производство этих АД не освоено.

Проблемы заливки медью обмоток сердечников роторов обусловлены, главным образом, ее низкой жидкотекучестью, весьма активным взаимодействием с воздушной средой и литейной формой. Роторы имеют, как правило, большую длину, что при заливке может сопровождаться снижением электропроводности меди при введении компонентов для повышения ее жидкотекучести, а также чревато образованием литейных дефектов. В силу этих причин долгое время попытки организовать производство ВАД с ЛМКО ротора были неудачными.

Таким образом, предпринимались попытки освоения ЛМКО, как правило, на АД малых габаритов и с массой заливаемой меди до 3 кг. Вместе с тем, в связи с необходимостью внедрения энергосберегающих технологий добычи полезных ископаемых, интерес к ЛМКО ротора мощных АД возрастает. Поэтому в последние годы подобные исследования активизировались: создаются новые сплавы, в том числе с высокой электропроводностью, совершенствуется технология плавки и заливки обмоток роторов медью [5]. В США работу по внедрению литых медных обмоток инициировала в 1997 году Ассоциация по развитию "медных" технологий (Copper Development Association, CDA). Для достижения цели Ассоциация объединила усилия экспертов и разработчиков – Международной медной ассоциации (International Copper Association), Технологического института холодильной техники и кондиционеров (Air Conditioning and Refrigeration Technical Institute), фирмы Formcast, Inc. Денвер, шт. Колорадо с участием Министерства энергетики США. Были опробованы разные материалы для замены стали при изготовлении форм. Наиболее перспективными признаны никелевые сплавы INCONEL 617 (Special Metals Corporation, Хеннингтон, шт. Зап. Вирджиния) и Nicel Alloy 230 (Haynes International, Кокомо, шт. Индиана) [6]. Длительное время оставалась нерешенной проблема обеспечения стой-

кости литейных форм против эрозии ее расплавом меди. Но в последние годы в США, Франции, Германии и Италии освоено производство рентабельных литейных форм для изготовления медных литых обмоток роторов АД. Это позволило в США в 2002 году изготовить АД мощностью от 3 до 200 кВт, в т.ч. методом кокильного литья под давлением было отлито 140 роторов АД мощностью от 3 до 19 кВт [7].

Испытания АД (7 роторов с ЛМКО) мощностью 15 л.с. (11,2 кВт) при числе полюсов $2p=4$ показали, что их КПД составил $90,7 \pm 0,1\%$, т.е. увеличился на 1,2% по сравнению с обмотками ротора, залитыми алюминием. При этом потери мощности в обмотке уменьшились в среднем на 40% (составили 157 вместо 261 Вт), а добавочные потери (измеренные) – на 23% (со 137 до 105 Вт). Механические потери (вентиляционные и на трение ротора о воздух) уменьшились на 37% (со 115 до 72 Вт) за счет более качественных медных отливок, не имеющих на своей поверхности "крылышек"; при этом обдув лобовых частей обмотки статора осуществлялся специальными вентиляторами на валу. Потери в обмотке статора при медной и алюминиевой обмотках ротора были неизменными (507 Вт), а потери в стали – 286 Вт. В результате общие потери уменьшились на 179 Вт (1127 вместо 1306 Вт), т.е. на 14%. Уменьшение потерь дает экономию электроэнергии 1600 кВт·ч в год при работе в продолжительном режиме непрерывно.

В двигателях с ЛМКО ротора произошло снижение $\cos \phi$ с 0,815 до 0,79 (при заливке медью двухклеточных пазов ротора серийного АД) и скольжения с 2,22 до 1,37%, т.е. за счет увеличения частоты вращения соответственно возрастает нагрузка. Температура обмотки статора снизилась на 5°C, что способствует увеличению ресурса изоляции.

Моментные характеристики АД с ЛМКО (при таких же пазах, как у роторов с алюминиевой обмоткой) уменьшились: а) начальный пусковой момент – на 6%; б) момент трогания (динамический) – на 36%; в) максимальный момент – на 17%.

Однако авторы отмечают, что таких значений достаточно в связи с тем, что у АД с ЛАКО ротора значения указанных моментов были существенно завышены. Длина сердечников статора и ротора АД с ЛМКО была уменьшена в открытом исполнении на 7,2%; в закрытом – на 20%.

У АД мощностью 25 л.с. (18,5 кВт) с ЛМКО при испытании потери в обмотке ротора снизились на 40 %, общая сумма потерь – на 23%; температура обмотки – на 29°C.

Испытания АД различной мощности показали, что потери в обмотках с ЛМКО уменьшились на 40...58% по сравнению с алюминиевой обмоткой. В табл. 1 приведены предельные значения КПД, достигнутые различными исследователями США при применении ЛМКО ротора в АД с $2p=4$ [7].

По расчетам специалистов США переход на ЛМКО роторов АД только в США позволит сэкономить 75...122 млрд. кВт·ч электроэнергии в год [6]. Помимо этого применение меди в обмотке ротора позволит выполнить АД более короткими и умень-

шить расход меди в статоре. Это дает экономию меди 90000 т в США и до 500000 т в мире [7].

Таблица 1
Значения КПД двигателей с ЛМКО ротора
в АД различной мощности

P_2 , кВт	КПД, %	Повышение КПД по сравнению с алюминиевой обмоткой ротора, %	Снижение потерь, %
3,0	86,4	3,2	19,0
7,5	86,5	1,5	10,0
11,2	90,7	1,2	11,4
18,5	92,5	1,6	17,6
30	90,1	1,3	11,6
90	92,8	1,4	16,3
200	93,0	1,0	12,5

Германская фирма SEW-Evrodribe в 2003 году выпустила на рынок отрезок серии АД мощностью от 1,1 до 37 кВт, в которых обмотка ротора выполнена из меди литьем под давлением. Такие двигатели имеют КПД 94...96%, что значительно выше, чем требования норм США (EPACT) и стран ЕС (Premium Efficiency) [8].

Специалисты Германского института меди (Deutsche Kupferinstitut, DKI) опубликовали результаты расчетов, которые показывают, что при применении АД низшего класса эффективности доля энергозатрат недооценивается. Стоимость израсходованной за год электроэнергии, потребляемой АД класса EFF3 в 5 раз превышает стоимость самого двигателя [6]. Таким образом, относительно дорогие АД классов EFF1 и EFF2 отличаются более высокой эффективностью.

В Италии и Франции в 2004 году проведены исследования АД с ЛМКО ротора мощностью 3,5; 7,5 и 15 кВт в комбинации с электротехнической сталью высшего качества (с удельными потерями 3,5 Вт/кг и высокой магнитной проницаемостью). Результаты исследований подтвердили существенное увеличение их КПД [9, 10].

Можно также отметить достижения в этом направлении фирм WEG (Бразилия) и Индии.

В Индии АД с ЛМКО ротора мощностью от 1,5 до 5,5 кВт были изготовлены шестью заводами. Эксплуатационные испытания этих АД были проведены в приводе насосов перекачки воды и в текстильной промышленности. Часовой расход электроэнергии при замене алюминиевой обмотки ротора АД на медную снизился в среднем с 1,95 до 1,68 кВт·ч. Это дало ежегодную экономию 2365 кВт·ч и снижение стоимости электроэнергии на 265 долл. США.

Стоимость АД с ЛМКО ротора составляла 167,08 долл. США, что на 10,35% выше, чем АД с алюминиевой обмоткой ротора. Срок окупаемости дополнительных вложений средств в высокоэффективный АД с ЛМКО ротора составляет всего 230 дней.

Таким образом, эксплуатационные испытания АД с ЛМКО ротора в США, Франции, Италии, Германии, Польше, Бразилии и Индии подтвердили предположение, что улучшенные технические характеристики и сбережения электроэнергии являются следствием использования АД нового поколения и,

что срок окупаемости более дорогого двигателя очень короткий [11].

Помимо экономии электроэнергии и материалов повышение КПД позволяет уменьшить выбросы CO_2 в атмосферу. В Великобритании АД потребляют около 43% всей электроэнергии и при ее производстве в атмосферу выбрасывается около 100 млн. т CO_2 . Применение АД с ЛМКО ротора позволит уменьшить выброс CO_2 на 3 млн. т. Для всей Европы экономия составила бы 1 млрд. ф.ст. и уменьшение выброса CO_2 на 20 млн. т. Эта работа специалистов университета Кембриджа получила Королевскую премию по разделу "Охрана окружающей среды" [12].

Правительство Германии ратифицировав Киотский протокол, взяло на себя обязательство сократить выбросы "парниковых" газов до 2005 г. на 25% по сравнению с 1990 г. Существенный вклад в решение этой ответственной задачи должны внести энергоэффективные АД, применение которых позволит сократить ежегодное потребление энергии в Германии на 18,7 ТВт·ч и соответственно выбросы углекислого газа – на 11 млн.т. Если учитывать то обстоятельство, что каждый киловатт-час, сэкономленный электродвигателем, экономит 3 кВт·ч первичной электроэнергии (так как КПД производства и передачи электроэнергии составляет в среднем 33%), то вклад энергоэффективных электродвигателей может составить до 2,7 ТВт·ч или около 200 млн. евро.

ЦЕЛЬ СТАТЬИ

Обобщить мировой опыт создания энергоэффективных асинхронных двигателей, определить достигнутый уровень энергетических показателей и пути дальнейшего их совершенствования.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Проблему заливки обмоток роторов ВАД медью в УкрНИИВЭ решали с 70-х годов прошлого столетия. Необходимость в таких ВАД была обусловлена тем, что при разработке крепких и вязких горных пород и угля ВАД с ЛАКО ротора оказались **недостаточно эффективными**: имели недостаточную мощность в ограниченных габаритах, низкую перегрузочную способность и энергетическую эффективность, что, в конечном счете, сказывалось на долговечности, показателях надежности, приводило к росту стоимости единицы добываемой горной массы. Наличие провалов-"седел" в механической характеристике создавало вероятность "застревания" ВАД на промежуточной частоте вращения и, как следствие, приводило к выплавлению короткозамкнутой обмотки.

В связи с этим возникла **необходимость** в разработке нового недорогого технического решения для снятия вышеперечисленных проблем. В УкрНИИВЭ пошли по пути **замены алюминия на медь**. Было принято решение, и оно в дальнейшем оправдалось, создавать АД с ЛМКО ротора. Понадобился целый комплекс расчетно-теоретических и экспериментальных исследований для достижения этой цели. Одним из **перспективных направлений** явилась оптимизация формы и геометрических размеров паза ротора с функцией цели по **минимизации за-**

трат в производстве и эксплуатации АД нового поколения. Следует отметить, что такая работа проведена по всему ряду ВАД мощностью от **1,1 до 400 кВт только в УкрНИИВЭ.**

Уже первые опытные образцы комбайновых ВАД типа ЭКВ4-160 с ЛМКО ротора показали, что их технические характеристики (при $U=660$ В, частоте тока 50 Гц и превышении температуры обмотки статора 145°C при классе нагревостойкости изоляции H) существенно превышают аналогичные показатели ВАД со стержневыми обмотками роторов (табл. 2). Данные табл. 2 свидетельствуют о том, что все показатели у ВАД с ЛМКО ротора лучше, чем с другими видами обмоток ротора.

Таблица 2
Технические характеристики ВАД типа ЭКВ4-160 с различными обмотками роторов

Технические характеристики	Обмотка ротора		
	алюминиевая литая	медная стержневая	медная литая
Мощность в режиме S1, кВт	160	172	193
Мощность в режиме S4 (ПВ=60%; 30 пуск. в час; FJ=4), кВт	183	202	269
Максимальный вращающий момент, Н·м	2940	3918	4097
Пусковой вращающий момент, Н·м	2600	2800	2800
Номинальное скольжение, %	2,6	2,1	1,13
КПД, %	91,0	92,1	92,9
cosφ	0,81	0,83	0,85

Впервые в промышленных условиях ЛМКО ротора была применена в 1985 году в электродвигателях ЭКВ4УС2 и ЭВ5УС, установленных в приводе струговых установок УС2 и УС3. При проведении эксплуатационных испытаний ВАД в ш/у "Холодная балка-3" (г. Макеевка, Донецкой обл.) подтвердилось повышение мощности в габаритах аналога (ВАД с ЛАКО ротора) на 15...20% и перегрузочной способности в 1,4...1,7 раза. Скорость движения исполнительного органа установок УС2 и УС3 возросла с 1,6 до 3...4 м/с, а КПД увеличился на 1,5...2%. За время проведения испытаний (6 мес.) отказов ВАД не наблюдалось.

В это же время в УкрНИИВЭ были залиты медью в кокиль обмотки роторов ЭКВ4-160-3, у которых замена ЛАКО ротора на ЛМКО позволила повысить допустимую мощность на 35...37% (до 269 кВт) при том же статоре, а при увеличении магнитного потока на 10% мощность достигла 275 кВт.

В практике ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса" (г. Первомайск, Луганской области) (ПЭМЗ) сварные медные обмотки ротора в настоящее время не применяются, а медные литые используются в ВАД мощностью до 400 кВт (длина сердечника ротора 605 мм, его диаметр 380 мм и масса расплава, заливаемого в кокиль, равна 135 кг). Результаты стендовых испытаний ВАД типа 2ЭКВ3,5 приведены на рис. 1 и в таблицах 3 и 4.

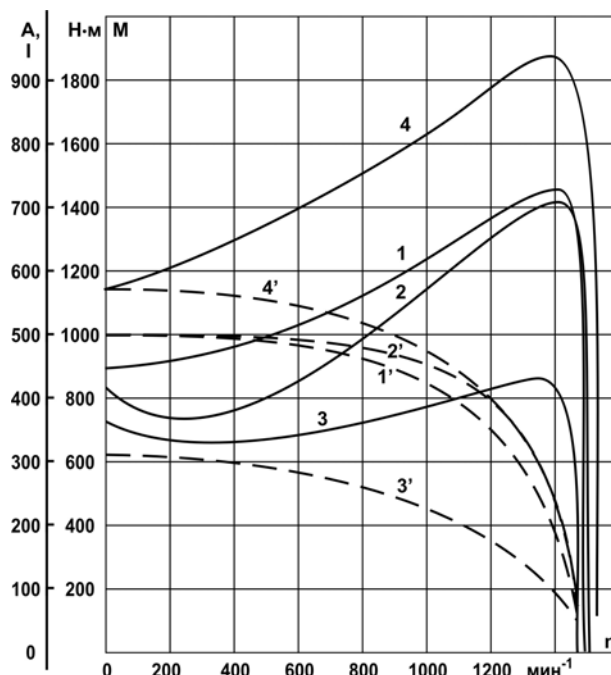


Рис. 1. Зависимость момента (сплошные кривые) и тока (пунктирные) от частоты вращения двигателя 2ЭКВ3,5-90 напряжением 660 В с ротором № 1 (1, 1'), № 2 (2, 2'), № 3 (4, 4') и серийного двигателя ЭКВ3,5-75 (3, 3')

Обработка и анализ результатов стендовых испытаний нескольких опытных образцов с ЛМКО ротора мощностью 90...210 кВт по сравнению с аналогичными с ЛАКО ротора показали следующее: а) благодаря росту удельной электропроводности материала обмотки ротора потери в ней снижаются в среднем на 25%; б) в связи с изменениями структуры и свойств электротехнической стали при заливке роторов медью и ее сплавами потери в стали снижаются в среднем на 6%; в) в связи с ростом сопротивления перехода "сердечник-обмотка" добавочные потери от поперечных токов снижаются в среднем на 12%; г) так как потери в обмотке ротора, добавочные потери и потери в стали снижаются, то уменьшается потребляемая мощность (при одинаковых размерах активных частей АД с ЛМКО и ЛАКО ротора), уменьшается ток в обмотке статора и потери в ней снижаются в среднем на 15%; д) в связи с уменьшением потерь в двигателе коэффициент увеличения мощности составляет в среднем 1,25, а КПД возрастает на 2...2,5%; е) благодаря возможности уменьшения высоты паза ротора при сохранении мощности снижается индуктивное сопротивление ВАД, возрастает cosφ в среднем на 0,04...0,06 и критический момент на 50...70%, что увеличивает перегрузочную способность и надежность ВАД; ж) в связи с уменьшением греющих потерь превышение температуры обмотки статора при сохранении мощности снижается в среднем на 15...20°C; з) в кривой механической характеристики отсутствуют провалы (минимальный момент выше пускового), что предотвращает "застревание" ротора на промежуточной частоте вращения; и) за счет анизотропии удельной

Таблица 3

Результаты стендовых испытаний ВАД

Параметр	Результаты		
	расчета	испытаний	
		2ЭКВ3,5-90 с ЛМКОР	ЭКВ3,5-75 с ЛАКОР
Номинальное напряжение, В	660		
Номинальный ток, А	107,9	104,3	91
Потребляемая мощность в режиме S1, кВт	103,7	103	74,9
Номинальная мощность в режиме S1, кВт	90		64
Номинальная мощность в режиме S4, кВт	103	100	75
Продолжительность включения, %	60		40
Частота включений, ч ⁻¹	30		25
Коэффициент инерции	1,2		
Коэффициент увеличения мощности	1,25	1,34	-
КПД, %	87,2	88,0	85,4
Cosφ	0,841	0,85	0,81
Превышение температуры обмотки статора, °С	145		
Потери в стали, Вт	2390	2332	2410
Добавочные потери, Вт	570	550	620
Пусковой момент, Н·м	903	882	800
Минимальный момент, Н·м	-	-	728
Критический момент, Н·м	1510	1460	900
Ударный момент, Н·м	1026	1035	992
Ударный ток, А	875	849	853
Время разгона, с	0,35	0,31	0,46
Уровень звукового давления, дБ	-	65	86
Масса, кг	470	435	530

Таблица 4

Результаты стендовых испытаний ВАД

Параметр	Результаты		
	расчета	испытаний	
		2ЭКВ3,5-210 с ЛМКОР	ЭКВ3,5-180 с ЛАКОР
Номинальное напряжение, В	660		
Номинальный ток, А	222,4	215	208
Потребляемая мощность в режиме S1, кВт	218,8	216	201,5
Номинальная мощность в режиме S1, кВт	200		161
Номинальная мощность в режиме S4, кВт	212	210	180
Продолжительность включения, %	60		
Частота включений, ч ⁻¹	30		
Коэффициент инерции	1,2		
Коэффициент увеличения мощности	1,19	1,24	-
КПД, %	91,4	92,2	89,0
Cosφ	0,868	0,88	0,85
Превышение температуры обмотки статора, °С	145		
Потери в стали, Вт	3870	3790	4500
Добавочные потери, Вт	870	830	1014
Пусковой момент, Н·м	2420	2500	2500
Минимальный момент, Н·м	-	-	1820
Критический момент, Н·м	3410	3800	2970
Ударный момент, Н·м	2750	2700	3100
Ударный ток, А	1800	1750	1950
Время разгона, с	0,3	0,25	0,41
Уровень звукового давления, дБ	-	73	92

электропроводности материала паза ротора по высоте пусковой момент увеличивается на 30...40 % при увеличении значения критического момента; к) дина-

мические характеристики (ударный момент и ток, время разгона) более благоприятны в связи с ростом пускового момента и отсутствием провалов в кривой

моментов; л) так как заливка роторов медью и ее сплавами не дает брака в короткозамкнутой обмотке, то не происходит искажения магнитного поля, при этом частично демпфируются свободные и резонансные колебания тока от высших гармонических, что обеспечивает снижение уровня звукового давления (шума) ВАД в среднем на 14...20 дБ; м) сокращается длина активной части ВАД в среднем на 15% при сохранении мощности и превышения температуры обмотки статора; н) расхождение расчетных и экспериментальных параметров и характеристик в основном не превышает допустимых пределов, а точность расчетов составляет $\pm (5...10)\%$.

В связи с тем, что продолжительность включения (ПВ) возрастает с 40 до 60%, а допустимая частота включения – с 25 до 30 ч⁻¹, производительность горной машины (комбайна) возрастает в среднем на 20%.

Эксплуатационные испытания опытных образцов ВАД с ЛМКО ротора выполнены с целью определения их надежности и принятия решения о постановке на серийное производство. Опытные образцы были установлены в приводе очистных комбайнов К103М, КА80, МК67И, проходческого комбайна 4ПП-2 и магистрального конвейера ЛУ-120.

Двигатель 2ЭКВ3,5-90 проходил эксплуатационные испытания на шахте "Великомостовская №10" (г. Червоноград, Львовской обл.). Шахта отнесена к сверхкатегорийным по метану и опасной по взрывчатости угольной пыли. Коэффициент сопротивляемости угля резанию составляет 225 кг/см, длина лавы – 170 м, мощность пласта угля – 1,36 м, угол падения – до 4°. Привод комбайна К103М двухдвигательный, скорость подачи комбайна до 5 м/мин. Диаграмма тока приведена на рис. 2.

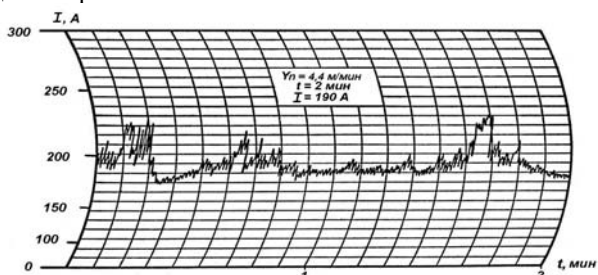


Рис. 2. Диаграмма тока 2ЭКВ3,5-90 при работе комбайна К103М, участок № 3, шахта № 10 "Великомостовская"

Двигатель 2ЭКВ3,5-210 испытывался на шахте им. Героев Космоса (г. Павлоград, Днепропетровской области). Шахта сверхкатегорийная. Коэффициент сопротивляемости угля резанию равен 300 кг/см, длина лавы – 198 м, мощность пласта – 0,55...0,98 м, угол падения – 2...4°. Скорость подачи комбайна КА80 до 2,5 м/мин. Диаграмма мощности приведена на рис. 3.

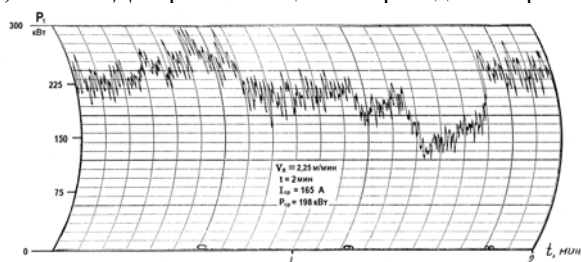


Рис. 3. Диаграмма мощности ЭКВ3,5-210 при работе комбайна КА-80, участок № 4, "Шахта им.Героев Космоса" ГХК "Павлоградуголь"

Двигатель ЭКВ4-140 проходил эксплуатационные испытания на шахте "Степная" (г. Першотравенск, Днепропетровской обл.). Шахта сверхкатегорийная. Коэффициент сопротивляемости угля резанию – 300 кг/см, длина лавы – 200 м, мощность пласта – 0,7...1,0 м, угол падения до 35°, скорость подачи комбайна МК67И до 2,7 м/мин. Диаграмма мощности приведена на рис. 4.

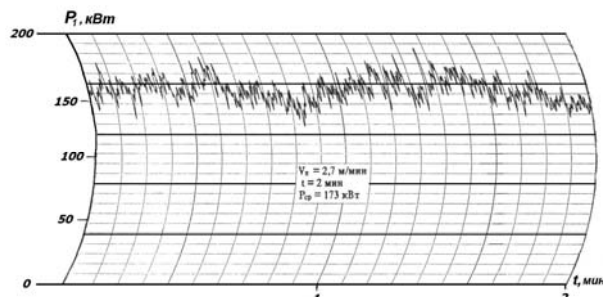


Рис. 4. Диаграмма мощности ЭКВ4-140 при работе комбайна МК67И, участок № 2, шахта "Степная"

Двигатель 4ЭДКО4-110 привода проходческого комбайна 4ПП2 работал на той же шахте в смешанном забое конвейерного штрека (25% угля и 75% породы с пределом прочности до 80 МПа), угол наклона $\pm 12^\circ$, длина тупиковой выработки до 500 м, площадь поперечного сечения забоя – 16 м². Диаграмма мощности приведена на рис. 5.

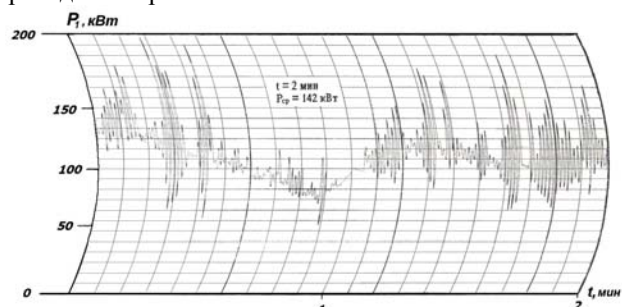


Рис. 5. Диаграмма мощности 4ЭДКО4-110 при работе проходческого комбайна 4ПП2, участок УПР-1, шахта "Степная" ГХК "Павлоградуголь"

Двигатель ВАО2-315L6 привода ленточного конвейера ЛУ120 длиной 1320 м с шириной ленты 1200 мм для транспортировки горной массы крупностью кусков угля до 500 мм и породы до 300 мм работал на той же шахте при скорости движения ленты 1,35 \pm 0,25 м/с.

Отказов всех этих ВАД за время эксплуатационных испытаний не установлено.

Опыт работы очистных комбайнов К103М и КА-80 с новыми двигателями 2ЭКВ3,5-90 и 2ЭКВ3,5-210 с ЛМКО ротора подтвердил правильность выбора направления модернизации ВАД с точки зрения повышения их надежности, а также увеличения мощности, перегрузочной способности при уменьшении длины активной части на 15% (у 2ЭКВ3,5-90). Такие же результаты получены при работе очистных комбайнов 2ГШ-68Е и ГШ-68К и струговых установок СО-75, СН-75 и УСВ-2У с двигателями ЭКВ4-160-3, ЭКВ4-160-3М, ЭКВ4УС2М и ЭВ5УС с ЛМКО ротора.

Технологические аспекты изготовления ВАД с ЛМКО ротора. Анализ методов заливки обмоток роторов показывает, что заводы электротехнической промышленности освоили ряд способов заливки (на машинах литья под давлением, центробежный, вибрационный и статический) для АД с ЛАКО ротора. Технологического процесса заливки обмоток роторов медью не было, что потребовало поиска различных оригинальных технических решений. В связи с этим был принят прогрессивный метод плавки меди в электропечи типа ИСТ-0,16 (0,24). Индукционная печь позволяет быстро расплавлять медь (20 мин), а электромагнитное перемешивание металла обеспечивает интенсивную дегазацию.

Технология позволяет приготовить расплав меди с повышенной электропроводностью, отличается введением экспресс-контроля электропроводности расплава с поэтапным раскислением по результатам измерений фактической электропроводности.

Новая технология заливки совершенствует известный способ гравитационного заполнения горизонтально расположенной формы с применением: теплоизоляции сердечника по наружной цилиндрической поверхности; подогрева сердечника в собранной литейной форме; вибрации формы в процессе заливки (при массе меди свыше 20 кг).

Непрерывным условием стабильного получения бездефектных отливок обмоток роторов по новой технологии является оценка степени технологичности для литья конструкций клеток роторов и улучшения ее за счет увеличения приведенной толщины стержней. Доказана необходимость введения показателей технологичности обмотки ротора как дополнительного условия при поиске на ПЭМВ оптимального варианта конструкции ВАД.

Для повышения стойкости кокилей используется специальное защитное покрытие их рабочей поверхности. Флюс, под слоем которого плавят медь, покрывая ее поверхность в индукционной печи, предохраняет от окисления.

Плавка ведется с расчетом одновременной готовности к заливке как меди, так и кокиля с сердечником ротора, нагретых до определенной температуры.

Создана новая технология изготовления роторов с ЛМКО экономичных ВАД мощностью от 1,1 до 400 кВт, которая ориентирована на применение только **отечественных** материалов и технологического оборудования [13].

Оригинальная экологически чистая и энергосберегающая технология заливки обмоток роторов медью и её сплавами, разработанная в УкрНИИВЭ, позволяет значительно упростить и удешевить заливку и полностью устранить брак, имеющий место при ЛАКО ротора.

Патентная защита. Конструкция ротора с ЛМКО и анизотропными свойствами медного сплава стержня ротора защищена патентом Украины № 27993 [14], а технология его изготовления – патентом № 21968 [15]. Патент № 27993 отмечен Почетной грамотой Государственного Департамента интеллектуальной собственности за 1-ое место в номинации

"Энергетика" на конкурсе Украины "Лучшее изобретение 2001 года".

Таким образом, то, что зарубежные фирмы планируют достичь в области изготовления АД с ЛМКО ротора к 2005...2007 годам (и лишь для двигателей мощностью до 200 кВт), в Украине выполнено на серийных образцах ВАД для привода горных машин мощностью до 355 кВт и опытных образцах мощностью до 400 кВт (табл. 5).

По сравнению с аналогами новое поколение ВАД в тех же габаритах обеспечивает: повышение мощности в 1,3...1,7 раза; КПД – на 1,5...3,0%; перегрузочной способности – в 1,4...1,7 раза; показателей надежности – в 1,5...2,5 раза. При этом достигается снижение уровня звукового давления на 15...20 дБ, обеспечивается устойчивость режимов работы привода при стохастических нагрузках с частыми пусками (до 160 ч⁻¹), исключается возможность возникновения искрения обмотки ротора и повышается ее термостойкость.

ВАД нового поколения обеспечивают энергетическую **эффективность** на уровне 1...2 классов EFF1 и EFF2 (Европейский союз) и федерального Закона ЕРАСТ (США), требующих максимальных уровней КПД.

Особенностью технологии изготовления роторов ВАД является применение сплава с **повышенной** удельной электропроводностью (58...60 МСм/м) и высокими литейными и механическими свойствами: предел текучести – 57 МПа; временное сопротивление на разрыв – 214 МПа; относительное удлинение – 48%; относительное сужение – 50% [16].

Сплав имеет высокую **демпфирующую способность**, что способствует уменьшению вибрации и шумов. Например, у электродвигателей 2ЭКВ3,5-90 привода очистного комбайна К-103М с обмотками ротора из нового сплава уровни звукового давления в октавных полосах спектра частот ниже в среднем на 21 дБ.

Охрана окружающей среды. Ресурсо-энергосберегающая **экологически чистая технология прошла экспертизу** и согласование с Луганской областной санэпидемстанцией (Украина) и Государственной инспекцией охраны окружающей среды и природных ресурсов (Россия, Татарстан, г. Альметьевск).

Об экономической эффективности. Как показано в [6], у АД мощностью 11,2 кВт уменьшение потерь электроэнергии дает экономию последней 1600 кВт·ч/год. Важным экономическим критерием является увеличение срока службы АД с ЛМКО ротора в два раза по сравнению с аналогом. При этом оптимизированная конструкция ротора с медной обмоткой имеет активную длину 152,4 мм, а с алюминиевой – 165,1 мм.

Алюминий дешевле меди на 20...25 центов США за 1 кг, однако при использовании отходов меди в Украине эта разница практически нивелируется. Учитывая, что применение меди в роторе позволяет на 10...15% уменьшить длину активных частей, уменьшается соответственно расход меди в обмотке статора и в целом себестоимость АД с ЛМКО ротора становится дешевле АД с ЛАКО.

Перечень ВАД с литой медной обмоткой ротора

Тип	Мощность, кВт, в режиме работы	Напря- жение, В	Размеры сердечника ротора, мм		Масса медной обмотки ротора, кг
			диаметр	длина	
Комбайновые с водяным охлаждением					
ЭКВ 2,5-30	37 при S4-60, 30 ч ⁻¹	660	148	265	11,2
ЭКВ 3-55	65 при S4-60, 30 ч ⁻¹		173	320	11,6
ЭКВ 3,5-90; ЭКВ 3,5-200М	90, 100, 210 при S4-60, 30 ч ⁻¹	660, 1140	198	270; 600	14,6; 35,4
ЭКВ4-140 ЭКВ4-160-2М	160, 270 при S4-60,30 ч ⁻¹	660 1140	234	530; 605	46,1; 56,7
ЭКВ4-150	150 при S1	1140, 660	254	340; 406	43,3; 51,85
ЭКВ5-250В	250 при S1	1140	272	500	61,2
2ЭДКВФ315LB4	315 при S1		284	580	72,36
ЭКВ5-200-2, ЭВ5УС	315 при S4-60, 30ч ⁻¹ ; 200 при S4-90, 160ч ⁻¹	660, 1140	300	505	56,1
IEC-315 (Финляндия)	315 при S1		316	438	69,82
ЭКВ6-355	355 при S1	1140	340	470	99,42
Комбайновые с воздушным охлаждением					
4ЭДКО-110, 4ЭДКО4-120	120,140 при S4-60, 30 ч ⁻¹	660	230	510	50,25
Струговые с водяным охлаждением					
3ЭКВ4УС2	200 при S4-60, 120ч ⁻¹	660, 1140	230	510	44,7
Конвейерные с воздушным охлаждением					
2ЭДКОФ250; 2ЭДКОФ250 В4 2ЭДКВФ250 LA4	63...132, 200 при S1	1140/660	230	280; 510; 620	35,3; 44,7; 57,12
Двухскоростные конвейерные с воздушным охлаждением					
ЭДКВФ355 L12/4	132/400 при S1	1140, 660	380	605	134,3

Примечания:

1. Разработчик конструкций и технологий изготовления роторов с ЛМКО – УкрНИИВЭ.
2. Изготовители: ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К.Маркса" (г. Первомайск, Луганская обл.), Харьковский государственный приборостроительный завод им. Т.Г. Шевченко.
3. ВАД типа ЭДКВФ355 L12/4 рассчитан на частоту вращения – 485/1485 об/мин.
4. Испытания опытных образцов выполнены в Испытательном сертификационном центре взрывозащищенного электрооборудования в соответствии с ГОСТ 183-74, ГОСТ 7221-80, ГОСТ 11828-86, ГОСТ 19929-87 и др.

Расчеты показывают, что срок окупаемости дополнительных затрат, связанных с применением ЛМКО ротора, в ВАД мощностью 210 кВт составляет около 1 года, что вполне приемлемо.

По данным специалистов ПЭМЗ для ВАД с ЛМКО ротора со среднестатистической мощностью 125 кВт при годовом выпуске 4000 шт. экономия электроэнергии у потребителя составит 41,5 млн. кВт·ч/год, а общий экономический эффект – не менее 6,0 млн. евро [17].

Задачи дальнейших исследований взрывозащищенных АД с ЛМКОР состоят в:

а) оптимизации параметров паза ротора и всей конструкции АД для различных применений, в частности, с учетом некоторых рекомендаций [18];

б) совершенствовании конструкции и системы охлаждения АД для дальнейшего повышения их технических показателей;

в) возможности применения высококачественных электротехнических сталей для улучшения энергетических показателей.

ВЫВОДЫ

1. Изготовление литых медных обмоток роторов АД нового поколения на базе новой техногенно-экологически чистой ресурсо-энергосберегающей технологии признано одним из приоритетных направлений электромашиностроения XXI века.

Надежность, экономичность, соответствие требованиям международных норм – эти характеристики позволяют взрывозащищенным АД нового поколения занять прочные позиции на внутреннем и внешних рынках, так как они обеспечивают повышение полезной мощности, КПД, показателей надежности, улучшение формы механической характеристики, устойчивы в режимах работы с частыми пусками (до 160 ч⁻¹).

2. Электродвигатели нового поколения обеспечивают:

- повышение энерговооруженности электропривода на 30...70% путем увеличения мощности АД без изменения установочно-присоединительных и габаритных размеров;

- устранение провалов в механической характеристике АД, повышение кратности пускового момента на 20...30%, а максимального момента – в 1,4...1,7 раза;

- повышение КПД на 1,5...3,0% и показателей надежности в 1,5...2,5 раза, в т.ч. полное устранение отказов по причине выхода из строя (выплавления) обмотки ротора;

- снижение уровня звукового давления на 15...20 дБ.

3. При годовом выпуске АД с медной литой обмоткой ротора 4000 шт. – экономический эффект составит около 6 млн. евро ежегодно благодаря росту производительности добычной горной техники, увеличению срока службы АД, уменьшению простоев, снижению удельного расхода электроэнергии и себестоимости продукции.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Мартовицкий В.Д. Техническое перевооружение угольной промышленности – интенсификация добычи и повышение уровня безопасности // Старопромислові регіони Західної і Східної Європи в умовах інтеграції : Зб. наук.пр.-Донецьк: ДонНТУ, 2003.-С. 116-119.
- [2] Вербовий А.П. Перспектива впровадження високо-ефективних енерго-зберігаючих асинхронних двигунів // Енергоінформ.- 2000.- № 23 (67).
- [3] Classifying motors according to energy efficiency // Siemens Automation and Drives. July, 2000.
- [4] Schetku L. Progress ricents dans la cauquile en cogutele des alliges an cuivre // Fenderic Belge (Belge).- 1968. № 38(1).- P. 5-19.
- [5] Проект стоимостью 2 миллиона долларов с целью применения медной обмотки в роторе электродвигателя. \$ 2m project aims to revive copper rotors for motors / Sacks Tony // Elec. Rev. (Gr.Brit.) [Elec.Rev.Int.]-1996.- 229, № 18.-С. 4.-Англ.
- [6] Альбертъян Н.А., Безрученко В.А. Резервы повышения коэффициента полезного действия двигателя.- ЭЛЕКТРО. Электротехника, электроэнергетика, Электротехническая промышленность, 2004.-№-С. 44.
- [7] Peters D.T., Van Son D.J., Cowie J.D., Brush E.F. "Improved Motor Energy Efficiency and Performance through the Die-Cast Copper Rotor", Proc. of ICEM 2002 15th Intl Conference on Electrical Machines, Brugge, Belgium, August 2002, P. 117 (Book of Abstracts).
- [8] 04.06-21И.36. Резервы повышения коэффициента полезного действия асинхронных двигателей за счет применения медных литых короткозамкнутых обмоток. Kupfer-Druckgusslaufer-Shaffer sie den Durchbruch/ Greiner H.Elek. Masch. 2003. 82, №9, с.6-11, 5 ил. Библ.5.Нем. // РЖ.21И.Электрические машины и трансформаторы.-2004.-№6.-с. 4.
- [9] A.Ansel, O.Walti, S.F.Brundy. "Influence of copper pressure die-casting on induction machine magnetic behaviour". ICEM-2000, August, 2000, Espoo (Finland), Helsinki, P. 368-372.
- [10] F.Parasiliti, M.Villani, C.Paris, O.Walti. "Three-phase induction motor efficiency improvements with die-cast copper rotor cage and premium steel". SPEEDAM 2004, June 2004, Capri (Italy), P. 338-343.
- [11] Bruch E.F., Jr., Peters D.T., Cowie J.D., Doppelbauer M. Kimmich R. "Recent Advanced in Development of the Die-cast Copper Rotor Motor", Proc. of ICEM 2004 16 th Intl Conference on Electrical Machines, Crakow, Poland, September 2004, P.959-960 (Book of Digests, vol 3).
- [12] The induction motor– a state of the-aik technology? / Williamson Steve// Power Eng.J.-1996.-N6.-P. 247-254.
- [13] Чувашев В.А., Бурковский А.Н., Папазов Ю.Н., Чуванков В.Ю. Повышение энергетических показателей взрывозащищенных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб.науч. тр. УкрНИИВЭ. - Донецк: ООО "Юго-Восток, Лтд", 2005. - С. 155-166.
- [14] Пат. № 21968 Украина, МКИ6 В22 Д 19/01. Спосіб виготовлення литих короткозамкннутих роторів електродвигунів / Чувашев В.А., Костиця В.Г., Захарченко П.І., Диренко В.Г., Ширнін І.Г., Фіщенко С.П., Гіндес Л.П. -А1 №1072344; Заявл. 10.01.90; Опубл. 30.04.98; Бюл. № 2.- 4 с.
- [15] Пат. №27993 Україна, МКИ6 Н02К 17/16. Ротор електричної машини / Тахаутдінов Ш.Ф., Чувашев В.А., Захарченко П.І., Чуванков В.Ю., Броді В.Я та інші.- № 98052708; Заявл.26.05.1998; Опубл.16.10. 2000; Бюл. №5.-3 с.
- [16] Чувашев В.А. Концептуальные основы создания взрывозащищенных асинхронных двигателей с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора. Проблемы підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах: Матеріали наук.-техн.конф. м. Севастополь, 19-23 вересня 2005р.-Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2005.-139 с.
- [17] Програма создания асинхронных электродвигателей нового поколения на базе техногенно-экологически чистой технологи изготовления медных литых обмоток короткозамкнутых роторов на период 2000-2003 гг., Первомайск, Луганской обл., 2000.- 28 с.
- [18] Чувашев В.А., Чуванков В.Ю., Железняков А.В., Папазов Ю.Н., Демченко В.Н., Оленченко А.В., Велков А.А. Исследования взрывозащищенных асинхронных двигателей с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора. Проблемы підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах: Матеріали наук.-техн.конф. м.Севастополь, 19-23 вересня 2005р.-Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2005.- С. 140-143.

Поступила 26.05.06

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАГНИТОПРОВОДА СТАТОРА АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ИЗ ЖЕЛЕЗОКОБАЛЬТОВЫХ СПЛАВОВ

Шарабан Ю.В.

Государственное предприятие "Харьковское агрегатное конструкторское бюро"

Украина, 61023, Харьков, ул. Сумская, 132, ГП "ХАКБ"

тел. (057) 707-02-71, факс (057) 707-02-73, e-mail: khadb@ukr.net

Наведено опис технології виготовлення магнітопровода статора авіаційних електродвигунів зі сплавів з високою індукцією насичення.

Приведено описання технології виготовлення магнітопровода статора авіаційних електродвигателів із сплавів з високою індукцією насичення.

К авиационным электрическим машинам предъявляются более высокие требования, чем к общепромышленным. Основными требованиями являются [1]: надежность и безотказность, минимальные габариты и масса, высокая прочность и стойкость, независимость работы от изменяющихся внешних воздействующих факторов и положения в пространстве и т.п.

Оптимально спроектированная электрическая машина будет удовлетворять необходимым требованиям при условии правильного изготовления ее узлов и сборки.

Перспективным направлением в авиационном электромашиностроении является применение для изготовления магнитопроводов сталей с высокой индукцией насыщения, например, железокобальтовых сталей типа 27 КХ и 49К2ФА. Эти стали позволили поднять средний уровень индукций в магнитопроводах до 2,2Тл при приемлемом уровне удельных потерь, в результате чего уменьшились габариты и масса электрических машин. Однако внедрение этих сталей сопряжено с целым рядом трудностей, основной из которых является высокая чувствительность кобальтовых сплавов к механическим воздействиям (удары, сжатие, механическая обработка). Допустимая величина удельного давления на материал, которая еще не приводит к значительному снижению магнитных свойств, составляет примерно 196-392 кПа (2-4 кг/см²) [2]. Указанное ограничение заставляет разрабатывать новые технологии изготовления магнитопроводов из кобальтовых сплавов. Этот вопрос в литературе освещен недостаточно, информации о применении в Украине указанных сплавов для электродвигателей не найдено.

Целью настоящей работы является разработка технологии изготовления магнитопровода статора из железокобальтовых сплавов для электродвигателей авиационных агрегатов, которая обеспечивает получение и сохранение максимально возможных магнитных свойств магнитопровода и является оптимальной для мелкосерийного производства электрических машин.

Большинство магнитопроводов выполняют шихтованными из штампованных листов. В зависимости от вида производства (опытное, мелкосерийное, серийное) применяют пазовую, раздельную или компа-

ундную штамповку.

В настоящее время промышленностью выпускается лента из стали 49К2ФА толщиной 0,2 мм, которая имеет ширину 135 мм.

В мелкосерийном производстве она предварительно разрезается на квадраты и штампуется пазовым штампом на пазовом прессе.

Качество вырубki зависит от заточки штампа и величины зазора между пуансоном и матрицей. Для указанной стали этот зазор должен быть от 5 до 20 мкм [3], пуансон должен углубляться в матрицу при штамповке не более чем на 1,5 толщины штампуемого листа.

При появлении заусенцев, которые замыкают листы между собой и приводят к повышению потерь в стали, вводится дополнительная операция по их снятию на гратосъемных станках (рис. 1)

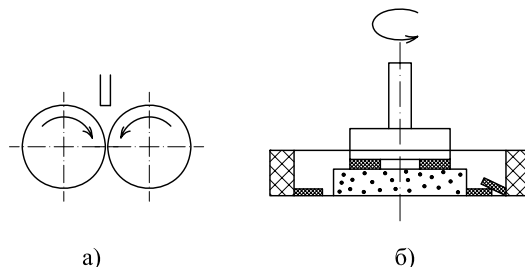


Рис. 1. Схема снятия заусенцев: а) шлифование периферией круга; б) зачистка торцом круга.

Так как магнитные свойства кобальтовых сплавов обладают повышенной чувствительностью к механическим воздействиям [4] и снижаются при любых видах деформаций, перед сборкой магнитопроводов листы подвергаются термообработке в магнитном поле. Термагнитная обработка способствует улучшению магнитных свойств [5] (возрастанию магнитной индукции и магнитной проницаемости, снижению коэрцитивной силы и удельных потерь) магнитопроводов за счет создания в сплаве магнитной текстуры в заданном направлении, которая соответствует направлению магнитного потока в магнитопроводе в рабочем режиме. Магнитные параметры сплава 49К2ФА при термообработке в магнитном поле и без него приведены в табл. 1.

Таблица 1

Марка сплава	Толщина, мм	Способ термообработки	Магн. индукция, В, Тл при напряженности поля Н, А/м			Коэрцитивная сила, Н _с , А/м	Удельные потери, Р, Вт/кг	
			В ₄₀₀	В ₁₀₀₀	В ₂₅₀₀		Р _{1,8/400}	Р _{2/400}
49К2ФА	0,2	ТО	1,85-1,96	2,08-2,15	2,2-2,24	40-45	32-39	48-55
		ТММО	2,06-2,17	2,16-2,24	2,26-2,36	18-27	21-30	28-39

ТО – термообработка по ГОСТ 10160-75;

ТММО – термомангнитно-механическая обработка.

Вместе с листами на термообработку поступают контрольные образцы-свидетели, изготовленные из материала той же плавки или партии. Перед началом термообработки листы и образцы обезжиривают и во избежание спекания при отжиге пересыпают окисью алюминия (глиноземом).

Кобальтовые сплавы являются анизотропными, в процессе термообработки структурные изменения материала приводят к изменению геометрических размеров листа (увеличению внутреннего диаметра и появлению эллиптичности). Эти отклонения можно устранить в дальнейшем механической обработкой собранного пакета, но при этом ухудшаются магнитные свойства материала. Поэтому гораздо эффективнее производить отжиг листов в приспособлении (рис. 2) на калибрующих термооправках, которые при правильном их расчете за счет расширения при нагреве обеспечивают требуемые размеры, калибруют листы по внутреннему диаметру и исключают последующую механическую обработку магнитопровода. Термооправка 1 изготовлена из немагнитной стали 12Х18Н10Т, устанавливается на основание 2 с теплоизолятором 3; листы 7 шихтуются по внутреннему диаметру и прижимаются грузами 4, которые поджимаются кронштейном 5 с помощью клиньев 6. Усилие сжатия деталей при этом должно быть не более 294-392 кПа (3-4 кг/см²). Рабочий диаметр термооправки определяется по формуле:

$$D = \frac{d \cdot (1 + \alpha \cdot T)}{1 + \alpha_1 \cdot T}, \text{ мм,}$$

где d – внутренний диаметр листов, мм; α – коэффициент линейного расширения материала листов при температуре термообработки, 1/°С; α_1 – коэффициент линейного расширения материала оправки в интервале температур термообработки, 1/°С; T – температура термообработки, °С.

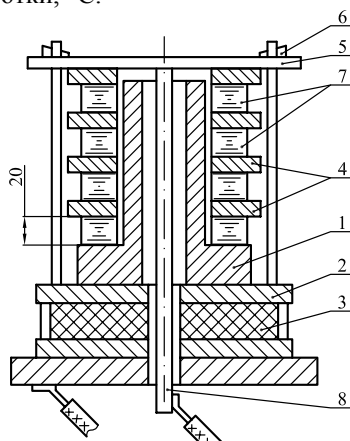


Рис. 2. Приспособление для отжига

Термооправка подлежит перепроверке после 30 циклов термообработки.

Перед началом отжига в вакуумных печах проверяется натекание. При этом при достижении остаточного давления в печи не более 0,133Па (1·10⁻³ мм рт. ст.) перекрывается кран; работу в печи разрешается производить в том случае, если в течение 30 минут остаточное давление в ней будет не более 0,8 Па (6·10⁻³ мм рт. ст.)

Отжиг листов производится в печи типа СЭВ-3,3 в вакууме с остаточным давлением не более 0,133Па (1·10⁻³ мм рт. ст.) по следующему режиму: нагрев со скоростью 300-500°С/ч до температуры (820±20)°С, выдержка 3-5 часов, затем охлаждение в магнитном поле со скоростью 300-600°С/ч до 400°С, далее произвольно в вакууме до температуры 150°С.

Продольное магнитное поле включается за 15 минут до окончания изотермической выдержки в печи и поддерживается до момента охлаждения печи до температуры 300°С. Оно создается током, протекающим по стержню 8 приспособления (рис. 2), который рассчитывается по формуле [6]:

$$I = \pi \cdot H \cdot D_{cp}, \text{ А,}$$

где H = (1200-1600) А/м – напряженность магнитного поля; D_{cp} – средний диаметр листов магнитопровода, м.

При выявлении в процессе контроля несоответствия магнитных свойств материала установленным требованиям, допускается повторная термообработка.

После отжига в вакууме листов магнитопроводов производится их термовоздушная оксидация. Листы обезжириваются, помещаются в печь с песчаным затвором, выдерживаются при температуре 440-460°С в течение 40 минут и охлаждаются непосредственно на воздухе. Такой экспериментально подобранный режим обеспечивает получение довольно эластичной окисной пленки толщиной около 5 мкм.

Поскольку при сборке сердечников недопустимо применять механические удары, рихтовку, стягивание и сварку, то практически единственным способом сборки магнитопровода статора является его склейка. На предварительно обезжиренные нефрасом поверхности листов наносится термостойкий клей ВК-26М (рабочие температуры до 250-280°С) в три слоя валковым способом по рис.3 или суммарный расход клея должен быть в пределах 150-300 г/м², при этом толщина клеевой пленки должна быть равна 4-8 мкм на сторону.

После нанесения каждого слоя происходит сушка при температуре 15-30°С в течение 30 минут и последующего слоя в течение 1,5 ч.

Срок хранения лакированных листов до сборки не

должен превышать 30 дней. Хранить листы необходимо в спецтаре на ребре.

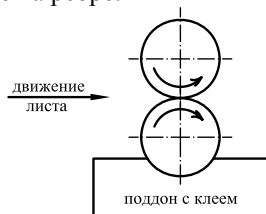


Рис. 3. Схема установки для нанесения клея

Для сборки пакетов листы шихтуются на специальной оправке (рис. 4) по внутреннему диаметру и установочным пальцам в пазах листов. Оправка может иметь стальную разрезную гильзу 1 или сплошную стальную гильзу со вставкой 2 из бронзы, латуни, которая при нагревании, расширяясь, дополнительно калибрует внутренний диаметр пакета статора с целью исключения последующей его механической обработки. На оправку предварительно наносится разделительная смазка СКТ. Пакет 3 опрессовывается на прессе до размера, указанного в чертеже, фиксируется в этом положении и снимается с прессы.

При этом удельное давление при опрессовке и склеивании пакета из стали 49К2ФА должно быть не более 294-490 кПа (3-5 кг/см²). После этого происходит сушка при температуре 180-200°C в течение 30-60 мин, дополнительная подпрессовка и запекание при температуре 250°C в течение трех часов. Остывший пакет снимается с оправки, убираются остатки клея, на торцы приклеиваются крайние изоляционные листы для предотвращения повреждения изоляции обмотки о кромку стального листа при выходе из паза.

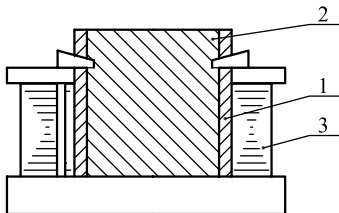


Рис. 4. Оправка для склейки

Наиболее прогрессивным технологическим процессом сборки пакетов является способ капиллярной склейки эпоксидными компаундами ЭК-1М или УП-505. При этом собранный и слегка подпрессованный пакет после нагревания в печи до температуры 180°C в горизонтальном положении промазывается по наружному диаметру эпоксидным компаундом, который под действием капиллярного эффекта проникает внутрь пакета между листами, обеспечивая одновременно склейку и изоляцию. После этого пакет дополнительно подпрессовывается, запекается при температуре 180°C в течение 6 часов и охлаждается вместе с печью до комнатной температуры.

Механическая обработка пакетов магнитопроводов должна осуществляться шлифовкой с минимальными припусками и малой подачей резания, чтобы избежать больших механических воздействий, а также наволакивания материала с образованием поверхностных мостиков, которые могут стать источниками дополнительных поверхностных потерь. По этой же

причине необходимо избегать распиловки пазов. Биение наружного диаметра относительно внутреннего должно быть не более 0,05мм. Уменьшение размеров паза "в свету" по сравнению с размерами паза "в штампе" при диаметрах пакета до 200 мм должно быть не более 0,1-0,15 мм.

Полностью подготовленный пакет магнитопровода поступает для укладки обмотки статора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Применение железокобальтовых сталей для изготовления магнитопроводов электродвигателей и других электрических машин позволяет уменьшить их массогабаритные показатели.

2. Максимально возможные магнитные свойства сталей достигаются благодаря их термомагнитной обработке – отжигу в вакууме и в магнитном поле.

3. Применение термооправок, калибрующих диаметры листов магнитопроводов при их отжиге позволяет повысить точность размеров и исключить последующую механическую обработку собранных пакетов.

4. Способ капиллярной склейки пакетов магнитопроводов способствует уменьшению потерь за счет надежной изолировки листов; увеличению коэффициента заполнения стали и уменьшению трудоемкости их производства.

5. Для сохранения полученных высоких магнитных свойств магнитопроводов, необходимо избегать больших усилий прессования и натягов при установке в корпус электродвигателя.

6. Асинхронные электродвигатели различных мощностей от 800Вт до 15кВт, магнитопроводы статоров которых изготовлены в ГП "ХАКБ" по приведенной технологии, имеют стабильно высокие энергетические показатели, применяются для приводов различных гидравлических насосных станций, автономных рулевых приводов летательных аппаратов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Комисар М.И. Авиационные электрические машины.- М.: Оборонгиз, 1959.-500 с.
- [2] Науменко В.И. Конструирование электрических машин летательных аппаратов: Учебное пособие.-М.: МАИ, 1987.-52 с.
- [3] Виноградов Н.В. Производство электрических машин Учебное пособие для вузов. Изд. 2-е, переработ. М.: "Энергия", 1970. 288 с.
- [4] Гетья А.Н., Шарабан Ю.В., Матусевич В.А.. Вопросы применения железокобальтовой стали в электродвигателях авиационных агрегатов. // Вестник НТУ "ХПИ". - 2003.-№11.-С. 28-35.
- [5] Способ термомагнитно-механической обработки магнитопроводов из железокобальтовых сплавов: А.с. №1463771 СССР, МКИ С21D 1/04./ В.Н. Воробьев, О.С. Сорокина и др. (СССР).-№4308894/23-02; Заявлено 29.06.87,. Оpubл. 07.03.89, Бюл. №9.
- [6] Справочник технолога-приборостроителя: в 2-х т./ Под ред. Е.А. Скороходова –М.: Машиностроение, 1980, 463 с.
- [7] ГОСТ 12119.0-98 Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств. Общие требования.

Поступила 04.04.2006

ДВЕНАДЦАТИТОЧЕЧНЫЙ МЕТОД И ТРЁХМОДУЛЬНАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Дегтярёв А.В., аспирант

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, кафедра метрологии и измерительной техники

тел. (057) 702-13-31, факс (057) 702-13-31, e-mail: degt@kture.kharkov.ua

Запропановано метод та систему вимірювання магнітних моментів технічних об'єктів. Розроблено алгоритм для виключення впливу мультипольних завад просторових гармонік магнітного поля на результаті вимірювання. Отримано математичну модель вимірююмого сигналу. Оцінено методичну похибку.

Предложен метод и система измерения магнитных моментов технических объектов. Разработан алгоритм для исключения влияния наиболее весомых мультипольных помех пространственных гармоник магнитного поля на результаты измерения. Получена математическая модель измеряемого сигнала. Оценена методическая погрешность

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время область применения магнитных измерений интенсивно расширяется. Во многих отраслях науки, техники, промышленности (авиакосмическая промышленность, судостроение, геофизика, космические исследования, проектирование и эксплуатация электрооборудования) необходимо располагать информацией о параметрах внешнего магнитного поля (ВМП) в определённых точках окружающего пространства. Такие задачи возникают при необходимости оценить влияние ВМП источника (электрооборудования, корабля, спутника) на магниточувствительных устройства, объекты микромагнитоэлектроники, магнитометрические приборы. Кроме того, уровень ВМП определяет безопасность жизнедеятельности человека [1, 2].

Одной из важных составляющих решения проблем электромагнитной совместимости, магнитной экологии, навигации, магнитной защиты судов является создание высокоточных методов, устройств и систем измерения регламентированных магнитных параметров источников ВМП. Согласно действующим нормативным документам [3] регламентированными магнитными параметрами для источников ВМП являются величины их дипольных магнитных моментов (ДММ), которые являются постоянными величинами, независимыми от координат точек наблюдения. Это позволяет по известным значениям ДММ источника поля аналитически оценить уровень напряженности ВМП в заданных зонах внешнего пространства.

Известные методы и измерительные системы имеют недостатки по точности измерения, количеству измеряемых компонент ДММ и др. Поэтому исследования, направленные на создание высокоточных магнитометрических методов и средств измерения являются актуальными и решают важную проблему, которая имеет научное и практическое значение.

Цель настоящей работы - создание совокупности эффективного метода и средства измерения магнитных параметров источников ВМП, которые обеспечивают повышение достоверности результатов контроля электромагнитной обстановки в заданных зонах промышленных, энергетических и других объектов, не-

обходимых для решения ряда практических задач по электромагнитной совместимости и магнитной экологии. Для достижения поставленной цели решались следующие задачи: получить аналитическое описание ВМП источника, разработать метод измерения ДММ и реализующую его измерительную систему; создать алгоритм по исключению влияния наиболее весомых мультипольных помех на результаты измерения, получить математическую модель структуры измеряемого сигнала и оценить методическую погрешность.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Точность контроля параметров магнитного поля объекта определяется характером источника поля, выбором точек наблюдения, степенью соответствия предложенной математической модели магнитного поля реальному ВМП. Кроме того, задача контроля параметров ВМП осложняется наличием нестационарных помех внешних источников.

Исследования показали, что оптимальное решение задач контроля напряженности поля и магнитных моментов n -го порядка достигается применением для описания постоянных и квазипеременных ВМП мультипольной теории поля. В соответствии с данной теорией математическая модель ВМП источника для области внешнего пространства представляется полем эквивалентного эксцентричного магнитного диполя в виде потенциального ряда, постоянные коэффициенты которого равны мультипольным магнитным моментам - диполю, квадруполью, октуполью и т.д., расположенным в центре принятой системы координат, связанной с источником поля [4]. Развитие мультипольной концепции привело к созданию точечных методов и средств измерения для пространственного гармонического анализа магнитного поля источника.

В соответствии с мультипольной моделью скалярный магнитный потенциал источника магнитного поля для области внешнего пространства, где плотность тока равна нулю и $\text{rot}H = 0$, можно аналитически описать сферическим гармоническим рядом в виде суммы мультиполей дипольной, квадрупольной, октупольной и т.д. составляющих магнитного поля

$$U = \frac{1}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+1}} \sum_{m=0}^n (g_{nm} \cos m\varphi + h_{nm} \sin m\varphi) P_n^m(\cos\theta), \quad (1)$$

где R, φ, θ - сферические координаты точки наблюдения; g_{nm}, h_{nm} - постоянные коэффициенты гармонического ряда, равные мультипольным магнитным моментам; $P_n^m(\cos\theta)$ - присоединённые полиномы Лежандра первого рода.

Анализ ряда (1) показывает, что магнитное поле источника имеет сложный пространственно-гармонический характер. Поэтому задача измерения коэффициентов g_{10}, g_{11}, h_{11} , равных ДММ M_x, M_y, M_z источника поля, сводится к избирательному их выделению из полного спектра мультиполей ВМП.

Рассмотрим двенадцатичеточный метод измерения ДММ, на примере измерения осевого ДММ M_z . Метод реализуется измерительной системой (ИС). Для обеспечения требуемой точности измерения ДММ предложен модульный принцип построения ИС, который предполагает применение трёх групп идентичных датчиков - модулей, расположенных вокруг исследуемого источника ВМП в экваториальной плоскости на трёх окружностях заданных радиусов R_1, R_2, R_3 в точках со значением угловой координаты $\varphi_i = (i-1)90^\circ, \varphi_k = (k-1)90^\circ, \varphi_p = (p-1)90^\circ$, где $i = 1...4, k = 5...8, p = 9...12$ - номера датчиков первого, второго и третьего измерительных модулей. Магнитные оси катушек трёхмодульной системы датчиков ориентированы параллельно полярной оси принятой системы координат и измеряемому ДММ источника ВМП.

При измерении осевого ДММ на магнитные оси катушек датчиков 1...12 воздействует осевая компонента напряженности магнитного поля источника, которая описывается гармоническим рядом

$$H_\theta = -\frac{1}{R} \cdot \frac{\partial U}{\partial \theta} = -\frac{1}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} R^{-(n+2)} \times \sum_{m=0}^n (g_{nm} \cos m\varphi + h_{nm} \sin m\varphi) \partial P_n^m(\theta = 90^\circ) / \partial \theta. \quad (2)$$

Для удобства анализа запишем выражение (2) в развёрнутом виде, ограничившись гармоникой $n = 5$:

$$H_\theta(\theta = 90^\circ) = \frac{1}{4\pi R^3} g_{10} + \frac{1}{4\pi R^4} 3(g_{21} \cos \varphi + h_{21} \sin \varphi) + \frac{1}{4\pi R^5} \left[-\frac{3}{2} g_{30} + 15(g_{32} \cos 2\varphi + h_{32} \sin 2\varphi) \right] + \frac{1}{4\pi R^6} \left[-\frac{1}{2} (g_{41} \cos \varphi + h_{41} \sin \varphi) + 7(g_{43} \cos 3\varphi + h_{43} \sin 3\varphi) \right] + \frac{1}{4\pi R^7} \left[\frac{1}{8} g_{50} - \frac{7}{2} (g_{52} \cos 2\varphi + h_{52} \sin 2\varphi) + 63(g_{54} \cos 4\varphi + h_{54} \sin 4\varphi) \right] + \dots \quad (3)$$

Согласно выражению (3) зональная гармоника первого порядка дипольной составляющей магнитного поля ($n = 1, m = 0$) пропорциональна коэффициенту

ту g_{10} , равному осевому ДММ M_z . Поэтому пространственные гармоники высшего порядка ($n \geq 2$) являются помехонесущими и вносят существенную погрешность в результат измерения M_z .

Под воздействием осевой компоненты напряженности магнитного поля H_θ (2) в измерительных цепях последовательно соединённых катушек 1z...4z, 5z...8z и 9z...12z трёхмодульной системы датчиков наводятся электрические сигналы, действующие значения которых определяются выражениями

$$E(R_1) = -\frac{1}{2k_f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{R_1^{n+2}} M_{zn},$$

$$E(R_2) = -\frac{1}{2k_f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{R_2^{n+2}} M_{zn},$$

$$E(R_3) = -\frac{1}{2k_f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{R_3^{n+2}} M_{zn}, \quad (4)$$

где k_f - постоянная катушек датчиков; M_{zn} - результирующий магнитный момент элементарных мультиполей n -ой гармоники ВМП источника:

$$M_{zn} = 4 \sum_{m=0}^n g_{nm} \cos^2 m45^\circ \cos^2 m90^\circ \partial P_n^m(\theta = 90^\circ) / \partial \theta. \quad (5)$$

Структура сигналов $E(R_1), E(R_2)$ и $E(R_3)$ состоит из полезных сигналов зональной гармоники первого порядка и мультипольных помех нечётных гармоник ($n=3,5,7,\dots$). При этом мультипольные помехи чётных гармоник в измерительных цепях равны нулю, так как за счёт оптимального расположения осевых катушек трёхмодульной системы датчиков и соответствующей их коммутации они компенсируют друг друга. Для исключения из структуры сигналов (4) наиболее весомых мультипольных помех третьей и пятой гармоник запишем уравнения (4) в виде матрицы

$$\begin{pmatrix} R_1^{-3} & R_1^{-5} & R_1^{-7} & \dots & E(R_1) \\ R_2^{-3} & R_2^{-5} & R_2^{-7} & \dots & E(R_2) \\ R_3^{-3} & R_3^{-5} & R_3^{-7} & \dots & E(R_3) \end{pmatrix} \quad (6)$$

и решим её относительно третьей и пятой гармоник

$$\begin{pmatrix} 2R_1^{-3} & 0 & 0 & \dots & E_I \\ 0 & (1-k_1^{-2/3})R_2^{-5} & (1-k_1^{-4/3})R_2^{-7} & \dots & E_{II} \\ 0 & 0 & (k_1^{2/3} - k_1^{-2/3})(k_1^{-2/3} - k_2^{2/3})R_3^{-7} & \dots & E_{III} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где $k_1 = R_2^6 / R_1^6, k_2 = R_3^3 / R_1^3$ исходя из условия $R_2^2 / R_1^2 = R_3 / R_1$.

В итоге получаем алгоритм определения результирующего сигнала, в котором мультипольные помехи третьей и пятой гармоники равны нулю.

$$E = \frac{2}{(k_2^{1/3} - 1)(k_2^{2/3} - 1)} \times [E(R_1) - k_2^{5/6} (1 + k_2^{1/3}) E(R_2) + k_2^2 E(R_3)]. \quad (8)$$

Запишем выражение (8) исходя из значений сигналов (4) и значения $R = R_1, R_2 = R_1 k_1^{1/3}, R_3 = R_1 k_2^{1/3}$ в виде гармонического ряда

$$E = -\frac{1}{k_f} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1-(-1)^n}{R^{n+2}} M_{zn} \times \frac{1-k_2^{(n-3)/6}}{k_2^{(n-3)/6}(k_2^{1/3}-1)} \left[1 - \frac{k_2^{(n-1)/6}-1}{k_2^{(n-5)/6}(k_2^{2/3}-1)} \right]. \quad (9)$$

Измеряемый сигнал, как следует из (9), состоит из полезного сигнала E_1 , создаваемого зональной гармоникой дипольной составляющей ВМП, и мультипольных помех нечётных гармоник, начиная с $n = 7$.

Подставим в (9) значение магнитного момента (5) и для удобства анализа запишем результирующий сигнал гармоническим рядом в виде полезного сигнала и суммы мультипольных помех нечётных гармоник, начиная с седьмой гармоники

$$E = \frac{8g_{10}}{k_f R^3} - \frac{4}{k_f} \sum_{m=7}^{\infty} \frac{1-(-1)^m}{R^{m+2}} \frac{1-(R_3/R_1)^{(m-3)/2}}{(R_3/R_1)^{(m-3)/2}(R_3/R_1-1)} \times \left\{ 1 - \frac{(R_3/R_1)^{(m-1)/2}-1}{(R_3/R_1)^{(m-5)/2}[(R_3/R_1)^2-1]} \right\} \times \sum_{m=0}^n g_{nm} \cos^2 m45^\circ \cos^2 m90^\circ \partial P_n^m(\theta=90^\circ)/\partial\theta. \quad (10)$$

Практическая реализация алгоритма (8) по исключению мультипольных помех гармоник $n=3,5$ из структуры результирующего сигнала осуществляется трёхмодульной ИС, структурная схема которой изображена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: 1,2,3 - модули датчиков; 4 - коммутирующее устройство; 5 - переключатель измерительных каналов; 6, 7, 9 - усилители; 8, 11 - сумматоры; 10 - компенсатор внешней помехи; 12 - измерительный прибор.

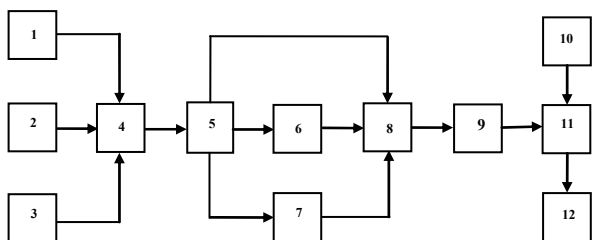


Рис. 1. Структурная схема трёхмодульной измерительной системы

Таким образом, трёхмодульная ИС обеспечивает, как следует из (10), отстройку от мультипольных помех чётных гармоник, а также от наиболее весомых мультипольных помех третьей и пятой гармоник. В этом случае ДММ определяется по данным измерения E (10) выражением

$$M_z = g_{10} = Ek_f R^3 / 8. \quad (11)$$

Наличие в измеряемом результирующем сигнале (10) мультипольных помех нечётных гармоник высшего порядка ($n \geq 7$) обуславливает появление мультипольной составляющей методической погрешности измерения осевого ДММ. Значение результирующей мультипольной составляющей методической погрешности описывается следующим выражением:

$$\delta = \frac{E-E_1}{E_1} = -\frac{1}{2g_{10}} \sum_{n=7}^{\infty} \frac{1-(-1)^n}{R^{n-1}} \times \frac{(R_3/R_1)^{4-n} - (R_3/R_1)^{(3-n)/2}}{(R_3/R_1)+1} \frac{1-(R_3/R_1)^{(n-3)/2}}{(R_3/R_1-1)^2} \times \sum_{m=0}^n g_{nm} \cos^2 m45^\circ \cos^2 m90^\circ \partial P_n^m(\theta=90^\circ/\partial\theta). \quad (12)$$

Таким образом, при измерении осевого магнитного момента на расстоянии двух габаритных размеров источника ВМП значение результирующей мультипольной составляющей методической погрешности равно $8 \cdot 10^{-3} \%$, что меньше мультипольной составляющей методической погрешности известного восьмиточечного метода ($\delta_8 = 0,43\%$) [5] в 53 раза.

ВЫВОДЫ

1. Разработанный двенадцатичеточный метод и реализующая его трёхмодульная ИС обеспечивают высокую точность измерения регламентируемых магнитных параметров вблизи источников ВМП на расстоянии полутора-двух их габаритных размеров.

2. Получены математические модели структуры измеряемого результирующего сигнала, а также мультипольной составляющей методической погрешности измерения ДММ, использование которых существенно упрощает оценку эффективности предложенного двенадцатичеточного метода измерения и реализующей его ИС.

3. Разработанная трёхмодульная измерительная система для пространственного гармонического анализа магнитного поля может быть использована при создании малогабаритных и мобильных магнитометрических испытательных стендов, предназначенных для контроля магнитных параметров электротехнических объектов, к которым предъявляются требования по маломagnitude.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Владимирова В.И., Докторов А.Л., Елизаров Ф.В. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. - М.: Радио и связь, 1985. - 271 с.
- [2] Холодов Ю.А. Мозг в электромагнитных полях. - М.: Наука, 1982. - 123 с.
- [3] ГОСТ Р 50010-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического магнитного поля. Введ. 01.07.93. - М.: Изд-во стандартов, 1993. - 5 с.
- [4] Яновский Б.М. Земной магнетизм. - Л.: Изд-во ЛГУ, 1978. 592 с.
- [5] Дегтярёв А.В. Двухмодульная система измерения зональной гармоники первого порядка магнитного поля технических объектов // Сборник научных трудов 2-го Международного радиоэлектронного форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" (МРФ'2005) - Том VII - Международная конференция "Метрология и измерительная техника" (МКМИТ'2005). - Харьков. - 2005. - С. 156-159.

Поступила 23.05.2006

ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ СВЕРХСИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И СИЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В АТОМЕ ВЕЩЕСТВА

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, e-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Приведені результати оцінних розрахунків сверхсильних електричних та сильних магнітних полів в найпростішому атомі речовини – атомі водню, які засновані на удосконаленій автором квантомеханічній моделі атому Бора. Показано, що в атомі речовини, який досліджується, напруженість електричного поля E_{en} досягає значень порядку 10^{16} В/м, а напруженість магнітного поля H_{en} – порядку 10^7 А/м. Розрахункова щільність енергії електричного поля w_{En} в атомі водню складає порядку 10^{21} Дж/м³, а щільність енергії магнітного поля w_{Hn} – порядку 10^7 Дж/м³.

Приведены результаты оценочных расчетов сверхсильных электрических и сильных магнитных полей в простейшем атоме вещества – атоме водорода, основанные на усовершенствованной автором квантовомеханической модели атома Бора. Показано, что в исследуемом атоме вещества напряженность электрического поля E_{en} достигает значений порядка 10^{16} В/м, а напряженность магнитного поля H_{en} – порядка 10^7 А/м. Расчетная плотность энергии электрического поля w_{En} в атоме водорода составляет порядка 10^{21} Дж/м³, а плотность энергии магнитного поля w_{Hn} – порядка 10^7 Дж/м³.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, предметом изучения атомной физики и ее такого сравнительно "молодого" и нового раздела как квантовая механика являются физические явления и процессы микромира [1, 2]. Под микромиром в нашей земной природе, неразрывно объединяющей живые и неживые микро- и макрообъекты, понимается совокупность объектов, линейные размеры которых имеют порядок 10^{-8} м и менее [3]. Ни для кого в научном мире не является секретом то, что микроскопические явления и процессы в веществе определяют его макроскопические проявления и, таким образом, в решающей мере определяют все физические свойства и интегральные характеристики этого вещества. Напомним читателю и то, что в квантовой теории (механике) постулируется, что такие объекты микромира как элементарные частицы (например, электрон, протон, нейтрон и другие), атомы и молекулы вещества наряду с корпускулярными (от лат. *corpusculum* – *тельце* [4], обозначающее очень малую частицу вещества) свойствами обладают и волновыми свойствами. Корпускулярные и волновые представления о свойствах любого объекта микромира не противоречат друг другу, а лишь гармонично дополняют друг друга. Физическая связь между корпускулярными свойствами (частицами вещества) и волновыми свойствами (волнами вещества) объекта микромира в соответствии с современными квантовомеханическими знаниями может быть истолкована только статистически: квадрат амплитуды соответствующей волны в том или ином месте вещества определяет плотность вероятности нахождения исследуемой микрочастицы вещества в этом месте [1-3]. Получается, что в микромире вероятность нахождения частицы вещества максимальна там, где амплитуда соответствующей

ей волны вещества максимальна. Причем, в соответствии с квантовомеханическим принципом соответствия, разработанным и предложенным научному миру великим датским физиком-теоретиком Нильсом Бором в 1923 году, для больших квантовых чисел n (в случае малых квантовых скачков или малых изменений физических величин) результаты квантового описания и описания изучаемого в веществе физического явления, основанного на законах классической физики, должны полностью совпадать [1]. Говоря иными словами, если в исследуемый физический процесс вовлечено много квантов (от лат. *quantum* – *сколько* [4], обозначающее частицу-носитель свойств какого-либо физического поля; например, квант электромагнитного поля – *фотон*), то уравнения квантовой физики должны совпадать с соответствующими уравнениями классической физики для исследуемых усредненных величин.

С учетом вышеизложенного, несомненный теоретический интерес, прежде всего, представляет собой рассмотрение фундаментальной научной задачи, связанной с расчетом электрического и магнитного полей в атоме вещества, учитывающим его (атома) квантовые свойства. Решение данной научно-технической задачи позволит в будущем при изучении электрофизических явлений микромира, микроскопическом синтезе и практическом получении при помощи высоких нанотехнологий веществ (малых макрообъектов с линейными размерами порядка 100 нм и более) с новыми физико-химическими свойствами учитывать рассматриваемый нами электрофизический фактор, связанный с возможным спонтанным (от лат. *spontaneus* – *самопроизвольный* [4], вызванный не внешними воздействиями, а внутренними причинами) возникновением и постоянным присутствием

вием в любом атоме вещества сильных (сверхсильных) электрических (магнитных) полей и соответственно мощного собственного электромагнитного поля, имеющего квантовую природу.

Целью данной статьи является приближенный аналитический расчет на основе закономерностей классической и квантовой электродинамики напряженностей и плотностей энергии электрического и магнитного полей, а также основных потенциальных полевых функций в атоме вещества, который (этот расчет) учитывает квантовые свойства как самого атома, так и протекающих в его атомной оболочке микроэлектромеханических процессов.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ АТОМА ВЕЩЕСТВА

Рассмотрим в сферической системе координат простейший атом вещества – атом водорода, приближенно представляющий собой микроскопическую сферу-корпускулу радиусом r_a и содержащий в своем центре ядро из одного протона и вращающийся на его периферии по круговым квантованным орбитам радиусом $r_a = r_{en}$ один электрон (рис.). Примем, что ядро (протон) и электрон оболочки атома водорода в первом приближении можно представить в виде сферических элементарных частиц (корпускул) вещества, имеющих соответственно радиусы r_p , r_e и размещенных в однородной и изотропной среде – вакууме.

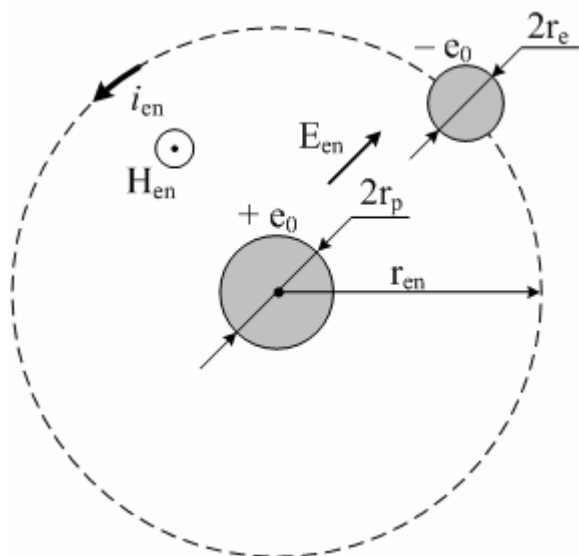


Рис. Предлагаемый схематичный вид нового квантованного электрофизического изображения простейшего атома вещества – атома водорода

Тогда в соответствии с общепринятой современной квантовой моделью атома вещества центральная сфера рассматриваемого атома (ядра или протона) радиусом r_p будет характеризоваться положительным элементарным электрическим зарядом $+e$, а периферийная сфера атома (электрона) радиусом r_e – соответственно отрицательным элементарным электрическим зарядом $-e$, который, образно говоря,

представляет собой "атом электричества" и численно равен примерно $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл [1, 5]. При этом реальное распределение электрического заряда e в указанных сферах ядра радиусом r_p и электрона оболочки радиусом r_e атома водорода заменим эквивалентным распределением заряда постоянной плотности соответственно в объемах $4\pi r_p^3 / 3$ для ядра (протона) и $4\pi r_e^3 / 3$ для электрона [1, 5]. Ограничимся рассмотрением нерелятивистского случая, когда при приближенном описании квантовых микроэлектромеханических процессов в простейшем атоме вещества можно воспользоваться допущением об однородности в его микрообъеме расчетных полевых характеристик и такими понятиями из теории электричества как потенциальная полевая функция и соответственно электрический потенциал электрона ϕ_e атомной оболочки и протона ϕ_p ядра атома водорода [1, 2, 6].

Пусть данный атом приближенно удовлетворяет усовершенствованной в электродинамическом смысле автором настоящей статьи квантовомеханической модели атома Бора [5, 6]. С учетом этого и правила квантования Бора-Зоммерфельда радиусы $r_{en} = r_a$ круговых квантованных орбит электрона в исследуемом нами атоме будут определяться из следующего квантовомеханического соотношения [5, 6]:

$$r_{en} = \frac{n^2 \cdot \epsilon_0 \cdot h^2}{\pi \cdot m_e \cdot e^2}, \quad (1)$$

где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона; $e_0 = e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – элементарный электрический заряд электрона; $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $n = 1, 2, 3, \dots$ – главное квантовое число, нумерующее электронные орбиты атома водорода по мере их удаления от его ядра (протона).

Численная оценка по (1) величины радиуса основной ($n=1$) стационарной орбиты атомной оболочки атома водорода с учетом указанных значений фундаментальных постоянных m_e, e_0, ϵ_0 и h показывает, что она принимает значение, равное его первому "боровскому" радиусу $r_{e1} = 0,529 \cdot 10^{-10}$ м.

Вращающийся по круговым квантованным орбитам радиусом r_{en} периферийный связанный электрон будет вызывать появление в рассматриваемом атоме квантованного орбитального электрического тока i_{en} (см. рис.), величину которого можно определить из следующей квантовомеханической формулы [6]:

$$i_{en} = - \frac{m_e \cdot e^5}{4n^3 \cdot \epsilon_0^2 \cdot h^3}. \quad (2)$$

Выполненная согласно (2) численная оценка величины орбитального электрического тока i_{en} в атоме водорода свидетельствует о том, что для его основной ($n=1$) стационарной орбиты атомной оболочки

ки она оказывается примерно равной $i_{e1} = -1,053$ мА.

Из приведенной на рис. усовершенствованной квантованной электрофизической (полевой) картины и (2) видно, что в исследуемом атоме при рассматриваемом приближении мы имеем дело со стационарными магнитными и электрическими полями, вызванными постоянными токами проводимости в неподвижных своеобразных (неметаллических) круговых электрических контурах, расположенных в идеальном диэлектрике – вакууме и по своей геометрической форме повторяющих электронные орбиты атома. В данном диэлектрике эти поля, согласно теории электромагнитного поля, будут близки к потенциальным (безвихревым) полям [7]. Здесь силовое электрическое поле не будет практически ничем отличаться от электростатического поля атома. Аналогичный потенциальный подход может быть распространен и на интересующее нас магнитное поле атома водорода. В связи с чем, при приближенном расчете данных полей в диэлектрическом пространстве между ядром и электронной оболочкой атома водорода нами могут быть вполне обоснованно применены методы электро – и магнитостатики [7].

Требуется с учетом принятых допущений, ограничений и вышеизложенных соображений выполнить в рамках сформулированной фундаментальной задачи приближенные аналитические оценки основных полевых характеристик в простейшем атоме вещества – атоме водорода: квантованных напряженностей E_{en} , H_{en} и плотностей энергии w_{En} , w_{Hn} соответственно электрического и магнитного полей, а также его квантованных электрических потенциалов для ядра (протона) φ_{pn} и оболочки (электрона) φ_{en} .

3. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ПОЛЕВЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ УПРОЩЕННОЙ МОДЕЛИ АТОМА ВОДОРОДА

Расчет электрического поля атома. В соответствии с принятыми допущениями и теорией электростатики для квантованной напряженности E_{en} безвихревого электрического поля в идеальном диэлектрике (вакууме) между ядром (протоном) и оболочкой (электроном) исследуемого атома вещества, свободном от распределенных в его объеме электрических зарядов, в первом приближении можно записать следующее расчетное выражение [8]:

$$E_{en} = -grad\varphi_{pen}, \quad (3)$$

где φ_{pen} – квантованный скалярный потенциал безвихревого электрического поля атома водорода.

Как известно, градиент квантованного потенциала φ_{pen} равен приращению потенциала, отнесенному к единице длины текущего радиуса атома и взятому в радиальном направлении, в котором это приращение имеет наибольшее значение [7, 8], то есть к ядру атома. Тогда в соответствии с принятыми нами допущениями и используемыми на рис. обозначениями приближенно для максимального значения рассматриваемого градиента имеем:

$$grad\varphi_{pen} = -\frac{(\varphi_{pn} - \varphi_{en})}{(r_{en} - r_p - r_e)}, \quad (4)$$

где $\varphi_{pn}, \varphi_{en}$ – соответственно квантованные электрические потенциалы ядра (протона) и оболочки (электрона) атома водорода.

Кроме того, согласно полученным автором в [6] расчетным результатам исследования квантованных микроэлектромеханических процессов в атоме водорода для используемой в (4) величины квантованного орбитального отрицательного электрического потенциала φ_{en} электрона на n -ой стационарной орбите атома будет справедливо следующее квантовомеханическое соотношение:

$$\varphi_{en} = -\frac{m_e \cdot e_0^3}{8n^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot h^2}. \quad (5)$$

С другой стороны, квантованная электрическая емкость C_{pen} между микросферами протона (ядра) радиусом r_p и периферийного связанного электрона радиусом r_e рассматриваемого атома, имеющими равные по абсолютному значению и противоположные по знаку электрические заряды e_0 , будет точно равна отношению этого элементарного заряда e_0 на одной из указанных элементарных частиц сферической формы к разности их квантованных электрических потенциалов ($\varphi_{pn} - \varphi_{en}$) [7, 9]:

$$C_{pen} = \frac{e_0}{(\varphi_{pn} - \varphi_{en})} = \frac{4\pi \cdot \varepsilon_0 \cdot r_e}{(1 + r_e \cdot r_p^{-1} - 2r_e \cdot r_{en}^{-1})}. \quad (6)$$

В результате из выражений (3),(4) и (6) для квантованной напряженности E_{en} безвихревого электрического поля в атоме водорода приближенно получаем:

$$E_{en} = \frac{e_0 \cdot (r_e^{-1} + r_p^{-1} - 2r_{en}^{-1})}{4\pi \cdot \varepsilon_0 \cdot (r_{en} - r_p - r_e)}. \quad (7)$$

Не безынтересно, что из (5) и (6) для квантованного электрического потенциала φ_{pn} ядра (протона) атома водорода следует следующее приближенное аналитическое соотношение:

$$\varphi_{pn} = \frac{e_0 \cdot (r_e^{-1} + r_p^{-1} - 2r_{en}^{-1})}{4 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0} - \frac{m_e \cdot e_0^3}{8n^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot h^2}. \quad (8)$$

Воспользовавшись известным точным полевым электродинамическим аналитическим выражением для плотности энергии электрического поля из классической теории электромагнитного поля [7, 8], с учетом (7) для квантованной плотности энергии w_{En} электрического поля в атоме водорода приближенно находим:

$$w_{En} = \frac{e_0^2 \cdot (r_e^{-1} + r_p^{-1} - 2r_{en}^{-1})^2}{32 \cdot \pi^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot (r_{en} - r_p - r_e)^2}. \quad (9)$$

Пример расчета полевых электрических характеристик атома. При численных оценках по полученным выражениям (7)-(9) искомым квантованным ве-

личин напряженности E_{en} , плотности энергии w_{En} и потенциала φ_{pn} используем следующие эмпирические данные из атомной (ядерной) физики и электродинамики, касающиеся определения в системе СИ при принятых допущениях значений радиуса ядра r_p (м) и радиуса электрона r_e (м) в атоме вещества [1, 5]:

$$r_p = 1,2 \cdot 10^{-15} \cdot A^{1/3}, \quad (10)$$

$$r_e = \frac{\mu_0 \cdot e_0^2}{4 \cdot \pi \cdot m_e}, \quad (11)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; A – массовое число ядра атома, примерно равное атомной массе M_a , приведенной в периодической системе элементов Д.И. Менделеева.

Здесь следует обратить внимание читателя на то, что выражение (11) для r_e заимствовано нами, в основном, из представлений классической электродинамики. В действительности же до сих пор в атомной физике пока не удалось экспериментально зафиксировать "размеры" электрона, несмотря на то, что точность современных измерений была доведена до 10^{-18} м [5]. Вышесказанное не относится к опытному определению геометрических размеров других элементарных частиц (например, протона, нейтрона). В этой связи, учитывая приближенный характер проводимых в этой работе численных оценок полевых электрических и магнитных характеристик атома водорода, в дальнейшем для электрона, приближающегося по своим размерам к понятию материальной точки, все же воспользуемся моделью сферической корпускулы, радиус которой r_e можно определять из эмпирического соотношения (11).

В результате после подстановки в выражение (11) численных значений фундаментальных постоянных для радиуса r_e электрона в исследуемом атоме приближенно получаем, что $r_e = 2,817 \cdot 10^{-15}$ м. Так как для атома водорода массовое число A его ядра точно составляет величину, равную $A=1$, то на основании (10) находим, что радиус его ядра (протона) r_p оказывается примерно равным $r_p = 1,2 \cdot 10^{-15}$ м. Ограничившись основным ($n=1$) энергетическим состоянием электрона в атоме водорода и соответственно значением радиуса r_{en} его квантованной "боровской" стационарной орбиты, примерно равным согласно формуле (1) $r_{en} = r_{e1} = 0,529 \cdot 10^{-10}$ м, из выражения (7) получаем, что в рассматриваемом случае ($n=1$) напряженность безвихревого электрического поля E_{en} в атоме водорода принимает численное значение, равное примерно $E_{en} = E_{e1} = 3,233 \cdot 10^{16}$ В/м. Тогда на основании (9) для квантованной плотности энергии $w_{En} = \varepsilon_0 \cdot E_{en}^2 / 2$ безвихревого сверхсильного электрического поля в атоме водорода при $n=1$ следует, что $w_{En} = w_{E1} = 4,627 \cdot 10^{21}$ Дж/м³.

Выполненная по (5) оценка численного значения

квантованного орбитального отрицательного электрического потенциала φ_{en} электрона для его основной орбиты ($n=1$) свидетельствует о том, что он (потенциал электрона) для атома водорода оказывается примерно равным $\varphi_{en} = \varphi_{e1} = -13,6$ В. Данное расчетное численное значение потенциала φ_{e1} находится в полном соответствии с современными экспериментальными данными из области атомной физики, касающимися опытного определения энергии ионизации E_0 для атома водорода. При этом важно отметить, что это опытное значение энергии E_0 для исследуемого нами атома оказалось численно равным $E_0 = 13,6$ эВ [1, 5], что подтверждает достоверность полученного согласно (5) расчетного результата для квантованного отрицательного электрического потенциала φ_{e1} связанного электрона в невозбужденном атоме водорода.

Численная оценка по (8) при $n=1$ (для основного энергетического состояния электрона атомной оболочки) квантованного положительного электрического потенциала φ_{pn} ядра (протона) атома водорода показывает, что он (потенциал ядра атома) принимает поразительно большое (прежде всего, для самого автора) численное значение, примерно равное $\varphi_{pn} = \varphi_{p1} = +1,71$ МВ. Теперь для нас становится ясной электрофизическая причина столь высоких уровней напряженности E_{e1} электрического поля в атоме водорода. А именно: эта причина заключается в поразительно высоком квантованном положительном электрическом потенциале φ_{pn} его ядра (протона). Автору не известны подобные электрофизические численные оценки квантованных уровней напряженности E_{en} и потенциалов φ_{en} , φ_{pn} в атоме вещества или хотя бы ссылки на них в мировой научно-технической литературе, относящейся к областям атомной физики, техники сильных (сверхсильных) электрических (магнитных) полей или теоретической электрофизики. Единственными известными из атомной физики современными электрофизическими данными, касающимися уровня напряженности электрического поля E_a в атоме вещества, являются те, которые свидетельствуют о том, что напряженность E_a , создаваемая электрическими зарядами ядер и электронов в атомах, составляет численные значения не менее $E_a = 10^{10}$ В/м [1]. Что касается уровня электрического потенциала φ_p ядра атома вещества, то здесь уместно заметить, что еще знаменитый английский физик Эрнст Резерфорд в начале XX века при проведении своих классических физических экспериментов по прохождению α -частиц (положительно заряженных ядер атома гелия) через тонкие слои вещества (металлические фольги) опытным путем качественно убедился в том, что положительный потенциал φ_p атомных ядер имеет крайне высокое численное значение [1, 5].

Расчет магнитного поля атома. Используя известное выражение для расчета магнитного поля на оси уединенного круглого проводящего витка с электрическим током проводимости [10], с учетом (2) для модуля квантованной напряженности H_{en} магнитного поля атома водорода вблизи его ядра приближенно получаем:

$$H_{en} = \frac{i_{en}}{2r_{en}} = \frac{\pi \cdot m_e^2 \cdot e_0^7}{8n^5 \cdot \varepsilon_0^3 \cdot h^5}. \quad (12)$$

С учетом известного точного полевого электродинамического соотношения для плотности энергии магнитного поля из классической теории электромагнитного поля [7, 8], на основании (12) для квантованной плотности энергии w_{Hn} магнитного поля в атоме водорода приближенно имеем:

$$w_{Hn} = \frac{\pi^2 \cdot \mu_0 \cdot m_e^4 \cdot e_0^{14}}{128 \cdot n^{10} \cdot \varepsilon_0^6 \cdot h^{10}}. \quad (13)$$

Из (7), (12) и приведенного на рис. квантованного электрофизического изображения простейшего атома вещества – атома водорода с векторами квантованных напряженностей его электрического E_{en} и магнитного H_{en} полей и с произвольно размещенными, согласно упомянутой ранее статистической (волновой) картине электронного распределения в атоме, в атомном вакуумном пространстве круговыми электрическими контурами его электронных орбит вытекает, что вектор Умова–Пойнтинга (удельная мощность потока электромагнитной энергии) в рассматриваемом атоме вещества всегда будет направлен по касательным к сферическим концентрическим эквипотенциальным поверхностям, расположенным между сферической атомной (электронной) оболочкой и сферическим ядром (протоном) атома водорода. Причем, такая сферическая конфигурация собственного мощного электромагнитного поля как для атома водорода, так и, наоборот, для атома любого другого вещества оказывается практически полностью электрически заэкранированной как от соседних атомов микромира, так и от объектов внешнего по отношению к рассматриваемому атому макромира. Роль "атомного экрана" в данном случае будет выполнять атомная (волновая электронная и по сути практически сферическая) проводящая оболочка самого же атома вещества, расположенная на таком расстоянии r_{ew} от его ядра, которое соответствует наиболее вероятному и равноудаленному от центра атома местонахождению электрона. Одним из подтверждений этому является то, что из квантовомеханического расчета, базирующегося на современных закономерностях волновой механики, вытекает следующее фундаментальное положение: значение наиболее вероятного радиуса r_{ew} орбиты электрона в невозбужденном атоме водорода ($n=1$) в точности численно соответствует первому "боровскому" радиусу круговой орбиты электрона атомной оболочки, равному примерно $r_{ew} = r_{e1} = 0,529 \cdot 10^{-10}$ м [1, 5].

Не менее интересным с электрофизических позиций для нас является то, что в соответствии с тео-

рией электростатики [8] работа, совершаемая силами электростатического поля рассматриваемого атома ($n=1$) при перемещении его электрона с элементарным электрическим зарядом e_0 по волновой сфероподобной и наиболее вероятной орбите радиусом $r_{ew} = r_{e1}$ (эквипотенциальной сферической поверхности) будет всегда равна нулю. Не в этом ли состоит и кроется, с электрофизической точки зрения, феномен удивительной долговечности и устойчивости, а соответственно и большого "времени жизни" невозбужденного атома любого вещества? Приходится еще раз удивиться поразительной целесообразности устройства микромира!

Пример расчета полевых магнитных характеристик атома. Расчетная оценка численных значений квантованной напряженности H_{en} магнитного поля в атоме водорода, выполненная по (12) при главном квантовом числе n , составляющем $n=1$ (случай основного квантовомеханического состояния исследуемого атома), приводит нас к величине рассматриваемой магнитной характеристики атома, примерно равной $H_{en} = H_{e1} = 9,95 \cdot 10^6$ А/м (125 кЭ). Что касается

квантованной плотности энергии $w_{Hn} = \mu_0 H_{en}^2 / 2$ сильного магнитного поля в атоме водорода, то она согласно (13) принимает численное значение, составляющее примерно $w_{Hn} = w_{H1} = 6,22 \cdot 10^7$ Дж/м³.

Из выполненных приближенных аналитических численных оценок по полученным выражениям (7) и (12) уровней квантованных напряженностей электрического E_{en} и магнитного H_{en} полей в атоме водорода видно, что значения напряженности E_{en} относятся к области сверхсильных электрических полей, а значения напряженности H_{en} – к области сильных магнитных полей [10], то есть первые (уровни E_{en}) по своему абсолютному значению и своей значимости превалируют над вторыми (уровнями H_{en}). Это дает нам основание считать, что в атоме водорода (да, наоборот, в любом другом атоме вещества) силы кулоновского взаимодействия ядра (протона) и атомной оболочки (электрона) существенно превышают электродинамические ("лоренцевы") силы, действующие в исследуемом атоме.

Полученный нами выше расчетным путем абсолютный уровень квантованной напряженности H_{en} магнитного поля в атоме водорода находится в согласии с теми уровнями магнитного поля, которые были использованы известным советским физиком–экспериментатором Капицей П.Л. при проведении им в 20-х годах XX столетия в Англии во всемирно известной Кавендишской научной лаборатории обширных физических экспериментальных исследований поведения в сильных магнитных полях миллисекундной длительности (с амплитудой напряженности в 100–300 кЭ) различных атомов вещества (например, при опытном изучении внутриатомных явлений, связанных с эффектами Зеемана и Пашена – Бака и сводящихся к расщеплению из-за внешнего воздействия магнитного поля энергетических уровней атомов)

[11]. На взгляд автора, для оказания на внутриатомные в веществе электрофизические и квантово-механические процессы микромира заметного и наблюдаемого со стороны макромира влияния уровень внешнего полевого магнитного (силового) воздействия на микрообъект исследования должен быть, по крайней мере, соизмерим с уровнем внутреннего собственного магнитного поля атома вещества или превышать его. Такая точка зрения подкрепляется, как мы видим, результатами соответствующих экспериментальных исследований Капицы П.Л. в области сильных импульсных магнитных полей, направленных на изучение новых свойств материи. В этой связи полученный нами расчетный уровень напряженности сильного магнитного поля $H_{en}=125$ кЭ в невозбужденном атоме водорода ($n=1$), наверное, можно считать правдоподобным и не выходящим за пределы разумного.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основании выбранной упрощенной квантовой модели и выполненных с ее помощью приближенных оценочных расчетов можно заключить, что внутри простейшего атома вещества – атома водорода существует собственное мощное квантованное электромагнитное поле сферической конфигурации. При этом электрическое поле данного атома согласно принятой современной классификации может быть отнесено к области соответствующих сверхсильных полей, а его магнитное поле – к области сильных полей. Квантованная напряженность электрического поля E_{en} в атоме водорода принимает численные значения порядка 10^{16} В/м, а квантованная напряженность магнитного поля H_{en} – порядка 10^7 А/м. Квантованная плотность энергии электрического поля w_{En} в атоме водорода составляет соответственно значения порядка 10^{21} Дж/м³, а квантованная плотность энергии магнитного поля w_{Hn} – порядка 10^7 Дж/м³.

2. Квантованный положительный электрический потенциал φ_{pn} ядра (протона) для основного энергетического состояния электрона атомной оболочки и соответственно самого атома водорода ($n=1$) принимает крайне высокое численное значение, равное примерно +1,71 МВ. Максимальное значение при этом квантованного отрицательного электрического потенциала φ_{en} электрона в атомной оболочке рассмотренного атома не превышает всего –13,6 В, что хорошо согласуется с соответствующими экспериментальными данными из области атомной физики.

3. С учетом полученных приближенных расчетных данных для основных полевых электрических и магнитных характеристик атома водорода можно заключить, что в рассматриваемом атоме вещества силы кулоновского взаимодействия ядра (протона) и атомной оболочки (электрона) существенно превышают внутриатомные электродинамические силы.

4. Полученные расчетные результаты определенным образом расширяют наши электрофизические знания об устройстве микромира на атомарном уровне.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.-864с.
- [2] Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.Н., Питаевский Л.П. Квантовая электродинамика.- М.: Наука, 1980.-704 с.
- [3] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества.- М.: Просвещение, 1977.-160 с.
- [4] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. - М.: Русские словари, 2004.-957 с.
- [5] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.- М.: Мир, 1982.-520 с.
- [6] Баранов М.И. Электродинамическое развитие квантовой теории атома Бора// Электротехника і електромеханіка.- 2006.- №5.-С. 65-73.
- [7] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Том 2.-Л.: Энергоиздат, 1981.-416с.
- [8] Миролюбов Н.Н., Костенко М.В., Левинштейн М.Л., Тиходеев Н.Н. Методы расчета электростатических полей.- М.: Высшая школа, 1963.-415 с.
- [9] Иоссель Ю.Я., Качанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости.- Л.: Энергия, 1981.-288 с.
- [10] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.- М.: Мир, 1972.-391с.
- [11] Баранов М.И. Петр Леонидович Капица – основоположник техники сильных импульсных магнитных полей// Электротехника і електромеханіка.- 2005.- №3.- С. 5-8.

Поступила 27.04.2006

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ДАВЛЕНИЯ, ВОЗБУЖДАЕМЫЕ ОДНОВИТКОВЫМ ИНДУКТОРОМ В УГЛОВОМ ИЗГИБЕ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКИ

Батыгин Ю.В., д.т.н. проф., Сериков Г.С.
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, т. 700-91-99

Головащенко С.Ф., д.т.н.
2101, Village Road, Dearborn, MI 48121, USA
tel. 313 337 3738, fax 313 390 0514, e-mail: sgolovas@ford.com

Проведено теоретичний аналіз електродинамічних процесів в індукторній системі, призначеної для формування кутів у попередньо вигнутих металевих листах. Проведені розрахунки освітили можливі варіанти конструктивного виконання індукторної системи, що дозволяють в остаточному підсумку підвищити ефективність.

Проведен теоретический анализ электродинамических процессов в индукторной системе, предназначенной для формовки углов в предварительно изогнутых металлических листах. Проведенные расчёты осветили возможные варианты конструктивного исполнения индукторной системы, позволяющие в конечном итоге повысить эффективность.

ВВЕДЕНИЕ

В практике штамповки кузовных элементов современных автомобилей появляется задача формирования угловых изгибов с уровнем чёткости, соответствующем условиям конструкторов-разработчиков. На рис. 1а, в качестве примера, приведена задняя панель кузова одного из автомобилей, производимых фирмой "Форд Мотор Комп". Это реальный объект с указанными линиями предварительного изгиба. Производственное задание состоит в доведении штампуемого рисунка до заданного уровня чёткости [1].

Известные методы не дали требуемого решения. Деформируемый металл разрушался в области силового воздействия.

Как показали исследования, при высокоскоростном импульсном давлении в поведении обрабатываемого материала проявляется новое качество – гиперпластичность. Практическое использование этого качества позволяет деформировать без разрушения и штамповать изделия, производство которых невозможно традиционными методами [2].

Интенсивное силовое давление во временном интервале микросекундного диапазона можно реализовать с помощью магнитно-импульсного воздействия. Важнейшей особенностью обрабатываемых методов такого рода является неразрывная связь между инструментом-индуктором и заготовкой, подлежащей деформированию. Для наглядной иллюстрации данного положения можно провести сравнение с механической штамповкой, где силовое воздействие осуществляется с помощью пуансона. Это может быть не только твёрдый инструмент, но и пластик, и газ, и жидкость. Его действенность как инструмента не связана непосредственно с внутренними процессами в обрабатываемом металле. Магнитно-импульсное воздействие физически возможно только в случае существования электродинамической связи между током в обмотке индуктора-инструмента и током, возбуждаемым в заготовке. Именно их взаимодействие приводит к появлению мощных пондеромоторных сил, величина которых пропорциональна произведению амплитуд первичного и вторичного токов [3, 5].

Одним из важнейших вопросов проектирования инструментов магнитно-импульсных методов является вопрос о целенаправленном силовом воздействии на область заготовки, подлежащую деформированию в соответствии с производственным заданием.

Простейшим вариантом такого инструмента целенаправленного действия и предназначенного для формовки угловых профилей в предварительно изогнутых листовых заготовках может служить протяжённый одновитковый соленоид прямоугольной геометрии, одна из сторон которого располагается вдоль линии изгиба. На рис. 1б схематически показано поперечное сечение рассматриваемой системы "одновитковый индуктор – изогнутая листовая заготовка". Это же и есть принимаемая расчётная модель.

Следует отметить, что подобная задача о магнитном поле над плоскостью была решена Г.А. Шнеерсоном в монографии [4].

Цель настоящей работы – теоретическое исследование возможностей одновитковых индукторных систем прямоугольной геометрии в реализации целенаправленного силового воздействия на внутреннюю полость плоского угла в изгибе металлического листа достаточно высокой удельной электропроводности в режиме резкого поверхностного эффекта.

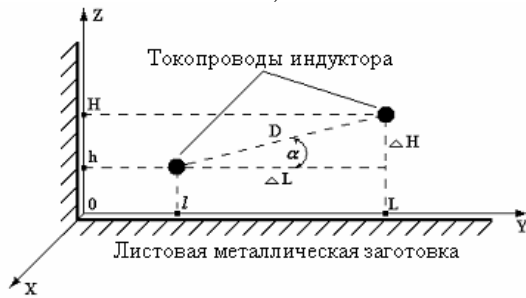
При решении полагаем, что:

- угол в зоне изгиба плоского металлического листа приближается к $\approx \pi/2$;
 - приемлема декартова прямоугольная система координат;
 - одновитковый соленоид прямоугольной формы выполнен из достаточно тонкого проводника и обладает достаточно большой протяжённостью в из-
- мерении, соответствующем оси OX , так что $\frac{\partial}{\partial x} = 0$;
- электропроводность обрабатываемого металла довольно высока, так что допустимо приближение резкого поверхностного эффекта;
 - по токопроводам витка, параллельным оси OX , протекает один и тот же ток $I_x(t) = I(t)$ (t – время в сек.), но в токопроводе с координатами (l, h) его направление совпадает с положительным направлением оси OX , а в токопроводе с координатами (L, H) наоборот.

Принятые допущения позволяют считать, что в рассматриваемой системе возбуждаются следующие компоненты вектора напряжённости электромагнитного поля: $E_x(t, y, z) \neq 0$, $H_y(t, y, z) \neq 0$, $H_z(t, y, z) \neq 0$.



а)



б)

Рис. 1. Листовая заготовка с изгибами (1а) и расчётная модель индукторной системы с одновитковым соленоидом во внутренней зоне изгиба

Из допущения о резком поверхностном эффекте следует, что на поверхностях металлического листа касательная составляющая вектора напряжённости электрического поля обращается в нуль, то есть $E_x(t, y, z = 0) = E_x(t, y = 0, z) = 0$.

Решение поставленной задачи проведём аналогично тому, как это было сделано авторами [6] в теоретических исследованиях одновитковых индукторных систем с тонкостенными проводниками.

Уравнения Максвелла для нетривиальных составляющих напряжённости электромагнитного поля, преобразованных по Лапласу с учётом нулевых начальных условий, в пространстве между взаимно ортогональными плоскостями металлического листа ($y \geq 0, z \geq 0$) имеют вид:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial H_z(p, y, z)}{\partial y} - \frac{\partial H_y(p, y, z)}{\partial z} &= j_x(p, y, z), \end{aligned} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial z} &= -p\mu_0 H_y(p, y, z), \end{aligned} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial y} &= p\mu_0 H_z(p, y, z), \end{aligned} \right. \quad (3)$$

где p – параметр интегрального преобразования Лапласа; $j_x(p, y, z)$ – плотность стороннего тока (тока в токопроводе),

$j_x(p, y, z) = I(p)[\delta(z-h) \cdot \delta(y-l) - \delta(z-H) \cdot \delta(y-L)]$,
 $I(p) = L\{I(t)\}$, $\delta(z)$, $\delta(y)$ – дельта-функция Дирака,
 $E_x(p, y, z) = L\{E_x(t, y, z)\}$, $H_{y,z}(p, y, z) = L\{H_{y,z}(t, y, z)\}$.

Из дифференциальной системы (1)-(3) можно получить уравнение для $E_x(p, y, z)$:

$$\frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial z^2} = p\mu_0 j_x(p, y, z). \quad (4)$$

Для решения уравнения (4) применим синус-преобразование Фурье [7]. Выбор данного математического подхода обусловлен граничным условием $E_x(t, y = 0, z) = 0$.

Таким образом, имеем

$$E_x(p, y, z) = \int_0^\infty E_x(t, \lambda, z) \cdot \sin(\lambda y) \cdot d\lambda, \quad (5)$$

$$j_x(p, y, z) = \int_0^\infty j_x(t, \lambda, z) \cdot \sin(\lambda y) \cdot d\lambda, \quad (6)$$

где

$$j_x(p, \lambda, z) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty j_x(t, y, z) \sin(\lambda y) dy =$$

$$= I(p) \cdot (f_1(\lambda) \cdot \delta(z-h) - f_2(\lambda) \cdot \delta(z-H)),$$

$$f_1(\lambda) = \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\lambda l), \quad f_2(\lambda) = \frac{2}{\pi} \cdot \sin(\lambda L).$$

С учётом (5) и (6) уравнение (4) преобразуется к виду:

$$\frac{\partial^2 E_x(p, \lambda, z)}{\partial z^2} - \lambda^2 E_x(p, \lambda, z) =$$

$$= K_1(p, \lambda) \cdot \delta(z-h) - K_2(p, \lambda) \cdot \delta(z-H), \quad (7)$$

где $K_1(p, \lambda) = \mu_0 p \cdot I(p) \cdot f_1(\lambda)$,

$$K_2(p, \lambda) = \mu_0 p \cdot I(p) \cdot f_2(\lambda).$$

Полученное уравнение (7) является обыкновенным линейным дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами с правой частью, представленной линейной комбинацией дельта-функций.

Воспользуемся принципом суперпозиции [7]. Вначале найдём частное решение уравнения, правая часть которого содержит первое алгебраическое слагаемое $F_1(p, \lambda, z) = K_1(p, \lambda) \cdot \delta(z-h)$.

Это будет функция $E_x^{(1)}(p, \lambda, z)$. Затем вычислим второе частное решение для правой части $F_2(p, \lambda, z) = -K_2(p, \lambda) \cdot \delta(z-H)$ – функцию $E_x^{(2)}(p, \lambda, z)$. Сумма полученных результатов

$$E_x(p, \lambda, z) = E_x^{(1)}(p, \lambda, z) + E_x^{(2)}(p, \lambda, z)$$

даст решение уравнения для напряжённости электрического поля, удовлетворяющее заданным краевым условиям в режиме резкого поверхностного эффекта.

Общий интеграл уравнения (7) с правой частью $F_1(p, \lambda, z)$, найденный методом вариации произвольных постоянных, имеет вид:

$$E_x^{(1)}(p, \lambda, z) = C_1(p, \lambda) \cdot e^{\lambda z} +$$

$$+ C_2(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda z} + \frac{K_1(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta(z-h) \cdot sh(\lambda(z-h)), \quad (8)$$

где $C_{1,2}(p, \lambda)$ – произвольные постоянные интегрирования, $\eta(z)$ – ступенчатая функция Хевисайда.

Константы интегрирования могут быть определены из граничного условия для напряжённости на горизонтальной плоскости, $E_x^{(1)}(p, \lambda, z = 0) = 0$, и условия ограниченности на бесконечности, $E_x^{(1)}(p, \lambda, z \rightarrow 0) = 0$.

После необходимых тождественных преобразований и соответствующих подстановок находим

$$E_x^{(1)}(p, \lambda, z) = 2 \frac{\mu_0 p I(p)}{\pi \lambda} \cdot \sin(\lambda l) \times \\ \times \left[\eta(z-h) \cdot sh(\lambda(z-h)) - e^{-\lambda h} sh(\lambda z) \right], \quad (9)$$

Аналогичным образом находится второе частное решение дифференциального уравнения (7).

$$E_x^{(2)}(p, \lambda, z) = -2 \frac{\mu_0 p I(p)}{\pi \lambda} \cdot \sin(\lambda L) \times \\ \times \left[\eta(z-H) \cdot sh(\lambda(z-H)) - e^{-\lambda H} sh(\lambda z) \right]. \quad (10)$$

Просуммируем (9), (10) и выполним, соответственно формуле (5), обратное интегральное синус-преобразование Фурье. Результат подставим в уравнения Максвелла (2) и (3). После перехода от L – изображений в пространство оригиналов, получим выражения для компонент вектора напряжённости магнитного поля, возбуждаемого линейными токами, в пространстве между ортогональными идеально проводящими плоскостями ($z = 0 \perp y = 0$, $z > 0$, $y > 0$):

$$H_y(t, y, z) = -\frac{2}{\pi} I(t) \int_0^\infty \left\{ \sin(\lambda l) \times \right. \\ \left. \times \left[\eta(z-h) \cdot ch(\lambda(z-h)) - e^{-\lambda h} ch(\lambda z) \right] - \right. \\ \left. - \sin(\lambda L) \cdot \left[\eta(z-H) \cdot ch(\lambda(z-H)) - e^{-\lambda H} ch(\lambda z) \right] \right\} \cdot \sin(\lambda y) \cdot d\lambda \quad (11)$$

$$H_z(t, y, z) = -\frac{2}{\pi} I(t) \int_0^\infty \left\{ \sin(\lambda l) \times \right. \\ \left. \times \left[\eta(z-h) \cdot sh(\lambda(z-h)) - e^{-\lambda h} sh(\lambda z) \right] - \right. \\ \left. - \sin(\lambda L) \cdot \left[\eta(z-H) \cdot sh(\lambda(z-H)) - e^{-\lambda H} sh(\lambda z) \right] \right\} \cos(\lambda y) \cdot d\lambda. \quad (12)$$

Тангенциальные составляющие напряжённости на металлических поверхностях находятся из выражений (11) и (12) подстановками $z = 0$ и $y = 0$, соответственно.

После введения новой переменной интегрирования $x = \lambda \cdot h$ и необходимых преобразований получаем зависимости, удобные для практических вычислений.

$$H_y(t, y, z=0) = H_m(t) \cdot \int_0^\infty \left(e^{-x} \sin\left(x \frac{l}{h}\right) - e^{-x \frac{H}{h}} \sin\left(x \frac{L}{h}\right) \right) \times \\ \times \sin\left(x \cdot \frac{y}{h}\right) \cdot dx, \quad (13)$$

$$\text{где } H_m(t) = \frac{2 \cdot I(t)}{(\pi \cdot h)}.$$

$$H_z(t, y=0, z) = -H_m(t) \int_0^\infty \left(\eta(z-h) sh\left(x \frac{z-h}{h}\right) - e^{-x} sh\left(x \frac{z}{h}\right) \right) \times \\ \times \sin\left(x \frac{l}{h}\right) - \eta(z-H) sh\left(x \frac{z-H}{h}\right) - \\ - e^{-x \frac{H}{h}} sh\left(x \frac{z}{h}\right) \sin\left(x \frac{L}{h}\right) dx, \quad (14)$$

Выражения (13) и (14) интегрируются в квадратурах. Это первое, что упрощает их вид.

Как следует из практики магнитно-импульсной обработки металлов, величины зазоров между витком индуктора, расположенным в непосредственной близости от угла, и ортогональными плоскостями выбираются равными. Так, что, не нарушая общности проводимого рассмотрения, можно положить $l = h$ и записать координаты второго витка индуктора, согласно рис. 1, в виде:

$$L = h \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \cdot \cos \alpha \right), \quad H = h \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \cdot \sin \alpha \right).$$

Достоверность выражений, найденных для компонент напряжённости магнитного поля, легко просматривается в их симметрии относительно ортогональных поверхностей $z = 0$ и $y = 0$.

Действительно, при повороте всей системы на угол 90° в положительном направлении горизонтальная плоскость займёт положение вертикальной. Вертикальная плоскость перейдёт в горизонтальную. Аргументы тригонометрических функций изменяются на $\pi/2$. При этом с точностью до знака формула (15) переходит в выражение (16) и, наоборот, (16) в (15).

Изменение знака перед выражениями для компонент напряжённости будет обусловлено изменением ориентации возбуждающего тока в токопроводах относительно плоскостей, образующих прямой угол.

Кроме того, при $\alpha = 45^\circ$ формулы (15) и (16) совпадают друг с другом (опять же с точностью до знака, который определяется принятым направлением тока в токопроводах!), что свидетельствует о "равноправии" границ рассматриваемой задачи. После всех вышеуказанных операций пространственные распределения магнитных полей на металлических поверхностях углового профиля принимают следующий вид:

$$H_y^0(y, z=0) = \left(\frac{y}{h} \right) \cdot \left[\frac{1}{\left(2 + \left(\frac{y}{h} \right)^2 \right)^2 - 4 \left(\frac{y}{h} \right)^2} - \right. \\ \left. - \frac{\left(1 + \frac{D}{h} \sin \alpha \right) \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \cos \alpha \right)}{\left(\left(\frac{y}{h} \right)^2 + \left(1 + \frac{D}{h} \sin \alpha \right)^2 + \left(1 + \frac{D}{h} \cos \alpha \right)^2 \right)^2 - 4 \left(\left(\frac{y}{h} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \cos \alpha \right)^2 \right)} \right], \quad (15)$$

где $H_y^0(y, z=0) = \frac{H_y(t, y, z=0)}{\left(\frac{I(t)}{\pi \cdot h}\right)}$.

$$H_z^0(y=0, z) = -\left(\frac{z}{h}\right) \cdot \left[\frac{1}{\left(2 + \left(\frac{z}{h}\right)^2\right)^2 - 4\left(\frac{z}{h}\right)^2} - \frac{\left(1 + \frac{D}{h} \sin \alpha\right) \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \cos \alpha\right)}{\left(\left(\frac{z}{h}\right)^2 + \left(1 + \frac{D}{h} \sin \alpha\right)^2 + \left(1 + \frac{D}{h} \cos \alpha\right)^2\right)^2 - 4\left(\frac{z}{h}\right)^2 \cdot \left(1 + \frac{D}{h} \sin \alpha\right)^2} \right] \quad (16)$$

где $H_z^0(y=0, z) = \frac{H_z(t, y=0, z)}{\left(\frac{I(t)}{\pi \cdot h}\right)}$.

Данный вывод также следует из простых физических соображений: процессы возбуждения вихревых токов в системе, геометрически симметричной относительно биссектрисы угла, должны быть абсолютно идентичными.

При условии резкого поверхностного эффекта выражения для сил магнитного давления на проводящие плоскости $z=0$ и $y=0$ записываются в виде:

а) горизонтальная плоскость,

$$P_z^0(y, z=0) = \left(H_y^0(y, z=0)\right)^2, \quad (17)$$

где $P_z^0(y, z=0)$ – относительное давление,

$$P_z^0(y, z=0) = \frac{\left(\frac{\mu_0 H_y^2(t, y, z=0)}{2}\right)}{\left(\frac{\mu_0 H_m^2(t)}{2}\right)}, \quad H_m(t) = \frac{I(t)}{\pi \cdot h},$$

б) вертикальная плоскость,

$$P_y^0(y=0, z) = \left(H_z^0(y=0, z)\right)^2, \quad (18)$$

где $P_y^0(y=0, z)$ – относительное давление,

$$P_y^0(y=0, z) = \frac{\left(\frac{\mu_0 H_z^2(t, y=0, z)}{2}\right)}{\left(\frac{\mu_0 H_m^2(t)}{2}\right)}.$$

Формулы (15)÷(18) полностью описывают распределения компонент вектора напряжённости магнитного поля и сил давления на поверхностях угловой зоны листовой металлической заготовки.

Для выявления качественных закономерностей исследуемых электродинамических процессов проведём вычисления для конкретного примера из практики магнитно-импульсной обработки металлов. Пусть $h = 0.0005$ м, $D = 0.02$ м, $\alpha = \text{var}$ и $\alpha \in [0, 15^\circ]$.

Графическая иллюстрация результатов расчёта представлена на рис. 2÷6.

При выполнении графических построений (для большей наглядности!) значения напряжённости нормировались на величину её расчётного максимума для тангенциальной компоненты поля токопровода (h, h) на плоскости $z=0$. То есть, на графиках приведены зависимости для $H_{y,z}^0 = \frac{H_{y,z}}{H_{m1}}$.

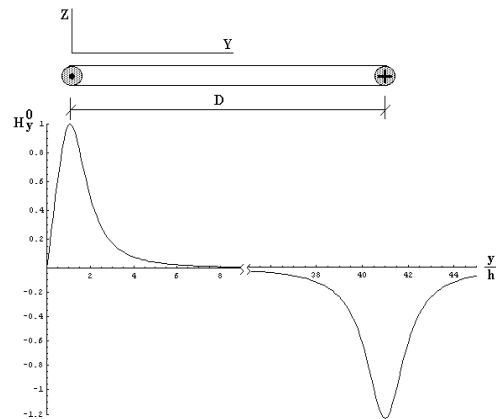


Рис. 2. Распределение тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля вдоль горизонтальной поверхности углового изгиба листовой заготовки для $\alpha = 0$, рассчитанное по формуле (15)

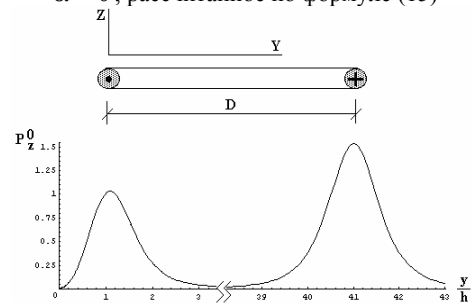


Рис. 3. Распределение нормальной составляющей силы магнитного давления на горизонтальную поверхность углового изгиба листовой заготовки для $\alpha = 0$, рассчитанное по формуле (17)

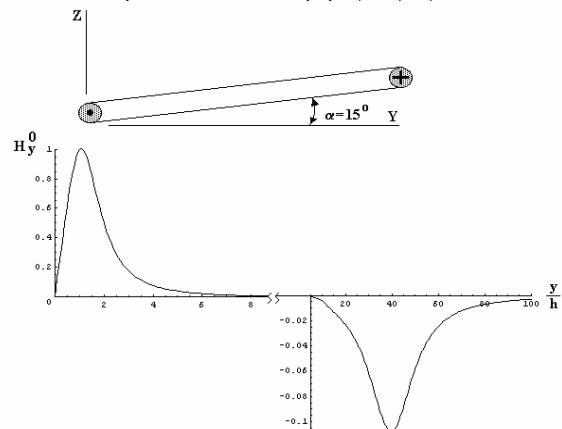


Рис. 4. Распределение тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля вдоль горизонтальной поверхности углового изгиба листовой заготовки для $\alpha = 15^\circ$, рассчитанное по формуле (15)

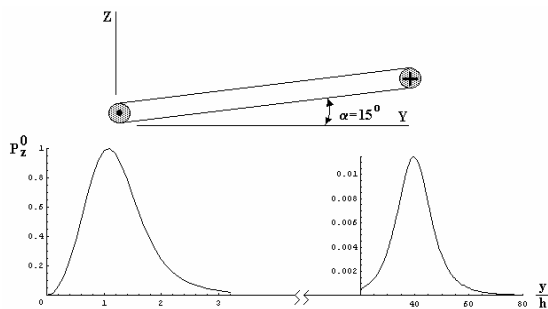


Рис. 5. Распределение нормальной составляющей силы магнитного давления на горизонтальную плоскость углового изгиба листовой заготовки для $\alpha = 15^\circ$, рассчитанное по формуле (17)

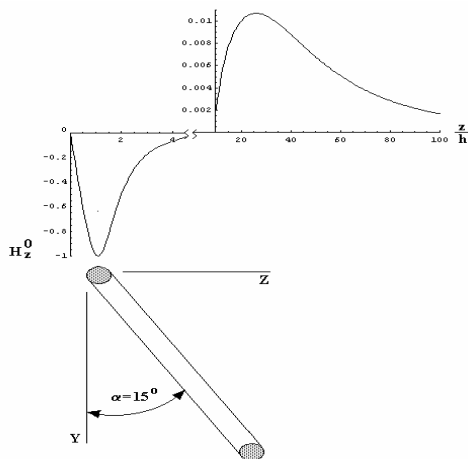


Рис. 6. Распределение тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля вдоль вертикальной поверхности углового изгиба листовой заготовки для $\alpha = 15^\circ$, рассчитанное по формуле (16)

Обратимся к оценке абсолютных значений измененных величин.

В настоящих вычислениях

$$H_{m1} \approx 0.2 \cdot H_m(t) = 0.2 \cdot \frac{I(t)}{(\pi h)}$$

Для амплитуды тока ≈ 100 кА при $h = 0.0005$ м –

$H_{m1} \approx 1.27 \cdot 10^7 \frac{A}{M}$, соответствующая величина магнитного давления будет равна $P_{m1} \approx 101.86$ МПа.

В целом же, результаты проведенных расчётов можно обобщить следующими положениями.

- Ток параллельных достаточно тонких токопроводов прямоугольного витка, помещённого во внутреннюю полость плоского угла изогнутого металлического листа с высокой удельной электропроводностью, возбуждает в компланарной плоскости интенсивные магнитные поля (при характерной для магнитно-импульсной обработки металлов величине тока ≈ 100 кА напряжённость достигает $\sim 10^7 \frac{A}{M}$) той же временной формы и мощные силы давления (до ~ 100 МПа) с максимумами пространственного распределения в точках с координатами, соответствующими положениям токопроводов (рис. 2, рис. 3).

- Превышение величины максимума поля и давления, возбуждаемого в зоне "дальнего" токопровода

(L, H), над соответствующей величиной в области "ближнего" токопровода (l, h), отмечаемое на графиках рис.2 и рис.3, действительно может иметь место на практике. Указанное превышение объясняется рассеянием энергии тока "ближнего" токопровода на возбуждение полей как в металле квазикомпланарной, так и в металле ортогональной поверхности плоского угла.

- Увеличение угла наклона плоскости витка к соответствующей поверхности до $\sim 15^\circ$ приводит к значительному снижению амплитуды напряжённости возбуждаемого поля (\sim на порядок) и величины магнитного давления (\sim на два порядка) со стороны тока "дальнего" токопровода (рис. 4, рис. 5). Физически, данный факт можно объяснить уменьшением электромагнитной связи между током и проводником, вследствие увеличения расстояния между ними (подтверждение на графике рис. 6).

- Вариация во взаимном расположении витка и одной из поверхностей плоского угла изогнутой листовой заготовки позволяет реализовать существенную концентрацию поля и давления в непосредственной близости от изгиба.

ВЫВОДЫ

1. Проведен теоретический анализ электродинамических процессов в индукторной системе, предназначенной для формовки углов в предварительно изогнутых металлических листах.

2. Получены аналитические выражения для компонент напряжённости магнитного поля, их достоверность подтверждается предельными переходами к известным и ранее описанным решениям.

3. Расчёты, проведенные для экспериментальной индукторной системы, осветили возможные варианты её конструктивного исполнения, позволяющие в конечном итоге повысить эффективность силового воздействия в зоне формируемого угла и снизить давления на прилегающие поверхности листовой заготовки.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] S. Golovashchenko and others, Electromagnetic Forming of Aluminum Body Panels. TMS Annual Meeting and Exhibition. San Francisco, California. February 13-17, 2005.
- [2] Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1. 2004 Dortmund, Germany.
- [3] Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т., Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. Харьков: Вища школа. 1977. 189 с.
- [4] Шнеерсон Г.А., Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. Л: "Энергия". 188 с., 1982 г.
- [5] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Издание второе, переработанное и дополненное. Под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Харьков: Изд."МОСТ-Торнадо".2003.- 285 с.
- [6] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Магнитно-импульсная обработка тонкостенных металлов. Харьков: Изд."МОСТ-Торнадо".2002.- 288 с.
- [7] Т. Корн, Г.Корн, Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М: Наука. 1973. – 831 с.

Поступила 30.03.2006

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ТОНКОСТЕННОЙ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКЕ ПРИ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЯХ РАБОЧИХ ЧАСТОТ

Чаплыгин Е.А.,

Харьковский Национальный автомобильно-дорожный университет

Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, кафедра "Автомобильная электроника"

тел. (057) 700-38-52, email: chaplygin_e_a@mail.ru

Проведено розрахунок характеристики поля, збуджуваного у металі тонкостінної листової заготовки при низьких значеннях робочих частот струмового імпульсу. Встановлено, що збуджується потужна нормальна складова напруженості магнітного поля, розподілення якої не обмежено шириною витка індуктора.

Проведен расчет характеристики поля, возбуждаемого в металле тонкостенной листовой заготовки при низких значениях рабочих частот токового импульса. Установлено, что возбуждается мощная нормальная составляющая напряженности магнитного поля, распределение которой не ограничено шириной витка индуктора.

Электродинамические процессы в индукторных системах с плоскими тонкостенными заготовками представляют практический интерес для магнитно-импульсной обработки металлов при воздействии низкочастотных полей. В данном временном режиме имеет место их интенсивное проникновение сквозь обрабатываемую заготовку и, как следствие, искажение всей картины пространственного распределения вектора напряжённости [1].

Исследованию вихревых токов в проводящих листах, возбуждаемых низкочастотным полем одновиткового индуктора для физической идеализации, в которой заготовка является "абсолютно прозрачной", проведено в работе [2]. Для более полного представления о протекающих электродинамических процессах необходимы также соответствующие оценки компонент вектора магнитной напряжённости.

Цель настоящей работы - расчёт характеристик поля, возбуждаемого в металле тонкостенной листовой заготовки при низких значениях рабочих частот токового импульса в цепи плоского одновиткового индуктора.

Расчётная модель исследуемой системы представлена на рис. 1.

Так же как и в работе [2], принятая модель максимально соответствует реальной конструкции, содержащей одновитковый соленоид, как источник импульсного магнитного поля, и расположенную поверх него тонкостенную листовую заготовку.

В цилиндрической системе координат, связанной с рассматриваемой индукторной системой, перечислим допущения, обеспечивающие математическую строгость в решении задачи.

- Виток индуктора достаточно тонок и "прозрачен" для действующих полей ($\Delta \rightarrow 0$), так что его металл не оказывает никакого влияния на протекающие электромагнитные процессы.
- Система обладает аксиальной симметрией, так что

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0 \quad (\varphi - \text{полярный угол}).$$

- Поперечные размеры индукторной системы настолько велики, что в рамках поставленной задачи их можно считать бесконечными.

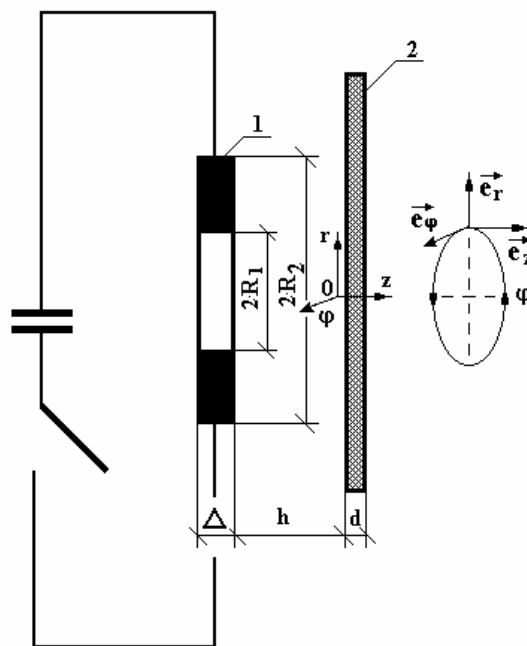


Рис. 1. Схема индукторной системы с одновитковым соленоидом (1) и плоской листовой заготовкой (2),

→ → →

(e_r, e_φ, e_z - направляющие орты цилиндрической системы координат)

- В индукторе течёт ток $I(t)$, временные параметры которого таковы, что в расчётах вполне приемлемо известное условие квазистационарности происходящих электромагнитных процессов, так что $\frac{\omega}{c} \cdot l \ll 1$ (здесь ω - циклическая частота процесса, c - скорость света в вакууме, l - наибольший характерный геометрический размер системы, в данном случае - это поперечный размер, $l \gg 2 \cdot R_2$).
- Листовая заготовка является достаточно тонкостенной с геометрической - $\frac{d}{R_{1,2}} \ll 1$ и электродинамической - $\omega \cdot \tau \ll 1$ точек зрения (в последнем неравенстве: $\tau = \mu_0 \cdot \gamma \cdot d^2$, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума, γ - удельная электропроводность металла)

заготовки, d - её толщина).

В соответствии с допущением о тонкостенности обрабатываемой заготовки для продольного волнового числа её металла приемлемо оценка:

$$|p \cdot \mu_0 \cdot \gamma| \ll \lambda^2 \text{ и } q(p, \lambda) \approx \lambda. \quad (1)$$

С помощью выражения для напряжённости электрического поля (19), полученного в работе [2], и уравнений Максвелла (2) и (3), найдём компоненты вектора напряжённости магнитного поля.

После выполнения необходимых обратных переходов в интегральных преобразованиях получаем:

а) радиальная (тангенциальная) составляющая напряжённости:

$$H_r(r, z, t) \approx 0.5 \cdot j(t) \cdot \int_0^\infty f(\lambda) \cdot e^{-\lambda(h+z)} \cdot \lambda \cdot J_1(\lambda \cdot r) d\lambda, \quad (2)$$

б) нормальная (к поверхности листа) составляющая напряжённости:

$$H_z(r, z, t) \approx 0.5 \cdot j(t) \cdot \int_0^\infty f(\lambda) \cdot e^{-\lambda(h+z)} \cdot \lambda \cdot J_0(\lambda \cdot r) d\lambda, \quad (3)$$

где $j(t)$ - плотность тока в индукторе, $j(t) = j_m \cdot \varphi(t)$, j_m - амплитуда, $\varphi(t)$ - временная зависимость,

$f(\lambda) = \int_0^\infty f(r) \cdot J_1(\lambda \cdot r) \cdot r \cdot dr$, $f(r)$ - функция радиально-

го распределения плотности тока в индукторе, $J_{0,1}(x)$ - функции Бесселя нулевого и первого порядка, соответственно.

Численные оценки пространственного распределение компонент возбуждаемого магнитного поля проведём для витка достаточно малой ширины. В этом случае можно считать, что ток индуктора распределён по радиусу практически равномерно

$$(f(r) \approx \eta(r-R_1) - \eta(r-R_2) \text{ и } f(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} r \cdot J_1(\lambda r) dr).$$

Конкретные вычисления проводились для индукторной системы, исследованной ранее при анализе процессов возбуждения вихревых токов авторами работы [2]: $h=d=0.0005\text{ м}$, $R_1=0.05\text{ м}$, $R_2=1.25 \cdot R_1 \approx 0.0625\text{ м}$, $\varphi(t) = e^{-\delta_0 \cdot \omega t} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, $\delta_0=0.25$, $\omega=2 \cdot \pi \cdot 2.85\text{ кГц}$.

На рис. 2 представлены результаты вычислений компонент напряжённости магнитного поля (нормировка на величину $0.5 \cdot j(t)$) на граничных поверхностях листовой заготовки.

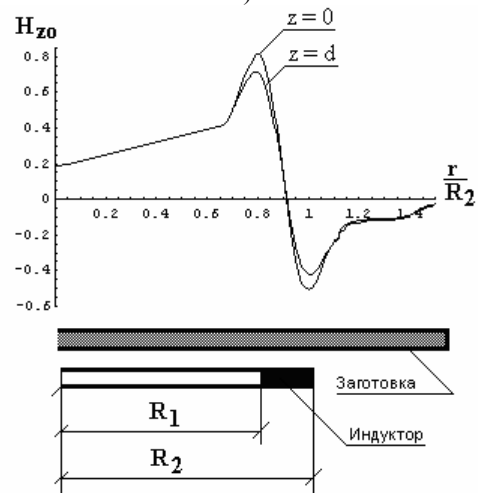
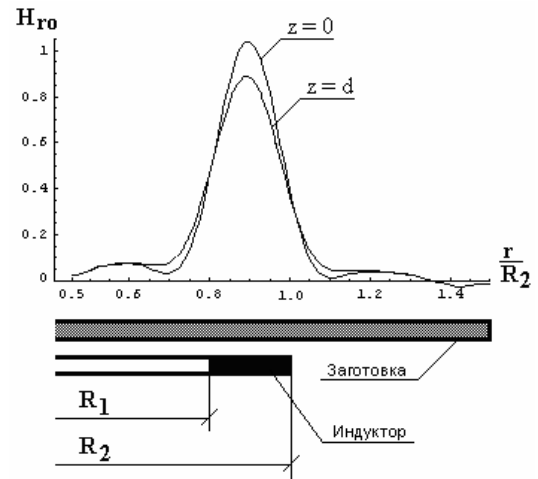


Рис. 2. Радиальные распределения нормальной (а) и радиальной (б) составляющих вектора напряжённости магнитного поля в тонкостенной листовой заготовке

Для наглядности в сопоставлении картин распределения напряжённости магнитного поля в тонкостенной листовой заготовке совместим графики на рис. 2а и рис. 2б.

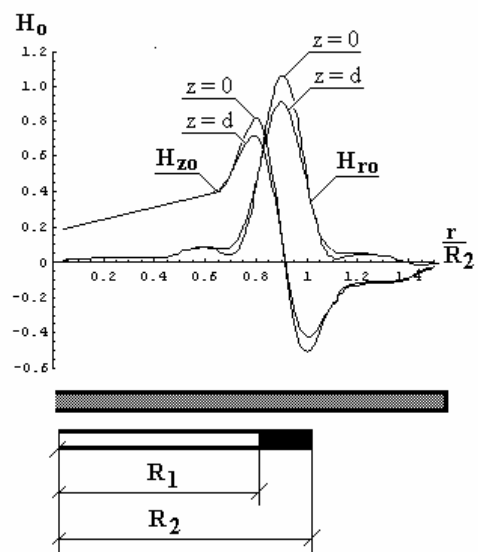


Рис. 3

Наконец, заканчивая графическое иллюстрирование электромагнитных процессов в низкочастотном режиме одновитковой индукторной системы с тонкостенной листовой заготовкой, приведём результаты расчётов, выполненных в абсолютных единицах измерения для амплитуды возбуждающего тока $I_m=100$ кА.

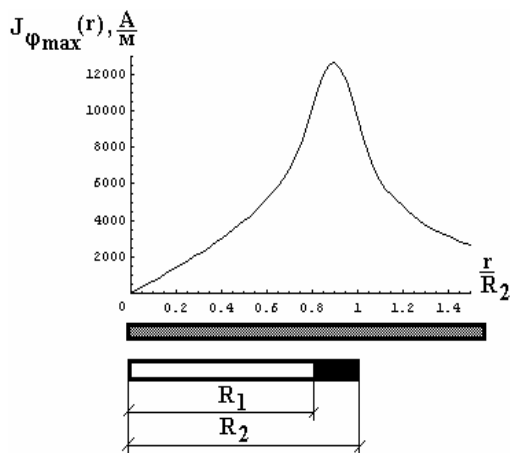
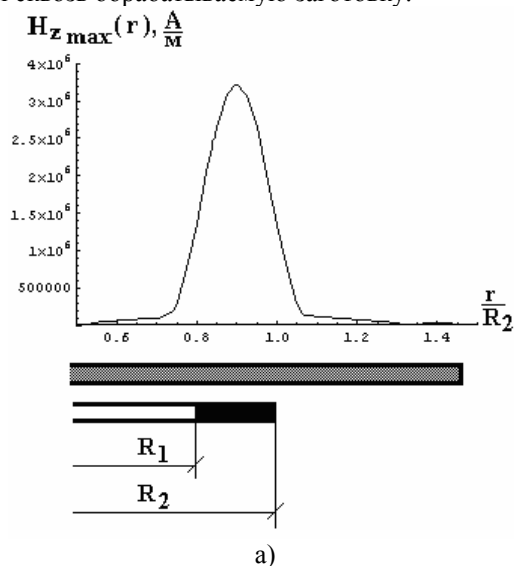


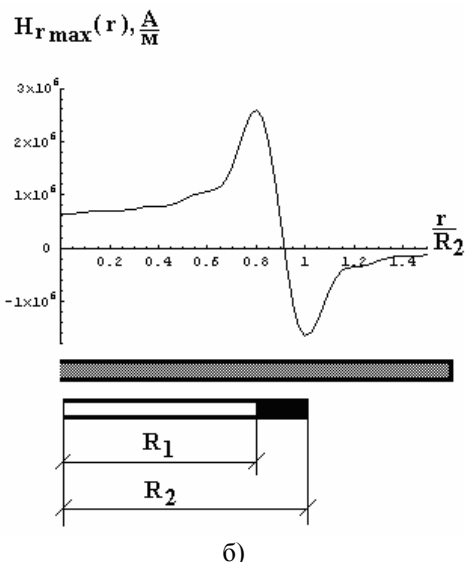
Рис. 4. Радиальное распределение тока в листовой заготовке в максимуме временной амплитуды (расчёт по формулам (25) и (26) в работе [2])

Основные результаты проведенных вычислений сводятся к следующим положениям.

- Радиальное распределение касательной компоненты вектора напряжённости магнитного поля сосредоточено в области витка индуктора так же, как и в случае резкого поверхностного эффекта, когда отсутствует проникновение поля сквозь заготовку.
- В низкочастотном режиме возбуждается мощная нормальная составляющая напряжённости магнитного поля. При резком поверхностном эффекте (достаточно высокие частоты действующих полей) она отсутствует. Появление нормальной компоненты напряжённости обусловлено диффузионными процессами сквозь обрабатываемую заготовку.



а)



б)

Рис. 5. Радиальное распределение тангенциальной (а) и нормальной (б) компонент напряжённости магнитного поля в максимуме временной амплитуды на поверхности листовой заготовки со стороны индуктора

- В отличие от тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля радиальное распределение нормальной составляющей не ограничено шириной витка индуктора. В его центре нормальная компонента имеет достаточно высокое не нулевое значение.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Магнитно-импульсная обработка тонкостенных металлов. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 2. Харьков: Изд. МОСТ-Торнадо. 2002. - 288 с.
- [2] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А., Особенности токов, индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах. // Электротехніка і електромеханіка. Харків. 2005, №3, С. 69-73.

Поступила 1.03.2006

МОДЕЛИРУЮЩИЙ КРИОГЕННЫЙ СОЛЕНОИД ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ПЛАЗМЕННОГО МАГНИТНОГО СЕПАРАТОРА

Юферов В.Б., д.т.н., Шарый С.В., Друй О.С., Сероштанов В.А., Ильичёва В.О.
 Национальный научный центр "Харьковский физико-технический институт"
 Украина, 61108, Харьков, ул. Академическая 1,
 тел. (+380 57 3356326), e-mail: v.yuferov@kipt.kharkov.ua

Спроектван, розрахован та виготовлен у лабораторних умовах крупногабаритний криосоленоїд з невакуумованим криостатом. Експериментально одержані характеристики соленоїду та його теплофізичні параметри добре узгоджуються з розрахунками та показують межі можливого застосування соленоїду для проведення експериментів на електромагнітному сепараторі елементів.

Спроектирован, рассчитан и изготовлен в лабораторных условиях крупногабаритный криосоленоид с невакуумируемым криостатом. Экспериментально полученные характеристики соленоида и его теплофизические параметры хорошо согласуются с расчетными и показывают границы возможного применения соленоида для проведения экспериментов на электромагнитном сепараторе элементов.

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1 - 2] рассмотрено несколько модификаций плазменных сепараторов элементов и изотопов, использующих ионный циклотронный резонанс. Представлены ориентировочные характеристики систем, входящих в состав сепаратора, величины и желаемое осевое распределение магнитного поля. Во всех модификациях основной системой является магнитная, определяющая энергозатраты, материалоемкость, стоимость и габариты. Объем системы, приблизительно равный объему магнитного поля определяет производительность сепаратора и отчасти атомный вес продукта. Величина магнитного поля определяет атомный вес сепарируемой продукции. При создании сепараторов с объемами магнитного поля около 1 м^3 и величинами магнитного поля до 0,3 Тл обмотки, как правило, изготавливаются тепловыми, т.е. работают при температуре около 300 К. При больших объемах или больших величинах магнитного поля используются криорезистивные или сверхпроводящие обмотки. Техника расчета и технология создания магнитных систем достигли совершенства, однако в ряде конкретных случаев нужны простые, эффективные и недорогие решения. При создании магнитной системы плазменного сепаратора [1] были использованы промышленно изготовленные тепловые обмотки, с рабочей температурой $\sim 300 \text{ К}$. Однако, имеющихся в наличии обмоток достаточно лишь на половину системы, поэтому необходимо создание такой же обмотки для второй части сепаратора.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ВЫБОР РЕШЕНИЙ

На рис. 1,а,б представлена схема экспериментального плазменного магнитного сепаратора ДИС-1. Проведенные расчеты и эксперименты показали, что имеющаяся система из восьми соленоидов может обеспечить необходимые магнитные параметры. Кроме того, в ней имеется большой "тепловой" запас при работе в квазистационарном режиме. Однако, изготовление второго подобного комплекта соленоидов в настоящее время затруднительно, не только из-за их большой стоимости, но также и из-за отсутствия изготовителей экспериментального оборудования таких габаритов.

Оценки показали, что при использовании криогенного охлаждения обмоток (до 80 К) количество ме-

ди может быть существенно уменьшено, особенно при работе в квазистационарном режиме с длительностью импульсов около 10 с и менее. Проблемой оставалось создание криостата на 80 К, который при таких габаритах обычно изготавливается в вакуумном исполнении. Изготовление больших криосоленоидов с вакуумными криостатами в настоящее время также трудно осуществимо из-за отсутствия производств соответствующего профиля, а потому окажется чрезвычайно дорогостоящим. Параметры соленоидов 1,2,3 (рис 1,а) представлены в табл. 1. Учитывая наш опыт [3], решено было провести изготовление криосоленоида в условиях ННЦ ХФТИ, при этом, исходя из возможностей производства, необходимо было разработать безстаночную технологию изготовления и соленоидов, и криостатов на 80 К, не вакуумируемых, с использованием бытовых теплоизолирующих материалов (оценки показывали, что в этом случае теплофизические параметры соленоида окажутся удовлетворительными).

Криогенный соленоид плазменного сепаратора, как видно из таблицы 1, должен иметь параметры: внутренний диаметр обмотки – около 580 мм, длина обмотки – 1500 мм, максимальная величина магнитного поля около 0,3 Тл для изотопов лития и около 0,6 Тл для изотопов бора и углерода.

Для $H \approx 0,6 \text{ Тл}$ величина транспортного тока в обмотке должна быть около 1,5 кА (3 кА/см^2), и около 320 витков на метр. Имевшаяся в наличии медная шина с размерами $25 \times 2 \text{ мм}^2$ при охлаждении до 80 К позволяла транспортировать указанный выше ток при тех же параметрах системы питания, что и для соленоидов 1. Таким образом, решением могло быть: либо создание восьми идентичных соленоидов, эквивалентных соленоиду 1, рис.1, либо создания моносоленоида, заменяющего все 8. Необходимость высокой однородности магнитного поля на длине системы рекомендовала создание моносоленоида с указанными выше параметрами, при этом снижался общий вес, габариты и энергозатраты. Собственно обмотка моносоленоида может изготавливаться в двух вариантах: послойно и в виде отдельных блинов. Для послойного варианта это около 60 витков в слое и 8 слоев. Медная шина электроизолировалась стеклолентой шириной 20 мм, толщиной 0,2 мм с просветом 5 мм и пропитывалась эпоксидной смолой в процессе намотки.

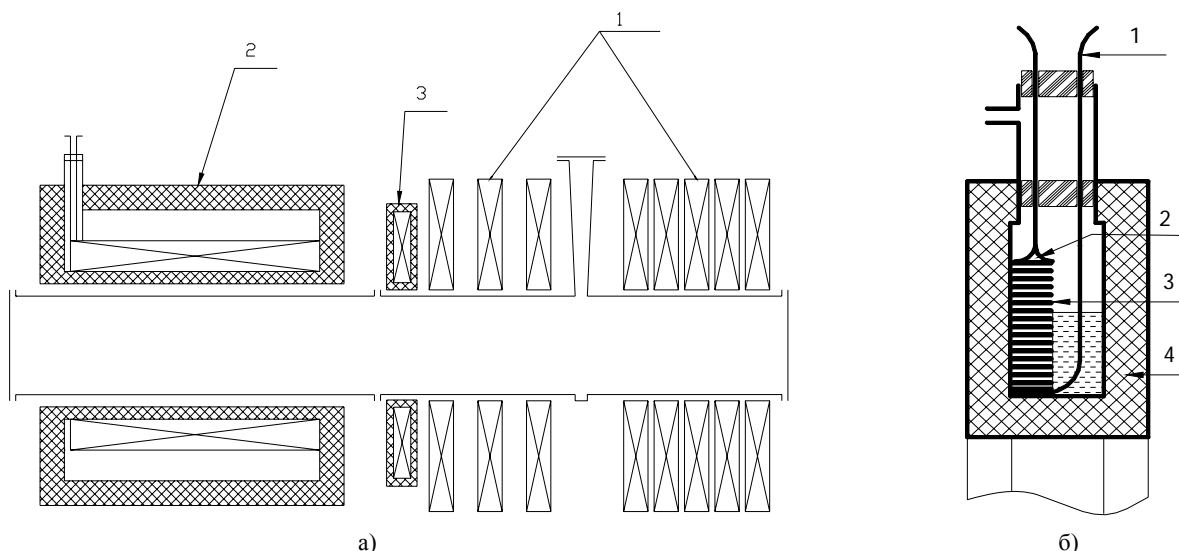


Рис. 1 а) Схематический вид магнитной системы сепаратора: 1 – дискретные промышленно изготовленные соленоиды; 2 – одиночный соленоид (должен быть создан); 3 – моделирующий криосоленоид (прототип соленоида 2); б) Схематический вид моделирующего криосоленоида: 1 – тоководы; 2 – термодатчик; 3 – обмотка; 4 – теплоизоляция

Таблица 1

Параметры соленоидов 1,2,3	1. Промышленный соленоид	2. Большой криосоленоид	3. Моделирующий криосоленоид
Внешний/внутренний диаметр/длина (по меди), мм	1140/480/95	605/580/1500	734/590/25
Внешний/внутренний диаметр теплоизоляции, мм	-	1000/480	910/490
Вес обмотки, кг/число витков/шина ммхмм	445/33 /12х40	450/400 / 25х2	25/28 / 25х2
Поле в центре на оси ($I = 1500 \text{ A}$), Э	810	До $3 \cdot 10^3$	835
Намотка соленоида	Блинная 2 ряда	8 слоёв	Блинная 1 ряд
Объём криостата заполняемый азотом, л	-нет	~ 200	9

Таким образом, обмотка замоноличивается с помощью эпоксидной смолы ЭД-6, устойчивой при криогенных температурах. Однако в этом случае появлялась проблема, т.к. охлаждается криожидкостью только внешний слой медной обмотки, а температура внутренних слоев определяется теплопроводностью слоистой системы с послойным внутренним тепловыделением. В случае блинной намотки проблема теплопередачи тоже остается, хотя выглядит менее остро, так как охлаждаются только торцы шины через слой эпоксидной смолы и стеклотенты. Поэтому, в обоих случаях для определения оптимальной длительности импульса необходимы данные о величинах теплопередачи.

Следующим вопросом является вопрос прочности. Замоноличивание обмотки при отсутствии каркаса делает ее самонесущей, что возможно в условиях умеренных осевых пондеромоторных сил, не превышающих в нашем случае величины $\sim 10 \text{ кН}$ (для двух соленоидов). Теплоизоляция криостата должна надёжно выдерживать эти осевые нагрузки без изменения теплофизических характеристик. В качестве теплоизоляции может быть выбран промышленный пенопласт (полистирол) для которого предельная величина нагрузки составляет $\sim 40 \text{ Н/см}^2$. Конструктивно соленоид выглядит следующим образом. Обмотка размещается во внутреннем сосуде с криагентом, далее теплоизоляция, которая должна размещаться во внешнем тонкостенном сосуде с внутренним диаметром 480 мм, внешним около 1000 мм, длиной \sim

1700 мм. Пространство между стенками сосудов заполняется теплоизоляцией "по месту", после намотки обмотки и размещения ее в сосуде. Толщина слоя теплоизоляции 50-100 мм будет уточнена в процессе подготовительных моделирующих теплофизических экспериментов. Слой теплоизоляции набирался из блоков-пластин промышленного пенопласта.

Соединение блоков и заполнение полых труднодоступных объёмов производилось при помощи монтажной пены (однокомпонентный пенополиуретановый герметик в аэрозольной упаковке).

Основные вопросы для изучения: величина теплоподвода в не вакууммируемом криостате в холодном режиме и возможность поддержания магнитного поля с точностью до 1-2% в течение 3-10 с в замоноличиванной обмотке. Последний вопрос может звучать и иначе. Каковы допустимые условия теплопередачи в замоноличиванном соленоиде при различных плотностях транспортного тока и какова его конструкция?

Для отработки технологии изготовления, возможности реализации расчетных параметров, определения условий теплопередачи и охлаждения был рассчитан, спроектирован и изготовлен моделирующий соленоид – магнитный аналог одного из имеющихся в наличии промышленных соленоидов.

РАСЧЕТ И ОПИСАНИЕ

Габариты соленоида задаются параметрами сепаратора (табл. 1). Его схематический вид представлен на рис. 1,б. Для шины $25 \times 2 \text{ мм}^2$ в адиабатическом при-

близости нагрев обмотки, ΔT , может быть определен как $I^2 \rho(R) \tau = cm \Delta T$, где I – транспортный ток соленоида, $\rho(R)$ – удельное сопротивление или сопротивление соленоида, τ – длительность токового импульса, c – теплоемкость меди, m – удельная масса или масса обмотки. При токе 1 кА и температуре 77 К, темп нагрева обмотки составляет $\sim 0,5$ К/с и тепловыделение около 0,4 Дж/см. При длительностях импульса в несколько секунд процесс не может быть чисто адиабатическим и дальнейшее повышение температуры будет ограничено теплопередачей в жидкость. Величиной, определяющей допустимые перепады температуры, становится величина $\Delta B/B \approx 2\%$ – определяющая возможность работы сепаратора по разделению [1]. При этом в величину ΔB входят и пространственные неоднородности магнитного поля, и изменение тока за счет нагрева обмотки, т.е. величина $\Delta I/I$.

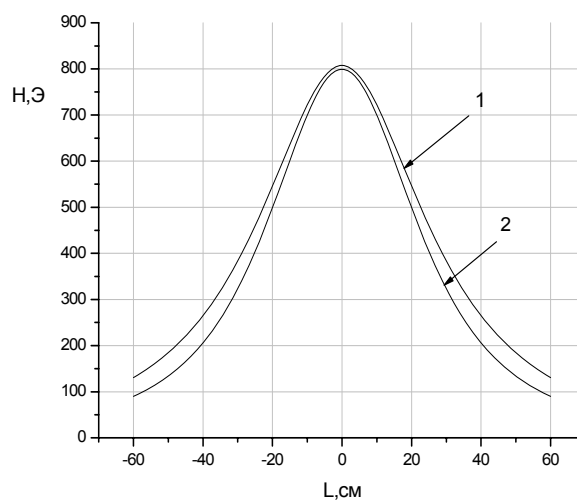
Особенностью криогенного моделирующего соленоида является то, что в его намотке используется шина с меньшим сечением при том же транспортном токе, что и в тепловых, т.е. с большей плотностью тока, вследствие чего сокращается средний диаметр соленоида и возможно сокращение числа витков. Это делает соленоид более тонким, имеющим более пикированное распределение магнитного поля. Однако, в данном моделирующем эксперименте, это не имело существенного значения и могло быть учтено при изготовлении основного образца. Это расчетное различие осевых распределений магнитного поля при приблизительно равных максимальных величинах представлено на рис. 2: а – расчетные зависимости (1 – промышленный соленоид, 2 – моделирующий соленоид), б – экспериментальные.

Для расчета магнитного поля использовалось соотношение [4]:

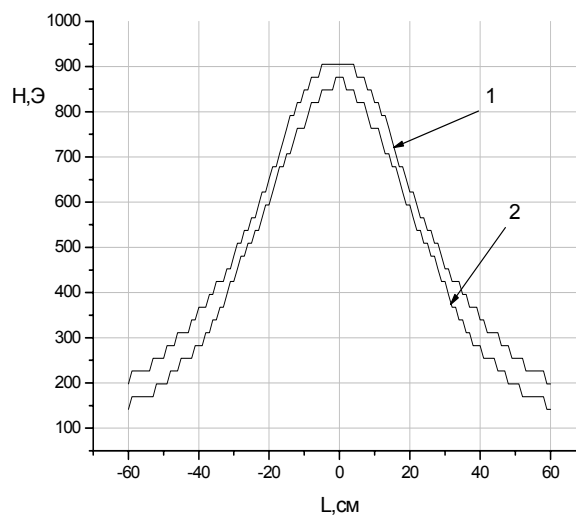
$$H(z) = 0,8\pi \frac{NI}{h} \frac{\frac{h}{2} - z}{b-a} \ln \left(\frac{b + \sqrt{b^2 + \left(\frac{h}{2} - z\right)^2}}{a + \sqrt{a^2 + \left(\frac{h}{2} - z\right)^2}} \right) + 0,8\pi \frac{NI}{h} \frac{\frac{h}{2} + z}{b-a} \ln \left(\frac{b + \sqrt{b^2 + \left(\frac{h}{2} + z\right)^2}}{a + \sqrt{a^2 + \left(\frac{h}{2} + z\right)^2}} \right),$$

где N – число витков, I – ток, h – ширина шины, a – внутренний радиус обмотки, b – внешний радиус обмотки, z – расстояние вдоль оси соленоида.

Для промышленного соленоида, см. таблицу 1, при токе $I = 1500$ А величина магнитного поля в центре соленоида $H_0 = 810$ Э. Поэтому для криосоленоида были выбраны параметры: $N = 28$ число витков в один вертикальный ряд, $h = 25$ мм, $2a = 590$ мм (малый диаметр обмотки), $2b = 674$ мм (большой диаметр обмотки); при токе $I = 1500$ А величина $H_0 = 835$ Э. Полный вес – 40 кг. В верхней точке внешнего витка криосоленоида укреплен на тепловой контакт угольный термодатчик, проградуированный по трем точкам от 290 до 64 К [5], по которому отслеживали динамику охлаждения и отогрева соленоида. Фото криосоленоида представлено на рис. 3.



а)



б)

Рис. 2. Распределение магнитного поля вдоль оси соленоидов: а) расчетное, б) измеренное

При выборе параметров криостата, определяющей величиной, кроме габаритов, является величина теплоподвода и тепловыделения, которые могут быть выражены, как: $Q_{\Sigma} = Q_S + Q_I + Q_T$, где Q_{Σ} – суммарный теплоподвод, $Q_S = \lambda \cdot S \cdot \Delta T / l$ – теплоподвод через поверхность криостата в одномерном приближении, т.е. через теплоизоляцию, где λ – коэффициент теплопроводности теплоизоляции; S – ее площадь; l – ее толщина; Q_I – тепловыделение в криостате при включении тока, $I^2 \cdot R \cdot n \cdot \tau$; I – ток в обмотке; R – сопротивление обмотки; n – число импульсов; τ – длительность импульса тока. Q_T – теплоподвод в криостат за счет токовыводов, определяется таким же выражением, уравнением Фурье, что и Q_S , только со своими величинами коэффициентов. При этом желательно, чтобы величина $Q_S \leq Q_I$. Однако величина Q_I является функцией нескольких параметров, которые диктуются условиями эксперимента. При определении теплоподводов трудно разделить величины первого и третьего членов, поскольку токовыводы охлаждаются потоком отходящих холодных паров и эффективные токовыводы в холостом режиме должны почти не давать теплоподвода к системе. Дополнительной теплофизической особенностью криосоленоида является то, что диаметр вертикально расположенной медной обмотки лишь немного отличается

от диаметра криососуда с жидким азотом, поэтому в процессе изменения уровня хладагента (ожидаемые) скорости его испарения будут длительное время приблизительно постоянными, до тех пор, пока уровень жидкости не снизится до нижнего края обмотки. Это связано с высокой теплопроводностью медной обмотки, практически усредняющей теплоподвод через всю поверхность теплоизоляции.



Рис. 3. Фото соленоида (вверху на патрубке видны токовводы, рядом трубка для залива криогента)

Как указывалось выше, теплоизоляция соленоида комбинированная, состоящая из промышленного пенопласта и монтажной пены. Теплопроводность этих материалов могла различаться из-за различных величин плотности, которую трудно сделать постоянной для монтажной пены - пенопласта, изготавливаемого "на месте". Такая же ситуация должна наблюдаться и для прочностных характеристик. Для определения теплопроводности были изготовлены два идентичных криостата из промышленного пенопласта и монтажной пены и проведены эксперименты. Существенным недостатком таких экспериментов является переменный уровень хладагента в криостате и связанная с ним переменная площадь теплопередачи. Поэтому в моделирующих теплоподвод криостатах были вставлены медные хладопроводы на всю высоту криостатов. Такая операция существенно изменила их теплофизические характеристики сделав тепловыделение постоянным, вернее слабо зависящим от уровня криожидкости. При расчете удельного теплоподвода в системе теплоизоляции использовалась средняя величина поверхности теплообмена $S_{cp} = S_{max} + S_{min} / 2$, где S_{max} и S_{min} внешняя и внутренняя поверхности теплоизоляции. При этом предполагается, что температура на внешней и внутренней поверхности равны соответственно 300 и 78 К. Последнее предположение, $T_{внутр} = 78$ К было бы вполне приемлемым при малых размерах соленоида. Представлялось, что медная обмотка с ее хорошей теплопроводностью, около 5 Вт/см град в области 80 К, выглаживает температурные градиенты внутри криостата, делая перепады температу-

ры, на первый взгляд – малозаметными. Однако, как будет видно из результатов эксперимента, для больших соленоидов, с распределенным по поверхности теплообменом и переменным уровнем хладагента – теплоперепады становятся существенными. Кроме того, радиальная теплопроводность обмотки существенно ухудшается за счет межвитковой электроизоляции.

Измерения показали, что средние величины теплопроводности для обоих материалов оказались примерно одинаковыми и равными $2,14 \cdot 10^{-4}$ Вт/смК для пенопласта и $2,07 \cdot 10^{-4}$ Вт/смК для пены соответственно. Полученные значения теплопроводностей хорошо согласуются со справочными данными.

Таким образом расчетные величины Q_S и Q_T составили соответственно 45 и 19 Вт соответственно, при толщине теплоизоляции в 5 см.

ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТ И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Процесс охлаждения соленоида от 290 до 77 К потребовал 35 л жидкого азота, при этом отношение электросопротивлений обмотки составило $\rho_{290}/\rho_{77} = 7,9$. Экспериментально полученная величина теплоподвода составила 75 Вт.

После заполнения криостата жидким азотом и установления скорости испарения с интервалом в 10 минут начали даваться 10 с токовые импульсы, величиной около 525 А, что отмечено всплесками на кривой 1 рис. 4, на котором представлены результаты эксперимента.

Три импульса длительностью в 30 с отмечены большими амплитудами всплесков на кривой 4. Скорость фонового испарения холостого хода, определяющаяся теплоподводом через теплоизоляцию и от токовводов, в начальный момент составляет 1,6 л/час жидкого азота и остается приблизительно постоянной до времени 100 мин, после чего остается постоянной до времени ~ 200 мин. Отношение величин токового испарения хладагента к общему, при данных величинах тока, составляет около 25%.

Сопоставление кривых на рис 4. показывает, что для данной плотности тока имеется по крайней мере 4 области уровней жидкого азота, относящиеся друг к другу приблизительно как: 1,0/0,75/0,5/0,25, в которых наблюдаются различные скорости испарения хладагента, но приблизительно равные в пределах области. Три первых импульса не изменяют температуры верхнего участка витка с термодатчиком, затем наблюдается его постоянный рост, что определяется понижением уровня хладагента. При этом, в течение длительного времени величина тока в импульсе остается постоянной. Это свидетельствует о том, что среднее увеличение температуры обмотки и, соответственно ее сопротивления – незначительно. Временной интервал в 10 мин между импульсами выбран по времени установления постоянства показаний температурного датчика после токового импульса. Величина сопротивления при увеличении количества импульсов постепенно увеличивалась. Как видно, после достижения экваториального (половина) уровня жидкости, отмечается падение амплитуды токового импульса и снижение пиковой величины испарения хладагента, что указывает на увеличение времени теплосъема-теплопередачи, возрастания градиентов температуры в обмотке и существенное повышение сопротивления обмотки.

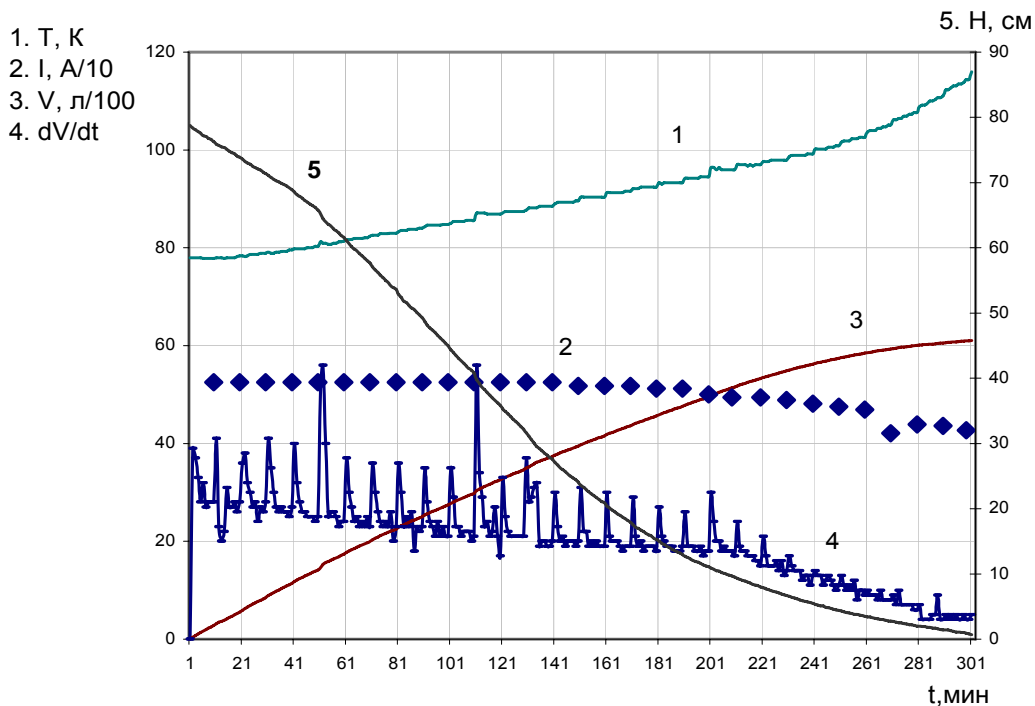


Рис. 4

1 - температура верхней точки внешнего витка; 2 - импульсы тока в обмотке, длительностью 10 сек, за исключением 5-го и 11-ого - 30сек; 3 - количество испарившегося газа со временем; 4 - зависимость скорости испарения от времени; 5 - уровень хладагента

В режиме холостого хода, максимальная температура на верхней части соленоида возрастает на 7-9 К. Снижение уровня хладагента ниже четверти высоты связано с дальнейшим ухудшением условий теплопередачи, из-за снижения площади теплообмена и значительным ростом сопротивления обмотки. Следует также заметить, что вследствие замоналичности обмотки, тепло передается в жидкость с одной боковой поверхности шины, составляющей всего лишь 10% периметра шины. Этого, очевидно, хватает для пузырькового режима теплообмена лишь при большой площади теплообмена с жидкостью. Резкое уменьшение амплитуд, соответствующих токовым импульсам, на кривой испарения при малых уровнях хладагента, при малом изменении тока, может свидетельствовать о пленочном режиме теплопередачи и увеличении времени охлаждения. Одним из путей уменьшения теплоподвода к системе является переход к трубчатым тоководам из нержавеющей стали. Применение которых резко сократит теплоподвод по ним в холостом режиме, поскольку в данном случае величина $Q_s \leq Q_l$.

ВЫВОДЫ

Разработана технология, рассчитан и создан в условиях ограниченной производственной базы крупногабаритный криосоленоид. По своим рабочим параметрам он не уступает промышленным, а по стоимости является значительно более выгодным. Расчетные параметры удовлетворительно согласуются с экспериментальными. Проведены исследования соленоида, показавшие границы, когда удовлетворяются требования выполнения экспериментальных параметров сепаратора. Определены теплофизические параметры теплоизоляции. Определены направления улучшения этих характеристик в подобного рода устройствах, указано

на роль теплообмена и теплообмена. Для более стабильной работы на больших плотностях токов целесообразно улучшение условий теплопередачи в обмотке, не в ущерб электроизоляции и прочности.

Для надежной длительной работы соленоида необходима система автоматического поддержания уровня жидкости в пределах 100-50%: в этой области уровней криожидкости, при этом токовые характеристики будут удовлетворять условиям эксперимента на сепараторе.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Довбня А.Н., Друй О.С., Егоров А.М., Ильичева В.О., Лапшин В.И., Сосипатов М.В., Швец О.М., Юферов В.Б., Винников Д.В., Ковтун Ю.В. Сравнительный анализ проектов плазменных сепараторов изотопов, с колебаниями на циклотронных частотах. // Вопросы атомной науки и техники. Сер. Плазменная электроника и новые методы ускорения №4. 2004 г. – С. 51-57.
- [2] Довбня А.Н., Егоров А.М., Швец О.М., Юферов В.Б., Невструев С.В. Концепционный проект плазменного резонансного сепаратора. // ВАНТ серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения (3), № 4, 2003 г. – С. 323-325.
- [3] Бредихин М.Ю., Гласов Б.В., Скибенко Е.И., Юферов В.Б. Низкотемпературные соленоиды для получения сильных магнитных полей // ЖТФ, №10, 1971. – С. 2226-2229.
- [4] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: "Мир", 1972г. – С. 34-62.
- [5] Hetzler M.C., Walton D. New Interpolation Formula for Carbon Resistance thermometry. // Rev. Sci. Instr. 39 (1968), с.11, s. 1656.

Поступила 1.06.2006

СИСТЕМА ЕЛЕКТРОТЯГОВОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ПІДВИЩЕНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ДЛЯ МЕТРОПОЛІТЕНІВ

Хворост М.В., к.т.н., доц.
ДП "Харківський метрополітен"
Україна, 61012, Харків, вул. Енгельса, 29
тел. (057) 730-35-96

Божко В.В.,
Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", каф. "Електричний транспорт та тепловозобудування"
тел. (057) 706-63-67

Розглянуті схемотехнічні рішення основних вузлів системи електротягового забезпечення (тягового електропостачання) метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією живлення постійного струму. Показано, що при їх використанні можна суттєво покращити показники технічної досконалості системи електротягового забезпечення метрополітенів.

Рассмотренные схемотехнические решения основных узлов системы электротягового обеспечения (тягового электроснабжения) метрополитенов с продольной высоковольтной линией питания постоянного тока. Показано, что при их использовании можно существенно улучшить показатели технического совершенства системы электротягового обеспечения метрополитенов.

1. АНАЛІЗ СТАНУ ПРОБЛЕМИ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Аналіз робіт [1, 2] показує, що в якості технічної досконалості системи електротягового забезпечення (тягового електропостачання) метрополітенів щодо витрат енергетичних, матеріальних і трудових ресурсів в процесі експлуатації можуть бути прийняті:

- коефіцієнт потужності споживаємої із зовнішньої електромережі електроенергії, $\lambda = P_1 / S_1$ (де P_1 , S_1 активна і повна споживаєма потужність відповідно);
- коефіцієнт рівномірності навантаження зовнішньої енергомережі, $g = P_{1\max} / P_{1\text{ср}}$ (де $P_{1\max}$, $P_{1\text{ср}}$ – відповідно максимальна і середня активні потужності, споживаємі від зовнішньої енергомережі у робочому циклі);
- коефіцієнт стабільності напруги живлення метрополітенів при коливаннях напруги у зовнішній енергомережі і навантаження у тяговій мережі, $\chi = U_{T\min} / U_{T\max}$ (де $U_{T\min}$, $U_{T\max}$ – відповідно мінімальна і максимальна робочі напруги в тяговій мережі);
- коефіцієнт корисної дії системи електротягового забезпечення $\eta_\epsilon = P_d / P_1$ (де P_d – віддаєма тяговою мережею потужність);
- коефіцієнт корисного використання енергії рекуперації, яка поступає в тягову мережу від гальмуючих метрополітенів при відсутності в мережі споживачів, $\eta_{pek} = A_c / A_p$ (де A_c , A_p – відповідно частина енергії рекуперації, яка поступає у зовнішню енергомережу або в накопичувачі енергії та рекуперуєма в тягову мережу електроенергія);
- коефіцієнт зниження інтенсивності руху метрополітенів на лінії при одинарних відмовах в системі електротягового забезпечення, $Z = M / M_N$ (де M , M_N – відповідно поточна (при виникненні відмови) і номінальна (розрахункова) кількість пар метрополітенів на годину на лінії);
- клас експлуатаційної надійності системи електротягового забезпечення, який пов'язаний з нормативними термінами служби системи електротягового забезпечення.

В ідеальному випадку наведені показники наближають до свого абсолютного значення, а це для показників λ , g , χ , η_ϵ , η_{pek} , Z є одиниця, а для класу експлуатаційної надійності – абсолютний клас, тобто не більше однієї відмови за нормативний термін до

капітального ремонту при прийнятій системі технічного обслуговування і поточного ремонту.

Для традиційної структури системи тягового електрозабезпечення вітчизняних метрополітенів, яка будується по децентралізованому принципі на основі підземних тягово-понижуючих підстанцій, перетворювальні агрегати яких виконуються на базі шестипульсних схем діодних випрямлячів і баластних резисторів для прийому збиткової енергії рекуперації [1, 3] показники технічної досконалості є далеким від абсолютних показників [4]. Так стосовно систем тягового електрозабезпечення ліній ДП "Харківський метрополітен" показники технічної досконалості, за винятком коефіцієнта зниження інтенсивності руху метрополітенів ($Z = 1$) при одинарних відмовах, є, на погляд авторів, дуже низьким, а саме $\lambda \leq 0,9 \div 0,92$; $\eta_\epsilon \leq 0,9$; $g \geq 1,65$; $\chi = 0,564$; $\eta_{pek} = 0$ та відносний клас експлуатаційної надійності, а це більш однієї відмови в процесі експлуатації за термін служби до капітального ремонту лімітуючого вузла-тягово-понижуючих підстанцій.

Подальше технічне удосконалення систем тягового електрозабезпечення метрополітенів потребує пошуки нових, нетрадиційних підходів до побудови дії структури, так і силових схем силових вузлів. Одним з таких підходів щодо структури тягового електрозабезпечення метрополітенів є перехід на структуру на базі високовольтної повздовжньої лінії живлення постійного струму [5–7]. Стосовно нових ліній метрополітенів, найбільш доцільною з точки зору можливостей суттєвого покращення показників технічної досконалості тягового електрозабезпечення є структура на основі двопровідної високовольтної лінії живлення постійної напруги 12 кВ (ПЛ) наземних тягових підстанцій глибокого вводу (НГПВ), які розміщуються поблизу кінцевих станцій ліній метрополітену підземних пунктів живлення тягової мережі напругою 1500 В (ППЖ), що розміщуються на кожній із станцій ліній метрополітену (рис. 1).

Реалізація ж прийнятих для практики використання на метрополітенах тягового електрозабезпечення запропонованої нетрадиційної структури потребує також нових схемотехнічних рішень щодо побудови силових схем основних її вузлів: наземних головних тягових підстанцій та підземних пунктів живлення.

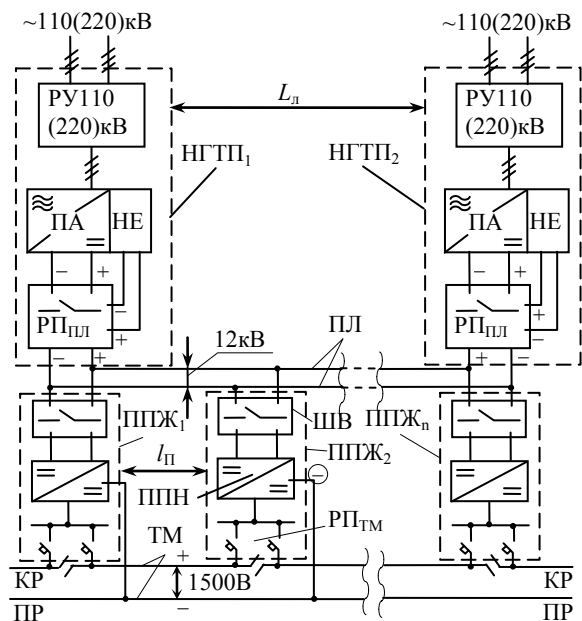


Рис. 1. Структура схеми електротягового забезпечення ліній метрополітена: НГТП₁, НГТП₂ – наземні головні тягові підстанції; ПЛ – повздовжня високовольтна лінія живлення постійного струму напруги 12 кВ; ППЖ_i (де $i = 1, 2, \dots, n$) – підземні пункти живлення тягової мережі (ТМ), КР, ПР – контактні і поїздні рельси тягової мережі відповідно; L_n – відстань між кінцевими станціями лінії метрополітену, поблизу яких розміщуються головні тягові підстанції; l_n – відстань між станціями на лінії, в підземних приміщеннях кожної з яких розміщені пункти живлення тягової мережі

Так, основною схмотехнічною відмінністю наземних головних тягових підстанцій запропонованої структури тягового електрозабезпечення метрополітена (рис. 1) є, окрім традиційних вузлів: розподільної установки змінного струму РУ 110 (220) кВ, перетворювальних агрегатів ПА та розподільного пристрою постійної напруги РППЛ [3], наявність ще і накопичувача енергії НЕ [8]. Крім цього, пропонується будувати перетворювальні агрегати ПА на основі дванадцятипульсних схем випрямлячів [9].

Щодо нових, нетрадиційних схмотехнічних рішень стосовно підземних пунктів живлення тягової мережі ППЖ то їх перетворювачі постійної напруги ППН повинні по-перш, забезпечувати при мінімальних масо-габаритних показниках і високих енергетичних характеристиках можливість двостороннього обміну енергією проміж повздовжньою високовольтною лінією ПЛ та тяговою мережею ТМ, а по-друге – не генерувати реактивну потужність і вищі гармонічні складові струму і напруги.

Резерв в запропонованій схемі тягового електрозабезпечення доцільно забезпечувати стосовно наземних головних тягових підстанцій шляхом установки на кожній із підстанцій додаткового перетворювального агрегата, а стосовно підземних пунктів живлення тягової мережі шляхом півтораразового запасу їх потужності. При цьому, випадіння з роботи навіть двох перетворювальних агрегатів на наземних головних підстанціях та декількох підземних пунктів живлення (при умові, що проміж двома вибувшими залишаються не менше двох працездатних підземних пунктів живлення) не приводить до зниження інтенсивності руху метропоїздів на лінії.

Надання ж функцій комутаційного захисту від

струмів короткого замикання перетворювальним агрегатом НГТП і перетворювачам постійної напруги ППЖ сприяє підвищенню надійності їх контактних апаратів.

Всі ці схмотехнічні рішення і дозволять приблизити показники технічної досконалості системи тягового електрозабезпечення метрополітенів до їх абсолютних значень. Однак для успішної практичної реалізації високоефективної системи тягового електрозабезпечення на основі повздовжньої високовольтної лінії живлення напруги 12 кВ, необхідно спочатку вирішити дві науково-технічні задачі, а саме, вибрати і обґрунтувати найбільш доцільні силові схеми:

- дванадцятипульсного випрямляча, забезпечуючого стабілізацію напруги в повздовжній лінії при коливаннях напруги в зовнішній енергомережі і навантаженнях та його струмовий захист при коротких замиканнях в повздовжній лінії;
- накопичувача енергії, забезпечуючого рівномірність навантаження зовнішньої енергомережі у робочому циклі метрополітена та прийом збиткової енергії рекуперації, яка поступає в повздовжню лінію;
- перетворювача постійної напруги 12 кВ/1,5 кВ, забезпечуючого двосторонній обмін енергією проміж повздовжньою лінією і тяговою мережею, струмовий захист при коротких замиканнях як в тяговій мережі, так і в повздовжній лінії та електромагнітну сумісність з боку повздовжньої лінії і тягової мережі.

Над вирішенням цих задач і працюють автори під керівництвом проф. д.т.н. Панасенко М.В. Далі будуть наведені деякі результати схмотехнічних розробок в напрямку вирішення вище наведених задач.

2. СИЛОВА СХЕМА ДВАНADЦЯТИПУЛЬСНОГО ВИПРЯМЛЯЧА-СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ

В якості дванадцятипульсного випрямляча для перетворювальних агрегатів наземних головних тягових підстанцій метрополітена найбільш доцільно використовувати послідовну схему на базі одного трансформатора з первинною і двома вторинними обмотками групи з'єднання 0,1 та двох трифазних мостових вентильних комутаторів [9], які, в свою чергу, можуть виконуватися як на діодах, так і на тиристорах [5].

Таким чином, в практиці побудови дванадцятипульсних випрямлячів для метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією постійного струму можуть використовуватися три типи силових схем дванадцятипульсних випрямлячів:

- діодна послідовна [9];
- тиристорна послідовна [7];
- діодно-тиристорна послідовна [10].

Як у тиристорній, так і діодно-тиристорній схемі дванадцятипульсних випрямлячів, тиристорні трифазні мостові комутатори у сталому режимі випрямлення працюють з кутом управління тиристорами $\alpha = 0$.

З точки зору коефіцієнтів потужності, корисної дії, нахилу зовнішньої характеристики ці схеми у сталому режимі роботи є рівноцінними і значно кращими за шестипульсні схеми випрямлячів [11]. З точки зору струмового захисту тягових підстанцій при короткому замиканні у повздовжній лінії то найкращою з цих схем є тиристорна послідовна схема дванадцятипульсного випрямляча, яка дозволяє сформувати нульову напругу на боці випрямленої напруги шляхом переводу одного тиристорного комутатора в інверторний режим за рахунок збільшення кута управління його

тиристорами α до величини $\pi - \beta$ (де β – кут випереження ввімкнення тиристорів, забезпечуючий стійке інвертування), а другого – у випрямляючий режим з кутом управління його тиристорами $\alpha = \beta$ і тим самим реалізувати безконтактний струмовий захист.

Регулювання вихідної напруги необхідне також і при стабілізації напруги при коливаннях навантаження і напруги зовнішньої мережі, а це, як відомо, може бути реалізовано за рахунок регулювання кута управління тиристорами α в тиристорах мостових комутаторів. При цьому, в якості випрямлячів-стабілізаторів напруги можна використовувати як тиристорну, так і діодно-тиристорну послідовну схеми дванадцятипульсних випрямлячів. Однак, цей режим їх роботи обумовлює погіршення коефіцієнта потужності і гармонічного складу мережевого струму та випрямленої напруги, що, в свою чергу, для зняття цього питання, потребує прийняття дуже складних і затратних заходів по компенсації реактивної потужності, формуванню синусоїдальної форми мережевого струму та фільтрації випрямленої напруги [12, 13].

Відомий також спосіб стабілізації напруги на шинах тягових підстанцій з шестипульсними діодними випрямлячами [13, 14], який полягає у використанні вольтододачкового перетворювача, а саме, тиристорного трифазного мостового випрямляча, включаємого послідовно з діодним випрямлячем і працюючого з кутом управління тиристорами в межах від 0 до $\pi - \beta$. Цей спосіб дозволяє підвищувати вихідну випрямлену напругу діодного випрямляча при переводі вольтододачкового перетворювача у режим випрямлення ($0 \leq \alpha \leq \pi$) і понижувати при переводі вольтододачкового перетворювача в режим інвертування ($\pi \leq \alpha \leq \pi - \beta$). Цей спосіб є доцільним і при стабілізації вихідної випрямленої напруги в діодно-тиристорних дванадцятипульсних випрямлячах послідовного типу [15].

В основному випрямлячі перетворювального агрегату головної тягової підстанції (рис. 2, а,б), а саме, діодно-тиристорному випрямлячі, один з двох трифазних мостових комутаторів виконується на одноопераційних тиристорах із звичайним фазовим управлінням, який працює в сталому режимі при $\alpha = 0$, а другий – на діодах. У вольтододачковому перетворювачі трифазний мостовий комутатор (середній на рис. 2, а,б) виконується або на одноопераційних тиристорах з фазним управлінням (рис. 2,а), або на двоопераційних тиристорах з однополярною широтно-імпульсною модуляцією (ШИМ) (рис. 2, б).

Ці перетворювальні агрегати можуть працювати в двох основних режимах: сталому (тривалому) та режимі струмообмеження (короткочасному). В режимі струмообмеження, який наступає, наприклад при короткому замиканні в повздовжній лінії постійного струму, вступає в дію фазове управління тиристорної частини напівкерованого основного дванадцятипульсного випрямляча, що обумовлює перехід в інверторний режим з вихідною напругою близькою до вихідної напруги діодної частини і зустрічно до цієї наведеної. Так як по умові недопущення перекидання інвертора необхідно забезпечувати кут випереження β в тиристорній частині дванадцятипульсного випрямляча, то за допомогою реверсивного вольтододачка і створюється недостаюча частина зустрічної напруги. В результаті цього на виході перетворювального агрегата буде нульова напруга, що і необхідно при організації безконтактного струмового захисту.

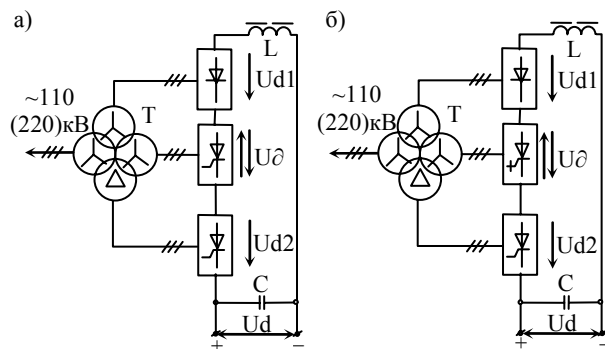


Рис. 2. Два варіанта перетворювального агрегату головної тягової підстанції з вихідним LC – фільтром: а) з вольтододачком на одноопераційних тиристорах з фазовим управлінням; б) з вольтододачком на двоопераційних (запираємих) тиристорах з однополярною широтно-імпульсною модуляцією

Основна ідея запропонованого способу стабілізації вихідної напруги в напрямку збереження на достатньо високому рівні (та навіть деякого підвищення) коефіцієнта потужності живлячої мережі перетворювального агрегату на основі дванадцятипульсної напівкерованої (діодно-тиристорної) схеми випрямляча з реверсивним вольтододачком значно меншої потужності чим основний випрямляч полягає у тому, що у вольтододачку використовується повний діапазон управління тиристорами в межах від 0 до π , а в той час, як при відсутності вольтододачка в напівкерованій схемі, працюючій в режимі стабілізації напруги, використовується лише початкова зона цього діапазону в тиристорній частині половинної потужності від всього напівкерованого випрямляча, супроводжуєма великим споживанням реактивної потужності із живлячої мережі.

Модифікації схеми перетворювальних агрегатів на основі діодно-тиристорних дванадцятипульсних випрямлячів з реверсивним вольтододачком дещо відрізняються по величині коефіцієнта потужності та вартості в залежності від типу тиристорів вольтододачка. В більш дешевому варіанті схеми, а це схема діодно-тиристорного дванадцятипульсного випрямляча з реверсивним вольтододачком на одноопераційних тиристорах (рис. 2,а) коефіцієнт потужності дещо менший в порівнянні з базовою схемою діодно-тиристорного випрямляча без вольтододачка, працюючого в режимі випрямлення при куті управління тиристорами в тиристорному комутаторі $\alpha = 0$. В більш дорожчому варіанті схеми, тобто при введенні в схему перетворювального агрегата вольтододачка на двоопераційних тиристорах (рис. 2,б), коефіцієнт потужності не тільки можливо не погіршувати, але при деякому збільшенні установленної потужності вольтододачка його можна підвищити практично до одиниці за рахунок генерації реактивної потужності зсуву зустрічного знаку. Розрахунки показують, що основний діодно-тиристорний дванадцятипульсний випрямляч, працюючий з кутом $\alpha = 0$ та напругою короткого замикання трансформатора 10%, генерує відносну потужність скривлення 0,15 та реактивну потужність 0, 22. При використанні вольтододачка на двоопераційних тиристорах для випадку запаса по діапазону регулювання напруги $\Delta U^* = 0,25$ результуюча потужність скривлення практично не змінюється, а реактивна потужність знижується до 0,13. Отже,

результуючий коефіцієнт потужності підвищується до величини $\lambda = 0,98$, що відповідає Євростандартам на якість споживаємої електроенергії. Фактично, величина λ буде вищою і складе десь близько 0,99, оскільки залишкова реактивна потужність (а це десь біля 13%) практично повністю компенсується конденсаторами вхідного фільтра вольтододатка [10].

Принципово двоопераційний вольтододаток дозволяє компенсувати не тільки реактивний струм основної гармоніки, але й вищі гармоніки струму, створювані основним перетворювачем. Але, це потребує більш суттєвого збільшення установленної потужності вольтододатка, оскільки амплітудні величини першої та вищих гармонік складаються вже не квадратично, як для активної та реактивної складових потужностей однієї і тієї частоти, а в першому наближенні лінійно [10].

Вольтододаток на двоопераційних тиристорах значно спрощує також фільтрацію вищих гармонік напруги на виході і, тим самим, зменшує розміри вихідного LC-фільтра в порівнянні з LC-фільтром основного діодно-тиристорного дванадцятипульсного випрямляча, працюючого в режимі стабілізації напруги [10].

Ці позитивні чинники і говорять на користь схеми перетворювального агрегата на основі діодно-тиристорного дванадцятипульсного випрямляча з реверсивним вольтододатком на двоопераційних тиристорах (рис. 2,б) стосовно використання на головних тягових підстанціях метрополітенів з повздовжньою лінією живлення.

Щодо коефіцієнта корисної дії перетворювального агрегата на основі діодно-тиристорного дванадцятипульсного випрямляча з реверсивним вольтододатком на двоопераційних тиристорах, то тут треба відмітити наступне.

Як показують розрахунки при потужності перетворювального агрегата 16000 кВт, напрузі у повздовжній лінії 12 кВ, використанні в ключах основного випрямляча: діодному комутаторі діодів типу Д133-630-32 (по п'ять послідовно з'єднаних діодів в ключі) та тиристорному комутаторі тиристорів типу Т163-630-50 (по чотири послідовно з'єднаних тиристорів в ключі) та в ключах комутатора вольтододатка двоопераційних тиристорів типу ТЗ 373-2000-50 (одновентильні ключі) сумарні втрати потужності в напівпровідниковій частині перетворювача складають всього 0,4% від потужності агрегата, тобто приблизно 62 кВт. Маючи на увазі, що тягові трансформатори потужністю 16000 кВт і вище проєктуються на коефіцієнт корисної дії не нижчий за 0,99 [5], а одноланкові LC-фільтри некерованих дванадцятипульсних випрямлячів тягових підстанцій мають також коефіцієнт корисної дії на рівні 0,99 [9], то перетворювальні агрегати на основі однострансформаторного діодно-тиристорного дванадцятипульсного випрямляча з реверсивним вольтододатком на двоопераційних тиристорах при потужності 16000 кВт і вище мають коефіцієнт корисної дії не нижчий за 0,98.

Важливим позитивним чинником головних тягових підстанцій є також їх живлення по схемі глибокого вводу від енергомережі 110 (220) кВ, що дозволяє звести на нівець вплив системи тягового електрозабезпечення метрополітенів на міську систему електропостачання. Вирішення ж задач по забезпеченню рівномірності струмонавантаження зовнішньої енергомережі у добовому циклі роботи метрополітена та

корисного використання збиткової енергії рекуперації потребує дооснащення головних тягових підстанцій накопичувачами електроенергії.

3. СИЛОВА СХЕМА НАДПРОВІДНОГО НАКОПИЧУВАЧА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Функціями накопичувачів енергії головних тягових підстанцій метрополітенів є накопичування електроенергії в часи їх низького енергонавантаження та при наявності у повздовжній лінії живлення збиткової енергії рекуперації, а також передача накопиченої енергії у повздовжню лінію в години пікового зростання пасажиропотока і графіка руху метропозідів.

Принципово, для роботи в системах тягового електрозабезпечення можливе використання чотирьох типів накопичувачів енергії: ємнісного, електрохімічного, електромеханічного та надпровідного індуктивного [16]. При цьому, стосовно метрополітенів, найбільш ефективним накопичувачем електроенергії є надпровідний індуктивний накопичувач [17], основними перевагами якого є:

- зростання відносної енергоемності при збільшенні абсолютного значення запасованої енергії;
- широкий діапазон зміни часу робочого графіку, а також дуже "тонке" реагування на зміну графіку навантаження;
- висока частота енергії обміну в загальному об'ємі накопиченої енергії;
- низькі втрати енергії при її збереженні і високий коефіцієнт корисної дії.

Силова схема надпровідного накопичувача енергії (рис. 3) складається із надпровідної частини (НЧ) на основі надпровідної котушки індуктивності L , в магнітному колі якої і накопичується енергія і надпровідного ключа K для забезпечення довготривалого збереження накопиченої в котушці енергії та перетворювальної частини (ПЧ) на основі оборотного широтно-імпульсного перетворювача (ШПП) знакомінної напруги, забезпечуючого перетоки електроенергії проміж надпровідною катушкою і повздовжньою лінією живлення постійного струму (ПЛ). Надпровідний накопичувач енергії підключається безпосередньо до фільтрового конденсатора C перетворювального агрегату.

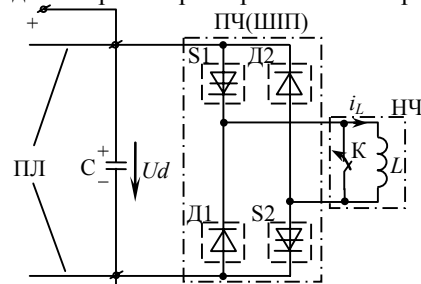


Рис. 3. Силова схема надпровідного накопичувача енергії: S1, S2 та D1, D2 – відповідно силові керовані (тиристорні або транзисторні) і некеровані (діодні) одноквadrантні ключі у складі ШПП; K – надпровідниковий ключ для шунтування; L – надпровідна котушка у складі НЧ, i_L – струм надпровідної котушки, U_d – напруга живлення повздовжньої лінії (напруга на фільтровому конденсаторі Cd)

Даними при проєктуванні надпровідникової котушки є її індуктивність L і значення струму $i_L = I_m$ при розрахунковій максимальній енергетичній ємності котушки W_{max} . Прийняття завишеного значення струму i_L позитивно позначається на масо-габаритних показниках

надпровідної котушки, так як у цьому випадку її проєктують на меншу індуктивність. Однак таке рішення може бути неприйнятним з боку широтно-імпульсного перетворювача знакозмінної напруги із-за недопустимого струмового навантаження його ключів.

Раціональний вибір параметрів L і I_m надпровідної котушки є окремою науково-технічною задачею і ця задача в рамках даної роботи не розглядається. В подальшому розглянемо тільки можливість практичної реалізації надпровідникової котушки потрібної для метрополітенів енергоємності.

Розрахункова максимальна енергетична ємність надпровідникової котушки повинна задовільняти умові:

$$W_{\max} \geq W_0 + W_{MO} + \Delta W, \quad (1)$$

де W_0 і W_{MO} – відповідно енергія обміну і "мертвого об'єму" які визначаються із добового графіка навантаження лінії метрополітена [17]; ΔW – втрати енергії за термін її зберігання.

Виконані розрахунки стосовно Олексіївської лінії ДП "Харківський метрополітен" показують, що для приведення ранкового і вечірнього піків споживаємої потужності до середньодобового споживання необхідний накопичувач енергії з величиною обмінної енергії $W_0 \approx 2,9 \cdot 10^9$ Дж [17]. Враховуючи кількісні показники щодо частки енергії обміну W_0 в загальному об'ємі накопиченої енергії надпровідникової котушки W_{\max} , втрат енергії W при її зберіганні [17], а також порівняно високий коефіцієнт корисної дії (не нижчий від 0,97) напівпровідникового високовольтного перетворювача, забезпечуючого передачу енергії від надпровідної котушки до повздовжньої лінії одержуємо величину розрахункової енергетичної ємності надпровідникової котушки:

$$W_{\max} \geq 3 \cdot 10^9 \text{ Дж}. \quad (2)$$

У відомому авторам проєкті [18] щодо надпровідникового накопичувача енергії для тягового електропостачання високошвидкісних поїздів MAGLEV ($V_{\max} \geq 500$ км/год) йде мова про можливість практичної реалізації надпровідної котушки з розрахунковою максимальною енергетичною ємністю на $20,6 \cdot 10^6$ Дж.

Отже жодних заперечень щодо можливості практичної реалізації надпровідної котушки для накопичувачів енергії головних тягових підстанцій метрополітенів з повздовжньою лінією живлення на сьогодні вже не має.

Не менш важливою інженерною задачею в напрямку створення надпровідного накопичувача енергії для метрополітенів, окрім створення надпровідної котушки, є задача практичної реалізації високовольтного перетворювача.

Практична ж реалізація високовольтного оборотного ШПП знакозмінної напруги для надпровідникових накопичувачів метрополітенів з повздовжньою лінією живлення постійного струму в основному зводиться до побудови з урахуванням досягнень силової електроніки силових керованих ключів, які представляють собою послідовно-паралельне з'єднання одно-вентильних керованих одноквadrантних ключів (транзисторних або тиристорних).

Щодо комутаційних структур оборотного ШПП знакозмінної напруги (рис. 3), то вони представляють собою класичні двофільтрові структури з притаманними їм негативними вадами:

– великими амплітудами крізних струмів при ввімкненні керованих ключів та їх протифазні діоди [19];

– примусовою комутацією керованих ключів як при їх ввімкненні, так і при їх вимиканні [20];

– великими труднощами щодо реалізації послідовно-паралельного з'єднання керованих ключів.

Універсальним способом обмеження амплітуди крізних струмів, обумовлених запізненням відновлення блокуючих властивостей діода, є зниження швидкості наростання струму у вмикаємому керованому ключі шляхом включення в коло протікання крізного струму лінійної індуктивності [19]. Цей шлях потребує прийняття спеціальних схемних засобів (як правило, у вигляді РД-ланцюгів, шунтуючих індуктивностей) по розсіюванню енергії накопичуваної в лінійній індуктивності при перериванні струму і приводить до додаткових втрат [21]. При використанні в якості керованих напівпровідникових приладів – транзисторів, обмеження швидкості наростання струму при їх вмиканні можна зробити шляхом зниження швидкості наростання керуючого сигналу [19]. Цей спосіб суттєво підвищує комутаційні втрати потужності при ввімкненні транзисторів [19, 21].

Щодо примусової комутації керованих напівпровідникових приладів ключів, то при великих потужностях оборотного ШПП переходять до їх природної комутації шляхом використання пристроїв комутаційного захисту – снаберів: РЛД-снаберів для забезпечення природної комутації при ввімкненні та РСД-снаберів для забезпечення природної комутації при вимиканні [20]. Однак наявність в ключі снаберів хоча і забезпечує природну комутацію його напівпровідникових керованих приладів, але не змінює характер комутації щодо всього ключа. Примусова комутація ключа з снаберами супроводжується накопиченням енергії в їх реактивних елементах, а це створює суттєву проблему по її розсіюванні або виведенні. При високих частотах ця проблема виходить на перше місце з точки зору втрат потужності в ключі і її зняття потребує застосування нетрадиційного підходу, а саме, використання вузлів однорідної комутації для реалізації природної комутації ключів [22].

Реалізація природної комутації керованих ключів знімає не тільки проблему розсіювання комутаційної енергії реактивних елементів, але й проблему послідовно-паралельного з'єднання керованих ключів так як їх ввімкнення і вимикання при природній комутації виконується при нульовій напрузі на них [23].

4. СИЛОВА СХЕМА ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ – ЕЛЕКТРОННОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

В роботах [5, 6, 24] наведені силові схеми перетворювачів постійної напруги пунктів живлення які виконані на основі традиційної дуальної структури електронного трансформатора постійної напруги з проміжною трифазною ланкою змінного струму промислової частоти (трифазний тиристорний мостовий автономний інвертор – трифазний трансформатор – трифазний діодний мостовий випрямляч). Основними недоліками такої структури є:

– велика установленна потужність електромагнітного трансформатора проміжної ланки змінного струму;

– велика установлена потужність фільтрового обладнання;

– неможливість передачі збиткової електроенергії рекуперації з тягової мережі у повздовжню лінію пос-

тійного струму;

– примусова комутація ключів первинної ланки (автономного інвертора напруги).

Перехід до однофазних структур електронного трансформатора з проміжною ланкою змінного струму підвищеної частоти дозволяє усунути практично всі вище наведені недоліки.

Силова схема електронного трансформатора дуальної структури з проміжною ланкою однофазного змінного струму підвищеної частоти і діаграми напруги та струму при випрямляючому режимі роботи вторинної ланки наведена на рис. 4, а, б.

Силовая схема однофазного електронного трансформатора дуальної структури (рис. 4,а) включає в себе первинне (високовольтне) джерело напруги U_{Π} , первинну напівпровідникову ланку перетворювача на основі ІН-ВС (інвертора напруги – випрямляча струму), наприклад, з напівмостовою схемою вентильного комутатора і вхідним ємнісним ділянком напруги, трансформатор підвищеної частоти T в проміжній ланці змінного струму, вторинну ланку перетворювача на основі ІС-ВН (інвертора струму – випрямляча напруги), наприклад, з мостовою схемою вентильного комутатора, вихідний фільтр L_B і вторинне (низьковольтне) джерело напруги U_B .

Зміна напрямку потоку енергії в схемі рис. 4, а відбувається за рахунок зміни напрямку струмів в джерелах напруги U_{Π} і U_B . Ця обставина і дозволяє первинну ланку перетворювача виконувати на традиційних для інверторів напруги двохквadrантних ключах знакозмінного струму. Щодо вторинної ланки перетворювача, то для неї потрібні вже чотириквadrантні ключі.

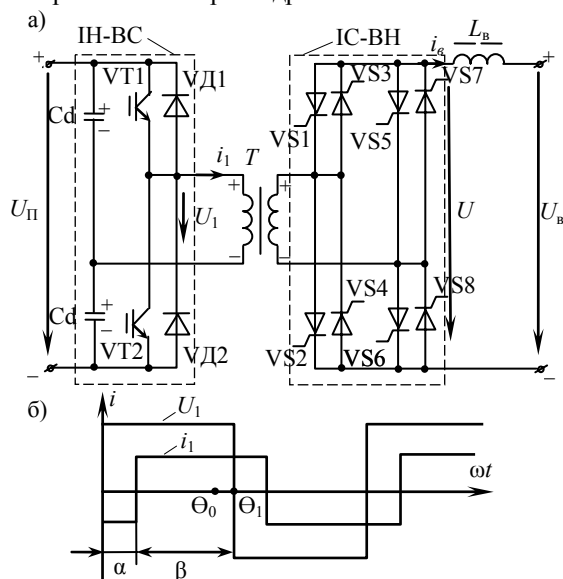


Рис. 4. Силовая схема електронного трансформатора дуальної структури (а) і діаграми напруги та струму при випрямляючому режимі роботи вторинної ланки (б)

При напрямку потоку енергії зліва на право (режим тяги) первинна ланка перетворювача діє як інвертор, формуючи на обмотках трансформатора напругу прямокутної форми (рис. 4, б). Вторинна ланка перетворювача функціонує при цьому як традиційний випрямляч з фазним управлінням по куту α . При зміні напрямку потоку енергії (режим рекуперативного гальмування) вторинна ланка стає веденим інвертором, а первинна ланка переходить у випрямляючий режим.

Основним позитивом цієї схеми є те, що її можна

використовувати без суттєвого погіршення характеристик при мінливому співвідношенні проміж напругами джерел живлення. Це дозволяє виконувати не тільки стабілізацію, але й упереджуваче регулювання напруги живлення тягової мережі і отже, покращити коефіцієнт стабільності напруги в повздовжній високовольтній лінії живлення.

Не менш важливою позитивною властивістю цієї схеми є також те, що в ній може бути організована так називається однорідна комутація ключів, при якій в первинній ланці перетворювача примусовим є тільки вимкнення, ввімкнення ж є природним, а у вторинній ланці перетворювача навпаки: вимкнення є природним, ввімкнення ж є примусовим. Це дозволяє спростити снабери комутаційного захисту і процес відведення накопиченої в них енергії і тим самим реалізувати більш простіше "м'яку" (повну природну) комутацію ключів.

Однак, залишкові комутаційні проблеми в схемі електронного трансформатора дуальної структури які пов'язані з комутаційними операціями, що виконуються примусово, ведуть до зниження допустимої частоти перемикачів ключів і отже, до зниження частоти проміжної ланки. Від останнього безпосередньо залежать маса і втрати енергії в силових електромагнітних елементах електронного трансформатора.

Ці та інші недоліки силових схеми електронного трансформатора дуальної структури [23] і обумовлюють подальший пошук більш ефективних їх структур.

Одним з перспективних схемних рішень у напрямку покращення техніко-економічних характеристик електронного трансформатора є перехід до однорідної структури електронного трансформатора з однофазною проміжною ланкою підвищеної частоти [23].

На рис. 5 наведена схема електронного трансформатора однорідної структури, орієнтована на використання частотного управління. Вона будується на основі ІН-ВС (інвертора напруги – випрямляча струму), оскільки при цьому силові фільтри починаються з конденсаторів, що дозволяють або зовсім відмовитися від дроселів, або багатократно понизити їх установлену потужність.

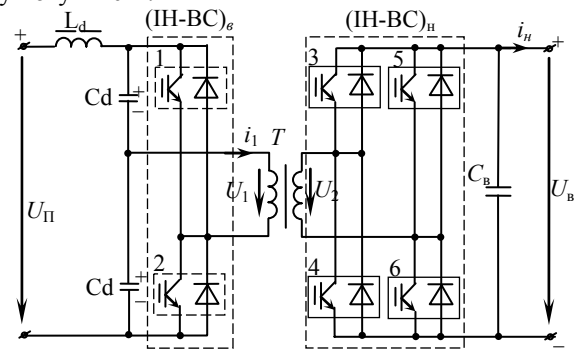


Рис. 5. Силовая схема електронного трансформатора однорідної структури

Схема рис. 5 включає в себе два джерела постійної напруги U_{Π} і U_B , які умовно можна назвати джерелом високої напруги ($U_{\Pi} = 12$ кВ) і низької напруги ($U_B = 1,5$ кВ). На боці високої напруги є напівмостовий інвертор (ІН-ВС)_в з пасивним $L_d C_d$ -фільтром, на боці низької напруги – мостовий (ІН-ВС)_н з ємнісним фільтром C_B . В проміжній ланці змінного струму є включений електромагнітний трансформатор з дещо підвищеним індуктивним опором розсіювання $x^* = (15 - 25)\%$.

Ємності вхідного дільника C_d створюють разом з індуктивністю розсіювання послідовний контур з резонансною частотою, співпадаючою з номінальною частотою проміжної ланки. Пунктирний прямокутник в позначенні ключів високовольтного (ІН-ВС)_в вказує на те, що ключ може виконуватися як послідовно-паралельне з'єднання одновентильних ключів (модулів) і можливо, із спеціальним відсікаючим ємнісним снабером [23]. В низьковольтному (ІН-ВС)_н ключові елементи 3 – 6 кожного із плеч будуються на одновентильних двоопераційних ключах знакозмінного струму (зустрічно-паралельне з'єднання транзистора і діода без снабера). Роль індуктивного снабера для забезпечення природної їх комутації при ввімкненні виконує індуктивність розсіювання трансформатора проміжної ланки змінного струму.

Приймаємо, що потік потужності є направлений від високовольтного джерела U_{Π} до низьковольтного джерела $U_{\text{в}}$, тобто інвертором працює високовольтна ланка (ІН-ВС)_в, а випрямлячем – низьковольтна ланка (ІН-ВС)_н.

На рис. 6, а показаний струм i_1 в режимі короткого замикання ($U_{\text{в}}=0$), на рис. 6,б – при проміжному значенні $U_{\text{в}}$, на рис. 6, в і рис. 6,г – в номінальному режимі $U_{\text{в}} = U_{\text{вн}}$. Як бачимо, в схемі електронного трансформатора, передбачається обмеження амплітуди струму i_1 на рівні i_k .

Ключі інвертора високовольтної ланки (ІН-ВС) працюють в цьому режимі з природною комутацією при ввімкненні (при нульовому струмі в момент t_0) і примусовою комутацією при вимиканні (момент t_1) з виходом на природний режим вимикання в номінальному режимі при відсутності ємнісного снабера (рис. 6,г)

При наявності ємнісного снабера управління схемою при зміні струму навантаження виконується таким чином, щоб забезпечувався мінімально необхідний струм $i_{\text{км}}$ для перезарядки ємності снабера (рис. 6, в). Для цього точка комутації t_1 по мірі зниження струму навантаження спочатку зміщується вліво до тих пір поки вона не співпаде з моментом досягнення амплітудного значення струму i_1 , а потім схема переходить у преривчастий режим роботи по струму. Період повторюєності T_{Π} складається при цьому з робочого такту T , який є періодом відповідного безперервного граничного режиму (рис. 6,б) і безструмової паузи t_{Π} , на протязі якої індукція в осерді трансформатора T зберігає постійне значення, рівне негативній залишковій індукції. Утримання постійного значення негативної індукції відбувається у зв'язку з тим, що на інтервалі паузи фільтровий конденсатор $C_{\text{в}}$ розряджається струмом навантаження. Тому за рахунок більшої різниці первинної напруги U_1 і приведенної вторинної напруги U'_2 величина струму переключення $i_{\text{км}}$ досягається на позитивній хвилі струму i_1 швидше, чим на негативній. По цій причині негативний приріст індукції на робочому такті стає декілька більшим у порівнянні з позитивним.

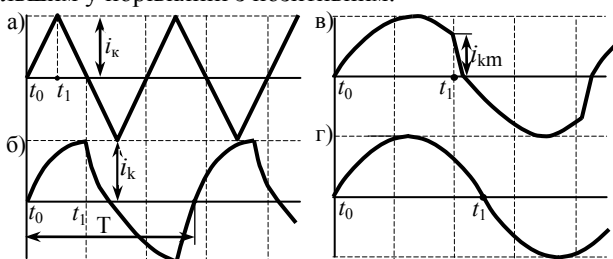


Рис. 6. Струм i_1 при різних значеннях напруги на виході перетворюючої ланки, працюючої випрямлячем

Із преривчастого режиму роботи відбувається і зміна напрямку потоку потужності. Система керування контролює дві позиції вихідної напруги $U_{\text{в}}$: нижню $U_{\text{вн}}$ і верхню $U_{\text{вв}}$. Різниця проміж цими позиціями приймається дещо більшою у порівнянні з прирістом напруги на конденсаторі $C_{\text{в}}$ на робочому такті.

При досягненні нижньої позиції $U_{\text{вн}}$ починається черговий робочий такт включення транзистора у високовольтній ланці, що приводить до підзарядки конденсатора $C_{\text{в}}$. Якщо ж струм навантаження змінив свій напрямок і на конденсаторі досягнута верхня позиція $U_{\text{ов}}$, то вмикається транзистор у низьковольтній ланці перетворювача, що веде до розряду конденсатора $C_{\text{в}}$ і так далі.

Відмітимо також, що використання в силовій схемі електронного трансформатора ємнісного відсікаючого снабера високовольтної ланки окрім підвищення надійності роботи ключів дозволяє також виконувати в схемі плавне регулювання напруги $U_{\text{в}}$ в невеликих межах. Останнє і робить можливим використання електронних трансформаторів однорідної структури на підземних пунктах живлення тягової мережі метрополітенів з повздовжньою лінією живлення для яких при стабілізації напруги живлення повздовжньої лінії не потрібне широке регулювання напруги живлення тягової мережі з метою стабілізації в ній напруги.

Таким чином, на підземних пунктах живлення тягової мережі метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією в якості перетворювача постійної напруги (ППН) 12 кВ/1,5 кВ доцільно використовувати оборотний електронний трансформатор постійної напруги однорідної структури з проміжною ланкою однофазного змінного струму підвищеної частоти. Це дозволяє не тільки покращити техніко-економічні характеристики перетворювача постійної напруги у порівнянні з перетворювачем на основі оборотного електронного трансформатора дуальної структури, але й вирішити задачу стабілізації напруги живлення тягової мережі на рівні 1,5 кВ при коливаннях навантаження повздовжньої лінії, задачу струмового захисту при коротких замиканнях як в тяговій мережі, так і в повздовжній лінії та задачу передачі всієї рекуперованої енергії на будь-якому із міжстанційних перегонів у повздовжню лінію, де вона або передається на інші міжстанційні перегони з тяговим навантаженням не зважаючи на відсутність наскрізного з'єднання зон живлення контактної рейки, або в надпровідні накопичувачі енергії наземних головних тягових підстанцій. Вирішення останньої задачі і дозволяє довести коефіцієнт корисного використання енергії рекуперації практично до одиниці при будь-якому графіку руху метрополітенів.

Щодо коефіцієнта корисної дії електронного трансформатора 12 кВ/ 1,5 кВ то розрахунки показують, що при потужності електронного трансформатора однорідної структури 4,5 МВт і частоті струму проміжної ланки 1000 Гц він для тягового режиму складає близько 0,99. Складові втрати потужності в електронному трансформаторі при цьому розподіляються наступним чином:

- в електромагнітному трансформаторі втрати на рівні 10 кВт;
- в напівпровідникових ключах втрати на рівні 17кВт;
- в реактивних елементах фільтрів втрати на рівні 13 кВт.

Ще один позитивний чинник щодо електромагнітного трансформатора полягає в тому, що його маса при потужності 4,5 МВт не перевищує 250 кг.

Однак, радикальний ефект з боку втрат потужності та маси електромагнітного трансформатора при підвищенні частоти до 1000 Гц досягається лише за рахунок використання форсированих способів охолодження, спеціальної конструкції та оптимального співвідношення проміж втратами потужності в осерді і котушках трансформатора.

5. ВИСНОВКИ

Наведені схемотехнічні рішення і результати розрахунків щодо основних вузлів системи електротягового забезпечення метрополітенів з повздожньою лінією живлення та сучасні досягнення перетворювальної техніки, силової електроніки і трансформаторобудування дозволяють суттєво покращити показники технічної досконалості цієї системи, а саме досягти:

- коефіцієнта потужності споживаємої із зовнішньої енергомережі близькою до одиниці;
- коефіцієнта рівномірності навантаження зовнішньої мережі близького до одиниці;
- коефіцієнта стабільності напруги живлення метропоздів близького до одиниці;
- коефіцієнта корисної дії не нижчий за 0,9;
- коефіцієнта корисного використання енергії рекуперації близького до одиниці;
- коефіцієнта зниження інтенсивності руху метропоздів при одинарних відмовах в системі на рівні одиниці;
- класу експлуатаційної надійності близького до абсолютного за рахунок пом'якшення сталих і перехідних режимів роботи основних вузлів (використань струмового безконтактного захисту, природної комутації ключів автономних перетворювачів і т. п.).

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Колузаев А.М., Едигарян Л.С., Ермолов Д.Г. и др. Электроснабжение метрополитенов. Устройство, эксплуатация и проектирование. – М.: Транспорт, 1977. – 431 с.
- [2] Быков Е.И., Панин Б.В., Пунынин В.Н. Тяговые сети метрополитенов. – М.: Транспорт, 1987. – 256 с.
- [3] Бей Ю.М., Мамошин Р.Р., Пунынин В.Н., Шалимов М.Г. Тяговые подстанции. – М.: Транспорт, 1986. – 319 с.
- [4] Гаврилов Я.И., Мнацаканов В.А. Вагоны метрополитена с импульсными преобразователями. – М.: Транспорт, 1986. – 229 с.
- [5] Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
- [6] Марикин А.Н. Схемотехника современных тяговых подстанций постоянного тока и перспективные системы электроснабжения. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта России. Традиции, современность, перспективы: Материалы Международного симпозиума Eltrans' 2001, Санкт-Петербург, ПГУПС, 2002. – С. 147–155.
- [7] Хворост Н.В. Концепция новой структуры системы электрической тяги для метрополитена. // Науч.-техн. сборник "Коммунальное хозяйство городов", вып. 53, Киев, Техніка, 2003. – С. 172–179.
- [8] Шевлюгин М.В. Перспективы использования накопителей энергии в системе тягового электроснабжения электрический железных дорог. // Тезисы докладов Международного симпозиума Eltrans' 2001, 23–26 октября 2001 г., Санкт-Петербург, ПГУПС, 2001. – С. 43–44.
- [9] Барковский Б.С., Магай Г.С., Маценко В.П. и др. Двенадцатипульсные полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. – М.: Транспорт, 1990. – 137 с.
- [10] Хворост М.В. Підвищення ефективності дванадцятипульсових випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздожньою високовольтною лінією

живлення постійного струму. / Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, №3, 2004. – С. 50–54.

- [11] Хворост М.В. Базові положення теорії випрямлячів-стабілізаторів напруги для перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітенів з повздожньою лінією постійного струму. // Науч.-техн. сборник "Коммунальное хозяйство городов", вып. 60, Киев, Техніка, 2004. – С. 236–247.
- [12] Жемеров Г.Т., Сокол Е.И., Крылов Д.С. и др. Новый класс преобразователей переменного напряжения в постоянное, электромагнитно совместимых с питающей сетью. / Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Силовая електроніка та енергоефективність", ч. 1, Київ, 2001. – С. 3–8.
- [13] Бадер М.П. Модернизация и повышение технико-экономических показателей сглаживающих фильтров тяговых подстанций. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта России. Традиции, современность, перспективы: Материалы Международного Симпозиума Eltrans' 2001, Санкт-Петербург, ПГУПС, 2002. – С. 164–170.
- [14] Соколов С.Д., Бей Ю.М., Гуральник Я.Д., Чаусов О.Г. Полупроводниковые преобразовательные агрегаты тяговых подстанций. – М.: Транспорт, 1979. – 264 с.
- [15] Хворост М.В., Божко В.В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітенів з повздожньою лінією живлення. // Електротехніка і Електромеханіка, №1, 2005. – С. 106–109.
- [16] Hennig E., Stephanblome T. Speichertechnologien für die elektrische Energieversorgung. / Elektrische Bahnen, №11–12, 2000(98). s. 459–462.
- [17] Омеляненко Г.В., Хворост Н.В., Бондаренко В.Е. Накопитель энергии для тяговой сети метрополитена. // Вісник НТУ "ХПІ", №36, Харків, 2005. – С. 47–56.
- [18] Shintoni T. Design study of Toroidal 6 M Wh SMES for Maglev. // Cryogenics, №3, 1994(34). – p. 192–202.
- [19] Хворост Н.В. Эксплуатационные характеристики управляемых полупроводниковых приборов тяговых преобразователей электроподвижного состава. / Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, №2, 2003. – С. 31–36.
- [20] Гончаров Ю.П., Будьонний О.В., Морозов В.Г. та інші. Перетворювальна техніка. ч. 2, Харків, Фоліо, 2000. – 360с.
- [21] Oi Y., Kato S., Kato T., Yajima A., Ujiie A., Takahara E. IEGT Power Converters for the Shinkansen Traction Systems. // T. IEE Japan, vol. 121 – D, №3, 2001. – p. 356 – 362.
- [22] Хворост М.В., Гончаров Ю.П., Панасенко М.В. та інші. Види комутації та енергетичні характеристики в електричних колах з ключовими елементами. / Електротехніка і Електромеханіка, №4, 2005. С. 67–72.
- [23] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. и др. Обратимый преобразователь для связи двух линий постоянного тока в системе распределенного тягового электроснабжения. / Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Проблеми сучасної електротехніки", ч. 6, Київ, 2004. – С. 99–106.
- [24] Самонин А.П., Смирнов Д.Б. Внешняя характеристика преобразовательного пункта постоянно-постоянного тока с промежуточным контуром переменного тока. // Электрификация и научнотехнический прогресс на железнодорожном транспорте: Материалы второго международного симпозиума Eltrans' 2003. – С. 428–433.
- [25] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. и др. Обратимые трансформаторные преобразователи дуальной структуры для связи двух источников постоянного тока. / Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Силовая електроніка та енергоефективність", ч. 2, Київ, 2005. – С. 9–12.
- [26] Ituriz F., Ladoux P. Phase controlled multilevel converters based on dual structure associations. // IEEE Trans. on power electronics, v.15, №11, 2000. – p. 92–102.

Надійшла 07.03.2006

Список авторів

Б	Р
Баранов Михаил Иванович 60	Радимов Игорь Николаевич 25
Баранцев Михаил Владимирович 25	Рымша Виталий Викторович 25
Батыгин Юрий Викторович 66	
Беззапонная Виктория Михайловна 36	С
Білий Павло Миколайович 5	Себко Вадим Вадимович 33
Богданова Людмила Евгеньевна 41	Себко Вадим Пантелеевич 36
Божко Володимир Вячеславович 79	Сериков Георгий Сергеевич 66
Бондар Роман Петрович 16	Сероштанов Вадим Александрович 74
В	Т
Велков Александр Андреевич 45	Терешин Виктор Николаевич 41
Г	Х
Галиновский Александр Михайлович 9	Хворост Николай Васильевич 79
Голенков Геннадій Михайлович 16	
Головащенко Сергей Федорович 66	Ч
Д	Чаплыгин Евгений Александрович 71
Дегтярёв Александр Валентинович 57	Чуванков Виктор Юрьевич 45
Друй Олег Самойлович 74	Чувашев Виктор Анатольевич 45
И	Ш
Ильичёва Вера Олеговна 76	Шарабан Юрий Владимирович 54
Л	Шарый Сергей Владимирович 74
Ленская Елена Александровна 9	Э
О	Эрхард Айхофер 9
Опришко Віктор Вікторович 5	Ю
П	Юферов Владимир Борисович 74
Павленко Татьяна Павловна 22	
Папазов Юрий Николаевич 45	
Паршиков Алексей Матвеевич 45	

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Belyi P.N., Opryshko V.V.

A slow-speed low-power disc-type magnetoelectric motor

A disc-type magnetoelectric micromotor is considered. The motor magnetic system arrangement is given. Estimation of magnetic field and electromagnetic moment of the motor is made.

Key words – magnetoelectric motor, high-coercivity permanent magnet, magnetic system, disk-type, slow speed.

Galinovskiy A.M., Lenskaya E.A., Eichhofer Erchard

Switching overvoltage of a rotary converter of a noncontact synchronous machine in asynchronous operation mode

Action of the field coil EMF of a noncontact synchronous machine in asynchronous operation mode on overvoltage magnitude of a three-phase rotary bridge converter with the gate protection from internal overvoltage has been studied. It is shown that for the field coil EMF amplitude exceeding the converter no-load voltage, voltage on the diode converter gate reaches the field coil EMF amplitude, and the field coil voltage reaches the sum of the field coil EMF and power source amplitudes, external overvoltage eliminated in reversible thyristor converter with a hybrid control law.

Key words – noncontact synchronous machine, rotary bridge converter, switching overvoltage, asynchronous operation.

Golenkov G.M., Bondar R.P.

Mathematical simulation of tubular linear synchronous vibrator operation in a trenchless pipelayer

Problems of linear synchronous vibrators application to pipe driving are considered. Design of a tubular linear synchronous vibrator with permanent magnets is introduced, a mathematical model of a vibropercussion system motion developed. Research into influence of power pulse shape on the system mechanical parameters is done.

Key words – trenchless technology, linear synchronous motor, vibropercussion system.

Pavlenko T.P.

On activated particles migration in contact composition element lattices

The paper considers activated state of a statistic thermodynamic system in configuration phase space. Analysis of the given research results allows developing a calculation technique to explain causes of possible motion of arc reference points on the contact face.

Key-words – system activated state, particle migration, configuration phase space, arc reference point motion.

Rymsha V.V., Radimov I.N., Barantsev M.V.

An ANSYS Workbench 10.0 based calculation technique for stationary 3D magnetic field

5 in switched reluctance motors

The main steps of stationary 3D magnetic field calculation for switched reluctance motors via ANSYS Workbench are described.

Key words – switched reluctance motor, magnetic field calculation, electromagnetic torque, flux linkage.

Sebko V.V.

Determination of electromagnetic parameters of a pipe adjusted for the pipe temperature

9 The paper considers a temperature coefficient α calculation technique with application of a new multiparameter method of relative magnetic permeability μ_r , electric conductivity σ and temperature t determination for a pipe in the temperature range of $20^\circ\text{C} \leq t \leq 180^\circ\text{C}$ and within the μ_r range from 50 through 1000. The basic relationships for the electromagnetic parameters of ferromagnetic pipes are derived along with expression for the temperature at which the parameters are determined.

Key words – electromagnetic parameters, calculation technique, ferromagnetic pipes.

Sebko V.P., Bezzaponnaya V.M.

Calibration of a device for flat weak-magnetic samples monitoring

16 A calibration technique for a low-magnetic sheet materials monitoring device is considered. A way of proper calibration of the device in low and medium magnetic fields is shown. Circuits for AC and DC calibration are used.

Key words – low-magnetic sheet materials, monitoring device, calibration technique.

Tereshin V.N., Bogdanova L.E.

Methodological principles of thermal-bimetallic actuating mechanism designing for electromechanical protectors

41 Principles of thermal bimetallic mechanisms designing for protection and control devices are introduced to allow choice of the thermal element shape and the thermal bimetal grade from which the thermal element will be made. Optimal geometrical parameters of the element and heating techniques are also given.

Key words – electromechanical protector, actuating mechanism, thermal element, thermal bimetal, designing.

Chuvashov V.A., Papazov Yu.N., Chuvankov V.Yu., Parshikov A.M., Velikov A.A.

Energy-efficient induction motors for Ukrainian coal industry

25 Recent achievements in Ukraine, the USA, France, Italy, Germany, Poland, Brazil and India associated with creation of induction motors equipped with a copper cast rotor winding are analyzed. Bench test results show that the above motors are characterized with higher efficiency and greater useful power as against similar motors

equipped with aluminum rotors.

Key words – induction motors, copper cast rotor winding, higher efficiency.

Sharaban Yu.V.

Elaboration of an iron-cobalt magnetic core technology for aviation motor stators

A technology of aviation motor stator magnetic core manufacture from alloys with a high saturation induction is described.

Key words – iron-cobalt alloy, annealing, magnetic core, mandrel, gluing, thermomagnetic processing.

54

Electrical Engineering: Theory

Degtyarev A.V.

A twelve-point method and a three-module measuring system for space harmonic analysis of magnetic field

A twelve-point method and a three-module system for magnetic moment measurement in technical objects are introduced. An algorithm for eliminating action of the most powerful multipole disturbances of magnetic field space harmonics on measurement results is worked out. Mathematical

models for a measured signal and for a multiple component of the method error are developed. High accuracy of the magnetic moment measurement system, as compared with a two-module measuring system, is achieved.

Key words – magnetic field, magnetic moment, twelve-point method, measuring system, space harmonic, multipole disturbances, measurement accuracy.

57

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

Approximate calculation of ultrahigh electric and high magnetic fields in a material atom

Results of evaluation calculations of ultrahigh electric and high magnetic fields in the simplest material atom, a hydrogen atom, are given, the calculation based on Bohr's quantum-mechanical model of the atom improved by the author. It is shown that in the material atom studied electric field strength E_{en} is up to 10^{16} V/m and magnetic field strength $H_{en} - 10^7$ A/m. Estimated density of electric field energy w_{En} in the hydrogen atom is about 10^{21} J/m³ and that of magnetic field energy w_{Hn} is about 10^7 J/m³.

Key words – hydrogen atom, ultrahigh electric field, high magnetic field, strength and density of electric field energy, strength and density of magnetic field energy.

Batygin Yu.V., Golovashchenko S., Serikov G.S.

Magnetic field and pressure excited by a single-turn inductor in a sheet-billet bend

Electrodynamic processes in an inductor system intended for bend molding on prebent metal plates are theoretically analyzed. Analytical expressions for magnetic field strength are derived. Their validity is verified by means of limiting process to known and earlier-described solutions. Calculations made for the inductor system reveal feasible variants of the system design which allow higher efficiency by increasing force action efficiency in the bend molding zone and decreasing

60

pressure on the adjacent surface of the sheet billet.

Key words – magnetic pulse metal working, inductor system, bend molding, sheet billet.

Chaplygin E.A.

Magnetic field in a thin-wall sheet billet at low values of operating frequencies

Characteristic of magnetic field excited in the metal of a thin-wall sheet billet in an inductor system at low values of operating frequencies of a current impulse is calculated. It is revealed that a high-power normal component of the magnetic field strength, distribution of which is not limited by the width of the induction coil, is excited.

Key words – thin-wall sheet billet, field characteristic, low operating frequencies, high-power normal component.

Yuferov V.B., Shariy S.V., Druj O.S., Serosh-tanov V.A., Ilichova V.O.

A simulation cryogenic solenoid of an experimental plasma magnetic separator

A large-size cryosolenoid with a non-vacuum cryostat has been designed, estimated and made in laboratory conditions. Experimentally obtained characteristics of the solenoid and its thermophysical parameters are in good agreement with calculated data and show areas of possible application of the solenoid for experimentation on electromagnetic separator of elements.

Key words – cryosolenoid, non-vacuum cryostat, thermophysical parameters, electromagnetic separator.

66

79

Electric Transport

Chvorost M.V., Bozhko V.V.

An underground traction power supply system of higher efficiency

The paper analyzes circuit solutions for the main blocks of an underground traction power supply system with a longitudinal high-voltage DC

supply line. It is shown that their application may significantly improve technical perfection figures of the underground traction power supply system.

Key words – traction power supply system, longitudinal high-voltage supply line, circuit solutions.

71

74

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

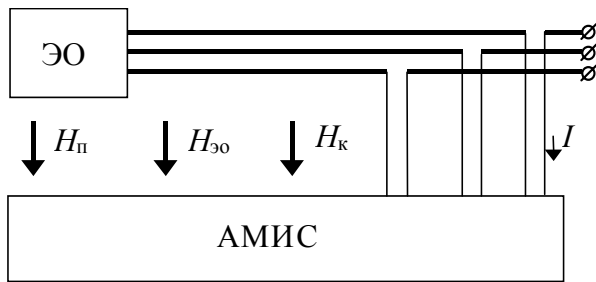


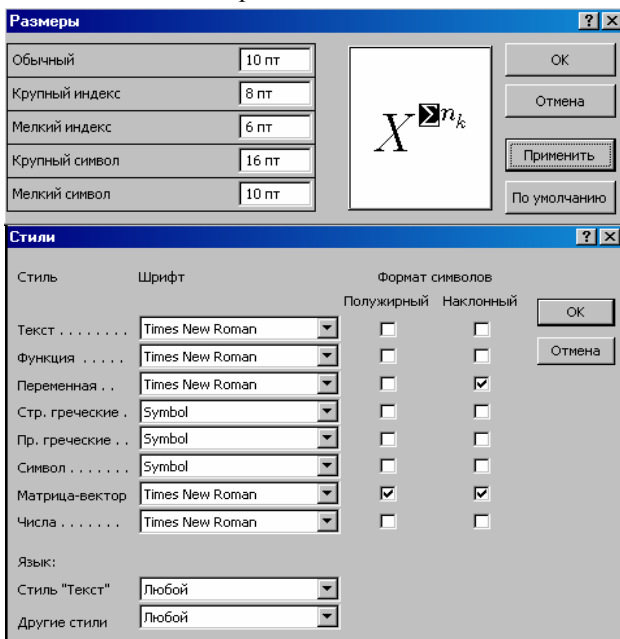
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_{k \text{ внутр}}}, \quad (1)$$

де $\tau_{u \max}$ - ..., $T_{k \text{ внутр}}$ - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехоустойчивых магнитных полей // *Техн. электродинамика*. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля ферромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // *Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации"* (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2006

або

Надійшла 02.07.2006

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злунціна Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2006'6

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 02.12.2006 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 11,5.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 130. Зам. № 1816. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
